

面向毫米波卫星天线收发的磁电偶极子天线测控单元

王一鸣¹, 谢军^{1,2}, 姜海玲¹

(1. 中国电子科技集团公司第五十四研究所, 石家庄 050081;
2. 河北省电磁频谱认知与管控重点实验室, 石家庄 050081)

摘要: 针对传统毫米波 Ka 频段卫星通信接收发射多天线带来的高功耗、大体积问题, 提出了一种新型的磁电偶极子天线单元; 首先采用两个不同高度 L型馈电结构在时间维度对偶极子进行交替馈电, 并且将电偶极子与磁偶极子进行垂直摆放设计, 通过矢量叠加可以计算此方式后瓣辐射低, 增益高且方向性好; 最后在传统矩形偶极子贴片的情况下优化了电偶极子贴片的形式, 提出了叶子型贴片结构, 并且中间打孔, 从而使得天线带宽能够从 17.14 GHz 到 32.9 GHz; 在驻波比 $\text{SWR} \leq 2$ 的情况下, 相对带宽达到 63%; 天线的最大增益为 7.23 dBi; 不仅几乎实现了二倍频, 且后向辐射低, 后向增益 $\leq -20 \text{ dBi}$; 由于此天线单元带宽包含 Ka 频段卫星通讯上下行两个频段, 从而可以根据此天线单元制作收发一体天线, 从而减少了天线数量, 简化了天线系统结构, 降低了天线功耗;

关键词: 磁电偶极子; 宽带; 低后瓣; 低剖面; 阵列单元; 收发一体

Magnetoelectric Dipole Antenna Measurement and Control Unit for Millimeter-Wave Satellite Transceivers

WANG Yiming¹, XIE Jun^{1,2}, JIANG Hailing¹

(1. The 54th Research Institute of CETC, Shijiazhuang 050081, China;
2. Hebei Key Laboratory of Electromagnetic Spectrum Cognition and Control, Shijiazhuang 050081, China)

Abstract: To address the high power consumption caused by receiving and transmitting traditional multi-antenna configurations in Ka-band satellite communication systems, a novel magnetoelectric dipole antenna unit has been proposed. Firstly, this design features two L-shaped feeding structures with different heights that alternately feed the dipole in the time domain. Then, the electric and magnetic dipoles are vertically arranged and analyzed through vector superposition, achieving a directional radiation with low backward radiation and high gain. Finally, the electric dipole patch is optimized by a conventional rectangular form to propose a leaf-shaped configuration with a central perforation, thus expanding the operational bandwidth from 17.14 GHz to 32.9 GHz. The antenna demonstrates a relative bandwidth of 63% with a maximum gain of 7.23 dBi over a standing wave ratio (SWR) of below 2. Notably, it achieves nearly double-frequency operation while maintaining backward radiation with a backward gain of below -20 dBi . As the antenna unit' bandwidth covers both uplink and downlink frequency band in Ka-band satellite communication it enables the development of a transceiver-integrated antenna based on this unit, effectively reducing the number of antennas, simplifying the antenna structure, and reducing power consumption.

Keywords: magnetoelectric dipole; broadband; low back lobe; low profile; array element; transceiver integration

0 引言

随着无线通讯技术的发展, 大容量、高速率、低延

迟的信息传输越来越受到人们关注, 且由于微波低频段已经被大量占用, 此时毫米波频段逐渐进入人们视野。毫米波频段相比于低频段有着宽频带与大信道容量的优

收稿日期:2025-05-26; 修回日期:2025-06-27。

基金项目:国家自然科学基金(U22B2002)

作者简介:王一鸣(2001-),男,硕士研究生。

引用格式:王一鸣,谢军,姜海玲.面向毫米波卫星天线收发的磁电偶极子天线测控单元[J].计算机测量与控制,2025,33(11):124-132.

势^[1]。正由于这些良好的优势, 为毫米波频段带来的很多应用, 例如第五代移动通信技术^[2]与毫米波卫星通信技术。

随着无线通信技术向毫米波频段的快速演进, 高频天线的小型化与高效率设计已成为现代电磁领域的重要研究方向。作为 5G 通信、卫星系统及高分辨率雷达等前沿应用的核心组件, 毫米波天线需要在有限物理尺寸下实现优异的辐射特性, 以满足高增益、宽带、低剖面^[3-6]的严苛要求。然而, 传统天线, 例如微带贴片天线^[7-9], 电偶极子天线^[10-11], 在毫米波设计中面临挑战, 一方面, 电磁波在导体与介质中的趋肤效应与表面波损耗随频率升高而恶化; 另一方面, 对于宽带与低剖面的特性, 传统天线实现其中一方面容易, 但很难将二者相结合设计。

对于偶极子天线, 也是一种基本天线模型, 可分为电偶极子天线与磁偶极子天线。虽然电偶极子天线与磁偶极子天线有着宽带、全向辐射等良好特点, 但是其方向图并不对称, 比如对于电偶极子而言, 其 E 面方向图是‘8’字形的, 而 H 面是全向辐射的; 对于磁偶极子天线, 其 E 面是全向辐射的, H 面是‘8’字形的, 由此, 两种偶极子天线是互偶对称的; 同时, 对于宽带特性而言, 其带宽相比于其它基本天线虽然更宽, 但是由于自身结构的因素, 若想实现 2 倍频甚至 3 倍频还是有着些许难度。

此时, 如果能将电偶极子天线与磁偶极子天线合二为一, 使二者在方向图上互补, 就可设计成磁电偶极子天线, 该天线不仅实现了 E 面与 H 面都为全向辐射, 还使得天线通过增加谐振点的方式拓展了天线带宽, 甚至能通过二者互偶的特显实现低后瓣和良好的方向性, 由此看来, 磁电偶极子天线在毫米波频率有着良好的自身优势。

当下已经有很多磁电偶极子天线被设计出, 正是由于电偶极子与磁偶极子方向图互补的特点, 故文献 [12] 最早提出了磁电偶极子天线。该天线的电偶极子与磁偶极子呈现垂直摆放, 此天线成为了磁电偶极子天线最早的原型。文献 [13] 将两个电偶极子竖直放置在横向的缝隙两侧从而达到磁电偶极子的效果。文献 [14] 在原本的天线模型上进行了改进, 提出了一种更加方便实用的磁电偶极子, 此天线以缝隙等效为磁偶极子, 缝隙的两边各放置一个弯折的 L 型导线作为电偶极子, 但是此天线工作带宽较窄。

文献 [15] 提出了经典的型探针磁电偶极子天线, 该天线磁偶极子由一对垂直且与地板相连的四分之一波长的金属壁组成, 电偶极子为平行于地板的两个四分之一波长的矩形贴片。基于此模型的天线宽阻抗带宽达到了 43.8%, 最大增益达到了 8.2 dBi, 为后续的类共面

波导 (CPW, coplanar waveguide) 馈电的磁电偶极子奠定了基础。

文献 [16] 又将上述天线进行了改造, 针对文献 [15] 提出的天线模型四分之一波长金属壁剖面较大问题, 引入折叠天线理论, 创新性的对垂直方向的四分之一波长短路贴片改进为折叠短路贴片, 并由同轴线进行馈电。此天线中心频率为 2.59 GHz, 剖面高度仅有 0.173λ , 在 $\text{SWR} < 1.5$ 时的阻抗带宽超过 54%, 且平均增益为 8.6 dBi。

对于移动通信而言, 随着将 24 GHz 以上的频段归入 5G 通讯, 毫米波频段进入大众视野, 广泛被人们关注, 但是, 毫米波频段已经超过了 30 GHz, 随着频率的增加, 磁电偶极子天线的尺寸需要相应缩小, 这对于天线加工提出了更高的要求。文献 [17] 提出了一种 L 型馈电结构的磁电偶极子天线, 该天线采用 PCB 板材加工实现, 且由于介质基板中无法加工连续的金属壁, 故作者等人开创性的用金属通孔代替金属壁, 起到了类似的效果, 该天线在的频率范围为 50~70 GHz, 阻抗带宽为 33%, 带内平均增益为 7.5 dBi。

文献 [18] 提出了一种基于 L 型探针馈电的磁电偶极子天线, 该天线由四个矩形贴片、四组通孔和一个 L 型探针组成。每组通孔由 3 个金属镀孔组成, 位于矩形贴片内角附近, 通孔的高度为四分之一波长。L 型探针由一个镀通孔和一个贴片组成, 其耦合馈电原理类似于共面波导馈电, 实现了同时激发电偶极子和磁偶极子。基于此模型的天线可以实现 51% 的阻抗带宽和平均 8 dBi 的增益, 同时 E 面与 H 面的交叉极化都小于 -20 dB。

文献 [19] 在文献 [18] 提出的天线基础上, 增加了一个 L 型探针, 提出一种双 L 型磁电偶极子天线, 该天线的工作原理与单 L 型探针的磁电偶极子天线工作原理几乎一致, 只是两个 L 型探针在时间维度上交替对偶极子进行馈电, 并能够根据馈电的相位差控制辐射电磁波的圆极化特性。作者等人利用此天线制作了一个 4×4 的阵列天线, 此天线能够包括整个 Ka 波段 45% 的重叠阻抗带宽、最大增益 16.1 dBi 和超过 70% 的辐射效率。

文献 [20] 提出了一种工作在 Q 波段的 8×8 双极化全金属磁电偶极子天线阵列, 天线单元通过十字形缝隙结构馈电, 并通过三层介质基板结构, 实现了天线 X 方向和 Y 方向的双线性极化。作者将 4 个 2×2 阵列设计成 8×8 阵列天线, 其 $|S_{11}|$ 和 $|S_{22}| \leq 10$ dB 频率范围为 34.7~39.7 GHz, 并且具有 13.4% 的相对带宽, 辐射方向图的 E 面和 H 的 XPD 均高于 29 dB。

虽然随着人们深入的研究, 磁电偶极子天线获得了迅速发展, 但是, 在毫米波卫星通信领域, 上述的磁电

偶极子天线带宽都无法包含毫米波卫星 Ka 频段上下行两个频段, 文献 [19] 虽也是双 L 型馈电结构, 但是其工作带宽为 24~40 GHz, 并不能够覆盖毫米波卫星通讯上行与下行两个频带。如果能设计一种能够包含这两个频段的天线, 就有实现收发一体的可能, 减少了天线的使用数量, 这对于降低整体天线功耗, 降低天线体积有着重要意义。

本文提出了一种面向毫米波卫星天线收发的磁电偶极子天线单元, 该天线的辐射结构由金属贴片与金属通孔组成, 并由两个 L 型贴片为天线进行馈电, 经过仿真, 证实此天线拥有更宽的带宽, 包含了毫米波卫星通信上下行两个频段, 让毫米波卫星通信的收发一体有了可能。

1 天线选择

传统天线包括单极子天线、偶极子天线、贴片天线、八木宇田天线、抛物面天线、螺旋天线与喇叭天线等。在本研究中, 旨在设计一个宽带 Ka 频段天线, 故在天线选择上, 宽频带为首要考虑且保证的天线参数, 其次小型化低剖面为目前天线的发展趋势, 这有利于后续进行单元组阵, 故另一个天线因素应当考虑低剖面。

在带宽方面: 对于传统天线, 带宽普遍较窄, 例如微带天线带宽通常为 2%~5%, 单极天线带宽通常为 5%~10%, 半波偶极子天线带宽通常为 15%~20%。而磁电偶极子天线由于自身同时包含电偶极子天线与磁偶极子天线, 从而自带两个谐振点, 在宽带上相比于其它天线更有优势, 且通过设计可以分离两个谐振点, 故磁电偶极子天线本身有着更宽的带宽。

在剖面方面: 对于 2.4 GHz 的八木宇田天线, 其剖面高度高达 2 cm, 对于抛物面天线, 其剖面高度甚至能够达到 0.3 m, 而磁电偶极子天线由于自身结构的原因, 本身有着低剖面高度, 若通过折叠天线的方式进行设计, 剖面高度甚至能够达到 0.02 λ, 这对于天线小型化, 单元组阵都有着优势, 故磁电偶极子天线在剖面上也有着明显的优势。

对于圆极化方向, 以微带贴片天线为例子, 需要通过对矩形贴片切对角等方式产生圆极化, 而对于双馈磁电偶极子天线, 由于馈电端口可以自由控制, 故此天线产生圆极化只需要保证两个馈电端的相位相差 90 度即可, 故左旋圆极化波与右旋圆极化波完全可以自由控制, 相比于微带贴片天线有着极大的便捷性。

对于相控阵天线单元方向, 由于磁电偶极子天线本身有着高增益, 宽带, 方向性好, 低后瓣, 低剖面的优点, 故以磁电偶极子为单元的相控阵天线的方向性指向好, 增益集中, 且后瓣低。

综上所述, 磁电偶极子天线在带宽, 剖面, 组阵, 圆极化等方向对比传统天线都有着明显的优势, 而对于 Ka 频段毫米波卫星通信, 其上行发射频段为 27.5~31 GHz, 下行接收频段为 17.7~21.2 GHz, 若需要单天线做到收发一体, 则需要此天线带宽至少为 17.7~31 GHz, 故磁电偶极子天线为一个不错的选择。

2 天线原理

2.1 两种偶极子垂直摆放实现高增益

在空间坐标系中, 对于一个中心在原点, 且处于 z 轴上的短电偶极子, 其球面坐标系下的电场与磁场的表达式:

$$E_r = \frac{Il}{4\pi} \frac{2}{\epsilon\omega} \cos\theta \left[\frac{k}{r^2} - \frac{j}{r^3} \right] e^{-jkr} \quad (1)$$

$$E_\theta = \frac{Il}{4\pi} \frac{1}{\alpha\epsilon} \sin\theta \left[j \frac{k^2}{r} + \frac{k}{r^2} - \frac{j}{r^3} \right] e^{-jkr} \quad (2)$$

$$H_\varphi = \frac{Il}{4\pi} \sin\theta \left[\frac{jk}{r} + \frac{1}{r^2} \right] e^{-jkr} \quad (3)$$

可以看出, 式 (1) 至式 (3) 都与距离 r 有关系, 故可根据 r 的大小, 也就是场点的远近进行分类, 分为远区场和近区场。

$kr \gg 1$ 为远场区, 此时只保留式 (1) 至式 (3) 的 $1/r$ 项, 此时远场区的表达式为:

$$H_\varphi = j \frac{Il}{2\lambda r} \sin\theta e^{-jkr} \quad (4)$$

$$E_\theta = j \frac{Il}{2\lambda r} \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \sin\theta e^{-jkr} \quad (5)$$

$$E_r = 0 \quad (6)$$

$$H_r = H_\theta = E_\varphi = 0 \quad (7)$$

通过式 (4) 至式 (7) 可以看出, 电偶极子在远场区只存在 H_φ 与 E_θ 两个分量, 且二者相位相同。

将公式中的一些参数值按照标准值设置好, 电偶极子的 E 面与 H 面的波瓣图可以通过 MATLAB 画出。对于远场区, 电偶极子的 E 面波瓣图表达式就是归一化的 E_θ , 且 H 面波瓣图为其三维波瓣与 xoy 面的切面图, 根据其 E_θ 的公式, 可以判断出其 H 面波瓣图为一个圆, 如图 1 所示。

对于磁偶极子, 其可等效为一个电流环, 我们只研究其远场区, 通过互偶原理可知, 其 E 面为电偶极子 H 面, H 面为电偶极子 E 面。

先假设一段长为 l 的磁流元, $l \ll \lambda$, 此时可认为磁流元上的磁流 I_m 幅值与相位处处相等。根据电磁对偶性原理, 得到磁流元远场区表达式:

$$E_\varphi = -j \frac{I_m l}{2\lambda r} \sin\theta e^{-jkr} \quad (8)$$

$$H_\theta = j \frac{I_m l}{2\lambda r} \sqrt{\frac{\epsilon}{\mu}} \sin\theta e^{-jkr} \quad (9)$$

磁偶极子与电偶极子一样, 为一小节磁流元, 但是

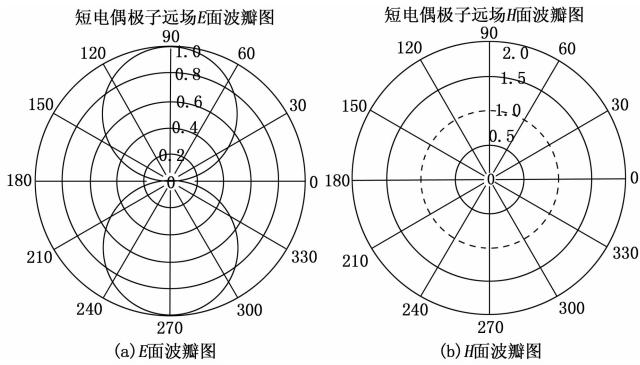


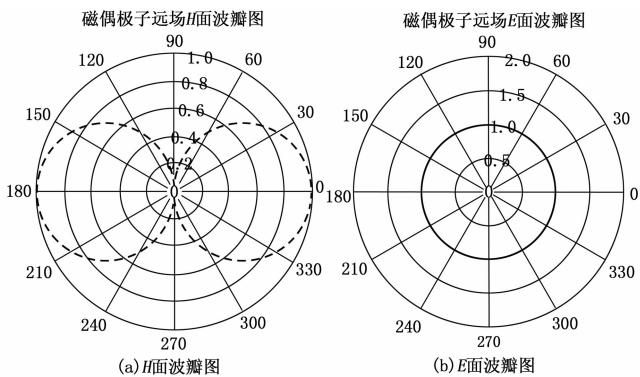
图 1 电偶极子 E 面与 H 面波瓣图

本身是不存在的, 虚拟的, 但是它可通过等效原理来实现。其等效为一个小电流环, 小电流环的远场区表达式:

$$E_\varphi = \frac{\omega\mu s I}{2\lambda r} \sin\theta e^{-jkr} \quad (10)$$

$$H_\theta = -\frac{\omega\mu s I}{2\lambda r} \sqrt{\frac{\epsilon}{\mu}} \sin\theta e^{-jkr} \quad (11)$$

对于小电流环, 其 H 面波瓣图为 H_θ 归一化表达式, E 面为与 H 面相垂直的一个圆, 如图 2 所示。

图 2 磁偶极子 H 面与 E 面波瓣图

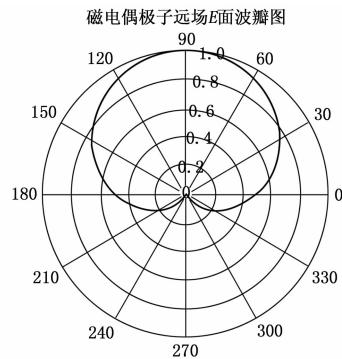
磁电偶极子由电偶极子与磁偶极子组成, 在研究磁电偶极子时, 可以将二者拆开, 分别研究电偶极子与磁偶极子性质, 然后再将二者合并, 得到磁电偶极子的性质。

对于一个等幅且相互垂直的电偶极子与磁偶极子组成的磁电偶极子, 电偶极子与磁偶极子的 E 面波瓣图矢量叠加后为一个心形, 此心型波瓣图极为磁电偶极子在此切面的波瓣图, 公式如式 (12) 所示:

$$E_\varphi = \left(\frac{\omega\mu s I}{2\lambda r} \sqrt{\frac{\epsilon}{\mu}} + j \frac{Il}{2\lambda r} \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \right) \times \sin\theta e^{-jkr} \quad (12)$$

在 MATLAB 计算时, 需要将二者的矢量表达式相加, 为了简化 MATLAB 运算过程, 更快计算出相关结果, 在此处可以考虑转化成标量进行标量运算, 观察式 (5) 与式 (9), 对于两个互偶的电偶极子与磁偶极子, 在距离源点距离相等的场点相等处幅值相等, 且最大幅值相等, 且对于电偶极子 E 面, 其为“八字形”结构,

其函数 (5) 为正弦函数, 而对于磁偶极子 E 面, 如图 2 所示, 呈圆形, 大小为正弦函数 (9) 最大值, 故将二者叠加即为磁电偶极子在此截面的波瓣图, 如图 3 所示。

图 3 磁电偶极子 E 面相加波瓣图

由此得到, 对于一个相互垂直摆放的电偶极子与磁偶极子, 由于二者自身的互偶性, 导致磁偶极子天线先天有着后瓣辐射低的优势, 同时在由于二者矢量上相互叠加导致其增益显著高于其它类型天线, 从而口径效率也显著高于其它天线, 并在方向性上有着显著优势。

同样, H 面矢量叠加的波瓣图也是心形, 只是由于磁偶极子相比于电偶极子垂直摆放, 心形朝向相比于电偶极子旋转 90 度。

2.2 叶子型贴片

在天线设计上, 为了拓宽天线的带宽, 对传统的电偶极子矩形贴片进行了修改, 首先将矩形电偶极子修改成“叶子型”, 同时在“叶子”中间进行开孔, 这两个改动能够在保证电偶极子正常工作的同时, 引入更多的环形电流, 中间的孔洞为短边, 形成更短的电流路径, 从而增加高频谐振点, 而“叶子型”相比于矩形贴片产生了更长的边界, 此时等效电流的路径更长, 对应更低的谐振点, 且由于单独一个谐振点带来的带宽较窄, 故通过参数优化, 将“叶子型”产生的新谐振点与电偶极子和磁偶极子产生的谐振点重合, 这样设计不仅能使得谐振点处的驻波更小, 且能够进一步拓展带宽。

2.3 双 L 型馈电结构

对于两个 L 型馈电结构, 其作用是在不同的时间段对天线的电偶极子与磁偶极子进行馈电, 在结构上, 由于需要通过两个输入端口控制输入电流相位相差 90 度, 故两个 L 型馈电结构不能相连接, 从而需要将二者设计成不同的高度。其中一个 L 型馈电结构贴片与“叶子型”贴片高度一致, 另一个 L 型结构在高度上稍低。由于此天线为介质基板天线, 使用的国产树脂层压板 RHTC350A, 此板材介电常数为 3.50, 介电损耗为 0.002 0, 且由于工艺加工限制, 此板材的厚度为可以选择的固定值。在进行加工时, 考虑将此天线加工成多层天线, 第一层为从地板到高度上稍微低一些的 L 型

馈电贴片位置，第二层为第一层顶端到天线的顶端，故二者高度差只能为 0.127 mm, 0.254 mm, 0.508 mm。固定 L2 的高度为 0.762 mm (RHTC350A 板材能够实现的高度之一) 在 CST 仿真软件中，对两个 L 型馈电高度差进行扫参处理，并在图 4 中展示了模拟 S11 参数。

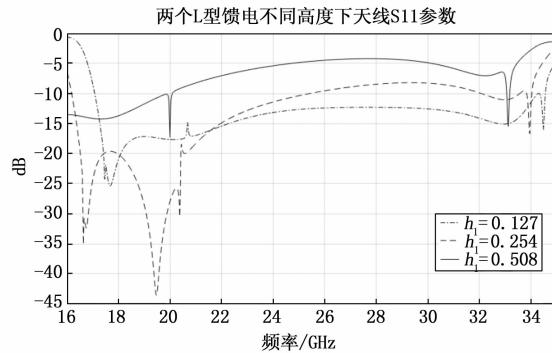


图 4 双 L 型馈电不同高度下天线 S11 参数

根据图 4 可以看出，在 3 种不同的高度下，在高度差 0.127 mm 时效果最好，此高度下天线大部分频率都在 -10 dB 以下，带宽最宽，且通过对比发现，随着两个 L 型馈电结构高度差的降低，天线的驻波更好，带宽更宽，经过分析，此高度差可以使两个输入端口互偶降低，增加天线的隔离度，且 L 型馈电结构的作用就是将其贴片上的电流通过类似 CPW 的方式馈电到偶极子贴片上，影响 CPW 馈电效率的一个直接因素就是馈电贴片与被馈电贴片的距离，过远的距离会直接影响馈电效果，在此处距离可以由高度差表示，由于高度差并不大，因此高度带来的馈电损失问题显得并不严重。

2.4 工作时天线表面电流分布

此天线在工作时，两个 L 型馈电结构在时间维度交替运行。以 24.5 GHz 为例，通过表面电流分析磁偶极子天线的运作方式。由于希望此天线辐射圆极化波，故此天线馈电在设计上 2 端口相比于 1 端口有 90 度相位延迟，导致两个端口馈电时间并不同步，相差 $T/4$ 。将天线一个周期进行拆分，在 0 时刻，其表面电流分布如图 5 所示。

根据图 5 可以看出，在 0 时刻，天线主要工作端口为 1 端口，此时电流方向从端口流入 L 型馈电结构，L 型馈电结构的贴片与两侧的电偶极子贴片形成类似共面波导的结构，通过共面波导的工作方式，使得其两边的两组电偶极子产生感应电流，从而产生相应的电磁辐射，而另一个贴片此时电流较小，故其相对应的电偶极子贴片上感应电流也微弱，可以认为此时将上一时刻感应出的电荷进行释放，故此时相应的电荷通过与地面相连接的金属通孔流入地板，且根据共面波导理论，L 型贴片两侧的电偶极子贴片感应出极性相反的电荷，故此时其两侧金属通孔的电流方向相反，并与地板三者之间

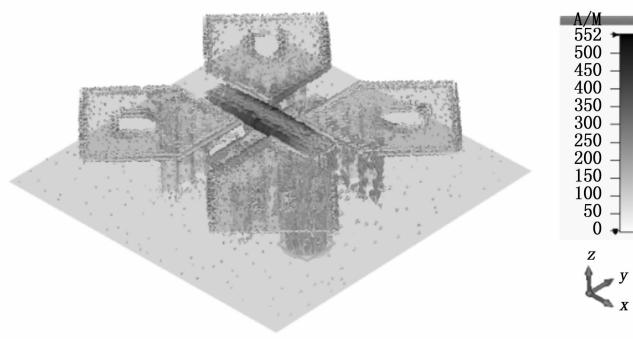


图 5 0 时刻天线表面电流分布

形成环形电流，等效为磁偶极子，向外辐射电磁波。

在 $T/4$ 时刻，其表面电流分布如图 6 所示。

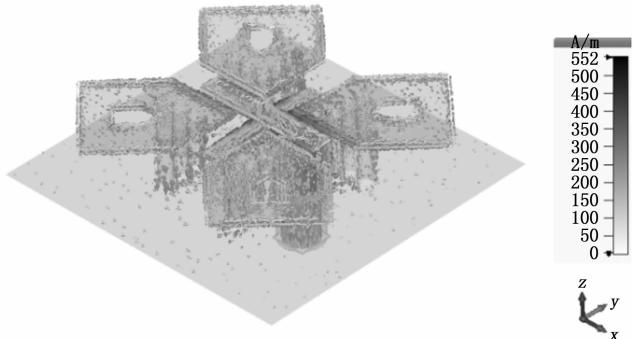


图 6 四分之一周期时刻天线表面电流分布

由图 6， $T/4$ 时刻，2 端口有着明显的电流流动，此时电流通过 2 端口流入 L 型馈电结构，此时刻其两边的两组电偶极子工作，产生相应的电磁辐射，与 0 时刻相似，另一个贴片两侧的金属通孔与地板形成环形电流，此环形电流等效为磁偶极子，向外辐射电磁波。

图 7 为此天线在 $T/2$ 与 $3T/4$ 时刻的天线表面电流图，在 $T/2$ 时刻，电流通过 1 端口向外流出，此时天线的工作方式与 0 时刻相似，只是电流方向相反，正是由于电流正反的流动，与半波偶极子一致，天线向外辐射电磁波。同理， $3T/4$ 时刻，电流通过 2 端口向外流出，天线工作方式与 $T/4$ 时刻相似，只是电流方向相反。

3 几何结构

图 8 展示了天线的细节尺寸。

此天线包含一个矩形地板反射器，两个不同高度的 L 型馈电结构，4 个四分之一波长的“叶子型”开孔金属铜贴片和四组四分之一波长的金属铜柱。天线介质基板选择国产 RHTC350A 树脂层压板，天线的尺寸为 $6.3 \times 6.3 \times 1.143 \text{ mm}$ ($0.525 \lambda \times 0.525 \lambda \times 0.095 \lambda$, λ 为中心频率 25 GHz 对应波长)。4 个四分之一波长的“叶子型”金属贴片的长度如图 8 所示，其中，每个叶子型贴片中间进行了开孔。两个 L 型馈电结构如图 8 所

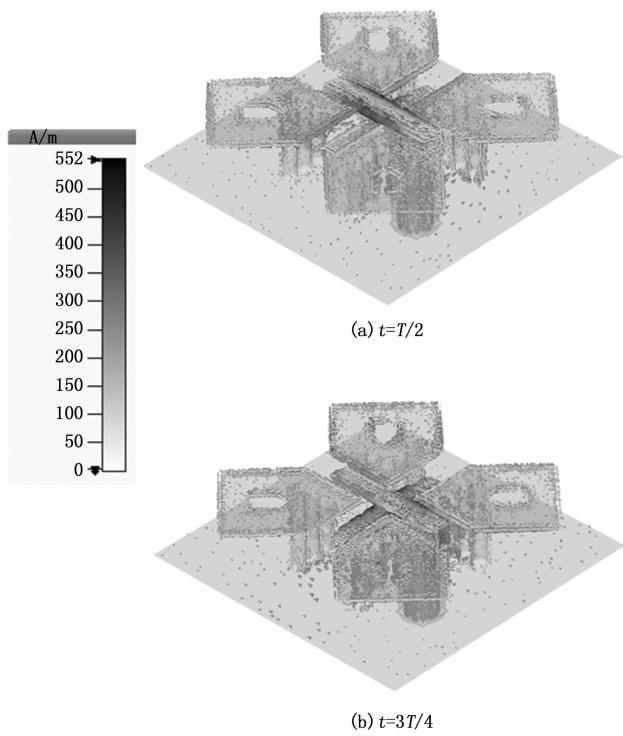


图 7 天线不同时刻表面电流分布图

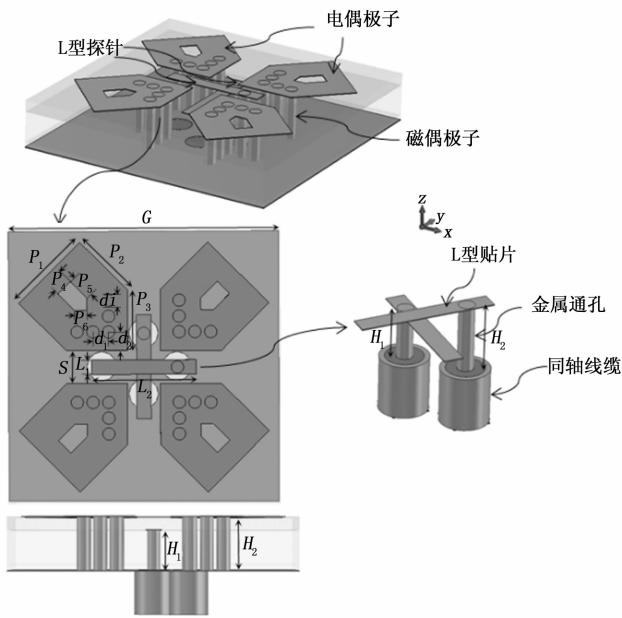


图 8 磁电偶极子天线结构

示, 二者分别对两组磁电偶极子进行馈电, 下端与同轴线相连, 进行同轴馈电。4 组四分之一波长的金属通孔如图 8 所示, 每组中包含 5 个金属通孔, 每组内角位置金属通孔中心距离天线中心距离为 0.84 mm, 两个金属通孔中心间距为 0.36 mm, 由于受到天线加工工艺限制, 金属通孔直径最小为 0.3 mm, 此天线所有的金属通孔直径均为 0.3 mm。详细尺寸见表 1 所示。

表 1 磁电偶极子天线详细尺寸

参数	P1	P2	P3	P4	P5	P6
值/mm	2.03	1.60	1.43	0.55	0.55	0.39
	0.169 λ	0.133 λ	0.119 λ	0.046 λ	0.046 λ	0.0325 λ
参数	d1	d2	di	L1	L2	S
	0.363	0.454	0.3	0.34	2.6	0.775
值/mm	0.03 λ	0.038 λ	0.025 λ	0.028 λ	0.217 λ	0.065 λ
	0.889	1.143	6.3			
参数	H1	H2	G			
	0.074 λ	0.095 λ	0.525 λ			

λ 是此天线中心频点对应波长。

4 天线性能表现

根据图 8 所示的尺寸, 在仿真软件 CST 与 HFSS 中进行了天线模型的搭建, 边界条件设置为周期性边界条件, 网格划分使用四面体网格, 仿真阈值为 0.02。测量了天线的带宽, 增益, SWR, E 面与 H 面的方向图。经验证, 不论是 CST 的时域有限积分法还是 HFSS 的频域有限元法, 其结果几乎一致。以下为 CST 仿真结果。

4.1 S_{11} 与 S_{22} 参数

图 9 与图 10 分别为天线的 S_{11} 与 S_{22} 参数, $S_{11} < -10 \text{ dB}$ 且 $S_{22} < -10 \text{ dB}$ 的频率范围为 17.14 ~ 32.9 GHz, 与文献 [15~19] 提出的磁电偶极子天线模型相比, 此天线频段覆盖了毫米波卫星通讯上行与下行两个频段, 且经计算相对带宽为 63%, 如此, 为实现天线毫米波卫星天线收发一体化奠定了天线单元基础。

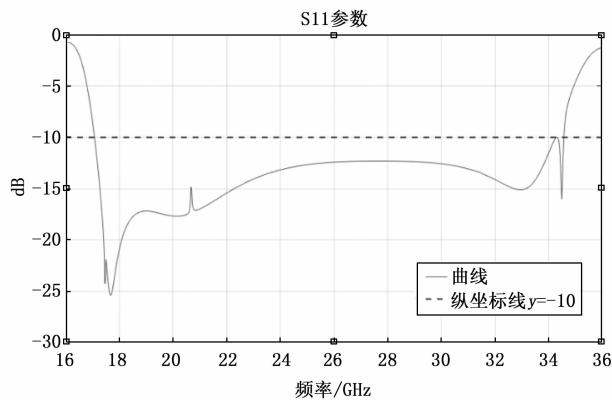


图 9 天线仿真参数图

4.2 SWR 与增益

所提出的天线的双端口驻波比在整个工作频带内小于 2, 如图 11 所示。此外天线的增益随着频率增加而增长趋势, 在 32.5 GHz 处产生最大值为 7.22 dBi, 整体口径效率在 88% 左右, 如图 12 所示。此时随着天线频率增加, 电尺寸增大, 频率过高产生高阶模, 导致增

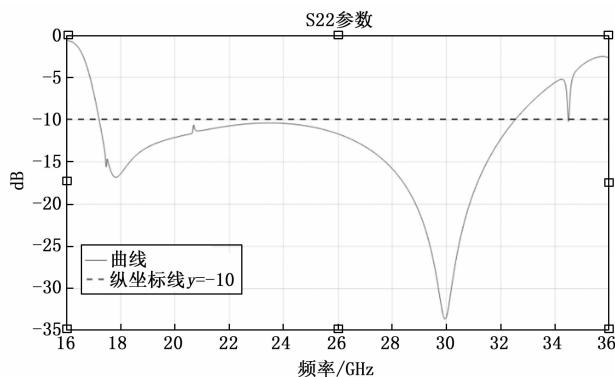


图 10 天线仿真参数图

益后续有所下降，不过对于此天线单元而言影响不大。

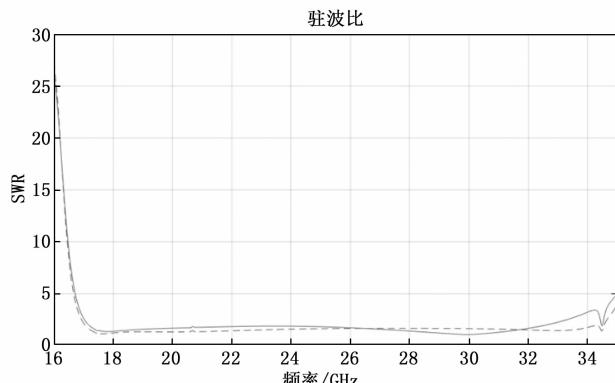


图 11 天线双端口驻波比

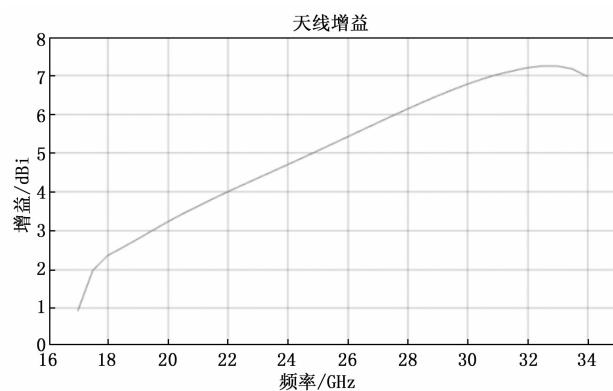


图 12 天线最大增益

4.3 方向图

分别取上行频段中心点 19 GHz 与下行频段中心点 29 GHz 两个频点进行分析。

天线在 19 GHz 频率处的 1 端口的共极化与交叉极化的 E 面与 H 面的波瓣图如图 13 中 (a) 所示，共极化辐射的天线增益能够达到 2.83 dBi，且交叉极化小于 -19.40 dBi。

同样的，天线在 19 GHz 频率处 2 端口的共极化与交叉极化的 E 面与 H 面的波瓣图如图 13 中 (b) 所示。

共极化天线增益能够达到 2.71 dBi，且交叉极化小于 -20.47 dBi。

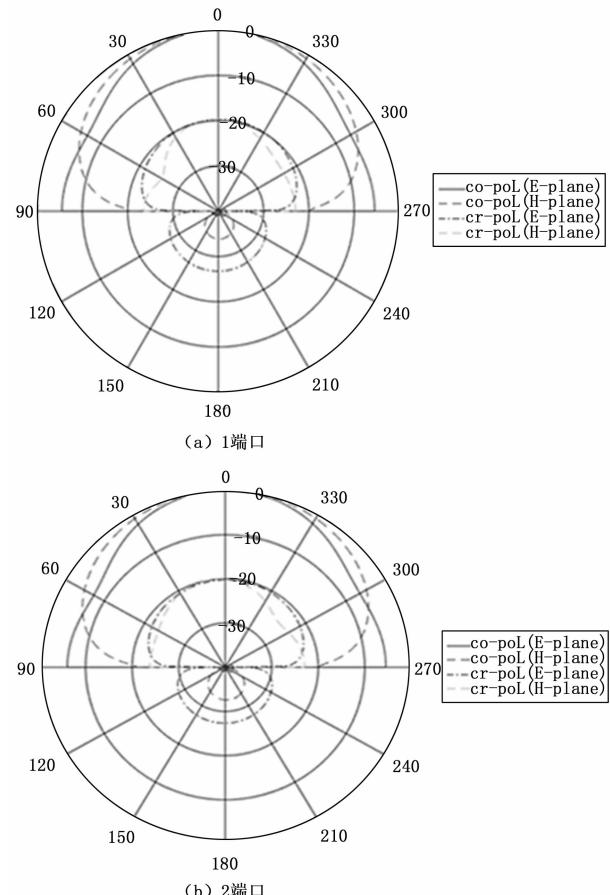


图 13 19 GHz 双端口 E 面与 H 面波瓣图

天线在 29 GHz 频率处 1 端口共极化与交叉极化 E 面与 H 面的波瓣图如图 14 中 (a) 所示。共极化天线增益能够达到 6.36 dBi，且交叉极化小于 -24.07 dBi。

天线在 29 GHz 频率处 2 端口共极化与交叉极化 E 面与 H 面的波瓣图如图 14 中 (b) 所示。共极化增益能够达到 6.59 dBi，且交叉极化小于 -25.74 dBi。

对比以上两个频率不同输入端口的波瓣图，在两个频率下，E 面与 H 面对称性好，且得益于磁电偶极子互偶的优点，E 面与 H 面波瓣图有着高度的相似性，且后瓣低，交叉极化小，综上所述，此天线有着良好的性能。

5 实验结果与分析

经过仿真验证，该天线单元带宽范围为 17.14 ~ 32.9 GHz，几乎实现了二倍频，相对带宽为 63%。最大增益处位于 32.5 GHz 处，最大值为 7.22 dBi。后向增益小于 -20 dBi，整体口径效率达到 88%。且该天线以共极化为主，交叉极化很低，后瓣低，天线波瓣高度对称。

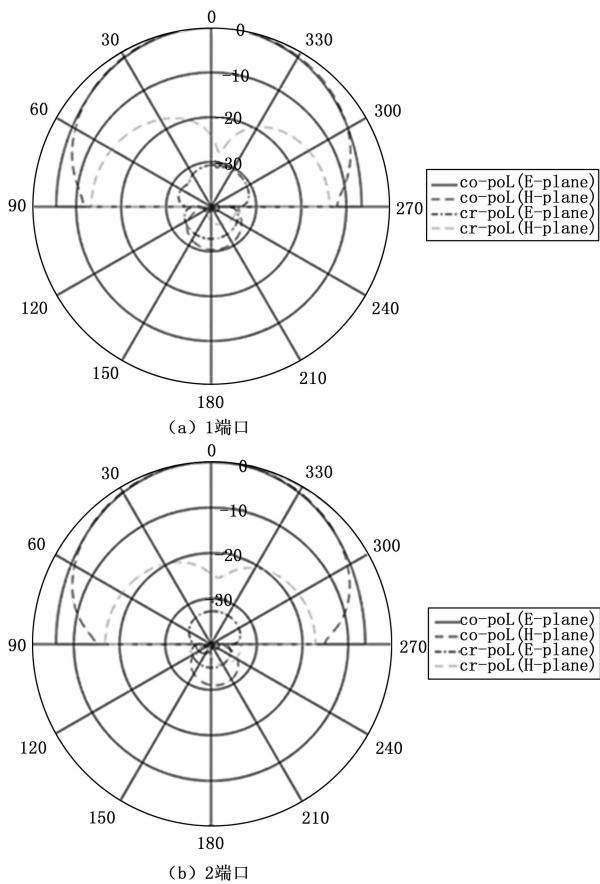


图 14 29 GHz 双端口 E 面与 H 面波瓣图

最后回到理论部分对于波瓣图的讨论, 现将理想磁电偶极子天线波瓣图与本文设计天线 1 端口 E 面波瓣图进行比对, 结果如图 15 所示。对比发现, 对于理想的互偶且相互垂直的电偶极子与磁偶极子, 其 E 面波瓣图呈现“心形”, 而此设计中的磁电偶极子天线 E 面与心形产生一定的差距, 其原因是因为对于两个相互垂直摆放的互偶的电偶极子与磁偶极子, 其二者产生的辐射进行矢量叠加, 后向的辐射几乎抵消, 而正向的辐射几乎为单个极子的二倍, 故二者叠加后波瓣图呈现“心形”分布, 由此得到, 对于相互垂直摆放的磁电偶极子天线理论上本身已经有着很低的后瓣。本设计波瓣图相比于“心形”有着更低的后瓣, 但是整体并不呈现出“心形”, 经分析其原因有以下几点: 首先一个端口与一个 L 型贴片相连, 且一个 L 型贴片对应其两侧的两组相互平行电偶极子与一组与电偶极子垂直的磁偶极子, 而“心形”波瓣图是由一组电偶极子与一组磁偶极子产生, 在数量上并不满足一对一的要求; 其次由于天线的小型化与紧凑设计问题, 电偶极子与磁偶极子并不处于同一高度, 且在实际设计过程中也无法处于同一高度, 而“心形”波瓣图的产生需要两种偶极子高度一致; 最后此设计为了获得更高的增益, 还加入了地板, 反射后向电磁波, 故相比于理想“心形”波瓣图, 此天线 E

面波瓣图虽然不完全像, 但是后瓣辐射更低, 增益更大, 有更高的方向性。

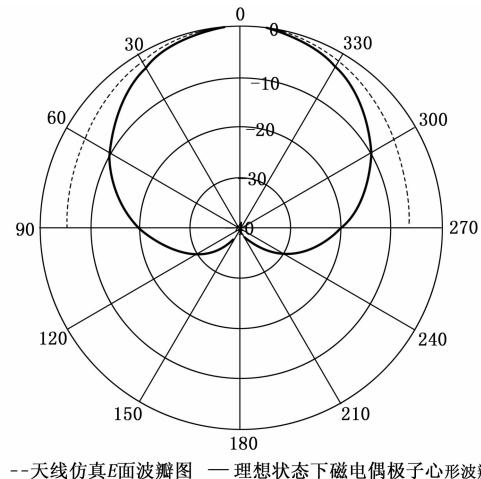


图 15 理论状态下磁电偶极子心形波瓣图与此设计天线 1 端口 E 面波瓣图比对

6 结束语

本文提出了一种面向毫米波卫星天线收发的磁电偶极子天线单元。通过双 L 型馈电结构和独特的“叶子型”偶极子贴片与特殊的开孔, 实现了 63% 的相对带宽, 小于 -20 dBi 的后向增益与 7.23 dBi 的最大增益, 相比于其它磁电偶极子天线, 在毫米波天线领域, 此天线单元工作频带包含了毫米波卫星通讯上行下行两个频段, 使得毫米波天线收发一体有了可能, 这对于减少天线数目, 降低整体天线功耗, 减少整体尺寸带来了可能性, 相信所提出的天线在毫米波卫星通信有着应用潜力。

参考文献:

- [1] 程潇鹤. 毫米波通信系统中的端射天线关键技术研究 [D]. 北京: 北京邮电大学, 2019.
- [2] 李肖飞. 低复杂度的毫米波多波束天线 [D]. 成都: 电子科技大学, 2020.
- [3] LIU S Y, WU Q. 2012 5th Global Symposium on Millimeter-Waves [C] // Harbin: Harbin Institute of Technology, 2012: 70 - 73.
- [4] BAI H, WANG G M, WU T. High-gain wide-band metasurface antenna with low profile [J]. IEEE Access, 2019, 7: 177266 - 177273.
- [5] PAN Y M, HU P F, ZHANG X Y, et al. A low-profile high-gain and wideband filtering antenna with metasurface [J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2016, 64 (5): 2010 - 2016.
- [6] YANG Z Z, LIANG F, YI Y, et al. Metasurf-ace-based wideband, low-profile, and high-gain antenna [J]. IET Microwaves, Antenna & Propagation, 2019, 13 (4): 436 - 441.

- [7] SINGH I, TRIPATHI V S. Micro strip patch antenna and its applications: a survey [J]. Int. J. Comp. Tech. Appl., 2011, 2 (5): 1595–1599.
- [8] LEE K F, TONG K F. Microstrip patch antennas-basic characteristics and some recent advances [J]. Proceedings of the IEEE, 2012, 100 (7): 2169–2180.
- [9] KHAN M U, SHARAWI M S, MITTRA R. Microstrip patch antenna miniaturization techniques: a review [J]. IET Microwaves, Antennas & Propagation, 2015, 9 (9): 913–922.
- [10] GALEJS J. Dielectric loading of electric dipole antennas [J]. J. Res. Nat. Bur. Standards, 1962, 66: 557–562.
- [11] EI-HALWAGY W, MIRZAVAND R, MELZER J, et al. Investigation of wideband substrate-integrated vertically-polarized electric dipole antenna and arrays for mmwave 5G mobile devices [J]. IEEE Access, 2017, 6: 2145–2157.
- [12] CHLAVIN A. A new antenna feed having equal E and Hplane patterns [J]. Transactions of the IRE Professional Group on Antennas and Propagation, 1954, 2 (3): 113–119.
- [13] KING R, OWWYANG G. The slot antenna with coupled dipoles [J]. IRE Transactions on Antennas and Propagation, 1960, 8 (2): 136–143.
- [14] CLAVIN A, HUEBNER D, KILBURG F. An improved
- (上接第 103 页)
- [28] MAZUROWSKI M A, DONG H, GU H, et al. Segment anything model for medical image analysis: an experimental study [J]. Med. Image Anal, 2023, 89, 102918.
- [29] HU C, LI X. When sam meets medical images: an investigation of segment anything model (SAM) on multi-phase liver tumor segmentation [J]. ArXiv 2023, ArXiv: 2304.08506.
- [30] 李若琛. 基于边界感知型 Transformer 的冠脉造影图像分割及自动校正 [D]. 北京: 北京邮电大学, 2024.
- [31] 高 越, 王可欣, 张耀峰, 等. 基于深度学习在 CT 图像上分割胆囊的研究 [J]. 放射学实践, 2024, 39 (6): 755–760.
- [32] 孙 鹏, 孙传聪, 徐要要, 等. 深度学习的实例分割技术研究进展 [J]. 机电工程技术, 2024, 53 (8): 1–6.
- [33] 熊泽芳. 基于语义嵌入和注意力机制的甲状腺结节超声图像分割方法 [D]. 南昌: 南昌大学, 2024.
- [34] JU Z, XUE Y, ZHANG W, et al. Analysis of image segmentation algorithms based on MATLAB [J]. Transactions of the Chinese Society of Agricultural Engineering. Trans. Chin. Soc. Agric. Eng, 2020, 36:135–142.
- [35] 闵 蕾, 高 昆, 李 维, 等. 光学遥感图像分割技术 element for use in array antennas [J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 1974, 22 (4): 521–526.
- [15] LUK K M, WONG H. A new wideband unidirectional antenna element [J]. Int. j. microw. opt. technol, 2006, 1 (1): 35–44.
- [16] GE L, LUK K M. A low-profile magnetoelectric dipole antenna [J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2012, 60 (4): 1684–1689.
- [17] NG K B, WONG H. 60 GHz plated through hole printed magneto-electric dipole antenna [J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2012, 60 (7): 3129–3136.
- [18] LI M, LUK K M. Wideband magnetoelectric dipole antenna for 60 GHz millimeterwave communications [J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2015, 63 (7): 3276–3279.
- [19] LI Y, WANG C, GUO Y X. A Kaband wideband dualpolarized magnetoelectric dipole antenna array on LTCC [J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2019, 68 (6): 4985–4990.
- [20] ZHAO W, LI X. Broadband and highgain dualpolarized antenna array with shared vias feeding network for 5G applications [J]. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2021, 20 (12): 2377–2381.
- 综述 [J]. 航天返回与遥感, 2020, 41 (6): 1–13.
- [36] HSU C Y, SHAO L J, TSENG K K, et al. Moon image segmentation with a new mixture histogram model [J]. Enterp. Inf. Syst, 2021, 15: 1046–1069.
- [37] NADERI BOLDAJI M R, HOSSEINI SEMNANI S. Color or image segmentation using multi-objective swarm optimizer and multi-level histogram thresholding. Multimed Tools Appl, 2022, 81: 30647–30661.
- [38] 李轶鲲, 杨树文, 刘 涛. 基于多峰直方图的遥感图像阈值自动选取算法 [J]. 兰州交通大学学报, 2013, 32 (6): 199–204.
- [39] 瞿 中. 基于图像处理的裂缝检测技术 [M]. 北京: 科学出版社, 2013.
- [40] SURYANI E, ASMARI E I, HARJITO B. Image segmentation of acute myeloid leukemia using multi otsu thresholding [J]. Phys. Conf. Ser, 2021, 1803:012016.
- [41] ZHENG J, GAO Y, ZHANG H, et al. OTSU multi-threshold image segmentation based on improved particle swarm algorithm [J]. Appl. Sci, 2022, 12, 190.
- [42] QU K, ZHENG L. Automatic thresholding of gray-scale image based on the proportion of object and background [J]. Appl. Sci. Technol, 2010, 37:52–54.