

DOI: 10.7652/xjtuxb201312015

协作认知网络中鲁棒的分布式波束形成

王超^{1,2}, 邓科¹, 庄丽莉², 喻晓玲²

(1. 西安交通大学电子与信息工程学院, 710049, 西安; 2. 中国太原卫星发射中心, 036300, 忻州)

摘要: 针对放大转发协作认知网络中信道信息快变导致主用户接收到的干扰功率不受控制的情况,提出了一种鲁棒的分布式波束形成(RDRB)算法。当次用户协作节点上的信道信息有估计误差时,RDRB 算法通过设计次用户协作中继节点上的波束形成系数最大化目的节点的信噪比,同时保证了对主用户干扰功率和各个中继节点最大发射功率均不超过门限。RDRB 算法通过二分法可以搜索到非凸的原问题的次优解,极大地降低了运算量,还可以在信道快变时控制主用户接收到的干扰功率。仿真结果表明,RDRB 算法能严格地将主用户接收到的干扰功率控制在既定的干扰门限之下,低于非鲁棒算法 2 dB 以上,从而有效地保护了主用户能正常通信不受干扰。

关键词: 协作认知网络;放大转发;分布式波束形成

中图分类号: TN929.5 **文献标志码:** A **文章编号:** 0253-987X(2013)12-0084-06

A Robust Distributed Relay Beamforming Algorithm for Cooperative Cognitive Radio Networks

WANG Chao^{1,2}, DENG Ke¹, ZHUANG Lili², YU Xiaoling²

(1. School of Electronics and Information Engineering, Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710049, China;

2. China Taiyuan Satellite Launch Center, Xinzhou, Shanxi 036300, China)

Abstract: A robust distributed relay beamforming (RDRB) algorithm is proposed to address the uncontrollable problem of the received interference power at the primary user (PU) caused by the fast varying channel state information (CSI) in amplify and forward cooperative cognitive radio networks. When there exists estimation error in CSI, the RDRB method maximizes the signal to noise ratio (SNR) of the secondary receive node under constraints of the maximum interference to PU and the maximum transmit power to each node by designing the distributed relay beamforming weights of cooperative secondary nodes. The RDRB algorithm finds the suboptimal solution of the non-convex original problem using the bisection search. This strategy reduces calculation cost significantly and controls the received interference power at the PU when channels are fast varying. Simulation results show that the RDRB algorithm controls the interference power at the PU under a given level strictly, at least 2 dB less than those of non-robust algorithms, and the communication of the PU is effectively protected.

Keywords: cooperative cognitive network; amplify and forward; distributed relay beamforming

认知无线电作为提高频谱利用率的一项关键技术,近些年来得到了广大科研工作者的青睐。在认

知无线电中,其频谱共享方式主要分为以下 3 种^[1]: 交织(Interweave)、覆盖(overlay)、共存(underlay)。

收稿日期: 2013-03-20。 作者简介: 王超(1985—),男,硕士生;邓科(通信作者),男,副教授。 基金项目: 国家自然科学基金资助项目(60971113,61172093,61071216,61071125);国家科技重大专项资助项目(2010ZX03003-002)。

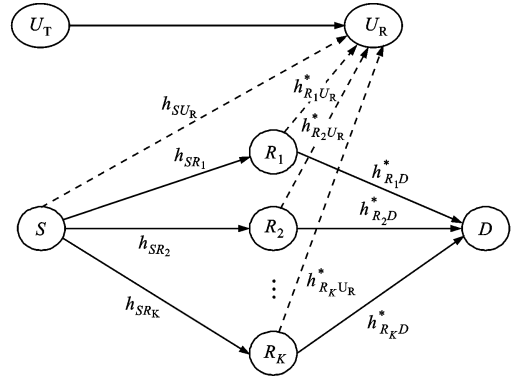
网络出版时间: 2013-09-18 网络出版地址: <http://www.cnki.net/kcms/detail/61.1069.T.20130918.1716.001.html>

共存方式可以获得最高的频谱利用率^[2],但由于主用户干扰门限的限制,次用户源节点的发射功率较低,从而很大程度限制了次用户网络的传输距离和通信质量。通过引入次用户协作中继,可以扩大次用户网络的传输范围,改善网络的通信质量^[3-4],但由于信道估计误差和信道过期问题的影响,实际系统中理想的信道信息很难获得。在协作认知网络中,如何利用非理想的信道信息去设计分布式波束形成是一个急需解决的问题。当信道信息快变时,文献大多假设信道信息的观测值与真实值之间的误差是有界的^[5-7],即真实的信道信息处于一个边界既定的不确定域中。基于此,很多文献研究了信道信息快变情况下认知系统的设计。文献[5]假设多个主用户和多个次用户收发对共存于认知网络中,且次用户网络的信道信息已知,次用户网络到主用户真实的信道信息位于以观测值为中心的球形不确定域内。该算法在次用户源节点的最大发射功率和对各个主用户总的干扰功率约束下,通过对次用户源节点预编码矩阵的联合设计最小化次用户网络的均方误差。文献[6]建模了一个次用户的广播系统和多个主用户共存的认知网络,其中真实的信道信息位于以观测值为中心的球形不确定域中。该算法在对主用户干扰功率和次用户目的节点的信干噪比的约束下,通过对次用户源节点预编码矩阵进行设计,最小化次用户的发射功率。目前,研究非理想信道信息下协作认知网络中协作中继的分布式波束形成设计的文献较少。

本文针对放大转发协作认知网络中信道信息快变导致主用户接收到的干扰功率不受控制的问题,基于文献[5-6]中所采用的球形有界误差的非理想信道模型,提出了协作认知网络中鲁棒的分布式波束形成设计(RDRB)算法。RDRB算法本身是一个非凸问题,没有有效的求解算法,但是经过证明,原问题的次优解可以通过对秩放松后的优化问题采用二分法搜索得到。

1 系统模型

考虑如图 1 所示的协作认知网络,系统包含一对主用户,一对次用户, K 个次用户协作中继,且每个节点都配置单天线。假设次用户的源节点(S)与目的节点(D)之间无直达链路,必须通过 K 个中继($R_k, 1 \leq k \leq K$) 进行协作传输。假设中继是半双工,且采用放大转发(AF)的协作策略。由于次用户与主用户共享频段,它们之间的干扰不可避免。



U_T 为主用户源节点; U_R 为主用户接收节点; S 为次用户源节点; R_i 为第 i 个次用户协作中继; D 为次用户目的节点; h_{xy} 为节点 x 到节点 y 的复信道系数

图 1 协作认知网络系统模型

假设主用户对次用户的干扰可以合并到噪声之中去^[3-4]。为确保次用户网络的存在不会干扰到主用户的正常通信,次用户必须严格控制发射功率,使次用户网络对主用户目的节点(U_R)的干扰功率在既定的干扰门限 I_{th} 之下。

在第一个协作时隙中,假设次用户的发送符号 $s \in \mathcal{C}, E\{|s|^2\} = 1$, 其中 $E\{\cdot\}$ 表示期望操作符,则 R_k 接收到的信号为

$$y_k = h_{SR_k} p^{1/2} s + u_k, \quad 1 \leq k \leq K \quad (1)$$

式中: p 为 S 的发射功率; u_k 为噪声。为确保次用户对主用户的干扰功率在既定的干扰门限 I_{th} 之下, $p = \min\{P_{\max}, I_{th}/|h_{SU_R}|^2\}$, 其中 $P_{\max}$ 是 S 的最大发射功率, $h_{SU_R} \in \mathcal{C}$ 和 $h_{SR_k} \in \mathcal{C}$ 分别是 S 到 U_R 和 S 到 R_k 的复信道系数, u_k 是 R_k 处的加性高斯白噪声。假设 $u_k (1 \leq k \leq K)$ 是均值为 0、方差为 σ_k^2 的独立同分布的复高斯随机变量,在第 2 个协作时隙中, D 收到的信号为 y_D , 则 y_D^* 为

$$y_D^* = \sum_{k=1}^K h_{R_k D}^* (\omega_k h_{SR_k} p^{1/2} s + \omega_k u_k) + u_D \quad (2)$$

式中: $\omega_k \in \mathcal{C}$ 是第 k 个协作中继的复加权系数; $h_{R_k D}^* \in \mathcal{C}$ 表示从 R_k 到 D 的复信道系数; 上标 $*$ 表示复共轭; u_D 是 D 处的加性高斯白噪声,是均值为 0、方差为 σ_D^2 的复高斯随机变量。考虑到权系数设计需要全局 CSI 信息^[5], 假设协作中继的分布式波束形成的权系数 ω_k 是由 S 根据网络中节点反馈的信道信息进行设计并广播给各个协作中继,信息收集过程可简单描述如下^[9]: 在协作准备阶段,首先 S 向所有中继广播 RTS(Ready To Send)帧,协作中继根据收到的 RTS 分别去估计 $h_{SR_k} (1 \leq k \leq K)$; 然后中继节点广播询问帧,查询目的节点、主用户接收端

收到询问帧后,通过询问帧分别去估计 $h_{R_k D}$ ($1 \leq k \leq K$);目的节点在向中继节点广播 CTS (Clear To Send) 帧的同时,将 $h_{R_k D}$ 信息作为附加信息广播出去;中继节点接收到目的节点广播的 CTS 帧后,向源节点 S 广播 CTS 帧,并且将 h_{SR_k} ($1 \leq k \leq K$) 和 $h_{R_k D}$ 作为附加信息广播出去。

在第 2 个协作时隙中, U_R 接收到来自于次用户网络的干扰信号为 I_U , 则其复共轭为

$$I_U^* = \sum_{k=1}^K h_{R_k U_R}^* (\omega_k h_{SR_k} p^{1/2} s + \omega_k u_k) \quad (3)$$

式中: $h_{R_k U_R}^*$ 是 R_k 到 U_R 的复信道系数。为确保次用户网络对主用户的干扰功率在门限 I_{th} 之下,各个协作中继必须确保 $E \| I_U \|^2 \leq I_{th}$ 。令 $\mathbf{h}_{SR} = [h_{SR_1}, \dots, h_{SR_K}]^T$, $\mathbf{h}_{RD} = [h_{R_1 D}, \dots, h_{R_K D}]^T$, $\mathbf{h}_{RU_R} = [h_{R_1 U_R}, \dots, h_{R_K U_R}]^T$, $\mathbf{w} = [\omega_1, \dots, \omega_K]^T$, $\mathbf{u} = [u_1, \dots, u_K]^T$, 可将式(2)和(3)改写为

$$y_D^* = \mathbf{h}_{RD}^H (\mathbf{w} \odot \mathbf{h}_{SR} p^{1/2} s + \mathbf{w} \odot \mathbf{u}) + u_D \quad (4)$$

$$\mathbf{I}_U^* = \mathbf{h}_{RU_R}^H (\mathbf{w} \odot \mathbf{h}_{SR} p^{1/2} s + \mathbf{w} \odot \mathbf{u}) \quad (5)$$

式中: $\odot$ 表示 Hadamard 积。假设各个协作中继最大的发射功率为 η_i ($1 \leq i \leq K$), 有

$$[(\mathbf{w} \odot \mathbf{h}_{SR})(\mathbf{w} \odot \mathbf{h}_{SR})^H + \sigma_R^2 \mathbf{w} \mathbf{w}^H]_{i,i} \leq \eta_i \quad 1 \leq i \leq K \quad (6)$$

2 基于非理想信道信息的鲁棒分布式波束形成

在实际系统中,受信道快变和信道估计误差等多种因素的影响,信道信息的观测值与真实值之间的误差不可避免。因此,本节给出了在信道信息非理想条件下次用户协作中继的分布式波束形成设计方案。首先,作如下假设。

(1) 当用于信道估计的训练序列信噪比(SNR)足够高时, D 可以精确估计出所接收到的等效信道状态信息,即 $\mathbf{h}_{RD}^H \mathbf{w} \odot \mathbf{h}_{SR}$ 。

(2) 协作中继收集的信道信息 $\mathbf{h}_{RD}$ 和 $\mathbf{h}_{RU_R}$ 是不精确的。首先,主用户与次用户网络之间没有协作关系,精确的 $\mathbf{h}_{RU_R}$ 很难获得;其次,协作中继转发 S 的数据要比获得波束形成系数延迟一个协作时隙,在这个时隙中, $\mathbf{h}_{RD}$ 很可能发生变化^[9], 因此精确的 $\mathbf{h}_{RD}$ 很难获得。

(3) S 可以从协作中继获悉真实的 h_{SR_i} , $1 \leq i \leq K$ 。 h_{SR_i} 可由 R_i 估计并直接反馈给 S , 反馈时延可忽略不计。

基于文献[5-7],我们对 $\mathbf{h}_{RD}$ 和 $\mathbf{h}_{RU_R}$ 的观测值与真实值之间的误差做如下建模: $\mathbf{h}_{RD} = \hat{\mathbf{h}}_{RD} + \mathbf{\Delta}_{RD}$,

$\mathbf{h}_{RU_R} = \hat{\mathbf{h}}_{RU_R} + \mathbf{\Delta}_{RU_R}$ 。其中 $\hat{\mathbf{h}}_{RD}$ 和 $\hat{\mathbf{h}}_{RU_R}$ 表示 S 观测到的信道信息,误差向量 $\mathbf{\Delta}_{RD}$ 和 $\mathbf{\Delta}_{RU_R}$ 是有界的,即 $\mathbf{\Delta}_i \in \{a_i \in \mathbb{C}, \|a_i\|_F \leq \rho_i\}$, 其中 $\|\cdot\|_F$ 是 Frobenius 范数。根据本文的分布式波束形成的设计目标,在节点发射功率以及 U_R 处既定的干扰门限约束下,最大化 D 的信噪比 R_{SN} , 此优化问题可由下式描述

$$\begin{aligned} & \underset{t > 0}{\text{maximize}} \quad t \\ & \text{s. t.} \quad \min_{\mathbf{\Delta}_{RD} \in \mathbf{S}_{RD}} R_{SN} \geq t \\ & \quad [(\mathbf{w} \odot \mathbf{h}_{SR})(\mathbf{w} \odot \mathbf{h}_{SR})^H + \sigma_R^2 \mathbf{w} \mathbf{w}^H]_{i,i} \leq \eta_i \\ & \quad \max_{\mathbf{\Delta}_{RU_R} \in \mathbf{S}_{RD}} Ph_{RU_R}^H (\mathbf{w} \odot \mathbf{h}_{SR})(\mathbf{w} \odot \mathbf{h}_{SR})^H \mathbf{h}_{RU_R} + \\ & \quad \sigma_R^2 \|\mathbf{w} \odot \mathbf{h}_{RU_R}\|_2^2 \leq I_{th} \end{aligned} \quad (7)$$

式中: $1 \leq i \leq K$; $R_{SN} = \frac{Ph_{RD}^H (\mathbf{w} \odot \mathbf{h}_{SR})(\mathbf{w} \odot \mathbf{h}_{SR})^H \mathbf{h}_{RD}}{\sigma_R^2 \text{tr}((\mathbf{h}_{RD}^H \odot \mathbf{w})(\mathbf{h}_{RD}^H \odot \mathbf{w})^H) + \sigma_D^2}$ 。

优化问题式(7)可化为一系列子问题并通过二分法搜索 t 的最优解^[7-8]。确切地说,给定一个 t 值求解优化问题式(8),若优化问题式(8)是可解的,则说明优化问题式(7)可以取得更大的 t 值,因此增加 t ,反之则说明 t 值过大,必须要减小 t ,如此反复搜索即可得到 t 的最优解。

$$\begin{aligned} & \underset{t > 0}{\text{minimize}} \quad \text{tr}(P(\mathbf{w} \odot \mathbf{h}_{SR})(\mathbf{w} \odot \mathbf{h}_{SR})^H + \sigma_R^2 \mathbf{w} \mathbf{w}^H) \\ & \text{s. t.} \quad \min_{\mathbf{\Delta}_{RD} \in \mathbf{S}_{RD}} R_{SN} \geq t \\ & \quad [(\mathbf{w} \odot \mathbf{h}_{SR})(\mathbf{w} \odot \mathbf{h}_{SR})^H + \sigma_R^2 \mathbf{w} \mathbf{w}^H]_{i,i} \leq \eta_i \\ & \quad \max_{\mathbf{\Delta}_{RU_R} \in \mathbf{S}_{RD}} Ph_{RU_R}^H (\mathbf{w} \odot \mathbf{h}_{SR})(\mathbf{w} \odot \mathbf{h}_{SR})^H \mathbf{h}_{RU_R} + \\ & \quad \sigma_R^2 \|\mathbf{w} \odot \mathbf{h}_{RU_R}\|_2^2 \leq I_{th} \end{aligned} \quad (8)$$

既然优化问题式(7)的求解归根到底是求解优化问题式(8),那么,下面仅考虑优化问题式(8),即在次用户协作中继的最大发射功率、 D 的 R_{SN} 和 U_R 接收到的干扰功率的约束下,最小化次用户协作中继总的发射功率。

当 $\mathbf{a}$ 、 $\mathbf{b}$ 是任意的 N 维向量时,有 $(\mathbf{a} \odot \mathbf{b})(\mathbf{a} \odot \mathbf{b})^H = (\mathbf{a} \mathbf{a}^H) \odot (\mathbf{b} \mathbf{b}^H)$ 。当矩阵 $\mathbf{A}$ 、 $\mathbf{B}$ 、 $\mathbf{C}$ 为任意 $m \times n$ 维矩阵时,有 $\text{tr}(\mathbf{A}^T (\mathbf{B} \odot \mathbf{C})) = \text{tr}((\mathbf{A}^T \odot \mathbf{B}^T) \mathbf{C})$ 。令 $\mathbf{w} \mathbf{w}^H = \mathbf{W}$, 则 $\mathbf{W}$ 是秩为 1 的半正定 Hermite 矩阵。

$$\begin{aligned} & \min_{\mathbf{\Delta}_{RD} \in \mathbf{S}_{RD}} R_{SN} \geq t \text{ 经过化简后可得} \\ & \quad \max_{\mathbf{\Delta}_{RD} \in \mathbf{S}_{RD}} t \sigma_R^2 \text{tr}((\mathbf{h}_{RD}^H \odot \mathbf{w})(\mathbf{h}_{RD}^H \odot \mathbf{w})^H) - \\ & \quad Ph_{RD}^H (\mathbf{w} \odot \mathbf{h}_{SR})(\mathbf{w} \odot \mathbf{h}_{SR})^H \mathbf{h}_{RD} + t \sigma_D^2 \leq 0 \end{aligned} \quad (9)$$

按照上述 Hadamard 积的性质进一步化简,即可得到式(10)中的第一个约束条件。通过引入向量 $\mathbf{e}_i$ ($K \times K$ 维单位矩阵 $\mathbf{I}_K$ 的第 i 列), 约束条件 $[(\mathbf{w} \odot \mathbf{h}_{SR})(\mathbf{w} \odot \mathbf{h}_{SR})^H + \sigma_R^2 \mathbf{w} \mathbf{w}^H]_{i,i} \leq \eta_i$ 可改写为 $\mathbf{e}_i^T [(\mathbf{w} \odot \mathbf{h}_{SR})(\mathbf{w} \odot \mathbf{h}_{SR})^H + \sigma_R^2 \mathbf{w} \mathbf{w}^H] \mathbf{e}_i \leq \eta_i$, 经过化简

可得到优化问题式(10)的第 2 个约束条件。因此,优化问题式(8)经化简后的等价优化问题为

$$\begin{aligned} & \underset{i>0}{\text{minimize}} \quad \text{tr}(((\mathbf{I}_K \odot \mathbf{h}_{SR} \mathbf{h}_{SR}^H) \mathbf{P} + \sigma_R^2 \mathbf{I}_K) \mathbf{W}) \\ & \text{s. t.} \quad \max_{\mathbf{A}_{Rd} \in \mathbf{S}_{Rd}} (\mathbf{h}_{Rd}^H (t\sigma_R^2 (\mathbf{I}_K \odot \mathbf{W}) - \\ & \quad \mathbf{P}(\mathbf{h}_{SR} \mathbf{h}_{SR}^H \odot \mathbf{W})) \mathbf{h}_{Rd} + t\sigma_D^2) \leq 0 \\ & \quad \text{tr}([P(\mathbf{e}_i \mathbf{e}_i^H) \odot (\mathbf{h}_{SR} \mathbf{h}_{SR}^H)^T + \sigma_R^2 \mathbf{e}_i \mathbf{e}_i^H] \mathbf{W}) \leq \eta_i \\ & \quad \max_{\mathbf{A}_{RU_R} \in \mathbf{S}_{Rd}} (\mathbf{h}_{RU_R}^H (P(\mathbf{h}_{SR} \mathbf{h}_{SR}^H) \odot \mathbf{W} + \sigma_R^2 \mathbf{I}_K \odot \mathbf{W}) \mathbf{h}_{RU_R}) \leq \mathbf{I}_{th} \end{aligned} \quad (10)$$

式中: $1 \leq i \leq K$; $\mathbf{W} \geq 0$ 是广义不等式^[8], 表示 $\mathbf{W}$ 是半正定的 Hermite 矩阵, $\text{rank}(\mathbf{W})=1$ 。由于 $\mathbf{h}_{RU_R}$ 和 $\mathbf{h}_{RD}$ 的可能的取值是无穷的, 因此优化问题式(10)是不可解的。为求解优化问题式(10), 本文采用凸优化中的 S-procedure^[8]将优化问题式(10)转变为如下可解的优化问题

$$\begin{aligned} & \text{minimize} \quad \text{tr}(((\mathbf{I}_K \odot (\mathbf{h}_{SR} \mathbf{h}_{SR}^H)) \mathbf{P} + \sigma_R^2 \mathbf{I}_K) \mathbf{W}) \\ & \text{s. t.} \quad \text{tr}([P(\mathbf{e}_i \mathbf{e}_i^H) \odot (\mathbf{h}_{SR} \mathbf{h}_{SR}^H)^T + \sigma_R^2 \mathbf{e}_i \mathbf{e}_i^H] \mathbf{W}) \leq \eta_i \\ & \quad \mathbf{M}_1(\mathbf{W}, \hat{\mathbf{h}}_{RD}, \mathbf{h}_{SR}) \geq 0 \\ & \quad \mathbf{M}_2(\mathbf{W}, \hat{\mathbf{h}}_{RU_R}, \mathbf{h}_{SR}) \geq 0 \\ & \quad \mathbf{W} \geq 0, \theta \geq 0, \lambda \geq 0, \text{rank}(\mathbf{W}) = 1 \end{aligned} \quad (11)$$

式中: $1 \leq i \leq K$; $\mathbf{M}_1(\mathbf{W}, \hat{\mathbf{h}}_{RD}, \mathbf{h}_{SR}) = \begin{bmatrix} \boldsymbol{\Xi} & \boldsymbol{\xi} \\ \boldsymbol{\xi}^H & \mathbf{v} \end{bmatrix}$, $\boldsymbol{\Xi} = \theta \mathbf{I}_K + (P(\mathbf{h}_{SR} \mathbf{h}_{SR}^H \odot \mathbf{W}) - t\sigma_R^2 (\mathbf{I}_K \odot \mathbf{W}))$, $\boldsymbol{\xi} = (P(\mathbf{h}_{SR} \cdot \mathbf{h}_{SR}^H \odot \mathbf{W}) - t\sigma_R^2 (\mathbf{I}_K \odot \mathbf{W}))^H \hat{\mathbf{h}}_{RD}$, $\mathbf{v} = \hat{\mathbf{h}}_{RD}^H (P(\mathbf{h}_{SR} \mathbf{h}_{SR}^H \odot \mathbf{W}) - t\sigma_R^2 (\mathbf{I}_K \odot \mathbf{W})) \hat{\mathbf{h}}_{RD} - t\sigma_D^2 - \theta \rho_{RD}$, $\mathbf{M}_2(\mathbf{W}, \hat{\mathbf{h}}_{RU_R}, \mathbf{h}_{SR}) = \begin{bmatrix} \boldsymbol{\Omega} & \boldsymbol{\psi} \\ \boldsymbol{\psi}^H & \boldsymbol{\tau} \end{bmatrix}$, $\boldsymbol{\Omega} = \lambda \mathbf{I}_K - (P(\mathbf{h}_{SR} \mathbf{h}_{SR}^H) \odot \mathbf{W} + \sigma_R^2 \mathbf{I}_K \odot \mathbf{W})$, $\boldsymbol{\psi} = (-P(\mathbf{h}_{SR} \mathbf{h}_{SR}^H) \odot \mathbf{W} - \sigma_R^2 \mathbf{I}_K \odot \mathbf{W})^H \hat{\mathbf{h}}_{RU_R}$, $\boldsymbol{\tau} = \hat{\mathbf{h}}_{RU_R}^H (-P(\mathbf{h}_{SR} \mathbf{h}_{SR}^H) \odot \mathbf{W} - \sigma_R^2 \mathbf{I}_K \odot \mathbf{W}) \hat{\mathbf{h}}_{RU_R} + \mathbf{I}_{th} - \theta \rho_{RU_R}$ 。

由于 $\text{rank}(\mathbf{W})=1$ 的限制, 优化问题式(11)是非凸的, 没有有效的求解算法。

定理 1 如果优化问题式(10)是可解的, 且 $\boldsymbol{\Xi}$ 是正定矩阵, 对(10)进行秩放松(省去 $\text{rank}(\mathbf{W})=1$ 的约束条件)后的凸优化问题的最优解 $\mathbf{W}$ 的秩恒为 1。

从 $\boldsymbol{\Xi}$ 的表达式不难看出秩为 1 的 $\mathbf{W}$ 是可以通过二分法搜索到的, 虽然它不是最优的。

3 w 广播误差的性能分析

由于 w 是由 S 广播给各个中继节点的, 因此由于量化误差以及反馈信道状况的影响, 中继节点接收到的 $\hat{w}$ 较之源节点广播的 w 存在误差, 假设 $w = \hat{w} + \Delta_w$, 其中 Δ_w 是广播误差。假设误差是有界的, 即 $\|\Delta_w\|_2 \leq \rho_w$ 。基于有界误差模型, 本节致力于最

差情况下的系统性能分析。区别于 w 的设计过程, w 的误差性能分析是基于理想信道信息进行的。

首先分析 Δ_w 对干扰功率 Υ_{IN} 的影响。

$$\begin{aligned} & \underset{\Upsilon_{IN}}{\text{minimize}} \quad \Upsilon_{IN} \\ & \text{s. t.} \quad \Upsilon_{IN} \geq \max_{\Delta_w} (\Delta_w^H (PH_{SR}^H \mathbf{h}_{RU_R} \mathbf{h}_{RU_R}^H \mathbf{H}_{SR} + \sigma_R^2 \mathbf{H}_{RU_R}^H \mathbf{H}_{RU_R}) \Delta_w + 2\text{Re}\{\Delta_w^H (PH_{SR}^H \mathbf{h}_{RU_R} \mathbf{h}_{RU_R}^H \mathbf{H}_{SR} + \sigma_R^2 \mathbf{H}_{RU_R}^H \mathbf{H}_{RU_R}) \hat{w}\} + \hat{w}^H (PH_{SR}^H \mathbf{h}_{RU_R} \mathbf{h}_{RU_R}^H \mathbf{H}_{SR} + \sigma_R^2 \mathbf{H}_{RU_R}^H \mathbf{H}_{RU_R}) \hat{w}) \end{aligned} \quad (12)$$

式中: $\mathbf{H}_{SR} = \text{diag}\{\mathbf{h}_{SR}\}$; $\mathbf{H}_{RU_R} = \text{diag}\{\mathbf{h}_{RU_R}\}$ 。利用 S-procedure, 式(12)可转化为

$$\begin{aligned} & \underset{\Upsilon_{IN}}{\text{minimize}} \quad \Upsilon_{IN} \\ & \text{s. t.} \quad \begin{bmatrix} \boldsymbol{\Sigma}_1 & \boldsymbol{\Sigma}_2 \\ \boldsymbol{\Sigma}_3 & \boldsymbol{\Sigma}_4 \end{bmatrix} \geq 0 \end{aligned} \quad (13)$$

式中: $\boldsymbol{\Sigma}_1 = \theta \mathbf{I} - PH_{SR}^H \mathbf{h}_{RU_R} \mathbf{h}_{RU_R}^H \mathbf{H}_{SR} - \sigma_R^2 \mathbf{H}_{RU_R}^H \mathbf{H}_{RU_R}$; $\boldsymbol{\Sigma}_2 = -(PH_{SR}^H \mathbf{h}_{RU_R} \mathbf{h}_{RU_R}^H \mathbf{H}_{SR} + \sigma_R^2 \mathbf{H}_{RU_R}^H \mathbf{H}_{RU_R}) \hat{w}$; $\boldsymbol{\Sigma}_3 = -\hat{w}^H (PH_{SR}^H \mathbf{h}_{RU_R} \mathbf{h}_{RU_R}^H \mathbf{H}_{SR} + \sigma_R^2 \mathbf{H}_{RU_R}^H \mathbf{H}_{RU_R})^H$; $\boldsymbol{\Sigma}_4 = \Upsilon_{IN} - \hat{w}^H (PH_{SR}^H \mathbf{h}_{RU_R} \mathbf{h}_{RU_R}^H \mathbf{H}_{SR} + \sigma_R^2 \mathbf{H}_{RU_R}^H \mathbf{H}_{RU_R}) \hat{w} - \rho_w \theta$ 。

从而, 广播误差 Δ_w 对主用户造成的最大的干扰功率可由式(12)求得。

其次, 分析 Δ_w 对接收端信噪比 R_{SN} 的影响

$$\begin{aligned} & \underset{\Upsilon_{SINR}}{\text{maximize}} \quad \Upsilon_{SINR} \\ & \max_{\Delta_w} \text{SNR}_D \geq \Upsilon_{SINR} \end{aligned} \quad (14)$$

利用 S-procedure, 式(13)可转化为

$$\begin{aligned} & \underset{\zeta, \Upsilon_{SINR}}{\text{maximize}} \quad \Upsilon_{SINR} \\ & \text{s. t.} \quad \begin{bmatrix} \boldsymbol{\Lambda}_1 & \boldsymbol{\Lambda}_2 \\ \boldsymbol{\Lambda}_3 & \boldsymbol{\Lambda}_4 \end{bmatrix} \geq 0, \zeta \geq 0 \end{aligned} \quad (15)$$

式中: $\boldsymbol{\Lambda}_1 = \zeta \mathbf{I}_K + PH_{SR}^H \mathbf{h}_{RD} \mathbf{h}_{RD}^H \mathbf{H}_{SR} - \Upsilon_{SINR} \sigma_R^2 \mathbf{H}_{RD} \cdot \mathbf{H}_{RD}^H$; $\boldsymbol{\Lambda}_2 = \hat{w}^H (PH_{SR}^H \mathbf{h}_{RD} \mathbf{h}_{RD}^H \mathbf{H}_{SR} - \Upsilon_{SINR} \sigma_R^2 \mathbf{H}_{RD} \cdot \mathbf{H}_{RD}^H)$; $\boldsymbol{\Lambda}_3 = (PH_{SR}^H \mathbf{h}_{RD} \mathbf{h}_{RD}^H \mathbf{H}_{SR} - \Upsilon_{SINR} \sigma_R^2 \mathbf{H}_{RD} \cdot \mathbf{H}_{RD}^H)^H \hat{w}$; $\boldsymbol{\Lambda}_4 = \hat{w}^H (PH_{SR}^H \mathbf{h}_{RD} \mathbf{h}_{RD}^H \mathbf{H}_{SR} - \Upsilon_{SINR} \sigma_R^2 \mathbf{H}_{RD} \cdot \mathbf{H}_{RD}^H) \hat{w} - \Upsilon_{SINR} \sigma_D^2 - \rho_w \zeta$ 。

从而, w 的广播误差 Δ_w 所产生的最差 R_{SN} 可以用式(15)求得。

4 仿真结果与分析

本文仿真采用瑞利平衰落的信道, 假设信道为 $\mathbf{h}_{SU_R} \sim \text{CN}(0, 1)$, $\mathbf{h}_{SR}, \mathbf{h}_{SU_R}, \mathbf{h}_{RD} \sim \text{CN}(\mathbf{0}, \mathbf{I}_K)$, 其中 $x \sim \text{CN}(\mathbf{m}_x, \mathbf{R}_x)$ 表示 x 是一个均值为 $\mathbf{m}_x$ 、协方差矩阵为 $\mathbf{R}_x$ 的复高斯随机变量, 软件包 CVX^[11] 被用于求解秩放松后的优化问题(式(11))。仿真中, 次用户网络包含的协作中继数 $K=6$, U_R 的干扰门限 I_{th}

$=4$ dB, 次用户协作中继的功率限制 $\eta_i = 5$ dB, $1 \leq i \leq K$, 误差向量的边界 $\rho_{RU_R} = \rho_{RD} = 0.09$, 采用鲁棒与非鲁棒的分布式波束形成算法, 得到 D 所能达到的最大 SNR 的累积分布函数和次用户协作中继对 D 的总干扰功率的累积分布函数, 如图 2、图 3 所示。图中非鲁棒的波束形成算法不考虑信道信息观测误差的影响, 仅用观测到的信道信息去设计分布式波束形成的权系数。虽然非鲁棒的波束形成算法取得了较大的平均 SNR, 且较之理想信道信息已知的分布式波束形成性能下降不大(见图 2), 但是, 次用户网络对主用户的干扰功率并没有控制在所设定的干扰门限之下, 而是以接近 50% 的概率大于 I_{th} (见图 3)。与非鲁棒波束形成相比, 虽然鲁棒的分布式波束形成在次用户目的节点可达到的最大 SNR 上较之非鲁棒算法有所损失, 但是它严格地限制了次用户网络对主用户的干扰功率。从图 3 可以看出: 理想信道信息已知条件下的分布式波束形成设计在优化 w 时, 主用户干扰功率的约束是主动约束, 其不等式约束的等号成立。

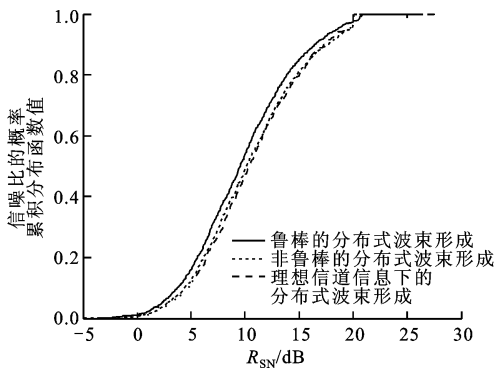


图 2 次用户目的节点的 SNR 的概率累积分布函数

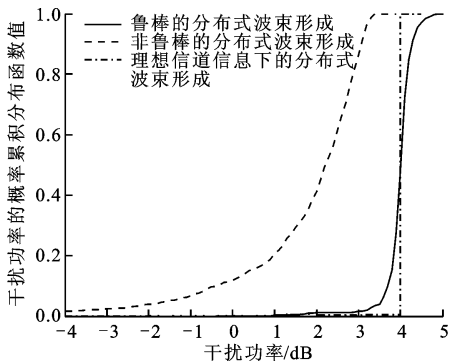


图 3 主用户接收到的干扰功率的累积分布函数

当 $K=6$, $\eta_i = 5$ dB, $1 \leq i \leq K$, $\rho_{RU_R} = \rho_{RD} = 0.2$ 时, 图 4、图 5 分别给出了经过 2 000 次随机信道实现得到的次用户目的节点的平均 SNR 和次用户协作中继对主用户总的平均干扰功率随主用户干

扰门限 I_{th} 的变化情况。由图 4 可知, 随着干扰门限 I_{th} 的不断增大, 鲁棒和非鲁棒的分布式波束形成算法获得的 D 的平均 SNR 之间的差距越来越小, 因此随着干扰门限 I_{th} 的增加, 鲁棒的分布式波束形成算法为了保证主用户正常通信不受干扰所付出的平均代价也越来越小。由图 5 可知, 采用非鲁棒的波束形成算法时, 次用户网络对 U_R 的平均干扰功率要大于 I_{th} , 且随着 I_{th} 线性增加; 当采用鲁棒的波束形成算法时, 次用户网络对 U_R 的平均干扰功率被严格控制在 I_{th} 之下, 且随着 I_{th} 的增加平均干扰功率的增幅不断减小, 严格保证了主用户的正常通信不被干扰。

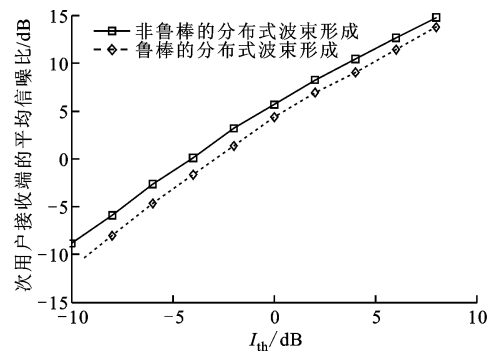


图 4 次用户目的节点的平均 SNR 随干扰门限的变化情况

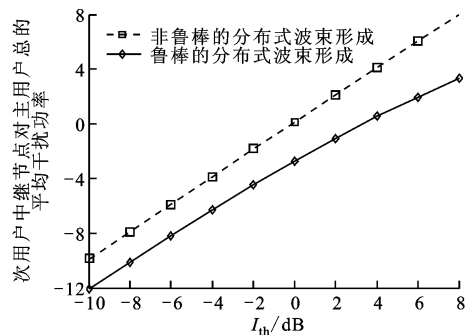


图 5 次用户协作中继对主用户总的平均干扰功率随干扰门限 I_{th} 的变化情况

根据仿真结果可知, 鲁棒的波束形成算法的实质是对干扰功率设置了一个“保护带”, 确保即使发生了最差的信道状况, 其干扰功率仍不会超过既定的干扰门限。然而, 这个保护带的设置不可避免地要付出代价, 即系统的平均 SNR 的降低。

5 总 结

本文针对协作认知网络中协作中继的分布式波束形成技术进行了研究, 提出了基于非理想信道信息鲁棒的分布式波束形成算法, 在次用户协作中继的最大发射功率和对主用户的总干扰功率的限制下, 最大化次用户目的节点的 SNR。仿真结果表

明,在信道信息不理想的条件下,较之非鲁棒的波束形成算法,鲁棒的分布式波束形成算法虽然在次用户目的节点的平均 SNR 上有一定的损失,但是它严格地控制了次用户网络对主用户总的干扰功率,从而保证了主用户的正常通信不受干扰。

参考文献:

- [1] HAYKIN S. Cognitive radio: brain empowered wireless communications [J]. IEEE Communication Magazine, 2005, 43(10): 201-220.
- [2] ZHANG Rui. On peak versus average interference power constraints for protecting primary users in cognitive radio networks [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2009, 8(4): 2112-2120.
- [3] LEE J, WANG H, ANDREWS J G, et al. Outage probability of cognitive relay networks with interference constraints [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2011, 10(4): 390-395.
- [4] JOUNG J, SAYED A H. Multiuser two-way amplify-and-forward relay processing and power control methods for beamforming systems [J]. IEEE Transactions on Signal Process, 2010, 58(3): 1833-1846.
- [5] 桂丽,钟晓峰,邹仕洪. 认知无线网络基于信号博弈的分布式功率控制算法 [J]. 电子与信息学报, 2012, 34(10): 2528-2531.
GUI Li, ZHONG Xiaofeng, ZOU Shihong. Decentralized power control algorithm based on signaling games in cognitive radio networks [J]. Journal of Electronics and Information Technology, 2012, 34(10): 2528-2531.
- [6] GHARAVOL E A, LIANG Yingchang, MOUTHAN K. Robust downlink beamforming in multiuser MISO cognitive radio networks with imperfect channel-state information [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2010, 59(6): 2852-2860.
- [7] ZHENG Gan, WONG K K, PAULRAJ A, et al. Robust collaborative-relay beamforming [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2009, 57(8): 3130-3143.
- [8] BOYD S, VANDENBERGHE L. Convex optimization [M]. Cambridge, UK: Cambridge University Press, 2004.
- [9] LI Yubo, YIN Qinye, XU Wei, et al. On the design of relay selection strategies in regenerative cooperative networks with outdated CSI [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2011, 10(9): 3086-3097.

- [10] BECK A, ELDAR Y A. Strong duality in nonconvex quadratic optimization with two quadratic constraints [J]. SIAM Journal on Optimization, 2006, 17(3): 844-860.
- [11] GRANT M, BOYD S. CVX: Matlab software for disciplined convex programming, version 1.21 [EB/OL]. (2012-08-15) [2012-12-12]. <http://cvxr.com/cvx/doc/CVX.pdf>.

[本刊相关文献链接]

- 李晓峰,王磊,张晓阳. 获得天线选择分集的空移键控调制算法. 2013, 47(8): 98-103. [doi: 10.7652/xjtuxb201308017]
- 李晓艳,张海林,郭超平,等. 一种异步的认知无线网络跳频算法. 2012, 46(12): 30-35. [doi: 10.7652/xjtuxb201212006]
- 宋婧,丛犁,葛建华,等. 双层网络中一种协作博弈的动态资源分配方法. 2012, 46(10): 89-94. [doi: 10.7652/xjtuxb201210016]
- 王磊,陈志刚. 衰落信道中的分布式差分空时编码传输方案. 2012, 46(4): 77-82. [doi: 10.7652/xjtuxb201204013]
- 张文健,田茂,何浩,等. 分层网络下行中断概率的闭式表达. 2011, 45(12): 59-63. [doi: 10.7652/xjtuxb201112011]
- 董可,廖学文,朱世华. 毫米波通信系统中利用随机逼近的波束赋形算法. 2011, 45(10): 72-76. [doi: 10.7652/xjtuxb201110013]
- 张正浩,裴昌幸,陈南,等. 宽带认知无线网络分布式协作压缩频谱感知算法. 2011, 45(04): 67-71. [doi: 10.7652/xjtuxb201104012]
- 任品毅,魏莉,廖学文. 一种增强型选择放大转发机会协作分集协议. 2010, 44(8): 53-57. [doi: 10.7652/xjtuxb201008011]
- 苏佳,张曙. 询问反馈策略下的门限截断机会波束系统. 2010, 44(8): 72-77. [doi: 10.7652/xjtuxb201008015]
- 穆鹏程,殷勤业,王文杰. 无线通信中使用随机天线阵列的物理层安全传输方法. 2010, 44(6): 62-66. [doi: 10.7652/xjtuxb201006012]
- 孙黎,张太猛. 译码转发系统中一种半分布式用户选择策略. 2009, 43(12): 115-119. [doi: 10.7652/xjtuxb200912024]
- 高贞贞,朱世华,徐静. 放大转发异步协作通信系统中的差分空时频传输方案. 2009, 43(6): 62-66. [doi: 10.7652/xjtuxb200906014]
- 吕刚明,朱世华,种稚萌. 正交频分多址系统中最低速率限制下的自适应载波分配. 2008, 42(2): 222-225. [doi: 10.7652/xjtuxb200802021]
- 种稚萌,朱世华,吕刚明. 分布式 Alamouti 空时码的信道容量分析. 2007, 41(8): 969-973. [doi: 10.7652/xjtuxb200708020]

(编辑 刘杨)