

分布式空频编码协同通信系统中基于导频转发新时序的信道估计算法

俞晓帆 赵春明

(东南大学移动通信国家重点实验室 南京 210096)

摘要: 该文针对频率选择性衰落下的多中继分布式空频编码协同通信系统,提出了基于导频转发新时序的频域信道估计算法,包括最小二乘(LS)估计算法和低阶近似的线性最小均方误差(Lr-LMMSE)估计算法。互相协同的各中继节点在收到源节点广播发送的频域导频符号向量后,通过互不相同的时隙将其转发给目的节点,从而避免了各中继节点转发的导频符号在目的节点上的混叠干扰。理论分析和仿真结果表明,该算法成功地分辨了多中继协同通信系统的所有频域信道系数,其估计精度高,算法复杂度低,具有较高的实用价值。

关键词: 协同通信; 信道估计; 分布式空频编码; 导频转发时序

中图分类号: TN92

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2010)06-1412-06

DOI: 10.3724/SP.J.1146.2009.00906

Channel Estimation Based on a New Pilot Forwarding Schedule for Distributed Space-Frequency Coded Cooperative Communication System

Yu Xiao-fan Zhao Chun-ming

(National Mobile Communication Research Lab, Southeast University, Nanjing 210096, China)

Abstract: Several frequency-domain channel estimation algorithms based on a new pilot forwarding schedule are proposed for distributed space-frequency coded cooperative communication system with multiple relay nodes over frequency-selective fading channels, including the Least Square (LS) method and the Low rank Linear Minimum Mean Square Error (Lr-LMMSE) method. The cooperative relay nodes forward the pilot vector sent by the source node to the destination in different time slots, so that the superposition of the pilot signals transmitted by different relay nodes is avoided. Theoretical analysis shows that the proposed algorithms achieve all the frequency-domain channel fading coefficients of the multi-relay distributed SF coded cooperative communication system successfully. Simulation results confirm the performance of the proposed channel estimation algorithms, including the high accuracy, extraordinary practicality and the low complexity.

Key words: Cooperative communication; Channel estimation; Distributed space-frequency coding; Pilot forwarding schedule

1 引言

在无线网络中,多径传输环境引起的信号衰落严重影响着整个无线通信的性能。如果信道链路变化很慢,信道则有可能长时间处于深衰落状态,使得终端之间无法进行通信。为了有效地克服多径衰落,采用传统多天线发送分集传输方式的无线终端往往需要由多个天线组成的天线阵列。但是在很多情况下,例如便携式终端或者无线传感器,由于物理尺寸、制造成本、硬件复杂度受限,将无法实现多个发射天线。针对这个缺点,基于协同通信的空间分集技术被提出^[1,2]。在协同通信系统中,分布在

空间不同位置的、分属于不同终端的天线相互协作,成为一个分布式的“虚拟”多天线发射分集阵列。同时,还可以将传统的正交频分复用(Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM)技术和专门为协同通信系统设计的分布式空时^[3]、空频编码技术^[4]引入协同通信系统。研究表明,协同通信技术显著提高了系统的数据传输容量,有效增强了信息传输对抗信道畸变的鲁棒性。协同通信技术因此成为目前无线通信领域最具有应用前景的研究热点之一。

在获得分集增益,提高系统数据传输性能的同时,协同通信技术也面临着很多需要解决的问题:网络中的各个终端节点是否选择协作分集传输方式,每个终端节点选择哪些节点作为替它转发数据的协作伙伴,目的节点如何对源节点和各中继节点

2009-06-23 收到, 2009-09-23 改回

国家 863 计划项目(2006AA01Z263), 国家自然科学基金(60802007)

和国家 973 计划项目(2007CB310603)资助课题

通信作者: 俞晓帆 yuxiaofan1111@gmail.com

发送来的数据进行合并处理。为了解决这些问题，提高协同通信系统的性能，必须对各个终端节点之间的信道状态信息(CSI)有一个全面的了解^[5,6]。目前，针对协同通信系统中信道估计的研究还较少。文献[7-9]分别针对平坦衰落信道下的单中继和多中继放大转发协同通信系统提出了基于导频的最小二乘(LS)和线性最小均方误差(LMMSE)信道估计算法。针对频率选择性衰落环境下的协同通信系统，文献[10]提出了最小方差无偏(MVU)信道估计算法，但其只适用于单中继节点的情形，当中继节点数大于 1 时，信道将变得不可辨识。除此之外，文献[4]将分布式空频编码引入了协同通信系统。分析表明，与传统的空时编码相比，空频编码协同通信系统很大程度地降低了对中继节点存储和处理能力的要求，提高了协同通信系统的实用性。同时它可以获得比空时编码协同通信系统更高的分集增益，从而有效地提高了通信系统的数据容量和传输鲁棒性，显著地降低了系统服务中断概率，因此受到了广泛的关注。但文献[4]仅仅分析了目的节点已知理想信道信息时的系统误符号率性能，并没有给出针对该系统的实用信道估计算法。

鉴于以上情况，本文针对频率选择性衰落下结合分布式空频编码的多中继协同通信系统，提出了一种基于导频转发新时序的频域信道估计算法。仿真结果表明，目的节点通过该信道估计算法成功获得了分布式空频编码协同通信系统的所有频域信道参数，提高了估计精度，算法复杂度低，具有较好的性能和应用价值。本文的安排如下：第 2 节介绍了多中继分布式空频编码协同通信系统的信道模型和系统模型；第 3 节推导了基于导频转发新时序的协同通信系统频域信道估计算法，并给出了估计算法的计算复杂度；第 4 节为仿真结果与性能分析；第 5 节是本文的结束语。

文中，向量用粗斜体的小写字母表示，矩阵用粗斜体的大写字母表示。文中符号定义： $(\cdot)^T$ ， $(\cdot)^*$ ， $(\cdot)^H$ 和 $(\cdot)^{-1}$ 分别表示向量或矩阵的转置、共轭、共轭转置和逆运算； $\text{diag}(\mathbf{v})$ 为以向量 \mathbf{v} 为对角线元素的对角矩阵； $E(\cdot)$ 表示取数学期望； \odot 表示两个相同维数矩阵对应元素相乘的 Hadamard 乘积； \mathbf{I}_N 表示 $N \times N$ 维的单位矩阵； $\lceil x \rceil$ 为上取整； $\lfloor x \rfloor$ 为下取整； $|\cdot|$ 表示对单个复数或矩阵中的每一个复数元素取模。

2 信道与系统模型

2.1 信道模型

设协同通信系统中的每个终端节点均采用

OFDM 技术且为单天线，即不能同时接收和发送信号。各个节点之间的信道相互独立且为准静态，即在一个数据块的范围内信道衰落系数保持不变。任意两个终端之间多径衰落信道的时域离散冲击响应可以表示为

$$h(n) = \sum_{l=0}^{L-1} h_l(n) \delta(n-l) \quad (1)$$

其中 L 为信道时域响应的最大延迟长度， $h_l(n)$ 为第 l 个抽头系数，所有抽头系数是相互独立的均值为零且方差为 σ_l^2 的复高斯随机变量， $\delta(\cdot)$ 为狄拉克冲击函数。信道时域抽头系数归一化为 $\sum_{l=0}^{L-1} \sigma_l^2 = 1$ 。与时域冲击响应对应的第 n 个符号时刻信道频域响应为

$$H(n, k) = \sum_{l=0}^{L-1} h_l(n) e^{-\frac{j2\pi kl}{K}}, k = 1, 2, \dots, K \quad (2)$$

其中 K 为子载波个数。设发送端第 n 个符号时刻需要发送的频域数据符号为 $X(n, k)$ $k = 1, 2, \dots, K$ ，将其串并转换后经过 K 点的 IFFT 变换成为时域符号向量。该时域符号在进入信道之前被插入长为 g 的循环前缀(CP)以消除符号间干扰(ISI)，且 $g \geq L - 1$ 。接收端在接收到经过频率选择性信道衰落的时域 OFDM 符号后，去 CP，进行 FFT 变换。得到接收符号的频域表示为

$$Y(n, k) = H(n, k)X(n, k) + W(n, k), k = 1, 2, \dots, K \quad (3)$$

其中， $Y(n, k)$ 为第 n 个 OFDM 符号第 k 个子载波上的频域数据， $W(n, k)$ 为零均值、方差为 $\sigma_w^2 = E\{|W(n, k)|^2\} \forall n, \forall k$ 的高斯白噪声的频域表示。由于各个节点之间的信道衰落系数在一个数据块范围内保持不变，为了表示方便，下文将省略时域符号索引 n 。

2.2 系统模型

协作通信的基本思路是：同一小区内的两个或多个用户建立起“伙伴”关系，使它们在向基站发送自己的数据的同时还作为中继节点帮助“伙伴”转发数据。图 1 给出了协同通信系统的具体工作模式：

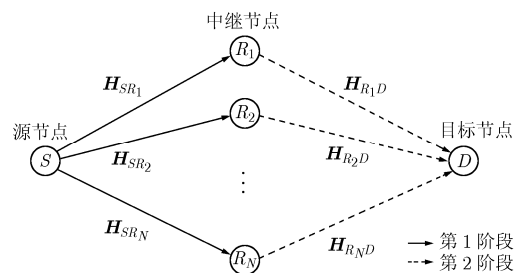


图 1 协作通信系统结构

协同通信主要可分为两种不同的协作模式：放大转发模式(Amplify and Forward, AF)和译码转发模式(Decode and Forward, DF)。本文将重点关注实现复杂度相对较低的放大转发协同通信系统。在放大转发协同通信系统中，最初的一个数据帧被分为前后两个连续的子帧传输阶段：倾听阶段(listening phase)和协作阶段(cooperative phase)。在第 1 阶段，源节点向目的节点和中继节点广播发送数据符号。在第 2 阶段，中继节点对收到的数据进行简单的功率变换和分布式空频编码^[4]，并通过中继信道向目的节点转发编码后的数据符号。目的节点在接收到来自于不同节点的经历了多路独立信道衰落的数据后，根据信道估计的结果对其进行空频译码和符号检测，最终得到源节点发送的原始数据。

图 1 所示的协同通信系统中共有 $N + 2$ 个单天线终端，包括源节点 S ， N 个中继节点 R_i ($i = 1, 2, \dots, N$) 以及目的节点 D 。其中，全部 N 个中继节点共同为源节点转发数据。由于源节点至目的节点的直接信道(SD)的信道衰落系数可以由目的节点通过传统的点到点 OFDM 信道估计方法得到，所以暂时忽略 SD 信道。在传统的具有 N 个中继节点的空时编码协同通信系统中^[3]，每个中继节点需要一次性接收 N 个完整的 OFDM 时域符号并将其全部存储下来，还必须对这 N 个符号进行 FFT， N 维线性变换，IFFT 处理。中继节点完成了一系列复杂变换之后才能将新生成的 N 个 OFDM 符号向目的节点转发。这种编码方式对中继节点的存储和处理能力都提出了很高的要求，在实际的应用中这是很难实现的。为了避免以上系统缺陷，降低中继节点的负担，选择将分布式空频编码引入协同通信系统^[4]。

定义 $\mathbf{x}_S = (\mathbf{x}_S(1), \mathbf{x}_S(2), \dots, \mathbf{x}_S(K))^T$ 为第 1 阶段源节点需要广播发送的 OFDM 频域符号向量。设 OFDM 子载波数 K 为 2 的整数次幂。在源节点上将 \mathbf{x}_S 均匀分割成 J 个小向量，每个小向量包含 M 个符号元素，即

$$\mathbf{x}_S = (\mathbf{x}_1^T, \mathbf{x}_2^T, \dots, \mathbf{x}_J^T)^T \quad (4)$$

其中 $J = K/M$ ， $\mathbf{x}_n = (\mathbf{x}_S((n-1)M+1), \mathbf{x}_S((n-1)M+2), \dots, \mathbf{x}_S(nM))^T$ ， $n = 1, 2, \dots, J$ ，且

$$M = 2^{\lfloor \log_2 \tilde{L} \rfloor} \quad (5)$$

其中 $\tilde{L} = N \cdot L_{\min}$ ，且 $L_{\min} = \min_{i=1,2,\dots,N} \{L_{SR_i}, L_{R_iD}\}$ ， L_{SR_i} 和 L_{R_iD} 分别表示 SR_i 信道以及 R_iD 信道包含的多径信道数。在 L_{\min} 未知的情况下，只需要大致估计 L_{\min} 的上限，并确保 $M \geq N \cdot L_{\min}$ ，就可以使整个空频编码协同通信系统获得阶数为 $N \cdot L_{\min}$ 的最大分集增

益。定义：

$$\Theta = \mathbf{F}_M^H \cdot \text{diag}(1, \theta, \dots, \theta^{M-1}) \quad (6)$$

其中 \mathbf{F}_M 为第 (i, j) 个元素为 $\mathbf{F}_M(i, j) = e^{-j2\pi(i-1)(j-1)/M}$ 的 $M \times M$ 维 FFT 矩阵， $\theta = e^{j2\pi/(4M)}$ ，令

$$\mathbf{z}_n = \Theta \cdot \mathbf{x}_n, \quad n = 1, 2, \dots, J \quad (7)$$

则 J 个空频预编码后的小向量 \mathbf{z}_n 组成了源节点真正发送的 OFDM 频域符号向量：

$$\mathbf{z}_S = (\mathbf{z}_1^T, \mathbf{z}_2^T, \dots, \mathbf{z}_J^T)^T \quad (8)$$

对 \mathbf{z}_S 进行 IFFT 变换，加 CP，将得到的 OFDM 时域符号向 N 个中继节点广播发送。定义 \mathbf{y}_{R_i} 为中继节点 R_i 收到的来自于源节点的 $K \times 1$ 维 OFDM 频域符号向量， \mathbf{H}_{SR_i} 为源节点到中继节点 R_i (SR_i) 的频域信道衰落系数向量，则

$$\mathbf{y}_{R_i} = \sqrt{P_1} (\mathbf{z}_S \odot \mathbf{H}_{SR_i}) + \mathbf{w}_{R_i}, \quad i = 1, 2, \dots, N \quad (9)$$

其中 P_1 为源节点发送信号的功率， \mathbf{w}_{R_i} 为中继节点 R_i 上的均值为零、协方差矩阵为 $\mathbf{C}_w = \sigma_w^2 \cdot \mathbf{I}_K$ 的频域加性高斯白噪声。设任意两个中继节点之间均没有互通信链路，且所有 $2 \times N$ 个 SR 和 RD 信道均为互相独立的频率选择性衰落信道。中继节点 R_i 收到源节点的一个 OFDM 时域符号后，去除 CP，对该时域符号向量实施 $m_i = (i-1)[K/N]$ 位的循环移位，就可以为其重新加上 CP 并将新的时域符号转发给目的节点。设各中继节点之间精确同步，且定义 \mathbf{y}_D 为目的节点收到的 $K \times 1$ 维频域符号向量，它是所有中继节点信号的叠加：

$$\mathbf{y}_D = \sum_{i=1}^N \left(\sqrt{\frac{P_{R_i}}{P_1 + \sigma_w^2}} \cdot \mathbf{f}^{m_i} \odot \mathbf{y}_{R_i} \odot \mathbf{H}_{R_iD} \right) + \mathbf{w}_D \quad (10)$$

其中 \mathbf{H}_{R_iD} 为中继节点 R_i 至目的节点 (R_iD) 的频域信道衰落系数向量， \mathbf{w}_D 为协同通信的第 2 阶段目的节点上频域加性高斯白噪声。 $\mathbf{f}^{m_i} = (1, e^{-j2\pi m_i/K}, \dots, e^{-j2\pi m_i(K-1)/K})^T$ ，且对一个 OFDM 符号在时域上进行的 m_i 位循环移位操作可以等效为在频域上使其与 \mathbf{f}^{m_i} 进行 Hadamard 乘积运算。 P_{R_i} 为中继节点 R_i 向目的节点转发数据的发送功率，且为了满足空间发送分集的功率设计要求，令 $P_1 = \sum_{i=1}^N P_{R_i} = P/2$ ，其中 P 为采用传统非协作直接通信时源节点的发送功率。

$$\text{定义: } \alpha_i = \sqrt{\frac{P_1 \cdot P_{R_i}}{P_1 + \sigma_w^2}}, \quad \mathbf{v} = \sum_{i=1}^N \left(\sqrt{\frac{P_{R_i}}{P_1 + \sigma_w^2}} \cdot \mathbf{f}^{m_i} \odot \mathbf{w}_{R_i} \odot \mathbf{H}_{R_iD} \right) + \mathbf{w}_D, \quad \mathbf{H}_{SR_iD} = \mathbf{H}_{SR_i} \odot \mathbf{H}_{R_iD}, \quad \text{则由}$$

式(9), 式(10)可以得到

$$\mathbf{y}_D = \sum_{i=1}^N \left(\text{diag}(\alpha_i \cdot \mathbf{f}^{m_i} \odot \mathbf{z}_s) \cdot \mathbf{H}_{SR_iD} \right) + \mathbf{v} \quad (11)$$

由以上的描述可以看出, 分布式空频编码协同通信系统的每个中继节点只需一次性接收和存储一个 OFDM 导频符号, 并仅仅对其实施简单的时域循环移位处理, 而无需进行任何 FFT/IFFT 和译码操作就可以将其向目的节点转发。这就大大降低了对中继节点存储和处理能力的要求, 提高了协同通信系统的实用性。又因为源节点的数据在中继节点上被正交空频编码, 并经历了多路独立信道的衰落, 所以这种协同通信方式可以获得阶数为 $N \cdot L_{\min}$ 的最大的分集增益, 从而有效地提高了通信系统的数据容量和传输鲁棒性。本文的第3节将重点研究适用于分布式空频编码协同通信系统的信道估计算法。

3 信道估计算法

协同通信系统中, 中继节点和目的节点如果使用独立的导频分别估计 SR 信道和 RD 信道, 则每个中继节点在估计出相应的 SR 信道衰落系数后, 还需要分别使用一个时隙将估计出的 SR 信道参数转发给目的节点。这将大大降低协同通信系统的传输容量, 也将耗费中继节点更多的能量和电力。而在 AF 协作模式下, 中继节点仅负责放大转发源节点的信号, 信道估计完全由目的节点完成。因此在本文中, 目的节点在收到中继节点直接转发来的导频信号后, 将 SR 信道和 RD 信道看作一个整体进行估计, 即仅在目的节点上根据源节点发送的导频符号向量估计 SRD 整体信道的频域参数向量 \mathbf{H}_{SR_iD} ($i = 1, 2, \dots, N$)。这样的信道估计方式将显著降低中继节点的处理负担, 提高协同通信系统的频谱效率。对于结合 OFDM 技术的协同通信系统, 一般会重点关注最小二乘(LS)和最小均方误差(MMSE)信道估计算法。但是由上节的系统模型分析可以看出, 放大转发协同通信系统中需要被整体估计的等效信道(SRD)是源节点到中继节点(SR)和中继节点到目的节点(RD)两段独立信道的卷积, 因此这样的整体信道(SRD)不再是高斯信道。此外, 协同通信的第二阶段目的节点上的等效噪声是经中继节点放大转发而来的噪声与目的节点直接接收到的噪声的混叠。所以这样的混叠噪声也不再是高斯噪声。由文献[11]可知, 非高斯信道的最优贝叶斯 MMSE 估计的闭合形式一般是很难得到的。因此, 本文选择保留 MMSE 准则, 但是限定信道估计量必须是线性的, 即次优的线性最小均方误差估计

(LMMSE)。因此本节将重点研究适用于第2节所描述的多中继分布式空频编码协同通信系统的 LS 和 LMMSE 频域信道估计算法。

对于具有 N 个中继节点的协同通信系统, 共有 $N \times K$ 个频域信道参数需要估计, 即 N 个相互独立的向量 \mathbf{H}_{SR_iD} ($i = 1, 2, \dots, N$) 中的 $N \times K$ 个元素。设信道估计阶段导频为块状导频, 且导频向量发送时序如图2所示:

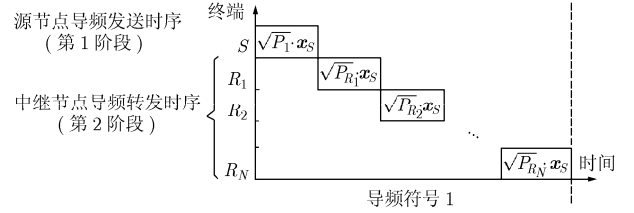


图2 协作通信系统信道估计阶段导频符号发送时序图

图2重点关注了信道估计阶段源节点和所有中继节点的导频向量发送时序和功率, 暂时忽略频域信道参数向量。可以看出, 源节点 S 首先使用第1个时隙以功率 P_1 向 N 个中继节点广播发送一个频域导频符号向量 \mathbf{x}_s 。在第2个时隙, 中继节点 R_1 以功率 P_{R_1} 将收到的导频符号转发给目的节点, 而其它 $N-1$ 个中继节点均保持静默。此时目的节点上的接收信号为

$$\mathbf{y}_D = \mathbf{A}_1 \cdot \mathbf{H}_{SR_1D} + \mathbf{v}_1 \quad (12)$$

其中 $\mathbf{A}_1 = \text{diag}(\alpha_1 \cdot \mathbf{x}_s)$, $\mathbf{v}_1 = \sqrt{\frac{P_{R_1}}{P_1 + \sigma_w^2}} \cdot \mathbf{w}_{R_1} \odot \mathbf{H}_{R_1D} + \mathbf{w}_D$ 。由式(12)可以得到 \mathbf{H}_{SR_1D} 的 LS 和 LMMSE 估计值为

$$\hat{\mathbf{H}}_{SR_1D}^{LS} = \mathbf{A}_1^{-1} \cdot \mathbf{y}_D \quad (13)$$

$$\hat{\mathbf{H}}_{SR_1D}^{\text{LMMSE}} = \mathbf{R}_{\mathbf{H}_{SR_1D} \mathbf{H}_{SR_1D}} \cdot \left[\mathbf{R}_{\mathbf{H}_{SR_1D} \mathbf{H}_{SR_1D}} + \frac{1}{\alpha_1^2} \cdot \mathbf{X}_S^{-1} \cdot \mathbf{C}_{\mathbf{v}_1 \mathbf{v}_1} \right]^{-1} \cdot \hat{\mathbf{H}}_{SR_1D}^{LS} \quad (14)$$

其中 $\mathbf{X}_S = \text{diag}(|\mathbf{x}_s(1)|^2, |\mathbf{x}_s(2)|^2, \dots, |\mathbf{x}_s(K)|^2)$, $\mathbf{R}_{\mathbf{H}_{SR_1D} \mathbf{H}_{SR_1D}}$ 和 $\mathbf{C}_{\mathbf{v}_1 \mathbf{v}_1}$ 分别为向量 \mathbf{H}_{SR_1D} 和 \mathbf{v}_1 的自相关矩阵, 且均假设为已知。为了简化 LMMSE 算法, 可以用 $\mathbf{E}(\mathbf{X}_S^{-1})$ 代替 \mathbf{X}_S^{-1} 。研究表明这样的替换对于信道估计算法性能的影响是微乎其微的[12], 但由于成功避免了对每个导频符号计算 \mathbf{X}_S 的逆矩阵, 因此能够大幅降低 LMMSE 估计算法的复杂度。定义 $\beta = \mathbf{E}(1/|\mathbf{x}_s(k)|^2)$, 由于每个频域导频符号使用相同的星座图, 所以 $\mathbf{E}(\mathbf{X}_S^{-1}) = \beta \cdot \mathbf{I}_K$ 。经过简单推导可得

$$\mathbf{C}_{\mathbf{v}_1 \mathbf{v}_1} = \mathbf{E}\{\mathbf{v}_1 \mathbf{v}_1^H\} = \sigma_w^2 \left(1 + \frac{P_{R_1}}{P_1 + \sigma_w^2} \right) \cdot \mathbf{I}_K \quad (15)$$

则经过简化的 LMMSE 估计算法为

$$\hat{\mathbf{H}}_{SR_1D}^{\text{LMMSE}} = \mathbf{R}_{\mathbf{H}_{SR_1D}\mathbf{H}_{SR_1D}} \cdot \left[\mathbf{R}_{\mathbf{H}_{SR_1D}\mathbf{H}_{SR_1D}} + \frac{\beta \cdot \sigma_w^2}{\alpha_1^2} \cdot \left(1 + \frac{P_{R_1}}{P_1 + \sigma_w^2} \right) \cdot \mathbf{I}_K \right]^{-1} \cdot \hat{\mathbf{H}}_{SR_1D}^{\text{LS}} \quad (16)$$

为了获得 $\hat{\mathbf{H}}_{SR_1D}^{\text{LMMSE}}$, 式(16)必须进行一个复杂的矩阵求逆运算。为了进一步降低算法复杂度, 可以利用奇异值分解(SVD)来避免这个求逆过程。设 $\mathbf{R}_{\mathbf{H}_{SR_1D}\mathbf{H}_{SR_1D}}$ 的奇异值分解为

$$\mathbf{R}_{\mathbf{H}_{SR_1D}\mathbf{H}_{SR_1D}} = \mathbf{U}\mathbf{\Lambda}\mathbf{U}^H \quad (17)$$

\mathbf{U} 是由奇异向量组成的酉矩阵, $\mathbf{\Lambda}$ 是主对角线为奇异值的对角矩阵。其中主对角线上的奇异值 λ_i ($i = 1, 2, \dots, K$) 是按从大到小顺序排列的, 即 $\lambda_1 \geq \lambda_2 \geq \dots \geq \lambda_K$ 。为了简化算法, 只取 p 个最大的奇异值, 剩余的 $(K - p)$ 个值较小的奇异值被近似为零。根据式(16), 式(17)可以得到 p 阶近似的 LMMSE 估计算法:

$$\hat{\mathbf{H}}_{SR_1D}^{\text{LMMSE}} = \mathbf{U} \cdot \mathbf{\Xi}_p \cdot \mathbf{U}^H \cdot \hat{\mathbf{H}}_{SR_1D}^{\text{LS}} \quad (18)$$

其中 $\mathbf{\Xi}_p$ 为一个对角矩阵, 且它的主对角线上的元素 ξ_k 为

$$\xi_i = \begin{cases} \frac{\lambda_i}{\lambda_i + \frac{\beta \cdot \sigma_w^2}{\alpha_1^2} \cdot \left(1 + \frac{P_{R_1}}{P_1 + \sigma_w^2} \right)}, & i = 1, 2, \dots, p \\ 0, & i = p + 1, \dots, K \end{cases} \quad (19)$$

在目的节点通过式(13), 式(18)获得了 \mathbf{H}_{SR_1D} 的 LS 和 LMMSE 估计值之后, 中继节点 R_2 使用第 3 个时隙以功率 P_{R_2} 将收到的导频符号转发给目的节点, 而此时包括 R_1 在内的其它 $N - 1$ 个中继节点均同样保持静默。目的节点收到 R_2 转发的导频符号后, 同样可以通过式(13), 式(18)求得向量 \mathbf{H}_{SR_2D} 的 LS 和 LMMSE 估计值。以此类推, 目的节点可以在 N 个导频转发时隙内重复以上过程, 从而求得 N 个独立的频域信道系数向量 \mathbf{H}_{SR_iD} ($i = 1, 2, \dots, N$)。

由以上的分析不难看出, 如果采用本文提出的协同通信系统信道估计算法, 为了估计全部 N 个频域信道系数向量 \mathbf{H}_{SR_iD} ($i = 1, 2, \dots, N$) 中的 $N \times K$ 个元素, 源节点只需发送一个导频符号向量。在信干比方面, 图 2 所示的导频发送时序中每个中继节点在转发导频信号的同时其它 $N - 1$ 个中继节点均保持静默, 因此避免了中继节点之间导频的互相混叠干扰, 有效提高了信道估计的精确度。同时, 由于每个时隙只有一个中继节点发送信号, 所以根据空间发送分集的功率设计原则, 无论中继节点数 N 为多少, 信道估计阶段每个中继节点的发送功率均为

$P_R = P_1 = P/2$, 从而增加了中继节点转发导频信号的功率。在算法复杂度方面, 使用式(13), 式(18)所示的 LS 和 LMMSE 算法估计向量 \mathbf{H}_{SR_iD} ($i = 1, 2, \dots, N$) 分别只需要进行 K 次和 $p^2 + 2K \cdot p + K$ 次乘法运算。因此算法复杂度较低, 具有较高的实用价值。

4 仿真结果与性能分析

仿真中协同通信系统各节点之间的无线信道采用准静态的瑞利多径衰落信道, 信道参数如表 1 所示, 且假设信道多径数为已知。设 OFDM 子载波数为 $K = 64$, CP 的长度为 16, 采样周期 $T_s = 5 \times 10^{-8}$ s, 调制方式为 QPSK 调制, 目的节点采用分段最大似然算法^[4]对接收信号进行检测。信道估计算法中源节点采用随机生成的 QPSK 符号作为频域导频符号。系统中全部节点的发送总功率归一化为 1, 则根据发送分集的功率设计原则, 源节点的频域导频发送功率为 1/2, 其余各中继节点在转发导频符号向量时的发送功率也均为 1/2。在仿真基于 SVD 的 p 阶近似 LMMSE 信道估计算法时, 对 $\mathbf{R}_{\mathbf{H}_{SR_iD}\mathbf{H}_{SR_iD}}$ ($i = 1, 2, \dots, N$) 进行奇异值分解后, 将值大于 0.001 的奇异值保留, 而将剩余的值很小的奇异值人为置零。

表 1 仿真使用的多径信道模型

径数	1	2
相对延时(μs)	0	0.5
平均功率(dB)	-3	-3

图 3, 图 4, 图 5 分别给出了中继节点数 N 为 2 和 4 时, 基于导频转发新时序的分布式空频编码协同通信系统频域 LS, LMMSE 信道估计算法的均方误差性能和误符号率性能。其中, 这里的误符号率指的是每个 OFDM 子载波上的 QPSK 符号的传输错误统计概率。为了突出专门为中继信道(SRD)设计的信道估计算法的误符号率性能, 目的节点在检测数据符号时将忽略第 1 阶段从 SD 直接信道收到的数据符号。从图中可以看出, 基于导频转发新时序的信道估计算法成功分辨了多中继分布式空频编码协同通信系统的所有频域信道系数, 避免了各中继节点转发的导频信号在目的节点上的混叠干扰, 提高了各中继节点用于转发导频信号的功率, 从而较大程度地改善了协同通信系统频域信道估计的精确度。其中, 无论 $N = 2$ 还是 $N = 4$, 基于导频转发新时序的 LMMSE 信道估计算法的误符号率性能

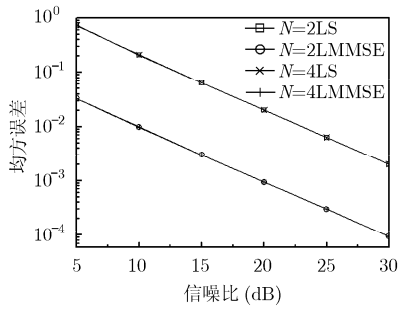


图3 基于导频转发新时序的协同通信系统频域信道估计算法的均方误差性能

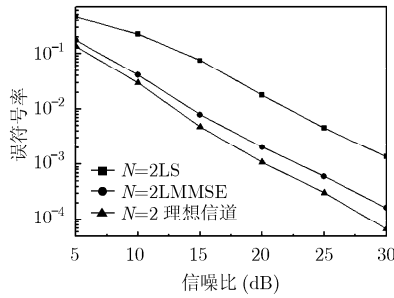


图4 $N=2$ 时基于导频转发新时序的协同通信系统频域信道估计算法的误符号率性能

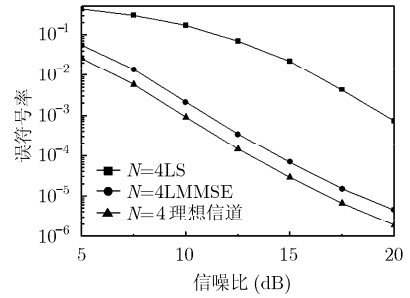


图5 $N=4$ 时基于导频转发新时序的协同通信系统频域信道估计算法的误符号率性能

已经逼近了目的节点已知理想信道信息时的误符号率性能。

5 结束语

本文针对频率选择性衰落下的多中继分布式空频编码协同通信系统, 提出了一种基于导频转发新时序的频域信道估计算法。各中继节点通过不同的时隙将源节点发送的频域导频符号向量转发给目的节点, 从而将复杂的多中继信道估计问题转化为简单的单中继信道估计问题, 使目的节点成功获得了分布式空频编码协同通信系统的所有频域信道参数。此外, 低阶近似的线性最小均方误差(Lr-LMMSE)估计算法还通过奇异值分解(SVD)有效地降低了估计算法的实现复杂度。仿真结果表明, 无论中继节点数 $N=2$ 还是 $N=4$, 该信道估计算法均具有相同的均方误差性能和逼近理想信道的误符号率性能, 且实现复杂度低, 因此具有较高的应用价值。

参考文献

- [1] Nosratinia A, Hunter T E, and Hedayat A. Cooperative communication in wireless networks. *IEEE Communications Magazine*, 2004, 42(10): 74-80.
- [2] Laneman J N, Tse D N C, and Wornell G W. Cooperative diversity in wireless networks: efficient protocols and outage behavior. *IEEE Transactions on Information Theory*, 2004, 50(12): 3062-3080.
- [3] Jing Y and Hassibi B. Distributed space-time coding in wireless relay networks. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2006, 5(12): 3524-3536.
- [4] Zhang W, Li Y, and Xia X, et al. Distributed space-frequency coding for cooperative diversity in broadband wireless ad hoc networks. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2008, 7(3): 995-1003.
- [5] Gedik B and Uysal M. Impact of imperfect channel

estimation on the performance of amplify-and-forward relaying. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2008, 8(3): 1468-1479.

- [6] Wu Y and Patzold M. Performance analysis of amplify-and-forward cooperative communication systems with channel estimation errors. *Proceedings of The 2008 IEEE 11th International Conference on Communication Systems*, Guangzhou, China, 2008: 1620-1624.
- [7] Yomo H and Carvalho E D. A CSI estimation method for wireless relay network. *IEEE Communications Letters*, 2007, 11(6): 480-482.
- [8] Patel C S and Stuber G L. Channel estimation for amplify and forward relay based cooperation diversity systems. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2007, 6(6): 2348-2356.
- [9] Gao F F, Cui T, and Nallanathan A. On channel estimation and optimal training design for amplify and forward relay networks. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2008, 7(5): 1907-1916.
- [10] Kim K, Kim H, and Park H. OFDM channel estimation for the amplify-and-forward cooperative channel. *Proceedings of The 2007 IEEE 65th Vehicular Technology Conference*, Dublin, Ireland, 2007: 1642-1646.
- [11] Kay S M. *Fundamentals of Statistical Signal Processing: Estimation Theory*. Englewood Cliffs, NJ, USA: Prentice-Hall, 1993: 306-308.
- [12] Edfors O, Sandell M, and Van De Beek J J, et al. OFDM channel estimation by singular value decomposition. *IEEE Transactions on Communications*, 1998, 46(7): 931-939.

俞晓帆: 男, 1980年生, 博士生, 研究方向为协同通信系统中的信道估计技术。

赵春明: 男, 1959年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为通信理论、移动通信系统、纠错编码技术、自适应滤波技术及通信专用集成电路设计。