

## 新型八毫米电扫描跟踪天线\*

姚德森 毛钧杰 张 钧 赫崇骏 陈国强

(国防科技大学电子技术系 长沙 410073)

**摘 要** 本文研究了一种小功率毫米波电扫天线的新技术。它用开关置于上、下两层双加脊波导组成的馈源中的四个二极管实现波束的快速电子扫描。文中讨论了研制技术难点与解决方法。实验所得各项指标均较满意。此技术也可方便地推广应用到其它微波频段。

**关键词** 电子扫描,跟踪天线

**分类号** TN827.3

## A Novel 8mm—Band Electrical Scanning-tracking Antenna

Yao Demiao Mao Junjie Zhang Jun He Chonggiun Chen Guoqiang

(Departement of Elecceronic Technolgy, NUDT, Changsha, 410073)

**Abstract** A new technique of 8mm band electrical scanning-tracking antenna with small power is discussed. It completes electrical scanned beam in high speed, by four PIN diods installed in two layers dual-ridge rectangular waveguides, The difficul-fies of technique and the method of solving it are studied. Experimental results show that properties are sasisfactory. This technique can also be used in other microwave bands.

**Key words** Eleccercal scanning, Antenna

本文报道研制成功的一种新型八毫米电扫跟踪天线,其馈源是一对对称双加脊开口矩形波导。在双脊的适当位置上安装四个PIN二极管。利用开关这些二极管,实现波束的五个扫描位置,即上、下、左、右、中的偏转。此技术使古老的顺序波瓣扫描测角技术与现代相位电控技术相结合,以最简单、经济的方式实现低功率雷达或导引头的快速电扫跟踪。技术也可推广应用于各个微波频段。

在研制中解决了天线增益、和差矛盾、驻波系数、交叉电平、旁瓣电平等技术难点,使各项指标都有较好结果。已达到的主要技术指标为:

1) 天线形式:抛物面,口径 $\Phi=135\text{mm}$ ,方形双脊波导馈源,外形 $10.5\times 10.5$

\* 国家发明三等奖,国防科工委科技进步一等奖项目。  
1995年4月19日收稿

mm<sup>2</sup>, 电控波束十字扫描或顺序锥扫, 线极化; 2) 工作频带: 35.2GHz±0.4GHz; 3) 增益: 和状态  $G > 29$  dB(相当效率  $> 0.4$ ), 差状态  $G > 26$  dB; 4) 差波束交叉电平:  $-0.8$  dB~ $-2$  dB; 5) 系统驻波系数:  $< 1.65$ (五种状态); 6) 旁瓣电平: 和波束  $< -18$  dB, 差波束  $< -14$  dB.; 7) 扫描频率:  $0 \sim 450$  Hz 连续可调 8 波束转换时间  $< 6\mu$ S。

## 1 结构与工作原理

天馈系统的结构示意图如图 1(a)所示。图 1(b)为馈源的结构示意图。由标准 8mm 矩形波导经一段过渡波导, 连接到一对双脊矩形波导辐射器。辐射器中间的横向隔片将馈源分成上下对称的两个双脊波导。隔片上的渐变脊满足阻抗匹配及开关管要求。PIN 管采用 WP36 型。

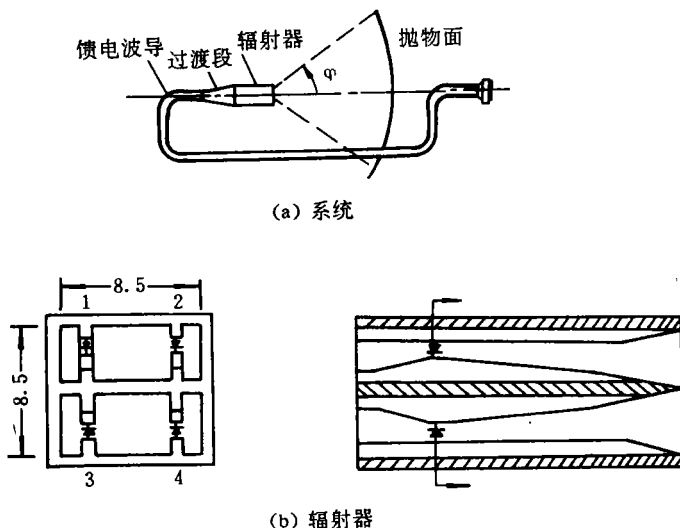


图 1 结构示意图

此电扫天线的关键是馈源。为使波束偏转, 二极管开关两种状态下必须呈现不同的电抗性质。为使波束偏转达到近  $1.5^\circ$ , 馈源口面必须有合适的相位及等效相位中心位置。这由控制波导模比来达到。本馈源是个多模馈源。工作原理如下。

当四个二极管全部不通流时, 馈源上、下两矩形脊波导中均工作有传输型的  $H_{10}$  主模和  $H_{30}$  模, 并有其它非传输型的偶对称高次模。在辐射器口面上, 上下两部分口径场为等幅同相场, 这样, 初级场经抛物面反射后, 在远区轴向将形成最大辐射值, 此即“和”波束状态。

当上面一对二极管通流而下面一对二极管不通流时, 上脊波导中的二极管处相当于感性加载, 下脊波导的二极管处相当于容性加载, 并使上下波导口面场有一合适的相位差。同时, 由于通流二极管插入损耗比不通流二极管的大, 所以上脊波导口径场振幅比下脊波导的小。此具有幅相差的两个辐射波经抛物面反射后, 使方向图的主波束向上偏移, 偏移角约为  $1.5^\circ \sim 2^\circ$ ; 反之, 当上脊波导中二极管不通流而下脊波导中二极管通流时, 将会使天线方向图的主波束向下偏移。这两种状态的波束偏移就形成了雷达跟踪所必须的“高低差”波束交叉电平, 约  $-1.5$  dB。

当两脊波导中左边的一对二极管通流而右边的一对二极管不通流时, 这种不对称扰

动使脊波导中产生奇对称模，传输模中除了原有的  $H_{10}$ 、 $H_{30}$  模之外，又增加了  $H_{20}$  模。此外，还有奇对称的非传输模。这些模在辐射器口径面上叠加，导致口径场的等效相位中心向右偏移（当二极管离口面电长度改变时，也可使相位中心向左偏移）。从而，经抛物面反射后，主波束将向左偏移。反之，当两脊波导中左边的二极管不通流而右边的二极管通流时，主波束将向右偏移。此即“方位差”波束状态。

## 2 技术难点与解决途径

在本方案中波束控制的原理简单，偏移效果明显，但在实际研制中却遇到了许多困难，出现许多很难协调的矛盾。

### 2.1 二极管的损耗

4 个二极管加入之后，增加了馈源的插入损耗，包括二极管的欧姆损耗和反射损耗，导致天线增益下降。若设计不好，则增益会下降几个分贝甚至十多分贝。作者采取的改善措施为：(1) 采用对称双脊波导，将管子偏离中间高场区放置；(2) 用渐变脊过渡并使二极管安装处有合适的脊隙以改善匹配；(3) 挑选合适的管子参数。采取上述措施后，天线和增益达到大于 29dB。天线效率接近 0.4。这就达到了与普通无源单脉冲天线相当的效率。

### 2.2 电压驻波比

普通毫米波馈源要实现宽带低驻波已比较困难。本系统中有 4 个二极管，5 种工作状态，每种工作状态下馈线的负载阻抗都不相同，因此要在宽频带上保持低驻波特性就更不容易。作者采取的办法是：(1) 设计合适的脊隙；(2) 渐变脊的高度；(3) 调整二极管的电源。经过努力，已使各状态下，在 34.8GHz~35.6GHz 范围内除少数点外，驻波比均小于 1.6。

### 2.3 交叉电平控制

“差”波束交叉电平的高低决定了跟踪的误差灵敏度。按常规，交叉电平在 -1.5dB 左右时差斜率为最大，因此在交叉电平为 -1.5dB 左右时误差灵敏度较高。在此控制交叉电平就是控制差状态时馈源口径面的等效相心位置。作者采用在脊波导口面内侧贴金属片或介质片的办法来控制等效相心的偏移，效果甚好。获得在  $\pm 0.4$ GHz 范围内  $E$ 、 $H$  面所有交叉电平为 -0.8~-2dB 的结果。

### 2.4 旁瓣电平

为了降低环境噪声，精确制导雷达，要求有较低的旁瓣电平。只考虑“和”状态旁瓣电平的降低是容易的，因为可以适当设计照射电平。当然，同时要照顾到增益不致有明显下降。在“差”状态时，馈源对抛物面的照射不对称，使差方向图中一边的旁瓣电平会明显增高。调整二极管位置和馈源尺寸，改变抛物面与载体间的相对位置，均有可能改善这一参数。本天线中和旁瓣在频带内均小于 -18dB，差旁瓣均小于 -14dB。

### 2.5 和差增益矛盾

由于和状态的馈源口面有效口径比差状态的口面有效口径接近大一倍，因此馈源的差方向图比和方向图波束宽度约大一倍。当抛物面  $f/D$  按和增益最大设计时，差增益就必然要减小 2~3dB。这就是单脉冲雷达中常遇到的和差矛盾。这一矛盾在本天线中同样存在。此外，本文的波束偏移采用相位控制，在差状态时馈源方向图的一边会出现很深

的凹陷点。若此凹陷区出现在照射角之内，其对差增益十分不利。本文采用适当折衷的办法，使和差增益矛盾控制在 3dB 之内。

### 3 测试结果

测试工作在毫米波专用暗室中进行。所用仪器经国家一级计量传递校正，数据是可信的。测试的主要参量为输入电压驻波比、增益、方向图。由方向图确定波束宽度、交叉电平和旁瓣电平。

#### 3.1 电压驻波比

测试频带为 34.6~35.7GHz，5 种工作状态的电压驻波比如图 2 所示。图中曲线标有“和”者为 4 个二极管全不通流，标有“1-2”则仅 1, 2 管子通流，依此类推。

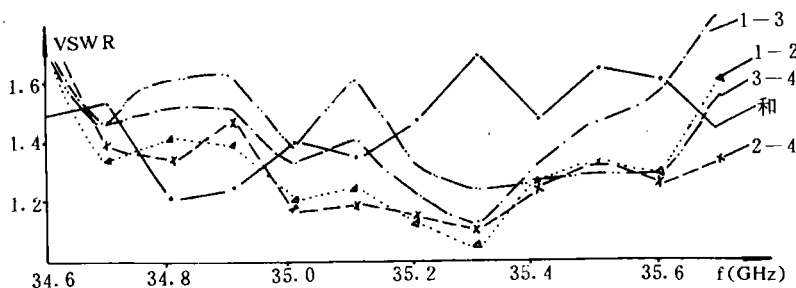


图 2 驻波特性

#### 3.2 增益特性

测试频带为 34.5GHz ~ 35.9GHz。结果示于图 3。

#### 3.3 方向图测试

数据用自动仪测试，计算机进行处理。测试了 34.8GHz，35.0GHz，35.2GHz，35.4GHz，35.5GHz，35.6GHz 时 E、H 面方向图。据方

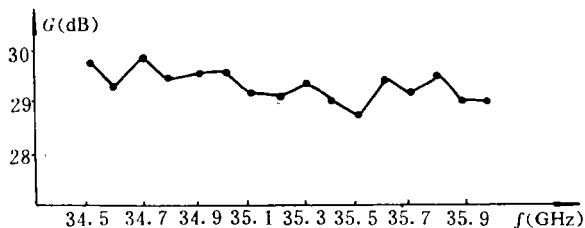


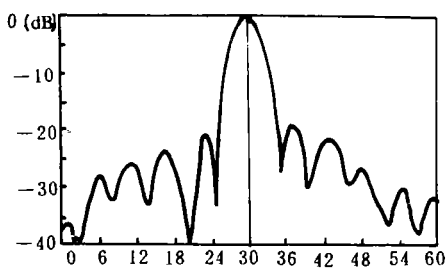
图 3 增益特性

向图可确定和差波束宽度、交叉电平、最大旁瓣电平、和差矛盾和波束等化情况等。一组典型曲线见图 4。

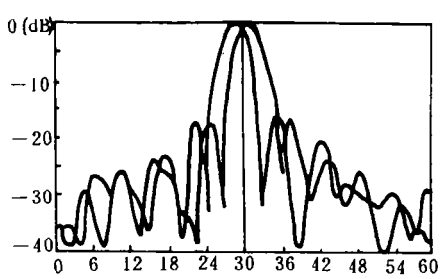
表 1 和、差波束宽度及波束等化情况(-3dB)

$f(\text{GHz})$		34.8	35.0	35.2	35.4	35.5	35.6
		和	$E$	4.2°	4.5°	4.5°	4.2°
	$H$	4.5°	4.5°	4.2°	4.5°	4.5°	4.5°
E 差	$E_1$	4.2°	4.2°	3.9°	4.2°	3.9°	3.9°
	$E_2$	4.2°	4.2°	4.2°	3.9°	3.9°	3.9°
H 差	$H_1$	3.9°	3.9°	3.9°	3.9°	3.9°	4.5°
	$H_2$	3.9°	4.2°	3.6°	3.9°	3.9°	3.9°

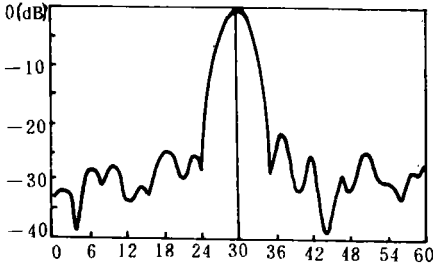
注：采样精度为 0.3 度



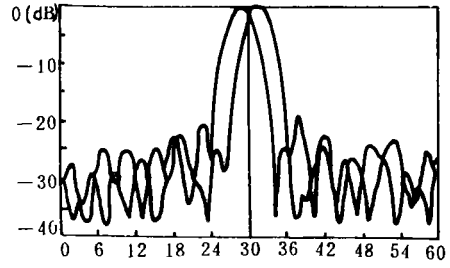
(a) H面归一化和方向图



(b) H面归一化差方向图



(c) E面归一化和方向图



(d) E面归一化差方向图

图4 天线方向图,  $f=35.0\text{GHz}$

(2)最大旁瓣电平

表2

		$f(\text{G})$											
		34.8		35.0		35.2		35.4		35.5		35.6	
和 (dB)	$E$	-22.3	-19.6	-24.4	-21.8	-23.8	-20.1	-19.3	-17.5	-18.5	-18.4	-17.4	-17.4
	$H$	-20.4	-18.6	-20.3	-18.7	-20	-18.7	-18.5	-18.2	-18.3	-18.6	-18.7	-19
$E$ 差 (dB)	$E_1$	-22.4	-24.8	-20.5	-23	-17.9	-21.1	-15.5	-15.2	-15.3	-14.5	-14.6	-12.8
	$E_2$	-23.3	-19.2	-22.5	-18.7	-19.6	-17.7	-14.9	-14.9	-14.1	-15.3	-12.8	-14.3
$H$ 差 (dB)	$H_1$	-15.2	-16.9	-16.4	-16.7	-16.7	-16.3	-16.3	-16.3	-16.8	-17	-16.9	-17.4
	$H_2$	-17	-14.2	-17.1	-15	-16.7	-15.2	-15.5	-14.4	-15.4	-14.5	-16	-14.6

(3)差波束交叉电平

表3

		$f(\text{G})$					
		34.8	35.0	35.2	35.4	35.5	35.6
$E$ (dB)		0.6	1.2	1.6	1.7	2.0	2.1
$H$ (dB)		1.4	1.3	1.5	1.2	1.6	1.7

(4)和差矛盾

表4

		$f(\text{G})$					
		34.8	35.0	35.2	35.4	35.5	35.6
$E$ (dB)	$E_1$	2.3	1.5	2.5	1.1	1.2	0.5
	$E_2$	2.3	1.5	2.2	1.0	1.5	0.9
$H$ (dB)	$H_1$	0.7	0.7	1.2	1.0	2.6	2.6
	$H_2$	0.8	0.6	1.6	1.4	3.6	3.8

参考文献

1 R Dang, B Wafson. Electronic Tracking Systems for Satellite Ground Stations. Proceedings of 5th European Microwave Conference 1985.

(责任编辑 潘生)