

用于通信的自由空间光/毫米波复合天线设计

王一婷^{1,2}, 杨苏辉^{1,2}, 李卓^{1,2*}, 郝凯子^{1,2}, 王欣^{1,2}

¹北京理工大学光电学院, 北京 100081;

²精密光电测试仪器与技术北京市重点实验室, 北京 100081

摘要 提出一种用于点对点通信的自由空间光/毫米波(FSO/MMW)复合天线设计方法;提出传输线理论-射线追踪混合算法(TLT-RTM),用于快速高效模拟包含有损介质的电大尺寸复合天线的传输特性,并利用该算法对复合天线进行优化设计。复合天线的光学波段工作波长为1550 nm,毫米波频率为28 GHz。复合天线口径为200 mm,有效焦距为816.86 mm。对于光波,对比度调制传递函数下降到0.7时对应的空间频率为30 lp/mm;对于毫米波,复合天线增益为32.97 dBi,半功率宽度为3.29°。该复合天线可用于5G通信中点对点地面链接的光学信号和毫米波信号共口径复合传输。

关键词 光通信;自由空间光通信;毫米波;复合天线;混合传输线理论-射线追踪算法

中图分类号 TN929.12

文献标识码 A

doi: 10.3788/AOS201939.1206001

Design of Compound Free Space Optical/Millimeter Wave Antenna for Communication

Wang Yiting^{1,2}, Yang Suhui^{1,2}, Li Zhuo^{1,2*}, Hao Kaizi^{1,2}, Wang Xin^{1,2}

¹School of Optics and Photonics, Beijing Institute of Technology, Beijing 100081, China;

²Beijing Key Laboratory for Precision Optoelectronic Measurement Instrument and Technology, Beijing 100081, China

Abstract A design method of compound free space optical/millimeter wave (FSO/MMW) antenna for point-to-point communication is proposed. A hybrid transmission line theory-ray tracing method (TLT-RTM) is proposed for rapid and efficient simulation of the FSO/MMW antenna, which contains an absorption dielectric material with electrically large size. Meanwhile, a compound antenna is optimized using TLT-RTM. The working wavelength of the compound antenna in optical spectrum is 1550 nm and the microwave frequency is 28 GHz. The aperture of the compound antenna is 200 mm and the effective focal length is 816.86 mm. The spatial frequency is 30 lp/mm when the contrast transfer function is reduced to 0.7 for optical wave. The gain of the compound antenna is 32.97 dBi and the half power bandwidth is 3.29° for millimeter wave. The compound antenna can be applied to transmitting optical and millimeter wave signals at the common aperture in point-to-point terrestrial links of 5G communication networks.

Key words optical communications; free space optical communication; millimeter wave; compound antenna; hybrid transmission line theory-ray tracing method

OCIS codes 060.4510; 120.5700; 220.2740; 140.3070

1 引 言

高速率和大容量是下一代通信的发展需求。自由空间光通信传输速率高(Gbit/s)、容量大、保密性好,是最有发展前景的通信方式之一。然而,自由空间光通信易受大气的影响^[1],大雾天气下其损耗高

达100 dB/km^[2-3],可导致通信误码率增加或通信中断,可靠性下降^[4-5]。毫米波通信的传输速率虽不及自由空间光通信的传输速率高,但适合全天候工作,可靠性高^[6]。自由空间光/毫米波(FSO/MMW)复合通信是一种能有效结合二者优势的方法^[7-8]。FSO/MMW复合通信凭借高速率和大容量的优势

收稿日期: 2019-04-25; 修回日期: 2019-07-13; 录用日期: 2019-08-08

基金项目: 国家自然科学基金(61835001,61875011)

* E-mail: lizhuo@bit.edu.cn

被认为是 5G 网络中点对点地面链接方法的有效方案^[6-9]。例如,它可以为 5G 回程提供 Gbit/s 的通信速率,可以千米/小时量级的速率进行大容量的数据传输和存储,大大降低了大数据的传输成本。除此之外,它也可用于高海拔平台站间的延迟敏感数据包传输^[10]。

早在 2004 年,美国国防部高级研究计划局就开始尝试将空间光通信和射频通信结合到一个网络中,并启动了自由空间光和射频组合链路实验项目^[11]。如何实现自由空间光和毫米波共口径复合是其中的关键技术之一。目前已知的仅有 Abadi 等^[12-13]设计了一种用于通信的共口径收发两用复合天线。该复合天线实现了共口径收发自由空间光信号和射频信号,但其结构复杂,尺寸过大(主镜直径 475 mm),通光孔径小(直径 85 mm),光能利用率低。本文设计了一种卡塞格林结构的的天线,能实现自由空间光和毫米波的共口径复合。相比诺森比亚大学的复合天线(毫米波增益 27.52 dBi),该天线中的毫米波增益更高,通光孔径大,能接收更多的光能量,光学天线增益更高。该天线光学部分采用卡塞格林光学望远镜形式,因此能极大地压缩光束发散角,实现高的光学增益,有利于空间传输^[14]。

Abadi 等^[12-13]使用商业软件 CST 对复合天线的辐射特性进行了计算和仿真,但该方法耗时耗内存,不利于电大尺寸天线的优化仿真。陈亚萍等^[15]使用几何光学的方法对类似结构的 FSO/MMW 共口径目标模拟器进行了优化设计,但忽略了有损介质对辐射特性的影响。共口径 FSO/MMW 复合天线的尺寸属于电大尺寸,即使利用多层快速多极子加速算法(MLFMM)对单个实体模型进行仿真计算也需消耗大的内存和时间,若要对结构进行优化,则需要更多内存和时间,因此需要寻找一种复合天线毫米波辐射特性的快速计算和高效设计方法。为此,本文提出一种传输线-射线追迹混合算法(TLT-RTM),使用几何光学方法对毫米波射线进行追迹,同时将天线介质区域等效为传输线,这样既保证了计算速率,又可分析复合天线介质参数对辐射特性的影响。本文利用所提的算法得到了 FSO/MMW 复合天线的最优参数,并对其毫米波性能进行了精确计算。

2 FSO/MMW 复合天线原理

2.1 FSO/MMW 卡塞格林结构

卡塞格林结构可应用于光波/射频双模制导装

置中,以实现两个工作波段信号的共口径复合。卡塞格林结构可以充分利用其口径对光学信号和毫米波信号进行复合,而且复合信号的光轴和电轴重合。另外,该系统中光学与毫米波共用口径,结构简单,体积小,质量小,成本低。因为天线收发互易,系统不仅可以用作发射天线,而且也可以用作接收天线。以下只讨论其作为发射天线时的设计,这种方法也适用于复合接收天线设计。

自由空间光信号/毫米波信号共口径复合天线的工作原理如图 1 所示。复合天线结构包括三部分:毫米波馈源或毫米波探测器,自由空间光/毫米波复合器件,光学馈源(包括校正透镜)或光学探测器。作为发射端,介质分色镜透射毫米波信号并反射光学信号,混合信号通过抛物面反射镜的反射后由共口径输出;作为接收端,混合信号传播方向与发射端的方向相反,被分色镜分离后分别被毫米波探测器和光学探测器接收。其中,FSO/MMW 复合器件包括介质分色镜和抛物面反射镜,是自由空间光信号和毫米波信号共用的器件。自由空间光信号和毫米波信号通过波束复合器件实现共口径合成。

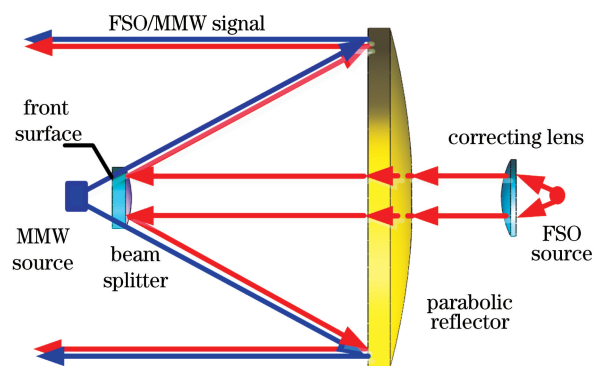


图 1 FSO/MMW 复合天线工作原理图

Fig. 1 Working principle diagram of compound FSO/MMW antenna

2.2 基于 TLT-RTM 的设计方法

FSO/MMW 复合天线的设计分为光学系统设计和毫米波天线设计两部分,这两部分相互联系,在设计时需要综合考虑。由于光学信号波长更短,对复合结构要求很高,因此首先设计光学结构,待光学结构满足要求后再进行毫米波天线结构的优化设计。由于毫米波信号与光学信号共用抛物面反射镜和分色镜的前表面,因此它们的尺寸大小和面形在完成光学结构设计后暂时固定,在毫米波结构设计中不作调整,除非毫米波指标无法满足,则重新设计和调整光学结构。光学结构设计固定

后,根据分色镜的毫米波透过率要求,基于 TLT-RTM 确定分色镜的结构参数,从而确定复合天线的结构。利用商业软件 FEKO 分析和计算其毫米波性,若不满足毫米波设计要求,则重新设计和调整光学结构,直至光学指标及毫米波指标均满足要求为止。

FSO/MMW 复合天线设计的目标是使自由空间光和毫米波信号实现共口径合成,同时,光学信号和毫米波信号均具有高增益和小的发散角,以保证通信时强的信号传输能力和远的传输距离。从图 1 可以看出,毫米波发射天线会穿过介质分色镜,从而引起毫米波信号的衰减。介质分色镜采用电介质材料上镀制光学高反射膜系的方式实现对激光信号的高反射率反射。膜系使用非金属材料减小对毫米波信号的衰减。考虑到介质分色镜为有损介质,提出一种混合算法,将传输线理论和射线追踪法相结合,用于分析透镜对毫米波信号的衰减。图 2 表示 TLT-RTM 模型;对毫米波射线追迹至观察面,在追迹过程中,将介质分色镜看作是一段有损传输线,由此得到观察面上的电场分布。由于该天线为旋转对称结构,因此,可将三维空间追迹简化为二维空间追迹。

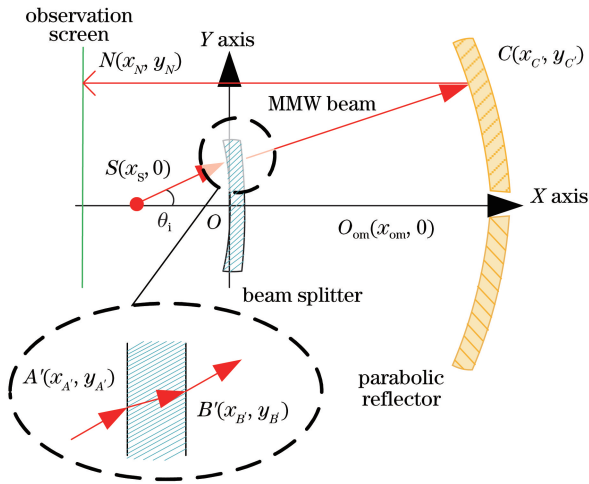


图 2 TLT-RTM 模型
Fig. 2 TLT-RTM model

毫米波馈源位置记为 $S(x_s, 0)$, 下角标 S 表示馈源;介质分色镜前表面中心位于 $O(0, 0)$ 处, 抛物面反射镜顶点位于 $O_{om}(x_{om}, 0)$ 处, 下角标 om 表示抛物面反射镜顶点。其中, 介质分色镜介质厚度为 d , 电介质相对介电常数为 ϵ_r , 损耗角正切为 $\tan \delta$ 。介质分色镜后表面曲率半径为 R_b , 下角标 b 表示分色镜后表面;前表面曲率半径为 R_{sf} , 下角标 sf 表示分色镜前表面;抛物面反射镜曲率半径为 R_p , 下角标 p 表示抛物面反射镜。馈源的电场强度方向函数

记为 $F(\theta'')$, θ'' 为空间方向角。

介质分色镜前表面可表示为

$$y^2 = 2R_{sf}x. \quad (1)$$

追踪 θ_i 方向上的射线 SA' , 该射线斜率 $k_{SA'} = \tan \theta_i$, A' 点位置可表示为

$$\begin{cases} y^2 = f(x) = 2R_{sf}x \\ y = (x - x_s) \tan \theta_i \end{cases} \quad (2)$$

A' 点处界面法线斜率 k_1 可表示为

$$k_1 = \frac{\sqrt{2R_{sf}x}}{2x}, \quad (3)$$

由此可得, 在分色镜前表面分界面处的入射角 θ_{i1} 可表示为

$$\theta_{i1} = \arctan \frac{k_{SA'} - k_1}{1 + k_{SA'}k_1}. \quad (4)$$

根据折射定律, A' 点处折射角 θ_{t1} 为

$$\theta_{t1} = \arcsin \frac{\sin \theta_{i1}}{\sqrt{\epsilon_r}}. \quad (5)$$

由折射角 θ_{t1} 可得射线 $A'B'$ 的斜率为

$$k_{A'B'} = \frac{\sin \theta_{t1} + k_1 \sqrt{1 - \sin^2 \theta_{t1}}}{\sqrt{1 - \sin^2 \theta_{t1}} - k_1 \sin \theta_{t1}}. \quad (6)$$

进而, $A'B'$ 可表示为 $y = k_{A'B'}(x - x_{A'}) + y_{A'}$, 联立分色镜后表面方程求解 B' 点位置, 即

$$\begin{cases} y^2 = f(x) = 2R_b(x - d) \\ y = k_{A'B'}(x - x_{A'}) + y_{A'} \end{cases} \quad (7)$$

射线被分色镜折射后, 从 B' 点出射, 并在抛物面反射镜上的 C' 点处反射, 反射后到达观察面上的 N 点。其中, 射线 $B'C'$ 的斜率可表示为

$$k_{B'C'} = \frac{k_2 + \tan \theta_{i2}}{1 - k_2 \tan \theta_{i2}}, \quad (8)$$

式中: θ_{i2} 为在分色镜后表面 B' 点分界面处的折射角, 类似于求分色镜前表面 A' 点处的折射角 θ_{t1} 的方法, θ_{i2} 可由折射定律求得; k_2 为分色镜后表面 B' 点分界面处的法线斜率, $k_2 = -(2y_{B'}/R_b)$ 。因此, $B'C'$ 可表示为 $y = k_{B'C'}(x - x_{B'}) + y_{B'}$, 抛物面反射镜面可表示为 $y^2 = 2R_p(x - x_{om})$, 联立两方程可得 C' 点位置。

C' 点处界面法线斜率 $k_3 = -2y_{C'}/R_p$, 反射面处 C' 点入射角 θ_{i3} 可表示为

$$\theta_{i3} = \arctan \frac{k_{B'C'} - k_3}{1 + k_{B'C'}k_3}. \quad (9)$$

对于抛物面反射镜, 入射角等于反射角, 因此射线 $C'N$ 的斜率 $k_{C'N}$ 可表示为

$$k_{C'N} = \frac{k_3 + \tan \theta_{i3}}{1 - k_3 \tan \theta_{i3}}. \quad (10)$$

$C'N$ 的方程可表示为 $y = k_{C'N}(x - x_{C'}) + y_{C'}$, 由此可以得到馈源发出的 θ_1 方向上毫米波射线经过传输最终落在观察面上 N 点的位置坐标。

仅对光线进行追迹会忽略有损介质分色镜对毫米波的损耗, 因此需要在追迹至分色镜处分析分色镜对毫米波信号的衰减。由于介质分色镜的曲率半径和尺寸相对天线工作波长来说比较大, 因此可将介质分色镜局部近似为平板结构^[16], 将微波穿过透镜不同位置看作局部平面波穿过平板介质。由传输线理论可知, 对于图 3 中所示的均匀传输线电路, 其传输线方程可表示为

$$\begin{bmatrix} U_0 \\ I_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_2 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cosh(\dot{\gamma}l) & Z_c \sinh(\dot{\gamma}l) \\ \sinh(\dot{\gamma}l)/Z_c & \cosh(\dot{\gamma}l) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_2 \\ I_2 \end{bmatrix}, \quad (11)$$

式中: U_0, I_0 分别为传输线输入端口的电压和电流; U_2, I_2 分别为传输线输出端口的电压和电流; Z_c 为传输线特性阻抗; $\dot{\gamma} = \alpha + j\beta$ 为传播常数; α 和 β 分别为衰减和相位常数; l 为均匀传输线的长度。

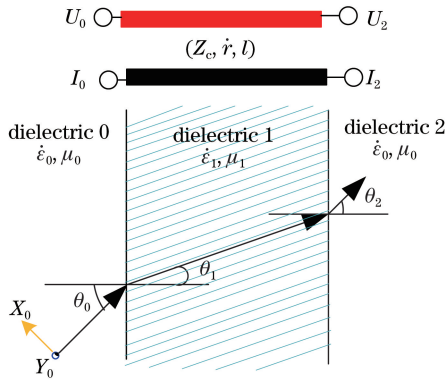


图 3 等效传输线示意图

Fig. 3 Diagram of equivalent transmission line

在图 3 中, 微波从介质 0 入射到介质 1 的入射角为 θ_0 , 折射角为 θ_1 , 微波从 1 出射到介质 2 的折射角 θ_2 。由于为单层板, 因此介质 0 和介质 2 为相同介质。设介质 0 (介质 2) 的导磁率为 μ_0 , 复介电常数为 ϵ_0 , 介质 1 的导磁率为 μ_1 , 复介电常数为 ϵ_1 , 根据边界条件, 图 3 中所示的均匀各向同性的介质平板的水平极化转移矩阵方程和垂直极化转移矩阵方程可统一表示为

$$\begin{bmatrix} Y_0 \\ X_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_1 & B_1 \\ C_1 & D_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Y_2 \\ X_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cosh(j\gamma d) & Z_{c1} \sinh(j\gamma d) \\ \sinh(j\gamma d)/Z_{c1} & \cosh(j\gamma d) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Y_2 \\ X_2 \end{bmatrix}, \quad (12)$$

式中: Z_{cn} 为介质 n ($n=0, 1, 2$) 的等效特性阻抗, 下角标 c 表示阻抗为等效阻抗, 下角标 n 表示介质沿微波传播方向的次序关系; d 为介质平板厚度; $\gamma = k_1 \cos \theta_1 = \omega \sqrt{\mu_1 \epsilon_1} \cos \theta_1$ 为等效传播常数, 其中 k_1 为介质 1 中的传播常数, ω 为角频率。对于水平 (垂直) 极化波, Y_0 为介质 0 区域和介质 1 区域边界的切向电场 (磁场) 分量, X_0 为介质 0 和介质 1 边界的切向磁场 (电场) 分量; 对于水平 (垂直) 极化波, Y_2 为介质 1 和介质 2 边界的切向电场 (磁场) 分量, X_2 为介质 1 和介质 2 边界的切向磁场 (电场) 分量。

比较 (11) 式和 (12) 式可知, 转移矩阵方程与传输线方程的形式一致, $\dot{\gamma}l$ 与 $j\gamma d$ 相对应, 因此可以将介质分色镜局部看作一段传输线^[16-17]。

垂直极化和水平极化波的等效特性阻抗不同, 可表示为

$$\begin{cases} Z_{cn}^{\parallel} = Z_n \cos \theta_n = \sqrt{\mu_n / \epsilon_n} \cos \theta_n \\ Z_{cn}^{\perp} = Z_n / \cos \theta_n = \sqrt{\mu_n / \epsilon_n} / \cos \theta_n \end{cases}, \quad (13)$$

式中: Z_{cn}^{\parallel} 为水平极化波等效阻抗; Z_{cn}^{\perp} 为垂直极化波等效阻抗; Z_n 为特性阻抗; μ_n 为导磁率; ϵ_n 为复介电常数; θ_n 为入射角。

求解传输线矩阵方程, 可得单层平板的透过系数为

$$T = \frac{2}{(A_1 + B_1/Z_{c0}) + (Z_{c0}C_1 + D_1)}. \quad (14)$$

由 (14) 式可得馈源在 θ_1 方向上的毫米波射线信号经过有损介质分色镜后的透过率。

3 FSO/MMW 复合天线设计

复合天线的技术指标为: 1) 毫米波信号频率为 28 GHz, 光学信号中心波长为 1550 nm; 2) 主镜口径 $D_0 = 400$ mm, 介质分色镜口径 $D_1 = 40$ mm; 3) 光学视场角 $\theta' = \pm 0.3$ mrad, 卡塞格林系统焦距 $f = 816.86$ mm; 4) 探测器光敏面尺寸 $d_{det} = 250$ μ m, 下角标 det 表示探测器; 5) 介质分色镜对毫米波信号的损耗不大于 15%; 6) 毫米波增益不小于 25 dBi。

3.1 复合天线光学结构设计

由图 1 可知, 当复合天线作为发射端时, 可看作光源通过光学天线后成像在无穷远处。在设计过程中, 如果从物到像进行光线追迹, 则不方便对光学系统性能进行评价。根据光路可逆原理, 可以反向追迹光线。为了便于设计和评价光学天线, 可以从光学天线的接收端进行设计。

利用反向设计方法进行设计,由光学关系计算出抛物面反射镜和介质分色镜的结构参数,在此基础上添加非球面校正透镜,利用 ZEMAX 中的全局优化功能,设计并优化得到光学系统结构(图 4),结构参数如表 1 所示。

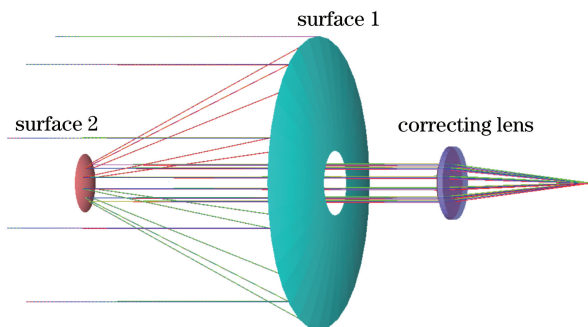


图 4 光学系统结构图

Fig. 4 Structural diagram of optical system

由 ZEMAX 输出参数可知,该结构主镜口径 $D_0 = 400$ mm,介质分色镜口径 $D_1 = 40$ mm,系统焦距 $f = 816.86$ mm,满足设计要求。

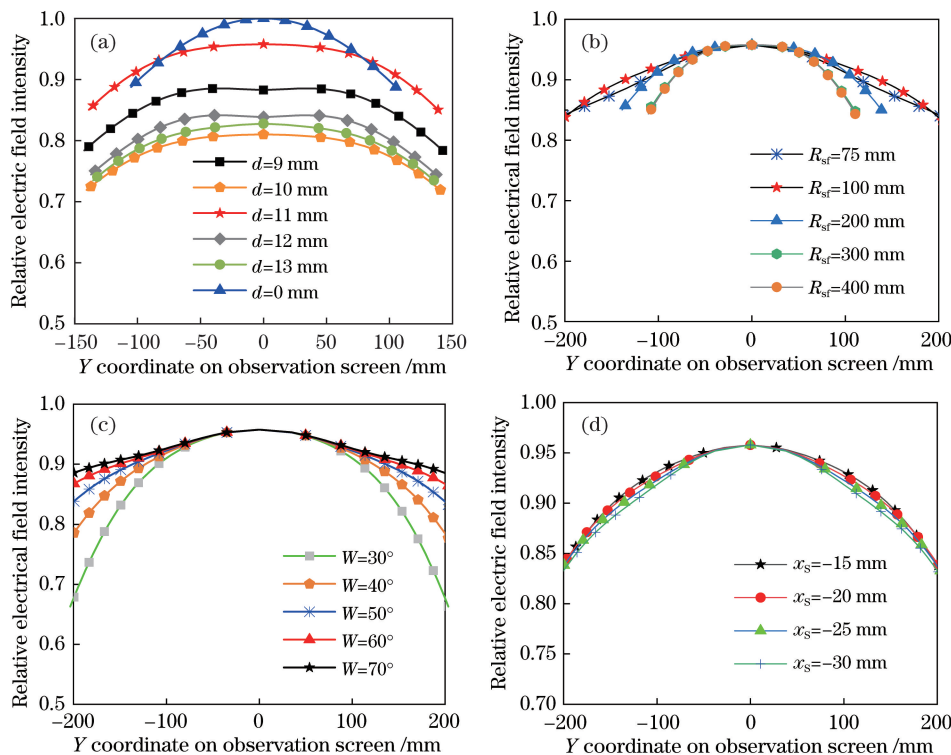


图 5 不同结构参数对观察面上相对电场分布的影响。(a) 介质分色镜中心厚度的影响;

(b) 介质分色镜前表面曲率 R_{sf} 的影响; (c) 发射馈源半功率宽度的影响; (d) 馈源位置的影响

Fig. 5 Influences of structural parameters on relative electric field distribution on observation screen. (a) Influence of center thickness of beam splitter; (b) influence of curvature of beam splitter front surface; (c) influence of half power bandwidth of feed; (d) influence of location of feed

由图 5(a)可以看出,改变介质分色镜中心厚度 d ,相对电场强度分布则会改变,当 $d = 11$ mm 时,

表 1 复合天线光学结构参数

Table 1 Optical structure parameters of compound antenna

Surface number	Radius /mm	Thickness /mm	Glass	Conic
1	-400.00	-175	Mirror	-1.000
2	-50.00	195	Mirror	-1.000
3	51.12	10	N-BK7	-0.575

3.2 天线毫米波结构优化设计

用 sinc 函数模拟一定波束宽度的毫米波馈源方向图 $F(\theta'') = \text{sinc}(a\theta'')$,其中 a 为系数,当 θ'' 为半功率宽度 W 时, $F(\theta'') = 0.707$ 。

介质分色镜需镀制对光学信号高反射的膜系,选用石英作为介质分色镜材料,其相对介电常数 $\epsilon_r = 3.7$,损耗角正切值 $\tan \delta = 0.005$ 。分别改变介质透镜中心厚度 d 、前表面曲率半径 R_{sf} ,毫米波馈源距离介质分色镜的位置和馈源方向,使用 TLT-RTM 混合算法求得观察面上的相对电场分布(图 5)。

毫米波穿过介质分色镜的损耗为极小值,因此,介质分色镜中心厚度取 11 mm。由图 5(b)可知,前表面

曲率半径 $R_{sf} = 100$ mm 时,毫米波损耗为极小值,且发散角较小。图 5(c)表示发射馈源半功率宽度(W)改变时,观察面上相对电场的分布曲线。半功率宽度越大,复合天线对毫米波的准直性能越好,总损耗也越小,但波束宽度不能过大,否则会使得天线发射效率因波束宽度远大于抛物面反射镜尺寸而降低。图 5(d)反映馈源位置 x_s 对损耗的影响,由图可知,馈源的位置在一定范围内对毫米波通过分色镜的损耗影响不大;因此,将馈源中心置于抛物面反射镜的焦点位置处。综上分析,确定复合天线结构参数如表 2 所示。

表 2 复合天线结构参数

Table 2 Structural parameters of compound antenna

Device	Parameter	Value
Parabolic reflector	Diameter /mm	200
	Hole diameter /mm	22
	Ratio of focal length to diameter	1
Beam splitter	Diameter /mm	40
	Radius offront face /mm	100
	Thickness /mm	11
Antenna	Optical wavelength /nm	1550
	Millimeter wave frequency /GHz	28
	Aperture /mm	200
	Effective focal length /mm	816.86
	Size /(mm×mm×mm)	200×200×430

根据以上复合天线的结构,在 Matlab 软件中基于 TLT-RTM 进行二维空间追迹,计算介质分色镜在 $0^\circ \sim 30^\circ$ 追迹方向上的功率透过率。由于分色镜曲率半径相对天线工作波长而言比较大,可局部近似为介质平板,因此在 FEKO 中建立毫米波透过介质平板模型,求得相同追迹方向上介质分色镜的功率透过率,比较两者的计算结果(图 6),发现二者基本一致。由 TLT-RTM 混合算法计算得到的不同追迹方向上的功率透过率如图 6 所示,其透过率平均值为 90.09%,因此该介质分色镜的损耗为 $\delta_s = 1 - 90.09\% = 9.91\%$,满足设计要求。

根据表 2 中的复合天线结构,使用 28 GHz 圆形口面喇叭作为毫米波馈源,在 FEKO 中建立如图 7 所示的模型,馈源中心位于抛物面反射镜的焦点处,在距离为 r 、仰角为 θ 、方位角为 φ 的球面坐标系 (r, θ, φ) 中使用 MLFMM 算法计算包围该复合天线的某球面上的电场分布 $E_1(r_0, \theta, \varphi)$,该球面半径为 r_0 。保持其他条件不变,去掉介质分色镜,计算

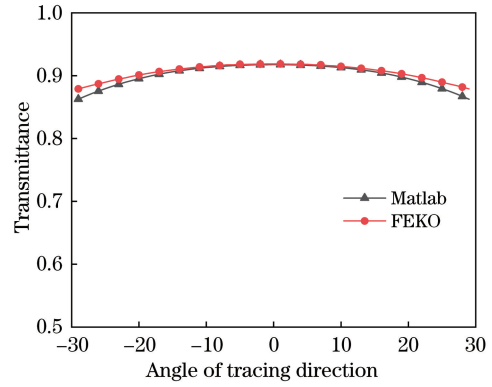


图 6 不同追迹方向上分色镜的功率透过率

Fig. 6 Transmittance of splitter in different tracing directions

该结构在相同半径球面上的电场分布 $E_0(r_0, \theta, \varphi)$ 。辐射功率 P 可表示为

$$P = \int_0^{2\pi} \int_0^\pi \frac{1}{2} \frac{|E|^2}{120\pi} r^2 \sin \theta d\theta d\varphi, \quad (15)$$

式中: r 为球面半径。

根据(15)式^[18],将电场分布 $E_0(r_0, \theta, \varphi)$, $E_1(r_0, \theta, \varphi)$ 分别代入电场 E ,求得有分色镜和去掉分色镜时两种结构的辐射功率 P_0 和 P_1 ,得到该介质分色镜的损耗为 $\delta'_s = 1 - P_1/P_0 = 1 - 90.38\% = 9.62\%$,满足设计要求,且与基于 TLT-RTM 计算得到的损耗 δ_s 近似一致。

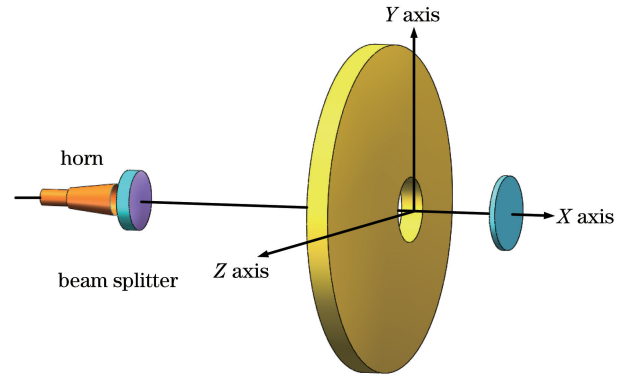


图 7 复合天线结构示意图

Fig. 7 Structural diagram of compound antenna

3.3 复合天线性能分析

3.3.1 光学性能分析

复合天线的点扩展函数如图 8 所示,可知该光学天线在像面上点扩展函数能量对比度高,能量集中,而且没有副瓣,成像效果很好。复合天线的光学传递函数如图 9 所示,光学系统调制传递函数曲线下降到 0.7 时对应的空间频率为 30 lp/mm,成像质量优良,各视场传递函数接近系统的衍射极限,实际成像结果接近理想成像结果。

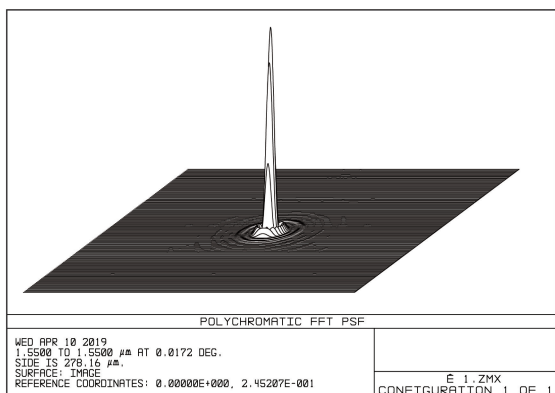


图 8 复合天线点扩展函数
Fig. 8 Point spread function of compound antenna

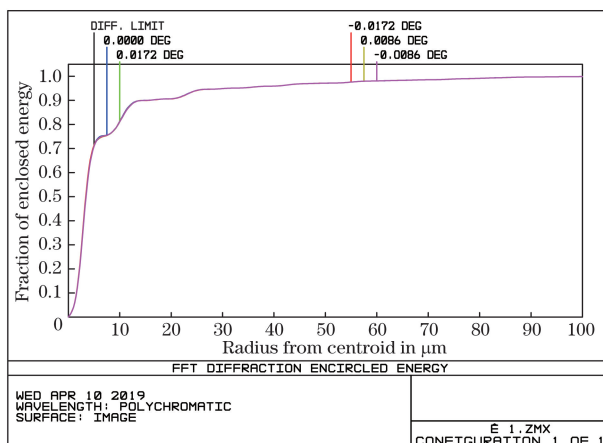


图 10 复合天线能量分布
Fig. 10 Optical energy distribution of compound antenna

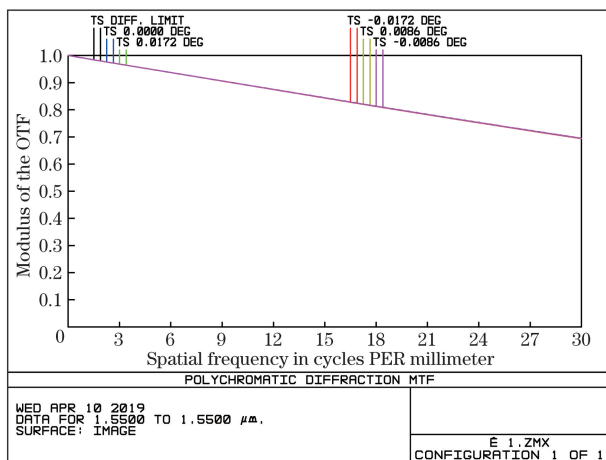


图 9 复合天线调制传递函数曲线
Fig. 9 Modulation transfer function curve of compound antenna

用光线与像平面的交点计算光学系统的包围能量圆,从中心点以一定半径作圆,根据此圆内的能量与总能量的比值评价系统。由图 10 可知,在衍射极限情况下,探测面上半径为 $100 \mu\text{m}$ 的圆内包含 99.87% 的总能量, 0° 视场下探测面上半径为 $100 \mu\text{m}$ 的圆内包含 99.87% 的总能量, 0.0172° 视场则对应包含 99.86% 的总能量,均接近衍射极限。探测器光敏面尺寸为 $250 \mu\text{m}$,能接收 99% 以上的能量,接收效率高。

3.3.2 毫米波性能分析

利用商业软件 FEKO,使用 MLFMM 算法计算如图 7 所示的复合天线毫米波远场方向图(图 11)。由图 11 可知,该天线远场方向图为典型的笔形天线方向图类型,方向性好,主瓣增益为 32.97 dBi,半功率宽度为 3.29° ,零值波束宽度为 4° ,毫米波增益满足设计要求。复合天线具有旋转对称性,如图 11(a)所示,由于 E 面和 H 面远场方向图一致,因此图 11(b)中仅给出 H 面的远场方向图。馈源也具

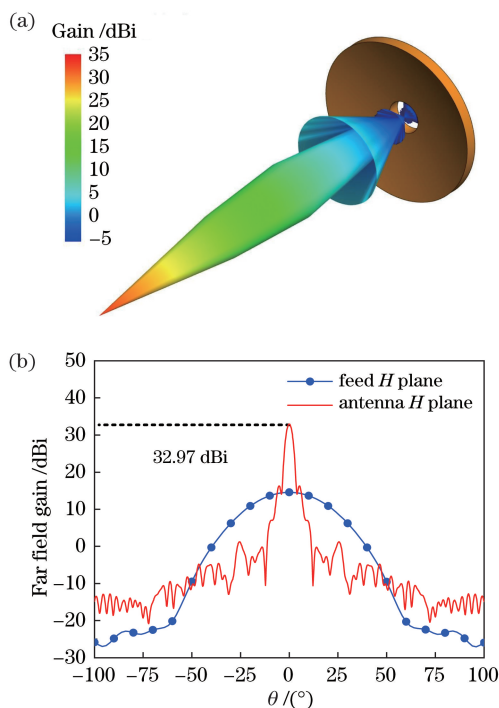


图 11 复合天线远场方向图。(a) 复合天线远场三维方向图;
(b) 馈源和复合天线 H 面远场方向图

Fig. 11 Far-field direction of compound antenna. (a) Far-field three-dimensional direction of compound antenna; (b) far-field patterns of feed and compound antenna in H plane

有旋转对称性,其 H 面远场方向图如图 11(b)所示,馈源的主瓣增益为 14.56 dBi,半功率宽度为 36.24° 。由此可知,该复合天线能较好地对毫米波信号进行准直聚焦。

由于分色镜为有损介质,因此,毫米波透射分色镜会引起能量损耗。除此之外,能量也会从抛物面反射镜的中间孔洞漏溢,以及从抛物面反射镜边缘绕射。将该复合天线的能量损耗 δ 记作

$$\delta = 1 - \frac{P_{\text{com}}}{P_0}, \quad (16)$$

式中： P_{com} 为复合天线毫米波主波束辐射功率； P_0 为输入功率。在球坐标系 (r, θ, φ) 中， P_{com} 可表示为

$$P_{\text{com}} = \int_0^{2\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} S' r^2 \sin \theta d\theta d\varphi, \quad (17)$$

式中： S' 为功率密度。由于增益 $G = 10 \lg(S_M/S_{AV})$ ，其中， S_M 为天线功率密度， S_{AV} 为相同输入功率的无方向性天线功率密度，因此根据复合天线远场方向图，由(16)式和(17)式可求得能量损耗 $\delta = 49.28\%$ 。

4 结 论

提出的 TLT-RTM 既有几何光学计算效率高的优点，同时又可以获取较为精确的计算结果，适用于电大尺寸且包含有损介质复合天线的快速高效优化设计。使用该混合算法优化设计得到的复合天线能够实现波长为 1550 nm 的自由空间光信号和频率为 28 GHz 的毫米波信号共口径复合。该复合天线的有效口径为 200 mm，视场角为 0.3 mrad，各视场下调制传递函数均接近衍射极限。介质分色镜对毫米波的损耗约为 9%，毫米波增益可达 32.97 dBi，半功率宽度仅为 3.29°，为典型的笔形天线方向图类型，方向性好，可用于 5G 通信中点对点地面链接的光学信号和毫米波信号复合传输。但由于孔洞溢漏等引起的损耗高达 49.28%，因此降低复合天线损耗是下一步设计的研究方向。

参 考 文 献

- [1] Sun J, Huang P M, Yao Z S. Diversity reception technology in coherent optical communication over Gamma-Gamma atmospheric turbulence channel[J]. *Acta Optica Sinica*, 2018, 38(7): 0706002.
孙晶, 黄普明, 幺周石. Gamma-Gamma 大气湍流下相干光通信分集接收技术研究[J]. *光学学报*, 2018, 38(7): 0706002.
- [2] Gebhart M, Leitgeb E, Birnbacher U, *et al.* Ethernet access network based on free-space optic deployment technology[J]. *Proceedings of SPIE*, 2004, 5338: 131-142.
- [3] Ismail T, Leitgeb E, Plank T. Free space optic and mm Wave communications: technologies, challenges and applications[J]. *IEICE Transactions on Communications*, 2016, E99-B(6): 1243-1254.
- [4] Ghassemlooy Z, Le Minh H, Rajbhandari S, *et al.* Performance analysis of ethernet/fast-ethernet free space optical communications in a controlled weak turbulence condition[J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2012, 30(13): 2188-2194.
- [5] Vavoulas A, Sandalidis H G, Varoutas D. Weather effects on FSO network connectivity[J]. *Journal of Optical Communications and Networking*, 2012, 4(10): 734-740.
- [6] Demers F, Yanikomeroğlu H, St-Hilaire M. A survey of opportunities for free space optics in next generation cellular networks[C]//2011 Ninth Annual Communication Networks and Services Research Conference, May 2-5, 2011, Ottawa, ON, Canada. New York: IEEE, 2011: 210-216.
- [7] Leitgeb E, Gebhart M, Birnbacher U, *et al.* High availability of hybrid wireless networks[J]. *Proceedings of SPIE*, 2004, 5465: 238-249.
- [8] Leitgeb E, Plank T. Combination of free space optics (FSO) and RF for different wireless application scenarios[C]//Proceedings of the 2015 9th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP), April 13-17, 2015, Lisbon, Portugal. New York: IEEE, 2015: 15416265.
- [9] Kim I I, Korevaar E J. Availability of free-space optics (FSO) and hybrid FSO/RF systems[J]. *Proceedings of SPIE*, 2001, 4530: 84-95.
- [10] Feng D, Sun W Q, Hu W S. Hybrid radio frequency and free space optical communication for 5G backhaul [C]//2017 IFIP/IEEE Symposium on Integrated Network and Service Management (IM), May 8-12, 2017, Lisbon, Portugal. New York: IEEE, 2017: 616-619.
- [11] Griggs S. Optical and RF combined link experiment [J]. *Proceedings of SPIE*, 2005, 5820: 75-82.
- [12] Abadi M M, Ghassemlooy Z, Smith D, *et al.* A report on H-FSO/RF antenna measurement for outdoor applications[C]//2013 2nd International Workshop on Optical Wireless Communications (IWOW), October 21-21, 2013, Newcastle upon Tyne, United Kingdom. New York: IEEE, 2013: 118-122.
- [13] Abadi M M, Ghassemlooy Z, Zvanovec S, *et al.* Dual purpose antenna for hybrid free space optics/RF communication systems[J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2016, 34(14): 3432-3439.
- [14] Yang H J, Jiang P, He W S, *et al.* Optimum design of aspheric collimation lenses for optical antenna system[J]. *Optik*, 2014, 125(14): 3469-3472.
- [15] Chen Y P, Sun H J, Lü X. Optimization design method of electromagnetic characteristics for a novel infrared/millimeter-wave co-aperture object simulator [J]. *Journal of Infrared and Millimeter Waves*, 2009, 28(5): 350-352, 366.

- 陈亚萍, 孙厚军, 吕昕. 一种新型红外/毫米波共口径目标模拟器电磁特性的优化设计方法[J]. 红外与毫米波学报, 2009, 28(5): 350-352, 366.
- [16] Du Y W. Design method of telecommunication radome [M]. Beijing: National Defense Industry Press, 1993: 131-140, 388.
杜耀惟. 天线罩电信设计方法[M]. 北京: 国防工业出版社, 1993: 131-140, 388.
- [17] Tian Y, Xu R, Shi R, *et al.* IR/MW multilayered dielectric plate beam combiner design, optimization, and evaluation[J]. Applied Optics, 2013, 52(2): 288-297.
- [18] Zhong S S. Antenna theory and techniques[M]. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2011: 17.
钟顺时. 天线理论与技术[M]. 北京: 电子工业出版社, 2011: 17.