2024 年 12 月 Journal of Terahertz Science and Electronic Information Technology

文章编号: 2095-4980(2024)12-1375-08

宽带低剖面多极化发射阵列天线的设计

梁洪灿,水孝忠,赵呈昊,李一诺,蒋凡杰

(中国电子科技集团公司 第五十一研究所, 上海 201802)

摘 要:设计了一个宽带二维扫描三角栅格多极化发射阵列,阵列天线采用双极化全金属 Vivaldi结构。金属Vivaldi天线小型化可满足三角栅格的布阵条件,依据极化形成理论,研究其多 极化形成特性以适应更多元化的应用。通过样机实测结果表明,该天线阵在X、Ku频段内(工作带 宽3:1)可实现大功率多极化形成;在有源驻波比(VSWR)小于3时,方位面和俯仰面扫描角可达到 ±30°;等效辐射功率(扫描角±30°内)可达到110 kW;阵列剖面为17 mm。

关键词:多极化;低剖面;三角栅格;全金属Vivaldi;发射阵列;宽带天线

中图分类号:TN821⁺.1 文献标志码:A doi: 10.11805/TKYDA2024222

Design of broad-band and low-profile multi-polarized transmitting array antenna

LIANG Hongcan, SHUI Xiaozhong, ZHAO Chenghao, LI Yinuo, JIANG Fanjie (The 51st Research Institute of CETC, Shanghai 201802, China)

Abstract: A broadband two-dimensional scanning triangular grid multi-polarization transmission array has been designed, with the array antenna adopting a dual-polarized all-metal Vivaldi structure. The miniaturization of the metal Vivaldi antenna can meet the array conditions of the triangular grid. Based on the theory of polarization formation, the characteristics of its multi-polarization formation are studied to adapt to more diversified applications. The prototype measurement results indicate that the antenna array can achieve high-power multi-polarization formation within the X and Ku frequency bands (operating bandwidth ratio of 3:1); with an active Voltage Standing Wave Ratio(VSWR) less than 3, the azimuth and elevation scanning angles can reach $\pm 30^{\circ}$; the equivalent radiated power (within $\pm 30^{\circ}$ scanning angle) can reach 110 kW; the array profile is 17 mm.

Keywords: multi-polarization; low-profile; triangular grid; all-metal Vivaldi; transmitting array; broadband antenna

有源相控阵天线具有波束形状捷变、多波束形成、空域滤波、空间大功率合成、多通道接收、多极化、多 工作模式能力和高可靠性等优点,逐渐成为当下有源相控阵系统研究中的热点。Vivaldi 天线是 Gibson于 1979年 提出的一种指数渐变槽线天线,作为一种超宽带行波缝隙天线,其逐渐变宽形成喇叭口形状的缝隙结构是辐射 或接收能量的主体。工作在不同的频率上,槽线对应不同部分发射或接收电磁波,因此 Vivaldi 天线具有端射、 结构简单、超宽带、定向辐射性良好等特点,是宽带相控阵阵元的优选^[1-5]。随着相控阵天线技术研究的逐渐深 入,传统印制型 Vivaldi 天线也暴露出一些缺点,如表面波引起的扫描盲点和谐振现象;介质和地板间易形成波 导传输模式,导致辐射效率降低;介质材料带来的损耗和色散现象,影响天线的性能;馈电结构比较复杂,难 以模块化扩展;印制板结构较为脆弱,容易损坏,难以承受大功率;阵列制作加工成本较高等。作为一种行波 天线,Vivaldi 天线带宽与它的高度正相关,通常为2~5λ_h(λ_h为最大工作频率的波长),其剖面较高,沿槽线的纵 向电流较大,在天线扫描时会带来交叉极化分量的上升。

本文在传统 Vivaldi 天线的基础上,设计出一款正交双极化全金属 Vivaldi 天线阵,能够很好地解决传统 Vivaldi 天线的上述问题。其采用等腰直角三角栅格布阵,同极化相邻单元之间采用电连接延长电长度,扩展了 工作带宽;剖面低至λ_h,减小了沿槽线的纵向电流,有效抑制交叉极化。双极化全金属 Vivaldi 天线阵阵列结构 对称,采用数控机床线切割一体化加工成型,重量轻,馈电结构简单,可耐大功率,成本低且辐射效率高。不同极化单元间成90°布局,使天线阵2个极化完全正交且相位中心重合,形成多极化的极化纯度高。本文设计的宽带低剖面多极化发射阵列天线,具备宽带、大功率发射能力、低剖面、极化和波束可捷变、极化特性丰富等优点,既可提高口径复用率,又可分子阵实现同时多极化工作。

1 宽带低剖面多极化发射阵列天线的设计

1.1 全金属 Vivaldi 天线的设计技术

全金属结构的 Vivaldi 天线^[6]采用同轴馈电,结构如图1 所示,主要由激励区、传输区、辐射区和超小型推入式(Sub-Miniature Push, SMP)连接器4部分构成。SMP 连接器采用螺纹安装固定, SMP 内导体采用毛纽扣可压缩结构进行天线馈电,馈电结构简单,无需锡焊。



全金属 Vivaldi 天线工作在不同频率上,其辐射区不同部分向外辐射或向内接收电磁波,这意味着相位中心 随频率变化,但各个辐射部分响应不同频率信号波长的电长度不变。理论上 Vivaldi 天线具有很宽的带宽,且辐 射性能基本相同。为便于同收发组件互联,SMP 连接器直接天线底部馈电,电磁波从同轴连接器馈入,经激励 区谐振腔形成的开路结构将电磁波反射,使信号仅向辐射端口传输。电磁波经过传输区的 90°槽线和过渡槽线, 最后由指数渐变槽线的开口辐射至自由空间。

(1)

全金属 Vivaldi 指数渐变曲线方程可表示为:

$$y = \pm (C_1 \mathbf{e}^{R_x} + C_2)$$

式中: *R*为指数渐变因子,决定槽线的弯曲度; *R*确定后,方程中的 常数*C*₁和*C*₂由指数渐变曲线的起点(*x_a*, *y_a*)和终点(*x_b*, *y_b*)求解。根据工 作频率范围,通过调节天线剖面高度、谐振腔的尺寸、槽线底部宽 度、渐变槽线的弯曲度和天线厚度优化天线的带宽、有源驻波比、宽 角扫描等特性。具体参数如表1所示。

1.2 三角栅格布阵技术

使用三角栅格进行布阵^[7],相同阵元数量下三角栅格的天线口径 比矩形栅格更大,增益更高。口径的增加可减轻后级收发模块封装密

度,利于散热,便于加工和安装。工作目标极化一般为垂直极化、水平极化、左旋圆极化(Left-Hand Circular Polarization, LHCP)和右旋圆极化(Right-Hand Circular Polarization, RHCP)。采用正交双斜线极化阵元布阵形成 垂直或水平极化,同采用正交垂直和水平极化阵元布阵相比,形成垂直或水平极化发射功率增加3 dB;前者发 射通道全部使用,后者发射通道只能使用一半。按照相控阵天线扫描理论^[7-9]要求,双极化阵列单元采用等腰直 角三角形布阵,如图2所示,阵列列间距为d,,行间距为d,,d,和d,需满足:

$$d_{y} \leq \frac{1}{2\sin\alpha} \times \frac{\lambda_{h}}{1+\sin\theta_{y}}$$
(2)

	表1	设计时参数值	
ble1	Specific	values of design	narameters

Table1 Specific values of design parameters					
parameter	value				
L_1	$0.46\lambda_{\rm h}$				
L_2	$0.23\lambda_{\rm h}$				
L_3	$0.12\lambda_{\rm h}$				
L_4	$0.21\lambda_{\rm h}$				
W	$0.67\lambda_{\rm h}$				
W_{a}	$0.62\lambda_{\rm h}$				
R	0.45				
$W_{\rm r}$	$0.07\lambda_{\rm h}$				
$W_{\rm h}$	$0.17\lambda_{\rm h}$				
W_{s}	$0.04\lambda_{\rm h}$				
	0.20 <i>λ</i> _h				
W _c	0.13 <i>λ</i> _b				

第 12 期

式中: α为三角栅格夹角; θ, 和θ, 分别为方位面和俯 仰面最大扫描角。本文中α=45°,θ,和θ,均为30°。通 过计算 $d_x = d_y \leq 0.48\lambda_h$ 。综合考虑,布阵间距 d_x 、 d_y 均取 0.48λ, 能满足二维波束扫描需求下, 口面增益最大。

根据系统指标要求,天线阵设计为12行18列, 其中有160个单元(10行16列)参与辐射工作。为保证 单元一致性, 阵列四周各含1行1列虚单元。阵列单 元形成独立的射频信号,通过 SMP-KK 同后级发射 模块盲插互联。双极化阵列单元采用等腰直角三角形 布阵,阵列单元和布阵设计上均采用结构对称性。阵 列天线采用数控机床线切割一体化加工成型,表面进 行导电氧化处理。一体化加工成型不仅提升阵列天线 各单元的幅相一致性,而且馈电结构简单,无需锡 焊,加工制造成本低。图3为全金属 Vivaldi 三角栅格 阵列结构的前视图和后视图,2个极化辐射体正交, 相同极化单元成等腰直角三角形布阵。同矩形布阵类 似,相邻的辐射单元电连接,延长电长度同时构成强 耦合拓宽带宽^[7]。阵列剖面高度约为λ_h,为提高天线 阵列性能,周围虚单元采用 SMP 负载联接。实际加 工的天线阵列外形尺寸为: 160 mm×116 mm×17 mm。





(a) top view

1.3 阵列多极化形成技术研究

空间任意极化的电磁波都可由任意2个相互正交的极化基合成[4]。 双极化全金属 Vivaldi 天线如图 4 所示,其端口 1(port1)和端口 2(port2)分 别产生45°和135°两种线极化,可用于形成垂直极化、水平极化、左旋 圆极化(LHCP)和右旋圆极化(RHCP)。发射阵列多极化形成幅相关系如 表2所示。

Table2 Amplitude and phase relationship between port 1 and port 2 in different polarizations						
port 1 amplitude	port 1 phase	port 2 amplitude	port 2 phase	polarization		
1	-	0	-	45°		
0	-	1	-	135°		
1	0°	1	0°	vertical		
1	0°	1	180°	horizontal		
1	0°	1	90°	RHCP		
1	0°	1	-90°	LHCP		

表2 多极化形成幅相关系表

amplitude	port 2 phase	polarization	
0	-	45°	
1	-	135°	
1	0°	vertical	
1	180°	horizontal	Fig.4 Schematic
1	90°	RHCP	metal Viv
1	-90°	LHCP	图4 双极化4



(b) back view

illustration of dual-polarized aldi è金属 Vivaldi 结构示意图

通过控制发射模块中功放栅控的开关实现双极化天线两端口幅度的控制。双极化天线两端口相位的控制比 较容易,因每个阵列单元后接发射模块中均含有移相器,控制其移相值来实现。多极化形成的相位关系只约束 了两端口间的相对相位差,对发射阵列波束扫描所需的阵内相位差不产生任何影响。

假设阵列为实现扫描角 θ 。所需的阵列单元内相位差为:

$$\Delta \Phi_{\rm s} = \frac{2\pi}{\lambda} d\sin \theta_{\rm s} \tag{4}$$

式中: λ 为工作波长;d为单元间距; θ ,为波束扫描指向角。实现某种极化所需附加的固定相位为 ϕ_{s} (见表2,不 修正情况下为 0° 、 90° 、 -90° 或 180°),则极化形成与波束扫描同步实现所需的相移值为 $\Delta \phi_{s} + \phi_{p}$,同样也适用于 二维扫描阵列, $\Delta \phi$,为二维扫描指向角下计算出来移相值的叠加。

宽带多极化发射阵列天线的原理框图如图5所示,采用16列10行共160个单元。工作原理为:系统输入1路 射频激励信号经功分模块功分成5路,输出到5个发射模块子阵,经发射模块子阵中功分放大模块功分驱动放大 后,使输出信号功率能推动末级功放处于饱和工作状态,实现各路射频信号的功率放大,最后经双极化天线阵 列进行空间大功率波束合成。控制模块接收到系统控制指令,经解码译码后,控制各发射模块中的移相器,通 过设置移相器的不同移相值形成所需极化及特定指向的干扰波束。供电和控制转接板将来自电源模块的供电和 控制模块的控制信号转接分发后发送给各发射模块。



Fig.5 Schematic diagram of the transmitting array 图 5 发射阵列原理框图

本文以双极化金属 Vivaldi 单元仿真为基础,针对二维扫描±30°有源驻波比(VSWR)、扫描波束方向图、增益和形成各极化的纯度等主要参数进行优化仿真设计,使用 HFSS 软件进行全阵 160 阵元全波优化仿真。

天线参数优化仿真后,阵列形成垂直、水平、右旋圆极化和左旋圆极化,在二维±30°扫描时,有源 VSWR均小于3。鉴于篇幅受限,图6为垂直极化和左旋圆极化在30°扫描时的有源驻波比曲线,可知有源 VSWR 均小于2.9。图中横坐标 f₀~3f₀表示天线阵列工作频率范围,其中f₀为工作起始频率,3f₀为工作终止频率。



Fig.6 Vertical polarization and LHCP active VSWR at the scanning angle of 30° 图 6 垂直极化和左旋圆极化在扫描角 30°有源驻波比

从图 7 仿真曲线可知,天线阵在中心频率 $2f_0$ 形成右旋圆极化, Φ_p 为理论值 90°时,阵列对应的交叉极化为 – 29 dB; Φ_p 为 100°时,其交叉极化为–21 dB; Φ_p 为 110°时,其交叉极化为–16 dB; Φ_p 增加到 120°(偏差 30°)时, 其交叉极化恶化到–12 dB。从图 8 仿真数据可知,形成水平极化, Φ_p 为理论值 180°时,其交叉极化为–28 dB; Φ_p 为 190°时,其交叉极化为–22 dB; Φ_p 为 200°时,其交叉极化为–15 dB; Φ_p 增加到 210°(偏差 30°)时,其交叉 极化恶化到–12.5 dB。图 9 为形成 RHCP和LHCP, Φ_p 为理论值 90°和–90°时,轴比均小于 1.2 dB;当 Φ_p 偏差值为 5°~10°时,轴比值小于 2 dB; Φ_p 偏差值为 15°时,轴比值小于 3 dB; Φ_p 偏差值为 20°~25°时,轴比值小于 4 dB; 随着 Φ_p 偏差值为 30°时,轴比值小于 5 dB。通过研究形成左旋圆极化和垂直极化(交叉极化特性情况类似),得出 了工程设计指导建议,极化 Φ_p 偏差在 10°内,可以获得较好的交叉极化(低于–21 dB)和圆极化轴比(小于 2 dB)。



Fig.9 Variation of RHCP and LHCP axial ratios with Φ_p 图 9 形成右旋圆极化和左旋圆极化其轴比随着 Φ_p 的变化

2 宽带低剖面多极化发射阵列的测试结果

以仿真模型参数为设计依据,完成阵列天线设计;同时进行发射组件子阵(通道功率7~15 W)、功分模块、 功分放大模块、电源模块、控制模块、液冷板等的设计加工,组成宽带低剖面多极化发射阵列天线原理样机, 并在微波暗室进行测试实物验证。阵列实物如图10所示,原理样机实物如图11所示。



Fig.10 Picture of the antenna array 图 10 阵列天线实物图



Fig.11 Picture of the elementary prototype 图 11 原理样机实物图

实测阵列天线中双极化单元的驻波比曲线如图 12~13 所示,在X、Ku频段内,VSWR≤1.64。实测结果表明阵 中各单元具有较好的驻波比及其一致性。



采用NSI2000 天线测试系统进行原理样机的方向图测试,分别测试水平/垂直/45°线/135°线/左旋圆/右旋圆极 化共6种极化状态形成下的方位面和俯仰面(±30°)扫描波束方向图。限于篇幅,本文给出中心频率为2f₀时水平、 垂直、左旋和右旋圆极化状态下方位面扫描波束方向图,如图14~16所示。原理样机各极化状态下有效辐射功率 (Effective Radiated Power, ERP)实测数据见表3,表中θ。为波束扫描指向角。

从图 14~图 16 实测扫描波束方向图曲线和表 3 实测 ERP 数据,可知原理样机 6 种极化发射状态下的扫描特性 满足方位面和俯仰面±30°扫描要求,形成各种极化的方向图特性良好,副瓣电平均优于-12 dB,交叉极化均低 于-19 dB。发射阵列形成垂直、水平、左旋和右旋圆极化,波束扫描±30°内的 ERP 均大于 110 kW。实测阵中 2 个正交极化天线相位 Φ_p偏差均在 15°以内,交叉极化与仿真值基本一致。若要获得更好的交叉极化,需对阵列 进行频率步进加密校正。



1380



Fig.15 Measured LHCP/RHCP–polarization radiation patterns of $2f_0$ in the azimuth 图 15 在 $2f_0$ 左旋圆极化/右旋圆极化方位面实测波束方向图

Fig.16 Measured cross polarization of multi-polarization 图 16 实测形成各种极化下的交叉极化值

表3 实测ERP数据

f	45°-polarization ERP/kW		135°-polarization ERP/kW		vertical-polarization ERP/kW				
	$\theta_s = -30^{\circ}$	$\theta_s = +0^{\circ}$	$\theta_s = +30^{\circ}$	$\theta_s = -30^{\circ}$	$\theta_{\rm s}$ =+0°	$\theta_s = +30^{\circ}$	$\theta_s = -30^\circ$	$\theta_s = +0^{\circ}$	$\theta_s = +30^{\circ}$
f_0	78.9	83.5	73.8	85.4	90.0	83.6	136.1	159.9	145.8
$2f_0$	130.2	160.7	145.0	136.0	172.2	154.3	211.8	306.2	216.8
3f_0	121.4	198.7	123.9	118.9	189.7	119.1	222.9	387.4	244.4
ſ	horizontal-polarization ERP/kW		RHCP ERP/kW			LHCP ERP/kW			
Ĵ	$\theta_s = -30^{\circ}$	$\theta_s = +0^{\circ}$	$\theta_s = +30^{\circ}$	$\theta_s = -30^{\circ}$	$\theta_s = +0^{\circ}$	$\theta_s = +30^{\circ}$	$\theta_s = -30^{\circ}$	$\theta_s = +0^{\circ}$	$\theta_s = +30^{\circ}$
f_0	127.0	156.2	110.6	149.6	164.0	133.3	124.4	171.8	144.0
$2f_0$	266.7	335.7	260.6	235.5	332.7	252.4	300.3	329.2	286.7
$3f_0$	181.2	274.3	185.4	214.3	347.6	235.0	138.8	305.4	188.3

3 结论

第 12 期

本文设计的宽带低剖面多极化发射阵列天线,具备宽带、大功率发射和二维电扫能力,同时具备极化和波 束可捷变、极化特性丰富的特征,既提高了口径复用率,又可以分子阵实现同时多极化工作。阵列采用全金属 结构一体化加工成型,馈电结构简单,低剖面(约为λ_h),低成本,可耐大功率,研究成果具有较高的工程应用 价值。

参考文献:

- [1] 刘震国,章文勋. 一种新型正交双极化渐变槽线天线[J]. 微波学报, 2008,24(1):42-46. (LIU Zhenguo, ZHANG Wenxun. A novel orthogonally dual-polarized tapered slot antenna[J]. Journal of Microwaves, 2008,24(1):42-46.)
- [2] CHIO T H, SCHAUBERT D H. Parameter study and design of wide-band widescan dual-polarized tapered slot antenna arrays
 [J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2000,48(6):879-886. doi:10.1109/8.865219.
- [3] HOLTER H, CHIO T, SCHAUBERT D. Elimination of impedance anomalies in single and dual-polarized endfire tapered slot phased arrays[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2000(48):122-124. doi:10.1109/8.827394.
- [4] 贺友龙,梁洪灿,赵呈昊,等. 宽频带宽扫描角多极化相控阵天线设计[J]. 太赫兹科学与电子信息学报, 2020,18(3):422-426.
 (HE Youlong,LIANG Hongcan,ZHAO Chenghao, et al. Design on wide bandwidth and scanning angle of multi-polarized phased array antenna[J]. Journal of Terahertz Science and Electronic Information Technology, 2020, 18(3):422-426.) doi:10.11805/

1382

TKYDA2019543.

- [5] 宋道军,齐照辉,尹应增.一种宽带小型化的双圆极化天线设计[J]. 太赫兹科学与电子信息学报, 2023,21(10):1244-1246, 1270. (SONG Daojun,QI Zhaohui,YIN Yingzeng. A broadband and miniaturized dual circularly polarized antenna[J]. Journal of Terahertz Science and Electronic Information Technology, 2023,21(10):1244-1246,1270.) doi:10.11805/TKYDA2021319.
- [6] MA Xin, CHAI Shunlian, XIAO Ke, et al. Design of all-metal Vivaldi phased array antenna[C]// 2018 IEEE the 3rd International Conference on Signal and Image Processing(ICSIP). Shenzhen, Guangdong, China: IEEE, 2018: 547-551. doi: 10.1109/SIPRO-CESS.2018.8600487.
- [7] KINDT R W, BINDER B T. Dual-polarized Vivaldi array on a triangular lattice[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2021,69(4):2083-2091. doi:10.1109/TAP.2020.3037691.
- [8] 李晓今,郭先松,李记任,等. 一种超宽带、低交叉极化、低剖面的相控阵天线单元设计[J]. 电子测量技术, 2019,42(21):5-9.
 (LI Xiaojin,GUO Xiansong,LI Jiren, et al. Design of an ultra-wideband, low cross polarization, low profile phased array antenna element[J]. Electronic Measurement Technology, 2019,42(21):5-9.) doi:10.19651/j.cnki.emt.1903388.
- [9] 陆娇君,吴鸿超.X波段超宽角扫描相控阵天线设计[J].强激光与粒子束, 2019,31(12):52-57. (LU Jiaojun,WU Hongchao. Design of X-band ultra-wide angle scanning phased array antenna[J]. High Power Laser and Particle Beams, 2019,31(12):52-57.) doi:10.11884/HPLPB201931.190226.

作者简介:

梁洪灿(1984-),男,硕士,高级工程师,主要研究 方向为超宽带天线、多波束多极化阵列天线、超宽带相 控阵天线.email:lianghongcan@sina.com.

水孝忠(1987-),男,硕士,高级工程师,主要研究 方向为宽带天线、阵列天线、太赫兹天线.

赵呈昊(1991-),男,硕士,工程师,主要研究方向 为宽带天线、阵列天线. **李一诺**(1999-),女,硕士,助理工程师,主要研究 方向为宽带天线、阵列天线、超材料天线.

蒋凡杰(1969-),男,本科,研究员级高级工程师, 主要研究方向为天馈、微波与射频系统及其工程应用.