

doi:10.19306/j.cnki.2095-8110.2022.02.004

毫米波通信定位一体化自组网资源分配技术

卢小峰, 李越杰, 陈若虚, 殷本全

(西安电子科技大学通信工程学院, 西安 710071)

摘要:毫米波通信链路具有低延迟、高速率和高定向性的特点,能够实现高速率自组网通信和高精度节点定位。在通信定位一体化背景下,研究了毫米波自组网中的多用户资源分配问题。系统采用基于正交频分多址(OFDMA)的多用户通信定位一体化框架,推导了基于位置估计误差界(PEB)和方位估计误差界(OEB)的多用户定位性能准则和基于数据速率的通信准则,建立了时域和频域的资源分配优化问题模型,在保障链路通信速率的前提下,最优化用户的定位性能指标。为了求解上述混合整数非线性规划问题,引入广义 Benders 分解算法,将优化问题分解为主问题和子问题进行迭代求解,得到有效的资源分配结果,最后通过仿真验证了资源分配对定位与通信性能的影响以及算法的有效性。

关键词:毫米波;通信定位一体化;资源分配;自组网;正交频分多址;广义 Benders 分解算法

中图分类号:TN91

文献标志码:A

文章编号:2095-8110(2022)02-0032-09

Resource Allocation for the Communication-Position Integrated Signal in the Millimeter Wave Mesh Network

LU Xiao-feng, LI Yue-jie, CHEN Ruo-xu, YIN Ben-quan

(School of Telecommunications Engineering, Xidian University, Xi'an 710071, China)

Abstract: Millimeter wave (mmWave) communication has the characteristics of low latency, high speed and high directivity, which can realize high-speed communication and high-precision localization in the mesh network. In this paper, the multi-user resource allocation problem in the mm-Wave mesh network is studied under the integrated communication and position system. Based on the Orthogonal Frequency Division Multiple Access(OFDMA) multi-user communication and positioning integrated framework, we derive the multi-user positioning performance criterion using Position Estimation Error Bounds(PEB) and Orientation Estimation Error Bounds(OEB) and the communication criterion using data rate. Then, the resource allocation optimization problem is designed to optimize the user positioning performance on the premise of ensuring the link rate. In order to solve the above mixed-integer nonlinear programming problem, the Generalized Benders Decomposition(GBD) algorithm is introduced to decompose the optimization problem into the master problem and the sub-problem and an iterative method is proposed to obtain the effective resource allocation results. Finally, the simulation results verify the impact of resource allocation on positioning and communication performance, as well as the effectiveness.

Key words: Millimeter wave; Integration of communication and positioning; Resource allocation;

收稿日期:2021-10-30;修订日期:2021-11-17

基金项目:国家自然科学基金(U1705263);河北省省级科技计划(20310901D);陕西省重点研发计划项目(2018ZDCXL-GY-04-06)

作者简介:卢小峰(1974-),男,教授,主要从事通导一体化技术方面的研究。

Mesh network; OFDMA; Generalized Benders Decomposition (GBD) algorithm

0 引言

随着车联网、自动驾驶、工业控制等新兴业务的出现,针对无法获取全球定位系统(Global Positioning System, GPS)或蜂窝网基站信号场景,例如高密度城市、隧道等区域,实现高精度定位,给基于自组网的通信定位一体化研究带来了广阔的前景。自组网系统不依赖任何基础通信设施即可实现快速组网,同时部署难度低,成本效益高,能够满足不同场景下灵活、无缝的定位需求。

毫米波作为下一代通信系统的关键技术,能够提供高速通信,也能够应用于精确定位。因此,高度定向传输是毫米波通信系统中的一个理想特性,应用该特性,毫米波通信系统将具有较好的测距性能和角度估计精度,其中测距精度可达厘米到毫米级。同时,由于毫米波波束窄、波束定向强的性质,在通信过程中需要联同位置信息实现波束对终端的实时跟踪^[1],以提高传输速率和定位精度。

在毫米波通信定位一体化系统中,通信与定位性能权衡问题中的时频资源分配得到了国内外学者广泛的研究。文献[2]研究了基于毫米波的通信定位一体化下时频资源分配策略,仿真了在时域和频域两种划分策略下单用户与多用户的定位误差性能,并讨论了这些策略的优缺点。文献[3]探讨了在城市道路单用户视距(Line of Sight, LoS)毫米波通信中通信速率和定位质量之间的权衡问题,通过增大波束训练开销提高费希尔矩阵(Fisher Information Matrix, FIM)的信息量,从而提升定位性能。文献[4]针对室外用户提出了一种基于定位的毫米波初始波束选择方案,设计了通信定位一体化帧结构,并推导了评价定位性能的指标:波束选择误差和波束不对准误差。文献[5]提出了协作无线网络中联合功率和带宽最优资源分配策略,并提出了泰勒线性近似迭代算法以解决该非凸优化问题。文献[6]对通信定位一体化的研究进行了归纳与展望,建立了一种多尺度非正交多址接入的新型共频带通信定位一体化信号模型,利用正交频分复用使不同定位用户的信号相互正交,从而降低多用户之间的干扰。文献[7]研究了 mesh 网中基于正交频分多址(Orthogonal Frequency Division Multiple Access, OFDMA)信道宽度自适应的时隙和子信道

分配问题,提出了贪婪算法和遗传算法以获得资源分配的近似最优解,基于贪心算法设计了一种分布式媒体访问控制(Medium Access Control, MAC)协议。文献[8]研究了基于毫米波无人机 mesh 网下对移动无人机的波束追踪技术,从而提供可靠的高速率传输。文献[9]提出了毫米波 LoS 链路的新型聚簇算法,使用凸规划方法求解功率和子信道的联合分配问题,用乘法惩罚函数代替演绎惩罚函数,提高了优化算法的性能。文献[10]对毫米波多用户多载波系统中通信和定位性能之间的平衡进行了研究,推导了时分和频分框架下基于位置估计误差界(Position Estimation Error Bounds, PEB)和方位估计误差界(Orientation Estimation Error Bounds, OEB)的联合定位误差准则,并分析了单用户和多用户情况下最优波束形成优化问题。

上述关于毫米波的通信定位一体化研究主要集中在蜂窝网下,基站采用大规模天线阵列技术进行波束赋形,从而集中功率抵抗严重的路损与衰落。本文将在自组网下综合考虑设备硬件成本、实现复杂度、资源功耗等因素,在资源受限条件下进行合理的资源分配,以满足多用户通信和定位的联合需求,主要工作包括如下三方面:

1) 构建了基于毫米波 OFDMA 的通信定位一体化自组网模型,采用联合时延、发射角(Angle of Departure, AoD)和到达角(Angle of Arrival, AoA)的锚节点定位技术,得到了基于位置估计的单用户克拉美罗下界,进一步推导出了联合 PEB 和 OEB 的 OFDMA 定位性能准则和衡量数据传输速率的通信性能准则。

2) 联合考虑通信与定位性能,建立了 OFDMA 多用户通信定位一体化下的时频资源分配优化问题,并根据模型的特征,提出了基于广义 Benders 分解迭代的资源分配算法,解决了针对通信和定位最优子载波分配和最优时隙划分因子的求解问题。

3) 仿真并分析了时隙划分因子 β 对一体化系统中平均通信速率和定位性能的影响,探讨了两者性能之间的权衡关系,并验证了广义 Benders 分解算法应用于本文资源分配问题的有效性。

1 通信定位一体化模型

本节基于 OFDMA 构建了多用户毫米波通信

定位一体化系统模型,并在该模型基础上推导了多用户定位性能准则和通信性能准则。

1.1 系统背景

在 OFDMA 多用户和毫米波的背景下,本文设计了图 1 所示的通信定位一体化模型,各个用户在该模型中共经历 2 个阶段,即组网阶段和服务阶段。其中 T_A 表示组网阶段,在该阶段自组网内所有用户节点之间均被看作毫米波 LoS 链路,并通过控制帧完成时频资源的分配; T_F 表示服务阶段,在该阶段使用时隙划分因子 β 将整个服务过程分割为 2 个子部分,分别对应不同服务内容,其中 $T_C = (1 - \beta)T_F$ 用于通信服务, $T_L = \beta T_F$ 用于定位服务。

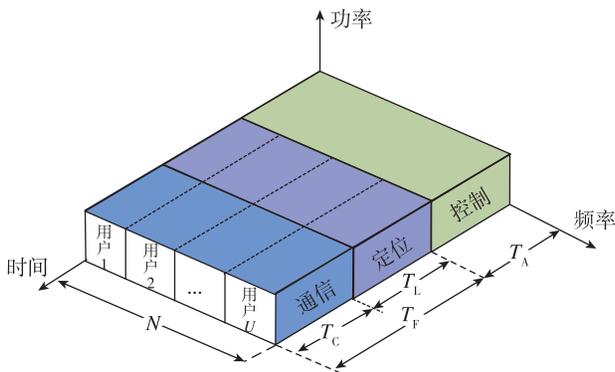


图 1 通信定位一体化框架

Fig. 1 Communication and positioning integrated framework

基于图 1 的通信定位一体化框架,本文将 OFDMA 系统的总带宽设置为 B ,用户总数目设置为 U ,子载波总数目设置为 N ,发送天线和接收天线总数目分别设置为 N_t 和 N_r 。

在毫米波定位过程中,使用波束赋形技术可以极大增强有向天线对角度分辨率的识别,从而提高定位精度。因此,本文采用基于角度识别的定位方法,令 S_i 表示第 i 个子载波, $i \in \{1, \dots, N\}$,对应的波束生成向量为 $\mathbf{f}_i \in C^{N_t}$ 。图 2 所示为基于 AoA、AoD 和时延 τ 的估计定位模型,其中锚节点位置已知,用户位置未知, τ 表示时延, θ 表示锚节点的发射角, ϕ 表示接收端用户的到达角,锚节点与所有用户之间均为毫米波 LoS 链路,进行联合时延与角度测量的位置估计,用户 u 的二维笛卡尔坐标可表示为 $[p_x^u, p_y^u]^T \in \mathbf{R}^2$,其中 p_x^u 和 p_y^u 分别表示用户 u 的横坐标和纵坐标。

从发送用户 u_t 到接收用户 u_r 的第 n 个子载波的 $N_t \times N_r$ 复信道矩阵可表示为

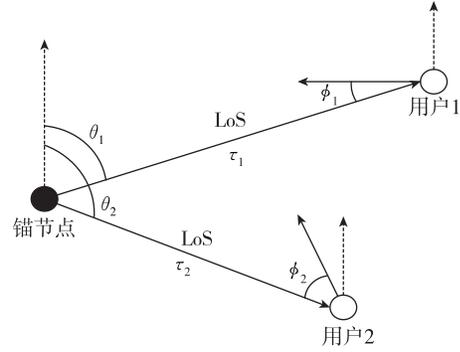


图 2 基于 AoA、AoD、时延 τ 估计定位模型

Fig. 2 Location model based on AoA, AoD and delay τ estimation

$$\mathbf{H}_{t,r}^n = \sqrt{Loss_{t,r}} h_{t,r} e^{-j2\pi\tau_{t,r} \frac{nb}{N}} \mathbf{a}_t^H(\theta_t) \mathbf{a}_r(\phi_r) \quad (1)$$

其中, $Loss_{t,r}$ 为发射用户 u_t 与接收用户 u_r 之间的路径损耗; $h_{t,r} \in C$ 为信道系数; $\tau_{t,r}$ 为毫米波链路时延; θ_t 表示用户 u_t 的 AoD; ϕ_r 表示接收用户 u_r 的 AoA。假设发射天线阵列和接收天线阵列为均匀线性阵列,天线单元个数为奇数,阵列质心为参考点,则发送端天线阵列响应可表示为

$$\mathbf{a}_t = \frac{1}{\sqrt{N_t}} [e^{-j(\frac{N_t+1}{2})Z}, \dots, e^{-j(\frac{N_t+1}{2}-N_t+1)Z}]^T \quad (2)$$

其中, $Z = \frac{2\pi}{\lambda_c} d \cos(\theta_t)$, λ_c 为发射信号中心频率对应波长; d 为天线单元间距离。将 θ_t 替换为 ϕ_r 可得到接收端天线阵列响应 $\mathbf{a}_r(\phi_r)$,并将 $\mathbf{a}_t(\theta_t)$ 记为 \mathbf{a}_t ,将 $\mathbf{a}_r(\phi_r)$ 记为 \mathbf{a}_r 。

用户 u_r 的接收信号 $\mathbf{y}_r^n \in C$ 表示为

$$\mathbf{y}_r^n = \sqrt{P_t} \mathbf{w}_r^H \mathbf{H}_{t,r}^n \mathbf{f}_i S_n + \tilde{\mathbf{n}} \quad (3)$$

其中, P_t 为用户 u_t 的发射功率; \mathbf{w}_r 为接收用户 u_r 处波束的组合向量; $\tilde{\mathbf{n}}$ 为具有双边功率谱密度 $N_0/2$ 的零均值加性高斯白噪声。

1.2 定位性能准则

为了表征定位误差边界,本文使用 PEB 和 OEB 两大指标来描绘该系统下的定位性能准则。基于图 2,为求解用户 u 的坐标和方向,设定估计变量 $\boldsymbol{\mu}_u = [p_x^u, p_y^u, \alpha_u, h_r^u, h_t^u]^T$,其中 α_u 表示锚节点对用户 u 的绝对方向, h_r^u 和 h_t^u 分别表示信道系数的实部和虚部^[11]。将用户 u 的 FIM 信息矩阵定义为 \mathbf{J}_μ^u ,则该矩阵可表示为^[12]

$$\mathbf{J}_\mu^u = \mathbf{T}_u \mathbf{J}_u (\mathbf{X}_N) \mathbf{T}_u^T \quad (4)$$

其中, $\mathbf{T}_u = \begin{pmatrix} \mathbf{T}_{1,u} & \mathbf{T}_{2,u} \\ \mathbf{0}_{3 \times 2} & \mathbf{T}_{4,u} \end{pmatrix}$ 是 \mathbf{J}_u 关于估计变量 $\boldsymbol{\mu}_u$ 的雅克比矩阵; \mathbf{J}_u 表示基于用户 u 估计变量 $[\tau_u, \theta_u,$

$\phi_u, h_r^u, h_i^u]$ 的 FIM 信息矩阵^[11-12]; \mathbf{X}_N 是块对角矩阵, 由 N 个子载波的波束生成向量的外积组成, 表示为 $\mathbf{X}_N = \text{diag}(\mathbf{f}_1 \mathbf{f}_1^H, \dots, \mathbf{f}_N \mathbf{f}_N^H)$ 。

在服务阶段, 每个用户分时进行通信服务和定位服务, 若将各个用户分配的子载波集合定义为 $V = \{L_1, L_2, \dots, L_U\}$, 则用户 u 的子载波分配矩阵将表示为

$$\mathbf{Y}_{L,u} = \text{diag}(Y_{L,1}, Y_{L,2}, \dots, Y_{L,N}) \quad (5)$$

$$\text{其中, } Y_{L,n} = \begin{cases} I_{N_t}, & n \in L_u \\ O_{N_t}, & \text{其他} \end{cases}。$$

假设本系统中毫米波波束定向时不受外界因素的干扰, 即波束生成矩阵 $\mathbf{X}_N = \mathbf{X}^*$ 最佳, 那么 OFDMA 系统中用户 u 的 PEB 和 OEB 将表示为^[10]

$$PEB_u^{\text{OFDMA}} = \sqrt{\frac{T_s}{T_L} \text{trace}(\mathbf{J}_{\mu,u,1,2,1,2}^{-1}(\mathbf{Y}_{L,u} \mathbf{X}^* \mathbf{Y}_{L,u}^T))} \quad (6)$$

$$OEB_u^{\text{OFDMA}} = \sqrt{\frac{T_s}{T_L} \mathbf{J}_{\mu,u,3,3}^{-1}(\mathbf{Y}_{L,u} \mathbf{X}^* \mathbf{Y}_{L,u}^T)} \quad (7)$$

其中, $[\cdot]_{1,2,1,2}$ 和 $[\cdot]_{3,3}$ 分别表示 $\mathbf{J}_{\mu,u}^{-1}$ 的第一个 2×2 子矩阵和第三个对角线元素。

PEB 指标是衡量到单锚节点距离位置测算的定位精度, OEB 指标是衡量定位时方向角度的定位精度, 将两者结合才能更全面地体现系统的定位精度, 因此需要综合考虑 PEB 和 OEB 这 2 个指标, 并将归一化联合推导后的结果定义为等效定位误差。

由式(6)和式(7)可以得到用户 u 的等效定位误差为

$$\begin{aligned} E(\mathbf{X}_u^*) &= \frac{T_s}{\beta T_F} (PEB_u^2 + \gamma OEB_u^2) \\ &= \frac{T_s}{\beta T_F} \{ \omega_\tau \Phi^{-1}(\tau_u, \tau_u) + \omega_\theta \Phi^{-1}(\theta_u, \theta_u) + \\ &\quad \omega_\phi \Phi^{-1}(\phi_u, \phi_u) \} \\ &= \frac{T_s}{\beta T_F} \left\{ \frac{\omega_\tau \alpha_{\tau,u}}{\mathbf{a}_{M,u}^H \mathbf{X}_u^* \mathbf{a}_{M,u}} + \right. \\ &\quad \left. \frac{\omega_\theta \alpha_{\theta,u}}{\left(\mathbf{a}_u^H \mathbf{X}_u^* \mathbf{a}_u - \frac{|\mathbf{a}_u^H \mathbf{X}_u^* \mathbf{a}_u|^2}{\mathbf{a}_u^H \mathbf{X}_u^* \mathbf{a}_u} \right)} + \frac{\omega_\phi \alpha_{\phi,u}}{\mathbf{a}_u^H \mathbf{X}_u^* \mathbf{a}_u} \right\} \quad (8) \end{aligned}$$

其中, $\mathbf{X}_u^* = \mathbf{Y}_{L,u} \mathbf{X}^* \mathbf{Y}_{L,u}^T$; γ 为均匀性因子; \mathbf{a} 为天线阵列响应; $\omega_\tau, \omega_\theta, \omega_\phi$ 分别为时延、AoA、AoD 的权重系数, 可见单用户等效定位误差可以表示为 3 个估计量对应克拉美罗界的线性组合。

1.3 通信性能准则

用户在进行通信服务时, 采用和定位服务相同

的子载波分配方案, 则 OFDMA 系统中用户 u 的通信速率为

$$\begin{aligned} R(\mathbf{X}_u^*) &= \frac{T_C}{T_F} B_u \log_2 \left(1 + \frac{\mathbf{a}_{\xi,u}^H \mathbf{Y}_{L,u} \mathbf{X}^* \mathbf{Y}_{L,u}^T \mathbf{a}_{\xi,u}}{N_0} \right) \\ &= (1 - \beta) B_u \log_2 \left(1 + \frac{\mathbf{a}_{\xi,u}^H \mathbf{X}_u^* \mathbf{a}_{\xi,u}}{N_0} \right) \quad (9) \end{aligned}$$

多用户平均速率为

$$\begin{aligned} \bar{R}^{\text{OFDMA}} &= \frac{(1 - \beta)}{U} \sum_{u=1}^U B_u \log_2(1 + \text{SNR}_u) \\ &= \frac{(1 - \beta)}{U} \sum_{u=1}^U B_u \log_2 \left(1 + \frac{\mathbf{a}_{\xi,u}^H \mathbf{X}_u^* \mathbf{a}_{\xi,u}}{N_0} \right) \quad (10) \end{aligned}$$

其中, B_u 为用户 u 的带宽, 用户 u 的通信速率取决于时隙划分因子 β 和子载波分配矩阵 $\mathbf{Y}_{L,u}$, 时隙划分因子 β 越小, 通信服务的时间越短, 用户通信速率越低, 而 $\mathbf{Y}_{L,u}$ 中非零分块矩阵越多, 则划分给用户 u 的子载波越多, 通信速率越高。

2 优化问题及算法设计

由于通信服务和定位服务共享时频资源, 两者性能的提升相互制约。因此, 本节将研究时隙和子载波分配方式对通信与定位性能的影响, 并建立优化问题模型, 通过分析时隙划分因子 β 探讨其折衷关系, 解决优化问题。

2.1 优化问题

在 OFDMA 多用户系统中, 由于信道的差异和子载波分配的不同, 各个用户会表现出不同的定位误差, 其中本系统的定位性能下界即为定位精度最差用户对应的等效定位误差。因此, 在定位服务阶段, 将定位优化问题设定为优化子载波分配矩阵 $\mathbf{Y}_{L,u}$ 和时隙划分因子 β , 使最差用户 u' 定位误差最小化, 并表示为

$$\begin{aligned} \min_{\beta, \mathbf{X}_u^*} E(\mathbf{X}_{u'}^*) \\ \text{s. t. } \begin{cases} \mathbf{I}_i^T \mathbf{X}_u^* \mathbf{I}_i = \mathbf{0}_{N_t} & \forall i, j, i \neq j \text{ (a)} \\ \text{rank}(\mathbf{I}_i^T \mathbf{X}_u^* \mathbf{I}_i) = 1 & \forall i \text{ (b)} \end{cases} \quad (11) \end{aligned}$$

其中, $i, j \in \{1, 2, \dots, N\}$, $\mathbf{I}_n \in \mathbf{R}^{N_t \times N_t}$ 代表其第 n 个对角块位置为 $N_t \times N_t$ 的单位矩阵。约束(a)为矩阵 \mathbf{X}_u^* 的强制块对角性约束, 约束(b)为矩阵 \mathbf{X}_u^* 的秩约束。

相应地, 在通信服务阶段, 根据通信性能准则, 需要将多用户的平均速率作为优化目标。因此, 将通信优化问题设定为调整子载波分配矩阵 $\mathbf{Y}_{L,u}$ 和时隙划分因子 β , 使系统中多用户平均速率最大, 并表示为

$$\begin{aligned} & \max_{\beta, \mathbf{X}_u^*} \bar{R}^{\text{OFDMA}} \\ & \text{s. t.} \begin{cases} R_u \geq R^* & \forall u \in U(a) \\ \mathbf{I}_i^T \mathbf{X}_{u^*}^* \mathbf{I}_i = \mathbf{0}_{N_t} & \forall i, j, i \neq j (b) \\ \text{rank}(\mathbf{I}_i^T \mathbf{X}_{u^*}^* \mathbf{I}_i) = 1 & \forall i (c) \end{cases} \quad (12) \end{aligned}$$

其中, R^* 表示多用户的最低速率门限。

在通信定位一体化的 OFDMA 系统中,需要在保障各用户最低通信速率的情况下,设定一种最优时频资源分配方案,使得所有用户的定位和通信性能最佳。因此,兼顾多用户的定位与通信需求,建立了通信定位一体化系统的总优化问题,并表示如下

$$\begin{aligned} & \max_{\beta, \mathbf{X}_u^*} \frac{1}{E(\mathbf{X}_{u^*}^*)} + \bar{R}^{\text{OFDMA}} \\ & \text{s. t.} \begin{cases} R_u \geq R^* & \forall u \in U(a) \\ \mathbf{I}_i^T \mathbf{X}_{u^*}^* \mathbf{I}_i = \mathbf{0}_{N_t} & \forall i, j, i \neq j (b) \\ \text{rank}(\mathbf{I}_i^T \mathbf{X}_{u^*}^* \mathbf{I}_i) = 1 & \forall i (c) \end{cases} \quad (13) \end{aligned}$$

结合式(8)和式(10),将优化问题(13)展开,总优化问题可重新表示为

$$\begin{aligned} & \max_{\beta, \mathbf{X}_u^*} \frac{\beta T_F}{T_S} \{ \omega_\tau \Phi^{-1}(\tau_{u'}, \tau_{u'}) + \omega_\theta \Phi^{-1}(\theta_{u'}, \theta_{u'}) + \\ & \quad \omega_\phi \Phi^{-1}(\phi_{u'}, \phi_{u'}) \}^{-1} + \\ & \quad \frac{(1-\beta)}{U} \sum_{u=1}^U B_u \log_2 \left(1 + \frac{\mathbf{a}_{\zeta, u}^H \mathbf{X}_{u^*}^* \mathbf{a}_{\zeta, u}}{N_0} \right) \\ & \text{s. t.} \begin{cases} \beta \in (0, 1) \\ (13) \text{ 中}(a), (b), (c) \end{cases} \quad (14) \end{aligned}$$

将该优化问题视为双层优化问题,分解为外层循环和内层循环进行下一步求解。

2.2 基于 GBD 法的算法设计

总优化问题为混合整数非线性规划问题,GBD (Generalized Benders Decomposition) 算法被广泛应用于求解此类问题,因此在该节本文将结合 GBD 算法^[13]对总优化问题进行求解。

基于 GBD 算法,将时隙划分因子 β 视为复杂变量,在每次可行循环中确定 β 的值,并将总优化问题分解为主、子两个问题,其解分别对应总优化问题的上界和下界。在多次循环迭代求解中,通过添加新约束更新上界和下界的取值,当 $|\text{上界} - \text{下界}| \leq \epsilon$ 条件成立或者达到最大迭代次数时,即认为在最后一次循环中求出的时隙划分因子 β^* 和子载波分配结果 \mathbf{Y}^* 为最优或近似最优解,其中 ϵ 为迭代过程中设定的收敛容许偏差常数。

固定复杂变量 β 之后,总优化问题(13)变为初

始子问题,表示为

$$\begin{aligned} & \max_{\beta, \mathbf{X}_u^*} \frac{1}{E(\mathbf{X}_{u^*}^*)} + \bar{R}^{\text{OFDMA}} \\ & \text{s. t.} \begin{cases} \beta = \beta_l \\ (13) \text{ 中}(a), (b), (c) \end{cases} \quad (15) \end{aligned}$$

其中, β_l 表示在第 l 次循环中时隙划分因子的值,子问题的解对应原优化问题的上界 UB_l , 表示为

$$\begin{aligned} UB_l = & \frac{\beta_l T_F}{T_S} \{ \omega_\tau \Phi^{-1}(\tau_{u'}, \tau_{u'}) + \omega_\theta \Phi^{-1}(\theta_{u'}, \theta_{u'}) + \\ & \omega_\phi \Phi^{-1}(\phi_{u'}, \phi_{u'}) \}^{-1} + \\ & \frac{(1-\beta_l)}{U} \sum_{u=1}^U B_u \log_2(1 + \text{SNR}_u^l) \quad (16) \end{aligned}$$

将下界 LB_l 表示为

$$LB_l = \alpha \quad (17)$$

其中, α 不小于初始化的下界值,下界 LB_l 则对应于主问题的解,那么可将主问题表示为

$$\begin{aligned} & \max_{\alpha} \\ & \text{s. t.} \begin{cases} E(\mathbf{X}_{u^*}^*)^{-1} |_{\beta=\beta_l} + \bar{R}^{\text{OFDMA}} |_{\beta=\beta_l} \\ + \gamma_i (\beta_l - \beta_i^j) \geq \alpha \quad i = 1, \dots, l-1 (a) \\ \alpha \geq LB_1 (b) \end{cases} \quad (18) \end{aligned}$$

主问题(18)中的约束被称为 Benders 切,在每次迭代中不断更新并被作为主问题新的约束。求解主问题后,利用该次循环得到的最佳变量值在下次循环中求解子问题。重复上述操作,当上下界的差值小于设定的阈值时判定循环结束,得到原问题的最优解,算法流程见表 1。在循环中,主问题与子问题皆为凸函数,可利用梯度下降法求解,其中有关主、子问题的凸性证明见附录 A。

表 1 基于 GBD 法的资源分配算法

Tab. 1 Resource allocation algorithm based on GBD method

算法:基于 GBD 法的资源分配算法	
步骤 1	初始化迭代次数 $l=1$,在时隙划分因子可行域内任选一个值记为 β_1 ,上下界分别记为 $LB=-\infty, UB=+\infty$
步骤 2	求解式(15)所示的子问题
步骤 3	求解式(16)所示的主问题得到原问题的上界 UB_l ,并计算得到本次循环的子载波分配结果 \mathbf{Y}_l^* 及其对应的 β_l
步骤 4	根据式(18)得到第 l 次循环中原问题的下界 LB_l ,计算得到本次循环的子载波分配结果 \mathbf{Y}_l^* 及其对应的 β_l
步骤 5	判断 $ UB_l - LB_l \leq \epsilon$ 是否成立,满足条件转步骤 6,否则,令 $l=l+1$,转步骤 2
步骤 6	输出最佳的时隙划分因子 β^* 和多用户对应的子载波分配结果 \mathbf{Y}^*

3 仿真验证

本文中以 30 个用户节点和已知位置的锚节点作为基本的网络拓扑结构,在此基础上仿真了时频资源分配对定位和通信性能的影响以及性能间的权衡关系。

3.1 仿真参数设置

本文中毫米波通信系统采用的中心频率 $f_c = 60\text{GHz}$,子载波间隔为 150kHz ,总功率平均分配在每个子载波上。毫米波自组网中用户均配备相同的天线阵列,天线单元数目均为 30,单元间隔为 $0.5\lambda_c$,10 个毫米波帧组成为一个调度帧,调度帧帧长为 10ms 。

表 2 所示为 OFDMA 系统下通信与定位一体化具体仿真参数设置。

表 2 OFDMA 系统仿真参数

Tab. 2 OFDMA system simulation parameters

参数名	参数值
中心频率/GHz	60
起始频率/GHz	59.5
终止频率/GHz	60.5
带宽/GHz	1
子载波间隔/kHz	150
网络中的节点用户数	30
用户配备的天线单元数	30
用户天线单元间隔/mm	2.5
调度帧长/ms	10

3.2 仿真结果分析

为了验证时隙划分因子 β 对多用户通信速率和定位性能的影响,对多用户平均速率和定位误差

PEB、OEB 进行了仿真。图 3 所示为时隙划分因子 $\beta = 0.1, 0.4, 0.7, 0.95$ 时,多用户平均速率随信噪比的变化情况。

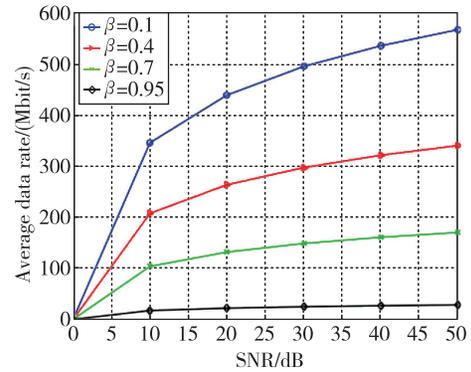


图 3 β 与平均数据速率

Fig. 3 β and the average data rate

从图 3 可以看得出来,在信噪比一定的条件下,随着时隙划分因子 β 的增大,多用户平均速率在降低,表明在帧长固定时, β 越大,分配给定位服务的时间越多,通信服务时间越少。

图 4 从时频角度出发,分别对多用户的 PEB 和 OEB 进行仿真,结果显示在带宽一定的情况下,随着时隙划分因子 β 增大,PEB 和 OEB 都在减小,说明随着 β 增大,定位服务时间变长,定位性能得到提高。当固定时隙划分因子后,按照梯度设置了三种不同的带宽,通过对比可知,分配给用户的带宽越多,PEB 和 OEB 越小,即用户的定位误差越小。可以看出,随着 β 的增长,PEB 和 OEB 的下降速度逐渐减缓,当 β 由 0.1 增长至 0.2 的过程中,下降速度最大,往后随着 β 的增长下降速度趋于平缓,这是由于定位时间的增长所带来对定位精度提升的收益趋于饱和,此时定位精度的提升主要依赖于系统带宽的增大。

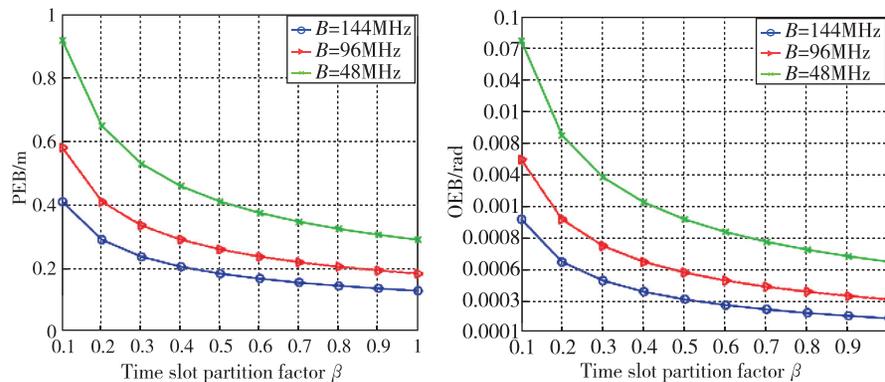


图 4 PEB 和 OEB 变化趋势图

Fig. 4 Trend chart of PEB and OEB

上述结果表明,时域和频域资源对多用户的定位性能均有影响,当分配时域资源对定位精度提升受限时,可以通过分配更多频域资源来解决。

然而,在通信定位一体化系统中,需要兼顾定

位与通信性能,因此本文探讨了通信与定位性能的权衡关系。在同一资源分配策略下,图5为分别仿真了不同带宽下多用户的PEB和OEB与平均速率的关系权衡图。

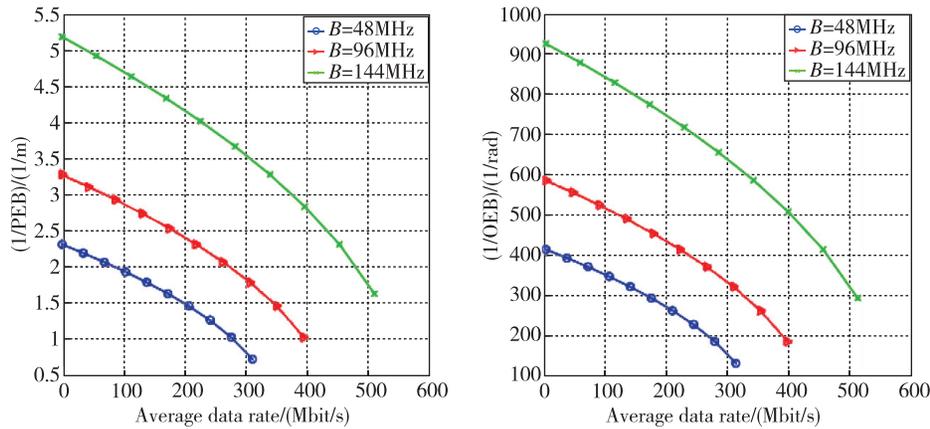


图5 定位与通信性能的权衡图

Fig. 5 Trade-off performance between location and communication

在图5中,由于一体化系统中通信与定位是分时进行的,所以增加带宽可以同时提高用户数据速率和定位性能。当通信速率由100Mbit/s提升至300Mbit/s时,三种带宽下的PEB误差平均增大接近90%,OEB误差平均增大80%。这表明系统通过牺牲定位精度换取通信服务质量的提升,因为通信与定位两种服务对时域资源的分配是竞争关系。

随着时隙划分因子的变化,子载波的分配结果在每次迭代中都会发生变化,所以将每次迭代求得的时隙划分因子作为资源分配结果。在确定用户速率门限 $R^* = 100\text{Mbit/s}$ 的情况下进行算法仿真,从图6中可以看出,在经过第7次迭代后,子问题和主问题的 β 趋于一致,可认为当时隙划分因子 β 约为0.35时可以满足最优化问题。

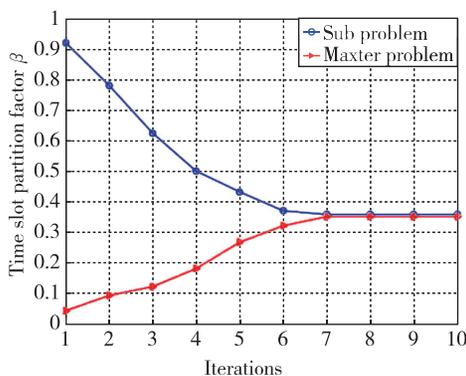


图6 GBD算法的迭代趋势

Fig. 6 Iterative trend of GBD algorithm

4 结论

本文在通信定位一体化背景下,结合OFDMA技术研究了毫米波自组网中多用户资源分配问题。

1)推导了联合PEB和OEB的等效定位误差为定位性能准则,将多用户平均数据速率作为通信性能准则。

2)兼顾通信和定位性能,建立了时频资源分配优化问题模型,针对最优时频分配提出了基于广义Benders分解的资源分配算法。

3)通过仿真验证了时频资源分配对通信与定位性能的影响及两者的权衡关系,为后续设计动态或自适应分配时频资源以满足用户不同业务需求的系统提供了理论依据。

参考文献

- [1] Lu S. 5G communication and positioning integrated system based on millimeter wave[C]// Proceedings of Electronic Engineering and Informatics (EEI), 2019: 73-77.
- [2] Koirala R, Denis B, Uguen B, et al. Localization and communication resource budgeting for multi-user mm-wave MIMO[C]// Proceedings of Workshop on Positioning, Navigation and Communications (WPNC), 2019: 1-5.
- [3] Destino G, Wymeersch H. On the trade-off between po-

- sitioning and data rate for mm-wave communication [C]// Proceedings of International Conference on Communications Workshops (ICC Workshops), 2017: 797-802.
- [4] Ghatak G, Koirala R, Domenico A D, et al. Beamwidth optimization and resource partitioning scheme for localization assisted mm-wave communication[J]. IEEE Transactions on Communications, 2021, 69(2): 1358-1374.
- [5] Zhang T, Molisch A F, Shen Y, et al. Joint power and bandwidth allocation in wireless cooperative localization networks[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2016, 15(10): 6527-6540.
- [6] Yin L, Cao J, Lin K, et al. A novel positioning-communication integrated signal in wireless communication systems[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2019, 8(5): 1353-1356.
- [7] Wang X, Huang P, Xie J, et al. OFDMA-based channel-width adaptation in wireless mesh networks [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2014, 63(8): 4039-4052.
- [8] Zhou P, Fang X, Fang Y, et al. Beam management and self-healing for mmWave UAV mesh networks [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2019, 68(2): 1718-1732.
- [9] Soleimani B, Sabbaghian M. Cluster-based resource allocation and user association in mmWave femtocell networks [J]. IEEE Transactions on Communications, 2020, 68(3): 1746-1759.
- [10] Koirala R, Denis B, Uguen B, et al. Localization and throughput trade-off in a multi-user multi-carrier mm-wave system[J]. IEEE Access, 2019(7): 167099-167112.
- [11] Koirala R, Denis B, Dardari D, et al. Localization bound based beamforming optimization for multi-carrier mmWave MIMO[C]// Proceedings of 2017 14th Workshop on Positioning, Navigation and Communications (WPNC), 2017: 1-6.
- [12] Shahmansoori A, Garcia G E, Destino G, et al. Position and orientation estimation through millimeter-Wave MIMO in 5G systems[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2018, 17(3): 1822-1835.
- [13] Yu Y, Bu X, Yang K, et al. Green large-scale fog computing resource allocation using joint Benders decomposition, Dinkelbach algorithm, ADMM, and branch-and-bound[J]. IEEE Internet of Things Journal, 2019, 6(3): 4106-4117.
- [14] Rappaport T S, Xing Y, Maccartney G R, et al. Overview of millimeter wave communications for fifth-generation (5G) wireless networks—with a focus on propagation models[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2017, 65(12): 6213-6230.
- [15] Fascista A, Coluccia A, Wymeersch H, et al. Millimeter-wave downlink positioning with a single-antenna receiver[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2019, 18(9): 4479-4490.

(编辑:孟彬)

附录 A

在该部分,对原文 2.2 节中采用广义 Benders 分解算法得到的主子问题的凸性进行证明。

由于主子问题都可看作有关 $E(\mathbf{X}_u^*)^{-1}$ 和 \bar{R}^{OFDMA} 的和函数,因此当它们都呈现凸性时,主子问题也呈现凸性,下面分别进行证明。

(1) $E(\mathbf{X}_u^*)^{-1}$ 凸性证明

$$E(\mathbf{X}_u^*)^{-1} = \frac{\beta T_F}{T_S} \left\{ \frac{\omega_\tau \alpha_{\tau,u}}{\mathbf{a}_{M,u}^H \mathbf{X}_u^* \mathbf{a}_{M,u}} + \frac{\omega_\theta \alpha_{\theta,u}}{\left(\dot{\mathbf{a}}_u^H \mathbf{X}_u^* \dot{\mathbf{a}}_u - \frac{|\dot{\mathbf{a}}_u^H \mathbf{X}_u^* \mathbf{a}_u|^2}{\mathbf{a}_u^H \mathbf{X}_u^* \mathbf{a}_u} \right)} + \frac{\omega_\phi \alpha_{\phi,u}}{\mathbf{a}_u^H \mathbf{X}_u^* \mathbf{a}_u} \right\}^{-1}$$

其中, $\mathbf{X}_u^* = \mathbf{Y}_{L,u} \mathbf{X}^* \mathbf{Y}_{L,u}^T$, $\mathbf{Y}_{L,u}$ 为对角矩阵, $\mathbf{X}_u^* = \mathbf{Y}_{L,u}^2 \mathbf{X}^*$, 因此该问题可转化为证明 $E(\mathbf{X}_u^*)^{-1}$

在 $\mathbf{Y}_{L,u}$ 上的凸性。

简化求解过程可将式中与 $\mathbf{Y}_{L,u}$ 无关的常量用大写字母 A、B...表示,下同。

$$\begin{aligned} E(\mathbf{X}_u^*)^{-1} &= F \left\{ \frac{1}{A Y_{L,u}^2} + \frac{1}{B Y_{L,u}^2 + \frac{C Y_{L,u}^4}{D Y_{L,u}^2}} + \frac{1}{E Y_{L,u}^2} \right\}^{-1} \\ &= F \left\{ \frac{1}{A Y_{L,u}^2} + \frac{1}{G Y_{L,u}^2} + \frac{1}{E Y_{L,u}^2} \right\}^{-1} \\ &= F \frac{A G E Y_{L,u}^2}{A G + E G + A E} \\ &= H Y_{L,u}^2 \end{aligned}$$

由于简化式关于 $\mathbf{Y}_{L,u}$ 是二次函数关系,且系数 H 大于 0,得证 $E(\mathbf{X}_u^*)^{-1}$ 为凸函数。

(2) \bar{R}^{OFDMA} 凸性证明

可知若所有用户通信速率 R^{OFDMA} 对 $Y_{L,u}$ 为凸函数, 那么用户的平均通信速率 \bar{R}^{OFDMA} 即为凸函数。

用户 u 的通信速率可表示为

$$\begin{aligned} R^{\text{OFDMA}} &= B_u \log_2(1 + \text{SNR}_u) \\ &= B_u \log_2\left(1 + \frac{\mathbf{a}_{\zeta,u}^H \mathbf{X}_u^* \mathbf{a}_{\zeta,u}}{N_0}\right) \\ &= A \log_2(1 + BY_{L,u}^2) \end{aligned}$$

$R^{\text{OFDMA}}(Y_{L,u})$ 对 $Y_{L,u}$ 求偏导和二阶偏导可得

$$\begin{aligned} \frac{\partial R^{\text{OFDMA}}}{\partial Y_{L,u}} &= \frac{1}{\ln 2} \frac{2ABY_{L,u}}{1 + BY_{L,u}^2} \\ \frac{\partial^2 R^{\text{OFDMA}}}{\partial Y_{L,u}^2} &= \frac{1}{(\ln 2)^2} \frac{2AB(1 + BY_{L,u}^2) - 4AB^2Y_{L,u}^2}{(1 + BY_{L,u}^2)^2} \\ B_u \log_2(1 + \text{SNR}_u) &> R^* \end{aligned}$$

分析以上三式可知 $R^{\text{OFDMA}}(Y_{L,u})$ 为凸函数, 得证 \bar{R}^{OFDMA} 为凸函数。

因为 \bar{R}^{OFDMA} 和 $E(\mathbf{X}_u^*)^{-1}$ 皆为凸函数, 所以主子问题都是凸性。