

基于球形译码的分布式空频编码协同通信系统检测算法^①俞晓帆^② 赵春明

(东南大学移动通信国家重点实验室 南京 210096)

摘 要 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,提出了一种基于球形译码的频域符号检测算法。理论分析和仿真结果表明,该检测算法不仅获得了与最大似然(ML)检测算法相同的误符号率性能,而且显著降低了分布式空频编码协同通信系统检测算法的复杂度,具有较高的实用价值。

关键词 分布式空频编码, 协同通信, 球形译码, 检测算法

0 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^[1-5]。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。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。

为了进一步提高协同通信的分集增益,文献[6]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^[7]相比,空频编码协同通信系统在很大程度上降低了对中继节点存储和处理能力的要求,提高了协同通信的实用性。不仅如此,在频率选择性衰落环境中,它获得的分集增益是协作分集与多径分集的总和,远远高于空时编码协同通信系统所能实现的分集度,因此受到了广泛的关注^[8-10]。

在信道信息已知的情况下,为了使目的节点获得较为精确的接收数据符号检测值,文献[6]针对分布式空频编码协同通信系统给出了一种最大似然检测算法。该检测算法的复杂度较高,且与中继节点数以及信道多径数密切相关。当中继节点数或信道多径数较大时,算法复杂度将急剧增加。为了避免复杂的计算,文献[6]在仿真实验时仅仅验证了 2 径等功率信道下的系统性能。而对于实际中更为常见的 4 径信道,却因检测算法复杂度过高而难以给出相应的仿真结果。因此,文献[6]提出的最大似然检测算法已经成为分布式空频编码协同通信系统的一个重大应用瓶颈。鉴于以上情况,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,提出了一种基于球形译码的频域数据符号检测算法。理论分析和仿真结果表明,该检测算法不仅获得了与最大似然检测算法相同的误符号率性能,而且有效降低了算法复杂度,显著提高了分布式空频编码协同通信系统的实用价值。

文中,向量用粗体的小写字母表示,矩阵用粗体的大写字母表示。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; $\otimes$ 表示矩阵之间的 Kronecker 乘积; $\odot$ 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; $\|\mathbf{x}\|_F$ 表示向量 $\mathbf{x}$ 的 Frobenius 范数。

① 863 计划(2006AA01Z263, 2009AA01Z235), 国家自然科学基金(60802007)和 973 计划(2007CB310603)资助项目。

② 男, 1980 年生, 博士生; 研究方向: 协同通信系统中的信道估计技术; 联系人, E-mail: yuxiaofan1111@gmail.com (收稿日期: 2009-06-29)

1 信道与系统模型

1.1 信道模型

设协同通信系统采用时分双工(time division duplex, TDD)模式,即不能同时接收和发送信号,其中每个终端节点均采用正交频分复用(OFDM)技术且为单天线。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

$$H(n, k) = \sum_{l=0}^{L-1} h_l(n) e^{-j2\pi kl/K} \quad k = 1, 2, 3, \dots, K \quad (2)$$

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 $X(n, k)$ ($k = 1, 2, 3, \dots, K$), 将其串并转换后经过 K 点的逆快速傅立叶变换(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, 进行快速傅立叶变换(FFT), 得到接收符号的频域表示为

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

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 。

1.2 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 给出了分布式空频编码协同通信系统的具体工作模式。

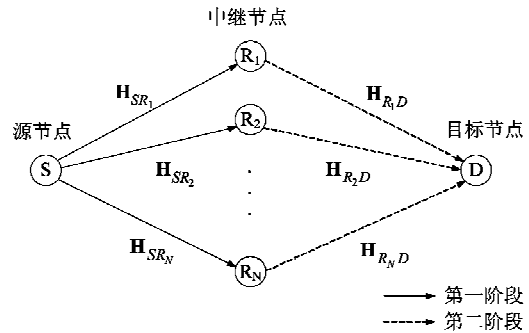


图 1 分布式空频编码协作通信系统结构

协同通信主要可分为两种不同的协作模式: 放大转发(amplify and forward, AF)模式和译码转发(decode and forward, DF)模式。分布式空频编码协同通信系统采用实现复杂度相对较低的放大转发协作模式。其中, 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)。在第一阶段, 源节点向目的节点和中继节点广播发送数据符号。在第二阶段, 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, 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 所示的分布式空频编码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。在传统的具有 N 个中继节点的空时编码协同通信系统中^[7], 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^[6]。

定义 $\mathbf{x}_S = (x_S(1), x_S(2), \dots, x_S(K))^T$ 为第一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 $J = \frac{K}{M}$, $\mathbf{x}_n = (\mathbf{x}_S((n-1)M+1), \mathbf{x}_S((n-1)M+2), \dots, \mathbf{x}_S(nM))^T$, $n = 1, 2, \dots, J$, 且

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

其中 $\tilde{L} = N \cdot L_{\min}$, 且 $L_{\min} = \min_{i=1,2,\dots,N} \{L_{SR_i}, L_{RD_i}\}$, L_{SR_i} 和 L_{RD_i} 分别表示 SR_i 信道以及 RD_i 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相通信链路,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 $m_i = (i-1)\lfloor K/N \rfloor$ 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:

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

其中 $\mathbf{H}_{RD_i}$ 为中继节点 R_i 至目的节点 (RD_i) 的频域信道衰落系数向量, $\mathbf{w}_D$ 为协同通信的第二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。为了满足空间发送分集功率设计要求,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。

定义

$$\alpha_i = \sqrt{\frac{P_1 \cdot P_{R_i}}{P_1 + \sigma_w^2}},$$

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

$$\mathbf{H}_{SR_i D} = \mathbf{H}_{SR_i} \odot \mathbf{H}_{RD_i}$$

则由式(9)、(10)可以得到

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

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,而无须进行任何 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 2 节将重点研究适用于分布式空频编码协同通信系统的数据符号检测算法。

2 迭代检测算法

在信道信息完全已知的情况下,为了使目的节点获得较为精确的数据符号检测值,文献[6]针对分布式空频编码协同通信系统给出了一种最大似然检测算法。该检测算法的基本思想是:目的节点根据信道信息对源节点预编码的 J 个频域小向量分别做最大似然检测,最终获得 OFDM 符号中全部 K 个频域数据的检测值。具体实现方法如下:

目的节点收到经过频率选择性衰落后的 OFDM 数据信号后,去 CP,通过 FFT 将其变换到频域。根据式(4)、(7)、(8)可以得到

$$\mathbf{z}_S = (\mathbf{I}_J \otimes \Theta) \cdot \mathbf{x}_S \quad (12)$$

则由式(11)可得

$$\mathbf{y}_D = \sum_{i=1}^N (\text{diag}(\alpha_i \cdot \mathbf{f}^m \odot \mathbf{H}_{SRD})) \cdot (\mathbf{I}_J \otimes \Theta) \cdot \mathbf{x}_S + \mathbf{v} \quad (13)$$

定义 $\mathbf{B} = \sum_{i=1}^N (\text{diag}(\alpha_i \cdot \mathbf{f}^m \odot \mathbf{H}_{SRD})) \cdot (\mathbf{I}_J \otimes \Theta)$, 则

$$\mathbf{y}_D = \mathbf{B} \cdot \mathbf{x}_S + \mathbf{v} \quad (14)$$

其中, $\mathbf{B}$ 是一个块对角阵,其对角线上是 J 个 $K \times K$ 维的小矩阵 $\mathbf{B}_n, n=1,2,\dots,J$ 。在目的节点上将 $\mathbf{y}_D$ 均匀分割成 J 个小向量,每个小向量同样包含 M 个符号元素,即

$$\mathbf{y}_D = (\mathbf{y}_{D1}^T \ \mathbf{y}_{D2}^T \ \cdots \ \mathbf{y}_{DJ}^T)^T \quad (15)$$

由于 J 个小向量之间是互相独立的,所以可以得到

$$\|\mathbf{y}_D - \mathbf{B} \cdot \mathbf{x}_S\|_F^2 = \sum_{n=1}^J \|\mathbf{y}_{Dn} - \mathbf{B}_n \cdot \mathbf{x}_n\|_F^2 \quad (16)$$

由上式可以看出,在目的节点上对 $\mathbf{x}_S$ 的最大似然检测可以被分解为在 J 个频域小向量分别对 $\mathbf{x}_n$ ($n=1,2,\dots,J$) 进行最大似然检测,其性能与直接对 $\mathbf{x}_S$ 的最大似然检测相同。

文献[6]提出的检测算法虽然一定程度地降低了最大似然检测算法的复杂度,但它的计算量仍然与 J 个频域小向量的长度 M 有关,即与中继节点数 N 以及信道最小多径数 $L_{\min}$ 密切相关。设频域数据符号采用 m 进制正交幅度调制(QAM),则为了检测一个完整的 OFDM 频域数据符号向量,文献[6]需要进行 $J \cdot m^M$ 次范数计算。当 N 或 $L_{\min}$ 较大时, M 会随之增大,从而使算法复杂度随着 M 以指数方式急剧增加。例如,当 $N=2, L_{\min}=4, K=256$ 、调制方式为 4QAM 调制时, $M=N \cdot L_{\min}=8, J=32$, 则目的节点为了获得一个完整的 OFDM 频域符号向量,需要进行 $32 \cdot 4^8$ 次范数计算和范数比较,运算量很大。为了避免复杂的计算,文献[6]在仿真实验时仅仅验证了 $K=64, L_{\min}=2$ 的 2 径等功率信道下的系统性能。而对于实际中更为常见的 $K=256, L_{\min}=4$ 的 4 径信道,却因检测算法复杂度过高而无法给出相应的仿真结果。因此,为了进一步降低分布式空频编码协同通信系统的检测算法复杂度,使其能够被应用在更为广泛的外部环境中,我们引入球

形译码^[11,12]的思想,提出了一种基于球形译码的频域数据符号检测算法。主要实现方法如下:

目的节点收到经过频率选择性衰落后的 OFDM 数据信号后,去 CP,通过 FFT 将其变换到频域,获得频域数据符号向量 $\mathbf{y}_D$ 。同样将 $\mathbf{y}_D$ 均匀分割成 J 个小向量,每个小向量包含 M 个符号元素,则对于目的节点上的每一个频域符号小向量 $\mathbf{y}_{Dn}$ ($n=1,2,\dots,J$) 均有

$$\mathbf{y}_{Dn} = \mathbf{B}_n \cdot \mathbf{x}_n + \mathbf{v}_n, \quad n=1,2,\dots,J \quad (17)$$

其中, $\mathbf{v}_n$ 为目的节点等效频域接收噪声向量 $\mathbf{v}$ 中与向量 $\mathbf{y}_{Dn}$ 的子载波位置对应的小向量。由于信道信息完全已知,所以在目的节点上 $\mathbf{B}_n$ ($n=1,2,\dots,J$) 均为已知。因此,第 n 个频域数据符号小向量 $\mathbf{x}_n$ 的 ML 检测问题可以表示为

$$\hat{\mathbf{x}}_n^{ML} = \min_{\forall \mathbf{x}_n \in \mathcal{A}^M} \|\mathbf{y}_{Dn} - \mathbf{B}_n \cdot \mathbf{x}_n\|_F^2, \quad n=1,2,\dots,J \quad (18)$$

其中, $\mathcal{A}$ 是频域数据符号调制信号集。接下来,为了避免复数运算,我们定义

$$\begin{aligned} \bar{\mathbf{y}}_{Dn} &\triangleq \begin{bmatrix} \Re\{\mathbf{y}_{Dn}\} \\ \Im\{\mathbf{y}_{Dn}\} \end{bmatrix}, \\ \bar{\mathbf{B}}_n &\triangleq \begin{bmatrix} \Re\{\mathbf{B}_n\} & -\Im\{\mathbf{B}_n\} \\ \Im\{\mathbf{B}_n\} & \Re\{\mathbf{B}_n\} \end{bmatrix}, \\ \bar{\mathbf{x}}_n &\triangleq \begin{bmatrix} \Re\{\mathbf{x}_n\} \\ \Im\{\mathbf{x}_n\} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (19)$$

那么式(18)的 ML 检测问题就可以等效地重新写成

$$\hat{\bar{\mathbf{x}}}_n^{ML} = \min_{\forall \bar{\mathbf{x}}_n \in \mathcal{Z}^M} \|\bar{\mathbf{y}}_{Dn} - \bar{\mathbf{B}}_n \cdot \bar{\mathbf{x}}_n\|_F^2, \quad n=1,2,\dots,J \quad (20)$$

其中 $\mathcal{Z}$ 代表调制可取整数集。例如在 4QAM 调制中, $\mathcal{Z} = \{+1, -1\}$ 。利用矢量的范数性质,可以将上式等价变换为

$$\begin{aligned} \hat{\bar{\mathbf{x}}}_n^{ML} &= \underset{\forall \bar{\mathbf{x}}_n \in \mathcal{Z}^M}{\text{argmin}} \|\bar{\mathbf{y}}_{Dn} - \bar{\mathbf{B}}_n \cdot \bar{\mathbf{x}}_n\|_F^2 \\ &= \underset{\forall \bar{\mathbf{x}}_n \in \mathcal{Z}^M}{\text{argmin}} (\bar{\mathbf{B}}_n^T \cdot \bar{\mathbf{y}}_{Dn} - \bar{\mathbf{x}}_n)^T \cdot \mathbf{U}^T \cdot \mathbf{U} \\ &\quad \cdot (\bar{\mathbf{B}}_n^T \cdot \bar{\mathbf{y}}_{Dn} - \bar{\mathbf{x}}_n) \\ &= \underset{\forall \bar{\mathbf{x}}_n \in \mathcal{Z}^M}{\text{argmin}} (\hat{\bar{\mathbf{x}}}_n^{LS} - \bar{\mathbf{x}}_n)^T \cdot \mathbf{U}^T \cdot \mathbf{U} \cdot (\hat{\bar{\mathbf{x}}}_n^{LS} - \bar{\mathbf{x}}_n) \\ &\quad n=1,2,\dots,J \end{aligned} \quad (21)$$

其中, $\hat{\bar{\mathbf{x}}}_n^{LS} = \bar{\mathbf{B}}_n^T \cdot \bar{\mathbf{y}}_{Dn}$, $\mathbf{U}$ 是满足 $\mathbf{U}^T \cdot \mathbf{U} = \bar{\mathbf{B}}_n^T \cdot \bar{\mathbf{B}}_n$ 的上三角矩阵。不难看出,式(21)是在 $\forall \bar{\mathbf{x}}_n \in \mathcal{Z}^M$ 的全局范围内搜索最大似然点。当频域符号小向量的长度 M 增加时,计算量将以指数方式急剧上升。为了降低最大似然检测算法的复杂度,我们定义一个

以 $\bar{\mathbf{y}}_{Dn}$ 为球心、 C 为半径的超球,并只在这个超球内搜索最大似然点。换句话说,我们只关注这个超球范围内的网格点,并一一计算它们与接收数据符号向量之间的范数距离,寻找出一个距离最小的最大似然点。而对于超球范围以外的网格点,将被全部忽略,不予考虑,如图 2 所示。

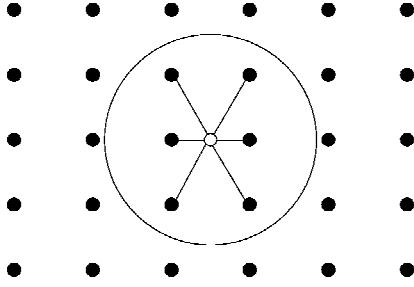


图 2 球形译码算法几何示意图

通过这样的球形译码方法,可以大大降低需要搜索的网格点的数量,从而显著减少了范数计算量,有效地降低了最大似然检测算法的复杂度。球形译码检测的关键在于将包含在超球范围内的所有网格点全部找出。为此,根据式(21),我们定义该超球为

$$(\hat{\mathbf{x}}_n^{LS} - \bar{\mathbf{x}}_n)^T \cdot \mathbf{U}^T \cdot \mathbf{U} \cdot (\hat{\mathbf{x}}_n^{LS} - \bar{\mathbf{x}}_n) \leq C^2, \quad n = 1, 2, \dots, J \quad (22)$$

我们假定半径 C 的初值足够大,以确保最大似然解位于超球之内,并将矩阵 $\mathbf{U}$ 的第 i 行第 j 列的元素记为 $u_{ij} (i \leq j)$, 那么上式可以写成

$$\begin{aligned} & (\hat{\mathbf{x}}_n^{LS} - \bar{\mathbf{x}}_n)^T \cdot \mathbf{U}^T \cdot \mathbf{U} \cdot (\hat{\mathbf{x}}_n^{LS} - \bar{\mathbf{x}}_n) \\ &= \sum_{i=1}^{2M} u_{ii}^2 \left[\bar{x}_{ni} - \hat{x}_{ni}^{LS} + \sum_{j=i+1}^{2M} (\bar{x}_{nj} - \hat{x}_{nj}^{LS}) \right]^2 \\ &= \sum_{i=1}^{2M} u_{ii}^2 (\bar{x}_{ni} - \rho_i)^2 \leq C^2, \quad n = 1, 2, \dots, J \end{aligned} \quad (23)$$

其中, $\bar{x}_{ni}$ 和 $\hat{x}_{ni}^{LS}$ 分别表示向量 $\bar{\mathbf{x}}_n$ 和 $\hat{\mathbf{x}}_n^{LS}$ 的第 i 个元素,且 $\rho_i = \hat{x}_{ni}^{LS} - \sum_{j=i+1}^{2M} (\bar{x}_{nj} - \hat{x}_{nj}^{LS})$, 注意到上式右端的每一项均非负,则经过简单推导可得

$$\left\lceil \rho_{2M} - \frac{C}{u_{2M,2M}} \right\rceil \leq \bar{x}_{n2M} \leq \left\lfloor \rho_{2M} + \frac{C}{u_{2M,2M}} \right\rfloor, \quad n = 1, 2, \dots, J \quad (24)$$

由此,我们确定了 $\bar{x}_{n2M}$ 的可能取值范围。同理,对于 $\bar{x}_{n(2M-1)}$, 我们有

$$\begin{aligned} & u_{2M-1,2M-1}^2 \cdot (\bar{x}_{n(2M-1)} - \rho_{2M-1})^2 \\ &+ u_{2M,2M}^2 \cdot (\bar{x}_{n2M} - \rho_{2M})^2 \leq C^2, \end{aligned}$$

$$n = 1, 2, \dots, J \quad (25)$$

经过进一步整理,有

$$\left\lceil \rho_{2M-1} - \xi_{2M-1} \right\rceil \leq \bar{x}_{n(2M-1)} \leq \left\lfloor \rho_{2M-1} + \xi_{2M-1} \right\rfloor, \quad n = 1, 2, \dots, J \quad (26)$$

其中, $\xi_{2M-1} = \frac{\sqrt{C^2 - u_{2M,2M}^2 (\bar{x}_{n2M} - \rho_{2M})^2}}{u_{2M-1,2M-1}}$ 。依次类推,可以逐一得到在半球径约束下的 $\bar{x}_{ni} (1 \leq i \leq 2M)$ 的可能取值范围:

$$\left\lceil \rho_i - \xi_i \right\rceil \leq \bar{x}_{ni} \leq \left\lfloor \rho_i + \xi_i \right\rfloor, \quad i = 1, 2, \dots, 2M, \quad n = 1, 2, \dots, J \quad (27)$$

其中, $\xi_i = \sqrt{C^2 - \sum_{j=i+1}^{2M} u_{j,j}^2 (\bar{x}_{nj} - \rho_j)^2} / u_{i,i}$ 。

至此,我们可以根据式(27)确定的范围,搜索到以 $\bar{\mathbf{y}}_{Dn}$ 为球心、 C 为半径的超球范围内的所有网格矢量点。最后,只需分别计算这些在超球范围内的网格矢量点与目的节点接收数据向量之间的范数距离,就可以很容易地获得每个频域符号小向量 $\bar{\mathbf{y}}_{Dn} (n = 1, 2, \dots, J)$ 的最大似然检测值了,即

$$\hat{\mathbf{x}}_n^{ML} = \min_{\bar{\mathbf{x}}_n \in \mathbf{Q}} \|\bar{\mathbf{y}}_{Dn} - \bar{\mathbf{B}}_n \cdot \bar{\mathbf{x}}_n\|_F^2, \quad n = 1, 2, \dots, J \quad (28)$$

由以上的分析不难看出,如果采用本文提出的基于球形译码的检测算法,分布式空频编码协同通信系统为了检测一个完整的 OFDM 频域数据符号向量,只需对 J 个频域符号小向量分别进行球形译码检测。在检测每一个小向量时,不同信噪比环境下,球形译码算法的计算量也略有不同。当信噪比较低时,为了确保最大似然解在我们设定的超球内,超球的半径将会被适当扩大。从而使需要搜索的矢量网格点有所增加,检测算法的复杂度随之上升。当信噪比较高时,超球的半径可以适当减小,从而使检测算法的复杂度随之降低。而对于复杂度最高的低信噪比情况,目的节点也仅需进行 $o(M^{4.5})$ 次算术运算^[13,14]。因此整个球形译码检测算法的计算量将随着 M 以多项式方式缓慢增加,复杂度较低,具有较高的实用价值。

3 仿真结果与性能分析

仿真中分布式空频编码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,2 径和 4 径等功率信道参数分别如表 1 和表 2 所示,且假设信道多径数为已知。设 OFDM 子载波数为 $K = 256$, CP 的长度为 16, 采样周期 $T_s = 5 \times 10^{-8} \text{s}$, $m = 4$,

即调制方式为 4QAM 调制。超球 C 的半径 C 的初始值设为 4, 如果最大似然解不在超球内, 则自动适当增加半径 C 的值, 并重新在超球 C 内搜索最大似然解。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, 源节点的发送功率为 $1/2$, 其余各中继节点在转发数据符号向量时的发送功率均为 $1/2N$ 。

表 1 仿真使用的 2 径信道模型

径数	1	2
相对延时(μs)	0	0.5
平均功率(dB)	-3	-3

表 2 仿真使用的 4 径信道模型

径数	1	2	3	4
相对延时(μs)	0	0.05	0.15	0.4
平均功率(dB)	-6	-6	-6	-6

图 3 和图 4 分别给出了 2 径信道环境下, 当中继节点数 $N = 2$ 和 $N = 4$ 时, 各种不同的频域数据符号检测算法的误符号率性能。图 5 给出了 4 径信道环境下, 当中继节点数 $N = 2$ 时, 各种不同的频域数据符号检测算法的误符号率性能。其中, 这里的误符号率指的是每个 OFDM 子载波上的 4QAM 符号的传输错误统计概率。从这三张仿真结果图中可以很容易看出, 基于球形译码的频域数据符号检测算法在大幅降低了文献[6]提出的直接 ML 检测算法复杂度的同时, 它的误符号率性能也没有任何损失, 即达到了与文献[6]的直接 ML 检测算法相同的最优检测性能。同时, 由于检测算法复杂度的显著降低, 我们给出了 4 径信道环境下的系统性能仿真

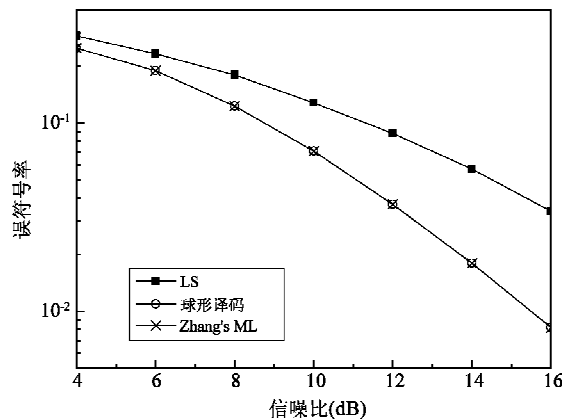


图 3 2 径信道环境、 $N = 2$ 时各种不同频域符号检测算法的误符号率性能

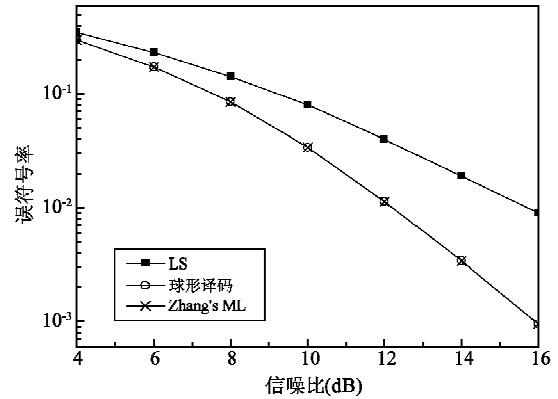


图 4 2 径信道环境、 $N = 4$ 时各种不同频域符号检测算法的误符号率性能

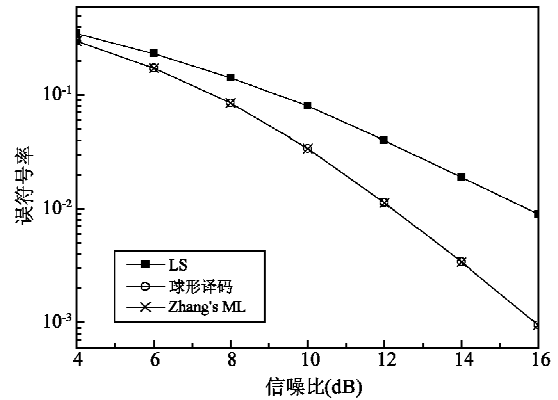


图 5 4 径信道环境、 $N = 2$ 时各种不同频域符号检测算法的误符号率性能

数据, 从而成功地扩展了分布式空频编码协同通信系统的可适用范围。

4 结论

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, 提出了一种基于球形译码的频域数据符号检测算法。目的节点在检测 OFDM 频域数据符号时, 只在一个范围较小的超球内搜索最大似然解, 而不需要搜索所有可能的发送数据矢量网格点。理论分析和仿真结果表明, 该检测算法不仅获得了与直接最大似然检测算法相同的误符号率性能, 而且有效地降低了算法复杂度, 显著提高了分布式空频编码协同通信系统的实用价值。

参考文献

- [1] Nosratinia A, Hunter T E, Hedayat A. Cooperative communication in wireless networks. *IEEE Communications Magazine*, 2004, 42(10):74-80

- [2] Laneman J N, Tse D N C, Wornell G W. Cooperative diversity in wireless networks: efficient protocols and outage behavior. *IEEE Transactions on Information Theory*, 2004, 50(12):3062-3080
- [3] Laneman J N, Wornell G W. Distributed space-time coded protocols for exploiting cooperative diversity in wireless networks. In: Proceedings of The 2002 IEEE Global Telecommunications Conference, Taipei, Taiwan, China, 2002. 77-81
- [4] Sendonaris A, Erkip E, Aazhang B. User cooperation diversity—Part I: System description. *IEEE Transactions on Communications*, 2003, 51(11):1927-1938
- [5] Sendonaris A, Erkip E, Aazhang B. User cooperation diversity—Part II: Implementation aspects and performance analysis. *IEEE Transactions on Communications*, 2003, 51(11):1939-1948
- [6] Zhang W, Li Y, 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
- [7] Jing Y, Hassibi B. Distributed space-time coding in wireless relay networks. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2006, 5(12):3524-3536
- [8] Tian F, Ching P C, Xia X G. A simple ICI mitigation method for a space-frequency coded cooperative communication system with multiple CFOS. In: Proceedings of the 2008 IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing, Las Vegas, USA, 2008. 3253-3256
- [9] Seddik K, Liu K J. Distributed space-frequency coding over broadband relay channels. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2008, 7(11):4748-4759
- [10] Wang H, Xia X G, Yin Q. Distributed space-frequency codes for cooperative communication systems with multiple carrier frequency offsets. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2009, 8(2):1045-1055
- [11] Agrell E, Eriksson T, Vardy A, et al. Closest point search in lattices. *IEEE Transactions on Information Theory*, 2002, 48(8):2201-2214
- [12] Viterbo E, Boutros J. A universal lattice code decoder for fading channels. *IEEE Transactions on Information Theory*, 1999, 45(5):1639-1642
- [13] Damen M O, Abed-Meraim K, Lemdani M S. Further results on the sphere decoder. In: Proceedings of The 2001 IEEE International Symposium on Information Theory, Washington, D.C., USA, 2001. 333
- [14] Jalden J, Ottersten B. On the complexity of sphere decoding in digital communications. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2005, 53(4):1474-1484

A sphere decoding based detection algorithm for distributed space-frequency coded cooperative communication systems

Yu Xiaofan, Zhao Chunming

(National Mobile Communication Research Laboratory, Southeast University, Nanjing 210096)

Abstract

A sphere decoding based detection algorithm is proposed for distributed space-frequency coded cooperative communication systems with multiple relay nodes over frequency-selective fading channels. The theoretical analysis and the simulation results show that the proposed detection algorithm can not only achieve the same symbol error rate (SER) performance as the maximum likelihood (ML) detection algorithm, but also can reduce the algorithm complexity, so it has the higher practicality.

Key words: distributed space-frequency coding, cooperative communication, sphere decoding, detection algorithm