

# 微波毫米波段真空微电子器件 中的电子学问题\*

刘光诒 庄学曾

(中国科学院电子研究所, 北京, 100080)

胡汉泉

(北京真空电子学研究所, 北京, 100016)

**摘要** 叙述了微波毫米波真空微电子器件中阵列场发射阴极、输入和输出电路等核心部件的研究进展, 讨论了克服电子横向速度分量, 噪声, 电导损失及发射不均匀性的方法, 并对该器件内的空间电荷和阴极失效等问题进行了分析。

**关键词** 微波, 毫米波, 真空微电子器件, 阵列场发射。

## 引言

发展微波毫米波真空微电子器件(MMW-VMD, Microwave Millimeter Wave Vacuum Microelectronics Device)的历史还不到10年, 但已经涉及多种MMW管型, 在微波电子学的研究上也取得了很大进展<sup>[1,2]</sup>。目前限制MMW-VMD工作性能与参量的因素还不十分清楚, 但可以肯定, 部分限制来自器件本身的结构, 另外还与发射体及管内的微波电子学过程有关。本文仅讨论MMW-VMD内的电子学问题及其关键部件近期的研究进展。

## 1 MMW放大器或振荡器用阵列场发射阴极(FEA)性能的改进

### 1.1 降低FEA固有电容的新进展

MMW-VMD欲获得大的增益/带宽乘积, 品质因素 $Q$ 应尽可能大, 而 $Q$ 值的大小一般与跨导 $g_m$ /输入极间电容 $C_i$ 的比值成正比, 故要尽可能减小极间电容并提高跨导。美国Kosmahl<sup>[3]</sup>提出为每个尖锥制造细环形门极, 再用细线条连起来, 但此方案很难实现。Busta<sup>[4]</sup>在1992年实验测定了微型三极管在不同结构情况下门极-衬底间杂散电容的变化(见图1)。美国斯坦福研究所SRI与西德西门子公司合作, 做出了第二代低电容Spindt型

\* 国家自然科学基金资助项目

本文1994年4月11日收到, 修改稿1994年8月12日收到

FEA<sup>[5]</sup>(见图 2),新结构的阴极做在石英衬底上,门极孔仅  $0.4\mu\text{m}$ ,封装密度达到  $2.5 \times 10^7\text{tip}/\text{cm}^2$ ,电流密度为  $1000\text{A}/\text{cm}^2$ ,总电流为  $25\text{mA}$ ,驱动电压  $<100\text{V}$ .高频应用下测得的极间电容仅为  $0.1\text{pf}$ ,三极管跨导为  $20\text{s}/\text{cm}^2$ ,分析表明该三极管在约  $1\text{GHz}$  频率下有  $10\text{dB}$  增益<sup>[6]</sup>.

与常规晶体管相比,VMD 因极间距较大,有效介质常数较低,所以极间电容较低,因而达到同样的  $Q$  值所需要的跨导比固体器件低.此外,VMD 所用的收集极电压比晶体管高,故它所能达到的单位功率增益频率比晶体管高.由于上述优点使 VME 类型的真空微电子学晶体管 VMT 具有较大竞争力.1993 年美国 Honeywell 公司做出了一种极低极间电容的 FEA,并由一种横向薄膜边缘构成的场发射体测到了高达  $0.3\text{fF}/\mu\text{m}$  的结果.这种阴极由厚仅  $300\text{\AA}$  的 TiW 薄膜边缘构成<sup>[7]</sup>,放在两个厚  $2000\text{\AA}$  的氮化硅层中间,门极采用非常窄的一条 TiW 合金,放在阴极两边,间距为  $3000\text{\AA}$ (见图 3).

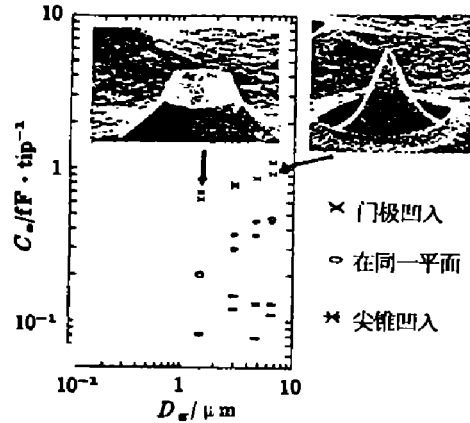


图 1 门极-衬底寄生电容随门极孔径的变化  
Fig. 1 The effect of the gate diameter on gate-substrate stray capacitance

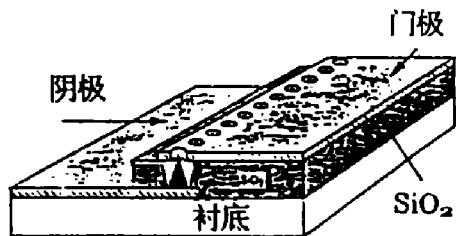


图 2 第二代低电容 Spindt 型 FEA 结构  
Fig. 2 Schematic diagram of the second generation low-capacitance Spindt-FAE

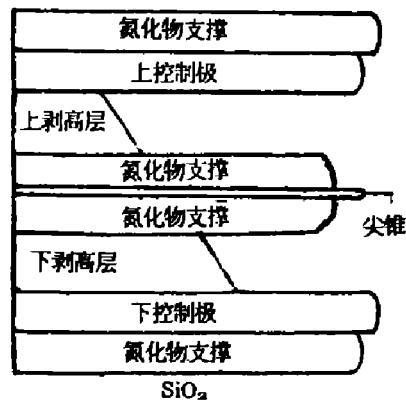


图 3 极低电容横向薄膜边缘发射体的截面图  
Fig. 3 Cross section of lateral thin film edge emitter with very low capacitance

### 1.2 FEA 发射均匀度的改善

高性能器件要求有可靠的高跨导,为达到上述要求,制造发射均匀的发射体结构是至关重要的.美国东北大学 McGruer 与 Varian 公司 Johnson<sup>[8]</sup>合作,曾模拟研究过 500 个尖锥阵列的不均匀发射体.并提出了提高均匀度的两个途径.

(1)利用微尖锥平板显示器(MPD, Microtip Panel Display)的制造技术解决 FEA 在微波放大与振荡器件内的发射均匀问题. McGruer<sup>[8]</sup>认为,与每个尖锥连接的微波阻抗应尽量小,他给出了一种尖锥串联阻容的结构(见图 4),其中高阻层可为介质,通过这层阻抗的耦合效应连接发射锥与衬底.这种方案只适用于阵列密度低的样品.

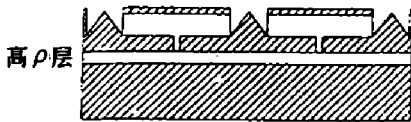


图4 用串联阻容方法改善 FEA 微波应用下的发射均匀性

Fig. 4 Series resistor/capacitor to improve FEA uniformity for microwave application

(2)控制尖锥成形过程的所谓“反馈加工法”，即使加工过程经受发射表面分布不均匀的自动调整，最终达到均匀的目的。如针对反应离子刻蚀法(RIE)，可利用刻蚀速率受电子或离子轰击的影响加以控制，该方法须注意控制电子与气体互作用产生反应离子的范围，使局限在只腐蚀本尖锥的范围内。这也可以采用衬底偏置法达到，即偏置衬底使它处于相对门极为负的电位(如 $-100\text{V}$ )，以造成发射，同时再偏置第二个电极，使相对门极也为负(如 $-1\text{V}$ ) (见图5)，放在距离阴极 $1\text{mm}$ 处。

图5(a)为离子的起始速度相应电位为 $0.03\text{eV}$ ，它们不会向尖锥运动，因为尖锥造成的电场非常局限，且与电场方向相反。图5(b)为距发射尖锥足够近的离子，它们将轰击尖锥。

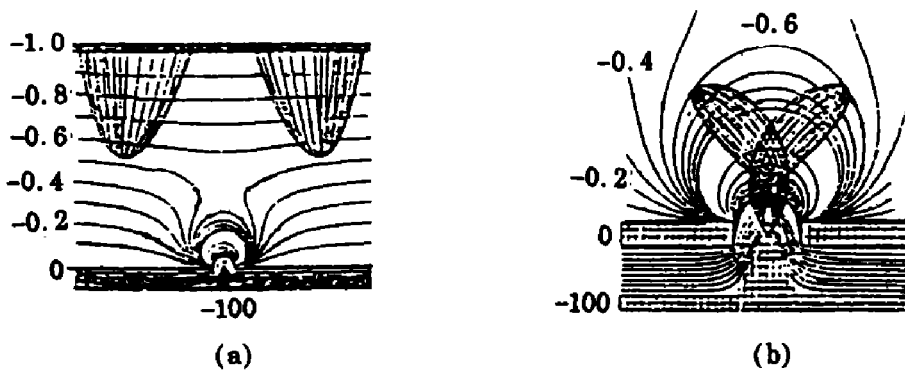


图5 直流偏置 RIE 法增加 FEA 尖锥的均匀度  
(a)离开 FEA 的离子 (b)轰击 FEA 的离子

Fig. 5 Enhanced uniformity of FEA's tips by using the DC biased RIE method

(a) ions created far from and leaving FEA (b) the ion bombarding FEA

### 1.3 FEA 失效的分析与横向速度分量的限制

发射体阵列中各个尖锥的不均匀性或加工不完善经常会导致器件某部份过早失效，此外还观察到阵列中个别尖锥的失效过程有自限制效应，即它的失效不影响其它发射体。McGruer<sup>[8]</sup>观察间距 $2\mu\text{m}$ 的圆锥形 Si 尖锥失效时，发现有大的电子流脉冲及离子流脉冲(见图6)。典型的电子流脉冲宽度超过 $(100\sim 200)\text{ns}$ ，电流接近 $1\text{A}$ ；离子流脉冲宽度为 $(200\sim 300)\text{ns}$ ，幅度为 $150\text{mA}$ 。

自限制效应的起因是个重要的实际问题。一种可能性是发射尖锥顶部的圆形能防止失效过程向横向发展。另一种可能性是失效受到阵列中全部贮能已释放干净的限制。对后一机制可作个估算，溶解观察到的飞溅材料所需要的能量约为 $1\times 10^{-7}\text{J}$ ，而 $1\text{mm}^2$ 阵列尖锥在 $200\text{V}$ 下的贮能约为 $7\times 10^{-7}\text{J}$ ，测量到的电子流脉冲在 $5\text{eV}$ /电子下所含能量为 $6\times 10^{-7}\text{J}$ ，三个数据在同一数量级内。若第二个机制限制失效，可预见面积较大的阵列更易遭受严重的失效，而且刀边状尖锥也有同类型的自限制失效。若第一种自限制失效机制起作用，刀边状尖

锥将更易失效<sup>[8]</sup>.

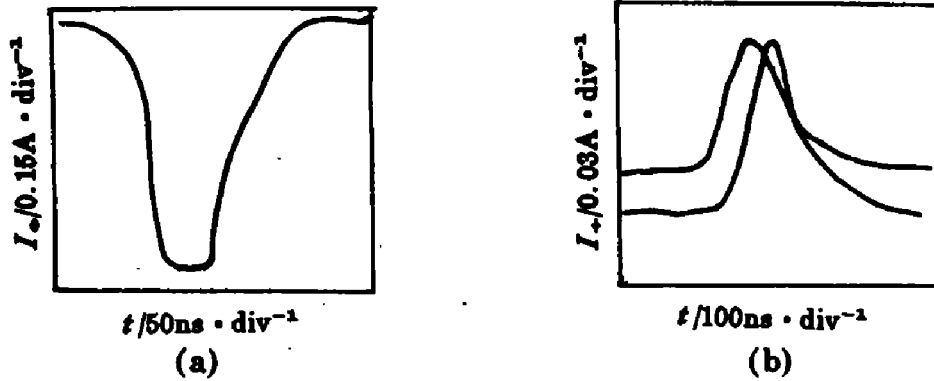


图 6 Si-FEA 失效时观察到的电子脉冲与离子脉冲  
 (a) 电子脉冲 (b) 离子脉冲  
 Fig. 6 The electron pulse and the ion pulse  
 observed during the failure of a single Si-tip  
 (a) the electron pulse (b) the ion pulse

文献[9]指出,由尖锥上发射的微波束的发散角为 30~60°。门极平面上输出电子的横向速度超过热阴极电子光学系统中起始热电子速度(1~2)个数量级。在微波真空器件中形成强流是重要的,故须要找到抑制阴极横向速度分量的办法。沿着限制电子束流的均匀磁场设置多层 FEA 结构,形成 Spindt 型阴极的变形被证明是有效的。这种阴极与用在 O 型微波真空管内的平板热阴极相似,很有发展前途<sup>[10]</sup>。

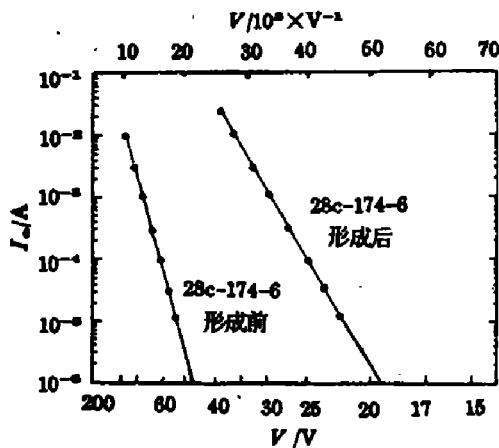


图 7 场再形成前后阴极发射电流的比较  
 Fig. 7 A comparison of cathode emission current from the beginning to the end of the field-forming process

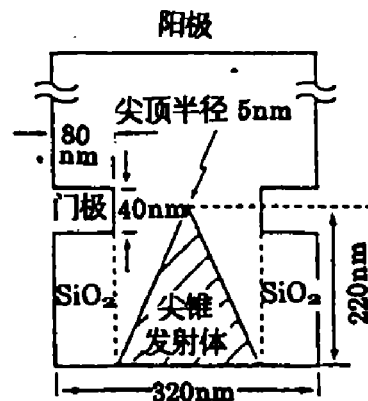


图 8 MIT 用于模拟研究的标准阵列阴极  
 Fig. A microtriode geometry used in simulations by MIT

#### 1.4 增强 FEA 跨导的方法和 FEA 结构的电导损失

Spindt<sup>[11]</sup>等采用所谓“场再形成”加工法可将 FEA 的发射大大增加(见图 7),使它提高约(5~6)个数量级,而且是可逆及可重复的。采用这种方法后,可达到 50S/cm<sup>2</sup> 的单位面积跨导。在峰值发射为 10mA,电流密度为 250A/cm<sup>2</sup>,平均每尖电流约 100μA 条件下,每个尖锥的跨导为 5μm/tip。除“场再形成”法外,Spindt<sup>[12]</sup>等还采用过辉光放电跨导增强法(即在

H<sub>2</sub> 气中进行直流老炼),以及文献[13]介绍的敷·Cs 法,两种方法都获得了显著的效果.上述方法都基于古老的电真空措施<sup>[14]</sup>.

对一种给定类型的器件来说,所需要的最低输入功率取决于发射体本身微结构的电导损失.这是因为在简单的带微尖锥的集成微带传输线输入电路中,必须在尖锥附近使用靠近的门极,故微带的损失特性不可能降低.为此,有些人采用刀边状阴极,因为它的衰减特性较好,McGruer<sup>[15]</sup>对门极输入微带传输线及阳极输出微带传输线的电导损失都进行过计算,并曾据此确定过刀边阴极的最佳长度.此外,减小输入微尖锥结构的电导损失,还可以降低对发射的要求.

## 2 用于 MMW 的 VMD 内空间电荷的研究

在研制 VMD 时,一般忽略 FEA 工作区内空间电荷的影响.为在频率 10GHz 以上得到高的功率增益,要求 VMD 三极管在一定的电流水平  $I$  下有高的跨导  $g_m$ ,使  $g_m/I$  比值较高,同时也要求高的电流密度.较高的  $g_m/I$  比值可以通过以下三个途径得到:(1)降低发射尖锥的尖端半径;(2)降低尖锥至门极的距离;(3)采用低逸出功的阴极材料.以上途径同时会使器件内的电场降低,使电流密度阈值(即空间电荷效应开始限制跨导与增益的电流密度数值)减小.

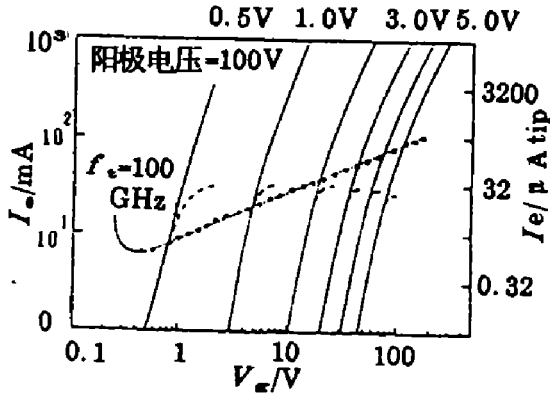


图 9 图 8 所示 FEA 的伏安特性  
Fig. The I-V characteristics of FEA shown in Fig. 8

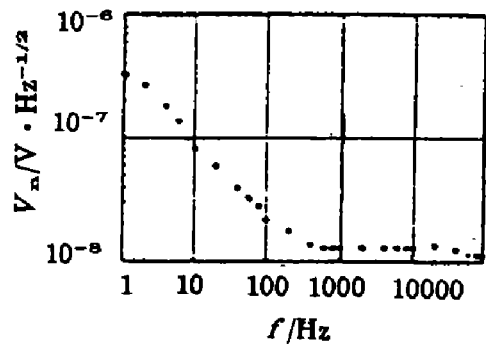


图 10 W-FEA 的噪声电压特性  
Fig. 10 Measured noise-voltage characteristics for W-FEA .

美国 MIT 林肯实验室为分析 FEA 微型三极管在射频工作时空间电荷的影响,采用软件 EGUN2 决定泊松方程的解<sup>[16]</sup>,以确定实验室自制的标准阵列阴极(见图 8)工作时粒子的运动轨迹.可计算 Fowler-Nordheim(FN)区和 Child 区内的电流,即 I-V 特性,包括过渡区及空间电荷限制(SCL)区在内.假设每个尖锥顶部的发射面积为  $10^{-14} \text{cm}^2$ ,阳极-门极间距固定在  $5 \mu\text{m}$ ,则图 8 所示阵列阴极工作时 I-V 特性与逸出功  $\phi$ (在  $0.5 \sim 5.0 \text{V}$  范围内变化)的关系如图 9 所示,图 9 中实线和虚线分别表示忽略和考虑空间电荷效应下的 FN 发射.在逸出功较低时(约  $0.5 \sim 1.0 \text{V}$ ),由每个尖锥发射出来的电子束到达阳极时不会有明显的分散,电流仅受束内空间电荷的影响;在逸出功较高时,要求较高的门极电压,从而导致电

子束分散显著,到达阳极时将与相邻尖锥的电子束部分重叠,在此情况下,空间电荷电流将受束的重叠的影响.图 9 内的点线是用 FN 方程计算的特性(假定单位电流-增益下的频率  $f_T$  恒定).从它与空间电荷限制电流的比较可看出, $\phi$  值较低时, $f_T$  值可超过 100GHz, $\phi$  值较高时, $f_T$  将被阻止在较低的频率下.增加阵列中尖-尖距离,或逸出功较高时,不可能显著改善  $f_T$ ,这是相对寄生门极-衬底电容比同时增加的缘故.增加阵列的封装密度可改善电流、 $f_T$  与  $g_m$ ,同时使尖锥更尖;尖锥-门极距离更小,逸出功  $\phi$  更低,空间电荷的影响更小.

### 3 FEA 微型二、三极管内的噪声问题

美国明尼苏答大学电子工程系 Q. Mei<sup>[17]</sup>制造的微型三极管得到了在几天内稳定的 I-V 特性.在高度稳定性和可重复性的前提下,在基于平面 IC 工艺的真空微型二极管及三极管中首次测量了噪声-电压特性.图 10 给出了噪声电压频谱曲线,这是在钨及多晶硅的真空微电子器件上取得的.将测得的结果与 Greene<sup>[18]</sup>的理论分析结果比较可得到以下初步结论:(1)在类似的几何结构与工作电流下,正向偏置钨冷阴极发射体的噪声比多晶硅冷阴极低;(2)在钨与多晶硅阴极微型二极管的低频正向偏置特性中,以闪变噪声占优势;(3)在多晶硅微型二极管的反向偏置特性中,表现出显著的  $g-r$  噪声(见图 10),在大约 100Hz 处出现 Lorentzian 形状.钨发射体比多晶硅发射体噪声低,这可以认为是阴极的表面条件,特别是半导体表面态密度,以及发射面上表面态占有情况的统计起伏,对该器件的噪声幅度起相当大作用的结果.为降低多晶硅真空微电子器件中显著的  $g-r$  噪声,须作进一步的工作.

使 FEA 在低温(如液氮)下工作,或改善器件内的真空条件,可以降低散粒噪声<sup>[4]</sup>.

### 4 与微型微波毫米波器件配套的谐振电路问题

建立厘米、毫米、亚毫米、红外,甚至可见光波长范围内的放大器或振荡器均需要与之相对应的谐振回路或振荡系统.寻找高等效电阻、高品质因数(Q 值)、小尺寸、与集成电路制造工艺兼容、能工作在毫米波段的谐振电路、以及与微型场发射器件形成匹配的工作体系,是开发毫米波真空微电子器件至关重要的环节.自从栅控的有源 FEA 三极管显示出广泛的诱人前景后,90 年代以来在这方面的研究已形成热点<sup>[15]</sup>,国际上对电子学领域内各种类型的谐振系统正在进行广泛的分析与研究<sup>[19]</sup>.这方面的研究方法多以借鉴常规尺寸微波毫米波器件及其配套部件的成熟设计为出发点.一些努力集中在借鉴交叉学科的相应做法,例如固体超高频 IC,声表面波与体积声学器件,微带传输线等,由这些领域已经获得不少启示,其中不少结构有可能获得成功.例如 1979 年斯坦福研究所的 Brodie 提出的微带传输线;或一段其它类型的传输线,一段慢波系统,例如径向螺旋线,轴向短螺旋线,以及用于声学波,静磁波等的带慢波结构的超尺寸系统等<sup>[20,21]</sup>.

#### 4.1 平面径向对数螺旋线

文献[22]提出了一种小型平面径向螺旋线慢波结构,用于互作用行波管 TWT,采用集成电路方法在绝缘平面材料上印刷了金属对数节距螺旋线.螺旋线的几何形状设计成能够有效地减慢电磁波,并能降低所要求的阳极电压.例如设计成电磁波的波速反比于螺旋线的

密集度,则与 Archimedes 螺旋线的效果大不相同,后者半径  $\rho$  随角度  $\theta$  呈线性增大,其关系为  $\rho=a\theta$ ,其中  $a$  为常数.而这里用的对数螺旋线的半径为  $\rho_0 e^{a\theta}$ , $a$  为确定螺旋线密集度的常数.在一种直径为 7 英寸,高为 1 英寸的 TWT 中,采用  $a=0.02$ ,这意味着电磁波的相速仅为光速的 0.02.

#### 4.2 含刀边 FEA 的微带传输线

在 MMW 波段,微带线的电导损失是大的,一根  $50\Omega$  单铜芯微带线的电导损失与  $\text{SiO}_2$  介质层厚度之间存在如图 11 所示的函数关系,这是 McGruer<sup>[15]</sup>用 Touch stone 软件计算的.1991 年美国 McGruer 针对 MMW-VMD 提出了一种有源微带线,系在微带传输线的低电流区放置发射体,性能超过简单的行波微带结构,可以有效地降低电导损失.方法的实质在于:在 MMW 频段,介质损失相对于电导损失可予忽略,由于引入刀边发射体后的微扰效应,输入微带线上造成了附加损失.在微带传输线末端的电路开口处电压最高,而电流为零,由于电导损失与  $I^2$  成正比,故靠近微带线长度末端处电导损失是极低的.当刀边与微带线之间的间距大大小于微带线与接地平面之间的间距时,刀边发射体结构的电导损失占优势.图 12 给出了拼合式微带线含有一段长 FEA 的电导损失,为便于比较,同时画出了常规微带线的电导损失.计算中假定介质厚度为  $12.2\mu\text{m}$ .结果发现接近拼合微带线的刀边 FEA 的损失是主要的,在  $100\text{GHz}$  和  $1\text{THz}$  下损失分别为  $1.8\text{dB/mm}$  和  $5.7\text{dB/mm}$ .同时计算了一根常规  $50\Omega$  铜微带线(在  $2\mu\text{m}$  厚的  $\text{SiO}_2$  上)的损失作比较(特性阻抗为  $27\Omega$ ).同一结构不含刀边,或微带线上无缝时, $1\text{THz}$  下的电导损失为  $1.0\text{dB/mm}$ , $100\text{GHz}$  下为  $0.32\text{dB/mm}$ ,特性阻抗为  $57\Omega$ .适当变化 FEA 的几何形状,如 FEA 相对门极平面凸出或凹入,或者拼合式微带线的开口放大  $1\mu\text{m}$  等,电导损失约变化 30%.在微带线电路开口长度末端处,一定长度的微带发射体的发射与微带发射体长度上电导损失的比值变化如图 12 所示.图 12 中纵坐标是一根长微带线的发射与电导损失之比.由图 12 可知,该器件对发射的要求不高.输入结构损失小的一个可能解释出自微带谐振理论<sup>[21]</sup>,即合理的选择谐振器尺寸,可以制造出质量系数大于 100 的结构,尽管由于谐振器发射区的损失较大,会使性能有所恶化,但我们相信对发射的要求有可能降低 10 倍.这种方法或结构的缺点是频带窄.类似的结构也可用来增强器件输出端的能量耦合.

由于电子束被收集极收集时会交出它的能量,故输出传输线的导热能力也是关键的,而且往往是限制器件工作电流、电压以致于器件性能的因素.McGruer<sup>[8]</sup>等曾对阳极微带线的温升等热性能进行过计算,发现用液  $\text{N}_2$  冷却时结构中最热的部份与外界会形成  $598\text{K}$  的温差.在工作频率较低,微带线尺寸较大,或者刀边 FEA 的发射较小时,温升较小,可以用热导较低的材料,也可采用较简单的热沉设计.

由于输入传输线的射频功率耗散及高的发射电流密度,发射体尖锥部份是高功率耗散区.Marcus<sup>[23]</sup>等曾计算过发射电流引起的加热(刀边 FEA),发现并不严重.McGruer<sup>[15]</sup>计算了射频功率引起的热效应,发现刀边 FEA 不严重,例如在输入功率为  $0.45\text{W}$  时,假定在  $1\text{THz}$  下电导损失为  $5.7\text{dB/mm}$ ,则刀边阴极上的功率耗散仅为  $0.2\text{W/mm}$ .若认为上述功率仅耗散在曲率半径为  $250\text{\AA}$  的刀边上,仅会造成约  $5\text{K}$  的温升.

上述结果说明,合理设计器件,力求降低输入端的电导损失,改善输出微结构的耦合能力,将能够降低对 FEA 发射的苛刻要求.

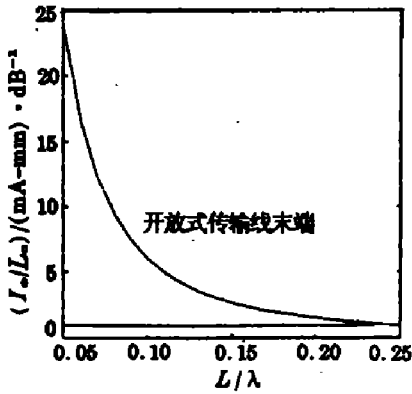


图 11 单位电导损失下的发射增强效果  
Fig. 11 Enhanced emission current  
per unit conductivity loss

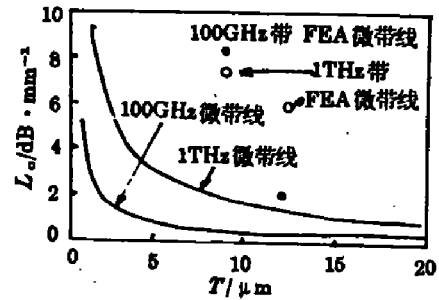


图 12 电导损失与微带传输线  
介质厚度间的关系  
(常规 50ΩCu 微带线, 含有埋入的  
刀边 FEA 拼合式微带线)  
Fig. 12 Conductivity loss vs. dielectric  
thickness of the microstrip line

致谢 本文在朱敏慧, 吴尔生同志的帮助与鼓励下完成. 在此表示感谢!

### 参考文献

- 1 Parker R K. *Technical Digest of 6th IVMC*, 1993; 1
- 2 Hu H C, Liu G Y. *Conference Digest of 2nd Inter. Conf. on Millim. Wave & Far Infrared Tech.*, edited by Tucker G M, 北京: 电子工业出版社, 1992; 17
- 3 Kosmahl H G. *IEEE Trans.*, 1989, ED-36; 2728
- 4 Busta H H, et al. *Prog. and Abst. of 5th IVMC*, 1992; 1-19, 2-2
- 5 Spindt C A, et al. *Prog. and Abst. of 5th IVMC*, 1992; 7-1
- 6 Holland C E, et al. *Technical Digest of 6th IVMC*, 1993; 148
- 7 Akinwande A I, et al. *Technical Digest of 6th IVMC*, 1993; 12
- 8 McGruer N E, et al. *Technical Digest of 4th IVMC*, 1991; 68
- 9 Frank J M. *Microwaves*, 1979, 18(8); 47
- 10 Golenitsky I I, et al. *Prog. and Abst. of 3rd IVMC*, 1990; 26
- 11 Spindt C A. *IEEE-ED*, 1991, 38(10); 2355
- 12 Schwoehel P R, et al. *ref. l.*, 1993; 14
- 13 Macaulay J M. *Technical Digest of 6th IVMC*, 1993; 166
- 14 Busta H H. *IEEE-ED*, 1993, 40(8); 1537
- 15 McGruer N E, et al. *IEEE Trans.*, 1991; ED-38; 666
- 16 Rathman D D, et al. *Technical Digest of 6th IVMC*, 1993; 133
- 17 Mei Q, et al. *Prog. and Abst of 5th IVMC*, 1992; 8~2
- 18 Greene R F. *IEEE Trans.*, 1991; ED-38; 2348
- 19 Sazonov V P. *Technical Digest of 6th IVMC*, 1993; 126
- 20 Adam J D, et al. *Electronics*, 1990, 53(11); 123
- 21 Bahl I J, et al. *Microstrip Antennas*, 1982; 43
- 22 Davis R T. *Microwaves*, 1972; 11(5); 9
- 23 Marcus R B, et al. *IEEE Trans.*, 1990; ED-37; 1545



## ELECTRONIC PROBLEMS IN MICROWAVE AND MILLIMETER WAVE VACUUM MICROELECTRONIC DEVICES (MMW-VMD) \*

Liu Guangyi Zhuang Xuezheng

*(Institute of Electronics, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100080, China)*

Hu Hanquan

*(Beijing Vacuum Electronics Institute, Beijing 100016, China)*

**Abstract** The paper describes the research advances of some key components such as the field emission array (FEA), input & output circuits for use in microwave & millimeter wave vacuum microelectronic devices (MMW-VMD) and so on, discusses the method for overcoming the transverse velocity components of electrons, the noise, the conductivity loss and the emission non-uniformity problem, analyzes the space charges, emitter failure and so on.

**Key words** microwave, millimeter wave, vacuum microelectronic devices (VMD), field emission array (FEA).

---

\* The project supported by the National Natural Science Foundation of China