

doi:10.3969/j.issn.1001-2400.2013.03.002

卫星导航定位信息辅助的协作波束赋形算法

刘龙伟, 李文刚, 李凤娇

(西安电子科技大学 综合业务网理论及关键技术国家重点实验室, 陕西 西安 710071)

摘要: 在协作通信系统中引入波束赋形技术可提高系统的覆盖率和接收端的信噪比, 而传统波束赋形算法需要测量信道状态, 且通过复杂的矩阵分解获得最佳波束赋形矩阵. 提出了一种非信道状态信息的基于卫星导航信息辅助的协作波束赋形算法, 借助卫星导航定位信息辅助, 从确定空间码本中选择最佳码字作为波束赋形矩阵. 仿真结果表明, 所提算法在误比特率为 10^{-4} 时, 性能改善大于 1.5 dB, 同时大大降低了计算复杂度.

关键词: 协作通信; 波束赋形; 全球定位系统; 波达角; 中断概率

中图分类号: TN929.52 **文献标识码:** A **文章编号:** 1001-2400(2013)03-0007-07

Cooperative beamforming algorithms using the assistant information from satellite navigation positioning systems

LIU Longwei, LI Wengang, LI Fengjiao

(State Key Lab. of Integrated Service Networks, Xidian Univ., Xi'an 710071, China)

Abstract: The application of beamforming in cooperative communication systems can expand the coverage and increase the SNR of the receiver. The conventional beamforming algorithms need full or half knowledge of channel state information(CSI), and get optimal beamforming matrices by complex matrix decomposition algorithms. So, this paper proposes a cooperative beamforming algorithm called the SIA-CBF, based on satellite navigation positioning information, without the CSI. The proposed scheme, with the satellite navigation information assistance, chooses the optimal codebook vector from the fixed codebook as the beamforming matrix. Certainly, the vector should have the maximum correlation with the direction of arrival of signal. Simulation results demonstrate that when the BER is 10^{-4} , the performance gain is more than 1.5 dB, and meanwhile, computational complexity is significantly decreased.

Key Words: cooperative communication; beamforming; global positioning system; direction of arrival; outage probability

过去十年中,多输入多输出(Multiple-Input Multiple-Output, MIMO)系统一直是通信研究的热点^[1-2]. 随着研究的深入,多输入多输出系统扩展到协作多输入多输出(Cooperation MIMO)系统,也称为虚拟多输入多输出(Virtual MIMO)系统,在此系统中包括源节点、中继节点和目的节点. 同时,将通信分为两个阶段:第1阶段源节点发送信号给中继节点和目的节点,第2阶段中继节点将接收的信号处理后再转发给目的节点. 这种分布式多输入多输出方式称为协作分集或者多用户协作. 为了增加系统的覆盖范围和通信可靠性,在协作分集中引入了波束赋形算法,该算法能够提高系统的分集增益,从而更好地对抗信道的多径衰落. 文献[3-4]首先对协作信道模型进行了调查和研究,并给出了协作通信实际应用的典型信道模型. 文献[5-7]对基于瞬时和静态信道状态信息的协作波束赋形算法进行了研究分析,假设协作通信系统中源节点为单天线,

收稿日期:2012-10-15 网络出版时间:2013-02-25

基金项目:国家青年自然科学基金资助项目(61201136);111基地资助项目(B08038);校基本科研业务费资助项目(K50510010027);863计划资助项目(2012AA120604)

作者简介:刘龙伟(1976—),男,讲师,西安电子科技大学博士研究生, E-mail: lwliu@mail.xidian.edu.cn.

网络出版地址: <http://www.cnki.net/kcms/detail/61.1076.TN.20130225.1050.201303.10.002.html>

而多个中继节点协作构成虚拟的多天线系统. 文献[8-11]将上文所述的节点只有单个发送天线, 扩展到了节点具有多个天线数目的情况. 同时, 协作波束赋形算法, 不仅仅满足于只对某个节点求解最佳波束赋形向量, 而是关注对整个链路求解最佳波束矩阵. 文[12-14]则对协作波束赋形系统的容量、中断概率和误符号概率等进行了细致的分析.

随着以全球定位系统(Global Positioning System, GPS)为代表的卫星导航定位系统的蓬勃发展, 全球定位系统在无线终端应用的辅助全球定位技术(A-GPS)已十分普及. 我国北斗卫星导航系统已经于 2011 年 12 月 27 日开始向中国及周边地区提供连续的导航定位和授时服务. 北斗卫星导航系统最终将向全球免费提供定位、测速和授时服务, 定位精度 10 m, 测速精度 0.2 m/s, 授时精度 10 ns. 授权服务是为有高精度、高可靠卫星导航需求的用户提供定位、测速、授时和通信服务以及系统完好性信息. 随着卫星数目增加以及系统的完善, 北斗二代导航系统将提供更高精度和更可靠的速度信息等.

在协作通信系统中, 基于完全信道状态信息或者半信道状态信息的协作波束赋形, 需要源、中继和目的节点间大量的信息交互, 而在现实情况中, 与中继节点进行信息交互难于物理实现, 且系统开销很大. 笔者提出一种基于卫星导航定位信息辅助的非信道状态信息交互的协作波束赋形算法(Satellite positioning Information Assistant Cooperative BeamForming, SIA-CBF). 该算法并不需要系统交互大量的当前信道状态信息, 而是通过少量精确定位信息, 经过变换计算, 将位置信息变换为相对角度信息, 再通过匹配码本, 选择最佳的码本向量作为波束赋形向量, 对发送信号进行加权预处理后发送. SIA-CBF 算法利用卫星导航系统的精确定位信息将使协作波束赋形更易于实现, 且减少大量网络信息交互开销, 通过简单搜索算法代替传统的矩阵分解运算, 降低了波束赋形的复杂度. 需要指出的是, 受卫星导航定位系统的定位测速精度等限制, 笔者所提算法目前适用于室外和郊区无线通信场景中, 但是这将为卫星导航定位系统与无线通信系统的辅助和融合开辟一条新路径.

1 系统模型

考虑一个半双工两跳的多输入多输出多用户中继协作系统, 如图 1 所示. 系统中包含一个发送源节点、一个中继节点和 M 个目的节点, 其天线数目分别为 N_S 、 N_R 和 $\sum_{k=1}^M N_{D_k}$, 其中, N_{D_k} 为每个目的节点的天线数目. 一般地, 发送、中继和接收天线具有相同性能, 而且都是全向天线.

由于中继系统是半双工模式的, 所以信号传输将经历两个时隙. 在第 1 个时隙中, 源节点发送信号到目的节点和中继节点, 目的节点和中继节点可同时接收到源节点发送的信号. 目的节点 k 将接收到的信号进行存储, 以备后续处理, 其接收到的信号可以表示为

$$\mathbf{y}_{sd}(k) = \mathbf{H}_{sd}(k)(P_S)^{1/2} \mathbf{X}_S + \mathbf{n}_d(k) \quad (1)$$

其中, \mathbf{X}_S 为发送信号矩阵, 其维度为 $N_S \times 1$, 均值 $E\{\|\mathbf{X}_S\|\} = 1$; P_S 表示发送信号的功率; $\mathbf{n}_d(k)$ 为加性高斯白噪声(AWGN), 维度为 $N_{D_k} \times 1$, 假设其均值为零、方差为 σ_0 ; $\mathbf{H}_{sd}(k)$ 表示源节点与目的节点之间的信道, 为一个 $N_{D_k} \times N_S$ 的矩阵.

中继节点接收到的信号可表示为

$$\mathbf{y}_{sr} = \mathbf{H}_{sr}(P_S)^{1/2} \mathbf{X}_S + \mathbf{n}_{sr} \quad (2)$$

其中, \mathbf{y}_{sr} 为中继接收到的信号矩阵, 维度为 $N_R \times 1$; \mathbf{H}_{sr} 表示源节点和中继节点之间的信道矩阵, 维度为 $N_R \times N_S$; \mathbf{n}_{sr} 为加性高斯白噪声(AWGN)矩阵, 维度为 $N_R \times 1$, 假设其均值为零、方差为 σ_0 . 以上给出了信号在第 1 个时隙中的数学模型, 而在第 2 个时隙中, 仅有中继节点向目的节点发送信号. 中继采用放大-转发的处理方式, 其发送的功率与源节点发送的功率相等. 在第 2 时隙中, 目的节点 k 接收到的信号表达式为

$$\mathbf{y}_{rd}(k) = \mathbf{H}_{rd}(k)(P_R)^{1/2} \beta(k) \mathbf{y}_{sr} + \mathbf{n}_{rd}(k) \quad (3)$$

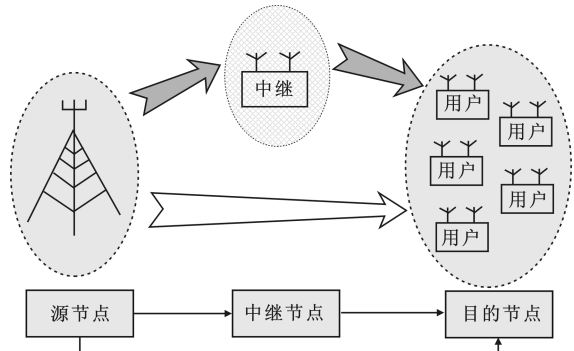


图 1 两跳多输入多输出多用户协作中继系统示意图

其中, $\mathbf{y}_{rd}(k)$ 是目的节点 k 接收到中继节点放大-转发的信号, 维度为 $N_{D_k} \times 1$; $\mathbf{H}_{rd}(k)$ 是中继节点和目的节点 k 之间的信道矩阵, 维度为 $N_{D_k} \times N_R$; P_R 表示中继节点发送信号的功率; $\mathbf{n}_{rd}(k)$ 为加性高斯白噪声, 维度为 $N_{D_k} \times 1$, 假设其均值为零、方差为 σ_0 . $\beta(k)$ 为中继节点的归一化因子, 保证中继节点的发送信号为 1, 其表达式为

$$\beta(k) = 1 / \left[P_S E \{ \|\mathbf{H}_{sr}\|^2 \} + \sigma_0 \right]^{1/2}. \quad (4)$$

当目的节点 k 接收到第 2 个时隙由中继节点发送的信号后, 将两个时隙的信号进行合并, 合并的准则采用最大比合并(Maximal Ratio Combining, MRC)或选择式合并(Selection Combination, SC)两种.

2 算法与实现

2.1 SIA-CBF 算法

为了提高系统的性能, 考虑在系统中利用波束赋形算法, 可以增加系统的覆盖范围, 且可降低用户间的干扰. 为了简化系统复杂度, 假设 M 个目的节点均是单个天线, 而源节点与单中继节点的天线数目分别为 N_S 和 N_R . 故此, 源节点与中继节点之间是多输入多输出传输系统, 而源节点与目的节点、中继节点与目的节点之间都是多输入单输出传输系统.

同时, 假设源节点与中继节点之间的波束赋形矩阵为 \mathbf{W}_{sr} , 维度为 $N_S \times N_S$, 且 $\|\mathbf{W}_{sr}\|_F = 1$; 源节点与第 k 个目的节点之间的波束赋形矩阵为 $\mathbf{W}_{sd}(k)$, $k=1, 2, \dots, K$, 维度为 $N_S \times N_S$, 且 $\|\mathbf{W}_{sd}(k)\|_F = 1$; 而中继节点与第 k 个目的节点之间的波束赋形矩阵为 $\mathbf{W}_{rd}(k)$, 维度为 $N_R \times N_R$, 也有 $\|\mathbf{W}_{rd}(k)\|_F = 1$.

当中继系统的发送信号进行波束赋形后, 式(1)~(3)可以改写为

$$\mathbf{y}_{sd}(k) = \mathbf{H}_{sd}(k) (P_S)^{1/2} \mathbf{W}_{sd}(k) \mathbf{X}_S + \mathbf{n}_{sd}(k), \quad (5)$$

$$\mathbf{y}_{sr}(k) = \mathbf{H}_{sr} (P_S)^{1/2} \mathbf{W}_{sr} \mathbf{X}_S + \mathbf{n}_{sr}, \quad (6)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{y}_{rd}(k) &= \mathbf{H}_{rd}(k) (P_R)^{1/2} \mathbf{W}_{rd}(k) \mathbf{y}_{sr} + \mathbf{n}_{rd}(k) = \mathbf{H}_{rd}(k) (P_R)^{1/2} \mathbf{W}_{rd}(k) (\mathbf{H}_{sr} (P_S)^{1/2} \mathbf{W}_{sr} \mathbf{X}_S + \mathbf{n}_{sr}) + \mathbf{n}_{rd}(k) = \\ &= (P_R P_S)^{1/2} \mathbf{H}_{rd}(k) \mathbf{W}_{rd}(k) \mathbf{H}_{sr} \mathbf{W}_{sr} \mathbf{X}_S + \mathbf{H}_{rd}(k) (P_R)^{1/2} \mathbf{W}_{rd}(k) \mathbf{n}_{sr} + \mathbf{n}_{rd}(k) = \\ &= (P_R P_S)^{1/2} \mathbf{H}_{rd}(k) \mathbf{W}_{rd}(k) \mathbf{H}_{sr} \mathbf{W}_{sr} \mathbf{X}_S + \tilde{\mathbf{n}}. \end{aligned} \quad (7)$$

式(7)中的等价噪声 $\tilde{\mathbf{n}} = \mathbf{H}_{rd}(k) (P_R)^{1/2} \mathbf{W}_{rd}(k) \mathbf{n}_{sr} + \mathbf{n}_{rd}(k)$, 其均值为零、方差为 σ_1 . σ_1 的表达式为

$$\sigma_1 = 1 + P_R \|\mathbf{H}_{rd}(k) \mathbf{W}_{rd}(k)\|^2 \sigma_0. \quad (8)$$

在研究基于波达方向(Direction Of Arrival, DOA)的波束赋形算法时, 假设均匀线阵天线阵元数为 L , 相邻的阵元的间隔为 $\lambda/2$, λ 表示波长, M 个用户信号从方向 θ_k , $k=1, 2, \dots, K$, 到达天线阵列. 对于其中的第 k 个用户的波达角 θ_k , 天线阵需要在 θ_k 方向上形成波束, 波束赋形矩阵为

$$\mathbf{W}_k = [\omega_1, \omega_2, \dots, \omega_L], \quad (9)$$

其中, \mathbf{W}_k 为第 k 个用户的赋形向量, $\omega_l = A_l \exp(-j\tau_l)$, $l=1, 2, \dots, L$.

为保证主波束方向在 θ_k 方向上, A_l 可设为 1, 须取

$$\tau_l = (2\pi/\lambda)(l-1)(\lambda/2) \cos \theta_k. \quad (10)$$

笔者所提出的基于卫星导航定位信息辅助的放大-转发中继多用户多输入多输出系统波束赋形算法中, 假设源节点(基站)、中继节点(AF直放站)和目的节点(移动用户)均集成有卫星导航定位接收机. 移动用户 d 将其位置信息 $\rho_d(x_d, y_d, z_d)$ 和速度矢量信息 \mathbf{v}_d 发送给基站和直放站. 其中基站和直放站的位置信息和速度矢量信息是确定的, 分别为 $\rho_s(x_s, y_s, z_s)$, $\mathbf{0}$ 和 $\rho_R(x_R, y_R, z_R)$, \mathbf{v}_R . 那么用户 d 到基站的波达方向角 θ_{ds} 和到直放站的波达方向角 θ_{dR} 就可以被唯一确定下来, 分别为

$$\theta_{ds} = \arg(\rho_d - \rho_s), \quad (11)$$

$$\theta_{dR} = \arg(\rho_d - \rho_R), \quad (12)$$

速度矢量差 $\mathbf{v}_{ds} = \mathbf{v}_d - \mathbf{0} = \mathbf{v}_d$ 和 $\mathbf{v}_{dR} = \mathbf{v}_d - \mathbf{v}_R$.

直放站与基站之间的波达方向角和速度矢量差为

$$\theta_{sr} = \arg(\rho_R - \rho_s), \quad (13)$$

$$\mathbf{v}_{\text{sr}} = \mathbf{v}_{\text{R}} - \mathbf{0} \quad (14)$$

将式(11)~(13)代入式(9)和式(10),可求得最佳波束赋形矩阵.同时,对中继和移动用户速度矢量的精确计算,不仅可消除由相对运动引起的多普勒频移,也可对下一时刻信道状态进行预测.

为了简化发送端的波束赋形的计算复杂度,可选择 2^L 个固定的波达角 $\theta_i, i=0,1,\dots,2^L-1$. 这些波达角的间隔 θ_Δ 为一常数,令 2^L 个固定的波达角均匀分布于单位圆上,将 360° 的单位圆等分,则与之相对应的波束赋形矩阵 $\mathbf{W}_{\text{codebook}}$ 即可被固定,表示为 $\mathbf{W}_{\text{codebook}} = \{\mathbf{W}_0, \mathbf{W}_1, \dots, \mathbf{W}_{2^L-1}\}$.

若用户 k 到基站(或者直放站)的到达角为 θ_k ,且满足 $p = \arg \min_i |\theta_k - \theta_i|$,那么令 θ_p 作为用户 k 的到达角 θ_k 的量化值,并选取与 θ_p 相对应的波束赋形矩阵 $\mathbf{W}_p, p \in 0,1,\dots,2^L-1$,作为发送信号的波束赋形矩阵.如此,可将传统计算波束赋形矩阵运算简化为查找选取运算,显著降低了发送端的波束赋形计算复杂度,同时由于到达角度计算的准确度很高,故此也提高了波束赋形的准确性.通过上文给出的基于卫星导航定位信息辅助的协作通信波束赋形模型,下面给出对系统接收端的信噪比分析.

对第 k 个目的节点来说,信号分别通过两个时隙发送.因为系统工作于半双工模式,所以在接收端也是通过两个时隙接收的,然后分别将两个时隙接收到的信号进行最大比值合并(MRC).其接收到的信噪比为

$$\gamma_{\text{R}}(k) = P_{\text{S}} \|\mathbf{H}_{\text{sd}}(k)\mathbf{W}_{\text{sd}}(k)\| \gamma_{\text{t}} + \frac{P_{\text{R}} P_{\text{S}} \|\mathbf{H}_{\text{rd}}(k)\mathbf{W}_{\text{rd}}(k)\mathbf{H}_{\text{sr}}\mathbf{W}_{\text{sr}}\|^2 \gamma_{\text{t}}}{1 + P_{\text{R}} \|\mathbf{H}_{\text{rd}}(k)\mathbf{W}_{\text{rd}}(k)\|^2} \quad (15)$$

式中, $\gamma_{\text{t}} = 1/\sigma_0$,为等效的系统归一化信噪比(SNR),其中假设系统中各节点发送信号的功率为 1.随着信号发送功率增加,信号的信噪比也成比例增加.

2.2 算法实现步骤

通过上面对算法的分析,在实际的仿真中可以通过以下的算法步骤具体实现:

- (1) 初始化波束赋形矩阵 $\mathbf{W}_{\text{sd}}(0), \mathbf{W}_{\text{sr}}(0)$ 和 $\mathbf{W}_{\text{rd}}(0)$. 根据选定的波达角间隔 θ_Δ 确定 $\mathbf{W}_{\text{codebook}} = \{\mathbf{W}_0, \mathbf{W}_1, \dots, \mathbf{W}_{2^L-1}\}$,迭代次数 $k=0$,迭代精度要求为 ϵ .
- (2) 经过反馈信息,得到基站、中继和用户的位置信息为 $\rho_{\text{S}}(x_{\text{S}}, y_{\text{S}}, z_{\text{S}}), \rho_{\text{R}}(x_{\text{R}}, y_{\text{R}}, z_{\text{R}})$ 和 $\rho_{\text{d}}(x_{\text{d}}, y_{\text{d}}, z_{\text{d}})$. 根据式(11)~(13)分别计算 $\theta_{\text{sd}}, \theta_{\text{sr}}$ 和 θ_{rd} .
- (3) 根据式(9)~(10),分别求出相应波达角 $\mathbf{W}_{\text{sd}}(k), \mathbf{W}_{\text{sr}}(k)$ 和 $\mathbf{W}_{\text{rd}}(k)$.
- (4) 固定 $\mathbf{W}_{\text{sd}}(k)$,选取 $\mathbf{W}_{\text{codebook}} = \{\mathbf{W}_0, \mathbf{W}_1, \dots, \mathbf{W}_{2^L-1}\}$ 中某一元素 $\mathbf{W}_i, i \in (0,1,\dots,2^L-1)$,与之进行比较,计算表达式 $f_1 = \|\mathbf{W}_{\text{sd}}(k) - \mathbf{W}_i\| / \|\mathbf{W}_{\text{sd}}(k)\|$.
- (5) 固定 $\mathbf{W}_{\text{sr}}(k)$,选取 $\mathbf{W}_{\text{codebook}} = \{\mathbf{W}_0, \mathbf{W}_1, \dots, \mathbf{W}_{2^L-1}\}$ 中某一元素 $\mathbf{W}_i, i \in (0,1,\dots,2^L-1)$,与之进行计算,计算表达式 $f_2 = \|\mathbf{W}_{\text{sr}}(k) - \mathbf{W}_i\| / \|\mathbf{W}_{\text{sr}}(k)\|$.
- (6) 固定 $\mathbf{W}_{\text{rd}}(k)$,选取 $\mathbf{W}_{\text{codebook}} = \{\mathbf{W}_0, \mathbf{W}_1, \dots, \mathbf{W}_{2^L-1}\}$ 中某一元素 $\mathbf{W}_i, i \in (0,1,\dots,2^L-1)$,与之进行计算,计算表达式 $f_3 = \|\mathbf{W}_{\text{rd}}(k) - \mathbf{W}_i\| / \|\mathbf{W}_{\text{rd}}(k)\|$.
- (7) 如果满足 $f_1 \leq \epsilon, f_2 \leq \epsilon, f_3 \leq \epsilon$,则停止迭代,进入步骤(8);否则,令 $k = k + 1$,返回步骤(4).
- (8) 令 $\mathbf{W}_{\text{sd}} = \mathbf{W}_{\text{sd}}(k), \mathbf{W}_{\text{sr}} = \mathbf{W}_{\text{sr}}(k), \mathbf{W}_{\text{rd}} = \mathbf{W}_{\text{rd}}(k)$,进行波束赋形,退出算法.

3 复杂度分析

笔者提出的算法目的在于在不影响系统性能的前提下降低协作通信系统在进行波束赋形算法时的复杂度,因此,下面对笔者所提出的算法的复杂度进行分析,并且与传统的赋形算法的复杂度进行比较.

3.1 典型矩阵运算的复杂度

首先,定义运算的复杂度,用 ψ 表示,实数的单次运算量为 f .因此,复杂度 ψ 可以表示为 f 的函数.为了分析方便,给出一些简单运算的计算量.实数的加、减、乘、除的计算量可以表示为 f ,复数的加法和乘法计算量分别为 $2f$ 和 $6f$.

对于一个 $m \times n$ 复值矩阵 \mathbf{H} ,其相关运算的复杂度如下:

- (1) 矩阵 \mathbf{H} 的 \mathbf{F} 范数 $\|\mathbf{H}\|_{\text{F}}^2$ 的计算量为 $2mn$ 次实数乘和 $2mn$ 次实数加,因此总的计算量为 $4mnf$.

(2) 矩阵奇异值分解形成波束赋形向量的方法所需要的计算量可以分为两方面计算: 实值 $m \times n$ 的矩阵 \mathbf{H} 的计算量为 $(4m^2n + 8mn^2 + 9n^2)f$, 复值 $m \times n$ 的矩阵 \mathbf{H} 的计算量为 $(48m^2n + 24mn^2 + 54m^3)f$.

(3) $\mathbf{H}\mathbf{F}$ 代表矩阵乘法, 其计算量为 $8mn^2f$.

3.2 算法的复杂度比较

通过对简单矩阵的复杂度分析, 可以推导出传统的信道奇异值(Singular Value Decomposition, SVD)分解方法产生赋形向量算法和笔者所提出的算法的复杂度. 对于传统的应用奇异值分解方法生成赋形向量的算法, 需要对信道矩阵进行一次奇异值分解运算来产生赋形向量. 假定信道矩阵 \mathbf{H} 为 $m \times n$ 的矩阵, 即发端有 m 根天线, 接收端有 n 根天线, 那么这种算法的计算量复杂度可以表示为

$$\psi_{\text{svd}} = (48m^2n + 24mn^2 + 54m^3)f \quad (16)$$

笔者所提出的算法首先将波束赋形码本向量计算好后存储起来. 假设发端预先存储 M 个赋形向量, 那么每个用户可以在这 M 个赋形向量内搜索和其匹配的向量. 如果用户的波达角正好对应存储码本的第 1 个赋形向量, 那么本次搜索只进行了一次, 其算法计算量为 f ; 如果用户的到达角正好对应存储的最后一个赋形向量, 其算法计算量为 Mf . 假设用户到达角在 $[0, 2\pi]$ 内服从均匀分布, 算法的复杂度可以表示为

$$\psi_{\text{pro}} = E\{\psi\} = \int_0^M \frac{1}{M} mf \, dm = \frac{M}{2} f \quad (17)$$

但是要使精度增高, 必须将角度划分得更加细致, 那么 M 的数量就会增加, 搜索时计算量就会随着 M 的上升呈线性增长.

为了更加直观地看出两种算法的复杂度差别, 可以通过仿真曲线进行比较. 通过图 2 可以看出, 奇异值分解方法的计算量随着天线数的增加呈指数增长. 当天线数达到 3 时, 复杂度就已经达到了 10^3 级, 计算量很大. 而在笔者提出的方法中, 复杂度不随天线的变化而变化, 其复杂度的变化只与码本列数有关. 当搜索区间 $L = 720$ 时, 划分间隔为 0.5° , 已经达到了很高的精确度, 这时的复杂度为 10^2 级, 比奇异值分解方法下降了 1 个数量级. 可见, 笔者所提出的算法较传统的赋形方法的计算量降低了很多.

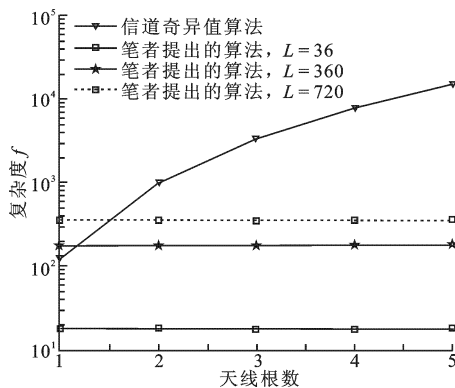


图 2 笔者提出的方法和信道奇异值波束赋形方法的复杂度比较 ($m = n$)

4 仿真与分析

下面对传统中继方法、基于卫星导航信息辅助的协作波束赋形算法和基于信道奇异值分解协作波束赋形算法进行仿真并给出各种模型的仿真结果. 仿真中系统中断概率定义为: 当一帧之内误比特数超过一个特定门限时, 则系统发生中断, 中断发生的概率称为中断概率. 仿真参数设置如下: 帧长为 1 kbit (未编码), 中断门限 $r_{\text{th}} = 5\%$ (误码率), 发送天线数 $M_T = 4$, 接收天线数 $N = 4$. 中继采用放大-转发方式, 系统噪声是均值为零、方差为 1 的高斯白噪声, 接收端分别采用最大比值合并和选择式合并两种解调方法, 所用信道模型为莱斯衰落信道.

4.1 SIA-CBF 算法和传统中继方法之间的性能比较

对基于卫星导航信息辅助的协作波束赋形算法和传统中继方法的误码率性能和中断概率性能进行了仿真对比. 从图 3 可以看出, 在接收端解调方法相同的前提下, 采用笔者所提出的算法的中继系统较传统中继系统的性能得到改善, 在误码率为 10^{-4} 的条件下, 信噪比提高约 1.5 dB. 随着信噪比的升高, 这两种模型的性能差距趋于稳定. 从图 4 中可以看出, 在中断概率同为 5×10^{-3} 的条件下, 笔者所提出的方法较传统中继方法信噪比提高约 2.5 dB, 说明了笔者所提出的方法较传统中继方法的信号传输效率得到提高. 需要注意的是, 在相同的模型前提下, 最大比值合并的性能要比选择式合并方法的性能好, 这是由于最大比值合并可以获得更大的信道分集增益.

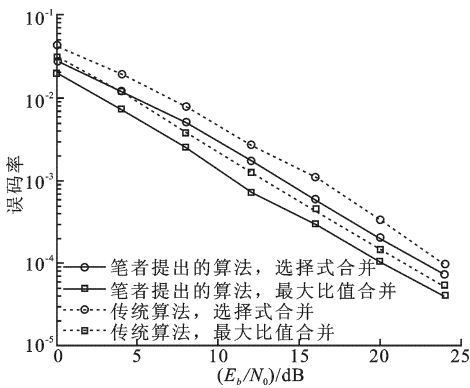


图 3 传统中继方法和笔者提出的方法在误码率性能方面的比较

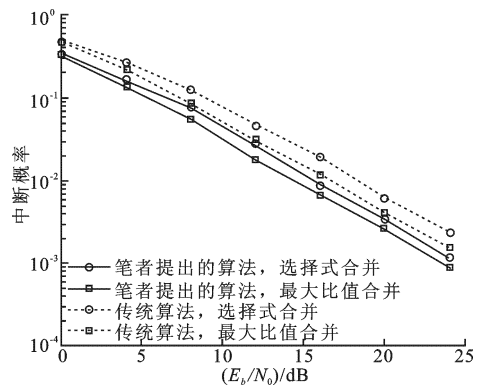


图 4 传统中继方法和笔者提出的方法在中断概率方面的比较

4.2 SIA-CBF 算法和信道奇异值分解波束赋形方法之间的性能比较

对基于卫星导航信息辅助的协作波束赋形算法和信道奇异值分解波束赋形方法的误码率性能和中断概率性能进行了仿真对比.从图 5 可以看出,在接收端解调方法相同的前提下,笔者提出的算法模型在误码性能方面略差于带有奇异值分解预编码的中继系统,但是差距很小.在图 5 中还可以看到,在误码率同为 10^{-4} 时,两种模型的信噪比相差小于 0.5 dB,几乎可以忽略;随着信噪比增加,两种模型的误码率性能差别趋于稳定,差距一直保持在 0.5 dB 之内.这就表明笔者提出的算法相对于奇异值分解波束赋形方法在误码率性能方面没有明显的下降.

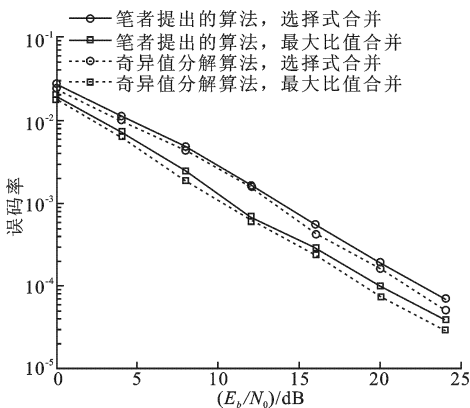


图 5 信道奇异值波束赋形方法和笔者提出的方法在误码率性能方面的比较

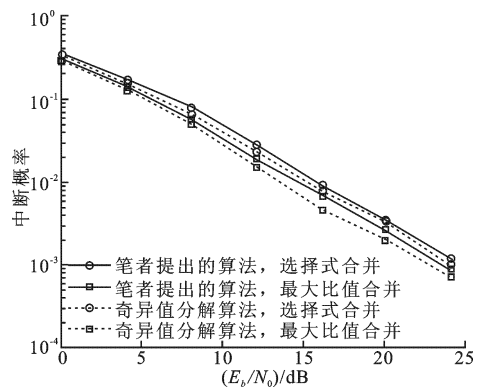


图 6 信道奇异值波束赋形方法和笔者提出的方法在中断概率方面的比较

通过仿真不难发现,笔者所提出的方法和奇异值分解预编码中继方法在中断概率方面相差很小.在接收端解调方法相同时,两种模型的仿真曲线几乎重合,表明两种模型的性能差距很小,如图 6 所示.当然,在相同的模型前提下,最大比值合并的性能要比选择式合并方法的性能好,这里不再赘述.

4.3 仿真分析

综合图 3~图 6 中的仿真曲线,笔者所提 SIA-CBF 算法在发送端对信号进行了波束赋形,其性能优于传统的协作通信系统.但是,由于该算法并未以准确的信道信息为已知条件,相比于基于奇异值分解算法的协作波束赋形算法,性能略有下降.造成这种差距的原因在于笔者所提出的算法准确性是基于卫星定位精度的,由于卫星定位精度的误差和选择波束赋形向量的码本固有的量化误差等造成的波束偏差,SIA-CBF 的赋形向量并不是真正意义上的最佳的波束赋形向量,故此奇异值分解算法的波束赋形向量则更佳.但是,SIA-CBF 算法相比奇异值分解波束赋形算法,其不用在发送端已知当前的实时信道信息,只需要极少量的精确定位信息,交互信息很少,大大节省了通信系统的资源开销.而且 SIA-CBF 算法在发送端也不用进行复杂的矩阵运算,只需要进行简单的搜索即可得到相应的波束赋形向量,使得协作波束赋形的计算量大大降低,如图 2 所示.可以预见,随着天线数目的增加,或者节点数目的增加,笔者所提算法对于协作波束赋形在资源和复杂度方面的优势将呈指数增加.需要说明的是,笔者所提算法需要节点在通信系统里嵌入卫星导航定位系

统,而且在室外或郊区等环境中,该算法的表现更为优异.

5 总 结

笔者提出了一种基于卫星导航信息辅助的协作波束赋形算法——SIA-CBF. 该算法可使第四代移动通信系统在室外或者郊区覆盖更广,通信性能更佳,同时也节省了建网成本. 该算法并不需要系统交互大量的当前信道状态信息,而是通过少量精确定位信息,经过变换计算,将位置信息变换为相对角度信息,再通过匹配码本,选择最佳的码本向量作为波束赋形向量,对发送信号进行加权处理后发送. SIA-CBF 算法降低了系统中参与节点的交互量,大大减少了系统开销,同时通过简单搜索算法代替传统的矩阵分解运算,显著降低了协作波束赋形的复杂度. 随着参与协作节点数目的增加,本算法的优势将更为明显. 需要指出的是,笔者所提算法同时也为卫星导航定位系统与无线通信系统融合开辟了新路径,对未来关注系统融合有积极意义.

参考文献:

- [1] Ravindran N, Jindal N. Limited Feedback-based Block Diagonalization for the MIMO Broadcast Channel[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2008, 26(8): 1473-1482.
- [2] Zheng Jun, Rao B D. Capacity Analysis of MIMO Systems Using Limited Feedback Transmit Precoding Schemes[J]. IEEE Trans on Signal Processing, 2008, 56(7): 2886-2901.
- [3] Wang Chengxiang, Hong Xuemin, Ge Xiaohu, et al. Cooperative MIMO Channel Models: a Survey [J]. IEEE Communications Magazine, 2010, 48(2): 80-87.
- [4] Fan Y, Thompson J S. MIMO Configurations for Relay Channels: Theory and Practice[J]. IEEE Trans on Wireless Communications, 2007, 6(5): 1774-1786.
- [5] Ding Z, Chin W H, Leung K K. Distributed Beamforming and Power Allocation for Cooperative Networks[J]. IEEE Trans on Wireless Communications, 2008, 7(5): 1817-1822.
- [6] Song S H, Zhang Q T. Design Collaborative Systems with Multiple AF-relays for Asynchronous Frequency-selective Fading Channels[J]. IEEE Trans on Communications, 2009, 57(9): 2808-2817.
- [7] Nassab V H, Shahbazpanahi S, Grami A, et al. Distributed Beamforming for Relay Networks Based on Second-order Statistics of the Channel State Information[J]. IEEE Trans on Signal Processing, 2008, 56(9): 4306-4316.
- [8] Chen Haihua, Shahram S, Gershman A B. Filter-and-forward Distributed Beamforming for Two-way Relay Networks with Frequency Selective Channels[J]. IEEE Trans on Signal Processing, 2012, 64(4): 1927-1941.
- [9] Kumar V D, Shankar P. A Distributed Beamforming-based Cooperative Multiplexing Protocol and Its Outage Performance[C]//International Conference on Devices and Communications (ICDeCom). Dublin: IEEE Conference Publications, 2011: 1-5.
- [10] Attar I Y, Abolfazl F. Amplify-forward Relaying for Multiple-antenna Multiple Relay Networks under Individual Power Constraint at Each Relay[J]. EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking, 2012(1): 50-60.
- [11] Loong N B, Evans J S, Hanly S V, et al. Transmit Beamforming with Cooperative Base Stations [C]//International Symposium on Information Theory. Adelaide: IEEE Conference Publications, 2005: 1431-1435.
- [12] Louie R H Y, Li Yonghui, Himal A S, et al. Performance Analysis of Beamforming in Two Hop Amplify and Forward Relay Networks with Antenna Correlation[J]. IEEE Trans on Wireless Communications, 2009, 8(6): 3132-3140.
- [13] Xing Chengwen, Ma Shaodan, Xia Minghua, et al. Cooperative Beamforming for Dual-hop Amplify-and-forward Multi-antenna Relaying Cellular Networks[J]. Signal Processing, 2012, 92(11): 2689-2699.
- [14] Zhong Caijun, Ratnarajah T, Jin Shi, et al. Performance Analysis of Optimal Beamforming in MIMO Dual-hop Amplify-and-forward Systems [C]//IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP). Prague: IEEE Conference Publications, 2011: 2820-2823.

(编辑: 郭 华)