

文章编号:1005-6122(2005)02-0063-08

# MEMS 微波功率传感器的研究与进展<sup>\*</sup>

范小燕 廖小平 黄庆安

(东南大学 MEMS 教育部重点实验室, 南京 210096)

**摘 要:** 介绍 MEMS 微波功率传感器的研究与发展, 包括自加热式、间接加热式、插入式和电容式微波功率传感器。文中以共面波导(CPW)、负载电阻和热堆作为微波功率传感器的基本单元, 对这些基本单元分别作了分析, 并给出了这些基本单元和总体结构的性能指标, 同时介绍了 Si 和 GaAs 衬底上制备微波功率传感器的主要工艺。

**关键词:** 微波功率, CPW, 热堆, 终端电阻, 传感器

## Research and Progress of MEMS Microwave Power Sensor

FAN Xiao-yan, LIAO Xiao-ping, HUANG Qin-gan

(Key Laboratory of MEMS Ministry of Education, Southeast University, Nanjing 210096, China)

**Abstract:** This paper introduces the research and progress of the MEMS microwave power sensors, whose types include the self-heating type, the indirectly-heated type, the insertion type and the capacitive type. The coplanar waveguide transmission line, the terminal resistors and the thermopile are analysed, which are basic elements of the sensor. The performances and fabrications of the microwave power sensors are described, which are based on Si and GaAs processes.

**Key words:** Microwave power, CPW, Thermopile, Terminal resistor, Sensor

## 引 言

在通信和集成电路中,越来越高的系统频率对低成本、小型化的微波器件提出了新的要求,而各种传输线如微带线、带状线、CPW 等的平面化,使得设计更具灵活性,并能够减小重量、体积和制造成本。在许多应用中要求微波器件能和数模电路进行集成,但小尺寸平面元件使得制造更困难、成本更高。随着微机械加工技术不断发展,它现在越来越多地应用到微波领域中,这就使得各种无源微波元件可用微机械加工技术制造,从而实现微波元件与数模电路的集成<sup>[1]</sup>。

微波功率是电磁学中一个很重要的参数。在微波信号的产生、传输及接收等各个环节的研究中,微波功率测量是必不可少的。随着经济的发展、科技的进步,微波功率计已被广泛应用于测量微波发射机/接收机的输出/输入功率、信号源的输出电平以及接收机本地振荡器的电平等,在国防、通讯、科研

等领域有着广泛的用途。尤其在军事方面,它可以应用于相控阵雷达、空警雷达以及火控雷达等雷达单元的测试中。目前国外主要有 HP 和 IFR 公司有自己的微波功率计产品,但用 MEMS 技术研制的微结构微波功率传感器还很少<sup>[2]</sup>。

高性能的功率传感器应具有以下性能:快速响应、高灵敏度、宽频带、高烧毁电平<sup>[3]</sup>。在实际设计中,根据设计要求选择适当的材料和工作方式。MEMS 微波功率传感器按测量原理主要分为两类:终端式功率传感器和在线监测式功率传感器。终端式分为自加热式和间接加热式,而在线监测式分为插入式和电容式。这几种结构的性能都优于传统的功率计,而且均可与数模电路实现简单集成。

## 1 基本单元及性能

微波功率传感器所涉及的基本单元有共面波导(CPW)、负载电阻和热堆,下面分别介绍这些单元的结构、各自性能以及总体结构的性能指标。

<sup>\*</sup> 收稿日期:2004-01-14;定稿日期:2004-05-19

### 1.1 共面波导

CPW 的基本结构是介质上放置 3 条金属线,如图 1,中间是信号线,两边为地线。如果采用 CMOS 工艺,CPW 的金属条是嵌在介质  $\text{SiO}_2$  中的<sup>[1]</sup>,通常微波功率传感器结构中 CPW 的  $Z_0 = 50\Omega$ 。

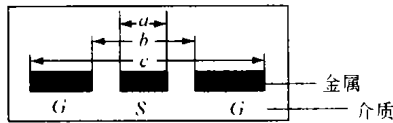


图 1 共面波导结构示意图

当 CPW 传输波的时候,它的损耗有 3 种:介质损耗、导体损耗、辐射损耗。由于 CMOS 工艺中 CPW 金属条在介质中间,所以辐射损耗可以忽略。一般而言,介质损耗相对于导体损耗来说要小得多,因而 CPW 主要的损耗就是导体损耗。导体损耗有很多原因:传导率、趋肤效应、表面粗糙度等<sup>[4]</sup>。减小导体损耗可以通过选择传导率较高的金属、使金属厚度  $> (3 \sim 5)\delta$  (趋肤深度  $\delta = \frac{1}{\sqrt{f\pi\mu\sigma}}$ ,  $\mu$  是介质磁导率,  $\sigma$  是金属电导率)、尽可能地提高工艺精度以及降低表面粗糙度等方法实现。

对 CPW 而言,要确定其性能是否优越,可以用网络分析仪测其短路和开路时的 S 参数。通过 S 参数可得到单位长度的传输常数、有效介电常数,再利用传输常数得到特征阻抗;另外用 S 参数还可算出插入损耗<sup>[5]</sup>。理想状况时,传输常数为  $c$  (光速),插入损耗为零。

### 1.2 微带线电阻

微波终端用来吸收 CPW 上传输的功率,并将其转化为热。要使得微波终端能够完全吸收 CPW 上的功率,则必须实现两者之间的无反射匹配,也就是说,当终端电阻也为  $50\Omega$  时,CPW 上的能量才不会反射。虽然在工艺制造中不可能实现两者的完全匹配,但尽量要求电阻值相差不大。CPW 的终端由两个  $100\Omega$  的电阻并联构成,这样可以增加电阻值的精确性。电阻可用多种材料制备,如多晶硅电阻、Ni/Cr 电阻、传输线电阻等,只要单个电阻阻值为  $100\Omega$  就可满足要求。下面介绍微带线电阻。

微带线基本结构如图 2 所示。当微带短截线作为电阻时,不仅要满足其特征阻抗为  $100\Omega$ ,而且当它与 CPW 连接后,其信号线直流电阻值也要为  $100\Omega$ <sup>[6]</sup>。

如果采用 CMOS 技术制造微带线,其中间导体

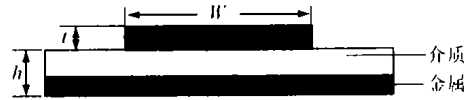


图 2 微带线结构示意图

也嵌在介质  $\text{SiO}_2$  中,所以其介质的有效介电常数就是  $\text{SiO}_2$  的  $\epsilon_r$ ,将已知数据代入计算公式就可以得到所需的参数值。

微带线的衰减因素以及改善方法均与 CPW 类似,只是它的损耗比波导、同轴线要大得多。在微带短截线作终端电阻时,不需要考虑其高频特性,这是由传感器结构决定的。微带线的性能指标与 CPW 的相同,此处不再赘述。

### 1.3 热堆

在终端负载式传感器中,上述的终端匹配电阻将能量转化为热,而热的测量则是通过热堆将温度转化为直流输出电压的方法来实现。热堆是由多个热偶串联而成,所以如果一个热偶的输出是  $V_{out}$ ,那么由  $n$  个热偶串联成的热堆的输出电压就是  $nV_{out}$ 。在 CMOS 工艺中,热偶是用铝和多晶硅制成的,其结构如图 3 所示。

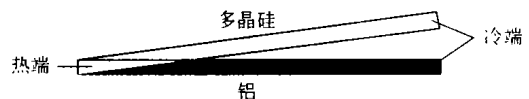


图 3 热偶结构示意图

热偶的工作原理是<sup>[7]</sup>:两种不同材料的导体 (如图 3) 结合在一起,如果两结点的温度不同,在回路中就有电势产生,其电势的大小与两导体的性质和结点温度有关,这就是 Seebeck 效应,可用公式  $\Delta V = \alpha_s \Delta T$  表示,其中  $\alpha_s$  是热偶的 Seebeck 系数,  $\Delta T$  是温差。一般半导体的 Seebeck 系数比金属大得多。

热偶的内阻决定了它本身的信噪比,从而相应地决定了功率传感器的信噪比和动态范围,所以热堆的欧姆阻抗越小越好。另外,热偶的长度也是一个重要参数,较长的热偶因其冷热端温差较大,因而有较好的灵敏度,但这会增加热偶的内阻,所以要选择适当的长度<sup>[8]</sup>。

一般而言,功率传感器设计的重点是获得尽可能高的灵敏度,如果需要获得较好的微波宽带匹配,就会以降低灵敏度为代价<sup>[9]</sup>。这是因为大量的热偶靠近微波终端电阻,会影响传感器的微波匹配性能,同时,CPW 的地线散热也会降低器件的热效率,

从而使灵敏度下降。为了提高传感器的灵敏度、信噪比,同时又不改变其微波性能,可以通过改变一些设计参数如热偶数目、热偶与终端电阻的接近度、热偶的放置位置来实现。对于热堆结构要考虑以下问题:热偶之间的最小距离要考虑到电隔离;互连线与沟道间必须隔离;使热偶之间等距,以获得最大的机械稳定性<sup>[10]</sup>。

总体看来,热堆的主要性能指标有内阻、信噪比和热导率等。内阻、热导率越小越好,而信噪比越大越好。

#### 1.4 总体结构的性能指标

一个微波功率传感器,它拥有一般传感器的动态和静态特性。

衡量传感器静态特性的重要指标有:

(1) 线性度:就是要求传感器的输入输出关系呈线性。

(2) 迟滞:对某一输入量,传感器在正行程和反行程期间输入输出曲线不重合的程度。

(3) 重复性:表示传感器在输入量按同一方向作多次重复测量时输出值的一致程度。

(4) 灵敏度:在静态工作条件下,其单位输入所产生的输出,称为灵敏度。

(5) 测量范围和量程:传感器所能测量的最大最小值之间的范围。

动态特性指标分为时域性能指标和频域性能指标。

时域性能指标:通常是在阶跃输入作用下测定。也就是测量输出量能否很好地跟随输入量变化。

频域性能指标有:

(1) 通频带:是在对数幅频特性曲线上幅值衰减3dB时对应的频率范围。

(2) 工作频带:是幅值误差为 $\pm 5\%$ 或 $\pm 10\%$ 时对应的频率范围。

(3) 相位误差:在工作频带范围内,传感器的实际输出与所希望的无失真输出间的相位差值。

以上介绍的是一般传感器的性能指标<sup>[11]</sup>。对微波功率传感器,通过测量以下几个参数,可确定其性能的优劣。

(1) 测量线性度: $f$ 为常数时, $V_{out} \sim P_0$ 的关系。理想关系为成正比关系。

(2) 测量工作频率范围: $P_0$ 为常数时, $V_{out} \sim f$ 的关系。理想时,输出电压与频率无关。

(3) 测量动态范围:主要是此传感器能测量的

最小功率。希望最小功率越小越好。

(4) 测量 $S_{11}$ 参数,它表征了匹配情况。测量时的参考点是探针输入点,因而测量结果包括了衬垫和衬底之间的寄生效应,所以当频率较高时,还是会出现一些随频率变化的关系<sup>[11]</sup>。

(5) 除了以上参数,还可测量灵敏度、迟滞和重复性等参数。

## 2 薄膜制造工艺

在制造微波功率传感器时,为了提高器件的总体性能,采用薄膜技术已经成为较好的方法。采用Si为衬底时,由于Si衬底会导致微波功率传感器的失效,所以必须进行衬底刻蚀;而对GaAs衬底的刻蚀则是为了进一步提高器件的性能。下面介绍Si和GaAs衬底的刻蚀方法。

### 2.1 Si衬底的刻蚀

一般来说,标准的CMOS技术不会应用到微波领域中,因为采用CMOS工艺制造的器件存在电磁耦合和热耦合<sup>[12]</sup>。电磁耦合会在衬底中引入电流,从而形成随频率变化的损耗。终端电阻及热偶与衬底的热耦合降低了温度响应,会导致器件失效。为了解决此问题,在工艺的最后阶段必须用刻蚀技术将器件下的硅衬底除去,这样对导体而言,就形成了无损耗耦合空间,减小了损耗;对终端电阻和热堆而言,实现了充分隔离,从而降低了传输损耗,改善了Q值,拓宽了工作频率范围,减小了寄生电容,所以提高了整个器件的高频性能<sup>[13]</sup>。

如果采用一般衬底刻蚀工艺,会因为刻蚀液长时间作用于器件而使器件受损。下面介绍一种比较新颖的方法<sup>[14]</sup>。

刻蚀的主要步骤如下<sup>[5]</sup>:在结构的某些区域如热偶两边、CPW地线外或金属线之间开出小窗口(如图4),然后采用各向同性和各向异性两种刻蚀技术相结合的方法除去衬底,也就是先用 $XF_2$ 进行各向同性干法刻蚀,刻蚀之后各个开口区下形成圆坑,这些刻蚀坑差不多相连,然后再用EDP或TMAH各向异性湿法刻蚀彻底将残余的衬底除去(如图5)。

两种刻蚀的结合使用有以下诸多好处:设计比较灵活,开口区所需面积较小,留下的支撑区域和放置器件的区域较大,开口的放置比较方便,可用较少的时间获得一定深度的坑。

开小窗口时必须注意:窗口的大小不仅要能够

进行化学刻蚀,以形成所需的腔,而且要能为结构提供足够的机械支撑。窗口之间间隔不可太小,要保证刻蚀后的结构稳定性;也不可太大,如果刻蚀时间太长,会影响器件性能;开口应该对称地放置,以利于刻蚀坑相连。

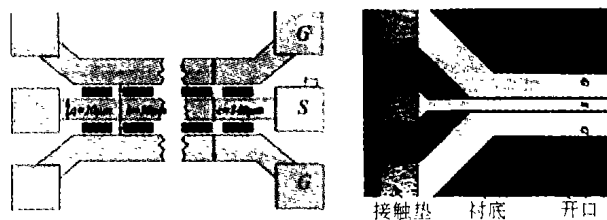


图4 刻蚀窗口放置示意图

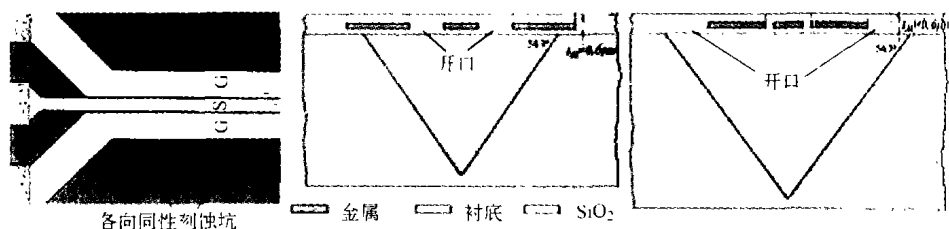


图5 各向同性刻蚀后及各向异性刻蚀后结构示意图

## 2.2 GaAs 衬底的刻蚀

以 GaAs 为衬底时,如果想使器件的性能更优越可以采用薄膜技术,但可能需要用到特殊材料。

AlGaAs 是一种热阻率很高的材料,不仅灵敏度比 GaAs 高很多,同时还具有很高的 Seebeck 系数。此外,它还可作为 GaAs 刻蚀的自停止层,对于薄膜的制造很有利<sup>[15]</sup>。

薄膜的淀积过程如下:首先是在 GaAs 衬底上淀积  $\text{Al}_x\text{Ga}_{1-x}\text{As}$  材料(当  $x$  为 0.3 ~ 0.5 时特性比较好),然后再淀积一层 GaAs,当然衬底 GaAs 与  $\text{Al}_x\text{Ga}_{1-x}\text{As}$  及  $\text{Al}_x\text{Ga}_{1-x}\text{As}$  与其上层 GaAs 之间都要有过渡区域(就是  $x$  从零到定值和从定值到零的过渡过程),这样就在衬底上形成了一层薄膜<sup>[16]</sup>。

完整的薄膜要在衬底刻蚀之后才能真正形成。结构如图 6 所示。

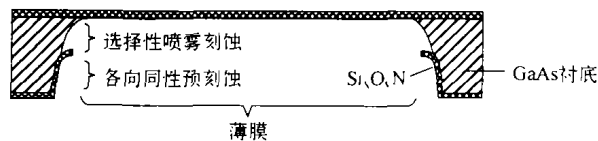


图6 薄膜结构剖面图

其过程如下<sup>[15]</sup>:

- (1) 用化学机械抛光技术进行衬底减薄;
- (2) 用各向同性刻蚀液进行预刻蚀,预刻蚀的尺寸要比最后薄膜的尺寸大一些;
- (3) 背面用 PECVD 法淀积一层  $\text{Si}_3\text{O}_4\text{N}$ ;
- (4) 刻去这层膜;
- (5) 采用选择性喷雾刻蚀(spray etching)方法去除剩下的 GaAs 衬底,刻蚀液可采用  $\text{NH}_3\text{OH}/$

$\text{H}_2\text{O}_2$ ;最后刻蚀会在 AlGaAs 处停止,这样就形成了完整的薄膜。

在这种薄膜上制造出来的功率传感器,性能非常优越,具有灵敏度高,动态范围宽等特性,但是它采用指定材料和薄膜技术,因而不利于集成。

## 3 终端负载式微波功率传感器

终端负载式微波功率传感器与传统的相比有一个最大的优点:这种测量方式与输入的频率及波形无关,所以整个器件特别是终端负载与频率无关<sup>[12]</sup>,它一般又有两种形式<sup>[3]</sup>:

(1) 自加热式:即将热偶作为吸收电阻,这种方式转换能量高、响应快,其缺点是热偶的欧姆阻抗是限定的。

(2) 间接加热式:采用终端电阻吸收功率将功率转化为热,再用热堆测量热。这种方式相对来说转换效率低、响应慢些,但是它只有加热电阻的阻值限定,而与热偶无关。

如果考虑到与商用 CMOS 制造工艺兼容,那么  $\text{SiO}_2$ 、 $\text{Si}_3\text{N}_4$ 、Al、多晶硅等成为此结构的基本材料。多晶硅、Al 对整个传感器来说并不是最佳的材料,可是为了降低成本并使传感器能与集成电路集成在一起,虽然精度会有所下降,但总体来说还是利大于弊。

### 3.1 间接加热式功率传感器

整个传感器由微机械共面波导、接触垫、微波终端和热堆组成。它采用  $50\Omega$  的 CPW 接收微波功率源上的功率,CPW 的终端是两个并联的  $100\Omega$  终端电阻,通过负载电阻将功率尽可能地吸收,从而将功

率转化为热,再通过热堆来测量热,转为直流电压输出<sup>[9,17]</sup>。此功率传感器的结构如图 7 所示:

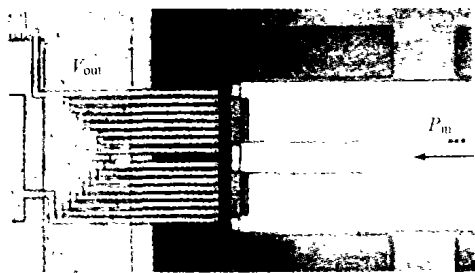


图 7 间接加热式功率传感器基本结构示意图

### 3.2 自加热式功率传感器

自加热式功率传感器包含两个完全相同的热偶。在这种形式中,将热偶作为吸水负载直接吸收 CPW 上传输的功率,然后输出电压<sup>[12,18]</sup>,其结构如图 8 所示。

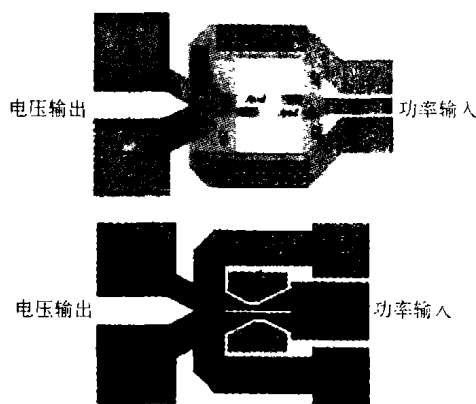


图 8 自加热式功率传感器结构图

在 CMOS 工艺中,热偶同样用铝和多晶硅组成,它的周围是 CPW 的地线。 $R_{poly} + R_{metal} = 100\Omega$ ,铝和多晶硅的中间接触点是热端。冷端的附近有大面积的金属充分散热,这即是冷端形成的原因。为了增加冷热端之间的温差可在冷端覆盖第二层金属进行散热,或将冷端做成梯形,则可不用覆盖金属。

热偶的电阻虽然确定了,但热偶电阻中的硅有较高的电阻系数,随着温度的改变热偶电阻也会发生较大的改变,从而和输入系统电阻不匹配,引起输入微波反射,使得耗散功率不等于源功率,导致误差<sup>[19]</sup>。因此与间接加热式相比,这种形式中的电阻与 CPW 的匹配较差。

## 4 在线监测式微波功率传感器

目前,各种脉冲激发的高功率微波振荡器和放大器用于通讯系统、雷达、科学研究以及军事工程

中。许多高功率微波系统在制造和工作过程中需要连续测量输出的脉冲功率电平。另外,在许多应用中需要直接在片上连续监测来自于 MMIC (单片微波集成电路) 放大器或者多级微波放大器各级之间的微波功率。这样巨大的测量数目以及测量的重要性要求测量仪器及技术很精确、可重复,并便于使用。这种测量要求对系统的影响减到最小而且只消耗很少的微波功率。终端式微波功率传感器将功率转换为热,这种方式不适合于在 MMIC 放大器不同级之间的监测。因为如果采用这种传感器会有以下缺点:需要一个耦合结构以获取一部分传输功率;而引入耦合结构后,插损会增加;另外,工作频率受到耦合器工作范围的限制。所以,就必须采用有低损耗、低反射等优越性能的在线式微波功率传感器<sup>[19]</sup>。

在线监测式的新型微波功率传感器的损耗很小,它不仅可以应用到信号链的中间,而且不会产生不利的失配,这就给功率传感器开辟了新的应用领域。下面介绍插入式和电容式两种在线监测式微波功率传感器。

### 4.1 插入式微波功率传感器

利用 GaAs 作材料,同样可以制造上述的终端负载形式结构。与硅相比,有一些较好的材料特性使得 GaAs 在高频器件设计中具有优越性。GaAs 有较高的热阻率,约为硅的 3 倍,虽然随温度变化时,其电阻也会有所变化,但对整个器件而言只有稍微的非线性,影响不大。前面介绍的传感器必须采用薄膜技术以实现器件与衬底的隔离。在以 GaAs 为材料制造功率传感器时,只要要求不是太高,可以保留 GaAs 衬底,从而避免使用薄膜技术。薄膜技术不是标准工艺,避免它就可以与标准的 MMIC 工艺兼容,从而更便于集成。下面介绍采用 GaAs 衬底的插入式功率传感器。

插入式功率传感器的基本元件只有 CPW (或微带线) 和热堆。其原理是利用热堆测量 CPW (或微带线) 中间导体上传输功率时消耗的热。它既可以测量传输功率,同时又对整个系统几乎没有影响,而且可以插入任何 MMIC 电路,但它不能测出功率传输的方向。

因为 CPW 的损耗有 70% 是由中间导体引起的,所以为了测量到尽量多的热量以提高灵敏度,热偶的放置要尽可能地靠近中间导体。因此这种结构中,CPW 的中间导体是在 GaAs 衬底上的,而两个地

线则是采用空气桥技术悬在衬底上方,留出空间放置热偶。为了抑制寄生模的出现,两条地线之间也用空气桥技术相连。悬浮高度根据工艺确定:不仅要保证地线与衬底间有足够的空间以利于放置热偶,而且要防止电镀金属时出现短路<sup>[15]</sup>。为了使 CPW 槽中的电场分布不受干扰,中间导体与热偶热端的距离跟 CPW 的槽宽相同,这样可将热堆对微波传输的影响减到最小。其结构图如图 9 所示。

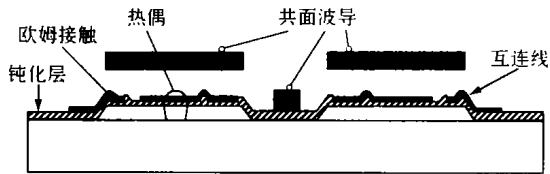


图 9 插入式功率传感器剖面图

对于这种地线悬空的 CPW,我们比较关心地线悬空对 S 参数的影响。由于 CPW 的电场分布是在金属线槽之间,所以地线是否提升对 S 参数并无太大影响<sup>[21]</sup>。

总体来说,这种结构的微波功率传感器有其结构方面的特点,而且不采用薄膜技术,使其更易与 MMIC 进行集成。如果对灵敏度和速度有更高的要求,则可采用前面介绍的薄膜技术。

## 4.2 电容式微波功率传感器

这种方式的微波功率传感器很新颖,它测量微波功率所利用的原理是静电驱动导致的电容变化,下面介绍 3 种结构。

### 4.2.1 扭转结构<sup>[22]</sup>

此高频功率传感器是利用平板电容中的静电驱动。在 CPW 的上方有一硅扭转板,平板的下平面镀上了金属,其结构及等效电路如图 10 所示。

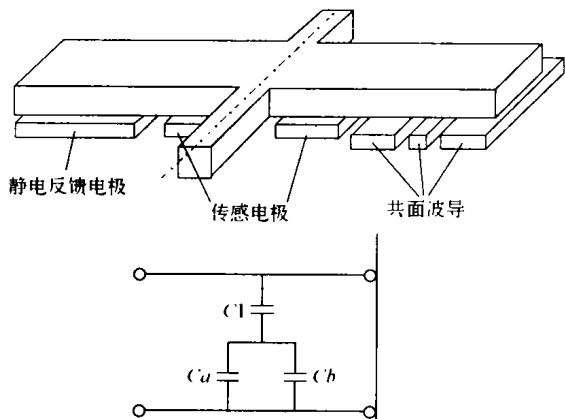


图 10 扭转式微波功率传感器结构及其等效电路

当 CPW 中传输信号时,由于电压带来的静电驱动使得硅平板向传输线偏转,形成一定角位移,此角位移可以用一对连接到电容桥的传感电极测量。线性度和动态范围可以通过用静电反馈电路保持扭转平板在自由位置来提高。这种结构输入匹配较好,传输线损耗较低,功率精度较高,而且工作频率可达到 45GHz。

### 4.2.2 桥式结构<sup>[23]</sup>

这种结构的传感器的工作原理与扭转式相同。它的高频传感元件就是在传输线上方悬浮的金属平板。当高频信号传过低损耗衬底上的 CPW 结构时,金属平板上就有静电驱动。

要增加静电驱动,薄膜就要尽可能地靠近信号线,但是薄膜的靠近会改变传输线的特征阻抗,从而产生反射。为了将传输线中的反射降到最小,设计了桥梁结构。在低损耗衬底上的 CPW 是分段的,在无地线的区域,信号线用上面的金属薄膜作为地平面,如同微带线结构。这种设计的特点是可动的金属薄膜是传输线的一部分。整个结构如图 11 所示。

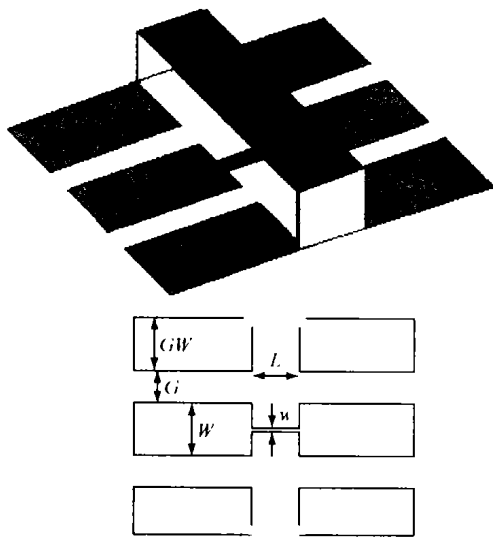


图 11 桥式高频功率传感器示意图

在从 CPW 转换到微带线结构时,为保持  $50\Omega$  的特征阻抗,要设定宽度  $w$  和高度  $d$ ,匹配时要求  $w/d=5$ 。要获得最大的驱动力, $d$  必须尽可能的小,但是由于信号线的宽度限制为几个微米,所以制造上有限制。增加  $L$  也是个方法,因为它没有限制,所以可以设计一个结构,薄膜下的信号线沿着弯曲的路径走以增加长度  $L$ 。

### 4.2.3 铁路线式<sup>[24]</sup>

这种结构的功率传感器利用的是释放了一段地

线的共面传输线。当电压通过导体时,在信号线与地线之间产生静电驱动,从而使释放了的地线向信号线弯曲。这种弯曲可用一对传感电极通过测量电容得出。结构如图 12 所示。

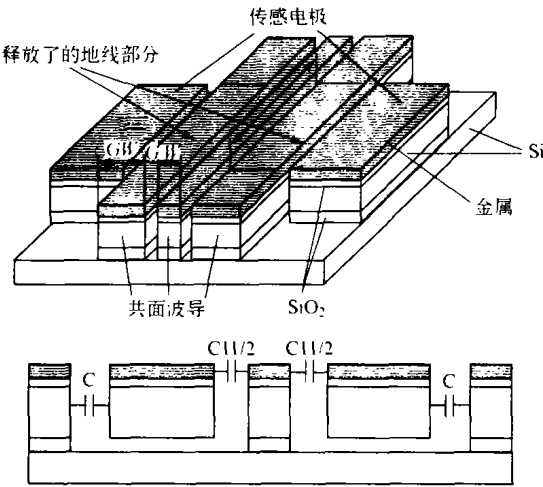


图 12 铁路线式微波功率传感器结构示意图

由于此结构需要传感,因此采用了具有导电性的硅。结构中有一层氧化层淀积在结构层的上面,使得导体金属与导电结构层绝缘,这层氧化层较好地将电场与导电硅层隔离开了。虽然淀积氧化层使得电场扩展,从而提高了传感器的灵敏度,但却降低了 RF 特性。RF 特性可以通过采用高电阻结构层代替硅层、加宽传输线以降低电流密度和制造更厚的二氧化硅层来提高。如果信号线、地线以及它们之间的宽度都增加,功率精度会降低。同样,高电阻率硅作结构层也会降低功率精度。而增加二氧化硅的厚度,从制造的观点看,比较困难,所以这种结构精度不是很高,其工作频率只能达到 5GHz。

5 结论

微加工 MEMS 微波功率传感器研究逐渐得到重视。自加热式结构较为简单,但其匹配性能不好,而且灵敏度一般;而间接加热式不仅匹配好而且频率范围较宽,总体性能较自加热式高,所以现实中较为常用;插入式功率传感器结构不存在匹配问题,而且对整个系统影响很小,但结构稍微复杂;电容式的响应速度较快,其中扭转式的工作频率很高,铁路线式精度不够,工作频率不高,桥式结构性能不是很好,干扰因素也比较多。几种结构的性能比较见表 1。

由于硅衬底对整个器件的性能有较大的负面影响,必须将其去除,本文介绍了一种新的硅衬底刻蚀

方法。这种刻蚀方法耗时较短,所以对器件性能几乎没有影响。采用 GaAs 衬底时,如果总体性能要求不高,衬底可以保留,从而易于集成;在性能要求较高时,可以采用薄膜技术,这样得到的结构性能优越,但不利于集成。我们将尝试以 GaAs 为材料,选择这几种结构,制造微波功率传感器。

表 1 几种微波功率传感器结构性能比较

| 结构    | 线性度 | 最高工作频率 (GHz) | 最低测量功率 (W) | 匹配状况 | 灵敏度 | 系统损耗 | 响应速度 |
|-------|-----|--------------|------------|------|-----|------|------|
| 自加热式  | 好   | 20           | $10^{-6}$  | 差    | 一般  | 大    | 较快   |
| 间接加热式 | 好   | 20           | $10^{-7}$  | 好    | 较高  | 大    | 较慢   |
| 插入式   | 好   | 50           | 0.01       | 好    | 较高  | 小    | 较慢   |
| 扭转式   | 好   | 45           | $10^{-7}$  | 好    | 较高  | 小    | 较快   |
| 桥式    | 一般  | 7            | 0.01       | 一般   | 一般  | 小    | 一般   |
| 铁路线式  | 好   | 5            | 0.5        | 好    | 一般  | 小    | 一般   |

参 考 文 献

[1] Milanovic V, Gairan M, Bowen E D, et al. Micromachined microwave transmission lines in CMOS technology. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 1997, 45(5): 630 ~ 635

[2] 者文明, 崔大付, 陈德勇, 等. 微梁结构热偶微波功率传感器芯片的制作工艺. 传感器技术, 2002, 21(11): 31 ~ 33

[3] Kodato S, Wakabayashi T, Zhuang Q, et al. New structure for DC-65 GHz thermal power sensor. IEEE International Conference on Solid-State Sensors and Actuators, 1997, 2: 1279 ~ 1282

[4] Maloratsky Leo G. Receiving the basics of microstrip lines. Microwaves & RF, 2000, 79 ~ 88

[5] Milanovic V, Gairan M, Bowen E D, et al. Micromachined microwave transmission lines by commercial CMOS fabrication. IEEE 39th Midwest Symposium, 1996, 3: 1189 ~ 1192

[6] Milanovic V, Gairan M, Bowen E D, et al. Thermoelectric power sensor for microwave applications by commercial CMOS fabrication. IEEE Electron Device Letters, 1997, 18(9): 450 ~ 452

[7] 张维新, 朱秀文, 毛贇如. 半导体传感器. 天津: 天津大学出版社, 1990

[8] Dehe A, Fricke-Neuderth K, Krozer V. Broadband thermoelectric microwave power sensor using GaAs foundry process. IEEE MTT - S Digest, 2002, 3: 1829 ~ 1832

[9] Milanovic V, Hopcroft M, Zincke C A, et al. Optimization of CMOS MEMS microwave power sensors. IEEE Interna-

- tional Symposium, 1999, 5: 144 ~ 147
- [10] Dehe A, Hartnagel H L. Free-standing AlGaAs thermopiles for improved infrared sensor design. IEEE Transducers on Electron Device Letters, 1996, 43(8): 1193 ~ 1199
- [11] 于瑞芬. 传感器原理. 北京: 航空工业出版社, 1995
- [12] Milanovic V, Gairan M, Zaghloul M E. Micromachined thermocouple microwave detector in CMOS technology. IEEE 39th Midwest symposium, 1996, 1: 273 ~ 276
- [13] Milanovic V, Gairan M, Bowen E D, et al. Design and fabrication of micromachined passive microwave filtering elements in CMOS technology. IEEE Transducers, 1997, 2: 1007 ~ 1010
- [14] Tea N H, Milanovic V, Zinke C A, et al. Hybrid post-processing etching for CMOS-compatible MEMS. IEEE Journal of Microelectromechanical Systems, 1997, 6(4): 363 ~ 371
- [15] Dehe A, Klingbeil H, Krozer V, et al. GaAs monolithic integrated microwave power sensor in coplanar waveguide technology. IEEE Microwave and Millimeter - Wave Monolithic Circuits Symposium, 1996, 179 ~ 182
- [16] Mutamba K, Beilenhoff K, Megej A, et al. Micromachined 60 GHz GaAs power sensor with integrated receiving antenna. IEEE MTT-S Digest, 2001, 3: 2235 ~ 2238
- [17] Milanovic V, Gairan M, Bowen E D, et al. Implementation of thermoelectric microwave power sensor in CMOS technology. IEEE International Symposium, 1997, 4: 2753 ~ 2756
- [18] Milanovic V, Gairan M, Zaghloul M E. Micromachined thermocouple microwave detector by commercial CMOS fabrication. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 1998, 46(5): 550 ~ 553
- [19] 张雨燕, 陈德勇, 崔大付. 一种高灵敏度微波功率传感器的新结构. STC, 1999, 104 ~ 106
- [20] Vaha-Heikkila T, Kyynarainen J, Oja A, et al. Design of Capacitive RF MEMS Power Sensor. VTT Information Technology, 2002
- [21] Dehe A, Klingbeil H, Weil C, et al. Membrane-supported coplanar waveguides for MMIC and sensor application. IEEE Microwave and Guide Wave Letters, 1998, 8(5): 185 ~ 187
- [22] Vaha-Heikkila T, Kyynarainen J, Oja A, et al. Capacitive MEMS Power Sensor. VTT Technical Research Center of Finland, 2002
- [23] Fernandez L J, Sese J, Flokstra J, et al. MEMS Application for High Frequency Power Sensor. MESA + Research Institute, University of Twente, 2002
- [24] Vaha-Heikkila T, Kyynarainen J, Dekker J, et al. Capacitive RF MEMS Power Sensor. VTT Information Technology, 2003

**范小燕** 女, 1979年9月生。现为东南大学研究生。研究方向为射频 MEMS 传感器。

**廖小平** 男, 1966年1月生。东南大学 MEMS 教育部重点实验室副教授, 博士。研究兴趣为射频电子器件和电路以及射频 MEMS 器件和系统。

**黄庆安** 男, 1963年生。东南大学 MEMS 教育部重点实验室主任, 教授, 博导。研究方向为微电子学与 MEMS。出版专著 1 部, 发表 SCI/EI 论文 90 余篇; 获中国发明专利 3 项, 教育部自然科学一等奖 1 项。现任 IEEE Senior Member, JAP, APL, JMEMS 和 JMM 审稿人, 国家“863”计划 MEMS 重大专项总体组专家, 国家杰出青年基金获得者。

(上接第 51 页)

## 4 结论

本文通过对 8mm 无源探测器观测机场跑道时的输出信号的研究, 得到了探测器起始位置在多种情况下的信号波形, 分析了在这几种情况下进行无源探测的信号的特征。这些特征为进一步提出完整的定位方案提供了理论依据。

## 参 考 文 献

- [1] Zhang G F, Guo W, Zhang Z Y. Millimeter wave passive detection simulation system. International Journal of Infrared and Millimeter Wave, 2002, 23(1): 71 ~ 77

- [2] Microwave radiometer for missile guidance, AD-382176, 1967. 6

- [3] 张锡远, 张祖荫, 李青侠. 面目标微波辐射特性数据库和数据处理. 华中理工大学学报, 1999, 27(8): 88 ~ 100

**李俊明** 男, 1977年生, 华中科技大学电子与信息工程系在读硕士研究生, 研究方向: 微波遥感、微波通信。  
E-mail: tulip-ljm@sina.com

**张祖荫** 男, 1938年生, 华中科技大学电子与信息工程系教授, 博士生导师, 研究方向: 微波遥感、微波制导、微波通信。

**郭伟** 男, 1961年生, 华中科技大学电子与信息工程系教授, 研究方向: 微波遥感、微波成像、无线通信及射频技术。