

# 边带分离型超导SIS接收机本振耦合噪声研究\*

李振强<sup>1,2†</sup> 张旭国<sup>1,2</sup> 李积斌<sup>1,2</sup> 左营喜<sup>1,2</sup> 徐 烨<sup>1,2</sup>  
张海龙<sup>1,2</sup> 金风娟<sup>1,2</sup>

(1 中国科学院紫金山天文台 南京 210033)

(2 中国科学院射电天文重点实验室 南京 210033)

**摘要** 超导SIS (Superconductor-Insulator-Superconductor)接收机因极低的接收机噪声温度成为毫米波和亚毫米波段射电天文观测的首选. 本振系统耦合噪声也是接收机噪声的一部分, 在多年的天文观测中, 发现本振耦合噪声无法完全忽略, 对天文观测的灵敏度有一定影响. 采用两个不同种类的信号发生器作为本振系统初级信号源, 测试了超导SIS接收机的噪声温度, 发现信号发生器输出的基底噪声能够耦合到接收机内部, 从而增加接收机噪声强度. 分析研究了本振系统热噪声和信号发生器基底噪声对接收机噪声的影响. 通过在信号发生器输入端加入窄带滤波器滤除其基底噪声, 消除了信号发生器基底噪声引入的接收机噪声, 降低了接收机的整体噪声, 提高了望远镜的灵敏度.

**关键词** 毫米波射电天文, 多波束接收机, 接收机噪声, 本振

**中图分类号:** P161; **文献标识码:** A

## 1 引言

1957年, Bardeen、Cooper和Schrieffer基于微观量子理论提出了著名的BCS理论, 奠定了超导理论的基础<sup>[1]</sup>. 1980年, Tucker建立了超导SIS (Superconductor-Insulator-Superconductor)混频器的量子混频理论<sup>[2-3]</sup>. 随后超导SIS结的理论分析、实验验证及实际应用便逐渐发展起来<sup>[4-6]</sup>, 超导SIS混频器在毫米波和亚毫米波望远镜中广泛使用. 超导隧道结是超导SIS混频器的核心, 超导隧道结的准粒子隧道是高度非线性的, 可以实现比肖特基二极管混频器更低的噪声和更高的混频效率. 另一方面, 超导SIS混频器需要的本振功率也比肖特基混频器需要的本振功率低30 dB. 且SIS结采用平面工艺进行制备, 便于集成, 使得超导SIS混频器应用于大规模成像设备时具有一定的优势<sup>[7]</sup>.

超导SIS接收机极大地降低了接收机的噪声, 大气引入的噪声成为限制接收机灵敏度的重要因素. 在对谱线进行观测时, 边带分离型接收机能够消除镜像边带引入的大

2019-09-10收到原稿, 2019-10-24收到修改稿

\*国家自然科学基金项目(11773084)资助

†zqli@pmo.ac.cn

气噪声, 提高信噪比和接收机的灵敏度. 因此边带分离型接收机得到了极大发展, 在射电天文观测中广泛应用. 除此之外, 边带分离型接收机对接收到的信号的强度校准更为精准, 并能避免上下边带信号重叠<sup>[8]</sup>. 中国科学院紫金山天文台德令哈13.7 m望远镜于2010年安装的“超导成像频谱仪”(Superconducting Spectroscopic Array Receiver, SSAR), 即是3 mm波段的多波束边带分离型超导SIS接收机<sup>[9-10]</sup>.

超导SIS接收机经过多年发展, 在理论分析、模型建立、系统搭建和测试、接收机噪声温度分析及其测量方法等多个方面均有深入研究<sup>[11-13]</sup>. 超导SIS接收机噪声由混频器噪声、后端链路引入的中频噪声和前端链路引入的射频噪声构成. 射频噪声是混频器之前的器件引入的噪声, 主要由射频信号在准光链路及波导中的传输损耗引起. 本振系统引入的噪声常常被忽略, 实际上, 本振系统引入的噪声在混频器前被耦合到射频信号端, 可将该部分噪声归属于射频噪声. 在对超导SIS接收机噪声的分析研究中, 有关本振系统引入到接收机的这部分噪声很少涉及, 更未有深入研究. 在文献[8]中仅提到了本振耦合噪声, 并未做深入的说明和研究. 德令哈13.7 m望远镜的超导成像频谱仪自安装以来, 进行不间断的天文观测, 在每年夏季有一个月时间进行相应的设备维护、更新和测试. 至今, 已经持续工作将近10 yr. 在多年的天文观测和系统性能测试中, 我们发现, 不同的信号发生器构成的本振系统均会对超导SIS接收机的噪声温度产生显著影响.

## 2 边带分离型接收机噪声温度

本振系统耦合噪声是接收机噪声的一部分, 本次关于本振系统耦合噪声的研究对象是德令哈13.7 m望远镜的“超导成像频谱仪”. 该接收机是一个3×3波束的边带分离型超导SIS接收机, 工作频段为85–115 GHz, 接收机具体技术路线及性能在文献[8–10]中有详细介绍.

毫米波接收机的噪声温度通常通过Y因子法测量, 即测量室温黑体下热负载和液氮黑体下冷负载所对应的中频总功率来计算:

$$Y = P_H/P_C, \quad (1)$$

$$T_{RX} = \frac{T_H - YT_C}{Y - 1}. \quad (2)$$

其中 $P_H$ 、 $P_C$ 分别是热负载和冷负载对应的中频总功率.  $T_H$ 是热负载温度(室温温度),  $T_C$ 是冷负载温度(液氮温度),  $T_{RX}$ 是Y因子法测试的接收机噪声温度.

对于双边带接收机, Y因子法直接测试的接收机噪声温度称为双边带接收机的双边带噪声温度. 对于边带分离型接收机, 由于其中一个边带噪声被抑制, 直接测试的接收机噪声温度与双边带接收机有差异, 需要给出一个统一的接收机噪声温度.

图1是边带分离型接收机信号流程及增益示意图. 通常, 中频(Intermediate frequency, IF)端口1 (IF1)的镜像抑制比定义为

$$R_1 = G_{UU}/G_{UL}. \quad (3)$$

IF2端口的镜像抑制比定义为

$$R_2 = G_{LL}/G_{LU}. \quad (4)$$

在上两式中 $G_{UU}$ 是射频(Radio frequency, RF)输入端上边带(Upper sideband, USB)信号到IF1(中频上边带)端口的增益,  $G_{UL}$ 是射频输入端下边带(Lower sideband, LSB)信号到IF1端口的增益,  $G_{LL}$ 是射频输入端下边带信号到IF2(中频下边带)端口的增益,  $G_{LU}$ 是射频输入端上边带信号到IF2端口的增益<sup>1</sup>. 边带分离型接收机并不是完全理想的边带抑制, Y因子法直接测试的接收机噪声温度称为边带分离型接收机的双边带噪声温度. 在IF1端口采用Y因子法直接测试接收机噪声温度, 为IF1路接收机的双边带(DSB)噪声温度, 以 $T_{RX(IF1,DSB)}$ 表示. 在IF2端口采用Y因子法直接测试接收机噪声温度, 为IF2路接收机的双边带噪声温度, 以 $T_{RX(IF2,DSB)}$ 表示.

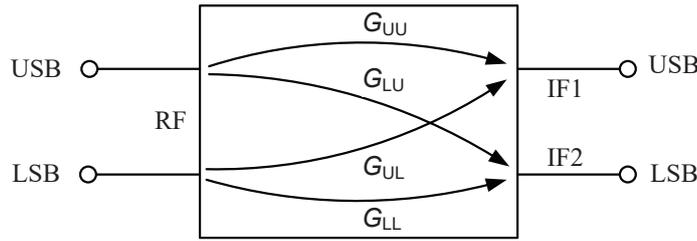


图1 边带分离型接收机信号流程及增益示意图. 射频上边带和下边带信号的输入端在物理结构上是同一个端口, 这里为了更清楚表达, 将其分开.

Fig. 1 The signal flow chart and gain diagram of sideband separation receiver. The upper and lower sideband ports of radio frequency signal at the input port are the same ports physically, which are separated here for clarity.

一个与图1中边带分离型接收机增益一致, 镜像抑制比无穷大( $G_{UU}$ 和 $G_{LL}$ 不变,  $G_{UL}$ 和 $G_{LU}$ 为0)的理想边带分离型接收机, 如图2所示. 当其归算到中频输出端的噪声温度和图1中边带分离型接收机归算到中频输出端的噪声温度相同时, 该理想边带分离型接收机的噪声温度称为边带分离型接收机的单边带噪声温度. 即图1中边带分离型接收机IF1路的单边带(SSB)噪声温度(以 $T_{RX(IF1,SSB)}$ 表示)也是图2中理想边带分离型接收机IF1路的单边带噪声温度. 根据定义, 便可写成下式:

$$T_{RX(IF1,SSB)}G_{UU} = T_{RX(IF1,DSB)}G_{UU} + T_{RX(IF1,DSB)}G_{UL}. \quad (5)$$

其中等号左边代表图2中理想边带分离型接收机归算到IF1输出端的噪声温度, 等号右边代表图1中边带分离型接收机归算到IF1输出端的噪声温度. 可得到边带分离型接收机IF1路的单边带噪声温度与双边带噪声温度的关系如下:

$$T_{RX(IF1,SSB)} = \left(1 + \frac{1}{R_1}\right) T_{RX(IF1,DSB)}, \quad (6)$$

同样, 可以得到边带分离型接收机IF2路的单边带噪声温度(以 $T_{RX(IF2,SSB)}$ 表示)与双边带噪声温度的关系如下:

$$T_{RX(IF2,SSB)} = \left(1 + \frac{1}{R_2}\right) T_{RX(IF2,DSB)}. \quad (7)$$

<sup>1</sup>参考Kerr A R, Pan S K, Effland J E. ALMA memo357. "Sideband Calibration of Millimeter-Wave Receivers". <http://library.nrao.edu/public/memos/alma/main/memo357.pdf>

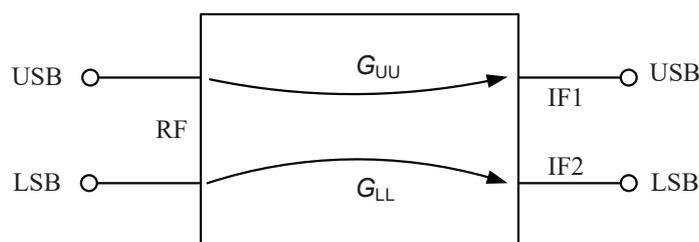


图 2 理想边带分离型接收机信号流程及增益示意图. 理想边带分离型接收机增益与图1中边带分离型接收机增益一致. 理想边带分离型接收机镜像抑制比无穷大.

Fig. 2 The signal flow and gain diagram of the ideal sideband separation receiver. The gain of the ideal sideband separation receiver is consistent with the gain of the sideband separation receiver in Fig.1. The image rejection ratio of the ideal sideband separation receiver is infinity.

对于双边带接收机,  $Y$  因子法直接测试的噪声温度为双边带噪声温度, 其上下边带的增益一致, 镜像抑制比为1, 其单边带噪声温度为双边带噪声温度的2倍. 对于理想边带分离接收机, 镜像抑制比无穷大, 接收机单边带噪声温度与双边带噪声温度相同, 均是 $Y$ 因子法直接测试的噪声温度. 对于实际天文应用中的边带分离型接收机, 以超导成像频谱仪为例, 其镜像抑制比无法完全准确得到, 只能通过在中频端一些频率点测试得到镜像抑制比近似值, 约50 (17 dB)<sup>[8]</sup>.  $Y$ 因子法直接测试得到的是超导成像频谱仪的接收机双边带噪声温度, 接收机单边带噪声温度比双边带噪声温度略高2%, 相差很小, 基本在测试误差内. 在早期的天文观测中, 多使用双边带接收机进行天文观测, 在信噪比一致的情况下, 我们通常将边带分离型接收机测试的单边带噪声温度除以2, 等效成使用双边带接收机的双边带噪声温度, 以供使用者有比较直观的对比.

本振耦合噪声无法被边带分离, 会被分配到接收机的上下边带中频端. IF1和IF2端口测试到的接收机双边带噪声均值为:

$$T_{\text{RX,DSB}} = \frac{T_{\text{RX(IF1,DSB)}} + T_{\text{RX(IF2,DSB)}}}{2}, \quad (8)$$

其中 $T_{\text{RX,DSB}}$ 代表接收机上下边带总的噪声温度, 使用 $T_{\text{RX,DSB}}$ 数据对本振系统引入的噪声分析才更为准确.

### 3 本振系统耦合噪声

超导SIS接收机噪声由3部分构成: 超导SIS混频器引入的混频器噪声、后端链路引入的中频噪声和前端引入的射频噪声. 射频噪声包含接收机窗口到混频器输入端引入的噪声, 由于本振信号也在这一部分通过耦合器耦合到射频信号端, 最终到达混频器内部, 因此本振系统耦合噪声也属于射频噪声. 本振系统耦合噪声通常被忽略. 本振系统耦合噪声又包含本振波导引入的热噪声和信号发生器产生的基底噪声, 有时这部分噪声不能忽略, 需要做具体分析.

#### 3.1 本振系统热噪声耦合

在毫米波和亚毫米段的超导SIS接收机中, 通常本振信号通过波导传输到混频器内, 被SIS结接收, 参与混频器的信号混频. 本振信号源在杜瓦外部, 工作在室温环境下, 超

导SIS混频器在杜瓦内部,工作在低温环境下.传输本振信号的波导连接本振信号源和超导SIS混频器,处在室温到低温的过渡区,显然,波导是有衰减的,势必会引入热噪声.假设室温 $T_H$ 为300 K,低温 $T_C$ 为4 K,波导衰减为 $L$  ( $L$ 为线性值,分贝值为 $10\lg L$ ).将波导分为 $N$ 段,第 $m$ 端波导所处的环境温度为

$$T_m = T_H - \frac{(2m-1)(T_H - T_C)}{2N}. \quad (9)$$

第 $m$ 段波导引入的热噪声经衰减(衰减量为 $L^{(2N-2m+1)/2N}$ )后,等效到低温端口的噪声温度为

$$T_m(L^{1/N} - 1)/L^{(2N-2m+1)/2N}. \quad (10)$$

将 $N$ 段波导求和便可得到整个波导引入的热噪声等效到低温端口的噪声温度.通过数值仿真,可得到本振波导引入的热噪声归算到低温端口的等效噪声温度,如图3所示.当本振波导衰减为8 dB时,引入的热噪声最大,等效噪声温度达到90 K.显然,如果不做处理,本振波导引入的热噪声的等效噪声温度是几十K,与接收机噪声温度相当.

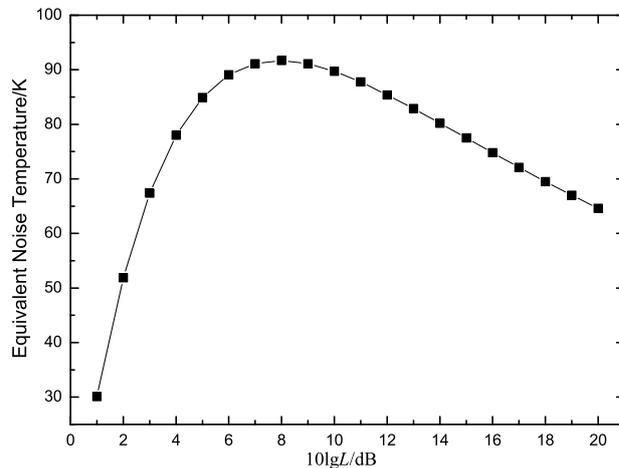


图3 本振波导引入的热噪声.横轴是波导衰减值,纵轴是归算到4 K冷板上的等效噪声温度.

Fig. 3 The thermal noise introduced by the Local Oscillator (LO) waveguide. The transverse axis is the attenuation of the waveguide, and the longitudinal axis is the equivalent noise temperature on the 4 K cold plate.

本振波导引入的热噪声强度只与环境温度和波导衰减量有关,与本振信号强度无关.为了消除这一部分噪声,通过提高本振信号的功率强度,在低温区的超导SIS混频器前,增加功能类似衰减器的器件,便可消除这一部分噪声的影响.德令哈13.7 m望远镜第1代超导SIS接收机,属于单波束双边带接收机,在超导混频器前有1个20 dB的耦合器,该耦合器用于将本振信号耦合到射频信号端,并将本振信号衰减20 dB,使本振波导引入的热噪声经衰减后小于1 K.在超导成像频谱仪研制阶段,采用双边带接收机测试SIS结性能,同样使用20 dB的耦合器用于衰减本振波导引入的热噪声.在不采用波导结构的耦合器耦合本振信号的接收机中,采用类似分光器的设备耦合本振信号到接收机内部,而分光器同样具有衰减本振热噪声的功能.

超导成像频谱仪的本振系统组成为: 1个本振信号源(由信号发生器加倍频器构成)通过4个一分三功分器分成9路, 然后经过9个一分二功分器分成18路本振信号, 再分别经耦合器耦合到射频信号端, 最终进入双边带超导SIS混频器<sup>[14]</sup>. 图4左图是一个一分三的功分器. 图4右图是边带分离型超导SIS混频器的内部, 包含用于处理本振信号的一分二功分器和17 dB的耦合器. 超导成像频谱仪共有9个边带分离型超导SIS混频器. 一分三功分器输入端到输出端衰减约7 dB, 一分二功分器衰减约3 dB, 边带分离型超导SIS混频器内部集成的耦合器衰减约17 dB. 本振信号到达4 K低温区(第1级一分三功分器的输入端)后需要经过约34 dB的衰减后才能到达SIS结, 因此本振系统的热噪声耦合进入接收机后已经不足0.1 K, 完全可以忽略.

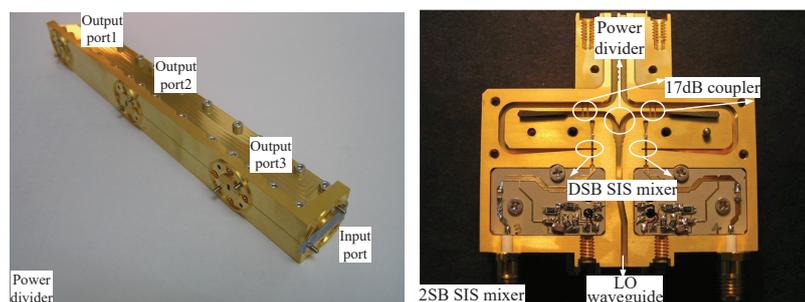


图 4 左图是一分三功分器, 右图是边带分离型超导SIS混频器内部结构图.

Fig. 4 The left panel is a one-to-three power divider, and the right panel is the internal structure of the sideband separation superconducting SIS mixer.

### 3.2 本振系统信号发生器基底噪声耦合

本振信号源由信号发生器和一个6倍倍频器构成. 倍频器由德国Radiometer Physics GmbH公司生产, 型号为AFM-x6-110. 信号发生器是本振系统倍频前的初级信号源, 我们采用Anritsu公司型号为MG3692B和Syntonic公司型号为DS-3002的两种类型的信号发生器作为本振系统的初级信号源, 分别测试相应状态下的接收机噪声温度. 图5是两个信号发生器的实物图. 我们采用Y因子法测试了接收机的 $T_{RX,DSB}$ , 德令哈13.7 m望远镜所处位置海拔3204 m, 使用低温温度传感器测试该位置下 $T_C$ 为75.5 K,  $T_H$ 为298 K.



图 5 左图是型号MG3692B信号发生器, 右图是型号DS-3002信号发生器.

Fig. 5 The left panel is model MG3692B signal generator, and the right panel is model DS-3002 signal generator.

MG3692B和DS-3002型信号发生器作为本振系统的初级信号源时, 测量到的接收机噪声温度对比图见图6. 在本振为92 GHz时, DS-3002信号发生器作为本振系统的初级信号源时, 接收机噪声温度比使用MG3692B时高110.6 K, 增加了约133.7%; 在本振为100和112.6 GHz时, 接收机噪声温度分别高出54和16.6 K, 增加了约101.9%和32.2%. 显然, DS-3002信号发生器引入了极大的噪声, 在低本振频率下引入的噪声竟大于接收机其他部分噪声之和; 当本振频率变大时, 引入的噪声有所减小, 却无法忽略, 仍然在接收机噪声中占很大比重. 从上节的分析可以得知, 本振系统热噪声引入到接收机后其等效噪声温度小于0.1 K, 信号发生器产生的基底噪声引入到接收机后其等效噪声温度高于本振系统热噪声的2-3个数量级. 常温至低温区本振信号的传输波导衰减假设7 dB (由于超导成像频谱仪在进行天文观测, 无法直接测试, 少量的误差并不影响分析结果), 4 K低温区SIS结前衰减约34 dB, 则总衰减约40 dB. 在本振频率为100 GHz时, 可以推算出DS-3002信号发生器产生的基底噪声归算到本振波导的常温输入端, 其等效噪声温度约 $5 \times 10^5$  K.

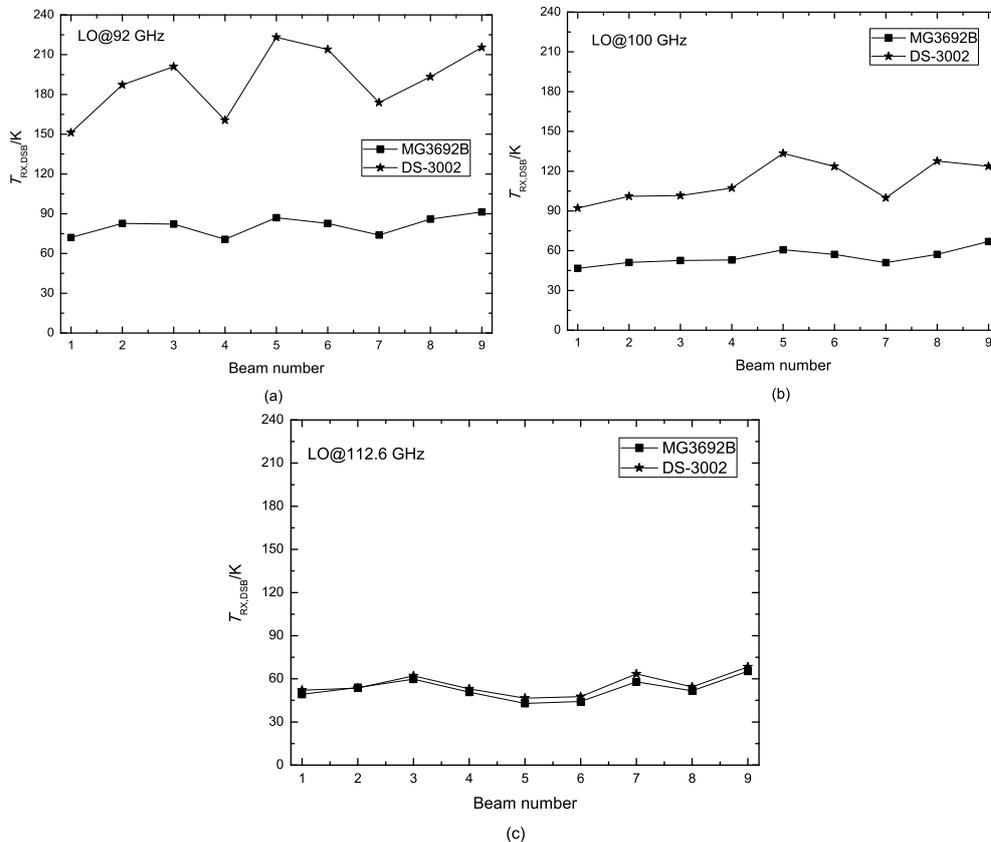


图6 MG3692B和DS-3002信号发生器作为作为本振系统的初级信号源时, 测量到的接收机噪声温度对比图. (a)本振频率为92 GHz, (b)本振频率为100 GHz, (c)本振频率为112.6 GHz.

Fig. 6 The comparison diagram of measured receiver noise temperature when MG3692B and DS-3002 signal generators are used as primary signal sources of LO system. (a) LO frequency is 92 GHz, (b) LO frequency is 100 GHz, and (c) LO frequency is 112.6 GHz.

为了确认信号发生器产生的噪声频段及强度,用Agilent E4407B频谱仪直接测试MG3692B和DS-3002信号发生器输出的频谱基线. 信号发生器输出频率设为16.667 GHz(对应6倍频后本振频率为100 GHz), 功率设为13 dBm. 其输出端经一根同轴电缆线连接到频谱仪. 频谱仪的分辨率带宽(Resolution bandwidth, RBW)设为1 kHz, 视频带宽(Video bandwidth, VBW)设为100 Hz. 信号发生器产生的基底噪声基线测试结果见图7. 图中黑色线是频谱仪自身噪声, 对应的功率值为频谱仪可检测到的最小信号强度, 即频谱仪的灵敏度. 经计算黑色线对应的等效噪声温度约 $4 \times 10^5$  K. 红色线为MG3692B信号发生器产生的基底噪声. 图中可知MG3692B信号发生器产生的基底噪声强度小于频谱仪的灵敏度, 噪声无法直接检测. 绿色线为DS-3002信号发生器产生的基底噪声, 在5 GHz以上频段其等效噪声温度在 $1 \times 10^6$  K以上, 在5 GHz以下频段其等效噪声温度约 $6 \times 10^5$  K, 与归算到本振波导的常温输入端的等效噪声温度( $5 \times 10^5$  K)在1个数量级上. 信号发生器的基底噪声耦合到接收机内部, 等效噪声温度耦合(已包含基底噪声的多个频段)衰减在40–43 dB之间.

图7中在基线上出现的除主信号之外的其他信号为谐波信号, 其对接收机造成的谐波干扰在文献[14]中进行了相关研究, 该文献中描述了谐波信号耦合到接收机内部的路径, 同样, 信号发生器产生的基底噪声会以相同方式耦合到接收机内部, 最终增加接收机的噪声温度. 耦合的基底噪声频率与中频的对应关系见表1. 表中 $F_N$ 是信号发生器的基底噪声频率,  $F_S$ 是信号发生器的主信号频率(本振频率倍频前频率),  $F_{IF}$ 是中频频率, 频率范围为2.14–3.14 GHz. 表中说明了基底噪声 $F_N$ 无论在那个频率, 均能与主信号频率 $F_S$ 经过相关变换, 达到中频 $F_{IF}$ 频段区域内. 表中给出了12个频段区域的对应关系, 其他频段区域有类似的对应关系. 由此可见, 信号发生器产生的基底噪声能够耦合到中频输出端, 最终引起接收机噪声温度的增加.

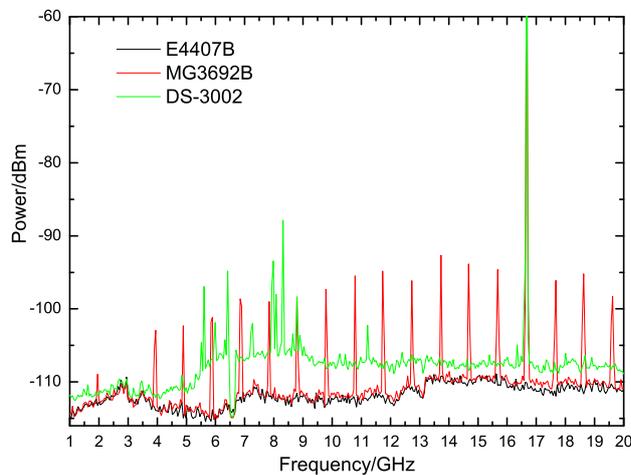


图 7 用频谱仪直接测试的信号发生器产生的基底噪声

Fig. 7 The base noise generated from the signal generator directly tested with a spectrum analyzer

对于信号发生器产生的基底噪声, 可以通过窄带滤波器进行滤除. 为了准确测试信号发生器输出信号时产生的基底噪声强度, 并确认采用窄带滤波器消除基底噪声的效

果,进行了原理如图8所示的测试.图8上图采用带通滤波器滤除信号发生器的主信号,防止主信号进入低噪声放大器造成放大器饱和,滤波器工作频段内插入0.5 dB损耗.采用Aaronia公司UBBV 0910型低噪声放大器(Low noise amplifier, LNA)对基底噪声进行放大,提高频谱仪的检测灵敏度,该放大器噪声系数为0.4 dB,增益为21 dB.图8下图在信号发生器和带通滤波器之间增加一级可调频率的窄带滤波器,可使主信号通过,对信号发生器产生的基底噪声进行滤除,再通过与图7中相同的测试方法,测试滤除基底噪声后的噪声强度.图8上图的测试方法可以更为准确地测试两个信号发生器产生的基底噪声强度,与下图测试结果对比可知道可调频率的窄带滤波器对基底噪声的滤除效果.限于实验室的测试条件,仅采用1.5–2.2 GHz频段的带通滤波器对该频段的信号发生器的基底噪声进行了相关测试,其他频段也是类似,在噪声强度上会有一些变化.

表1 信号发生器基底噪声12个频段区域的频率与中频频率的关系式

Table 1 The relational expression between the frequencies of base noise generated by signal generator and the IF frequencies in 12 frequency bands

The frequency band of $F_N$ /GHz	The relational expression of frequencies/GHz
$2.14 < F_N < 3.14$	$F_{IF} = F_N$
$F_S - 3.14 < F_N < F_S - 2.14$	$F_{IF} = F_S - F_N$
$F_S + 2.14 < F_N < F_S + 3.14$	$F_{IF} = F_N - F_S$
$1.07 < F_N < 1.57$	$F_{IF} = 2F_N$
$(F_S/2) - 1.57 < F_N < (F_S/2) - 1.07$	$F_{IF} = F_S - 2F_N$
$(F_S/2) + 1.07 < F_N < (F_S/2) + 1.57$	$F_{IF} = 2F_N - F_S$
$F_S - 1.57 < F_N < F_S - 1.07$	$F_{IF} = 2F_S - 2F_N$
$F_S + 1.07 < F_N < F_S + 1.57$	$F_{IF} = 2F_N - 2F_S$
$0.71 < F_N < 1.05$	$F_{IF} = 3F_N$
$(F_S/3) - 1.05 < F_N < (F_S/3) - 0.71$	$F_{IF} = F_S - 3F_N$
$(F_S/3) + 0.71 < F_N < (F_S/3) + 1.05$	$F_{IF} = 3F_N - F_S$
$(2F_S/3) - 1.05 < F_N < (2F_S/3) - 0.71$	$F_{IF} = 2F_S - 3F_N$

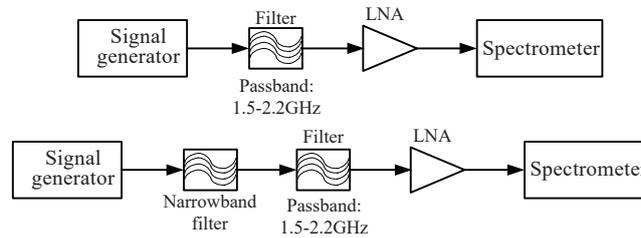


图8 上图是信号发生器输出信号时的基底噪声强度测试图;下图是信号发生器经可调频段窄带滤波器滤除基底噪声后的噪声强度测试图.

Fig. 8 The upper panel is a test diagram of the base noise intensity when the signal generator outputs signal. The lower panel is the noise intensity test diagram after the base noise of the signal generator is filtered through the narrowband filter with adjustable frequency.

图9是图8测试框图下的信号发生器基底噪声的测试结果. 图9左图中细线对应MG-3692B信号发生器产生的基底噪声, 在1.5–2.2 GHz频段内等效噪声温度经计算约 $1.5 \times 10^4$  K, 根据信号发生器的基底噪声耦合到接收机内部的等效噪声温度耦合衰减值在40–43 dB之间来估算, 耦合到接收机后引入的接收机噪声温度增加量在1 K量级. 估算会有一些误差, 原因是多方面的, 如信号发生器的基底噪声仅测试了1.5–2.2 GHz频段来代表整个频段, 本振信号到达SIS混频器前的衰减量误差等方面. 图9右图中细线对应DS-3002信号发生器产生的基底噪声, 在1.5–2.2 GHz频段内等效噪声温度经计算约 $5 \times 10^5$  K, 与图7中的直接测试结果基本一致. 图9中的粗线是在采用可调频率的窄带滤波器滤除信号发生器的基底噪声后, 1.5–2.2 GHz频段内测试到的基底噪声. 由于测试系统的灵敏度限制, 无法得到实际值, 但可以确认的是, 经可调频率的窄带滤波器滤除基底噪声后, 等效噪声温度低于 $4 \times 10^3$  K, 可以估算耦合到接收机后引入的噪声其等效噪声温度将远小于1 K. 因此, 可调频率的窄带滤波器可以消除信号发生器产生的基底噪声.

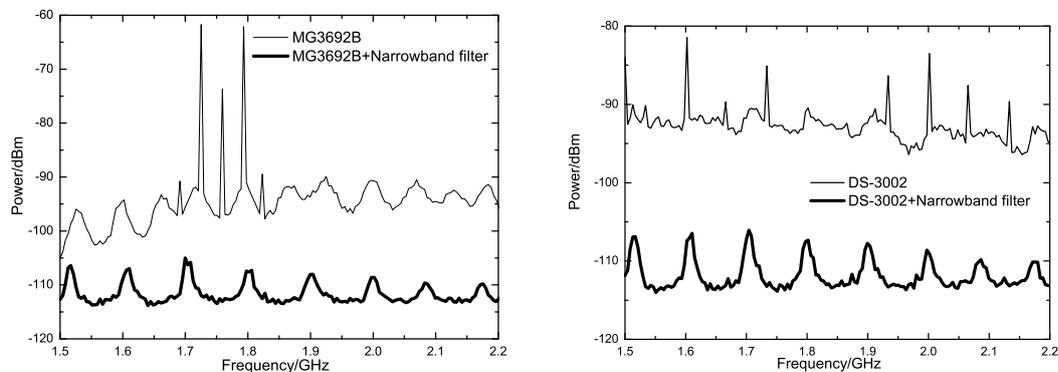


图9 图8测试图下的信号发生器基底噪声的测试结果. 左图是MG3692B信号发生器. 右图是DS-3002信号发生器. 图中细线是信号发生器直接输出的基底噪声, 粗线是信号发生器的输出经可调频率的窄带滤波器滤除基底噪声后的噪声.

Fig. 9 The base noise test results of the signal generator under the Fig.8 test diagram. The left panel is the MG3692B signal generator. The right panel is the DS-3002 signal generator. In the figure, the thin line is the base noise directly output by the signal generator, and the thick line is the noise after the output of the signal generator is filtered by a narrow band filter with adjustable frequency.

MG3692B和DS-3002型信号发生器在输出端加可调频率的窄带滤波器后, 重新测量其作为本振系统的初级信号源时接收机的噪声温度. 可根据信号发生器在滤除基底噪声后接收机噪声温度的变化来验证上述分析结果. 图10是本振频率在100 GHz时, MG3692B和DS-3002型信号发生器在增加可调频率的窄带滤波器前后, 测试到的接收机噪声温度比较图. 图中可以看出, 在信号发生器输出端加可调频率的窄带滤波器后, 接收机噪声温度均有下降. 2个不同类型的信号发生器在滤除基底噪声后, 两种状态下测量到的接收机噪声温度一致, 说明信号发生器产生的基底噪声完全被消除. MG3692B型信号发生器在增加可调频率的窄带滤波器后, 接收机等效噪声温度降低了5 K, 实测值与之前的估算值有一定的误差, 差距不大. DS-3002型信号发生器产生的基底噪声远远大于MG3692B型信号发生器, 无法直接应用于本振系统, 但是, 经可调频率的窄带滤波器滤除基底噪声后, 其性能与MG3692B信号发生器一致, 应用到接收机的本振系统后, 不

会增加接收机噪声.

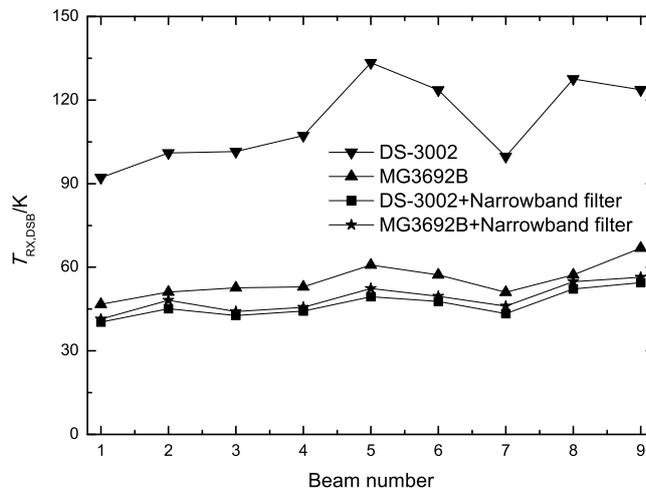


图 10 本振频率100 GHz时, MG3692B和DS-3002信号发生器在增加可调频率的窄带滤波器前后, 测试到的接收机噪声温度比较图.

Fig. 10 Comparison of receiver noise temperature measured before and after the narrowband filter with adjustable frequency was added at the MG3692B and DS-3002 signal generators when LO frequency is 100 GHz.

通过以上的分析和测试, 证实了信号发生器会产生较大的基底噪声, 该噪声会经本振系统耦合到接收机内部, 增加接收机的噪声温度. 进一步研究可以发现, 在信号发生器输出端采用相应的窄带滤波器后, 可以完全消除信号发生器基底噪声造成的影响.

## 4 结论

超导SIS混频器是高灵敏天文观测接收机的核心器件, 工作在极低的环境温度下, 引入的噪声非常小, 是多年来科学家和技术人员共同努力的结果. 然而, 本振系统部分的信号发生器根据分类不同, 在输出本振的主信号时, 产生的基底噪声强度达到几十万K甚至几百万K, 如果不消除, 会经过本振系统耦合到接收机内部, 造成接收机噪声温度增加几K到几十K, 严重的甚至增加上100 K. 本文的研究中, 证实了采用相应的窄带滤波器, 便可完全消除信号发生器基底噪声对接收机的影响. 接收机噪声温度降低可提升天文观测的灵敏度和望远镜的观测效率. 对于基底噪声比较高的DS-3002型信号发生器, 其产生的基底噪声仍然可以完全消除. DS-3002型信号发生器具有体积小及安装方便的优势, 更容易放置在望远镜的杜瓦桥上. 这样, 信号发生器至倍频器之间的同轴电缆线将不再随天线旋转而弯折, 可以增加本振信号的稳定性, 进一步提高望远镜的天文观测效率. 从未来发展来看, MG3692B型信号发生器体积庞大, 而望远镜的安装空间有限, 在将来考虑大规模多波束(如100波束)的设计时, 使用MG3692B型信号发生器作为本振初级信号源是不现实的, DS-3002型信号发生器体积小、安装方便, 可考虑用作大规模多波束接收机本振系统的初级信号源.

**致谢** 感谢审稿老师和编辑老师对文章提出的宝贵建议, 使得文章质量有了显著提高.

## 参 考 文 献

- [1] Bardeen J, Cooper L N, Schrieffer J R. PhRv, 1957, 108: 1175
- [2] Tucker J R. IJQE, 1979, 15: 1234
- [3] Tucker J R. ApPhL, 1980, 36: 477
- [4] Shi S C, Inatani J, Noguchi T, et al. IJIMW, 1993, 14: 1273
- [5] Shi S C, Inatani J, Noguchi T, et al. IEE Proceedings - Microwaves, Antennas and Propagation, 1995, 142: 339
- [6] 史生才. 紫金山天文台台刊, 2003, 22: 22
- [7] 李振强. 3mm频段边带分离型超导混频接收机的实验研究. 南京: 中国科学院大学, 2010
- [8] Shan W L, Yang J, Shi S C, et al. ITTST, 2012, 2: 593
- [9] 李振强, 李积斌, 张旭国, 等. 天文学报, 2019, 60: 63
- [10] Li Z Q, Li J B, Zhang X G, et al. ChA&A, 2019, 43: 590
- [11] Blundell R, Miller R E, Gundlach K H. IJIMW, 1992, 13: 3
- [12] Ke Q, Feldman M J. Proceedings of the Fourth International Symposium on Space Terahertz Technology. Los Angeles: UCLA, 1993: 33
- [13] Yao M, Liu D, Hu J, et al. 2015 Asia-Pacific Microwave Conference (APMC). Nanjing: IEEE, 2015, 1
- [14] 李振强, 张旭国, 李积斌, 等. 天文研究与技术, 2020, 17: 60

## Investigation on LO Coupled Noise in Sideband Separation Superconducting SIS Receiver

LI Zhen-qiang<sup>1,2</sup> ZHANG Xu-guo<sup>1,2</sup> LI Ji-bin<sup>1,2</sup> ZUO Ying-xi<sup>1,2</sup> XU Ye<sup>1,2</sup>  
ZHANG Hai-long<sup>1,2</sup> JIN Feng-juan<sup>1,2</sup>

(1 Purple Mountain Observatory, Chinese Academy of Sciences, Nanjing 210033)  
(2 Key Laboratory of Radio Astronomy, Chinese Academy of Sciences, Nanjing 210033)

**ABSTRACT** The Superconducting Superconductor-Insulator-Superconductor (SIS) receivers have become the preferred method for (sub)millimeter-wave radio astronomical observations due to the extremely low receiver noise temperature. The coupling noise of the local oscillator (LO) system is also a part of the receiver noise. In many years of astronomical observations, it is found that the coupling noise of LO can not be completely ignored, which has a certain impact on the sensitivity of astronomical observations. The noise temperature of the superconducting SIS receiver was tested using two different kinds of signal generators as the primary signal source of LO system. It is found that the base noise output by the signal generator can be coupled into the receiver and deteriorate the receiver noise. By adding a narrow band filter to the input of the signal generator, the base noise of the signal generator can be filtered, and this part noise of the receiver can be eliminated, the overall noise of the receiver is reduced, and the sensitivity of the telescope is improved.

**Key words** millimeter-wave radio astronomy, multibeam receiver, receiver noise, local oscillator (LO)