接收端配备滤波器的分布式波束形成技术

张 立 陈海华* 何 明(南开大学电子信息与光学工程学院 天津 300071)

摘 要:基于频率选择性信道中由一个发射节点、一个目标节点和多个中继节点构成的中继网络,该文提出一种新型的分布式波束形成技术。该技术除了在中继节点上采用滤波而后转发的中继数据中转策略之外,在接收节点也配备一个有限长响应(Finite Impulse Response, FIR)滤波器,共同均衡发射节点与中继节点以及中继节点与接收节点之间的频率选择性信道。该文中,此两种滤波器将得到联合优化以提高接收节点的服务质量,并同时满足中继节点的发射功率限制。仿真结果表明,相较于放大而后转发以及滤波而后转发但无接收滤波器的波束形成器而言,所提波束形成技术极大地提高了频率选择性信道中中继网络的性能。

关键词: 中继网络; 分布式波束形成技术; 频率选择性信道; 滤波而后转发

中图分类号: TN92 文献标识码: A 文章编号: 1009-5896(2015)07-1544-06 **DOI**: 10.11999/JEIT141382

Distributed Beamforming with Receive Filter

Zhang Li Chen Hai-hua He Ming

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

Abstract: In this paper, a new distributed beamforming technique for relay networks in frequency selective channels is proposed. The relay network consists of one transmitter, multiple relays and one receiver. To equalize the transmitter-to-relay and relay-to-receiver frequency selective channels, a Finite Impulse Response (FIR) filter at the receiver is used in addition to employing Filter-and-Forward (FF) relaying strategy at the relays. The FIR filters at the relays and the receiver are designed jointly to maximize the receive quality-of-service subject to the constraint of total relay transmitted power. Simulation results demonstrate that the proposed beamforming technique outperforms both the amplify-and-forward based beamforming method and the FF based beamforming technique without receiver filtering in frequency selective fading environments.

Key words: Relay networks; Distributed beamforming; Frequency selective channel; Filter-and-Forward (FF)

1 引言

在无线协作网络中,用户除了从发射节点接收 数据外,还可以从多个协作节点接收数据,因而用 户即使在配备单个天线的条件下也可实现分集接 收,从而提高通信质量和传输速率^[1-3]。由于发射 节点发射的信号经由多个独立的协作节点到达接收 节点,因而协作网络中的分集接收通常被称为分布 式分集接收,而参与转发信号的协作节点则通常被 称为中继节点,相应地,无线协作网络也被称作无 线中继网络。为了均衡信道衰减和抑制噪声,近年 来人们提出了多种分布式波束形成技术,有效地利 用了协作网络的分集接收特性,从而极大地提高了 网络的通信质量和通信速率^[4-9]。 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。最简单的 一种是放大而后转发(AF)的中转策略,即中继节点 对接收到的信号做适当的幅度和相位调节,然后转 发给接收节点^[4-6,10]。为了抑制由频率选择性信道引 起的码间串扰,中继节点可以采用滤波而后转发(FF) 的中继数据传输方式^[11],即中继节点采用有限长响 应(FIR)滤波器对接收到的信号进行处理,然后再转 发给接收节点。基于滤波而后转发的中继节点数据 传输方式可以有效地均衡发射节点与中继节点以及 中继节点与接收节点之间的频率选择性信道衰落。

基于滤波而后转发的分布式波束形成技术在文 献[11]中被首次提出,该文献研究由一个发射节点和 一个接收节点以及多个中继节点组成的中继网络中 的分布式波束形成技术。而文献[11]则提出基于滤波

²⁰¹⁴⁻¹⁰⁻²⁹ 收到,2015-03-27 改回,2015-06-01 网络优先出版 国家自然科学基金(61171140)和东南大学移动通信国家重点实验室 开放研究基金(2011D06)资助课题 *通信作者:陈海华 hhchen@nankai.edu.cn

而后转发的多用户中继网络波束形成技术,该文所 提波束形成技术考虑多个发射节点和多个接收节点 同时通过一系列中继节点发送数据。为了提高网络 效率,在文献[13]和文献[14]中提出了双向中继网络 的波束形成技术,可以使网络效率提高一倍。基于 滤波而后转发的数据传输方式还被应用于多天线的 中继网络系统中^[15](MIMO relay)。在多天线中继网 络中,发射节点、中继节点和接收节点均配备多个 天线,在利用分布式分集接收的同时还可以利用传 统分集接收的优越性。当无法获取完备信道状态信 息时,基于完备信道状态信息的波束形成技术的性 能将急剧下降。为保证系统性能,文献[16]提出了具 有鲁棒性能的波束形成技术。而文献[17]则研究了基 于滤波而后转发的认知无线电中继网络的分布式波 束形成技术。

上述文献提出的所有分布式波束形成技术中, 在接收节点都只利用了发射信号的一个版本, 而其 它的时延版本均未加以利用。本文提出一种新的波 束形成技术,除了在中继节点上配备 FIR 滤波器之 外,还在接收节点采用 FIR 滤波器,最大限度地利 用由频率选择性信道引起的时延信号,提高网络性 能。在满足中继节点发射功率限额的条件下,中继 节点和接收节点上的滤波器将得到联合优化,用以 最大化接收节点服务质量(QoS)。该波束形成优化问 题由于其高度非线性的特性而难以求解。本文提出 一种半封闭解形式的递归算法求取上述波束形成优 化问题的近似最优解。在该算法中,各步递归均具 有封闭的解析解形式,因而具有较小的计算复杂度。 此外,采用本文提出的波束形成技术,可以减短中 继节点滤波器的长度至最小,即一个系数,因而可 以最大限度地降低中继节点的复杂度,这在实际中 是具有相当的应用价值的。仿真结果表明,本文提 出的波束形成技术相较于滤波而后转发[11]和放大而 后转发的波束形成技术来说,可以极大地提高接收 节点的服务质量和网络性能。

2 系统模型

本文提出的波束形成技术基于图 1 所示的半双 工中继网络,该网络由一个发射节点、一个接收节 点和多个中继节点构成。所有的节点均只配备一个 天线,而各中继节点和接收节点还配一个 FIR 滤波 器。与文献[6,10,11]类似,我们考虑发射节点和接收 节点之间无直接有效通道的情况。从发射节点向接 收节点发射信号的过程可以分为两个阶段。在第 1 个阶段中,发射节点向所有的中继节点广播数据, 中继节点接收到的信号经过 FIR 滤波后,由各中继



图 1 中继节点和接收节点配备滤波器的半双工中继网络

节点在第2阶段向接收节点发送。接收节点收到信号后将对其进行线性滤波,从而可以利用信号的多个时延版本,以达到提高接收QoS的目的。本文假设接收节点为中央处理单元,并拥有全部瞬时信道状态信息(CSI)。接收节点利用CSI和接收到的信号确定各中继节点和接收节点上的最优滤波器系数,并通过一个低速率反馈信道反馈给各中继节点。

发射节点与中继节点以及中继节点与接收节点 之间的频率选择性信道可以用 FIR 滤波器表示为

$$\boldsymbol{f}(\omega) = \sum_{l=0}^{L_f - 1} \boldsymbol{f}_l \mathrm{e}^{-\mathrm{j}\omega l}, \quad \boldsymbol{g}(\omega) = \sum_{l=0}^{L_g - 1} \boldsymbol{g}_l \mathrm{e}^{-\mathrm{j}\omega l}$$
(1)

其中 $f_l = [f_{l,1}, f_{l,2}, \dots, f_{l,R}]^T$ 和 $g_l = [g_{l,1}, g_{l,2}, \dots, g_{l,R}]^T$ 是 两个 $R \times 1$ 的向量,分别代表发射节点至中继节点和 中继节点至接收节点信道冲激响应的第 l 个有效抽 头系数,其中 R 为中继节点个数, $f(\omega)$ 和 $g(\omega)$ 则是 $R \times 1$ 的信道频率响应向量, L_f 和 L_g 代表相应的信 道长度。本文中假设各中继节点通过一个延迟器达 到同步状态。在信号传输的第 1 个阶段,中继节点 接收到的信号可以写成

$$\boldsymbol{r}(n) = \sum_{l=0}^{L_f - 1} \boldsymbol{f}_l \boldsymbol{s}(n-l) + \boldsymbol{\eta}(n)$$
(2)

其中 $r(n) = [r_1(n), r_2(n), \dots, r_R(n)]^T$ 是一个 $R \times 1$ 的向 量,代表中继节点接收到的信号, n 代表采样时刻, s(n) 是发射节点发射的信号, n 代表采样时刻, $\dots, \eta_R(n)]^T$ 则是 R 个中继节点的噪声向量。式(2)中 的信号经过 FIR 滤波之后,在信号传输的第 2 个阶 段由中继节点向接收节点发送,该信号 $t(n) = [t_1(n), t_2(n), \dots, t_R(n)]^T$ 为

$$\boldsymbol{t}(n) = \sum_{l=0}^{L_w-1} \boldsymbol{W}_l^{\mathrm{H}} \boldsymbol{r}(n-l)$$
(3)

其中 $W_l \triangleq \text{diag}\{w_{l,1}, w_{l,2}, \dots, w_{l,R}\}$ 是一个对角矩阵,其 对角线上的元素对应R个中继节点滤波器的第l个 抽头系数, L_w 代表中继滤波器的长度,符号 diag $\{x\}$ 表示形成一个以向量x为对角线元素的对角阵,而 符号 diag {**X**}则表示生成一个以矩阵 **X**的对角线为元素的向量。在信号传输的第2个阶段中,接收节点收到的信号可表示为

$$y(n) = \sum_{l=0}^{L_g-1} \boldsymbol{g}_l^{\mathrm{T}} \boldsymbol{t}(n-l) + \upsilon(n)$$
(4)

其中*v*(*n*) 是接收节点噪声。把式(2)和式(3)代入到式(4),并做一系列的推导^[11],式(4)可以重新写成

$$y(n) = \boldsymbol{w}^{\mathrm{H}} \boldsymbol{\mathcal{G}} \boldsymbol{\breve{F}} \boldsymbol{\breve{s}}(n) + \boldsymbol{w}^{\mathrm{H}} \boldsymbol{\mathcal{G}} \boldsymbol{\breve{I}} \boldsymbol{\breve{\eta}}(n) + \upsilon(n)$$
(5)

其中

$$\begin{split} \breve{\boldsymbol{s}}(n) &\triangleq \left[\boldsymbol{s}(n), \boldsymbol{s}(n-1), \cdots, \boldsymbol{s}(n-L_{f}-L_{w}-L_{g}+3) \right]^{\mathrm{T}} \\ \breve{\boldsymbol{\eta}}(n) &\triangleq \left[\boldsymbol{\eta}^{\mathrm{T}}(n), \boldsymbol{\eta}^{\mathrm{T}}(n-1), \cdots, \boldsymbol{\eta}^{\mathrm{T}}(n-L_{w}-L_{g}+2) \right]^{\mathrm{T}} \\ \boldsymbol{w} &\triangleq \left[\boldsymbol{w}_{0}^{\mathrm{T}}, \cdots, \boldsymbol{w}_{L_{w}-1}^{\mathrm{T}} \right]^{\mathrm{T}} \\ \boldsymbol{w}_{l} &\triangleq \operatorname{diag} \left\{ \boldsymbol{W}_{l} \right\} \\ \boldsymbol{\mathcal{G}} &\triangleq \left[\boldsymbol{I}_{L_{w}} \otimes \operatorname{diag}(\boldsymbol{g}_{0}), \cdots, \boldsymbol{I}_{L_{w}} \otimes \operatorname{diag}(\boldsymbol{g}_{L_{g}-1}) \right] \\ \breve{\boldsymbol{F}} &\triangleq \left[\widetilde{\boldsymbol{\mathcal{F}}}_{0}^{\mathrm{T}}, \cdots, \widetilde{\boldsymbol{\mathcal{F}}}_{L_{g}-1}^{\mathrm{T}} \right]^{\mathrm{T}} \\ \widetilde{\boldsymbol{\mathcal{F}}}_{l} &\triangleq \left[\boldsymbol{0}_{RL_{w} \times l}, \boldsymbol{\mathcal{F}}, \boldsymbol{0}_{RL_{w} \times (L_{g}-l-1)} \right] \\ \boldsymbol{\mathcal{F}} &\triangleq \left[\widetilde{\boldsymbol{F}}_{0}^{\mathrm{T}}, \cdots, \widetilde{\boldsymbol{\mathcal{F}}}_{L_{w}-1}^{\mathrm{T}} \right]^{\mathrm{T}} \\ \widetilde{\boldsymbol{F}}_{l} &\triangleq \left[\boldsymbol{0}_{R \times l}, \boldsymbol{\mathcal{F}}, \boldsymbol{0}_{R \times (L_{w}-l-1)} \right] \\ \boldsymbol{F} &\triangleq \left[\boldsymbol{f}_{0}, \cdots, \boldsymbol{f}_{L_{f}-1} \right] \\ \boldsymbol{\tilde{F}} &\triangleq \left[\boldsymbol{f}_{0}, \cdots, \boldsymbol{f}_{L_{g}-1} \right]^{\mathrm{T}} \\ \boldsymbol{\tilde{I}} &\triangleq \left[\boldsymbol{0}_{RL_{w} \times Rl}, \boldsymbol{I}_{RL_{w}}, \boldsymbol{0}_{RL_{w} \times R(L_{g}-l-1)} \right] \end{split}$$

⊗代表 Kronecker 乘积, I_N 是一个 $N \times N$ 的单位矩 阵, $0_{N \times M}$ 是一个 $N \times M$ 的全零矩阵。令 $u \triangleq [u(0), u(1), \dots, u(L_r - 1)]^T$ 且 u^* 代表接收节点滤波器 系数向量,其中 L_r 是滤波器长度,而(·)*表示共轭。 由于信道的频率选择性和中继节点的滤波延迟,发 射节点信号s(n) 将分布在 $(L_f + L_g + L_w - 2)$ 个采样 时刻上,因而设定 $L_r \leq L_f + L_g + L_w - 2$ 。综上所述, 接收节点的滤波器输出为

$$z(n) = \sum_{l=0}^{L_r-1} u_l^* y(n-l) = \sum_{l=0}^{L_r-1} u_l^* \left(\boldsymbol{w}^{\mathrm{H}} \boldsymbol{\mathcal{G}} \boldsymbol{\breve{F}} \boldsymbol{\breve{s}}(n-l) + \boldsymbol{w}^{\mathrm{H}} \boldsymbol{\mathcal{G}} \boldsymbol{\breve{I}} \boldsymbol{\breve{\eta}}(n-l) + v(n-l) \right)$$
(6)

在采样时刻*n*,我们设定期望信号为*s*(*n* – *L_f* – *L_w* –*L_g* + 3),虽然期望信号经过了(*L_f* + *L_w* + *L_g* + *L_r* –3)个单位时间的延迟,但是这种情况下可以接收 到期望信号的大部分时延版本,有利于提高接收信 号质量。为了分离接收信号中的期望信号和码间串 扰,定义 $\vec{F} \triangleq [\vec{F}_1, \vec{f}_1, \vec{F}_2]$,其中 $\vec{f}_1, l = 0, 1, \dots, L_r - 1$, 代表矩阵 \vec{F} 的第(*L_f* + *L_g* + *L_w* - 2 – *l*)列。另外我们 还定义 $\vec{F}_l \triangleq [\vec{F}_1, \vec{F}_2]$ 。因而式(6)可以写成

$$z(n) = \sum_{l=0}^{L_{r}-1} \underbrace{u_{l}^{*} \boldsymbol{w}^{\mathrm{H}} \boldsymbol{\mathcal{G}} \overline{f}_{l} s(n - L_{f} - L_{w} - L_{g} + 3)}_{(\overline{f}, \overline{f}_{g}} + \underbrace{u_{l}^{*} \boldsymbol{w}^{\mathrm{H}} \boldsymbol{\mathcal{G}} \overline{F}_{l} \overline{s}(n - l)}_{\mathrm{ISI}} + \underbrace{u_{l}^{*} \boldsymbol{w}^{\mathrm{H}} \boldsymbol{\mathcal{G}} \overline{F}_{l} \overline{s}(n - l)}_{(\overline{g}, \overline{f})} + \underbrace{u_{l}^{*} \boldsymbol{w}^{\mathrm{H}} \boldsymbol{\mathcal{G}} \overline{I} \overline{\eta}(n - l) + u_{l}^{*} \upsilon(n - l)}_{(\overline{g}, \overline{f})}$$
(7)

其 中 $\overline{\mathbf{s}}(n-l) \triangleq [\overline{\mathbf{s}}_1^{\mathrm{T}}(n-l), \overline{\mathbf{s}}_2^{\mathrm{T}}(n-l)]^{\mathrm{T}}$, $\overline{\mathbf{s}}_1(n-l)$ 和 $\overline{\mathbf{s}}_2(n-l)$ 满足 $\overline{\mathbf{s}}(n-l) = [\overline{\mathbf{s}}_1^{\mathrm{T}}(n-l), s(n-L_f-L_w-L_g+3), \overline{\mathbf{s}}_2^{\mathrm{T}}(n-l)]^{\mathrm{T}}$ 。

作为本节的结束,我们分别定义式(7)中的期望 信号 $z_s(n)$ 、码间串扰(ISI) $z_i(n)$ 和噪声分量 $z_n(n)$ 为

$$z_{s}(n) \triangleq \sum_{l=0}^{L_{r}-1} u_{l}^{*} \boldsymbol{w}^{\mathrm{H}} \boldsymbol{\mathcal{G}} \overline{\boldsymbol{f}}_{l} s(n - L_{f} - L_{w} - L_{g} + 3) \quad (8)$$

$$z_i(n) \triangleq \sum_{l=0}^{L_r-1} u_l^* \boldsymbol{w}^{\mathrm{H}} \boldsymbol{\mathcal{G}} \overline{\boldsymbol{F}}_l \overline{\boldsymbol{s}}(n-l)$$
(9)

$$z_n(n) \triangleq \sum_{l=0}^{L_r-1} u_l^* \left(\boldsymbol{w}^{\mathrm{H}} \boldsymbol{\mathcal{G}} \boldsymbol{I} \, \boldsymbol{\check{\eta}}(n-l) + \upsilon(n-l) \right) \qquad (10)$$

3 接收端配备滤波器的分布式波束形成技术

本文提出的分布式波束形成技术以最大化接收 节点的服务质量为目标,同时满足中继节点发射总 功率的限制要求。用信号与干扰噪声比(SINR)作为 衡量服务质量的指标。上述波束形成优化问题可写 成

$$\max_{m_{H}} \text{SINR}, \quad \text{s.t.} \quad P_{\rm r} \le P_{\rm max} \tag{11}$$

其中 P_r代表中继节点发射总功率,而 P_{max}则代表中 继节点发射总功率的限额。利用式(3),则第 *i* 个中 继节点的发射功率为

$$p_i = \mathrm{E}\left\{\left|t_i(n)\right|^2\right\} = \mathrm{E}\left\{\boldsymbol{e}_i^{\mathrm{H}}\boldsymbol{t}(n)\boldsymbol{t}^{\mathrm{H}}(n)\boldsymbol{e}_i\right\}$$
(12)

其中 \mathbf{e}_i 是单位矩阵 \mathbf{I}_R 的第i列,且 $\mathbf{E}_i = \text{diag}\{\mathbf{e}_i\}$ 。 式(12)可以写成^[11]

$$p_i = \boldsymbol{w}^{\mathrm{H}} \boldsymbol{D}_i \boldsymbol{w} \tag{13}$$

其中 $D_i \triangleq P_s \left(I_{L_w} \otimes E_i \right) \mathcal{FF}^{H} \left(I_{L_w} \otimes E_i \right)^{H} + \sigma_{\eta}^2 \left(I_{L_w} \otimes E_i \right)$ · $\left(I_{L_w} \otimes E_i \right)^{H}$, P_s 则是发射节点的发射功率。此外, 我们还设定各中继节点噪声是空时互相独立的白噪 声,且方差为 σ_{η}^2 。应用式(13),中继节点发射总功 率可写成

$$P_{\rm r} = \sum_{i=1}^{R} p_i = \boldsymbol{w}^{\rm H} \boldsymbol{D} \boldsymbol{w}$$
(14)

其中 $D = \sum_{i=1}^{R} D_i$ 。接收节点的SINR为

$$SINR = \frac{E\{|z_s(n)|^2\}}{E\{|z_i(n)|^2\} + E\{|z_n(n)|^2\}}$$
(15)

应用式(8),可以得出

$$= \boldsymbol{u}^{\mathrm{H}} \widetilde{\boldsymbol{Q}}_{s}(\boldsymbol{w}) \boldsymbol{u}$$
(17)

其 中 $\boldsymbol{Q}_{s}(\boldsymbol{u}) \triangleq P_{s}\boldsymbol{\mathcal{G}}\left[\overline{\boldsymbol{f}}_{0},\overline{\boldsymbol{f}}_{1},\cdots,\overline{\boldsymbol{f}}_{L_{r}-1}\right]\boldsymbol{u}^{*}\boldsymbol{u}^{\mathrm{T}}\left[\overline{\boldsymbol{f}}_{0},\overline{\boldsymbol{f}}_{1},\cdots,\overline{\boldsymbol{f}}_{L_{r}-1}\right]^{\mathrm{H}}\boldsymbol{\mathcal{G}}^{\mathrm{H}}$,而 $\widetilde{\boldsymbol{Q}}_{s}(\boldsymbol{w})$ 的第(l,m)个元素为 $\widetilde{\boldsymbol{Q}}_{s}(\boldsymbol{w})_{l,m} \triangleq P_{s}\boldsymbol{w}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{\mathcal{G}}\overline{\boldsymbol{f}}_{l-1}\overline{\boldsymbol{f}}_{m-1}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{\mathcal{G}}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{w}$ 。

利用式(9),可以得到

$$\mathbf{E}\left\{\left|z_{i}(n)\right|^{2}\right\} = \mathbf{E}\left\{\left|\sum_{l=0}^{L_{r}-1} u_{l}^{*}\boldsymbol{w}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{\mathcal{G}}\overline{\boldsymbol{F}}_{l}\overline{\boldsymbol{s}}(n-l)\right|^{2}\right\}$$

$$= \boldsymbol{w}^{\prime\prime}\boldsymbol{Q}_{i}(\boldsymbol{u})\boldsymbol{w} \tag{18}$$

$$= \boldsymbol{u}^{\mathrm{H}} \boldsymbol{\tilde{Q}}_{i}(\boldsymbol{w}) \boldsymbol{u}$$
(19)

其 中 $\boldsymbol{Q}_{i}(\boldsymbol{u}) \triangleq P_{s} \sum_{l=0}^{L_{r}-1} \sum_{m=0}^{L_{r}-1} u_{l}^{*} u_{m} \boldsymbol{\mathcal{G}} \overline{\boldsymbol{F}}_{l} \boldsymbol{E}_{l-m} \overline{\boldsymbol{F}}_{m}^{H} \boldsymbol{\mathcal{G}}^{H}$, $\widetilde{\boldsymbol{Q}}_{i}(\boldsymbol{w})_{l,m} = P_{s} \boldsymbol{w}^{H} \boldsymbol{\mathcal{G}} \overline{\boldsymbol{F}}_{l} \boldsymbol{E}_{l-m} \overline{\boldsymbol{F}}_{m}^{H} \boldsymbol{\mathcal{G}}^{H} \boldsymbol{w} \perp \boldsymbol{E}_{l-m} \not{E} - \uparrow \ddot{\mathbb{T}}$ 状矩阵,即

$$\boldsymbol{E}_{l-m}(j,k) = \begin{cases} 1, & j-l = k-m \\ 0, & \nexists \vec{\mathbf{E}} \end{cases}$$

矩阵 E_{l-m} 的大小要求与矩阵 \overline{F}_m 和 \overline{F}_l 相匹配。应用 式(10),则可以得到

$$E\left\{\left|z_{n}(n)\right|^{2}\right\} = E\left\{\left|\sum_{l=0}^{L_{r}-1} u_{l}^{*}\boldsymbol{w}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{\mathcal{G}}\boldsymbol{\boldsymbol{I}}\,\boldsymbol{\boldsymbol{\eta}}(n-l) + u_{l}^{*}\upsilon(n-l)\right|^{2}\right\}$$
$$= \boldsymbol{w}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{Q}_{n}(\boldsymbol{u})\boldsymbol{w} + \sigma_{\upsilon}^{2} \|\boldsymbol{u}\|^{2}$$
(20)

$$= \boldsymbol{u}^{\mathrm{H}} \widetilde{\boldsymbol{Q}}_{n}(\boldsymbol{w}) \boldsymbol{u} + \sigma_{v}^{2} \|\boldsymbol{u}\|^{2}$$

$$(21)$$

其中, $Q_n(u) \triangleq \sigma_\eta^2 \sum_{l=0}^{L_r-1} \sum_{m=0}^{L_r-1} u_l^* u_m \mathcal{G} \breve{I} \widehat{E}_{l-m} \breve{I}^{\mathrm{H}} \mathcal{G}^{\mathrm{H}},$ $\widetilde{Q}_n(w)_{l,m} \triangleq \sigma_\eta^2 w^{\mathrm{H}} \mathcal{G} \breve{I} \widehat{E}_{l-m} \breve{I}^{\mathrm{H}} \mathcal{G}^{\mathrm{H}} w, \sigma_v^2 是接收噪声的$ $方差, II-II² 代表向量的范数, 而矩阵 <math>\widehat{E}_{l-m}$ 的第(j,k) 个 元素定义为

$$\widehat{\boldsymbol{E}}_{(l-m),(j,k)} = \begin{cases} 1, & k-j = R(l-m) \\ 0, & \nexists \dot{\boldsymbol{\mathcal{C}}} \end{cases}$$

把式(14)-式(16),式(18)和式(20)代入到波束形 成优化问题式(11)中,可以得到

$$\max_{\boldsymbol{w},\boldsymbol{u}} \quad \frac{\boldsymbol{w}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{Q}_{s}(\boldsymbol{u})\boldsymbol{w}}{\boldsymbol{w}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{Q}_{i}(\boldsymbol{u})\boldsymbol{w} + \boldsymbol{w}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{Q}_{n}(\boldsymbol{u})\boldsymbol{w} + \sigma_{v}^{2} \|\boldsymbol{u}\|^{2}} \right\}$$
(22)
s.t. $\boldsymbol{w}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{D}\boldsymbol{w} \leq P_{\mathrm{max}}$

优化问题式(22)中的目标函数是变量 w 和 u 的高度 非线性函数,因而难以直接求解。本文将通过递归 求解两个子问题来求取式(22)的近似最优解,由于两个子问题均只包含变量 w 和 u 中的一个,因而易于求解。

后文中可以看到,可以不失一般性地设定 $\|u\|^2 = 1$,引入定义 $\hat{u} \triangleq D^{1/2}w$, $\hat{Q}_s \triangleq D^{-1/2}$ · $Q_s(u)D^{-1/2}$ 和 $\hat{Q}_{i+n} \triangleq D^{-1/2}(Q_i(u) + Q_n(u))D^{-1/2}$,则式(22)中的问题可以重写为

$$\max_{\widehat{\boldsymbol{w}}} \quad \frac{\widehat{\boldsymbol{w}}^{\mathrm{H}} \boldsymbol{Q}_{s} \widehat{\boldsymbol{w}}}{\widehat{\boldsymbol{w}}^{\mathrm{H}} \widehat{\boldsymbol{Q}}_{i+n} \widehat{\boldsymbol{w}} + \sigma_{v}^{2}}, \text{ s.t. } \|\widehat{\boldsymbol{w}}\|^{2} \leq P_{\max} \qquad (23)$$

对于任意一个固定值的**u**来说,问题式(23)的 最优解有式(24)形式^[5,11]

$$\widehat{\boldsymbol{w}}_{\text{opt}} = \sqrt{P_{\text{max}}} \boldsymbol{\mathcal{P}} \left\{ \left(\widehat{\boldsymbol{Q}}_{i+n} + (\sigma_v^2 / P_{\text{max}}) \boldsymbol{I} \right)^{-1} \widehat{\boldsymbol{Q}}_{\text{s}} \right\} (24)$$

其中 \mathcal{P} {·}代表一个矩阵的归一化主特征向量,即一个矩阵的最大特征值对应的特征向量。应用定义 $\hat{w} \triangleq D^{1/2}w$,则波束形成问题式(23)的最优解和最优接收 SINR 分别为

$$\boldsymbol{w}_{\text{opt}}(\boldsymbol{u}) = \sqrt{P_{\text{max}}} \boldsymbol{D}^{-1/2} \boldsymbol{\mathcal{P}} \left\{ \left(\widehat{\boldsymbol{Q}}_{i+n} + (\sigma_v^2 / P_{\text{max}}) \boldsymbol{I} \right)^{-1} \widehat{\boldsymbol{Q}}_s \right\}$$
(25)

$$\operatorname{SINR}_{\max}(\boldsymbol{u}) = \mathcal{L}_{\max}\left\{ \left(\widehat{\boldsymbol{Q}}_{i+n} + (\sigma_v^2 / P_{\max}) \boldsymbol{I} \right)^{-1} \widehat{\boldsymbol{Q}}_s \right\} (26)$$

其中 L_{max} 代表一个矩阵的主特征值或最大特征值。

接下来,我们考虑向量w的值固定且满足优化问题式(11)中发射功率条件的情况。把式(14),式(15),式(17),式(19)和式(21)代入优化问题式(11),则可以得到

$$\max_{\boldsymbol{u}} \frac{\boldsymbol{u}^{\mathrm{H}} \widetilde{\boldsymbol{Q}}_{s}(\boldsymbol{w}) \boldsymbol{u}}{\boldsymbol{u}^{\mathrm{H}} \left(\widetilde{\boldsymbol{Q}}_{i}(\boldsymbol{w}) + \widetilde{\boldsymbol{Q}}_{n}(\boldsymbol{w}) + \sigma_{v}^{2} \boldsymbol{I} \right) \boldsymbol{u}}$$
(27)

从问题式(11)及其等效形式式(22)可以看出,问 题式(11)中的条件不包含变量 u,即中继节点发射 总功率的限制条件与变量 u 无关,因而这里可以略 去该条件,从而得到无限制条件的优化问题式(27)。 从式(27)中可以看出对向量 u 乘以任意系数都不会 改变该优化问题的目标函数值,因而不失一般性地, 我们可以令 ||u||² = 1。式(27)中优化问题的最优解 为^[18]

$$\boldsymbol{u}_{\text{opt}}(\boldsymbol{w}) = \boldsymbol{\mathcal{P}}\left\{ \left(\widetilde{\boldsymbol{Q}}_{i}(\boldsymbol{w}) + \widetilde{\boldsymbol{Q}}_{n}(\boldsymbol{w}) + \sigma_{v}^{2}\boldsymbol{I} \right)^{-1} \widetilde{\boldsymbol{Q}}_{s}(\boldsymbol{w}) \right\} \quad (28)$$

$$\operatorname{SINR}_{\max}(\boldsymbol{w}) = \mathcal{L}_{\max}\left\{ \left(\widetilde{\boldsymbol{Q}}_{i}(\boldsymbol{w}) + \widetilde{\boldsymbol{Q}}_{n}(\boldsymbol{w}) + \sigma_{v}^{2} \boldsymbol{I} \right)^{-1} \widetilde{\boldsymbol{Q}}_{s}(\boldsymbol{w}) \right\}$$
(29)

综上所述,从一个**u**的初始值开始,我们通过 递归求解式(23)和式(27)来求取问题式(11)的近似 最优解。具体来讲,设**u**的初始值为**u**₀,通过求解 子问题式(23)得到解**w**。利用该**w**,求取子问题式 (27)的解**u**,然后再用此解再重新求取子问题式(23) 的解,如此重复,直到接收节点的SINR 接近平稳。 对于一个固定值的u或w来说,由于最优解式(25) 和式(28)在各次递归中均是全局最优解,因而通过 解优化子问题式(23)和式(27),我们总能找到一个更 高或相等的接收SINR,即SINR(u_{N+1}, w_{N+1}) \geq SINR(u_{N+1}, w_N) \geq SINR(u_N, w_N),其中N代表递归 次数,因此接收节点SINR的增长得以保证。另外考 虑到发射功率固定的情况下,接收节点的SINR 值是 有限的,因而该递归过程的收敛性也得到了保证。

4 仿真结果

在本文的仿真例子中,我们考虑一个由R = 10个中继节点、一个发射节点和一个接收节点组成的 中继网络,该网络处于类静态频率选择性信道中, 即信道在一小段时间内保持不变。发射节点与中继 节点以及中继节点与接收节点之间的信道长度为 $L_f = L_g = 5$,其冲激响应为零均值单位方差的复高 斯随机变量。各中继节点和接收节点的噪声具有相 等的方差,而发射节点的发射功率比噪声功率高10 dB。为了便于比较,我们在仿真结果中画出了文献 [11]中波束形成技术的性能,该波束形成技术也是采 用滤波而后转发的中继节点数据传输方法,但是在 接收节点无配备滤波器。

在本例中,当接收节点的 SINR 增加少于 10⁻⁴ 或 者递归次数超过 200 时,则递归求取 w 和 u 的过程 结束。这里我们根据经验和多次仿真实验选取 200 次递归作为终结递归的一个选项,这是由于在仿真 中我们发现,当递归次数超过 200 次时,大部分例 子在 200 次递归后所得到的 SINR 已经基本趋于稳 定。向量 u 的初始值为一个能使期望信号能量最大 的向量,即最大化 E{ $|z_s(n)|^2$ } = $\hat{w}^{\text{H}} \hat{Q}_s \hat{w} \circ \Sigma \triangleq$ $D^{-1/2} \mathcal{G}[\overline{f}_0, \overline{f}_1, \dots, \overline{f}_{L_s-1}], 则 \hat{w}^{\text{H}} \hat{Q}_s \hat{w} = P_s |\hat{w}^{\text{H}} \Sigma u^*|^2$, 这里利用了前文关于 \hat{Q}_s 的定义。考虑到 $\|\hat{u}\|^2 \leq P_{\text{max}}$ 且 $\|u\|^2 = 1$,当u和 \hat{u} 取矩阵 Σ 的最大奇异值对应的向量乘以适当的系数时,期望信号能量达到最大。 值得注意的是,虽然本文仿真采取先固定向量u的递归方式,但是采取先固定向量w的递归方式也可以获得相当性能。

图 2 显示的是接收节点 SINR 随着中继节点发 射总功率限额 Pmax 变化的情况。中继节点滤波器和 接收节点滤波器长度如图中所示。当中继节点滤波 器长度 $L_w = 1$ 时,滤波而后转发的数据传输协议退 化为放大而后转发的数据传输方法。图 3 描述的是 接收节点 SINR 随着接收节点滤波器长度变化的情 况。该例中中继节点发射总功率限额比噪声功率高 10 dB, 即 $P_{\text{max}} = 10 \sigma_v^2$ 。从图 2 和图 3 中可以看出, 随着接收节点滤波器长度的增加,接收节点的SINR 得到了显著地提高。另外,我们还可以看出,本文 中提出的分布式波束形成技术性能明显优越于文献 [11]中的方法。为了降低中继节点的复杂度,我们可 以减短中继节点上滤波器的长度。从图 3 中可以看 出,中继节点的滤波器长度降为L_w=1时,增加接 收端滤波器的长度至 $L_r = 3$,则可以获得与文献[11] 中 $L_{w} = 5$ 时相当的性能。图4中给出了 $L_{r} = 2$ 时递 归次数随着中继节点发射功率的变化情况。从图 4 中可以看出,本文所提递归方法最少的收敛次数小 于10次。随着中继节点发射功率的增加收敛速度变 慢,递归次数随着中继节点滤波器的增长而增加。

5 结论

本文提出了一种频率选择性信道中中继网络的 分布式波束形成技术。为了抑制由频率选择性信道 引起的码间串扰,该技术不仅在各中继节点采用有 限长响应滤波器,而且在接收节点也配备了一个有 限长响应滤波器。通过联合优化中继节点和接收节 点的滤波器,使接收节点的服务质量得到优化。上



图 2 SINR 随中继节点发射总功率的变化

图 3 SINR 随接收节点滤波器长度的变化

图 4 递归次数随中继节点发射功率的变化

述波束形成问题通过递归求解两个子优化问题而得 到近似最优解。文中表明,该递归的收敛性也能得 到保证。另外,仿真结果表明本文提出的波束形成 技术在性能上明显优于文献[11]中的波束形成器。

参考文献

- Wang H, Luo M, Xia X, 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, Ge J, et al. Cooperative secure beamforming for AF relay networks with multiple eavesdroppers[J]. *IEEE Signal Processing Letters*, 2013, 20(1): 35–38.
- [5] 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.
- [6] Wang X, Wang K, and Zhang X. Secure relay beamforming with imperfect channel side information[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2013, 62(5): 2140–2155.
- [7] Zhang Y, Zhao H, and Pan C. Optimization of an amplifyand-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 multinode incremental relaying with maximal ratio combining[C]. Proceedings of the International Conference on Communications and Networking (ComNet), Hammamet, Tunsia, 2014: 1–6.
- [9] Gonzalez D C, Santos Filho J C S, and da Costa D B. 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] Fazeli-Dehkordy S, Gazor S, and Shahbazpanahi S. Distributed peer-to-peer multiplexing using ad hoc relay networks[C]. Proceedings of the International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP), Las Vegas, NV, USA, 2008: 2373–2376.
- [11] Chen H, Gershman A B, and Shahbazpanahi S. Filterand-forward distributed beamforming in relay networks with frequency selective fading[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2010, 58(3): 1251–1262.
- [12] Schad A, Chen H, Gershman A B, et al. Filter-and-forward multiple peer-to-peer beamforming in relay networks with frequency selective channels[C]. Proceedings of the International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP), Dallas, TX, USA, 2010: 3246–3249.
- [13] Chen H, Shahbazpanahi S, and Gershman A B. Filterand-forward distributed beamformingfor two-way relay networks with frequency selective channels[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2012, 60(4): 1927–1941.
- [14] Liang Y, Ikhlef A, Gerstacker W, et al. Two-way filter-and-forward beamforming for frequency-selective channels[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2011, 10(12): 4172–4183.
- [15] Kim D, Sung Y, and Chung J. Filter-and-forward relay design for MIMO-OFDM systems[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2014, 62(7): 2329–2339.
- [16] Chen L, Xing C, Fei Z, et al. Distributed filter-and-forward beamforming for two-way relaying networks under channel uncertainties[C]. Proceedings of the IEEE Vehicular Technology Conference (VTC Spring), Yokohama, Japan, 2012: 1–6.
- [17] Mohammadkhani S, Hahaei M H, and Razavizadeh S M. Cooperative filter-and-forward beamforming in cognitive radio relay networks[C]. Proceedings of 6th International Symposium on Telecommunications (IST), Tehran, Iran, 2012: 170–175.
- [18] Shahbazpanahi S, Gershman A B, Luo Z Q, et al. Robust adaptive beamforming for general-rank signal models[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2003, 51(9): 2257–2269.
- 张 立: 女, 1982年生, 博士生, 研究方向为通信信号处理.
- 陈海华: 女,1978年生,副教授,研究方向为通信信号处理、阵 列信号处理.
- 何明: 男,1975年生,副教授,研究方向为微波技术、太赫兹 技术、天线技术.