面向无人机毫米波基站的多波束 优化设计



王磊*, 顾勇, 仲伟志, 李鹏辉, 朱秋明 南京航空航天大学, 江苏 南京 210016

摘 要:为了保证无人机毫米波基站多波束覆盖区域内通信容量的同时,降低硬件成本和系统复杂度,本文提出采用一种基 于混合波束成形结构的波束优化设计方法。该方法首先从多波束混合成形系统结构入手,而后基于多波束总体频谱效率最 大化问题分别对数字预编码器和射频移相预编码器进行设计,达到降低系统射频链数目的目标。仿真试验表明,该波束设 计方法可以在获得较好波束增益的同时降低系统复杂度,从而提高无人机目标覆盖区域内用户的通信质量。

关键词:无人机基站;毫米波;波束覆盖;波束设计

中图分类号:TN928

文献标识码:A

由于无人机具有低成本、可快速部署、广覆盖等特征, 在农业植保、气象环保监测、灾后救援、通信中继等民用领 域中发挥着越来越重要的角色[1-3]。近年来,无人机作为 空中通信基站已成为一个研究热点。无人机空中基站平 台相较于传统的地面小区基站具有一些无法比拟的优 势鸣,如在地震、洪水、泥石流等自然灾害发生后,地面基 础通信设施遭到损坏,通信处于阻塞瘫痪的状态,而无人 机空中基站能在较短时间内快速恢复部分应急通信功能。 此外,无人机空中基站在演唱会、城市商圈等通信需求大 的热点地区,可以快速部署并提供服务。因此,部署无人 机空中基站己经成为解决特定场景下通信困难的高效方 案^[5-6]。然而当前无人机通信频段远远不能满足未来5G 通信网络中大连接场景下的多样化业务需求,因此,拥有 巨大的免许可带宽的毫米波频段被认为是解决无人机通 信的重要解决方案[7]。由于毫米波频段比较高,雨雾等天 气因素会导致较高的路径传播损耗,所以使用具有强方向 性增益的波束成形技术是弥补毫米波通信路径损耗的必 然趋势[8-9]。

在以往的研究中,针对无人机基站波束覆盖方面的研 究较少。参考文献[10]提出了一种基于三维波束成形的小

DOI: 10.19452/j.issn1007-5453.2020.06.011

型小区通信容量增强方法,这种动态波束可以自适应地改 善接收信号质量,同时更加有效地控制干扰。但是,用这种 方法产生的窄光束仅适用于小型蜂窝小区。参考文献[11] 考虑了毫米波蜂窝网络的覆盖范围和速率性能,实现了更 高的峰值速率,但没有提高小区边缘速率。为了达到中心 速率和边缘速率之间的良好平衡,参考文献[12]提出了一 种结合正交匹配跟踪算法的宽波束设计方法。以上研究都 是针对单区域进行波束覆盖,当运用在多波束覆盖时,会面 临较高的系统复杂度和硬件开销问题。参考文献[13]和参 考文献[14]将射频预编码器与信道的相位相匹配,并将数 字预编码器设置为有效信道的迫零波束形成矢量。虽然该 方法实现了可观的传输速率总和,但在射频链数目和特定 频率限制下实现的速率与系统最大容量之间仍然存在 差距。

针对无人机毫米波多波束覆盖小区中存在的系统复杂度较高这一问题,本文以提高多用户场景下的通信容量 和降低系统复杂度为目标,首先基于波束混合成形系统结构,分别对数字预编码器和射频移相预编码器进行设计, 而后面向移相器分辨率的限制,在移相器低分辨率的条件 下对预编码器进行优化设计。仿真表明,采用的联合波束

基金项目: 航空科学基金(2017ZC52021);南京航空航天大学研究生创新基地(实验室)开放基金(kfjj20191501)

*通信作者. Tel.: 15651018770 E-mail: wangleinuaa@nuaa.edu.cn

引用格式: Wang Lei, Gu Yong, Zhong Weizhi, et al.Multi-beam optimization design for UAV millimeter wave base stations[J].Aeronautical Science & Technology, 2020, 31(06):66-72. 王磊, 顾勇, 仲伟志, 等. 面向无人机毫米波基站的多波束优化设计[J]. 航空科学技术, 2020, 31(06):66-72.

收稿日期: 2020-02-18;退修日期: 2020-04-14;录用日期: 2020-05-15

优化方法能有效地提高各覆盖区域的通信容量的同时降低系统复杂度。

1 系统模型

为了方便计算,本文考虑一个具有M个用户的下行链路,基站具有 N_{RF} 个射频链和 N_{BS} 个天线,每个用户具有 N_{RF}^{r} 个射频链和 N_{MS} 个天线,并假设每个用户传输q个数据流,则有 $Mq \leq N_{\text{RF}}^{t} \leq N_{\text{BS}}$ 和 $q \leq N_{\text{RF}}^{r} \leq N_{\text{MS}}$,图1给出了多用户场景下的混合波束成形结构。



图 1 多用户场景下的混合波束成形结构 Fig.1 Hybrid beamforming structure in multi-user scenario

在该混合波束成形系统中,基站端首先在基带上使用 大小为 $N_{\rm RF}^{\rm t} \times N_{\rm s}$ 的数字预编码器 $V_{\rm D}$ 将数据流数字化,然后 通过 $N_{\rm RF}^{\rm t} \wedge {\rm RF}$ 链将处理后的信号上变频到载波频率,最后 通过矩阵大小为 $N_{\rm BS} \times N_{\rm RF}^{\rm t}$ 的 RF 预编码器 $F_{\rm RF}$ 构造的模拟 移相器来实现最终的发射信号,其中 $F_{\rm RF}$ 的限制条件为 $\left|F_{\rm RF}(i,j)\right|^2 = 1$ 。因此,发射信号可表示为:

$$x = \boldsymbol{F}_{\mathrm{RF}} \boldsymbol{V}_D \boldsymbol{s} = \sum_{m=1}^{M} \boldsymbol{F}_{\mathrm{RF}} \boldsymbol{V}_{\mathrm{D}_m} \boldsymbol{s}_m \tag{1}$$

式中: $V_D = [V_{D_1}, \dots, V_{D_M}], s \in C^{N_* \times 1}$ 表示用户数据符号的集 合矢量,可记为 $s = [s_1^T, \dots, s_M^T]^T$, 而 s_m 表示编号为m的用户数 据流矢量,并假定 $E[ss^H] = I_{N_i}$ 。对于用户m,接收信号可表 示为:

$$y_m = H_m F_{\rm RF} V_{\rm D_m} s_k + H_m \sum_{l \neq m} F_{\rm RF} V_{\rm D_l} s_l + n_m$$
(2)

式中: $H_m \in C^{N_{MS} \times N_{BS}}$ 是基站天线到用户m天线之间的复信 道增益矩阵, n_m 表示均值为0,方差为 $\sigma^2 I_{N_{MS}}$ 的加性高斯 噪声。

对于接收端用户m,首先将接收到的信号通过矩阵大

小为 $N_{MS} \times N_{RF}^{r}$ 的 RF 结合器 $W_{RF_{m}}$,式中 $W_{RF_{m}}$ 的限制条件为 $\left|W_{RF_{m}}(i,j)\right|^{2}=1$,然后用 N_{RF}^{r} 个 RF 链将处理后的信号下变频 到基带处理单元,最后使用矩阵大小为 $N_{RF}^{r} \times q$ 的数字结合 器 $W_{D_{m}}$ 将数据流进行恢复。可以得到最终处理后的信 号为:

$$\tilde{\boldsymbol{y}}_{m} = \boldsymbol{W}_{t_{m}}^{\mathrm{H}} \boldsymbol{H}_{m} \boldsymbol{V}_{t_{m}} \boldsymbol{s}_{m} + \boldsymbol{W}_{t_{m}}^{\mathrm{H}} \boldsymbol{H}_{m} \sum_{l \neq m} \boldsymbol{V}_{t_{l}} \boldsymbol{s}_{l} + \boldsymbol{W}_{t_{m}}^{\mathrm{H}} \boldsymbol{n}_{m}$$
(3)

式中: $V_{t_m} = F_{RF} V_{D_m}$, $W_{t_m} = W_{RF_m} W_{D_m}$ 。所以对于用户m来说, 在传输高斯符号的情况下, 整体频谱效率为:

$$R_m = \log_2 \left| I_{N_{\rm MS}} + W_{t_m} C_m^{-1} W_{t_m}^{\rm H} H_m V_{t_m} V_{t_m}^{\rm H} H_m^{\rm H} \right|$$
(4)

式中: C_m是用户m的干扰加噪声的协方差矩阵,可写为:

$$\boldsymbol{C}_{m} = \boldsymbol{W}_{t_{m}}^{\mathrm{H}} \boldsymbol{H}_{m} \left(\sum_{l \neq m} \boldsymbol{V}_{t_{l}} \boldsymbol{V}_{t_{l}}^{\mathrm{H}} \right) \boldsymbol{H}_{m}^{\mathrm{H}} \boldsymbol{W}_{t_{m}} + \boldsymbol{\sigma}^{2} \boldsymbol{W}_{t_{m}}^{\mathrm{H}} \boldsymbol{W}_{t_{m}}$$
(5)

本文目的是在信道 H_m完全已知和总发射功率约束下 解决总频谱效率最大化的问题,即:

$$\max_{\boldsymbol{F}_{\mathrm{RF}}, \boldsymbol{V}_{\mathrm{D}}, \boldsymbol{W}_{\mathrm{RF}}, \boldsymbol{W}_{\mathrm{D}}} \sum_{m=1}^{M} \beta_{m} R_{m}$$
s.t. $\operatorname{tr}(\boldsymbol{F}_{\mathrm{RF}} \boldsymbol{V}_{\mathrm{D}} \boldsymbol{V}_{\mathrm{D}}^{\mathrm{H}} \boldsymbol{F}_{\mathrm{RF}}^{\mathrm{H}}) \leq P$

$$\left|\boldsymbol{F}_{\mathrm{RF}}(i,j)\right|^{2} = 1, \forall i,j$$

$$\left|\boldsymbol{W}_{\mathrm{RF}_{m}}(i,j)\right|^{2} = 1, \forall i,j,m$$
(6)

式中:*P*为基站的功率上限,*β*_m代表用户m的优先级,tr(·) 表示矩阵的迹。为解决这个问题,就要找到基站的最佳混 合波束预编码器和每个用户的最佳波束混合结合器。但是 对于4个变量的联合求解是十分困难的,因此本文考虑以 下策略:首先在假定使用最佳波束结合器的情况下设计波 束混合预编码器,然后根据设计好的预编码器来设计混合 波束结合器。

假定M个用户用单天线接收,在基站使用混合预编码 结构的情况下,对于第m个用户其频谱效率可表示为:

$$R_{m} = \log_{2} \left(1 + \frac{\left| \boldsymbol{H}_{k}^{\mathrm{H}} \boldsymbol{F}_{\mathrm{RF}} \boldsymbol{V}_{\mathrm{D}_{m}} \right|}{\sigma^{2} + \sum_{l \neq m} \left| \boldsymbol{H}_{k}^{\mathrm{H}} \boldsymbol{F}_{\mathrm{RF}} \boldsymbol{V}_{\mathrm{D}_{l}} \right|^{2}} \right)$$
(7)

在这样系统中,对 F_{RF} 和 V_D 的联合求解也是困难的,为 方便计算,本文将具有功率分配的迫零波束成形器作为数 字预编码器,使 F_{RF} 和 V_D 的联合设计解耦。当有固定功率 分配的数字预编码器,可以获得近似局部最优的RF预编码 器,对于固定的RF预编码器能够找到具有功率分配结构的 最佳数字预编码器。通过在两者之间进行迭代,可以找到 多波束场景下式(6)所示优化问题良好的解决方案。

2 面向混合结构的多波束设计方法

2.1 基带数字预编码器设计

为了降低用户间的干扰,将具有功率分配功能的迫零 波束成形器视为基站预编码器的低维数字预编码器部分。 对于一个给定的RF预编码器,数字预编码器可表示为:

$$\boldsymbol{V}_{\mathrm{D}}^{\mathrm{ZF}} = \boldsymbol{F}_{\mathrm{RF}}^{\mathrm{H}} \boldsymbol{H}^{\mathrm{H}} \left(\boldsymbol{H} \boldsymbol{F}_{\mathrm{RF}} \boldsymbol{F}_{\mathrm{RF}}^{\mathrm{H}} \boldsymbol{H}^{\mathrm{H}} \right)^{-1} \boldsymbol{P}^{\frac{1}{2}} = \tilde{\boldsymbol{V}}_{\mathrm{D}} \boldsymbol{P}^{\frac{1}{2}}$$
(8)
$$\vec{\boldsymbol{x}} \boldsymbol{\Psi} :$$

$$\boldsymbol{H} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{H}_{1}, \cdots, \boldsymbol{H}_{M} \end{bmatrix}^{\mathrm{H}}$$
$$\tilde{\boldsymbol{V}}_{\mathrm{D}} = \boldsymbol{F}_{\mathrm{RF}}^{\mathrm{H}} \boldsymbol{H}^{\mathrm{H}} \left(\boldsymbol{H} \boldsymbol{F}_{\mathrm{RF}} \boldsymbol{F}_{\mathrm{RF}}^{\mathrm{H}} \boldsymbol{H}^{\mathrm{H}} \right)^{-1}$$
$$\boldsymbol{P} = \mathrm{diag} \begin{pmatrix} \boldsymbol{p}_{1}, \cdots, \boldsymbol{p}_{M} \end{pmatrix}$$

式中: p_m 为第*m*个用户的接收功率。所以,当给定了RF预 编码器,迫零数字预编码器的设计只有接收功率一个变量。 而迫零波束成形器有 $|H_m^H F_{RF} V_{D_m}^{2F}| = \sqrt{p_m} \pi |H_m^H F_{RF} V_{D_l}^{2F}| =$ 0.∀*l*≠*m*的属性。在这种情况下,优化问题可化简为:

$$\max_{p_1, \dots, p_M \ge 0} \sum_{m=1}^{M} \beta_m \log_2 \left(1 + \frac{p_m}{\sigma^2} \right) \quad \text{s.t. } \operatorname{tr} \left(\tilde{Q}P \right) \le P \qquad (10)$$

式中: $\tilde{Q} = \tilde{V}_{D}^{H} F_{RF}^{H} F_{RF} \tilde{V}_{D^{\circ}}$ 由注水算法可知:

$$p_{m} = \frac{1}{\tilde{q}_{mm}} \max\left\{\frac{\beta_{m}}{\gamma} - \tilde{q}_{mm}\sigma^{2}, 0\right\}$$
(11)

式中: \tilde{q}_{mm} 是 \tilde{Q} 的 第 m 个 对 角 线 元 素, γ 满 足: $\sum_{m=1}^{M} \max \left\{ \frac{\beta_m}{\gamma} - \tilde{q}_{mm} \sigma^2, 0 \right\} = P_{\circ}$

由此完成基带数字预编码器的设计。

2.2 射频模拟预编码器设计

观察到式(8)中使用迫零预编码可实现的加权传输速率总和仅取决于 RF 预编码器 *F*_{RF}, 而 *F*_{RF} 由式(10)功率约束。因此,可以将 RF 预编码器设计问题改写为:

$$\min_{V} f\left(\boldsymbol{F}_{\rm RF}\right) \tag{12}$$

式中: $f(\mathbf{F}_{RF}) = tr(\mathbf{F}_{RF}\tilde{V}_{D}P\tilde{V}_{D}^{H}\mathbf{F}_{RF}^{H})$ 。由于 V_{RF} 很复杂,求解式 (12)比较困难,但是当天线数目 N_{BS} 较大时,RF预编码器满 足 $\mathbf{F}_{RF}^{H}\mathbf{F}_{RF}\approx N_{RS}\mathbf{I}$,根据这一假设条件,式(12)可简化为:

$$f\left(\boldsymbol{F}_{\mathrm{RF}}\right) = \operatorname{tr}\left(\boldsymbol{F}_{\mathrm{RF}}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{F}_{\mathrm{RF}}\boldsymbol{\tilde{V}}_{\mathrm{D}}\boldsymbol{P}\boldsymbol{\tilde{V}}_{\mathrm{D}}^{\mathrm{H}}\right) = N_{\mathrm{BS}}\operatorname{tr}\left(\left(\boldsymbol{\tilde{H}}\boldsymbol{F}_{\mathrm{RF}}\boldsymbol{F}_{\mathrm{RF}}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{\tilde{H}}^{\mathrm{H}}\right)^{-1}\right) = \tilde{f}\left(\boldsymbol{F}_{\mathrm{RF}}\right)$$
(13)

式中: $\tilde{H} = P^{-\frac{1}{2}}H$ 。因此,优化问题转化为在假定其他所有元 素固定的情况下得到目标函数 $\tilde{f}(F_{RF})$ 中 $F_{RF}(i,j)$ 的最优值。 令 $A_j = \tilde{H}\overline{F}_{RF}^{j}(\overline{F}_{RF}^{j})^{H}\tilde{H}^{H}$ 。 \overline{F}_{RF}^{j} 表示矩阵 F_{RF} 去除第j列矢量 $F_{RF}^{(j)}$ 的子矩阵,由于 $A_j \propto N_{RF}^{i} > N_s$ 的条件下是一个满秩矩阵, $\tilde{H}F_{RF}^{(j)}(F_{RF}^{(j)})^{H}\tilde{H}^{H}$ 的秩为1,根据Sherman Morrison等式^[15]并定 义 $B_{j}=\tilde{H}^{H}A_{j}^{-2}\tilde{H}, D_{j}=\tilde{H}^{H}A_{j}^{-1}\tilde{H},$ 将式(13)写成扩展形式为:

$$\frac{\tilde{f}\left(\boldsymbol{F}_{\mathrm{RF}}\right)}{N_{\mathrm{BS}}} = \mathrm{tr}\left(\boldsymbol{A}_{j}^{-1}\right) - \frac{\boldsymbol{\zeta}_{ij}^{B} + 2\mathrm{Re}\left\{\boldsymbol{F}_{\mathrm{RF}}^{*}(i,j)\boldsymbol{\eta}_{i,j}^{B}\right\}}{1 + \boldsymbol{\zeta}_{ij}^{D} + 2\mathrm{Re}\left\{\boldsymbol{F}_{\mathrm{RF}}^{*}(i,j)\boldsymbol{\eta}_{i,j}^{D}\right\}}$$
(14)

式中:

$$\begin{split} \zeta_{i,j}^{B} &= B_{j}(i,i) + 2\operatorname{Re}\left\{\sum_{m \neq i,n \neq i} F_{\mathrm{RF}}^{*}(m,j)B_{j}(m,n)F_{\mathrm{RF}}(n,j)\right\}\\ \zeta_{i,j}^{D} &= D_{j}(i,i) + 2\operatorname{Re}\left\{\sum_{m \neq i,n \neq i} F_{\mathrm{RF}}^{*}(m,j)D_{j}(m,n)F_{\mathrm{RF}}(n,j)\right\}\\ \eta_{i,j}^{B} &= \sum_{l \neq i} B_{j}(i,l)F_{\mathrm{RF}}(l,j)\\ \eta_{i,j}^{D} &= \sum_{l \neq i} D_{j}(i,l)F_{\mathrm{RF}}(l,j)\\ \mathrm{th} \mp \mathbb{R}\mathbb{E} \mathbf{F}_{\mathrm{RF}}(i,j) = \mathrm{e}^{-j\theta_{i,j}}, \text{JJ} \text{T} \mp \theta_{i,j}$$
 的最优值应该满足:
$$\frac{\partial \tilde{f}\left(F_{\mathrm{RF}}\right)}{\partial \theta_{i,j}} = 0 \end{split}$$
(15)

结合上述结果可推导出 $\theta_{i,j}$ 为:

$$\begin{aligned}
\theta_{i,j}^{(1)} &= -\phi_{i,j} + \arcsin\left(\frac{z_{ij}}{|c_{ij}|}\right) \\
\theta_{i,j}^{(2)} &= \pi - \phi_{i,j} - \arcsin\left(\frac{z_{ij}}{|c_{ij}|}\right) \\
\vec{x} \oplus z_{ij} &= \operatorname{Im}\left\{2\left(\eta_{ij}^{B}\right)^{*}\eta_{ij}^{D}\right\}, c_{ij} = \left(1 + \zeta_{ij}^{D}\right)\eta_{ij}^{B} - \zeta_{ij}^{B}\eta_{ij}^{D}, \breve{\Delta} \mathrm{IL}:
\end{aligned}$$
(16)

$$\phi_{ij} = \begin{cases} \operatorname{arcsin}\left(\frac{\operatorname{Im}\left\{c_{ij}\right\}}{\left|c_{ij}\right|}\right), \operatorname{Re}\left\{c_{ij}\right\} \ge 0\\ \pi - \operatorname{arcsin}\left(\frac{\operatorname{Im}\left\{c_{ij}\right\}}{\left|c_{ij}\right|}\right), \operatorname{Re}\left\{c_{ij}\right\} < 0 \end{cases}$$

$$(17)$$

因为目标函数在整个 θ_{ij} 范围内是周期性的,所以 $\tilde{f}(F_{RF})$ 最小化问题只有一个解,相应的 θ_{ij} 最优解可写为:

$$\theta_{i,j}^{\text{opt}} = \arg\min_{\theta_{i,j}^{(1)},\theta_{i,j}^{(2)}} \left(\tilde{f}\left(\theta_{i,j}^{(1)}\right), \tilde{f}\left(\theta_{i,j}^{(2)}\right) \right)$$
(18)

由此通过射频模拟预编码器的推导计算,能够设计一种迭代算法,该算法从最初可行的RF预编码器开始,然后 根据式(18)的结果逐渐更新RF预编码矩阵的每个元素,直 到该算法收敛到*f*(*F*_{RF})的局部最小值。

2.3 混合预编码算法

根据以上研究,可总结得到面向多波束覆盖系统下行 链路中以最大化加权传输速率总和为设计目标的混合预编 码算法步骤,该算法是在F_{RF}的设计和P的设计之间进行迭 代。首先,输入参数 β_m ,P, σ^2 ,然后初始化 F_{RF} 和 $P = I_M$,接 着算法进入循环1,计算 $A_j = \tilde{H} \overline{F}_{RF}^{j} (\overline{F}_{RF}^{j})^{H} \tilde{H}^{H}$,接着进入循 环2,然后跟据式(14)和式(17)更新RF预编码器的每个元 素的相位,直到算法达到收敛条件,循环停止。然后假定当 前的RF预编码器,算法使用式(11)找到最佳功率分配P, 最后根据式(8)得到更新后的数字预编码矩阵。

值得注意的是,该混合波束成形算法得到的RF预编码 器的相位是具有无限分辨率的,即矩阵中的元素可以由任意 相角构成。但是获得精确相位控制所需的元件十分昂贵,又 由于混合结构中的移相器数量与天线数量成正比,因此对于 具有大规模天线阵列的系统,具有无限分辨率的移相器在实 际系统中并不存在,因此需要对有限分辨率限制下的移相器 进行研究。考虑一组具有 $f = \{1, \omega, \omega^2, \dots, \omega^{B-1}\}$ 结构的移相 器,其中, $\omega = e^{i\frac{2\pi}{B}}, B$ 为相角的总数,一般有 $B = 2^b, b$ 为移相 器分辨率的比特数。对于有限分辨率的移相器,式(6)所示 的加权传输速率总和最大化问题可以写成:

$$\max_{\boldsymbol{F}_{\mathrm{RF}}, \boldsymbol{V}_{D}, \boldsymbol{W}_{\mathrm{RF}}, \boldsymbol{W}_{\mathrm{D}}} \sum_{m=1}^{m} \boldsymbol{\beta}_{m} \boldsymbol{R}_{m}$$
s.t. $\operatorname{tr}(\boldsymbol{F}_{\mathrm{RF}} \boldsymbol{V}_{\mathrm{D}} \boldsymbol{V}_{\mathrm{D}}^{\mathrm{H}} \boldsymbol{F}_{\mathrm{RF}}^{\mathrm{H}}) \leq P$

$$\boldsymbol{F}_{\mathrm{RF}}(i,j) \in f, \forall i, j$$

$$\boldsymbol{W}_{\mathrm{RF}_{m}}(i,j) \in f, \forall i, j, m$$
(19)

解决式(19)的一种方法是对相角直接量化,先求出无限分辨率移相器假设下的RF波束成形器的各个元素,然后将每个元素的相角根据欧几里得距离量化到集合f中最接近的点。可表示为:

$$\hat{n} = \arg\min_{n \in \{0,1,\cdots,2^{b}-1\}} \left| \varphi - \frac{2\pi n}{2^{b}} \right|$$
(20)

式中: φ 为未经量化的相角,量化后的相角 $\hat{\varphi}$ 为2 $\pi \hat{n}/2^{\flat}$ 。但 是数值结果表明,对于低分辨率的移相器,这种方法也不可 行。因此本文在优化过程中考虑有限分辨率移相器的影 响,由于在分辨率较低的情况下,相角的集合是有限的,在 上文步骤中,可用集合f中所有相角带入式(13),找到使 $\tilde{f}(F_{\rm BF})$ 最小的相角,即求解以下问题:

$$\boldsymbol{F}_{\mathrm{RF}}(i,j) = \operatorname*{argmin}_{\boldsymbol{F}_{\mathrm{RF}}(i,j) \in f} \tilde{f}\left(\boldsymbol{F}_{\mathrm{RF}}\right)$$
(21)

由此可获得在移相器分辨率有限的情况下,面向混合 结构的多波束设计方法。

3 仿真验证

为了验证本文采用的波束设计方法的性能,这里从波

束形状、传输速率等角度对该波束设计方法进行评价。考虑一个用户数为3的多波束覆盖场景。基站采用面阵天线,每个用户拥有相同的优先级的单天线接收,即 $\beta_m = 1, \forall m$ 。阵元间距为半波长。

3.1 波束形状

假设信道状态信息已知,莱斯因子K = 13.5dB, $N_{\rm BS} = 12 \times 12$, $N_{\rm RF}^{i} = 4$,分别进行1000次蒙特卡罗独立试验。对比算法为参考文献[13]和参考文献[14]中的混合波束设计方法,参考文献[13]通过与每个用户的信道相位匹配进行 $F_{\rm RF}$ 的设计,而参考文献[14]中 $F_{\rm RF}$ 的设计与每个用户信道的主路径相关。图2是通过不同方法得到的波束图。

如图2所示,从波束形状这一定性角度来看,本文采用 的面向多用户场景下的多波束设计方法产生的波束更规 则,对于目标区域覆盖效果更优。而传统的多波束设计方 法,其产生的波束在区域内的波束会产生较大程度的畸变, 影响波束覆盖性能。

3.2 传输速率

以上是在波束形状的角度进行讨论,本文在相同仿真参数的条件下,同时对传输速率总和这一定量指标进行了仿真 试验。图3给出了不同方法的传输速率总和的仿真结果。

如图3所示,随着信噪比的增加,三种方法的传输速率 都呈现出增长的趋势,但本文采用的混合波束设计方法较 其他两种方法有更高的传输速率总和。而从图3(a)和图3 (b)的对比可以发现,当射频链数目增加时,各方法传输速 率总和增加幅度不大,这意味着在设备限制的实际情况下, 该波束设计方法亦能提供较高的通信质量,从另一个侧面 验证了该方法系统复杂度不高。

3.3 量化方法

为了对比不同相角量化方法对毫米波多波束覆盖场景下的性能影响,同样考虑一个与以上参数相同的系统,并假设 $N_{\rm RF}^{\rm L}$ = 6, $N_{\rm BS}$ = 16×16,分别应用式(21)所示的方法和参考文献[13]中直接量化的方法在移相器分辨率的比特数b = 1,2,3的情况下进行1000次蒙特卡罗独立试验。不同量化方法对传输速率总和的影响如图4所示。

如图4所示,在相同分辨率的情况下,本文采用的相 角量化策略获得的传输速率比直接量化方法得到的速率 高,展现了该方法的有效性,这是因为直接量化方法是根 据系统可实现的角度直接对得到的相角进行量化,这样会 造成较大的误差,而本文的方法策略是在求解相角的过程 中将所有可能的值带入优化函数,找到最优的相角。此外 在这两种方法中,图4也显示了随着分辨率的提高,传输



速率总和增大的结果,验证了分辨率越高传输速率越高的 结论。

4 结论

在本文的研究中,研究重点考虑了无人机基站多波束 覆盖背景,针对传统的多波束覆盖场景下硬件成本和系统





图3 不同方法的传输速率总和对比







复杂度较高的问题,本文从多用户场景下的混合波束成形 结构入手,基于多波束总体频谱效率最大化问题对波束进 行设计优化,对比了不同波束设计方法,试验表明本文提出 的面向多波束场景下的混合预编码算法产生的波束能获得 更高的传输速率总和,并且针对实际中有限分辨率移相器 的限制,提出的改进的相角量化方法相较于经典的直接量 化相角方法得到的波束具有更高的传输速率,为未来无人 机毫米波基站多波束覆盖的研究应用中提供了一定的参考 意义。

参考文献

- [1] Asadpour M, Bergh B V D, Giustiniano D, et al. Micro aerial vehicle networks: an experimental analysis of challenges and opportunities[J]. IEEE Communications Magazine, 2014, 52 (7):141-149.
- [2] 卓琨,张衡阳,郑博,等.无人机自组网研究进展综述[J].电信 科学,2015,31(4):128-138.

Zhuo Kun, Zhang Hengyang, Zheng Bo, et al. Progress of UAV Ad Hoc network: a survey[J]. Telecommunications Science, 2015, 31(4):128-138. (in Chinese)

- [3] 张旭东,郝明月,尹航,等. 基于 SWOT-PEST 分析的无人靶 机产业发展研究[J]. 航空科学技术, 2019, 30(7):80-84.
 Zhang Xudong, Hao Mingyue, Yin Hang, et al. Research on the development of unmanned aerial target industry based on SWOT-PEST analysis[J]. Aeronautical Science & Technology, 2019, 30(7):80-84. (in Chinese)
- [4] Jusak J, Pratikno H, Putra V H. Internet of medical things for cardiac monitoring: paving the way to 5G mobile networks
 [C]// 2016 IEEE International Conference on Communication, Networks and Satellite (COMNETSAT), Surabaya, 2016: 75-79.
- [5] Merwaday A, Guvenc I. UAV assisted heterogeneous networks for public safety communications[C]// 2015 IEEE Wireless Communications and Networking Conference Workshops (WCNCW), New Orleans, LA, 2015: 329-334.
- [6] 杨春宁, 杜黎明, 李春. 未知区域无人机协同搜索方法及效率 分析[J]. 航空科学技术, 2019, 30(10):56-63.
 Yang Chunning, Du Liming, Li Chun. Methods and efficiency comparison of UAV swarms collaborative search in unknown area[J]. Aeronautical Science & Technology, 2019, 30(10):56-63. (in Chinese)
- [7] Roh W, Seol J Y, Park J, et al. Millimeter-wave

beamforming as an enabling technology for 5G cellular communications: theoretical feasibility and prototype results [J]. IEEE Communications Magazine, 2014, 52(2):106-113.

- [8] Xiao Zhenyu, Xia Pengfei, Xia Xianggen. Hierarchical multibeam search for millimeter-wave MIMO systems[C]// 2016 IEEE 83rd Vehicular Technology Conference (VTC Spring), IEEE, 2016: 1-5.
- [9] Sulyman A I, Alwarafy A, Maccartney G, et al. Directional radio propagation path loss models for millimeter-wave wireless networks in the 28, 60, and 73 GHz bands[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2016, 15 (10) : 6939 - 6947.
- [10] Yu Bo, Yang Liuqing, Ishii H. 3D beamforming for capacity improvement in macro cell-assisted small cell architecture[C]// 2014 IEEE Global Communications Conference, Austin, TX, 2014: 4833-4838.
- [11] Kulkarni M N, Singh S, Rews J G. Coverage and rate trends in dense urban mmWave cellular networks[C]// 2014 IEEE Global Communications Conference, Austin, TX, 2014: 3809-3814.
- [12] Song J, Choi J, Love D J. Common codebook millimeter wave beam design: designing beams for both sounding and communication with uniform planar arrays[J]. IEEE Transactions on Communications, 2017, 65(4): 1859-1872.
- [13] Liang Le, Dai Yongyu, Xu Wei, et al. How to approach zeroforcing under RF chain limitations in large mmwave multiuser systems[C]// 2014 IEEE/CIC International Conference on Communications in China (ICCC), Shanghai, 2014; 518-522.
- [14] Liang Le, Xu Wei, Dong Xiaodai. Low-complexity hybrid precoding in massive multiuser MIMO systems[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2014, 3(6):653-656.
- [15] Bartlett M. S. An inverse matrix adjustment arising in discriminant analysis[J]. The Annals of Mathematical Statistics, 1951, 22(1):107-111.

(责任编辑 王为)

作者简介

王磊(1995-)男,硕士。主要研究方向:无人机毫米波 通信。

Tel: 15651018770 E-mail: wangleinuaa@nuaa.edu.cn

72 机2件		子仅不	Jun. 25 2020 Vol. 31 No.06
顾勇(1996-)男,硕士。主要研究方向:毫米波波束搜索与		李鹏辉(1996-)男,硕士。主要研究方向:波束跟踪。	
人工智能等。		Tel: 15852929506	
Tel: 18795992020	E-mail: 1475510462@qq.com	E-mail: 2846745479(@qq.com
仲伟志(1980-)女,副教授。主要研究方向:毫米波通信与		朱秋明(1979-)男,副教授。主要研究方向:电波传播环境	
MIMO 技术等。		测试、航空数据链技术等。	
Tel: 13951976651	E-mail: zhongwz@nuaa.edu.cn	Tel: 13913949577	E-mail: zhuqiuming@nuaa.edu.cn

65-5-51-00-44- D.

-- ---- ... -...

Multi-Beam Optimization Design for UAV Millimeter Wave Base Stations

Wang Lei*, Gu Yong, Zhong Weizhi, Li Penghui, Zhu Qiuming

_ _

Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing 210016, China

Abstract: In order to ensure the communication capacity in the multi-beam coverage area of the UAV millimeter wave base station and reduce the hardware cost and system complexity, a beam optimization design method based on a hybrid beamforming structure is proposed. This method starts with the structure of the multi-beam hybrid forming system, and then designs the digital precoder and the RF phase-shifted precoder based on the problem of maximizing the overall spectral efficiency of the multibeam to achieve the goal of reducing the number of system RF chains. Simulation experiments show that the beam design method can achieve better beam gain while reducing system complexity, thereby improving the communication quality of users in the target coverage area of the UAV.

Key Words: UAV base station; millimeter wave; beam coverage; beam design

Received: 2020-02-18; Revised: 2020-04-14; Accepted: 2020-05-15

*Corresponding author.Tel. : 15651018770 E-mail: wangleinuaa@nuaa.edu.cn

Foundation item: Aeronautical Science Foundation of China(2017ZC52021); Foundation of Graduate Innovation Center in NUAA (kfjj20191501)