

文章编号 1004-924X(2011)01-0110-08

对称式微波功率传感器的设计

王德波, 廖小平

(东南大学 电子科学与工程学院 MEMS 教育部重点实验室, 江苏 南京 210096)

摘要: 为了克服传统微波功率传感由于失配和热损耗带来的微波功率测量误差, 提出了一种基于 MEMS 技术的对称式微波功率传感器, 对该微波功率传感器的微波损耗、温度分布以及微波功率的精确测量进行了研究。首先, 根据提出的损耗模型推导了微波损耗功率和损耗电压的表达式, 并建立了该传感器的传热解析模型; 接着, 设计并制作了该微波功率传感器; 最后, 对该功率传感器的补偿因子、灵敏度和频率依赖特性进行了测试和分析。测试结果显示: 该传感器在 5, 10, 15 GHz 频率下的补偿因子分别是 1.56, 2.12 和 2.56 dBm, 灵敏度可达到 0.18 mV/mW, 输出电压与微波频率的相对偏差 < 2%。结果表明, 对称式微波功率传感器可通过测量直流功率来实现测量微波功率的目的, 且明显地提高了微波功率测量的精确度。

关键词: 对称式微波功率传感器; 微机电系统; 补偿因子

中图分类号: TN62; TP212.1 **文献标识码:** A **doi:** 10.3788/OPE.20111901.0110

Design of symmetrical microwave power sensor

WANG De-bo, LIAO Xiao-ping

(Key Laboratory of MEMS of the Ministry of Education, School of Electronic Science and Engineering, Southeast University, Nanjing 210096, China)

Abstract: In order to overcome the measurement errors of traditional microwave power sensors due to mismatch and thermal losses, a symmetrical microwave power sensor based on the Micro-electro-mechanical System (MEMS) was proposed and its microwave loss, temperature distribution and the accurate measurement were researched. Firstly, expressions of the loss power and loss voltage were derived according to the proposed loss model, and the heat transfer analytical model of the power sensor was established. Then, the sensor was designed and fabricated. Finally, the compensation factor, sensitivity and the frequency-dependent characteristics of the power sensor were measured and analyzed. The measurement results show that the compensation factor of the power sensor at 5, 10 and 15 GHz are 1.56, 2.12 and 2.56 dBm, respectively. The sensitivity is about 0.18 mV/mW, and the relative difference of the output voltage with the microwave frequency is below 2%. It is concluded that the symmetrical microwave power sensor can measure the microwave power by measuring the DC power, and also can improve the measurement accuracy of the microwave power significantly.

Key words: symmetrical microwave power sensor; Micro-electro-mechanical System (MEMS); compensation factor

收稿日期: 2010-03-08; 修订日期: 2010-05-28.

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (No. 60976094, No. 60676043); 国家 863 高技术研究发展计划资助项目 (No. 2007AA04Z328)

1 引言

在微波技术研究中,微波功率是表征微波信号特征的一个重要参数。在微波信号的产生、传输及接收等各个环节的研究中,微波功率测量必不可少。最常见的微波功率测量工具是基于热电转换原理的微波功率传感器,它把微波功率通过负载电阻转化成热,然后再利用热电堆的 Seebeck 效应将其转换成与待测微波功率成正比的直流电压输出^[1-4]。对于传统微波功率传感器来说,测量误差产生的原因除了由共面波导和负载电阻之间的不匹配造成的回波损耗之外,各种热损耗也是产生测量误差的主要原因之一。例如,衬底的热传导损耗,共面波导、负载电阻以及热电堆的热对流和热辐射损耗等。随着 MEMS 技术的发展^[5-7],为了减小热损耗,一些文献采用了各种复杂的工艺形成了诸如悬臂梁式^[8]、衬底掏空式^[9]传感器结构,这些措施在一定程度上降低了热损耗,但也增加了工艺的难度和成本。

为了解决上述问题,本文提出了一种新型的对称式 MEMS 微波功率传感器。该传感器通过测量直流功率来实现测量微波功率的目的,同时消除了温度漂移的影响,提高了测量的准确度。相对传感器传输的直流功率,传感器传输的微波功率存在着电磁耦合和寄生效应,这将造成微波损耗,从而影响微波功率的测量结果。因此,为了更好地研究对称式微波功率传感器,本文建立了该传感器的传热解析模型,分析了该传感器左端在不同微波频率下的能量吸收效率 η 、微波损耗功率和损耗电压,从而可以更好地理解对称式微波功率传感器的工作机理。实验结果表明直流功率可以很精确地实现微波功率的测量,并且具有很好的线性度。

2 微波功率传感器的工作原理

对称式微波传感器如图 1 所示。该功率传感器的工作原理为:左端负载电阻将共面波导传输来的待测微波功率转化成热,热电堆由于 Seebeck 效应产生电势差,从而通过左端压焊块输出,同样右端直流功率通过热电堆也产生电势差,通过右端压焊块输出。调整右端直流功率的大

小,使两端压焊块输出电势差相同,则消耗的直流功率等于待测的微波功率。与传统微波功率传感器相比,该传感器右端加入了与左端相同的共面波导、负载电阻和热电堆结构,中间设计的金属散热片用来保持热电堆的冷端温度与衬底温度相同。由于采用了对称结构,抵消了两端各种热损耗带来的测量误差。

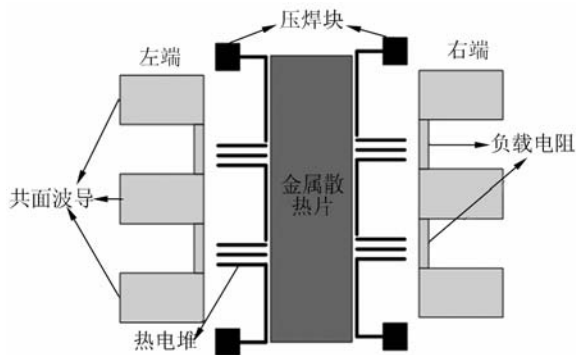


图 1 对称式微波功率传感器的结构图

Fig. 1 Structure of symmetrical power sensor

3 模拟

3.1 能量的吸收效率

共面波导的基本结构如图 2 所示,中间为信号线,两边为地线。共面波导的特征阻抗用 ADS 软件仿真如图 2(b)所示。共面波导的长度与特征阻抗没有关系,共面波导信号线的宽度和信号线与地线的间隙与共面波导的特征阻抗有关。在该传感器中,共面波导的特征阻抗为 50Ω 。由于微波探头的尺寸限制,共面波导信号线与地线的间隙为 $58 \mu\text{m}$ 。因此,根据 50Ω 的特征阻抗,共面波导的信号线宽度为 $100 \mu\text{m}$ 。为了实现与共面波导的匹配,负载电阻采用两个 100Ω 阻值的电阻并联。

当共面波导传输微波信号时,它的主要损耗有 3 种:介质损耗、导体损耗和辐射损耗。由于工艺中共面波导的信号线在介质中间,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,因此共面波导的损耗主要是导体损耗。

共面波导在传输微波信号时产生的损耗可以通过如下公式来计算^[10](α 为共面波导的衰减系数):

$$\alpha = a f^b, \quad (1)$$

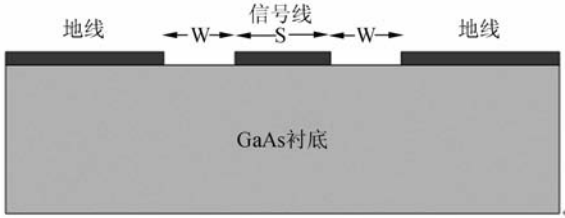
$$a = \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}} \left[\frac{45.152}{(s\omega)^{0.410} e^{2.127/f}} \right], \quad (2)$$

$$b = 0.183(t + 0.464) - 0.095k_i^{2.484}(t - 2.595), \quad (3)$$

$$k_i = \frac{s + \Delta t}{s + 2\omega - \Delta t}, \quad (4)$$

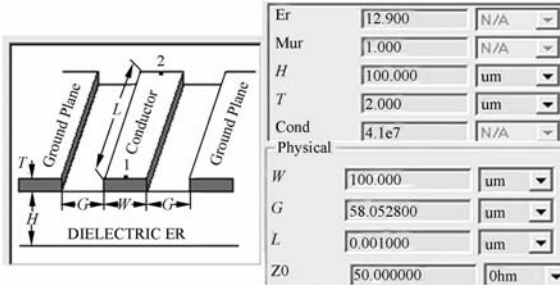
$$\Delta t = \frac{1.25t}{\pi} \left[1 + \ln \frac{4\pi s}{t} \right], \quad (5)$$

其中, a 为介质损耗系数; b 为辐射损耗系数; k_i , Δt 分别为 CPW 的缝隙与宽度和厚度有关的衰减系数。该传感器的 CPW 的中心导体的宽度 s 为 $100 \mu\text{m}$, 厚度 t 为 $2 \mu\text{m}$ 。狭缝宽度 w 为 $58 \mu\text{m}$; 衬底的相对介电常数 $\epsilon_r = 12.9$ 。



(a) 共面波导的横截面

(a) Cross section of CPW



(b) 共面波导的阻抗匹配分析

(b) Impedance match of CPW

图 2 共面波导结构及其匹配分析

Fig. 2 CPW structure and its impedance match

考虑了待测微波功率损耗后, 加到左端负载电阻上的功率已经不是理想情况下的 P_{in} , 可以求出此时共面波导的能量吸收效率 η 和损耗的功率。

传输损耗 α 与共面波导输入功率 P_{in} 、共面波导输出功率 P_{out} (传递给负载电阻的功率) 的关系为

$$\alpha = 10 \lg(P_{in}/P_{out}), \quad (6)$$

可以通过式(6)求出 P_{out} , 即

$$P_{out} = P_{in}/10^{\frac{\alpha}{10}} = 10^{-\frac{\alpha}{10}} P_{in}, \quad (7)$$

从而得到共面波导的能量吸收效率 η

$$\eta = 10^{-\frac{\alpha}{10}} = 10^{-\frac{\alpha}{10} f^b}. \quad (8)$$

由公式(8)可知, 直流功率下能量吸收效率为 1, 在不同微波频率下的能量吸收效率如图 3 所示, 微波频率越高, 损耗越大, 能量吸收效率越低。在 20 GHz 时能量吸收效率最低为 0.959 4。

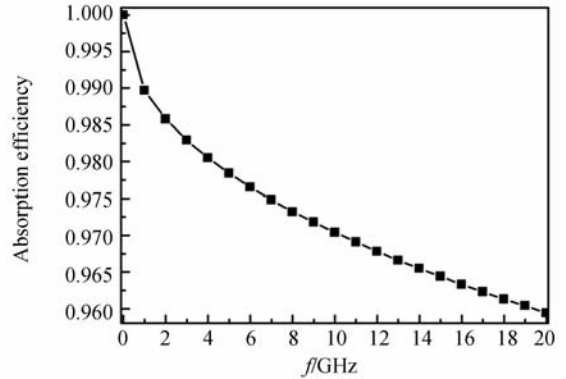


图 3 不同频率下的能量吸收效率

Fig. 3 Energy absorption efficiency with different frequencies

3.2 微波损耗功率及损耗电压

P_{loss} 反映了输入功率经过共面波导传输后传递给终端负载电阻的损耗功率, 为:

$$P_{loss} = P_{in} - P_{out} = (1 - 10^{-\frac{\alpha}{10}}) P_{in}, \quad (9)$$

由此可得传感器损耗功率随输入功率的变化情况如图 4 所示。当输入 100 mW 的微波功率时, 最大损耗功率为 4.06 mW (微波频率为 20 GHz)。

损失的热流密度 q_{loss} 为:

$$q_{loss} = \frac{P_{loss} \times l}{A} = \frac{(1 - 10^{-\frac{\alpha}{10}}) \times P_{in} \times l}{A}, \quad (10)$$

其中, l 为共面波导传输线的长度, α 可以通过式(1)~(5)求出。

因此, 传感器左端损失电压为:

$$U_{loss} = (\alpha_1 - \alpha_2) \cdot N \cdot \Delta T = q_{loss} (\alpha_1 - \alpha_2) \frac{\eta N}{\lambda_e p} \tanh(pl) = \frac{(1 - 10^{-\frac{\alpha}{10}}) \times P_{in} \times l}{A} (\alpha_1 - \alpha_2) \frac{\eta N}{\lambda_e p} \tanh(pl), \quad (11)$$

其中, 热电偶的对数 $N = 3$; CPW 的中心导体的横截面积 $A = 200 \mu\text{m}^2$; 砷化镓的赛贝克系数 $\alpha_1 = 100 \mu\text{V/K}$; 金的赛贝克系数 $\alpha_2 = 1.7 \mu\text{V/K}$; 等效的热导率 $\lambda_e = 0.5$; p 为热偶温度分布系数, p

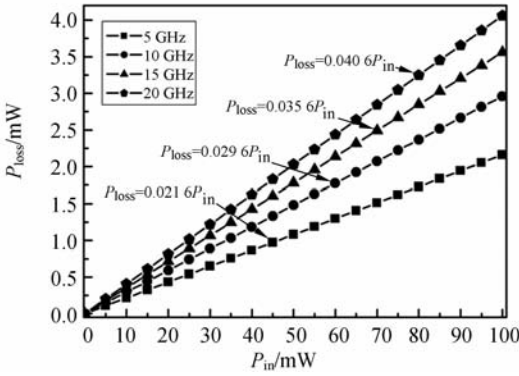


图 4 损耗功率随输入功率的变化图

Fig. 4 Loss power vs. input power

越大,温度下降得越快。

根据式(11)可以得到该传感器损耗电压与输入功率之间的关系如图 5 所示。从图中可以看出在相同的输入功率下,频率越高,损耗的电压就越大。相对与右端的直流功率输出的电压,左端的微波频率在 20 GHz 时损耗的电压约为 0.8 mV。

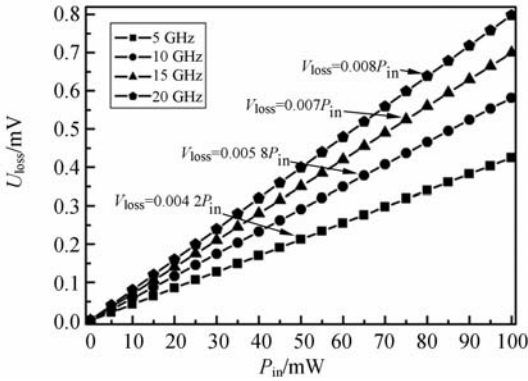


图 5 损耗电压随输入功率变化图

Fig. 5 Loss voltage vs. input power

3.3 传热解析模型

当负载电阻吸收微波功率后,由于焦耳热效应使自身的温度升高,这是一个非稳态导热过程。负载电阻温度由初始的环境温度上升到稳态温度值有一个过程。如果不考虑各种热损失(热传导到热偶和衬底,热对流、热辐射到环境),负载电阻吸收的热量存储起来表现为自身温度的升高。

根据能量守恒原理,输入微波功率为 P_{in} 的条件下有(一维近似):

$$\eta P_{in} = \rho c V \frac{dT}{dt}, \quad (12)$$

式中, η 为负载电阻的能量吸收效率,这里等价于共面波导的能量吸收效率, ρ, c, V 分别为负载电

阻的密度、热容、体积。解此方程并代入初始温度 ($T_0 = 300$ K) 得负载电阻的温度

$$T(t) = \frac{\eta P_{in}}{\rho c V} t + 300, \quad (13)$$

可见,当不考虑负载电阻其它所有热传递时,负载电阻的温度随着输入功率 P_{in} 的增大而线性升高,且随着时间的增加,温度会持续升高。然而,由于负载电阻吸收微波能量后温度升高,与周围环境产生温差,从而会发生各种传热现象。考虑各种传热机制,与式(12)对应的能量守恒方程变为

$$\eta P_{in} = \rho c V \frac{dT(t)}{dt} + \frac{T(t) - T_0}{R_{th}}. \quad (14)$$

式中,热阻 R_{th} 包括了各种导热机制产生的热阻,其值为 402.599,单位是 K/W。解此方程并代入初始条件 $T(t=0) = T_0 = 300$ K,得到考虑负载电阻周围各种传热时的温度为

$$T(t) = R_{th} \eta P_{in} (1 - e^{-\frac{t}{R_{th} \rho c V}}) + 300. \quad (15)$$

由此可知,当 t 较大时,温度 $T(t)$ 与输入的微波功率 P_{in} 成正比;当输入功率 P_{in} 一定时, $T(t)$ 是一个常量,与时间 t 无关。从能量转换与守恒的角度来看,开始时负载电阻吸收微波功率并转化为热量,此热量的绝大部分储存起来使自身温度升高,一小部分热传导到与之邻近的热电堆、衬底以及周围环境中;随着时间的积累,负载电阻储存的热量越来越多,温度也越来越高,传到外部的热量也逐步增大;当时间足够长时,负载电阻温度达到最大值而把吸收到的微波功率(转化为热量)全部传给外界环境,从而达到平衡状态。在微波频率为 5, 10, 15 和 20 GHz 下,输入微波功率 50 mW 和 100 mW,负载电阻的温度达到平衡的过程如图 6 所示。

当 $\eta = 1$, 即直流达到平衡时有

$$T(t) \approx T_0 + P_{in} R_{th}, \quad (16)$$

当 $\eta = 0.97$, 即 $f = 10$ GHz 时有

$$T(t) \approx T_0 + 0.97 P_{in} R_{th}. \quad (17)$$

在 10 GHz 微波频率下,采用 ANSYS 仿真了输入微波功率 50 mW 和 100 mW 下温度分布情况,如图 7 和 8 所示,右端输入直流功率,左端输入微波功率。输入微波功率为 50 mW 时,右端负载电阻的温度计算值为 320.15 K,左端负载电阻温度的计算值为 319.55 K,ANSYS 仿真的温

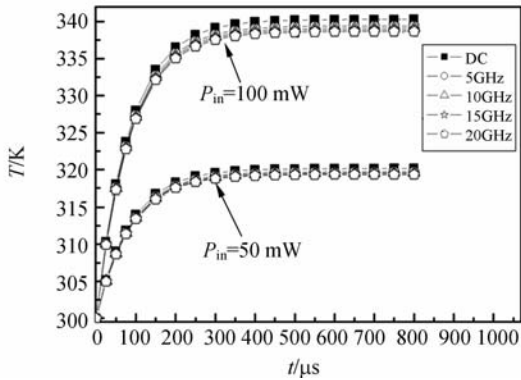


图 6 负载电阻的温度变化曲线

Fig. 6 Temperature change curves of load resistance

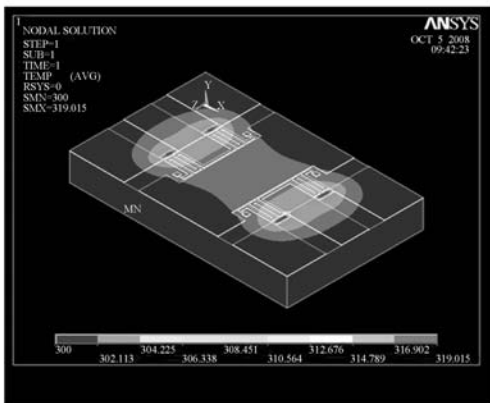


图 7 输入功率为 50 mW 时的温度分布

Fig. 7 Temperature distribution at 50 mW

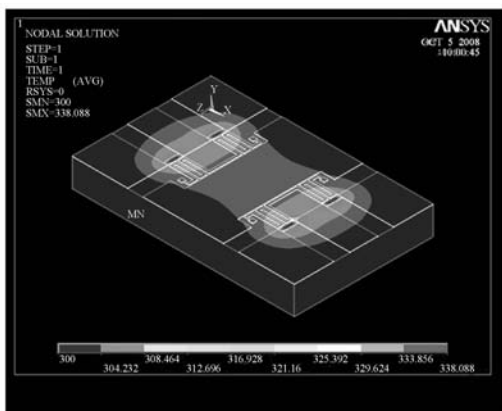


图 8 输入功率为 100 mW 时的温度分布

Fig. 8 Temperature distribution at 100 mW

度为 319.015 K; 输入微波功率为 100 mW 时, 右端负载电阻的温度计算值为 340.3 K, 左端负载电阻温度的计算值为 339.09 K, ANSYS 仿真的温度为 338.088 K。可见传热解析模型与 AN-

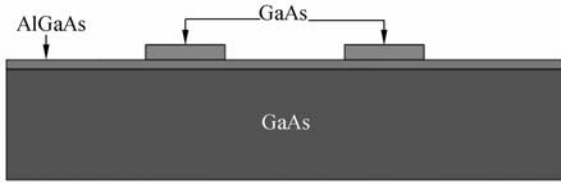
SYS 仿真温度的误差小于 0.6%, 说明了对称式微波功率传感器的传热解析模型对研究该类型的功率传感器具有一定的参考价值。

4 设计与制作

与硅相比, 砷化镓有一些较好的材料特性使它在高频器件的设计中体现了一定的优越性。另外, 可以与标准 MMIC(单片微波集成电路)工艺兼容, 从而很方便地与其它电路集成。该传感器的设计必须考虑三个结构参数, 第一个是热电堆的长度, 第二个是热电堆的对数, 第三个是热电堆与负载电阻之间的距离。热电堆的长度越长传感器的灵敏度就越高, 但响应时间和热阻会增加, 同时为减少版图面积所以热电堆的长度设计为 150 μm 。热电堆的对数越多灵敏度越高但热辐射损耗会增加, 同时为减少版图面积所以热电堆的对数设计为 6 对。热电堆与负载电阻之间的距离越小, 响应时间越小, 灵敏度越高, 但两者之间的电磁耦合越严重, 所以两者之间的距离设计为 10 μm 。

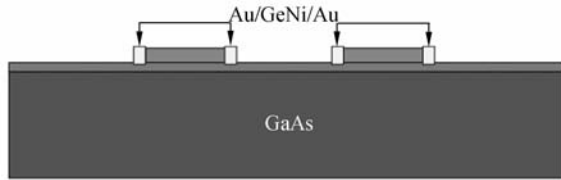
该微波功率传感器的制作采用的是中电集团 55 所的 GaAs MMIC 工艺线。工艺流程简述如下:

- (1) 在厚度为 500 μm 砷化镓衬底上外延生长铝镓砷薄膜和砷化镓。铝镓砷薄膜用作腐蚀自停止层, 厚度为 100 nm; 砷化镓作为热电堆砷化镓臂, 厚度为 0.25 μm ;
 - (2) 溅射金/锗镍/金, 作为热电堆金属臂, 金/锗镍/金的厚度为 30/180/30 nm;
 - (3) 淀积氮化钽形成电阻, 厚度为 2 μm ;
 - (4) 溅射钛/金/钛, 作为共面波导传输线、金属散热片的种子层, 厚度为 50/150/300 nm;
 - (5) 去除顶层的钛层电镀金, 作为共面波导传输线、金属散热片, 厚度为 2 μm ;
 - (6) 减薄衬底至 100 μm ;
 - (7) 背面刻蚀至铝镓砷阻挡层。
- 工艺流程如图 9 所示, SEM 图如图 10 所示。



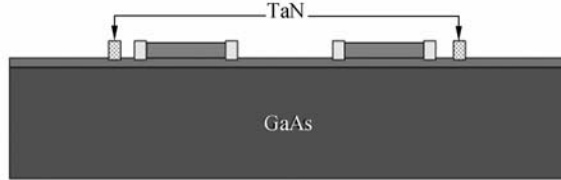
(a) 外延生长铝镓砷薄膜和砷化镓

(a) Epitaxial growing AlGaAs thin film and GaAs



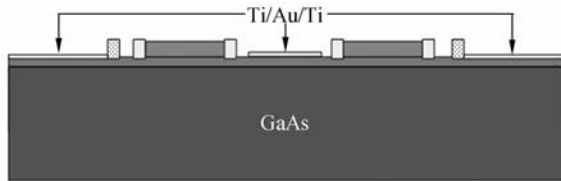
(b) 溅射金/锗镍/金

(b) Sputtering Au/GeNi/Au



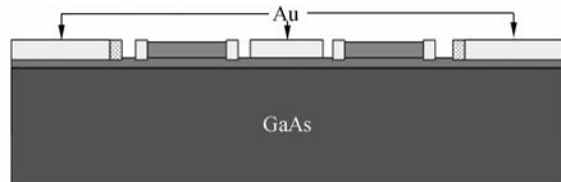
(c) 淀积氮化钽

(c) Depositing TaN



(d) 溅射钛/金/钛

(d) Sputtering Ti/Au/Ti



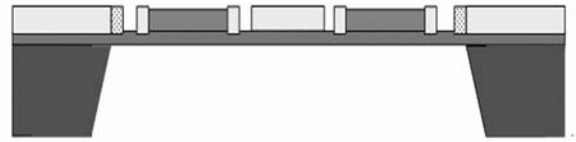
(e) 电镀金

(e) Electroplating Au



(f) 减薄衬底

(f) Subtracting substrate



(g) 背面刻蚀

(g) Etching back

图 9 对称式微波功率传感器工艺流程图

Fig. 9 Process steps during fabrication

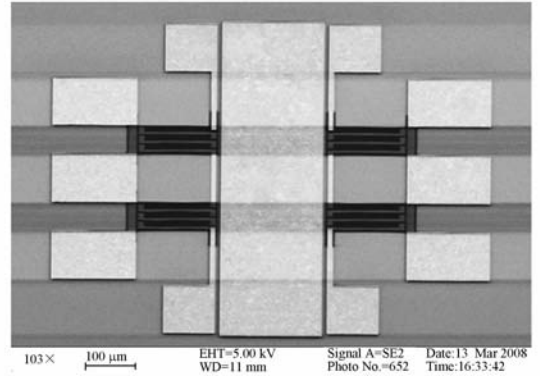


图 10 对称式微波功率传感器的 SEM 图

Fig. 10 SEM photo of symmetrical power sensor

5 测量实验与结果

传感器的左端分别在 5, 10 和 15 GHz 的微波频率下, 输入 0~80 mW 的微波功率, 记录每次左端输出的直流电压。然后调节右端的直流功率使两端的输出电压相等, 当两端输出电压相等时, 记录相应的直流功率。DC(1), DC(2) 和 DC(3) 分别是对应 5, 10 和 15 GHz 频率下的直流功率, 通过这种方式测量微波功率。补偿之前测试结果如图 11 所示, 输出电压随着输入功率的增大而增大。对应不同微波频率的直流功率的测试结果基本处在同一直线上, 这与理论期望是一致的。相对传感器右端传输的直流功率, 传感器左端传输的微波功率存在着电磁耦合和寄生效应, 这将造成微波损耗, 而且随着微波频率的增加, 电磁耦合和寄生效应增强, 微波损耗变大。因而负载电阻吸收的微波功率减少, 从而导致输出的电压的减小, 即在相同的输入功率下, 微波频率越大输出电压越小。理想情况下, 输出电压与微波频率是没有关系的, 只与输入的微波功率有关。

为实现微波功率的精确测量, 需要补偿在不

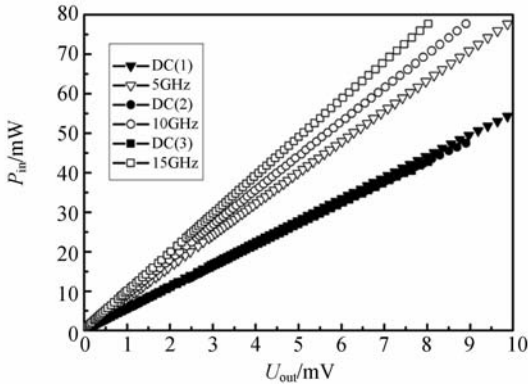


图 11 补偿前的测试结果

Fig. 11 Measurement results before compensation

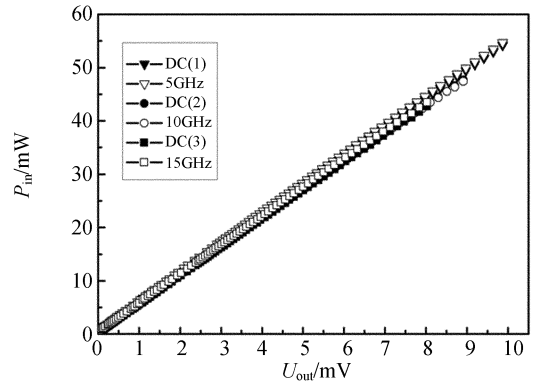


图 13 补偿后的测试结果

Fig. 13 Measurement results after compensation

同微波频率下的微波损耗。补偿因子的测试过程为:首先,在传感器的右端输入 0 dBm 的直流功率,记录右端的直流输出电压,然后,根据两端的电压相等,在不同的微波频率下调节微波功率使左端的输出电压等于右端的输出电压,当两端的输出电压相等时,记录左端的微波功率,这个测试结果就是补偿因子。

在不同微波频率下补偿因子的测试结果如图 12 所示,补偿因子随着微波频率近似线性的增加,但由于衬底的趋附效应以及色散特性^[9]并不是严格的线性关系。在 5, 10 和 15 GHz 频率下的补偿因子分别是 1.56, 2.12 和 2.56 dBm。补偿后的测试结果如图 13 所示,输出电压与微波频率几乎没有关系,只随着微波功率的增加而增加。因此直流功率可以很精确地实现测试微波功率的目的,并且具有很好的线性度,同时灵敏度可以达到 0.18 mV/mW。为了更好地验证补偿后输出电压与微波频率不存在依赖关系,在不同频率下

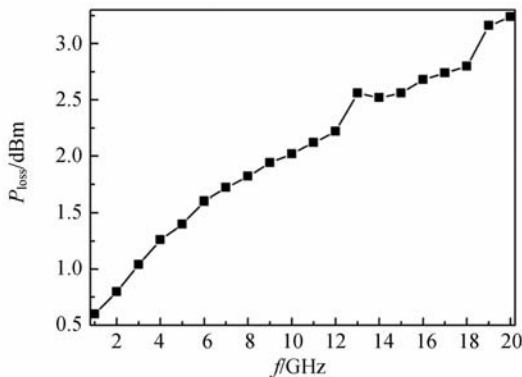


图 12 补偿因子的测试结果

Fig. 12 Measurement result of compensation factor

分别测试了 5, 10 和 15 dBm 的频率依赖特性,结果如图 14 所示,输出电压随微波频率的相对偏差小于 2%。测试结果表明该功率传感器对微波频率的依赖关系大大降低,这对实现微波功率的精确测量是非常重要的。

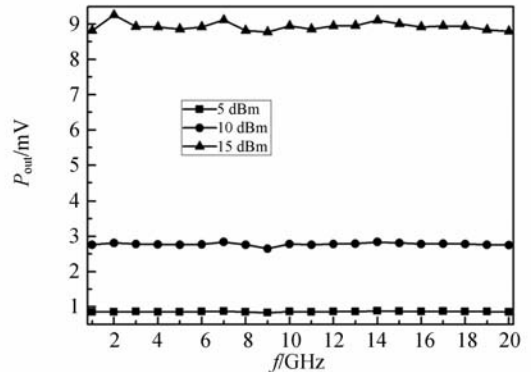


图 14 频率依赖的测试结果

Fig. 14 Measurement results of frequency dependence

6 结论

本文提出了一种对称式微波功率传感器,由于左右两端的热损失相同,所以抵消了各种热损失而带来的测量误差。相对于传感器右端传输的直流功率,传感器左端传输的微波功率存在着电磁耦合,这将会影响微波功率的测量结果。因此对微波损耗进行了分析,并提出相应的损耗模型。利用传感器微波损耗模型推导了微波损耗功率和损耗电压的表达式,并建立传热解析模型,传热解析模型与 ANSYS 仿真温度的误差 < 0.6%。基

于上述研究,设计并制作了该微波功率传感器,并对该功率传感器进行了测试和分析。测试结果表明该传感器的灵敏度可以达到 0.18 mV/mW , 输

出电压随微波频率的相对偏差小于 2% 。因此,对称式微波功率传感器可以很明显的提高微波功率的测量精度。

参考文献:

- [1] XU Y L, LIAO X P, TIAN T. Terminating type MEMS microwave power sensor based on MMIC [J]. *Opt. Precision Eng.*, 2009, 17(6): 1656-1659.
- [2] DOMINIK J, HENRY B, DAVID M. Thermoelectric AC power sensor by CMOS fabrication [J]. *IEEE Electronics Letters*, 1992, 13(7): 366-368.
- [3] DEHE A, KROZER V, FRICKE K, *et al.*. Integrated microwave power sensor [J]. *IEEE Electronics Letters*, 1995, 31(25): 2187-2188.
- [4] DEHE A, KROZER V, CHEN B, *et al.*. High-sensitivity microwave power sensor for GaAs-MMIC implementation [J]. *IEEE Electronics Letters*, 1996, 32(23): 2149-2150.
- [5] 张涛, 吴一辉, 黎海文, 等. 基于 MEMS 工艺的高能量密度微电磁驱动器[J]. *光学精密工程*, 2007, 15(6): 866-872.
ZHANG T, WU Y H, LI H W, *et al.*. Micro electromagnetic actuator with high energy density based on MEMS technology [J]. *Opt. Precision Eng.*, 2007, 15(6): 866-872. (in Chinese)
- [6] 施云芬, 施云波, 刘月华, 等. 基于 MEMS 叠层微结构 SO_2 毒气传感器的研究[J]. *光学精密工程*, 2008, 16(6): 1075-1081.
SHI Y F, SHI Y B, LIU Y H, *et al.*. Sulfur dioxide poison gas sensor based on MEMS laminated microstructure [J]. *Opt. Precision Eng.*, 2008, 16(6): 1075-1081. (in Chinese)
- [7] 魏新国, 江洁, 温志明, 等. 基于 MEMS 的数字式太阳敏感器光学系统设计[J]. *光学精密工程*, 2008, 16(8): 1361-1366.
WEI X G, JIANG J, WEN ZH M, *et al.*. Optical system design for MEMS based digital sun sensor [J]. *Opt. Precision Eng.*, 2008, 16(8): 1361-1366. (in Chinese)
- [8] HASCLIK, LALINSKY T, KUZMIK J, *et al.*. The fabrication of thin GaAs cantilever beams for power sensor microsystem using RIE [J]. *Vacuum*, 1996, 47: 1215-1217.
- [9] MILANOVIĆ V, GAITAN M, BOWEN E D, *et al.*. Thermoelectric power sensor for microwave applications by commercial CMOS fabrication [J]. *IEEE Electronics Letters*, 1997, 18(9): 450-452.
- [10] GEORGE E P, MEHRAN M, LINDA P B, *et al.*. A measurement-based design equation for the attenuation of MMIC-compatible coplanar waveguides [J]. *IEEE Trans. Microwave theory and Techniques*, 1999, 47(2): 241-243.

作者简介:



王德波(1983—),男,山东新泰人,博士研究生,2007年于河北科技大学获得学士学位,主要从事微波功率传感器及其检测系统的研究。E-mail: wdb5213344@126.com

导师简介:



廖小平(1966—),男,湖南衡阳人,教授,博士生导师,1998年于东南大学获得博士学位,2002年在香港科技大学做博士后,主要从事 RF MEMS 设计与制造的研究。E-mail: xpliao@seu.edu.cn