

# 电子器件散粒噪声测试方法研究\*

陈文豪<sup>1)†</sup> 杜磊<sup>1)</sup> 庄奕琪<sup>2)</sup> 包军林<sup>2)</sup> 何亮<sup>1)</sup> 陈华<sup>1)</sup> 孙鹏<sup>1)</sup> 王婷岚<sup>1)</sup>

1) (西安电子科技大学技术物理学院, 西安 710071)

2) (西安电子科技大学微电子学院, 西安 710071)

(2010年9月6日收到; 2011年1月11日收到修改稿)

本文分析了超导量子干涉器 (SQUID) 和超导-绝缘-超导 (SIS) 约瑟夫森结散粒噪声测试方法的应用局限性, 提出了常规器件的散粒噪声测试方案. 针对常规电子器件散粒噪声特性, 研究了噪声测试基本条件, 并建立了低温测试系统. 通过采用双层屏蔽结构和超低噪声前置放大器, 实现了较好的电磁干扰屏蔽和极低的背景噪声. 在 10 K 温度下对常规二极管散粒噪声进行了测试, 通过理论和测试结果对比分析, 验证了测试系统的准确和可信性.

**关键词:** 散粒噪声, 电子器件, 噪声测试

**PACS:** 07. 50. -e, 72. 70. +m, 73. 43. Fj, 07. 20. Mc

## 1. 引言

肖特基于 1918 年在真空管研究中发现了散粒噪声, 并得到了电流噪声功率谱表达式  $S_I = 2e\bar{I}$ , 其中  $\bar{I}$  为平均电流,  $e$  为电子电量<sup>[1]</sup>. 近年来在纳米尺度器件和结构中又发现反映载流子介观输运特性的散粒噪声<sup>[2]</sup>. 为了区分这两种噪声, 将前者称为经典散粒噪声, 后者称为量子散粒噪声. 此外, 介观系统和器件中的电子相关性导致散粒噪声抑制或增强<sup>[3, 4]</sup>, 其功率谱变为  $S_I = 2e\bar{I}F$ ,  $F$  为 Fano 因子, 其表示散粒噪声增强或抑制程度. 通过对散粒噪声的分析和研究能够揭示介观输运机理、确定准粒子的分数电荷值、Luttinger 参数和载流子相关性等信息<sup>[2, 3, 5, 6]</sup>.

半导体器件尺度持续不断减小, 在亚微米、深亚微米和纳米器件中散粒噪声变得更加突出和重要. 例如, 纳米级 MOSFET 器件电荷输运由传统的漂移输运逐渐转变为弹道输运或弹道输运<sup>[7-9]</sup>, 电子发射受源区决定而沟道散射作用减弱, 因而噪声产生机理发生转换<sup>[10]</sup>. 近些年相关模拟与实验研究已经证明小尺寸 MOSFET 中的过剩噪声已从热噪声转变为以散粒噪声为主<sup>[5, 9-11]</sup>. 文献[15]的图 6 对 60 nm 和 2000 nm MOSFET 不同温度下实际噪

声与模型预测进行了对比, 表明在长沟道器件中实际噪声与经典热噪声预测值相当<sup>[12, 13]</sup>, 而在短沟道器件中实际噪声已经偏离经典预测值. 对短沟道器件噪声经过建模与分析认为是抑制的散粒噪声<sup>[14, 15]</sup>. 对 10nm MOSFET 的测试更表明散粒噪声的主导地位. 文献[16]的图 8—10 测试表明无论在低栅压及高栅压条件下, MOSFET 噪声特性已经完全不符合热噪声变化规律, 而与散粒噪声特性相符合, 对该图测试数据进行分析得到散粒噪声 Fano 因子分别为 0.997, 0.802 和 0.616, 散粒噪声抑制主要因素是高栅压下较强的垂直电场导致沟道中电子经历更多的散射.

研究表明介观结构与器件中的散粒噪声虽然占主导地位, 但是仍然极其微弱, 已经提出基于超导量子干涉器件 (SQUID)<sup>[17]</sup> 和超导-绝缘-超导 (SIS) 约瑟夫森结<sup>[18]</sup> 的散粒噪声测试技术. 这两种测试方法具有极高的灵敏度, 因此在介观及新型器件的散粒噪声测试中得到广泛应用. 而 SQUID 和 SIS 的工作原理和超高灵敏特性对测试条件要求苛刻; 同时这类敏感元件耦合距离短, 必须与被测器件制作在同一芯片上, 从而限制其开放式应用. 近年研究表明传统器件, 如短沟道 MOSFET、雪崩二极管以及 pn 结结构都存在着散粒噪声<sup>[5, 9, 11, 19-22]</sup>. 传统的分立器件难以与 SQUID 和 SIS 进行有效集成,

\* 国家重点基础研究发展计划 (973 计划) (批准号: 2010CB631002) 资助的课题.

† E-mail: winhow.chen@sohu.com

因此对传统器件的散粒噪声测试不宜采用上述方法. 本文在充分研究 SQUID 和 SIS 的测试原理、方法及局限性的基础上, 采用常规半导体器件噪声测试技术, 提出了针对常规器件散粒噪声测试的原理和条件. 建立了基于低温装置、低噪声偏置电路和超低噪声放大器的测试系统, 并将此系统应用于二极管噪声的测试与分析, 验证测试原理和方法的正确性. 本测试系统可用于常规电子器件散粒噪声测试、分析和研究.

## 2. 散粒噪声测试原理与方法

针对微观及介观器件散粒噪声已进行了长期的研究, 该类器件工作偏置电流小, 且由于器件内电子相关性导致散粒噪声抑制或增强效应, 因而实际测量中电流的涨落可能更加微弱, 其电流噪声功率谱密度可能小到  $10\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$  量级. 这要求散粒噪声测试系统具有极高的灵敏度和极低的背景噪声. 依赖于新型敏感器件的发展, 已经提出了基于宏观量子效应的 SQUID 和 SIS 散粒噪声测试方法. SQUID 是采用两个约瑟夫森结制作而成的磁敏感器件, SIS 为单约瑟夫森结的电压敏感器件. 在噪声测试中 SQUID 采用超导线圈串联入测试电路, 被测器件内的电流涨落引起的超导线圈内磁场变化被 SQUID 器件感应并以电压形式输出, 实现电流电压转换和放大. 而 SIS 采用电容耦合感应电流涨落引起的样品端电压变化, 上述两种方法后级信号放大、处理和转换原理相同, 只是其耦合方式有区别. 以 SQUID 为例说明其测试原理和应用局限性, 系统原理如图 1.

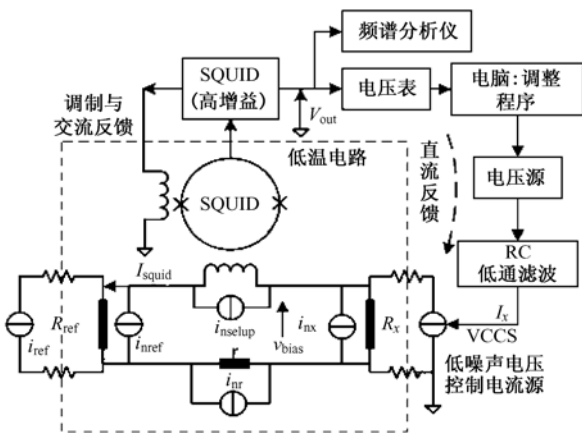


图 1 SQUID 测试原理图

$R_x$  为测试样品,  $R_{ref}$  为由康铜制作的参考电阻, 两者构成桥式电路. 使用超导线圈串联到桥式电路两端作为 SQUID 的输入, 电阻  $r$  为互连金线等效电阻, 其阻值远小于  $R_{ref}$  和  $R_x$ . 噪声电流源  $i_{nsetup}$  为测试设备总噪声在线圈处等效输入噪声, 主要是由电压控制电流源 (VCCS) 和 SQUID 器件的噪声构成.  $i_{nref}$ ,  $i_{nx}$  和  $i_{nr}$  分别为  $R_{ref}$ ,  $R_x$  和  $r$  等效噪声电流源.

直流电流  $I_{ref}$  流经  $R_{ref}$  产生电压  $V_{bias} = R_{ref} I_{ref}$ , 此电压即为测试参考电压. 电桥在反馈电路作用下, 通过电压控制电流源 (VCCS) 将电流  $I_x$  注入测试样品  $R_x$ , 使得样品上施加的电压与测试参考电压相同. 此时电路达到平衡状态, 电桥平衡公式

$$V_{bias} = R_{ref} I_{ref} = R_x I_x. \quad (1)$$

当  $i_{squid} = 0$  时可充分调节 SQUID 的增益使测试系统具有足够的灵敏度, 同时保持较大的动态范围. 最终使用频谱分析仪或数据采集设备测的 SQUID 设备输出的噪声电压  $V_{nout}$ :

$$V_{nout}^2 = \frac{1}{G^2} \left[ \left( \frac{1}{\sum R} \right)^2 \left[ (R_{ref} i_{nref})^2 + (r i_{nr})^2 + (R_{dynx} i_{nx})^2 \right] + i_{nsetup}^2 \right], \quad (2)$$

式中  $\sum R = r + R_{ref} + R_{dynx}$ ,  $G$  是 SQUID 的增益  $G = i_{squid}/V_{out}$ .  $R_{dynx}$  为样品动态电阻,  $R_{dynx} = (\partial V/\partial I)_{I_x}$ . (2) 式中即包含三个电阻噪声及试验设备的总输入等效电流噪声.

由(2)式可得, 在零偏置电流下式中仅存在热噪声  $i_n^2 = 4k_B T/R$ , 此时通过噪声测试即可计算得到总输入等效电流噪声

$$i_{nsetup}^2 = (G V_{nout})^2 - \frac{4k_B}{(\sum R)^2} \times [T_x (R_{dynx} + r) + T_r R_{ref}], \quad (3)$$

式中  $T_x, T_r$  分别为样品和参考电阻所处的温度,  $k_B$  为玻尔兹曼常数. 经在 4.2 K 液氮温度下测试得到系统噪声值为  $5.1\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$ , 仅相当于  $0.4\ \Omega$  电阻在 4.2 K 温度时热噪声电流的 20%. 在实际器件的测试中由于  $r$  值很小, 且  $R_{ref}$  采用具有极低电流噪声的康铜电阻, 因此仅需考虑上述电阻热噪声, 从而通过施加偏置电流下的第二次测试可算的测试样品噪声.

SQUID 以及 SIS 具有极高的灵敏度和极低的背景噪声, 通常需要与被测器件制作在同一块电路板上, 以实现耦合和抗干扰要求. 如图 2 为 SIS 用于碳纳米量子点 (CNT-QD) 器件散粒噪声测试的原理与

实物图, SIS 通过特别设计制作的片上电容  $C_c$  实现与被测 CNT-QD 耦合<sup>[18]</sup>. 此外还需对 SQUID 或 SIS 采用超导材料进行磁屏蔽, 连接到 SQUID 的超导绕组采用超导镀锡管进行屏蔽, 最后整体放置于双磁屏蔽的厚铅箔盒体. SQUID 和 SIS 通常需在液氦及其以下温度工作, 上述方法适合于微观及介观器件的噪声测试. 而其严密的屏蔽措施、苛刻的温度要求以及非开放式应用特性限制了其在常规器件噪声测试中的应用.

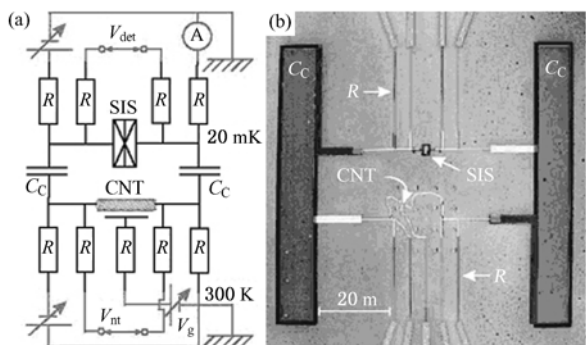


图2 (a) SIS 测试原理示意图; (b) 样品扫描电镜图

分立器件, 如 MOSFET、二极管等不能与 SQUID 和 SIS 集成在一起, 但其噪声信号强度较量子点等纳米结构器件要强, 因此本文提出可以采用如图 3 所示的电路原理测试多种分立器件散粒噪声(根据具体测试器件不同适当改变相应偏置电路即可). 电流噪声测量基本思想是对测试器件电流涨落进行有效的放大, 经过时序采集和频谱换算得到电流噪声功率谱密度. 但实际测试器件的源阻抗通常较小, 如 MOSFET 漏源、二极管正向导通时源阻抗都在千欧以下, 扩散导体源阻抗更小到毫欧级. 显然, 直接的电流噪声测试方法不适合源阻抗较小的器件. 首先电流放大器在较高放大倍数下, 其自身的输入阻抗较大, 将其串接入测试电路中会影响测试电路偏置状态, 同时电流放大器在较高放大倍数下测试带宽降低, 不能满足散粒噪声测试需要. 其次, 直接采用电流放大器测试时, 器件的直流偏置会引起放大器饱和.

基于上述原因, 参考 SIS 测试中的电压耦合原理, 采用电压噪声测试方法, 低噪声电压放大器与被测器件并联, 代替 SQUID 或 SIS 作为信号放大器件. 因电压放大器输入阻抗大, 这种并联方式不会引起偏置状态的变化. 同时常规器件的偏置电流远大于微观与介观器件, 因而产生的噪声电压也较

大, 达到  $10^{-16} \text{ V}^2/\text{Hz}$ , 而低噪声放大器背景噪声可达  $10^{-18} \text{ V}^2/\text{Hz}$ , 满足测试要求. 其次电压放大器采用交流耦合方式能有效避免放大器的饱和. 图 3 为 MOSFET 沟道散粒噪声测试典型方法原理图. 输出信号接入高速数据采集卡, 采集噪声时间序列信号, 进行傅里叶变换得到电压噪声功率谱密度  $S_v$ . 与采用 SQUID 以及 SIS 的方法相比, 该方法具有开放式应用的特点, 同时对测试环境条件要求较低, 更具可操作性. 与传统的噪声频谱分析仪测试方法相比, 这种方法频率分辨率可变, 且分辨率较高. 可直接得到散粒噪声时间序列信号, 不仅可计算噪声功率谱密度, 而且还可实现对噪声的高阶统计分析, 而高阶分析方法在散粒噪声测试分析中受到越来越多的重视<sup>[23, 24]</sup>.

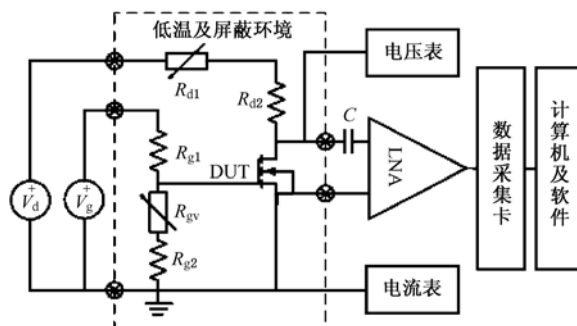


图3 MOSFET 沟道散粒噪声测试原理

电压噪声功率谱密度测试结果  $S_v$  可按下式转换得到电流噪声功率谱密度:

$$S_i = S_v / R^2, \quad (4)$$

其中  $S_v$  为系统测得电压噪声功率谱密度,  $R$  为样品噪声源阻抗.

### 3. 散粒噪声测试条件

#### 3.1. 温度和偏置

器件热噪声和散粒噪声尽管在功率谱形式上表现为白噪声, 但本质上是不同的两类噪声. 器件热噪声为平衡噪声, 与温度直接相关而与是否加偏置及偏置大小无关系; 散粒噪声与温度间接相关, 而与偏置条件直接相关. 温度对热噪声的直接影响体现在以下 Johnson-Nyquist 公式中:

$$S_{\text{Th}} = 4Gk_B T, \quad (5)$$

式中,  $T$  为绝对温度,  $G$  为测量样品的电导.

温度增大使得热噪声功率谱密度线性增加. 而温度通过对电子平均自由程、相位相干长度、电子-

电子以及电子-声子相互作用影响散粒增强或抑制效果<sup>[19, 25, 26]</sup>. 早期人们对电子器件的散粒噪声研究都是在极低温度下进行的, 通常认为随着温度的增加散粒噪声会受到抑制或至消失. 近来研究发现在较低温度甚至室温下某些器件也具有散粒噪声, 只是散粒噪声受温度抑制效应增强. 最近报道在 77 K 及 300 K 温度分别测量到短沟道 MOSFET 的散粒噪声<sup>[5]</sup>. 因此只要充分抑制热噪声, 就可能观察到散粒噪声.

测试偏置条件直接影响散粒噪声, 其关系如式  $S_I = 2eIF$ , 而对热噪声不产生明显影响. 一般来说, 温度和偏置条件可以导致散粒噪声和热噪声的支配地位相互转换. 对散粒噪声准确测试在最大限度降低温度的同时增加测试偏置电流. 通常要求测试中热噪声与散粒噪声满足  $S_I > 10 \times S_{Th}$ , 由此可得

$$T < \frac{1}{20} \frac{eIF}{Gk_B}. \quad (6)$$

通过对偏置电流和样品电导的估计(通常在此取  $F = 1$ ) 即可得到测试系统温度上限, 即在此偏置电流下, 只要温度低于该温度上限即可满足散粒噪声测试的要求. 对于测试电流 1 mA, 阻抗约 1 k $\Omega$  的器件经计算, 选定 10 K 左右温度即可满足上述测试条件. 在噪声测试中偏置电阻主要用于测试电流调节, 偏置电阻阻值选取与样品阻抗相当, 在满足(6)式的条件下, 偏置电阻热噪声也为散粒噪声的 1/10, 因而对散粒噪声测试不会产生较大的影响. 其次, 实际散粒噪声测试通常采用多次不同电流条件下测试结果的差值进行计算分析, 该方法亦能降低偏置电阻热噪声的影响.

### 3.2. 测试频率

影响散粒噪声测试的另一个因素为器件内部的  $1/f$  或 G-R 噪声, 其主要分布在低频部分, 因此低频散粒噪声受上述噪声影响极大.  $1/f$  噪声的形成机理至今仍不明确, 但是其幅值随频率增加而降低的特性已为人们认识, 因此可以利用此特性减小  $1/f$  噪声的影响<sup>[27]</sup>.

具体方法分为两种: 一是对放大后噪声信号采用硬件高通滤波, 要求滤波器低频截止频率大于  $1/f$  噪声转折频率 ( $1/f$  噪声的转折频率可通过实际测量计算确定). 此方法适合于需要时间序列进行高阶统计分析场合, 因时间序列中低频噪声成分难以剔除.

第二直接进行功率谱测试, 选择合适分析频

率, 避开低频噪声对测试数据分析的影响. 这种方法适用于只对散粒噪声作频谱分析. 首先测试得到包含低频  $1/f$  噪声的宽带噪声频谱, 根据如下公式进行参数拟合:

$$S(f) = A + \frac{B}{f^\gamma} + \frac{C}{1 + \left(\frac{f}{f_0}\right)^\alpha}, \quad (7)$$

式中,  $A$  为白噪声幅度,  $B$  为  $1/f$  噪声的幅度,  $\gamma$  为频率指数因子,  $C$  为 G-R 噪声的幅度,  $f_0$  和  $\alpha$  分别为 G-R 噪声转折频率和指数因子; 通过拟合上述六个参量, 可计算出转折频率  $f_c$ , 散粒噪声分析应大于此频率.

### 3.3. 测试系统噪声

测试系统噪声主要来源于放大器背景、偏置元件和偏置电源. 对于工作电流毫安级、源阻抗千欧级的常规测试样品, 其散粒噪声由公式  $S_I = 2eIF$  可得数量级为  $10^{-16}$  V<sup>2</sup>/Hz. 要求测试系统总噪声低于其至少一个量级, 而每个独立噪声源需低其至少两个量级. 而采用超低噪声前置放大的二级级联放大系统等效输入背景噪声可达到  $10^{-18}$  V<sup>2</sup>/Hz. 偏置源采用低噪声 Ni-H 充电电池组, 在充电饱和条件下 10mA 负载时测试, 其噪声电压小于  $10^{-18}$  V<sup>2</sup>/Hz. 偏置网络全部使用绕线电阻器, 首先低温能够有效抑制热噪声, 由(5)式可得电阻热噪声在 10 K 温度下约为室温的 1/30. 其次绕线电阻具有最低的电流噪声指数, 一般都小于 -40 dB, 因而保证了偏置网络的最低噪声.

## 4. 测试系统建立与验证

### 4.1. 测试系统设计

基于散粒噪声电压测试原理, 建立了低温测试系统, 主要由低温装置、双层屏蔽结构、偏置器、超低噪声放大器和数据采集分析软硬件等构成, 其结构如图 4.

低噪声电源采用多级可调 Ni-H 充电电池组; 低温系统采用美国 JANIS CCS-150 液氦介质循环制冷机, 最低温度可达 7 K. 由于低温系统在工作过程中存在较强干扰, 直接在低温腔体内进行测试时干扰较为明显, 必须对低温腔体进行加工改造, 增加第二层铝质屏蔽箱体, 其结构如下图 5.

前置放大器采用日本 SA-200F3 超低噪声放大

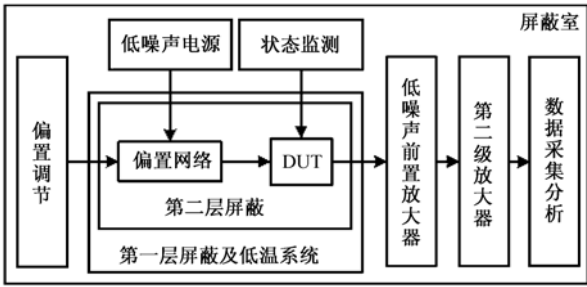


图4 散粒噪声测试框图

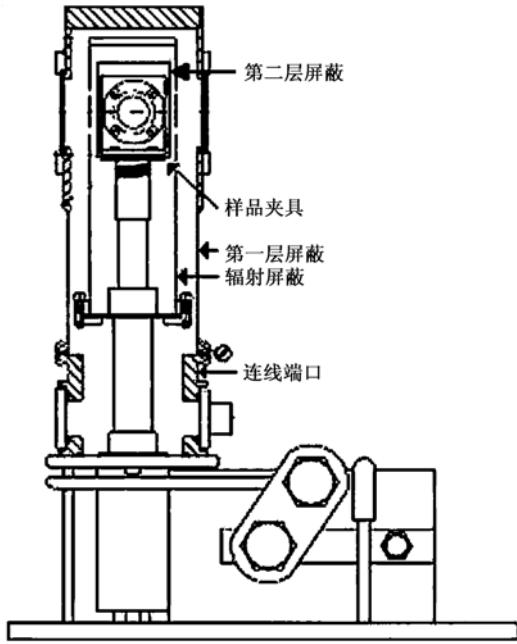


图5 双层屏蔽的低温测试装置

器,其本身背景噪声最低可达  $0.5\text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ ;数据采集系统采用具有  $2\text{ Mbit/s}$  采样,  $14\text{ bit}$  分辨率的

DAQ2010 数据采集卡,其最高分析频率到  $1\text{ MHz}$ . 该分析频率对于  $1/f$  拐点频率小于  $300\text{ kHz}$  时能够有效分析散粒噪声. 当拐点频率更高时仍可基于该测试方法采用更高带宽放大器和更高采样率采集卡扩展测试带宽,以满足准确测试散粒噪声要求. 此外系统只需更改偏置网络,便能对多种常规器件进行低温条件下的散粒噪声测试.

#### 4.2. 系统验证

对测试系统进行背景噪声和热噪声抑制效果的验证,最后,采用平面工艺肖特基二极管进行  $10\text{ K}$  温度下不同正向偏置电流条件下的散粒噪声测试,并与理论进行对比分析验证系统准确性.

1) 放大器等效输入背景噪声测试按图 4 所示连接,放大器输入端短路,测试达到稳定状态(系统温度  $10\text{ K}$  左右)时背景噪声如图 6.

放大器等效输入背景噪声分为两部分:即低频和低频部分噪声. 在小于  $100\text{ Hz}$  的低频部分噪声反映了放大器的漂移,主要是内部器件的  $1/f$  噪声所引起的. 散粒噪声测试中应避免低频部分的影响,主要分析高频部分. 因此对高频部分( $100\text{ Hz}$  以上频率)进行积分并除以带宽可以得到平均噪声谱密度,为  $5.442 \times 10^{-19}\text{ V}^2/\text{Hz}$  ( $0.738\text{ nV}/\text{Hz}$ ),满足 3.3 节中对放大器背景噪声的要求.

2) 通过固定阻值电阻热噪声测试与理论值对比,验证测试系统的准确性;通过不同温度的测试,验证热噪声抑制实际效果. 实验采用阻值为  $200\text{ k}\Omega$  的线绕电阻分别在室温( $290\text{ K}$ )和低温( $15\text{ K}$ )条件下进行测试,测试结果如图 7 所示.

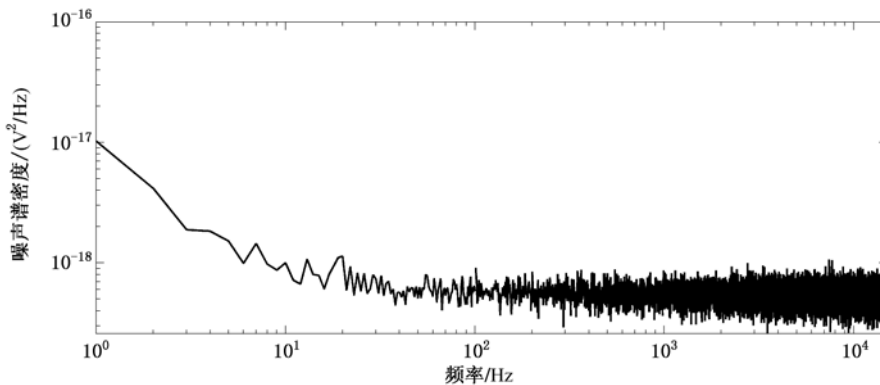


图6 低温下放大器等效输入背景噪声

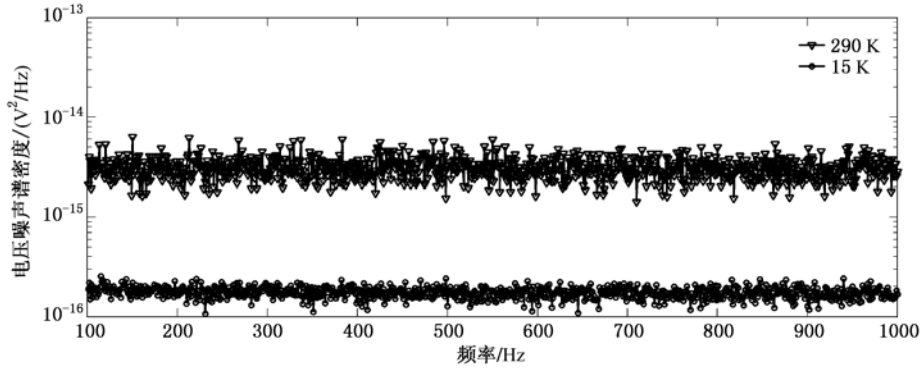


图7 不同温度下电阻热噪声测试结果

由热噪声理论计算可得,200 kΩ 电阻在 290 K 及 15 K 条件下器件输出端热噪声理论值分别为

$$\begin{aligned}
 S_{290\text{K}} &= 4k_B TR \\
 &= 4 \times 1.38 \times 10^{-23} \times 23 \times 290 \times 200000 \\
 &= 3.2016 \times 10^{-15} (\text{V}^2/\text{Hz}), \quad (8)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 S_{15\text{K}} &= 4k_B TR \\
 &= 4 \times 1.38 \times 10^{-23} \times 15 \times 200000 \\
 &= 1.6560 \times 10^{-16} (\text{V}^2/\text{Hz}). \quad (9)
 \end{aligned}$$

如图7在290 K及15 K温度下,100 Hz—1 kHz 频率范围内,实际测试热噪声功率谱平均值分别为  $3.1136 \times 10^{-15} \text{ V}^2/\text{Hz}$  和  $1.7477 \times 10^{-16} \text{ V}^2/\text{Hz}$ . 通过与理论值对比可得系统测试精确度达到 94.7%,同

时低温下热噪声抑制量达到 18.3 倍,与理论值 19.3 倍相当. 上述实验验证了测试系统的准确性和热噪声抑制的效果.

### 5. 散粒噪声测试结果与分析

研究表明二极管中存在着散粒噪声,肖特基二极管在小注入条件下,包含电子从半导体注入金属的电流和电子从金属注入半导体引起的电流. 这两种电流都是由独立随机穿过结势垒的载流子组成,表现为纯散粒噪声<sup>[28]</sup>. 对二极管 1N5820 在 10K 温度、不同正向电流下进行了试验,测试条件及噪声测试结果如表 1.

表1 二极管散粒噪声测试条件及结果

测试电流 $I/\text{mA}$	等效源阻抗 $R/\Omega$	电压噪声功率谱密度 $S_V / (10^{-18} \text{ V}^2/\text{Hz})$	电流噪声功率谱密度 $S_I / (\text{A}^2/\text{Hz})$
4.70	63.83	3.91	$9.60 \times 10^{-22}$
12.60	23.81	3.90	$6.88 \times 10^{-21}$
21.70	13.82	4.36	$2.28 \times 10^{-20}$
30.11	9.96	3.89	$3.92 \times 10^{-20}$
38.54	7.78	4.21	$6.95 \times 10^{-20}$
46.99	6.38	4.11	$1.01 \times 10^{-19}$
55.45	5.41	4.13	$1.41 \times 10^{-19}$
63.94	4.69	3.94	$1.79 \times 10^{-19}$
72.40	4.14	3.93	$2.29 \times 10^{-19}$
80.87	3.71	3.94	$2.86 \times 10^{-19}$
97.80	3.07	4.02	$4.28 \times 10^{-19}$

由上节放大器等效输入背景噪声约为  $5.442 \times 10^{-19} \text{ V}^2/\text{Hz}$ , 可得背景噪声低于测试噪声约一个数量级. 电流噪声功率谱密度  $S_I$  按照(4)式,即  $S_I = S_V/R^2$  计算得到,其中  $S_V$  为测试得到器件输出端电

压噪声功率谱密度,  $R$  为不同电流下根据正向电流电压特性得到的二极管等效源阻抗. 二极管散粒噪声理论值按照公式  $2eIF$  计算,  $F$  为此处取 1, 即为全散粒噪声. 得到二极管电流噪声谱密度实测和理论

值,如图 8.

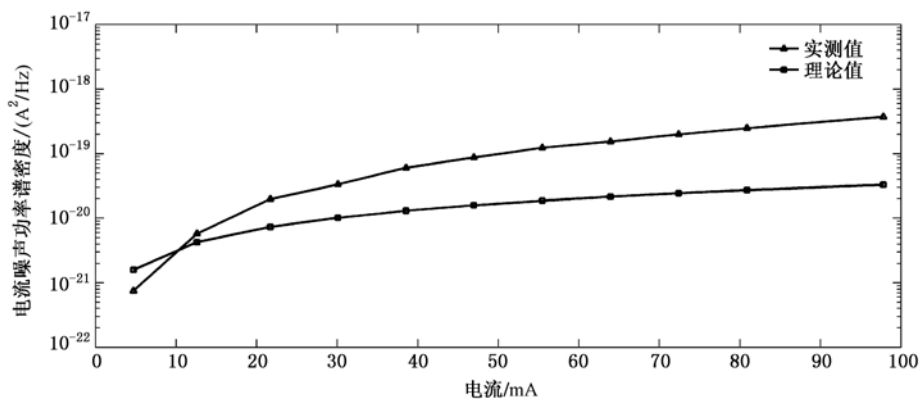


图 8 10 K 温度下二极管散粒噪声测试值与理论值

二极管散粒理论值没有考虑实际的散粒噪声增强与抑制效应,而根据实际的研究结果表明,肖特基二极管在高载流子注入条件下,通过隧穿过程和空间电荷效应控制载流子的传输,引起了势垒结构中的散粒噪声.当载流子注入浓度低于  $10^{17} \text{ cm}^{-3}$  时,由于长程库仑作用产生了受抑制的散粒噪声.在高注入条件下,当载流子浓度大于  $5 \times 10^{17} \text{ cm}^{-3}$  时,会出现散粒噪声的增强.首先,散粒噪声增强是由于隧穿载流子和空间电荷的正反馈引起的.第二种情况和载流子数涨落有关.弹道载流子与透射系数的相关性起了正反馈的作用,它是产生散粒噪声加强的根本原因<sup>[28-30]</sup>.实验测试结果与该研究结果趋势相符合.

## 6. 结 论

本文介绍了电子元器件散粒噪声测试的基本

原理、条件及方法.并面向常规器件建立了低温散粒噪声测试系统.通过实验验证了系统准确性,采用该系统对肖特基二极管进行实际的噪声测试和分析,测试结果与理论分析相符.对于其他器件的散粒噪声测试,只需更改系统偏置电路,因而该系统具有较为广泛的适用性.

尽管本系统设计了双层屏蔽结构,但是由于测试过程中低温装置的震动、系统接地环路和信号连接端的电磁泄漏,因而不能完全屏蔽干扰信号.可在后端软件分析中采用相应的算法进行剔除,使测试结果更为准确和可靠.对于转折频率大于 1 MHz 的噪声信号现有测试系统不能有效的去除  $1/f$  噪声的影响,但是该方法的原理和正确性不受影响.只需基于该方法选用带宽较宽的放大器以及采样率更高的数据采集系统既能扩展测试频率,满足更高带宽的散粒噪声测试需求.

- [1] Schottky W, Ann 1918 *Phys.* **57** 541
- [2] Zhang Z Y, Wang T H 2004 *Acta Phy. Sin.* **53** 942 (in Chinese)  
[张志勇,王太宏 2004 物理学报 **53** 942]
- [3] Beenakker C, Schonenberger C 2003 *Phys. Today* **56** 37
- [4] Blanter Y, Büttiker M 2000 *Physics Reports* **336** 1
- [5] Andersson S, Svensson C 2005 *Electron. Lett.* **41** 869
- [6] Jehl X, Payet-Burin P, Baraduc C, Calemczuk R, Sanquer M 1999 *Phys. Rev. Lett.* **83** 1660
- [7] Bulashenko O, Mateos J, Pardo D, Gonz T, Reggiani L, Rubí J 1998 *Phys. Rev. B* **57** 1366
- [8] Sim H S, Schomerus H 2002 *Phys. Rev. Lett.* **89** 066801
- [9] McNeill J A 2009 *Custom Integrated Circuits Conference 2009 CICC '09. IEEE*, San Jose, Sept. 13—16, 2009, 567
- [10] Obrecht M S, Abou-Allam E, Manku T 2002 *Electron Devices, IEEE Transactions on* **49** 524
- [11] Yan C, Guofu N, Rezvani A, Taylor S S 2008 *Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF Systems 2008. SiRF 2008. IEEE Topical Meeting on*, Orlando, Jan. 23—25, 2008, 118
- [12] Chen C, Deen M 2002 *Electron Devices, IEEE Transactions on* **49** 1484
- [13] Klein P 2002 *Electron Device Letters, IEEE* **20** 399
- [14] Navid R, Dutton R 2002 *Simulation of Semiconductor Processes and Devices, 2002 SISPAD 2002. International Conference on*, Kobe, Japan, Sept 4—6, 2002, 75
- [15] Navid R, Jungemann C, Lee T, Dutton R 2007 *J. Appl. Phys.* **101** 124501

- [16] Jeon J, Lee J, Kim J, Park C H, Lee H, Oh H, Kang H K, Park B G, Shin H 2009 *VLSI Technology, 2009 Symposium on*, Kyoto, Japan, June 16—18, 2009, 48
- [17] Jehl X, Payet-Burin P, Baraduc C, Calemczuk R, Sanquer M 1999 *Rev. Sci. Instrum.* **70** 2711
- [18] Onac E, Balestro F, Trauzettel B, Lodewijk C F, Kouwenhoven L P 2006 *Phys. Rev. Lett.* **96** 026803
- [19] Steinbach A H, Martinis J M, Devoret M H 1996 *Phys. Rev. Lett.* **76** 3806
- [20] Pralgauskaitė S, Palenskis V, Matukas J, Petruolis J, Kurilcikas G 2007 *Noise and Fluctuations in Circuits, Devices, and Materials*, Florence, Italy, May 21, 2007 66001H
- [21] Pralgauskaitė S, Palenskis V, Matukas J, Vizbaras A 2007 *Noise and Fluctuations in Circuits, Devices, and Materials*, Florence, Italy, May 21, 2007 66000L
- [22] Gomila G, Pernetta C, Reggiani L, Sampietro M, Ferrari G, Bertuccio G 2004 *Phys. Rev. Lett.* **92** 226601
- [23] Charalambous C D, Menemenlis N 2001 *Communications*, 2001. *ICC 2001. IEEE International Conference on*, Helsinki, Finland, Jun 11—14, 2001, 2246
- [24] Charalambous C D, Menemenlis N, Kabranov O H, Makrakis D 2001 *Communications*, 2001. *ICC 2001. IEEE International Conference on*, Helsinki, Finland, Jun 11—14, 2001, 1011
- [25] Nagaev K E 1995 *Phys. Rev. B* **52** 4740
- [26] Kozub V V, Rudin A M 1995 *Phys. Rev. B* **52** 7853
- [27] Vandamme L 2005 *Advanced Experimental Methods For Noise Research in Nanoscale Electronic Devices* 189
- [28] Cowley A M, Zettler R A 1968 *Electron Devices, IEEE Transactions on* **15** 761
- [29] Montgomery H C, Clark M A 1953 *Journal of Applied Physics* **24** 1337
- [30] Gomila G, Reggiani L, Rub X M J 2000 *Journal of Applied Physics* **88** 3079

## Shot noise measurement methods in electronic devices\*

Chen Wen-Hao<sup>1)†</sup> Du Lei<sup>1)</sup> Zhuang Yi-Qi<sup>2)</sup> Bao Jun-Lin<sup>2)</sup> He Liang<sup>1)</sup>  
Chen Hua<sup>1)</sup> Sun Peng<sup>1)</sup> Wang Ting-Lan<sup>1)</sup>

1) (School of Technology Physics, Xidian University, Xi'an 710071, China)

2) (School of Microelectronics, Xidian University, Xi'an 710071, China)

(Received 6 September 2010; revised manuscript received 11 January 2011)

### Abstract

The limitations to shot noise measurement methods based on superconducting quantum interference device (SQUID) and superconductivity-insulation-superconductor (SIS) Josephson junction are pointed out, and a method to measure the shot noises of conventional electronic devices is proposed. Shot noise characteristics of conventional electronic devices are analyzed, and then a low-temperature measurement system is established. By using a double-shielding construction and low noise preamplifier, the test system can achieve a good electromagnetic interference shielding and low background noise. The theoretical and the experimental results of shot noises in diodes at 10 K are in good agreement with each other. The accuracy and the credibility of measurement system are proved.

**Keywords:** shot noise, electronic devices, noise measurement

**PACS:** 07. 50. - e, 72. 70. + m, 73. 43. Fj, 07. 20. Mc

\* Project supported by the National Basic Research Program of China (Grant No. 2010CB631002).

† E-mail: winhow.chen@sohu.com