

# 用束波导与真空椭圆软波导传输的高功率微波发射系统研究

钟哲夫 刘盛纲

(电子科技大学高能电子学研究所, 成都 610054)

**摘要** 对两种高功率微波传输与发射系统进行了研究、比较, 其中, 束波导传输偏置抛物面系统适用于过模波导输入, 真空椭圆软波导传输抛物面系统适用于单模波导输入的情况, 对以上两种发射系统进行了物理光学数值分析(PO/PO)。在S波段, 在未优化设计前, 前者截获效率86.6%, 增益40dB, 后者截获效率96.7%, 增益42.5dB。

**关键词** 高功率微波 束波导 真空椭圆软波导 偏置抛物面 双工栅

**SBSTRACT** Two radiating systems for generating a scanning high power microwave beam are presented. The first one uses beamwaveguide to feed an offset paraboloid antenna, which is suited for overmode input waveguide. The second consists of an offset paraboloid antenna fed by a multimode horn that is linked to a vacuum flexible elliptical waveguide as a method of limited elevation scan, which is simple and suited for the transmitter with single mode output waveguide. The physical optics analysis technique is used to investigate above antennas. The numerical results shows that the gains and spillover efficiencies are reasonable.

**KEY WORDS** high power microwave, beamwaveguide, vacuum flexible elliptical waveguide, offset paraboloid, duplexing grid

## 0 引言

高功率微波(HPM)是指频率1~300GHz, 脉冲功率超过100MW的电磁波, 一些可产生高功率微波器件, 如相对论速调管, 相对论磁控管, 相对论返波管, 多波切伦柯夫器件, 虚阴极器件等已相继实验成功, 最大单次脉冲输出功率达15GW<sup>[1, 2]</sup>。高功率微波源器件的共同特点是借助于相对论电子束与电磁波相互作用产生电磁振荡。输出脉冲宽度为几十ns~1 $\mu$ m, 脉冲重复频率从单次几百Hz。高功率微波在空间技术、环境保护、科学研究和军事等领域有着广阔的应用前景。

本文提出两种高功率微波发射方案: 束波导馈电、偏置抛物面天线, 适用于采用过模波导输出波源, 该结构可作全方位波束扫描。真空椭圆软波导传输和偏置抛物面天线, 适用于采用单模波导输出的波源, 该结构可作360°方位角, 60°俯仰角扫描, 对这两种方案进行了物理光学数值分析。在S波段, 前者在未优化前(只计及溢出损耗), 效率86.6%, 增益40dB, 最大尺度8m, 主反射面口径4.83m, 后者效率96.7%, 增益42.5dB, 口径5.05m, 可用车载。偏置抛物面天线消除了由于馈源或次反射面遮挡引起的效率低, 旁瓣电平高和

国家863激光技术领域资助项目

1995年9月18日收到来稿, 1996年5月3日收到修改稿。

驻波比较大等缺陷。两种方案皆可用双工栅实现跟踪与高功率发射共用一个天线，同时可消除偏置抛物面产生的较高的正交极化分量对跟踪精度的不利影响。

### 1 束波导传输、偏置抛物面天线系统

大多数 GW 级高功率微波 (HPM) 源都是使用真空过模波导输出，尤其在短厘米波段，使用束波导传输，为天线扫描提供了方便手段。为了防止击穿，馈源喇叭口比较大，且不允许再聚焦，采用偏置抛物面天线，可避免中心馈电方式所产生的遮挡效应，从而消除遮挡损耗和反射，降低系统驻波比，提高功率容量。同时也降低了旁瓣。结构如图 1 所示，由束波导提供的两条转轴使天线具有全方位扫描性能 (设计和计算的波长为 10cm)，图中虚线为方案 I，仅示出主镜，实线为方案 II。

采用方角锥多模喇叭馈源，可获得轴对称的辐射分布，从而提高全系统的截获效率。其喇叭口面场分布为

$$E_y = E_0 \sin \frac{\pi x}{a} (1 - 0.66 \cos \frac{2\pi}{a} y) \quad (1)$$

其中  $a$  为方角锥口面边长。方角锥使输出线极化稳定，便于用双工栅来提供跟踪手段。输出功率为 1GW， $a=30\text{cm}$  时，多模馈源最高口面场强为 38.2kV/cm。

由于目前还未见对窄脉冲，低重复频率下，大气击穿强度的系统研究成果，只能以几个有关实验的文献报道<sup>[2~4]</sup>为参考，选择  $a=30\text{cm}$ 。输入 1GW，在第一反射面下边沿轴上 P 点 (图 1)，距喇叭口面 0.7m，场强为 26.4kV/cm，如果在该点之下与喇叭口之间处于 SF<sub>6</sub> + N<sub>2</sub> 气体中。若空气一侧场强增大 2 倍达到 52.8kV/cm，相应的功率输入为 4GW。

为了提高截获效率，束波导各反射面口径  $D$  与波长之比大于 10，相距  $\ll 2D^2/\lambda$ ，所以都处于近区，采用物理光学的方法对式 (2)~(4) 进行数值求解分析全系统。

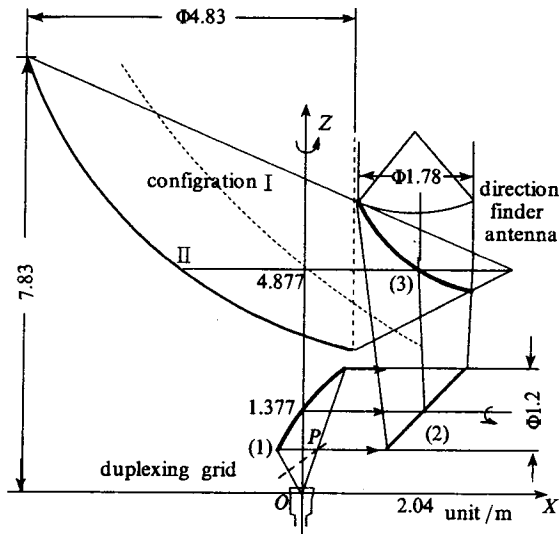
$$E = \frac{1}{4\pi} \iint_s \{ \mathbf{J}_m \times \nabla - j\omega\mu \mathbf{J}_e - j \frac{1}{\omega\epsilon} [\mathbf{J}_e \cdot \nabla] \nabla \} \Psi ds \quad (2)$$

$$\mathbf{H} = \frac{1}{4\pi} \iint_s \{ -\mathbf{J}_e \times \nabla - j\omega\epsilon \mathbf{J}_m - j \frac{1}{\omega\mu} [\mathbf{J}_m \cdot \nabla] \nabla \} \Psi ds \quad (3)$$

$$P = \iint_s (\mathbf{E} \times \mathbf{H}) \cdot \mathbf{n} ds \quad (4)$$

式中，自由空间格林函数  $\Psi = e^{-jkr}/r$ ；磁流密度  $\mathbf{J}_m = \mathbf{E} \times \mathbf{n}$ ，电流密度  $\mathbf{J}_e = \mathbf{n} \times \mathbf{H}$ ，在金属反射面上， $\mathbf{J}_m = 0$ ， $\mathbf{J}_e = 2\mathbf{n} \times \mathbf{H}$ ， $\mathbf{n}$  为积分表面单位法线矢量。

先由喇叭口面场，求第一反射面处的  $\mathbf{E}$ 、 $\mathbf{H}$ ，及截获功率  $P$  和表面电流  $\mathbf{J}_e$ ，再由  $\mathbf{J}_e$  求第二反射面处的  $\mathbf{E}$ 、 $\mathbf{H}$ 、 $P$  及  $\mathbf{J}_e$ ，如此反复，直到求出远区辐射场 (PO/PO)。计算了两种结



reflector number	focus length	flare angle
1	0.689	-31.13°, 20.27°
3	0.998	-32.00°, 20.66°
main	2.709	-32.00°, 20.66°

Fig.1 The system of an offset paraboloid antenna fed by a beamwaveguide

图 1 束波导传输偏置抛物面系统

表 1 截获效率表

reflector number	spillover efficiency(%)	
	I	II
1#	95.7	95.7
2#	92.96	95.83
3#	94.59	96.34
main reflector	98.02	98.05
overall	82.48	86.63

表 2 图 1 系统的远场辐射特性

configuration	gain/dB	aperture efficiency/%	main lobe width	power flow density at 10km, $I/W \cdot cm^{-2}$
I	40.686	50.86	1.5°	0.815
II	40.436	48.02	1.6°	0.808

构，结构 I 的辐射场轴与方位角转轴共线。结构 II 是将结构 I 的 3、4 和主反射镜左移 1.38m，以便提高截获效率。计算结果见表 2。

馈源静止时，当天线作方位角扫描，辐射场的极化方向会改变，将平行于偏置抛物面天线对称平面的极化定义为纵向极化，则垂直于对称面为横向极化，横向极化增益与纵向极化增益相近(见表 3)，以下计算是选择横向极化进行的。两种结构的远场辐射特性见表 3。

图 2 为结构 II 的远场方向图，E 平面中的正交极化分量为 -19dB。口面效率低的原因，其一是由于为了提高截获效率，束波导边缘锥度在 -16dB 以上；其二是口面相位分布不均匀。计算表明，场在平面反射面处已偏离等相位面，要提高口面效率，可以修正平面镜，使场在第三反射面入口为等相位面，再修正第三反射面，使主反射面场接近以焦点为心的球波。同时使场分布更均匀，以提高口面效率。

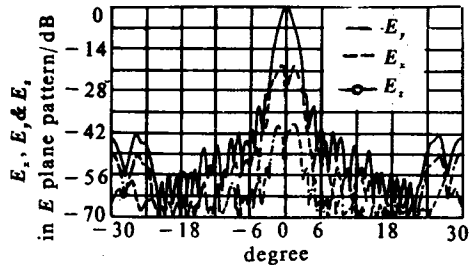


Fig.2 The far field pattern of the configuration II  
图 2 结构 II 的远场方向图

这种束波导馈电的结构使得第一反射面下半部分的高场区位于主反射面的上半部分，从而部分抵消了由于 90° 偏置抛物面下半部分引起的场压缩，使远场方向图趋于对称。关于天线的扫描跟踪，由于 HPM 的重复频率太低，需要由另一部跟踪雷达完成，如果跟踪雷达天线独立于 HPM 天线，则随动校准有较大困难。解决这一问题的方法之一是使用双工栅，使二者合用一部天线。虽然，90° 偏置抛物面天线的正交极化分量较大，但双工栅具有滤除这一分量的作用，双工栅的缺点是引入一定的损耗。另一个途径是将现有的跟踪雷达的天线装在第三反射面的背面。由于 HPM 主瓣宽 1.6° 在 10km 处的场斑直径 279m，所以，跟踪雷达轴线与 HPM 主瓣轴相距 3.42m，不会对跟踪精度产生大的影响(也可以通过随动系统加以补偿)。为了防止 HPM 对己方人员和电子系统的伤害，束波导部分应置于屏蔽筒中，理论与实验已证明足够大的圆筒(Φ1.4m)不会对其中的场产生明显影响<sup>[5]</sup>。

## 2 椭圆软波导传输偏置抛物面天线系统

目前，正研制的 S 波段 1GW 的相对论磁控管以真空单模波导输出，当传输及发射系统驻波比为 1.5 时，管内最大场强 358kV/cm，在真空状态下，对窄脉冲、低重复频率是允许的，因而可以使用光壁真空椭圆软波导传输，以便实现俯仰角扫描，其结构如图 3。输入的矩形波导的  $H_{10}^{\square}$ (或圆波导的  $H_{11}^{\circ}$ )，经矩(圆)/椭模式变换器变为椭圆波导中的偶 H 波  $EH_{11}$ ，经 3m 长的真空椭圆软波导至椭/方模式变换器，变为  $H_{10}^{\square}$ ，再经多模角锥喇叭馈至 90° 偏置的偏置的抛物面天线，提供 360° 方位角扫描。

表3 图3系统的远场辐射特性

Table The far field radiation characteristics of the system Fig.3

mode	spillover efficiency	aperture efficiency	gain/dB		main lobe width	
			transverse polarization	longitudinal polarization	E plane	H plane
$TE_{10} + \frac{TE_{12}}{TM_{12}}$	96.7	70.65	42.508	42.512	1.36°	1.36°
$TE_{10}$	88.6	53.59	41.365	41.123	1.82°	1.30°

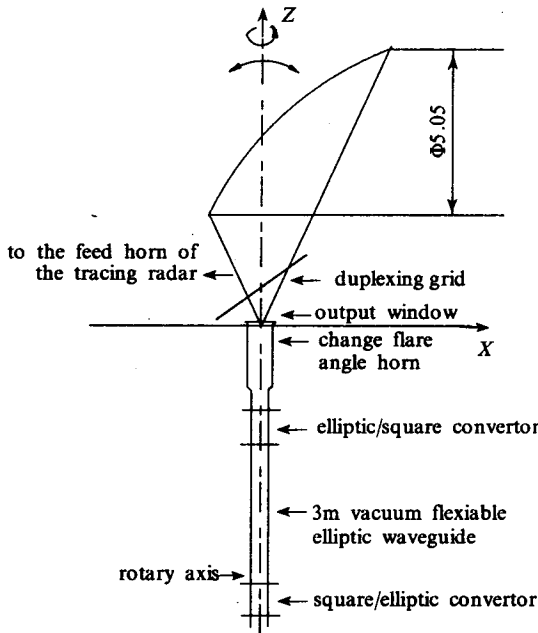


Fig.3 The radiating system with a vacuum flexible elliptical waveguide

图3 真空椭圆软波导传输偏置抛物面天线系统

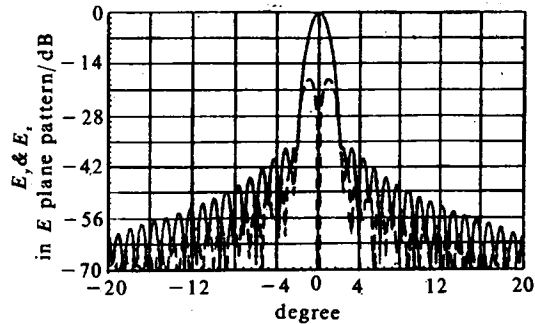


Fig.4 The far pattern of the antenna fed by  $TE_{10} + TE_{12}/TM_{12}$

图4  $TE_{10} + TE_{12}/TM_{12}$  经抛物面反射后的远场方向图

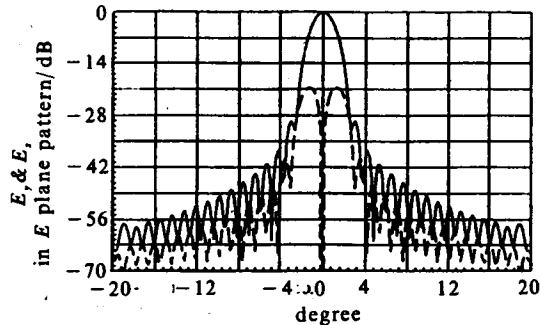


Fig.5 The far pattern of the antenna fed by  $TE_{10}$

图5  $TE_{10}$  经抛物面反射后的远场方向图

普通椭圆软波导在充气状态下使用，若在其外套加筋真空橡胶外套（或波纹管外套），可用于真空状态。如果在E面弯曲，以1m弯10°计算，则3m可弯曲30°。提供俯仰扫描角60°，衰减0.033dB/m，则经椭圆软波导衰减0.1dB。

取抛物面半张角25°，计算在多模 $TE_{10} + (TE_{12}/TM_{12})$ 和单模 $TE_{10}$ 下的远场方向图（见图4和图5），辐射指标如表3所示。

估计模式变换器和馈源喇叭损耗0.1dB。跟踪雷达馈源输出通过置于HPM喇叭上方的双工栅，送往抛物面天线。HPM工作时跟踪雷达处于暂时的关闭状态。

### 3 讨论

高功率微波发射天线设计的主要难点在于防止空气击穿和控制波束，束波导传输方案不仅适用于采用过模波导输出 $TE_{10}^0$ 模的相对论束调管和相对论磁控管，对于输出为 $TM_{01}^0$

的相对论返波管, 可使用辐射形模式变换器, 如 Vlasov 模式变换器或准各向异性介质透镜将  $TE_{01}^0$  变换为线极化的准高斯波束, 然后通过波导馈电来实现波束扫描。

本文在束波导的设计中, 首先考虑获取高的截获效率, 因而使边缘锥度在  $-16\text{dB}$  以上, 由此造成反射口面效率较低, 这一缺点可通过对各反射面的整形设计来克服, 这一工作目前正在进行中。

双工栅的使用, 不仅使高功率微波的发射与跟踪雷达共用同一天线, 而且由于双工栅有滤除有害极化分量的作用, 因而消除了偏置抛物面天线产生较大的正交极化分量对跟踪精度造成的不利影响。

从已报道的高功率微波实验数据分析, 低重复频率、脉宽为几十至几百纳秒的微波空气击穿值要比已知的连续波状态下的空气击穿值高  $2\sim 3$  倍, 当然这一课题还需进行更系统深入的理论与实验研究。

### 参考文献

- 1 刘盛纲主编. 电子科技发展战略评析. 成都: 电子科技大学出版社, 1994
- 2 Benford J and Swegle J. High Power Microwaves. Artech House, 1992
- 3 Treado T A and Doggett W O. *IEEE Trans*, 1988, **PS16**: 237-247
- 4 Lee T G and Konrad G T. *IEEE Trans*, 1985, **PS13**: 545-552
- 5 Cha A G and Imbriale W A. *IEEE Trans*, 1992, **AP40**: 1041-1046

## THE STUDY OF TWO RADIATING SYSTEMS WITH A BEAMWAVEGUIDE OR VACUUM FLEXIBLE ELLIPTICAL WAVEGUIDE FOR HIGH POWER MICROWAVE APPLICATIONS

Zhong Zhefu and Liu Shenggang

*Institute of High Energy Electronics, University of Electronic Science & Technology  
of China, Chengdu, 610054*

Two radiating systems for generating a scanning high power microwave beam are presented. The first one uses a beamwaveguide to feed an offset paraboloid antenna. The fixed primary feed horn is linked to an overmode waveguide that allows to transmit GW microwave power. The beamwaveguide of three reflectors provides two axes around which the reflectors can be rotated for scanning range of  $360^\circ$  azimuth angle,  $90^\circ$  elevation angle, without any rotary RF joint. The second consists of an offset paraboloid antenna fed by a multimode horn that is linked to a vacuum flexible elliptical waveguide as a method of limited elevation scan, which is simple and suited for the transmitter with single mode output waveguide. With the duplexing grid above the feed horn, both of the antennas of the two systems can also be used as direction finder antennas. Using duplexing grid has a significant advantage of eliminating the cross polarization effect on tracing.

The physical optics analysis technique is used to investigate above antennas. The numerical results shows that the gains and spillover efficiencies are reasonable.