

频率选择性信道中的多用户分布式波束形成技术

张立 陈海华* 何明 孙桂玲
(南开大学电子信息与光学工程学院 天津 300071)

摘要: 该文研究频率选择性信道中多用户点对点分布式中继网络波束形成技术。为了均衡源节点与中继节点以及中继节点与目标节点之间的频率选择性信道, 该文提出的波束形成技术在中继节点上采用有限长响应滤波器和滤波而后转发的中继数据传输方法, 以最小化中继节点的发射总功率为目标, 同时满足所有目标节点的服务质量(QoS)。该波束形成优化问题的直接形式由于其非凸性而难以求得最优解。该文采用半定松弛(SDP)方法将其近似为凸优化问题, 进而可以用内点法高效快速求解。仿真结果表明, 相较于传统的放大而后转发的波束形成技术, 所提波束形成方法能有效提高频率选择性信道中多用户中继网络的性能。

关键词: 分布式波束形成; 滤波转发; 频率选择性中继网络

中图分类号: TN92

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2015)11-2664-08

DOI: 10.11999/JEIT150137

Distributed Multiuser Beamforming for Relay Networks in Frequency-selective Channels

Zhang Li Chen Hai-hua He Ming Sun Gui-ling

(College of Electronic Information and Optical Engineering, Nankai University, Tianjin 300071, China)

Abstract: In this paper, a distributed peer-to-peer beamforming technique in frequency-selective relay networks is proposed. It is assumed that all the relay nodes use Filter-and-Forward (FF) protocol to compensate for the source-to-relay and relay-to-destination channels. All the channels of the active source-destination pairs are considered to be frequency-selective. The beamforming strategy that minimizes the total relay transmitted power subject to the Quality-of-Service (QoS) constraints for all of the destination nodes is considered. The resultant problem is approximately solved using Semi-Definite Programming (SDP). Simulation results demonstrate that in frequency-selective multiuser relay networks, the proposed technique substantially outperforms the existing amplify-and-forward peer-to-peer beamforming methods.

Key words: Distributed beamforming; Filter-and-forward protocol; Frequency-selective relay networks

1 引言

无线协作网络在近几年来备受关注^[1-11], 究其原因在于无线协作网络无需在通信双方配备多个天线也可达到分集接收系统的优越性能。在无线协作网络中, 源节点发射的信号经由多个其它用户到达目标节点, 从而达到通信资源共享、相互协作和分布式分集接收的目的。其中参与信息转发的用户通常被称为中继节点, 而无线协作网络也常被称为无线中继网络。

协作网络中的中继节点对接收到的信号做适当的处理并转发给目标节点。根据不同的应用需求和

信道条件, 中继节点对所接收到的信号有多种不同的处理方式。目前应用最为广泛的两种转发方式是放大而后转发(Amplify-and-Forward, AF)和解码而后转发(Decode-and-Forward, DF)方式^[8]。在AF方式中, 中继节点将接收到的信号进行适当的幅度和相位调节, 然后转发给目标节点。而DF方式相对于AF方式较为复杂, 中继节点对接收到的信号先进行解码, 然后重新编码并转发给目标节点。鉴于AF方式相对于其它转发方式而言算法简单、运算复杂度低, 因而得到了最广泛的应用^[12-18]。

当中继节点无法获取信道状态信息(Channel State Information, CSI)时, 分布式空时编码技术常被用于实现协作分集接收^[10-13]。然而, 当中继节点可以获取CSI时, 人们通常可以采用分布式波束形成技术来达到更优越的性能^[14-18]。最近几年提出了多种针对平衰落信道中中继网络的分布式AF波束形成技术。文献[14-16]中的技术能最大化接收端的

收稿日期: 2015-01-27; 改回日期: 2015-07-03; 网络出版: 2015-08-24

*通信作者: 陈海华 hhchen@nankai.edu.cn

基金项目: 国家自然科学基金(61171140)

Foundation Item: The National Natural Science Foundation of China (61171140)

服务质量(Quality of Service, QoS), 同时满足中继节点的总功率条件或者各中继节点的功率限定条件。上述文献中的分布式波束形成技术均基于由单个源、单个目标节点和多个中继节点构成的中继网络, 且假设各中继节点或者目标节点可获取该网络中的瞬时 CSI。文献[17]中的波束形成技术同样是基于由单个源、单个目标节点和多个中继节点构成的中继网络, 不同的是, 在文献[17]中, 只有信道二阶统计特征信息是已知的。文献[18]将文献[17]中的波束形成技术扩展到多个源、多个目标节点和多个中继节点构成的中继网络。

上述所有波束形成技术均假设源节点至中继节点以及中继节点至目标节点的信道均是平衰落信道。然而, 在实际应用中由于多径效应的原因频率选择性信道也是广泛存在的。为了克服频率选择性衰落和由此引起的码间串扰 (Inter-Symbol Interference, ISI), 文献[13]研究了分布式空时编码的信道均衡技术, 而文献[19]和文献[20]则提出滤波而后转发 (Filter-and-Forward, FF) 的中继转发方式, 并研究了基于 FF 的分布式波束形成技术。FF 转发方式是 AF 转发方式在频率选择性信道中的一个扩展, 其基本原理是在各个中继节点上采用有限长响应(Finite Impulse Response, FIR)滤波器, 用以均衡源节点至中继节点以及中继节点至目标节点的频率选择性衰落信道。

在本文中, 基于 FF 的波束形成技术^[19]被扩展到由多个源节点、多个目标节点和多个中继节点构成的中继网络中。与文献[19]和文献[20]中的方法不同的是, 本文提出的波束形成技术不仅要克服由频率选择性信道引起的码间串扰, 同时还要抑制由多用户并存引起的用户间干扰 (Multi-User Interference, MUI)。该波束形成方法以满足目标节

点的服务质量为条件, 并最小化中继节点发射总功率, 属于非凸优化问题之一, 因而难以直接求取最优解。利用半定松弛 (Semi-Definite Relaxation, SDR) 方法, 上述非凸优化问题可以近似为凸优化问题, 因而可以用内点法高效求得最优解。在本文中, 信号与干扰加噪声比 (Signal-to-Interference-plus-Noise Ratio, SINR) 将作为衡量服务质量的指标。值得注意的是, 这里的干扰不仅包含 ISI, 而且还包含 MUI。仿真结果表明, 本文提出的基于 FF 多用户点对点波束形成技术能显著提高频率选择性信道中无线中继网络的性能。

本文中所用到的符号: $\text{diag}\{\mathbf{x}\}$ 代表把向量 \mathbf{x} 扩展为对角矩阵的操作符, 扩展后的对角阵对角线上的元素即为向量 \mathbf{x} 的元素, 而 $\text{diag}\{\mathbf{X}\}$ 表示从矩阵 \mathbf{X} 中提取向量的操作符, 提取出的向量元素为矩阵 \mathbf{X} 对角线上元素。 \mathbf{I}_N 为 N 阶单位矩阵, 而 $\mathbf{0}_N$ 则代表 $N \times N$ 的零矩阵。 \otimes 表示 Kronecker 乘积。 $\text{tr}\{\cdot\}$ 和 $\text{rank}\{\cdot\}$ 分别表示矩阵的迹和秩。另外, $\delta(\cdot)$ 代表狄拉克 δ 函数。

2 系统模型

如图 1 所示, 本文研究的频率选择性信道无线半双工中继网络由 K 对源、目标节点和 R 个中继节点组成, 所有节点均只配备 1 个天线。我们设定第 k 个源节点要向第 k 个目标节点传送数据, 并且假设所有节点均工作于同一频段中。由图 1 可以看出, 该系统有多个分布式输入节点, 多个分布式输出节点, 因而也可以看成一个分布式多入多出 (Multiple Input Multiple Output, MIMO) 系统。与文献[14,16]类似, 我们假设源节点与目标节点之间没有直接有效链路且各节点处于完全同步状态。从源节点向目标节点传送数据的过程分为 2 个阶段。在第 1 个阶

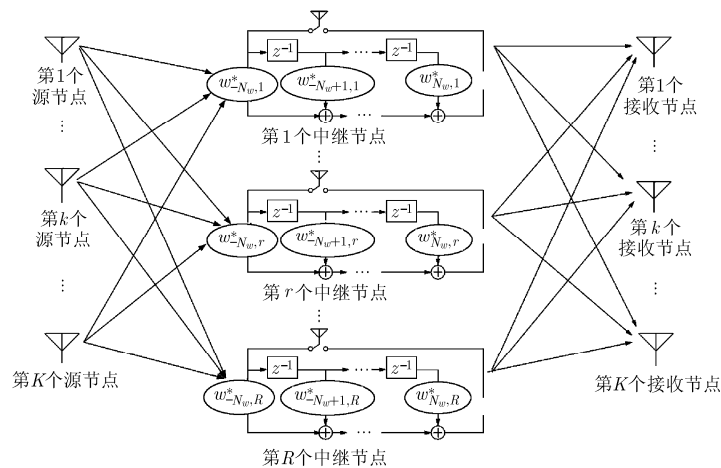


图 1 系统模型

段中, 所有源节点向所有中继节点发送数据。各个中继节点均配备 FIR 滤波器, 因而各中继节点接收到的信号在发射之前均由 FIR 滤波器进行信号处理。在第 2 个阶段中, 各中继节点向所有目标节点发送滤波后的信号。

第 k 个源节点与 R 个中继节点以及 R 个中继节点与第 k 个目标节点之间的信道频率响应可以由式(1)所示的线性 FIR 滤波器响应描述。

$$\mathbf{f}_k(\omega) = \sum_{l=-N_f}^{N_f} \mathbf{f}_{k,l} e^{-j\omega l}, \quad \mathbf{g}_k(\omega) = \sum_{l=-N_g}^{N_g} \mathbf{g}_{k,l} e^{-j\omega l} \quad (1)$$

其中 $\mathbf{f}_{k,l} \triangleq [f_{k,l,1}, f_{k,l,2}, \dots, f_{k,l,R}]^T$ 和 $\mathbf{g}_{k,l} \triangleq [g_{k,l,1}, g_{k,l,2}, \dots, g_{k,l,R}]^T$ 是两个 $R \times 1$ 的向量, 分别代表第 k 个源节点与 R 个中继节点以及 R 个中继节点与第 k 个目标节点之间信道的第 l 个有效抽头系数向量, 而 $\mathbf{f}_k(\omega)$ 和 $\mathbf{g}_k(\omega)$ 则代表相应的信道频率响应, $N_f \triangleq (L_f - 1)/2$, $N_g \triangleq (L_g - 1)/2$, L_f 和 L_g 分别代表相应的信道冲激响应长度。本文假设所有源节点与中继节点以及中继节点与所有目标节点之间的信道长度一致。为了叙述方便, 本文还假设 L_f 和 L_g 均为奇数, 然而, 本文中的波束形成方法可以很容易地推广到 L_f 和 L_g 为偶数的情况。利用式(1)中的信道模型, R 个中继节点接收到的 $R \times 1$ 信号向量可以表示为

$$\mathbf{r}(n) = \sum_{m=1}^K \sum_{l=-N_f}^{N_f} \mathbf{f}_{m,l} s_m(n-l) + \boldsymbol{\eta}(n) \quad (2)$$

其中 n 是采样时刻序号, $s_m(n)$, $m = 1, 2, \dots, K$ 是第 m 个源节点发射的信号, $\boldsymbol{\eta}(n) \triangleq [\eta_1(n), \eta_2(n), \dots, \eta_R(n)]^T$ 代表中继噪声向量。引入符号:

$$\begin{aligned} \mathbf{F}_m &\triangleq [\mathbf{f}_{m,-N_f}, \mathbf{f}_{m,-N_f+1}, \dots, \mathbf{f}_{m,N_f}] \\ \mathbf{s}_m(n) &\triangleq [s_m(n+N_f), s_m(n+N_f-1), \dots, \\ &\quad s_m(n), \dots, s_m(n-N_f)]^T \end{aligned}$$

则式(2)可写成更紧凑的形式:

$$\mathbf{r}(n) = \sum_{m=1}^K \mathbf{F}_m \mathbf{s}_m(n) + \boldsymbol{\eta}(n) \quad (3)$$

为了均衡源节点与中继节点及中继节点与目标节点之间的频率选择性信道, 本文采用 FF 转发方式^[19,20]。各中继节点接收到的信号经过 FIR 滤波器之后, 由中继节点向各目标节点发送, 该发射信号向量可写成

$$\mathbf{t}(n) = \sum_{l=-N_w}^{N_w} \mathbf{W}_l^H \mathbf{r}(n-l) \quad (4)$$

其中 $\mathbf{t}(n) \triangleq [t_1(n), t_2(n), \dots, t_R(n)]^T$ 是中继节点发射信号向量, $N_w \triangleq (L_w - 1)/2$, L_w 是 FIR 滤波器长度, $\mathbf{W}_l \triangleq \text{diag}\{w_{l,1}, w_{l,2}, \dots, w_{l,R}\}$, 而 $w_{l,i}$, $i = 1, 2, \dots, R$,

是第 i 个中继滤波器的第 l 个抽头系数, 即第 i 个中继滤波器的冲激响应为 $[w_{-N_w,i}, w_{-N_w+1,i}, \dots, w_{N_w,i}]^T$ 。

在本文中, 为了均衡发射节点与中继节点和中继节点与接收节点之间的频率选择性信道衰落, 同时也为了抑制用户间干扰, 在中继节点上采用了 FIR 滤波器。主要原因是由于从结构上来说, FIR 滤波器是最简单的线性横向均衡器, 是实现线性和非线性均衡最常用滤波器结构^[21]。线性横向滤波器根据有无使用反馈抽头, 可以分为 FIR 和 IIR 结构。当强脉冲信号紧跟在回声脉冲信号之后出现时, IIR 滤波器容易出现不稳定现象, 因而很少被使用。另一种实现线性均衡的滤波器结构是格型滤波器, 它具有数值稳定性高和收敛速度快的优点。此外, 格型滤波器的特殊结构允许均衡器动态选取最有效长度。然而, 相较于 FIR 滤波器来说, 格型滤波器的结构要复杂得多。综合上述 FIR 滤波器与格型滤波器的优缺点, 本文采用 FIR 滤波器作为信道均衡器。把式(3)代入式(4)中, 可以得到

$$\mathbf{t}(n) = \sum_{l=-N_w}^{N_w} \sum_{m=1}^K \mathbf{W}_l^H \mathbf{F}_m \mathbf{s}_m(n-l) + \sum_{l=-N_w}^{N_w} \mathbf{W}_l^H \boldsymbol{\eta}(n-l) \quad (5)$$

引入下列符号:

$$\begin{aligned} \mathbf{W} &\triangleq [\mathbf{W}_{-N_w}, \mathbf{W}_{-N_w+1}, \dots, \mathbf{W}_{N_w}]^T \\ \tilde{\mathbf{s}}_m(n) &\triangleq [s_m(n+N_f+N_w), \dots, s_m(n), \dots, \\ &\quad s_m(n-N_f-N_w)]^T \\ \tilde{\mathbf{F}}_m &\triangleq [(\tilde{\mathbf{F}}_m)_{-N_w}^T, (\tilde{\mathbf{F}}_m)_{-N_w+1}^T, \dots, (\tilde{\mathbf{F}}_m)_{N_w}^T]^T \\ \tilde{\boldsymbol{\eta}}(n) &\triangleq [\boldsymbol{\eta}^T(n+N_w), \boldsymbol{\eta}^T(n+N_w-1), \dots, \boldsymbol{\eta}^T(n-N_w)]^T \\ (\tilde{\mathbf{F}}_m)_l &\triangleq \begin{bmatrix} \overbrace{\mathbf{0}_{R \times 1}, \dots, \mathbf{0}_{R \times 1}}^{(N_w+l)\text{列}}, \mathbf{F}_m, \overbrace{\mathbf{0}_{R \times 1}, \dots, \mathbf{0}_{R \times 1}}^{(N_w-l)\text{列}} \\ l = -N_w, -N_w+1, \dots, N_w \end{bmatrix} \end{aligned}$$

则式(5)可以写成

$$\mathbf{t}(n) = \sum_{m=1}^K \mathbf{W}^H \tilde{\mathbf{F}}_m \tilde{\mathbf{s}}_m(n) + \mathbf{W}^H \tilde{\boldsymbol{\eta}}(n) \quad (6)$$

滤波后的信号 $\mathbf{t}(n)$ 在每次传输的第 2 阶段由各中继节点向目标节点发送, 各中继节点与第 k 个目标节点之间的频率选择性信道向量可表示为 $[g_{k,-N_g}, g_{k,-N_g+1}, \dots, g_{k,N_g}]^T$ 。因而第 k 个目标节点接收到的信号可表示为

$$y_k(n) = \sum_{l=-N_g}^{N_g} \mathbf{g}_{k,l}^T \mathbf{t}(n-l) + v_k(n) \quad (7)$$

其中 $v_k(n)$ 是第 k 个目标节点的噪声。把式(6)代入式(7)中, 则有

$$y_k(n) = \sum_{m=1}^K \sum_{l=-N_g}^{N_g} \mathbf{g}_{k,l}^T \mathbf{W}^H \tilde{\mathbf{F}}_m \tilde{\mathbf{s}}_m(n-l) + \sum_{l=-N_g}^{N_g} \mathbf{g}_{k,l}^T \mathbf{W}^H \tilde{\boldsymbol{\eta}}(n-l) + v_k(n) \quad (8)$$

由于所有的系数矩阵 \mathbf{W}_l 都是对角阵，因而

$$\begin{aligned} \mathbf{g}_{k,l}^T \mathbf{W}^H &= [\mathbf{g}_{k,l}^T \mathbf{W}_{-N_w}^H, \mathbf{g}_{k,l}^T \mathbf{W}_{-N_w+1}^H, \dots, \mathbf{g}_{k,l}^T \mathbf{W}_{N_w}^H] \\ &= [\mathbf{w}_{-N_w}^H \mathbf{G}_{k,l}, \mathbf{w}_{-N_w+1}^H \mathbf{G}_{k,l}, \dots, \mathbf{w}_{N_w}^H \mathbf{G}_{k,l}] \\ &= \mathbf{w}^H (\mathbf{I}_{L_w} \otimes \mathbf{G}_{k,l}) \end{aligned} \quad (9)$$

其中 $\mathbf{w}_l \triangleq \text{diag}\{\mathbf{W}_l\}$, $\mathbf{w} \triangleq [\mathbf{w}_{-N_w}^T, \mathbf{w}_{-N_w+1}^T, \dots, \mathbf{w}_{N_w}^T]^T$, $\mathbf{G}_{k,l} \triangleq \text{diag}\{\mathbf{g}_{k,l}\}$ 。利用式(9)的结果，式(8)可以重写为

$$y_k(n) = \sum_{m=1}^K \sum_{l=-N_g}^{N_g} \mathbf{w}^H (\mathbf{I}_{L_w} \otimes \mathbf{G}_{k,l}) \tilde{\mathbf{F}}_m \tilde{\mathbf{s}}_m(n-l) + \sum_{l=-N_g}^{N_g} \mathbf{w}^H (\mathbf{I}_{L_w} \otimes \mathbf{G}_{k,l}) \tilde{\boldsymbol{\eta}}(n-l) + v_k(n) \quad (10)$$

令

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{s}}_m(n) &\triangleq [s_m(n+N_f+N_w+N_g), \dots, s_m(n), \dots, \\ & s_m(n-N_f-N_w-N_g)]^T, \quad m=1,2,\dots,K \end{aligned} \quad (11)$$

并且观察到 $\tilde{\mathbf{s}}_m(n-l)$ 是 $\tilde{\mathbf{s}}_m(n)$ 中的部分连续元素，把式(10)中的矩阵 $\tilde{\mathbf{F}}_m$ 和单位矩阵与 $\mathbf{0}$ 矩阵组合，可以把式(10)重写为

$$y_k(n) = \mathbf{w}^H \tilde{\mathbf{G}}_k \sum_{m=1}^K \tilde{\mathbf{F}}_m \tilde{\mathbf{s}}_m(n) + \mathbf{w}^H \tilde{\mathbf{G}}_k \tilde{\mathbf{I}} \tilde{\boldsymbol{\eta}}(n) + v_k(n) \quad (12)$$

其中

$$\tilde{\mathbf{G}}_k \triangleq [\mathbf{I}_{L_w} \otimes \mathbf{G}_{k,-N_g}, \mathbf{I}_{L_w} \otimes \mathbf{G}_{k,-N_g+1}, \dots, \mathbf{I}_{L_w} \otimes \mathbf{G}_{k,N_g}]$$

$$\tilde{\mathbf{F}}_m \triangleq \left[(\tilde{\mathbf{F}}_m)_{-N_g}^T, (\tilde{\mathbf{F}}_m)_{-N_g+1}^T, \dots, (\tilde{\mathbf{F}}_m)_{N_g}^T \right]^T$$

$$(\tilde{\mathbf{F}}_m)_l \triangleq \left[\begin{array}{c} \overbrace{\mathbf{0}_{RL_w \times 1}, \dots, \mathbf{0}_{RL_w \times 1}}^{(N_g+l)\text{列}}, \tilde{\mathbf{F}}_m, \overbrace{\mathbf{0}_{RL_w \times 1}, \dots, \mathbf{0}_{RL_w \times 1}}^{(N_g-l)\text{列}} \end{array} \right]$$

$$l = -N_g, -N_g+1, \dots, N_g$$

$$\tilde{\boldsymbol{\eta}}(n) \triangleq [\boldsymbol{\eta}^T(n+N_w+N_f), \boldsymbol{\eta}^T(n+N_w+N_f-1), \dots,$$

$$\boldsymbol{\eta}^T(n-N_w-N_f)]^T$$

$$\tilde{\mathbf{I}} \triangleq [\tilde{\mathbf{I}}_{-N_g}^T, \tilde{\mathbf{I}}_{-N_g+1}^T, \dots, \tilde{\mathbf{I}}_{N_g}^T]^T$$

$$\tilde{\mathbf{I}}_l \triangleq \left[\overbrace{\mathbf{0}_{RL_w \times R}, \dots, \mathbf{0}_{RL_w \times R}}^{(N_g+l)^*R\text{列}}, \mathbf{I}_{RL_w}, \overbrace{\mathbf{0}_{RL_w \times R}, \dots, \mathbf{0}_{RL_w \times R}}^{(N_g-l)^*R\text{列}} \right]$$

$$l = -N_g, -N_g+1, \dots, N_g$$

由式(11)中关于 $\tilde{\mathbf{s}}_m(n)$ 的定义可以看出，该向量的中间元素为 $s_k(n)$ ，即第 k 个源节点在第 n 个采样

时刻向第 k 个目标节点所发送的信号，该向量中的其它元素则可视作码间串扰。用 $\bar{\mathbf{f}}_k$ 代表矩阵 $\tilde{\mathbf{F}}_k$ 的中心列向量，用 $\bar{\mathbf{F}}_{k,1}$ 和 $\bar{\mathbf{F}}_{k,2}$ 代表其余两部分，则 $\tilde{\mathbf{F}}_k$ 可写为 $\tilde{\mathbf{F}}_k = [\bar{\mathbf{F}}_{k,1}, \bar{\mathbf{f}}_k, \bar{\mathbf{F}}_{k,2}]$ 。利用该表达式，式(12)可写成

$$\begin{aligned} y_k(n) &= \mathbf{w}^H \tilde{\mathbf{G}}_k \begin{bmatrix} \bar{\mathbf{s}}_{k,1}(n) \\ s_k(n) \\ \bar{\mathbf{s}}_{k,2}(n) \end{bmatrix} \\ &+ \sum_{m=1, m \neq k}^K \mathbf{w}^H \tilde{\mathbf{G}}_k \tilde{\mathbf{F}}_m \tilde{\mathbf{s}}_m(n) \\ &+ \mathbf{w}^H \tilde{\mathbf{G}}_k \tilde{\mathbf{I}} \tilde{\boldsymbol{\eta}}(n) + v_k(n) \\ &= \underbrace{\mathbf{w}^H \tilde{\mathbf{G}}_k \bar{\mathbf{f}}_k s_k(n)}_{y_{k,S}(n)} + \underbrace{\mathbf{w}^H \tilde{\mathbf{G}}_k \bar{\mathbf{F}}_k \bar{\mathbf{s}}_k(n)}_{y_{k,ISI}(n)} \\ &+ \underbrace{\sum_{m=1, m \neq k}^K \mathbf{w}^H \tilde{\mathbf{G}}_k \tilde{\mathbf{F}}_m \tilde{\mathbf{s}}_m(n)}_{y_{k,MUI}(n)} \\ &+ \underbrace{\mathbf{w}^H \tilde{\mathbf{G}}_k \tilde{\mathbf{I}} \tilde{\boldsymbol{\eta}}(n) + v_k(n)}_{y_{k,N}(n)} \end{aligned} \quad (13)$$

其中

$$\bar{\mathbf{F}}_k \triangleq [\bar{\mathbf{F}}_{k,1}, \bar{\mathbf{F}}_{k,2}]$$

$$\bar{\mathbf{s}}_{k,1}(n) \triangleq [s_k(n+N_f+N_w+N_g),$$

$$s_k(n+N_f+N_w+N_g-1), \dots, s(n+1)]^T$$

$$\bar{\mathbf{s}}_k(n) \triangleq [\bar{\mathbf{s}}_{k,1}^T(n), \bar{\mathbf{s}}_{k,2}^T(n)]^T$$

$$\bar{\mathbf{s}}_{k,2}(n) \triangleq [s_k(n-1), s_k(n-2), \dots, s(n-N_f-N_w-N_g)]^T$$

从式(13)中可以看出第 k 个目标节点接收到的信号可以分为 4 部分，分别代表期望信号 ($y_{k,S}(n)$)、码间串扰 ($y_{k,ISI}(n)$)、多用户间干扰 ($y_{k,MUI}(n)$) 以及噪声分量 ($y_{k,N}(n)$)。

3 多用户点对点波束形成技术

本节考虑在满足所有目标节点服务质量的前提下，通过最小化中继节点发射总功率 P 来寻求最优的中继节点 FIR 滤波器。该问题可用式(14)描述。

$$\min_w P, \quad \text{s.t.} \quad \text{SINR}_k \geq \gamma_k, \quad k=1,2,\dots,K \quad (14)$$

其中 SINR_k 和 γ_k 分别代表第 k 个目标节点的实际接收 SINR 和最低要求 SINR 值。本文假设：

$$\begin{aligned} E\{\tilde{\mathbf{s}}_k(n) \tilde{\mathbf{s}}_m^H(n)\} &= \begin{cases} P_k \mathbf{I}_{L_f+L_w-1}, & m=k \\ \mathbf{0}_{L_f+L_w-1}, & m \neq k \end{cases} \\ E\{\tilde{\boldsymbol{\eta}}(n) \tilde{\boldsymbol{\eta}}^H(n)\} &= \sigma_\eta^2 \mathbf{I}_{RL_w} \end{aligned} \quad (15)$$

其中 P_k 代表第 k 个源节点的发射功率，而 σ_η^2 则代表中继噪声功率。利用式(6)和式(15)，第 i 个中继节点的发射功率可写成

$$\begin{aligned}
p_i &= \mathbb{E} \left\{ |t_i(n)|^2 \right\} \\
&= \mathbb{E} \left\{ \mathbf{e}_i^T \mathbf{W}^H \left(\sum_{m=1}^K \tilde{\mathbf{F}}_m \tilde{\mathbf{s}}_m(n) \right) \left(\sum_{m=1}^K \tilde{\mathbf{F}}_m \tilde{\mathbf{s}}_m(n) \right)^H \mathbf{W} \mathbf{e}_i \right\} \\
&\quad + \mathbb{E} \left\{ \mathbf{e}_i^T \mathbf{W}^H \tilde{\boldsymbol{\eta}}(n) \tilde{\boldsymbol{\eta}}^H(n) \mathbf{W} \mathbf{e}_i \right\} \\
&= \sum_{m=1}^K P_m \mathbf{w}^H (\mathbf{I}_{L_w} \otimes \mathbf{E}_i) \tilde{\mathbf{F}}_m \tilde{\mathbf{F}}_m^H (\mathbf{I}_{L_w} \otimes \mathbf{E}_i) \mathbf{w} \\
&\quad + \sigma_{\eta}^2 \mathbf{w}^H (\mathbf{I}_{L_w} \otimes \mathbf{E}_i) (\mathbf{I}_{L_w} \otimes \mathbf{E}_i)^H \mathbf{w} \quad (16)
\end{aligned}$$

其中 \mathbf{e}_i 是相应单位矩阵中第 i 列向量, $\mathbf{E}_i \triangleq \text{diag}\{\mathbf{e}_i\}$, $\mathbf{W}_l \triangleq \text{diag}\{\mathbf{w}_l\}$ 。因而所有中继节点发射总功率可写为

$$P = \sum_{i=1}^R p_i = \mathbf{w}^H \left(\sum_{i=1}^R \mathbf{D}_i \right) \mathbf{w} = \mathbf{w}^H \mathbf{D} \mathbf{w} \quad (17)$$

其中

$$\begin{aligned}
\mathbf{D}_i &\triangleq \sum_{m=1}^K P_m (\mathbf{I}_{L_w} \otimes \mathbf{E}_i) \tilde{\mathbf{F}}_m \tilde{\mathbf{F}}_m^H (\mathbf{I}_{L_w} \otimes \mathbf{E}_i)^H \\
&\quad + \sigma_{\eta}^2 (\mathbf{I}_{L_w} \otimes \mathbf{E}_i) (\mathbf{I}_{L_w} \otimes \mathbf{E}_i)^H \\
\mathbf{D} &\triangleq \sum_{i=1}^R \mathbf{D}_i = \sum_{i=1}^R \sum_{m=1}^K P_m (\mathbf{I}_{L_w} \otimes \mathbf{E}_i) \tilde{\mathbf{F}}_m \tilde{\mathbf{F}}_m^H (\mathbf{I}_{L_w} \otimes \mathbf{E}_i)^H \\
&\quad + \sigma_{\eta}^2 \mathbf{I}_{RL_w}
\end{aligned}$$

第 k 个目标节点接收到的 SINR 可以写成

$$\text{SINR}_k = \frac{\mathbb{E} \left\{ |y_{k,S}(n)|^2 \right\}}{\mathbb{E} \left\{ |y_{k,ISI}(n)|^2 \right\} + \mathbb{E} \left\{ |y_{k,MUI}(n)|^2 \right\} + \mathbb{E} \left\{ |y_{k,N}(n)|^2 \right\}} \quad (18)$$

利用式(13), 可以得到

$$\begin{aligned}
\mathbb{E} \left\{ |y_{k,S}(n)|^2 \right\} &= \mathbb{E} \left\{ \left| \mathbf{w}^H \tilde{\mathbf{G}}_k \tilde{\mathbf{f}}_k \tilde{\mathbf{f}}_k^H \mathbf{w} \right|^2 \right\} \\
&= P_k \mathbf{w}^H \tilde{\mathbf{G}}_k \tilde{\mathbf{f}}_k \tilde{\mathbf{f}}_k^H \tilde{\mathbf{G}}_k^H \mathbf{w} = \mathbf{w}^H \mathbf{Q}_{k,S} \mathbf{w} \quad (19)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
\mathbb{E} \left\{ |y_{k,ISI}(n)|^2 \right\} &= \mathbb{E} \left\{ \left| \mathbf{w}^H \tilde{\mathbf{G}}_k \tilde{\mathbf{F}}_k \tilde{\mathbf{s}}_k(n) \right|^2 \right\} \\
&= P_k \mathbf{w}^H \tilde{\mathbf{G}}_k \tilde{\mathbf{F}}_k \tilde{\mathbf{F}}_k^H \tilde{\mathbf{G}}_k^H \mathbf{w} = \mathbf{w}^H \mathbf{Q}_{k,ISI} \mathbf{w} \quad (20)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
\mathbb{E} \left\{ |y_{k,MUI}(n)|^2 \right\} &= \mathbb{E} \left\{ \left| \mathbf{w}^H \left(\sum_{m=1, m \neq k}^K \tilde{\mathbf{G}}_m \tilde{\mathbf{F}}_m \tilde{\mathbf{s}}_m(n) \right) \right|^2 \right\} \\
&= \sum_{m=1, m \neq k}^K P_m \mathbf{w}^H \tilde{\mathbf{G}}_m \tilde{\mathbf{F}}_m \tilde{\mathbf{F}}_m^H \tilde{\mathbf{G}}_m^H \mathbf{w} \\
&= \mathbf{w}^H \mathbf{Q}_{k,MUI} \mathbf{w} \quad (21)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
\mathbb{E} \left\{ |y_{k,N}(n)|^2 \right\} &= \mathbb{E} \left\{ \left| \mathbf{w}^H \tilde{\mathbf{G}}_k \tilde{\mathbf{I}} \tilde{\boldsymbol{\eta}}(n) \right|^2 \right\} + \sigma_{k,v}^2 \\
&= \sigma_{\eta}^2 \mathbf{w}^H \tilde{\mathbf{G}}_k \tilde{\mathbf{I}} \tilde{\mathbf{I}}^H \tilde{\mathbf{G}}_k^H \mathbf{w} + \sigma_{k,v}^2 \\
&= \mathbf{w}^H \mathbf{Q}_{k,N} \mathbf{w} + \sigma_{k,v}^2 \quad (22)
\end{aligned}$$

其中 $\mathbf{Q}_{k,S} \triangleq P_k \tilde{\mathbf{G}}_k \tilde{\mathbf{f}}_k \tilde{\mathbf{f}}_k^H \tilde{\mathbf{G}}_k^H$, $\mathbf{Q}_{k,ISI} \triangleq P_k \tilde{\mathbf{G}}_k \tilde{\mathbf{F}}_k \tilde{\mathbf{F}}_k^H \tilde{\mathbf{G}}_k^H$,

$\mathbf{Q}_{k,MUI} \triangleq \sum_{m=1, m \neq k}^K P_m \tilde{\mathbf{G}}_m \tilde{\mathbf{F}}_m \tilde{\mathbf{F}}_m^H \tilde{\mathbf{G}}_m^H$, $\mathbf{Q}_{k,N} \triangleq \sigma_{\eta}^2 \tilde{\mathbf{G}}_k \tilde{\mathbf{I}} \tilde{\mathbf{I}}^H \tilde{\mathbf{G}}_k^H$, 而 $\sigma_{k,v}^2$ 则代表第 k 个目标节点的噪声功率。上述公式推导中, 还假设中继节点与目标节点的噪声是互相统计独立的。应用式(17)~式(22), 式(14)中的波束形成问题可写成

$$\begin{aligned}
&\min_{\mathbf{w}} \mathbf{w}^H \mathbf{D} \mathbf{w} \\
&\text{s.t.} \left. \begin{aligned} &\frac{\mathbf{w}^H \mathbf{Q}_{k,S} \mathbf{w}}{\mathbf{w}^H \mathbf{Q}_{k,ISI} \mathbf{w} + \mathbf{w}^H \mathbf{Q}_{k,MUI} \mathbf{w} + \mathbf{w}^H \mathbf{Q}_{k,N} \mathbf{w} + \sigma_{k,v}^2} \\ &\geq \gamma_k, \quad k = 1, 2, \dots, K \end{aligned} \right\} \quad (23)
\end{aligned}$$

引入新矩阵 $\mathbf{Q}_k \triangleq \mathbf{Q}_{k,S} - \gamma_k (\mathbf{Q}_{k,ISI} + \mathbf{Q}_{k,MUI} + \mathbf{Q}_{k,N})$, 则式(23)可转换为

$$\min_{\mathbf{w}} \mathbf{w}^H \mathbf{D} \mathbf{w}, \quad \text{s.t.} \quad \mathbf{w}^H \mathbf{Q}_k \mathbf{w} \geq \gamma_k \sigma_{k,v}^2, \quad k=1, 2, \dots, K \quad (24)$$

在解问题式(24)之前, 我们可以根据用户设定的 γ_k 的值判断式(24)是否存在解。如果有一个或多个 \mathbf{Q}_k 矩阵是负半正定的(negative semi-definite), 则式(24)中的问题无解。需要注意的是, 在多用户情况下, 即 $K \geq 2$ 时, 即使所有 \mathbf{Q}_k 矩阵都是非负半正定的, 式(24)也可能无解。只有存在向量 \mathbf{w} , 使 K 个条件 $\mathbf{w}^H \mathbf{Q}_k \mathbf{w} > 0$ 都成立时, 式(24)才有解, 在这种情况下, 可以对该向量 \mathbf{w} 进行模的调整以满足各条件。

一般来说, 式(24)中的问题是非凸优化问题, 因而很难在多项式时间内找到最优解。我们将利用半正定松弛(SDR)方法放松式(24)中的条件, 使其近似为一个凸优化问题。令 $\mathbf{X} \triangleq \mathbf{w} \mathbf{w}^H$, 则式(24)中的问题等价于

$$\begin{aligned}
&\min_{\mathbf{X}} \text{tr}(\mathbf{D} \mathbf{X}) \\
&\text{s.t.} \left. \begin{aligned} &\text{tr}(\mathbf{Q}_k \mathbf{X}) \geq \gamma_k \sigma_{k,v}^2, \quad k = 1, 2, \dots, K \\ &\text{rank}(\mathbf{X}) = 1, \quad \mathbf{X} \succeq 0 \end{aligned} \right\} \quad (25)
\end{aligned}$$

其中 $\mathbf{X} \succeq 0$ 代表 \mathbf{X} 是一个正半定矩阵。可以观察到式(25)的条件中包含 $\text{rank}(\mathbf{X}) = 1$, 该条件是问题式(25)的条件中唯一一个非凸条件。因而我们可以略去该条件, 从而式(25)可近似为

$$\begin{aligned}
&\min_{\mathbf{X}} \text{tr}(\mathbf{D} \mathbf{X}) \\
&\text{s.t.} \left. \begin{aligned} &\text{tr}(\mathbf{Q}_k \mathbf{X}) \geq \gamma_k \sigma_{k,v}^2, \quad k = 1, 2, \dots, K \\ &\mathbf{X} \succeq 0 \end{aligned} \right\} \quad (26)
\end{aligned}$$

问题式(26)是一个凸优化问题^[22], 可以用内点法高效快速求解^[23], 其运算复杂度为 $O(R^4(R+K)^{0.5}(R^2+K))$ ^[24]。正如上文提到, 式(26)是把式(25)中关于 \mathbf{X} 的秩为 1 的条件去掉而得到的, 该方法即为通常所述的 SDR 方法。由式(24)和式(25)可以看出, 条件 $\text{rank}(\mathbf{X}) = 1$ 和 $\mathbf{X} \succeq 0$ 是与 $\mathbf{X} = \mathbf{w} \mathbf{w}^H$ 等价的两个条件。当我们去掉了 $\text{rank}(\mathbf{X}) = 1$ 这个非凸条件时, 优化问题的可行解集合就被扩大了。该可行解集合除了式(25)中秩为 1 的可行解外, 还包含了

秩不为 1 的其它解，因而式(26)的最小目标函数值是式(25)的目标函数值的下限，这也是“松弛(relaxation)”这个词的来源所在。由于可行解集合的放大，一般来讲，问题式(26)的最优解 \mathbf{X}^* 通常不具有秩为 1 的特性。然而对于 $K = 2$ 来说，问题式(24)其实是以最小化二阶函数为目标，同时满足两个二阶不等式，此类问题存在狭义对偶(strong duality)因而式(26)中矩阵解的秩为 1^[25]。如果式(26)最优解 \mathbf{X}^* 的秩为 1，则 \mathbf{X}^* 的主特征向量(最大特征值对应的特征向量)即为原问题式(24)的最优解，否则我们将采用随机化方法^[26,27]，利用 \mathbf{X}^* 求取问题式(24)的近似最优解。具体来讲，我们可以采用以下几种随机化方法来根据最优解 \mathbf{X}^* 来生成一系列候选向量 \mathbf{w} ，并根据式(24)挑选其中一个作为最优解。在第 1 种随机化方法中，我们首先对 \mathbf{X}^* 进行特征分解，即 $\mathbf{X}^* = \mathbf{U}\Sigma\mathbf{U}^H$ ，然后令 $\mathbf{w}_i = \mathbf{U}\Sigma^{1/2}\mathbf{e}_i$ ，其中 \mathbf{e}_i 是复平面单位圆上均匀分布的随机变量，即 \mathbf{e}_i 的第 i 个元素为 $[\mathbf{e}_i]_i = e^{j\theta_{i,i}}$ ，而 $\theta_{i,i}$ 是在 $[0, 2\pi)$ 上独立均匀分布的随机变量。该方法可以保证 $\mathbf{w}_i^H \mathbf{w}_i = \text{tr}(\mathbf{X}^*)$ 。在第 2 种随机化方法中，我们选择 $[\mathbf{w}_i]_i = \sqrt{[\mathbf{X}^*]_{i,i}} [\mathbf{e}_i]_i$ ，该方法可以保证 $[\mathbf{w}_i]_i^2 = [\mathbf{X}^*]_{i,i}$ 。第 3 种随机化方法中，我们令 $\mathbf{w}_i = \mathbf{U}\Sigma^{1/2}\mathbf{v}_i$ ，其中 \mathbf{v}_i 的各元素是均值为 0，方差为 1 且相互独立的循环对称高斯复随机变量。该方法可以使 $E[\mathbf{w}_i \mathbf{w}_i^H] = \mathbf{X}^*$ 。在仿真过程中，我们根据上述 3 种方法生成大量 \mathbf{w}_i 并从中找出一个最优解。

4 仿真结果

在本文的仿真实验里，我们应用 Matlab 和 Monte Carlo 仿真方法对所提出的波束形成技术性能进行验证。以中继节点个数 $R = 10$ 为例，并设定类静态(quasi-static)频率选择性信道长度 $L_f = L_g = 5$ ，且各信道冲激响应系数的均值为 0 的复高斯

随机变量，其指数功率时延分布为^[21]

$$p(t) = \frac{P_R}{\sigma_t} \sum_{l=0}^{L_x} e^{-t/\sigma_t} \delta(t - lT_s)$$

其中 $L_x \in \{L_f, L_g\}$, T_s 为符号时长， P_R 表示多径分量的平均功率， σ_t 则代表时延分布范围。在本文中，我们取 $P_R = 1, \sigma_t = 2T_s$ ，并假设中继节点和所有目标节点噪声功率 $\sigma_n^2 = \sigma_{k,w}^2 = 1$ ，所有的源节点发射功率比噪声功率高 10 dB。在本文的所有例子中，均以 $K = 2$ 和 $K = 3$ 为例。

图 2 所示曲线是在不同的滤波器长度 L_w 下，中继发射总功率随 SINR 要求变化的情况。需要指出的是，由于仿真信道是随机生成的，因而式(26)在有些仿真信道下是无解的。对于某些 SINR 值来说，如果问题式(26)在超过半数的仿真信道中有解，则我们称问题式(26)为统计有解(ergodically feasible)，反之，则称为统计无解(ergodically infeasible)。在本文中，如果问题式(26)是统计无解的，则相应的点将不在图中显示，反之，则用所有仿真的平均性能表示相应的点。从图 2 中，我们可以观察到基于 FF 的波束形成方法相对于 AF 波束形成方法(即 $L_w = 1$ 的情况)来说，大量地节省了中继发射功率。另外，从图 2 中还可以看到 FF 波束形成技术的可解 SINR 范围也比 AF 波束形成技术宽很多。

图 3 所示曲线是在不同 SINR 要求下，中继发射总功率随滤波器长度 L_w 变化的情况。同样地，我们可以看出 FF 波束形成方法节省了大量的发射功率并且极大地扩展了可解范围。值得注意的是，随着滤波器长度的增加，中继发射总功率是单调递减的。另外，大量仿真结果表明，问题式(26)的解 \mathbf{X}^* 的秩总是为 1，因而在本例中无需随机化的过程且问题式(26)中最优解的主特征向量即是问题式(24)的最优解。从图 3 中可以看出，本文提出的 FF 中

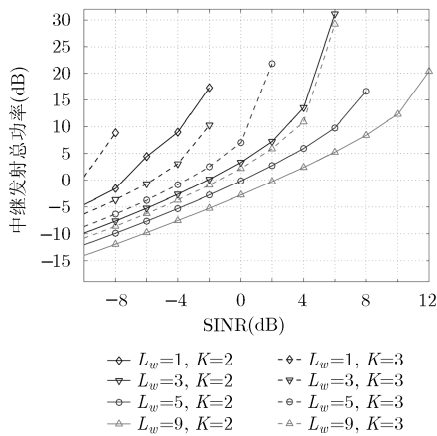


图 2 中继发射总功率随 SINR 变化的情况

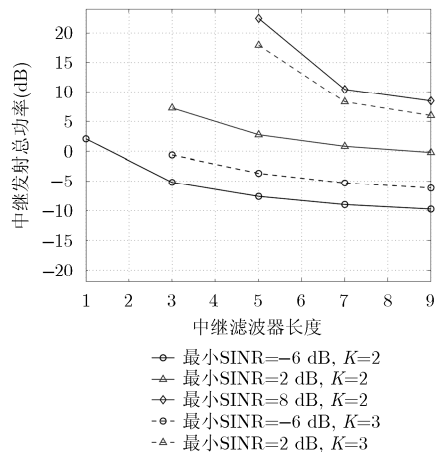


图 3 中继发射总功率随滤波器长度变化的情况

继波束形成方法(对应于图中 $L_w \geq 2$)相较于传统 AF 中继波束形成方法(对应于图中 $L_w = 1$)在性能上有很大的提高,具体表现为中继发射总功率随着滤波器长度的增加而降低。另外,从图 3 中可以看出,随着滤波器长度的增加,优化问题式(24)的可解区间随之变大,即满足用户 QoS 需求的能力增加。理论上来说,要完全均衡两个阶段中的频率选择性信道,中继滤波器长度需满足的 $L_w \geq L_f + L_g - 1$ 的条件,由图 3 可以看出,当中继滤波器长度为 8 和 9 时,性能已经变化不大了,因此考虑到计算复杂度和系统硬件成本,我们可以取 $L_w = L_f + L_g - 1$ 。

5 结论

本文针对频率选择性信道中多用户点对点中继网络提出了一种分布式波束形成技术。文中采用滤波而后转发的中继数据转发方式来均衡源节点与中继节点以及中继节点与目标节点之间的频率选择性信道。该波束形成方法以最小化中继节点发射总功率为目标,同时满足目标节点的服务质量。本文采取半正定松弛方法将上述非凸优化问题近似为半定规划问题,因而可用内点法高效求解。仿真结果表明,在频率选择性信道中,本文提出的 FF 波束形成方法能有效提高网络性能。

参考文献

- [1] Wang Hui-ming, Luo Miao, Xia Xiang-gen, *et al.* Joint cooperative beamforming and jamming to secure AF relay systems with individual power constraint and no eavesdropper's CSI[J]. *IEEE Signal Processing Letters*, 2013, 20(1): 39-42.
- [2] Zappone A, Cao P, and Jorswieck E A. Energy efficiency optimization in relay-assisted MIMO systems with perfect and statistical CSI[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2014, 62(2): 443-457.
- [3] 罗苗, 王慧明, 殷勤业. 基于协作波束形成的中继阻塞混合无线物理层安全传输[J]. *中国科学: 信息科学*, 2013, 43(4): 445-458.
Luo Miao, Wang Hui-ming, and Yin Qin-ye. Hybrid relaying and jamming for wireless physical layer security based on cooperative beamforming[J]. *SCIENCE CHINA Information Science*, 2013, 43(4): 445-458.
- [4] Yang Y, Li Q, Ma W K, *et al.* Cooperative secure beamforming for AF relay networks with multiple eavesdroppers[J]. *IEEE Signal Processing Letters*, 2013, 20(1): 35-38.
- [5] Wang X, Wang K, and Zhang X D. Secure relay beamforming with imperfect channel side information[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2013, 62(5): 2140-2155.
- [6] 王超, 邓科, 庄丽莉, 等. 协作认知网络中鲁棒的分布式波束形成[J]. *西安交通大学学报*, 2013, 47(12): 84-89.
Wang Chao, Deng Ke, Zhuang Li-li, *et al.* A robust distributed relay beamforming algorithm for cooperative cognitive radio networks[J]. *Journal of Xi'an Jiaotong University*, 2013, 47(12): 84-89.
- [7] Zhang Y, Zhao H, and Pan C. Optimization of an amplify-and-forward relay network considering time delay and estimation error in channel state information[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2014, 63(5): 2483-2488.
- [8] Hadjtaieb A, Chelli A, Alouini M S, *et al.* Performance analysis of selective decode-and-forward multi-node incremental relaying with maximal ratio combining[C]. Proceedings of the International Conference on Communications and Networking (ComNet), Hammamet, Tunisia, 2014: 1-6.
- [9] Gonzalez D C, Santos Filho J C S, and Costa D B D. A distributed transmit antenna selection scheme for fixed-gain multi-antenna AF relaying systems[C]. Proceedings of the International Conference on Cognitive Radio Oriented Wireless Networks and Communications (CROWNCOM), Oulu, Finland, 2014: 254-259.
- [10] Li Z, Shen L, and Wang J. Quasi-orthogonal space time block code for decode-and-forward relay networks[C]. Proceedings of the International Forum on Computer Science-Technology and Applications (IFCSTA), Chongqing, China, 2009: 58-61.
- [11] Luo J, Blum R S, Cimini L J, *et al.* Decode-and-forward cooperative diversity with power allocation in wireless networks[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2007, 6(3): 793-799.
- [12] Jing Y and Jafarkhani H. Distributed differential space-time coding for wireless relay networks[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2008, 56(7): 1092-1100.
- [13] Mheidat H, Uysal M, and Al-Dhahir N. Equalization techniques for distributed space-time block codes with amplify-and-forward relaying[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2007, 55(5): 1839-1852.
- [14] Jing Y and Jafarkhani H. Network beamforming using relays with perfect channel information[C]. Proceedings of the IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP), Honolulu, USA, 2007: 473-476.
- [15] Jing Y, and Jafarkhani H. Network beamforming using relays with perfect channel information[J]. *IEEE Transactions on Information Theory*, 2009, 55(6): 2499-2517.
- [16] Zheng G, Wong K K, Paulraj A, *et al.* Collaborative-relay beamforming with perfect CSI: optimum and distributed implementations[J]. *IEEE Signal Processing Letters*, 2009, 16(4): 257-260.

- [17] Havary-Nassab V, Shahbazpanahi S, Grami A, *et al.*. Distributed beamforming for relay networks based on second-order statistics of the channel state information[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2008, 56(9): 4306–4316.
- [18] Fazeli-Dehkordy S, Shahbazpanahi S, and Gazor S. Multiple peer-to-peer communications using a network of relays[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2009, 57(8): 3053–3062.
- [19] Chen H, Gershman A, and Shahbazpanahi S. Filter-and-forward distributed beamforming for relay networks in frequency selective fading channels[C]. Proceedings of the IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing (ICASSP), Taipei, China, 2009: 2269–2272.
- [20] Chen H, Gershman A, and Shahbazpanahi S. Filter-and-forward distributed beamforming for relay networks in frequency selective fading channels[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2010, 58(3): 1251–1262.
- [21] Rappaport T S. *Wireless Communications: Principles and Practice (Second Edition)*[M]. Upper Saddle River, Prentice Hall, 2002: 143–153, 308–323.
- [22] Boyd S and Vandenberghe L. *Convex Optimization*[M]. New York: Cambridge University Press, 2004: 168–188.
- [23] Sturm J F. Using SeDuMi 1.02, a MATLAB toolbox for optimization over symmetric cones[J]. *Optimization Methods & Software*, 1999, 11(1-4): 625–653.
- [24] Lobo M S, Vandenberghe L, Boyd S, *et al.*. Applications of second-order cone programming[J]. *Linear Algebra and Its Applications*, 1998, 284(1-3): 193–228.
- [25] Beck A and Eldar Y C. Strong duality in nonconvex quadratic optimization with two quadratic constraints[J]. *SIAM Journal on Optimization*, 2006, 17(3): 844–860.
- [26] Ma W K, Davidson T N, Wong K M, *et al.*. Quasi-ML multiuser detection using semi-definite relaxation with application to synchronous CDMA[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2002, 50(4): 912–922.
- [27] Sidiropoulos N D, Davidson T N, and Luo Z Q. Transmit beamforming for physical-layer multicasting[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2006, 54(6): 2239–2251.

张 立: 女, 1982 年, 博士生, 研究方向为通信信号处理.

陈海华: 女, 1978 年, 副教授, 研究方向为通信信号处理、阵列信号处理.

何 明: 男, 1975 年, 副教授, 研究方向为微波技术、太赫兹技术、天线技术.

孙桂玲: 女, 1964 年, 教授, 研究方向为无线传感网、嵌入式系统、物联网.