

# 电小准各向同性扇形磁偶极子天线

郁 剑, 吕文俊

(南京邮电大学通信与信息工程学院江苏省无线通信重点实验室, 江苏南京 210003)

**摘要:** 本文提出了一种电小准各向同性扇形磁偶极子的设计方法. 利用微带贴片天线模式综合设计方法, 研究由不对称边界条件原型磁偶极子演化成的扇形磁偶极子, 发现不对称边界条件情况下可以同时实现电小天线设计和准各向同性辐射特性. 通过推导解析设计闭式而确定天线关键参数, 设计了圆心角为  $300^\circ$  的扇形磁偶极子, 分别采用“同轴线+扼流套筒”和“开槽同轴线”两种馈电方式进行激励和测量. 结果表明: 采用开槽同轴线激励的天线可以获得最均匀的总电场方向图, 其最大不圆度低于 6.7 dB, 辐射效率为 91.2%, 最终实现的准各向同性扇形磁偶极子的电尺寸为  $R = 0.156\lambda_g \times 0.056\lambda_g$  ( $k_g a = 0.92$ ), 满足电小尺寸条件.

**关键词:** 电小天线; 准各向同性辐射; 磁偶极子; 开槽同轴线; 模式综合

**基金项目:** 国家重点研发计划(No.2021YFE0205900); 国家自然科学基金面上项目(No.61871233)

**中图分类号:** TN82      **文献标识码:** A      **文章编号:** 0372-2112(2023)08-2003-08

**电子学报 URL:** <http://www.ejournal.org.cn>

**DOI:** 10.12263/DZXB.20220276

## Electrically Small Quasi-Isotropic Circular Sector Magnetic Dipole Antenna

YU Jian, LÜ Wen-jun

(Jiangsu Key Laboratory of Wireless Communications, School of Communications and Information Engineering, Nanjing University of Posts and Telecommunications, Nanjing, Jiangsu 210003, China)

**Abstract:** A design approach to electrically small quasi-isotropic circular sector magnetic dipole antennas is advanced. Based on the mode synthesis theory of microstrip patch antennas, the circular sector magnetic dipole evolved from the prototype dipole with asymmetric boundary conditions is studied. As is validated, electrically small size and quasi-isotropic radiation characteristics can be simultaneously achieved. A set of analytical design closed-form formulas is derived from the eigen-equation and employed to determine the key parameters of the proposed antenna. As a proof of the design approach, the circular sector magnetic dipole antenna with the flared angle of  $300^\circ$  is designed, fabricated and measured. The antenna is excited by a sleeve choke coaxial cable and a slotted coaxial cable, respectively. It has been shown that the maximum gain variation of the proposed antenna in the total space is 6.7 dB and the radiation efficiency is 91.2%. The electrical size of the proposed antenna is  $R = 0.156\lambda_g \times 0.056\lambda_g$  ( $k_g a = 0.92$ ).

**Key words:** electrically small antenna; quasi-isotropic radiation; magnetic dipole; slotted coaxial cable; mode-synthesis

**Foundation Item(s):** National Key Research and Development Program (No.2021YFE0205900); National Natural Science Foundation of China (No.61871233)

### 1 引言

随着现代无线技术的发展, 具有全角度覆盖特性的各向同性天线<sup>[1]</sup>正在射频识别(Radio Frequency Identification, RFID)、能量富集(energy harvesting)、广角覆盖(wide angular coverage)等领域引起重视. 正如麦克斯韦方程组所述, 理想电磁各向同性辐射源(electromagnetic isotropic source)在理论上是不存在的<sup>[2]</sup>, 物理可实

现的是在三个主工作面内都呈现近似均匀总电场方向图的准各向同性天线(quasi-isotropic antennas)<sup>[3-6]</sup>, 其设计方法按照工作原理可被大致分成以下几大类.

(1) 正交振子法: 采用共址正交放置的磁偶极子<sup>[7]</sup>或电偶极子<sup>[8]</sup>, 可以实现近似球状的准各向同性辐射特性, 例如, 由具有近似各向同性辐射性能 U 型四分之一波长偶极子<sup>[9]</sup>演化而成的扇形磁偶极子<sup>[7]</sup>和等幅正交

馈电的交叉电偶极子<sup>[8]</sup>.

(2) 互补振子法: 采用正交的电偶极子和磁偶极子<sup>[10-12]</sup>, 同样可以实现宽波束甚至接近球状的准各向同性辐射特性, 其结构简洁、便于实现, 例如, 利用弯折电偶极子和环形磁偶极子辐射波束互补形成的准各向同性天线<sup>[10-12]</sup>.

(3) 圆阵法: 单元天线以圆形方式排布, 通过阵列优化算法, 以阵列的综合效应实现准各向同性辐射特性而实现全空间覆盖<sup>[13,14]</sup>, 代价是需要复杂的馈电网络和庞大的体积, 例如, 3 个三极化天线圆形放置的 3D 天线系统<sup>[13]</sup>、复杂等幅正交馈电网络激励的 L 形单极子天线阵<sup>[14]</sup>等.

(4) 寄生单元合成法: 通过引入寄生单元, 经过适当的耦合和激发, 可以填充辐射零向而实现准各向同性辐射<sup>[15,16]</sup>, 例如利用近场寄生单元改善天线弱区辐射的平面准各向同性天线<sup>[16]</sup>.

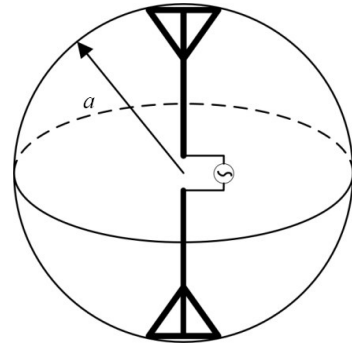
从当前研究状况来看, 准各向同性天线普遍具有复杂的结构和较高的剖面<sup>[3-16]</sup>, 其低剖面和小尺寸设计(特别是电小尺寸设计)仍面临极大挑战.

针对电小尺寸平面准各向同性天线的设计难题, 本文提出了一种电小准各向同性扇形磁偶极子的解析设计方法, 其核心思想是利用不对称原型磁偶极子实现本征值减半<sup>[17-19]</sup>, 然后将原型振子映射为不对称扇形磁偶极子, 进而以列表方式给出电小尺寸设计条件下扇形磁偶极子的半径和圆心角范围, 通过充分激发其第一个奇数阶本征模式, 即可在电小尺寸条件下获得准各向同性辐射并进行实验验证. 为了充分验证天线性能, 分别研究和比较了“同轴线+四分之一波长扼流套筒”“四分之一波长对称开槽同轴线”两种馈电方式, 发现开槽同轴线<sup>[20]</sup>馈电方式能获得最小的方向图不圆度, 因此是电小准各向同性扇形磁偶极子天线的优选馈电方式.

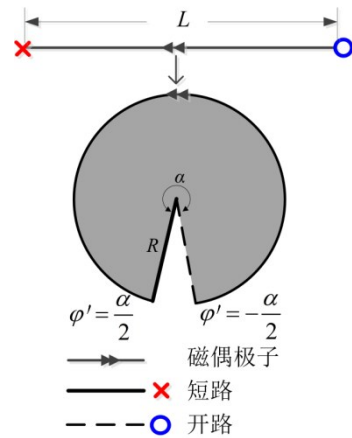
## 2 平面电小磁偶极子天线的模式综合设计方法

如图 1(a) 所示, 设天线的最大半径为  $a$ , 等于能够正好完全包含天线的最小球面半径, 工作波长为  $\lambda$ . 当最小球面半径  $a$  不大于  $\lambda/2\pi$  时, 则天线为电小天线<sup>[21]</sup>, 对应的归一化半径  $\bar{a} \leq 0.159$ . 通常也可以使用  $ka$  来表示天线的电尺寸, 其中  $k=2\pi/\lambda$  是自由空间波数,  $\lambda$  为对应的工作波长.

文献[7]已经给出了对称结构准各向同性磁偶极子天线的设计方法, 然而该方法无法实现电小尺寸. 为了实现电小设计, 应该采用一端短路、一端开路的细直磁偶极子作为原型振子, 其长度  $L$  应取四分之一波长奇



(a) 电小天线示意图



(b) 原型磁偶极子与扇形磁偶极子之间的映射关系

图 1 电小扇形磁偶极子结构图

数倍, 即  $L=n\lambda/4$  ( $n=1, 3, 5, \dots$ )<sup>[17,22]</sup>. 将上述不对称原型磁偶极子映射成如图 1(b) 所示的二维扇形磁偶极子<sup>[17]</sup>, 其中扇形磁偶极子的一条半径保持开路 ( $\varphi'=-\alpha/2$ ), 另一条半径为短路 ( $\varphi'+\alpha/2$ ), 则扇形磁偶极子边缘的等效磁流密度可按式(1)展开成傅里叶-贝塞尔级数<sup>[17]</sup>.

$$\vec{M}(\rho', \varphi') = \hat{\varphi} \sum_n \sum_m \frac{E_{v,m} J_v(k\rho') \sin v \left( \varphi' - \frac{\alpha}{2} \right)}{k^2 - k_{v,m}^2}, \quad (1)$$

$$v = \frac{n'\pi}{2\alpha}, n' = 1, 3, 5, \dots; m = 1, 2, \dots$$

$$0 \leq \rho' \leq R, -\frac{\alpha}{2} \leq \varphi' \leq \frac{\alpha}{2}$$

其中, 阶数  $v=n'\pi/2\alpha$  ( $n'=1, 3, 5, \dots$ ) 是圆周方向的特征波数;  $J_v(\cdot)$  是  $v$  阶第一类贝塞尔函数;  $k_{v,m}$  和  $E_{v,m}$  是  $\text{TM}_{v,m}$  模式的截止波数和电场复振幅. 从式(1)可知, 激励点位置应设置在半径开路端<sup>[17]</sup>即  $\varphi'=-\alpha/2$  处, 以确保磁流圆周分量  $|\sin v(\varphi'-\alpha/2)| \equiv 1$  而充分激发起所有可用本征模式. 根据微带谐振腔模式理论, 扇形磁偶极子的归一化半径可由式(2)决定, 其中  $L$  是原型磁偶极子的长度,

$R$ 是扇形磁偶极子的半径, $\chi_{\nu,1}$ 是 $\nu$ 阶第一类贝塞尔函数  $J_{\nu}(\cdot)$ 一阶导数的第一个根.通过分别计算不对称原型

磁偶极子的长度和腔模的本征根<sup>[17]</sup>,可以得到随圆心角  $\alpha$ 变化的归一化半径  $\bar{R}$ ,如表 1 所示.

表 1 圆心角  $\alpha$  与归一化半径  $\bar{R}$  以及可用本征模式之间的关系(N.A.=不可用)

$\alpha$	$\pi/6$	$\pi/3$	$\pi/2$	$2\pi/3$	$5\pi/6$	$\pi$	$7\pi/6$	$4\pi/3$	$3\pi/2$	$5\pi/3$	$11\pi/6$	$2\pi$
$\bar{R} = \frac{\chi_{\nu,1}}{2\pi}$ $n'=1$	0.669	0.392	0.293	0.241	0.208	0.186	0.169	0.155	0.145	0.136	0.129	0.122
$\bar{R} = 0.25/\alpha$	0.477	0.239	0.159	0.119	0.095	0.08	0.068	0.06	0.053	0.048	0.043	0.040
$\bar{R} = 0.75/\alpha$	1.432	0.716	0.477	0.358	0.286	0.239	0.205	0.179	0.159	0.143	0.13	0.119
可用模式	N.A.	N.A.	N.A.	N.A.	N.A.	N.A.	N.A.	N.A.	N.A.	N.A.	N.A.	N.A.
可用模式 $L = 0.75\lambda$	N.A.	N.A.	N.A.	N.A.	TM <sub>3/5,1</sub>	TM <sub>1/2,1</sub>	TM <sub>3/7,1</sub>	TM <sub>3/8,1</sub>	TM <sub>1/5,1</sub>	TM <sub>3/10,1</sub>	TM <sub>3/11,1</sub>	TM <sub>1/4,1</sub>

$$L = \frac{n\lambda}{4} = \frac{\alpha}{2\pi} \cdot 2\pi R \Rightarrow k_{\nu,1} R = \chi_{\nu,1} \left\{ \begin{array}{l} \bar{R} = \frac{R}{\lambda} = \frac{L}{\alpha\lambda} = \frac{n}{4\alpha}, n = 1, 3, 5, \dots \\ \bar{R} = \frac{R}{\lambda} = \frac{\chi_{\nu,1}}{2\pi}, \nu = \frac{n'\pi}{2\alpha}, n' = 1, 3, 5, \dots \end{array} \right. \quad (2)$$

结合文献[18]的约束条件(即按原型振子和腔模特征根折算的归一化半径应趋同、误差低于0.1),从表 1 中可以看出,当  $L = 0.25\lambda$  时,按第 2、第 3 行计算的归一化半径之差较大;虽然圆心角  $\alpha$  在  $7\pi/6$  ( $210^\circ$ ) 到  $2\pi$  ( $360^\circ$ ) 范围内取值时归一化半径可满足电小条件,然而  $L = 0.25\lambda$  时,按照式(2)估算的归一化半径差值较大(第 2、第 3 行数值之差始终大于或非常接近 0.1),说明对应的微带腔模实际上难以被充分激发;选择较长的原型振子  $L = 0.75\lambda$  时,按第 2、第 4 行计算的归一化半径较接近且随圆心角增加而逐渐缩小;当圆心角  $\alpha$  在  $5\pi/6$  ( $150^\circ$ ) 到  $2\pi$  ( $360^\circ$ ) 范围内取值时,归一化半径之差均小于或远小于 0.1,第 2、第 4 行的差值越小,说明不对称扇形磁偶极子的  $TM_{n2\alpha,1}$  模式越能被充分激发并贡献辐射,对应的谐振模式阶数可由第六行查得.进一步对比第 2、第 4 行还可发现,当圆心角  $\alpha$  在  $3\pi/2$  ( $270^\circ$ ) ~  $2\pi$  ( $360^\circ$ ) 范围内取值时,所得天线满足电小条件、即归一化半径小于 0.159,随之确定扇形贴片的圆心角及半径.上述借助“原型振子”准确度规谐振模式阶数、快速确定关键参数范围的过程,就是平面电小磁偶极子天线的“模式综合”设计方法<sup>[23]</sup>.

### 3 平面电小准各向同性磁偶极子天线的分析与验证

#### 3.1 准各向同性辐射特性分析

为了在实现电小天线的同时又能够获得准各向同性辐射特性,根据表 1 并不失一般性,不妨选择原型磁偶极子长度为  $0.75\lambda$ 、圆心角为  $5\pi/3$  的扇形结构作为设计方案.当  $L = 0.75\lambda, \alpha = 5\pi/3$  时,查表可得归一化半径为

0.143,第一个本征模式  $TM_{3/10,1}$  模可以被充分激发.图 2 是  $TM_{3/10,1}$  模的表面电流和等效磁流分布,磁流零点出现在半径短路端.图 3 给出了  $TM_{3/10,1}$  模谐振扇形平面磁偶极子天线的归一化辐射方向图,可见天线的  $E$  平面( $\varphi = 0^\circ$  和  $\varphi = 90^\circ$ ) 均呈现出准各向同性辐射特性、与文献[7]的结论类似.

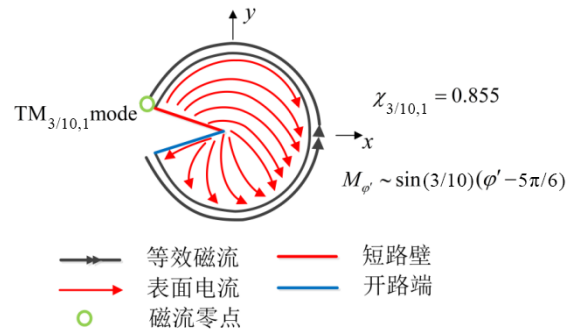


图 2 扇形磁偶极子( $\alpha = 5\pi/3$ ) $TM_{3/10,1}$  模的表面电流与等效磁流分布

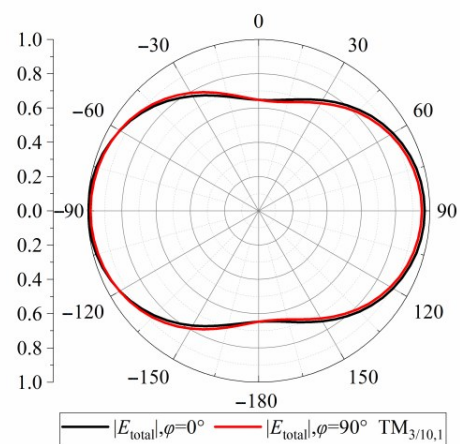


图 3 扇形磁偶极子( $\alpha = 5\pi/3$ ) $TM_{3/10,1}$  模归一化辐射方向图

#### 3.2 设计实例

为了获得更好的匹配,电小准各向同性扇形磁偶极子设计在高度为 7.0 mm 的空气介质(介电常数  $\epsilon = 1.0$ ) 上,天线的谐振频率为 2.4 GHz. 根据表 1 和

式(2),可以根据弧长估算扇形磁偶极子的初始半径为 17.9 mm,扇形磁偶极子上、下表面等大<sup>[7]</sup>. 最终得到扇形磁偶极子天线的结构如图4所示,激励点的位置接近半径开路端的边缘处,即 $(r, \gamma) = (16.4 \text{ mm}, -145^\circ)$ .

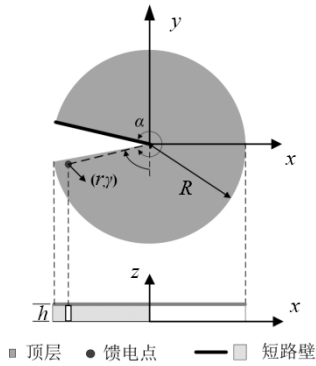


图4 电小准各向同性扇形磁偶极子天线

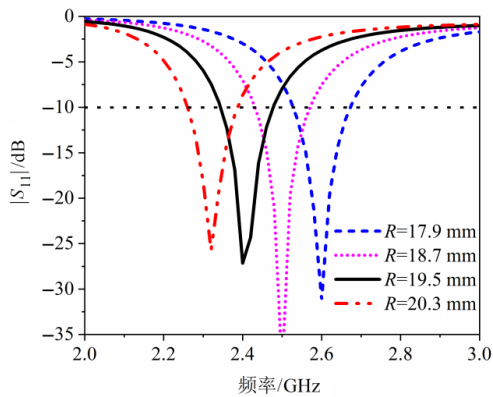
### 3.3 天线参数分析

借助电磁仿真软件 HFSS 对扇形磁偶极子进行数值模拟与分析. 研究扇形磁偶极子关键参数(半径  $R$ 、高度  $h$ 、激励点位置  $(r, \gamma)$ )对天线输入反射性能的影响, 如图5所示. 为了准确分析参数的影响, 每次数值仿真只变动一个参数且保持其他参数尺寸不变, 其中, 图5(a)中蓝色虚线为初始尺寸的仿真结果.

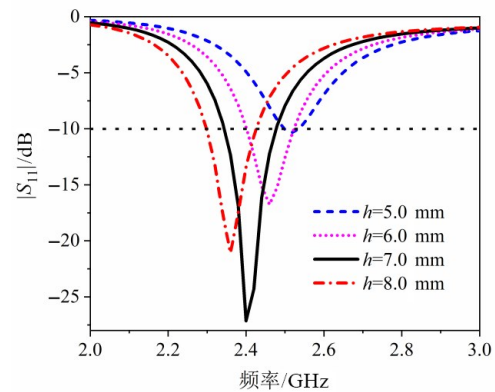
由图5(a)可见, 半径  $R$  的微小变动对天线的谐振频率影响很大: 天线的谐振频率随着半径  $R$  的增大而逐渐变小; 当  $R=19.5 \text{ mm}$  时, 扇形磁偶极子在 2.4 GHz 处发生谐振, 表明此时谐振频率满足设计要求. 在图5(b)中, 高度  $h$  的变化对天线的谐振频率和阻抗匹配影响极大: 天线的阻抗匹配性能随着  $h$  的增加先转好后又出现恶化; 而谐振频率则随着高度  $h$  的增高一直减小; 当  $h=7.0 \text{ mm}$  时, 扇形磁偶极子可以得到较好的阻抗匹配, 且在 2.4 GHz 处谐振. 综合图5(a)和(b)的分析结果可知, 天线的高度可用于优化扇形磁偶极子的半径<sup>[17, 18]</sup>. 借鉴经典微带天线设计手册对圆形贴片谐振频率公式的修订<sup>[24]</sup>, 可改用带有高度因子  $h$  的修正腔模理论导出具有工程精度的扇形磁偶极子半径设计式:

$$R \approx \frac{\chi_{v,1}}{2\pi} \lambda + \frac{h}{2} \quad (3)$$

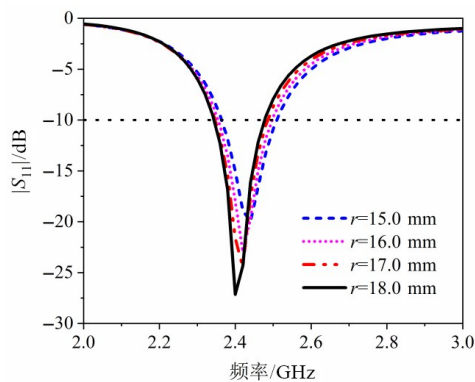
接下来研究激励点位置对天线输入反射性能的影响. 从图5(c)和(d)可知, 反射系数  $|S_{11}|$  对激励点角度



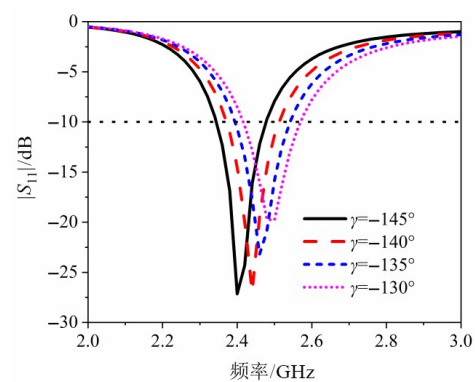
(a) 半径  $R$  ( $h=7 \text{ mm}, r=18 \text{ mm}, R=17.9 \text{ mm}, r=16.4 \text{ mm}, \gamma=-145^\circ$ )



(b) 高度  $h$  ( $R=19.5 \text{ mm}, r=18.0 \text{ mm}, \gamma=-145^\circ$ )



(c) 激励点位置  $(r)$  ( $R=19.5 \text{ mm}, h=7 \text{ mm}$ )



(d) 激励点位置  $(\gamma)$  ( $R=19.5 \text{ mm}, h=7 \text{ mm}$ )

图5 天线参数分析

参数  $\gamma$  的变化较敏感、程度稍强于激励点半径参数  $r$ ,  $\gamma$  主要影响天线的谐振频率, 这说明电小情况下, 馈线对天线谐振频率呈现出较强的牵引效应. 当激励点设置在扇形半径开路端边缘  $(r, \gamma) = (18.0 \text{ mm}, -145^\circ)$  时, 天线可以获得较优的性能. 由图 5 中的分析结果可知, 半径  $R$ 、激励点位置  $(r, \gamma)$  都在式 (1) 和式 (3) 的预测范围内. 通过数值仿真验证了设计闭式的正确性. 表 2 给出了圆心角  $\alpha = 300^\circ$  电小准各向同性扇形磁偶极子的尺寸参数.

表 2 天线的尺寸参数

参数	计算值(弧长/腔模)	优化值
$\alpha / (^\circ)$	300	300
$R / \text{mm}$	17.9/20.5	19.5
$h / \text{mm}$	7.0	7.0
$r / \text{mm}$	16.4	18.0
$\gamma / (^\circ)$	-145	-145

### 3.4 实验验证

考虑到天线具有非对称的电小结构, 不平衡电流的解析计算<sup>[25]</sup>以及平衡器的精确设计<sup>[26]</sup>存在困难, 尽管近期提出的“广义奇偶模理论”(generalized odd-even mode theory)<sup>[27]</sup>虽有可能为平衡器提供定量设计方法, 然而暂时仍未找到能够精确模拟“平衡器+馈线”边界条件的激励源函数, 故只能借助实验方法选择性能较好的平衡器进行馈电. 由此制作了尺寸参数完全相同、采用不同馈电方式的两副电小准各向同性扇形磁偶极子进行实验研究. 图 6(a) 的样品采用加载  $\lambda/4$  扼流套筒同轴线馈电, 图 6(b) 的样品则采用  $\lambda/4$  对称开槽同轴线进行馈电. 利用安捷伦矢量网络分析仪 (N5230A) 和 Satimo Starlab 天线近场测试系统分别测量两副天线的反射系数幅度 ( $|S_{11}|$ ) 和辐射特性(方向图、增益、效率).

图 7 是扇形磁偶极子在 2.4 GHz 处的表面电流分布, 与图 2 对比可知  $\text{TM}_{3/10,1}$  模已被充分激发. 图 8 是仿

真和测量的反射系数对比结果. 从图中可以看出, 加载扼流套筒和开槽同轴线馈电方式下实测的谐振频率分别为 2.30 GHz 和 2.25 GHz, 与仿真谐振频率 2.40 GHz 之间的误差分别为 4.2% 和 6.3%, 均在实验误差允许范围内. 2 种馈电方式下实测的天线阻抗带宽分别为 2.25 ~ 2.35 GHz (4.4%) 和 2.14 ~ 2.34 GHz (9.0%). 与仿真的 2.34 ~ 2.48 GHz (5.8%) 相比, 采用  $\lambda/4$  对称开槽同轴线馈电的天线工作带宽更大.

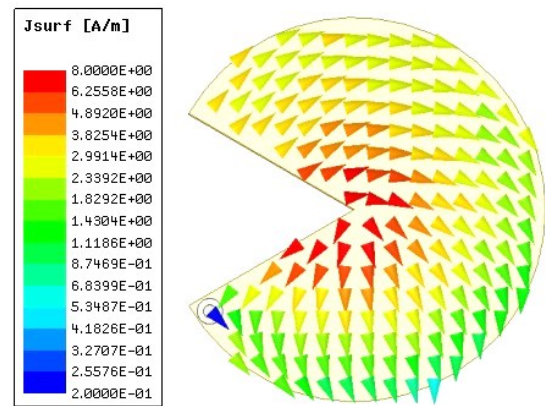


图 7 扇形磁偶极子表面电流分布

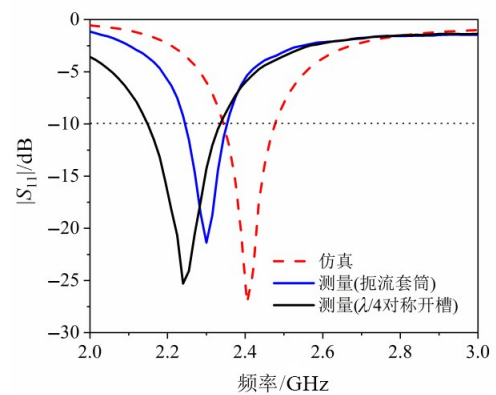


图 8 仿真和测量的反射系数



(a) 加载扼流套筒同轴线 (b)  $\lambda/4$  对称开槽同轴线

图 6 电小准各向同性扇形磁偶极子实物照片

为了验证天线的准各向同性辐射特性, 图 9 给出了仿真和实测三个主切面 ( $xz$  面、 $yz$  面、 $xy$  面) 在谐振频点上的总电场方向图. 由图可见, 仿真和实测的水平面 ( $xy$  面) 总电场方向图最大不圆度均小于 3 dB, 分别为 1.6 dB (仿真)、1.3 dB (扼流套筒)、0.8 dB ( $\lambda/4$  对称开槽). 实测的俯仰面 ( $xz$  面/ $yz$  面) 总电场方向图最大不圆度分别为 7.4 dB/6.7 dB (扼流套筒) 和 6.7 dB/6.2 dB ( $\lambda/4$  对称开槽), 与仿真的 3.2 dB/3.2 dB 相比, 分别劣化了 4.2 dB/3.5 dB 和 3.5 dB/3.0 dB. 实验和仿真的误差可从两方面分析: 一方面, 结合前期经验<sup>[7]</sup>和实测结果可知, 总电场方向图不圆度的劣化, 是同轴线外表面的寄生铅垂极化电流分量未能充分抑制、导致乱真幅

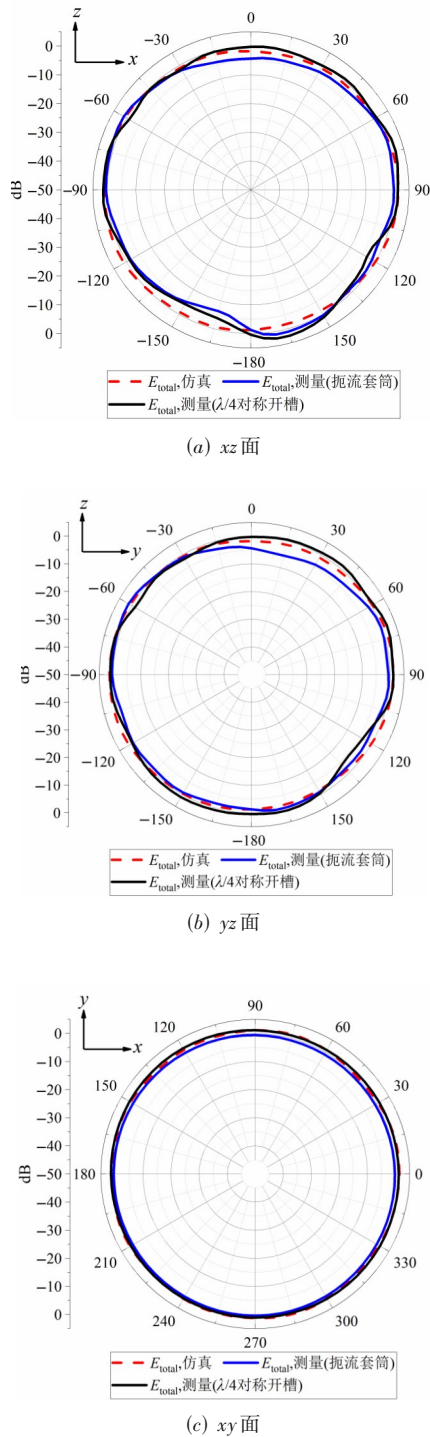


图9 仿真和测量(扼流套筒/开槽)的辐射方向图

射所致,不论采用何种平衡器,均未能完全抑制同轴线外表面的寄生辐射电流,故无法避免不圆度劣化;另一方面,通过对照俯仰面(xz面/yz面)的实测方向图不圆度,不难发现λ/4对称开槽同轴线的乱真辐射抑制效果略好于采用扼流套筒同轴线的情况.总体而言,电小准各向同性天线固有的不对称结构,采用传统同轴馈电

方式很难精确获取其真实辐射特性.如何优化馈电网络、充分抑制馈线乱真辐射并发展电小准各向同性天线辐射特性的精确测量技术,将成为今后一项挑战性极高的难题.

图10是仿真和测量的天线增益(+x轴)和效率频响曲线.由图10可知,两种馈电方式下实测的最大增益分别为0.1 dBi(扼流套筒)和1.4 dBi(λ/4对称开槽).仿真的增益与λ/4对称开槽馈电方式下测得的增益吻合很好.在天线阻抗带宽内,两种馈电方式下实测的平均辐射效率分别为81.9%(扼流套筒)和91.2%(λ/4对称开槽),均低于仿真的96.3%.从图中效率的频响曲线可见,λ/4对称开槽同轴线实测的辐射效率与仿真的吻合基本一致.

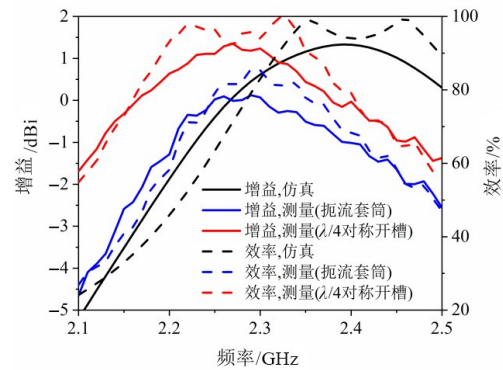


图10 仿真和测量的增益(+x轴)和效率

通过方向图、增益和效率实测结果的综合对比可知,λ/4对称开槽同轴线馈电方式抑制同轴线垂直电流乱真辐射的效果好于λ/4扼流套筒同轴线,且能够获得更接近仿真结果的方向图不圆度,是电小准各向同性扇形磁偶极子的优先馈电方式.

最后,分别从馈电方式、工作原理、相对带宽、电尺寸、最大不圆度和设计闭式/参数个数等方面,将设计的天线与现有电小准各向同性天线进行了综合比较,具体数据如表3所示.由于这些天线的中心频率和介质基板的相对介电常数 $\epsilon_r$ 不同,为了保证公平性,所有电尺寸统一调整为 $k_g a$ ,其中 $k_g = 2\pi/\lambda_g$ , $\lambda_g$ 是天线谐振频率对应的导波波长,可由式(4)近似求得:

$$\lambda_g = \frac{\lambda}{\sqrt{\epsilon}} \quad (4)$$

$$\epsilon \approx \frac{\epsilon_r + 1}{2}$$

比较的结果表明,所研制的天线在馈电方式、工作原理上与现有的准各向同性天线具有明显不同.同时,图11给出提出的电小准各向同性天线与现有天线相对带宽和电尺寸之间的对比结果.综合表3和图11的比

较结果可知,尽管电小准各向同性天线的电尺寸略大于文献[10,12]的情况,但相对带宽是前述情况的7~9倍、达到了9.0%,且总电场方向图仍然具有较低的不圆度(6.7 dB).通过综合比较可知,在最大不圆度接近的情况下<sup>[5,7,12]</sup>,电小准各向同性扇形磁偶极子天线具有最

小的体积和最大的阻抗带宽;而在电尺寸接近的水平下<sup>[10,12,16]</sup>,其阻抗带宽达到同类电小天线带宽的1.5倍以上,结构也是最简单的.本方法植根于微带腔体的本征模理论,所得天线结构简单且关键参数有解析设计闭式,不仅复杂度低于常规方法,通用性也更强.

表3 电小准各向同性扇形天线与现有同类天线的比较(N.A.=不可用)

参考文献	馈电方式	工作原理	相对带宽/%	电尺寸 $k_g a$	最大不圆度/dB	设计闭式/参数个数
文献[5]	N.A.	互补振子	7.0	2.80	7.9	无/14
文献[7]	扼流套筒+同轴线	磁偶极子	4.1	1.23	5.7	有/4
文献[10]	扼流套筒+同轴线	互补振子	1.0	0.73	3.1	无/17
文献[12]	扼流套筒+同轴线	互补振子	1.2	0.67	5.2	无/12
文献[16]	N.A.	多偶极子+寄生单元	4.6/6.1	0.99/1.28	4.0/2.6	无/15
本文	开槽同轴线	磁偶极子	9.0	0.92	6.7	有/5

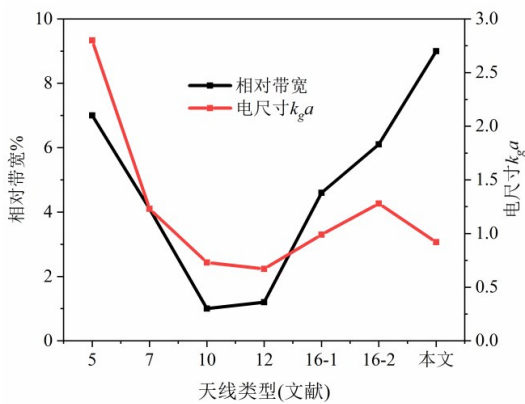


图11 各类准各向同性天线相对带宽和电尺寸的对比图

### 4 结论

本文提出了平面电小准各向同性磁偶极子天线的模式综合设计方法.通过模式综合列表,导出了最简结构平面电小磁偶极子天线的解析设计闭式以及一般设计准则,揭示了非对称扇形磁偶极子天线第一个本征谐振模式具有准各向同性辐射特性的基本规律.进一步通过实验研究,证实了电小准各向同性天线可采用  $\lambda/4$  对称开槽同轴线进行馈电,实测可用相对带宽达到9.0%、最大不圆度低于6.7 dB、辐射效率为91.2%,实现的准各向同性扇形磁偶极子电尺寸为  $R0.156\lambda_g \times 0.056\lambda_g$  ( $k_g a = 0.92$ ).本文提出的设计方法具有通用性,实现的电小天线可被用于具有各向同性覆盖特性的无线系统中或用作馈源天线.

### 参考文献

[1] HUSSAIN SHAH S I, RADHA S M, PARK P, et al. Recent advancements in quasi-isotropic antennas: A review [J]. IEEE Access, 2021, 9: 146296-146317.  
 [2] MATHIS H F. A short proof that an isotropic antenna is

impossible [J]. Proceedings of the IRE, 1951, 39(8): 970.

[3] SU Z, KLIONOVSKI K, BILAL R M, et al. A dual band additively manufactured 3-D antenna on package with near-isotropic radiation pattern[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2018, 66(7): 3295-3305.  
 [4] LIAO H G, ZHANG Q L, KARIMI M A, et al. An additively manufactured 3-D antenna-in-package with quasi-isotropic radiation for marine animals monitoring system [J]. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2019, 18(11): 2384-2388.  
 [5] HU P F, PAN Y M, ZHANG X Y, et al. A compact quasi-isotropic dielectric resonator antenna with filtering response [J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2019, 67(2): 1294-1299.  
 [6] WANG Y Y, YAN S. Design of an electrically small 3-D antenna with quasi-isotropic radiation pattern[J]. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2021, 20(10): 1873-1877.  
 [7] LI Q, LU W J, WANG S G, et al. Planar quasi-isotropic magnetic dipole antenna using fractional-order circular sector cavity resonant mode[J]. IEEE Access, 2017, 5: 8515-8525.  
 [8] PAN G P, LI Y, ZHANG Z J, et al. Isotropic radiation from a compact planar antenna using two crossed dipoles [J]. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2012, 11: 1338-1341.  
 [9] MATZNER H, LEVINE E. Can radiators be really isotropic?[J]. International Journal of Antennas and Propagation, 2012, 2012: 1-9.  
 [10] OUYANG J, PAN Y M, ZHENG S Y, et al. An electricaly small planar quasi-isotropic antenna[J]. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2018, 17(2): 303-306.

- [11] RADHA S M, SHIN G, PARK P, et al. Realization of electrically small, low-profile quasi-isotropic antenna using 3D printing technology[J]. IEEE Access, 2020, 8: 27067-27073.
- [12] RADHA S M, JUNG M, PARK P, et al. Design of an electrically small, planar quasi-isotropic antenna for enhancement of wireless link reliability under NLOS channels[J]. Applied Sciences, 2020, 10(18): 6204.
- [13] ZHANG Z J, GAO X, CHEN W H, et al. Study of conformal switchable antenna system on cylindrical surface for isotropic coverage[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2011, 59(3): 776-783.
- [14] DENG C J, LI Y, ZHANG Z J, et al. A wideband isotropic radiated planar antenna using sequential rotated L-shaped monopoles[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2014, 62(3): 1461-1464.
- [15] LIU P Q, LI Y. Quasi-isotropic radiation pattern synthesis using triple current line sources[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2020, 68(12): 8150-8155.
- [16] LUO J W, PAN Y M, ZHENG S Y, et al. A planar angled-dipole antenna with quasi-isotropic radiation pattern[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2020, 68(7): 5646-5651.
- [17] YU J, LU W J, CHENG Y, et al. Tilted circularly polarized beam microstrip antenna with miniaturized circular sector patch under wideband dual-mode resonance[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2020, 68(9): 6580-6590.
- [18] LU W J, LI Q, WANG S G, et al. Design approach to a novel dual-mode wideband circular sector patch antenna [J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2017, 65(10): 4980-4990.
- [19] LU W J, LI X Q, LI Q, et al. Generalized design approach to compact wideband multi-resonant patch antennas[J]. International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering, 2018, 28(8): e21481.
- [20] MAKAROV S N, LUDWIG R. Analytical model of the split-coaxial balun and its application to a linearly-polarized dipole or a CP turnstile[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2007, 55(7): 1909-1918.
- [21] HANSEN R C, COLLIN R E. Small Antenna Handbook [M]. New York: Wiley, 2011.
- [22] COURANT R, HILBERT D. Methods of Mathematical Physics, Vol. 1[M]. New York: Wiley, John Sons, 1953.
- [23] 吕文俊, 刘能武, 祝雷. 多谱宽带天线研究进展(特邀报告)[C]//2019年全国天线年会论文集(上册). 北京: 中国电子学会, 2019: 19-21.
- [24] GARG R, BHARTIA P, BAHL I, et al. Microstrip Antenna Design Handbook[M]. Boston: Artech House, 2001.
- [25] KING R. Coupled antennas and transmission lines[J]. Proceedings of the IRE, 1943, 31(11): 626-640.
- [26] 胡树豪. 实用射频技术[M]. 北京: 电子工业出版社, 2004.
- HU S H. Practical RF technology[M]. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2004. (in Chinese)
- [27] LU W J, ZHU L. Multi-Mode Resonant Antennas: Theory, Design and Applications[M]. Boca Raton: Taylor & Francis Group, CRC Press, 2022.

### 作者简介



郁 剑 男, 1988 年出生, 江苏沭阳人. 南京邮电大学博士研究生. 主要研究方向为多谱天线理论与设计方法.

E-mail: 2018010208@njupt.edu.cn



吕文俊(通讯作者) 男, 1978 年出生, 广东江门人. 南京邮电大学教授、博士生导师, 物联网研究院副院长, 教育部新世纪优秀人才支持计划获得者, 中国电子学会天线分会委员. 主要研究方向为天线理论与设计、微波技术、无线信道测量与建模.

E-mail: wjlu@njupt.edu.cn