

数字边带分离校准研究*

刘明^{1,2} 林镇辉¹ 史生才^{1†}

(1 中国科学院紫金山天文台 南京 210023)

(2 中国科学技术大学天文与空间科学学院 合肥 230026)

摘要 边带分离(Sideband-separating, 2SB)接收可实现上边带(Upper Sideband, USB)和下边带(Lower Sideband, LSB)信号同时观测, 观测效率高且上、下两边带不会出现混叠. 因此在射电天文观测应用中越来越受到重视. 由于全模拟边带分离接收机存在难以克服的幅度和相位误差, 导致了边带抑制率较低, 影响了系统的性能. 数字边带分离接收机可通过数字信号处理方法, 有效改善系统边带抑制率. 在3–18 GHz频段构建数字边带分离接收机原理实验, 并基于边带分离理论和数字校准方法, 实现实验系统的边带不平衡度校准, 大大改善了系统的边带抑制率.

关键词 射电天文接收机, 天文仪器, 边带分离, 边带校准, 方法: 数据分析

中图分类号: P111; **文献标识码:** A

1 引言

射电天文观测的核心内容之一是获取天体观测对象的分子转动谱线和原子精细结构谱线等频谱信息, 这些频谱承载了包含天体起源和演化等各种物理化学过程的主要信息. 通过谱线观测可以了解宇宙中原子、离子和分子的丰度和速度场分布. 因此, 开展射电天文分子谱线观测是研究星系形成和演化、恒星与星系介质间物质循环、行星起源及其大气物理化学特性以及宇宙生命起源等的重要手段.

谱线接收机是天文谱线观测的主要设备, 在开展天文观测研究中发挥重要作用. 谱线接收机主要可分为双边带(Double-sideband, DSB)、单边带(Single-sideband, SSB)和边带分离(Sideband-separating, 2SB)等类型. 双边带谱线接收机可同时观测上、下边带射频信号, 在一定程度上可提高观测效率. 但上、下边带谱线将在中频频带内相互干

扰或产生混叠. 单边带谱线接收机基于双边带谱线接收机, 在射频输入端采用射频滤波器来解决边带混叠问题并改善信噪比. 然而, 单边带谱线接收机损失了一个射频边带的接收能力, 且高频段宽带高性能可调谐射频滤波器技术难以实现. 相对于双边带和单边带谱线接收机, 边带分离谱线接收机尽管配置上需要两路混频器及中频(Intermediate Frequency, IF)电路, 略显复杂, 但有效解决了上、下边带的频谱混叠, 可以改善信噪比并充分利用上、下边带的带宽, 谱线观测效率大为改善. 因此, 边带分离谱线接收机在天文谱线观测中越来越受重视.

边带分离谱线接收机在发展前期主要采用全模拟的射频正交混合电桥(Hybrid)、混频器、本振信号源及3 dB功分器、中频正交混合电桥及中频放大器等器件, 实现上、下边带分离和接收等功能. 由于全模拟射频和中频混合电桥器件存在相

2021-09-23收到原稿, 2022-11-01收到修改稿

*国家自然科学基金项目(11873101)资助

†scshi@pmo.ac.cn

移误差(非理想的 90°)、上、下边带信号传输链路(包括混频器、放大器、滤波器以及连接电缆)不一致性的相位延时以及链路增益等问题,导致最终输出的上、下边带两路信号边带分离度性能无法得以进一步提高. ALMA (Atacama Large Millimeter/submillimeter Array)项目制定边带分离接收机的边带分离度指标:全工作频段为7 dB, 90%工作频段为10 dB. 看似比较中等的技术指标,却因全工作带宽内射频和中频混合电桥以及两路信号链路的幅度和相位难于同时保持低非平衡性,而导致边带分离度技术指标在实际工程中很难提升^[1-2]. 中国科学院紫金山天文台2012年研制的超导成像频谱仪(3×3 像元边带分离超导接收机阵列)采用了全模拟器件,在85–105 GHz频段达成的边带分离度指标均大于10 dB^[3].

近年来,随着工业界高速数据采集和数据处理技术的快速发展,以高速ADC (Analog-to-Digital Converter)芯片和大规模高速FPGA (Field Programmable Gate Array)芯片为硬件平台的宽带数字信号处理技术在数字通信、射电天文等领域得到了广泛应用,也使得利用高速数字技术实现超宽带数字边带分离成为了可能. Murk等^[4]采用了 2×500 MHz实时数据处理FPGA硬件平台替代了模拟的中频混合电桥,在未进行非平衡校准情况下,实现边带分离度为10–25 dB,超过了全模拟器件所能达成的指标,证明了基于FPGA平台数字边带分离技术的先进性. 美国国立天文台Morgan和Fisher开展了数字边带分离接收技术研究,完成了 2×250 MHz工作带宽具有离线非实时校准功能的数字边带分离接收机系统原型研制,边带分离度达到50 dB^[5]. 智利大学Finger等^[6]基于Murk等^[4]和Morgan等^[5]的工作,采用了高速ADC和FPGA技术完成具有在线实时校准功能的数字边带分离接收机系统研制,该系统具有了 2×500 MHz工作带宽和40–50 dB边带分离度的良好性能,为在实际天文观测应用奠定了坚实技术基础. 智利大学Rodríguez等人在前期研究基础上,将数字边带分离接收机系统应用至3 mm谱线观测设备中,实现边带分离度为35–50 dB^[7],随后Finger等人为ALMA band 9亚毫米波接收机研

制了 2×1 GHz工作带宽内平均45 dB边带分离度的数字边带分离接收机系统原型^[8]. 此外, Li等人也开展数字边带分离接收技术研究,完成了工作带宽为 2×1.6 GHz、边带分离度大于30 dB的数字边带分离接收原理样机的研制^[9].

本文在微波频段搭建了数字边带分离接收机原型系统,用于验证边带分离校准方法. 实验中采用矢量网络分析仪代替数字后端,将下变频后的信号直接通过矢量网络分析仪采样后,保存至PC (Personal Computer)中进行数据处理,实现边带分离. 第2节介绍了数字边带分离接收机的原理与边带抑制率(Sideband Separation Ratio, SSR)的定义,第3节介绍了微波频段数字边带分离接收机的系统组成与测试方法. 对比了进行数字校准前后的边带抑制率差别,证实可以通过数字校准提高边带分离效果. 第4节对本论文的研究内容和成果进行了总结.

2 数字边带分离原理

2.1 数字边带分离接收机

数字边带分离接收机由模拟前端和数字后端组成. 模拟前端实现下变频功能,将输入的射频信号转换为两路正交的中频信号. 数字后端对ADC采样后的数字信号进行处理,实现对输入信号上、下边带的分离. 模拟前端由正交移相电桥、3 dB功分器、固定增益放大器、可调衰减器、耦合器和低通滤波器组成. 模拟前端原理框图如图1所示,其中射频信号(Radio Frequency, RF)和本振信号(Local Oscillator, LO)可以互换位置. 本振信号通过正交移相电桥分解为两个等幅、正交的信号,射频信号通过功分器分解为两路等幅、同相的信号. 在图1中,上、下两链路为完全对称的结构. 两路本振和射频信号在上、下两链路中分别通过混频器混频后,可以得到和频信号和差频信号. 经过固定增益放大器、可调衰减器对信号幅度调整,使得信号幅度在数字后端ADC的采样范围内. 然后通过耦合器,耦合器可以对信号做抽取,便于在实验过程中监测系统状态. 最后经过低通滤波器,保留混频后的差频成分. 同时,低通滤波器可以确保模拟前端

最终输出信号的频率低于ADC采样频率的一半, 防止数字后端对采样后的数字信号做快速傅里叶变换(Fast Fourier Transform, FFT)时出现频谱混叠.

理想情况下, 模拟前端的输出 V_7 和 V_8 应是等幅、正交的. 数字后端首先通过ADC将模拟前端的输出 V_7 和 V_8 采样为数字信号. 然后进行加窗处理, 降低频谱泄露的影响. 最后在FPGA上构建数字中频电桥, 实现信号的边带分离. 对于FFT变换后的每个频点, 均有一组系数 C_1 、 C_2 、 C_3 、 C_4 . 当 $C_1 = C_4 = 1$ 、 $C_2 = C_3 = j$ (纯虚数, 表示移相 90°)时, 该部分功能等价于一个理想的正交移相电桥. 数字

后端系统框图如图2所示, 其中 V_9 为上边带(Upper Sideband, USB)输出, V_{10} 为下边带(Lower Sideband, LSB)输出. V_9 和 V_{10} 可以根据公式

$$V_9 = C_1 * V_7 + C_2 * V_8, \quad (1)$$

$$V_{10} = C_3 * V_7 + C_4 * V_8, \quad (2)$$

计算得出. 理想情况下, 当输入射频信号RF相对于本振信号LO为上边带信号时, 只有 V_9 有输出, V_{10} 为0. 当输入射频信号RF相对于本振信号LO为下边带信号时, 只有 V_{10} 有输出, V_9 为0. 因此, 实现了对于输入RF信号的边带分离.

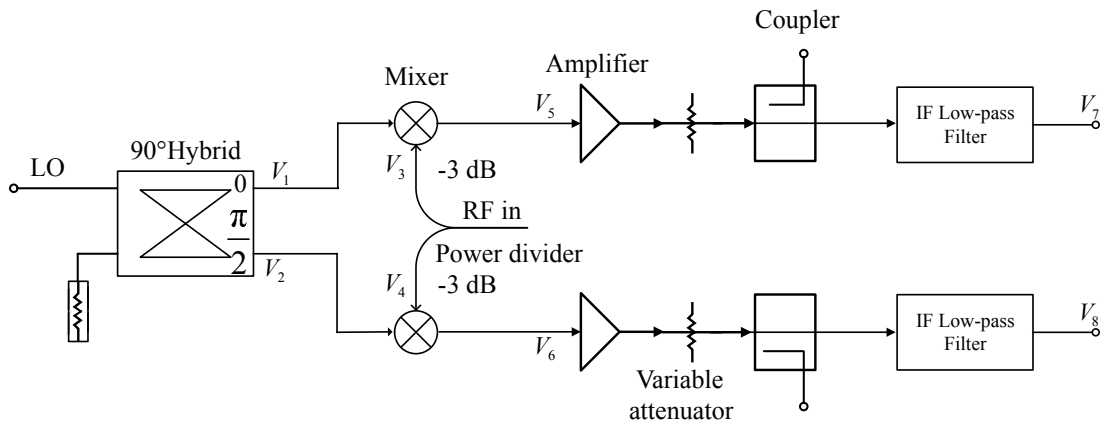


图 1 模拟前端原理框图

Fig. 1 Block diagram of analog front-end

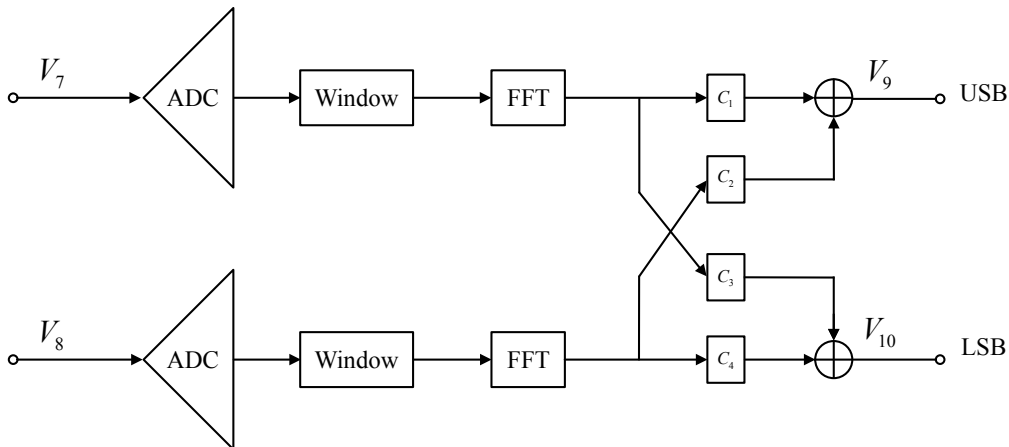


图 2 数字后端原理框图

Fig. 2 Block diagram of digital back-end

在实际的硬件系统中,由于上、下两条传输链路(包括混频器、放大器、滤波器以及连接电缆)不一致性引入了相位延时以及上、下链路增益不平衡等问题,数字后端上、下两边带不能完全分离.当输入下边带信号时,图2中USB输出不为0,记此时的USB输出端口处的输出为 V_{9L} .当输入上边带信号时,图2中LSB输出不为0,记此时的LSB输出端口处的输出为 V_{10U} .因此通过实验方法修改系数 C_1 、 C_2 、 C_3 、 C_4 以消除链路增益、相位非平衡带来的误差,从而改善系统的边带分离度或边带抑制比.

相比于全模拟的边带分离接收机,数字边带分离接收机用数字 90° 相移的中频混合电桥替代全模拟系统,并通过数字电路的灵活性,调整数字中频混合电桥参数,从而实现更高的边带分离度,大大改善了边带分离接收机系统性能.

2.2 数字边带分离校准

为消除链路增益、相位非平衡引入的误差,需要在数字后端进行校准.通过数字校准,分别使得 $V_{9L} = 0$ 、 $V_{10U} = 0$. V_{9L} 和 V_{10U} 的理论值计算如下:

$$V_{9L} = C_1 * V_{7L} + C_2 * V_{8L}, \quad (3)$$

$$V_{10U} = C_3 * V_{7U} + C_4 * V_{8U}, \quad (4)$$

其中, V_{7L} 、 V_{8L} 分别表示输入LSB信号时图1中 V_7 和 V_8 处的输出. V_{7U} 、 V_{8U} 分别表示输入USB信号时,图1中 V_7 和 V_8 处的输出.这里固定 $C_1 = C_4 = 1$,通过调节 C_2 和 C_3 来校准链路误差.通过将(3)式和(4)式中 V_{9L} 、 V_{10U} 置为0,即可得到用于校准系数 C_2 和 C_3 的理论公式:

$$C_2 = -\frac{V_{7L}}{V_{8L}}, \quad (5)$$

$$C_3 = -\frac{V_{8U}}{V_{7U}}. \quad (6)$$

首先输入下边带信号,对模拟前端的输出(图1中 V_7 和 V_8)的 V_{7L} 、 V_{8L} 采样代入(5)式,即可计算得到对应中频频点的 C_2 .然后,保持本振信号频率不变,再输入该组频率关于本振频率的镜像频率(上边带信号),将模拟前端输出(图1中 V_7 和 V_8)的 V_{7U} 和 V_{8U}

代入(6)式,即可得到校准系数 C_3 .重复多次测量,直至对于每个中频频点,均有一组校准系数 C_1 、 C_2 、 C_3 、 C_4 .

2.3 边带分离度

通常使用边带抑制率^[10]来衡量边带分离接收机的边带分离效果,图3展示了用于计算SSR的原理简图.RF信号输入端U表示输入USB信号,L表示输入LSB信号.

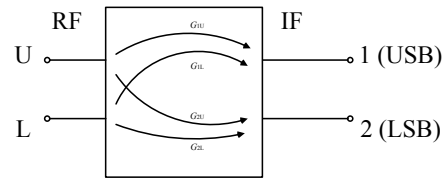


图3 SSR计算原理简图(RF的USB和LSB是从同一个端口输入的)

Fig. 3 Schematic diagram of SSR calculation principle (USB and LSB of RF are input from the same port)

对于中频输出端口1,边带抑制率定义为

$$R_1 = \frac{G_{1U}}{G_{1L}}, \quad (7)$$

其中, G_{1U} 表示输入的USB信号到USB输出端口(端口1)链路的增益. G_{1L} 表示输入的LSB信号到USB输出端口(端口1)链路的增益.

对于中频输出端口2,边带抑制率定义为

$$R_2 = \frac{G_{2L}}{G_{2U}}, \quad (8)$$

其中, G_{2L} 表示输入的LSB信号到LSB输出端口(端口2)链路的增益. G_{2U} 表示输入的USB信号到LSB输出端口(端口2)链路的增益.

3 数字边带分离接收实验

3.1 数字边带分离接收实验系统

在微波频段构建了数字边带分离接收试验系统,系统包括模拟前端和数字后端.模拟前端工作频率范围3–18 GHz,平衡混频器器件选型参考了文献[9],数字后端以矢量网络分析仪代替.

模拟前端的原理图参见图1.图4展示了利用Inventor绘制的微波频段模拟前端系统组装图,

图5是微波频段数字边带分离接收机模拟前端的实物图. 表1列出了模拟前端的器件选型. 模拟前端系统有两个信号输入端口: 本振信号输入端口LO和射频信号输入端口RF. 4个信号输出端口: OUT-1和OUT-2为下变频后信号的输出端口, 分别对应于图1中 V_7 和 V_8 输出. COUPLED-1和COUPLED-2输出端口为耦合器输出, 是为了在实验过程中对信号做抽取, 便于监测系统状态. 射频信号从RF端口输入, 本振信号从LO端口输入, 选用的低通滤波器的截止频率为2.2 GHz, 实验时选用的中频范围为10–1500 MHz. 对于射频工作频段3–18 GHz, 将射频频段分为5段, 分别选取了本振频率为4.5 GHz、7.5 GHz、10.5 GHz、13.5 GHz、16.5 GHz进行测量. 对于不同的本振信号, 每次均覆盖了上边带1.5 GHz和下边带1.5 GHz带宽范围内的信号, 因此实现了对射频测试频段3–18 GHz的全覆盖.

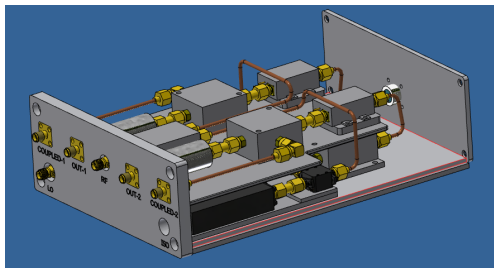


图 4 微波频段模拟前端系统组装图

Fig. 4 The assembly diagram of analog front-end system in microwave band



图 5 微波频段数字边带分离接收机模拟前端前视图

Fig. 5 Front view of analog front-end of digital sideband separation receiver in microwave band

3.2 边带分离测试实验

边带分离测试实验系统如图6所示, 实验时使用了两台信号发生器, 一台用作射频RF信号, 将信号发生器的输出连接到图7中的RF输入端口. 一台用于产生本振信号LO, 将信号发生器的输出端口连接到图7中的LO输入端口. 直流稳压电源用于给放大器和可调衰减器供电, 通过航空插头连接到模拟前端壳体背部的直流输入端口. 实验时要注意两台直流稳压电源要共地, 同时稳压电源的各个直流输出端口也要共地, 以避免产生回路串扰. 通过调节放大器和可调衰减器的工作电压, 可以调节链路的增益, 使得系统两条链路的增益大致平衡. 端口COUPLED-1和COUPLED-2因实验中未做监测, 输出端均连接到匹配电阻, 防止端口COUPLED-1和COUPLED-2出现反射. 图7中 V_7 端口连接到矢量网络分析仪的1号输入端口. 图7中 V_8 端口连接到矢量网络分析仪的2号输入端口. 设置矢量网络分析仪工作在CW (Continuous Wave)模式, 并利用矢量网络分析仪测量两路输入信号的幅度、相位、幅度的比值和相位差. 利用PC编写Python脚本控制信号发生器和矢量网络分析仪. 两台信号发生器分别通过网线和GPIB (General Purpose Interface Bus)端口连接到PC, 矢量网络分析仪通过GPIB端口连接到PC. 通过Python脚本控制信号发生器的输出信号的频率, 更改矢量网络分析仪的测量频率, 读取并保存矢量网络分析仪的测量数据.

实验时先测试未进行数字校准时边带分离的结果. 固定LO的输出频率和RF的输出频率, 通过Python脚本控制矢量网络分析仪对中频范围10–1500 MHz进行扫描, 扫频步长为10 MHz, 测量两路中频信号在各个中频频点的幅度和相位, 并保存测试的结果. 设置本振频率 f_{LO} 为10.5 GHz, 上边带射频频率为 $f_{USB} = 11$ GHz时, 读取保存 V_7 和 V_8 端口的输出测试数据, 以供后续处理. 在保持系统连线不变的情况下, 设置射频频率为上边带频率关于本振信号的镜像频率 $f_{LSB} = 10$ GHz, 重复前述测试步骤, 完成了对于 $f_{LO} = 10.5$ GHz、中频 $f_{IF} = 500$ MHz时上、下边带中频输出的测试. 重复上述步骤拓展射频输入频率, 完成对本

振频率 $f_{LO} = 10.5$ GHz, 中频频率 f_{IF} 为 0.5 GHz、1 GHz 和 1.5 GHz 时, 所有中频频点的测试(本文对于每个本振频率均测试了 3 组不同的中频). 未进行数字校准时, 这时数字后端等价于一个理想的数字正交电桥. 对应于图 2 中系数 $C_1 = C_4 = 1$ 、 $C_2 = C_3 = j$, 将测量的结果代入(1)、(2)式可

以得到未进行数字校准时的边带分离的结果(对应于图 2 中 V_9 和 V_{10}). 改变本振频率, 重复上述过程, 直至完成对本振频率为 4.5 GHz、7.5 GHz、10.5 GHz、13.5 GHz、16.5 GHz 的测试, 从而完成覆盖微波频段 3–18 GHz 范围内的测试.

表 1 器件选型与特征
Table 1 Device selection and features

Name	Model	Features
3 dB QUADRATURE Hybrid	QH-0R518	0.5 to 18 GHz
Power Splitter	ZX10-2-183-S+	1500 to 18000 MHz
Mixer	MM1-0320LS	RF/LO: 3 to 20 GHz, IF: DC to 4 GHz
Amplifier	ZKL-2R5+	10 to 2500 MHz, 30 dB
Voltage Variable Attenuator	ZX73-2500+	10 to 2500 MHz, 30 dB
Directional Coupler	ZFDC-10-5-S+	1 to 2000 MHz
Low-pass Filter	SLP-2400+	DC to 2200 MHz

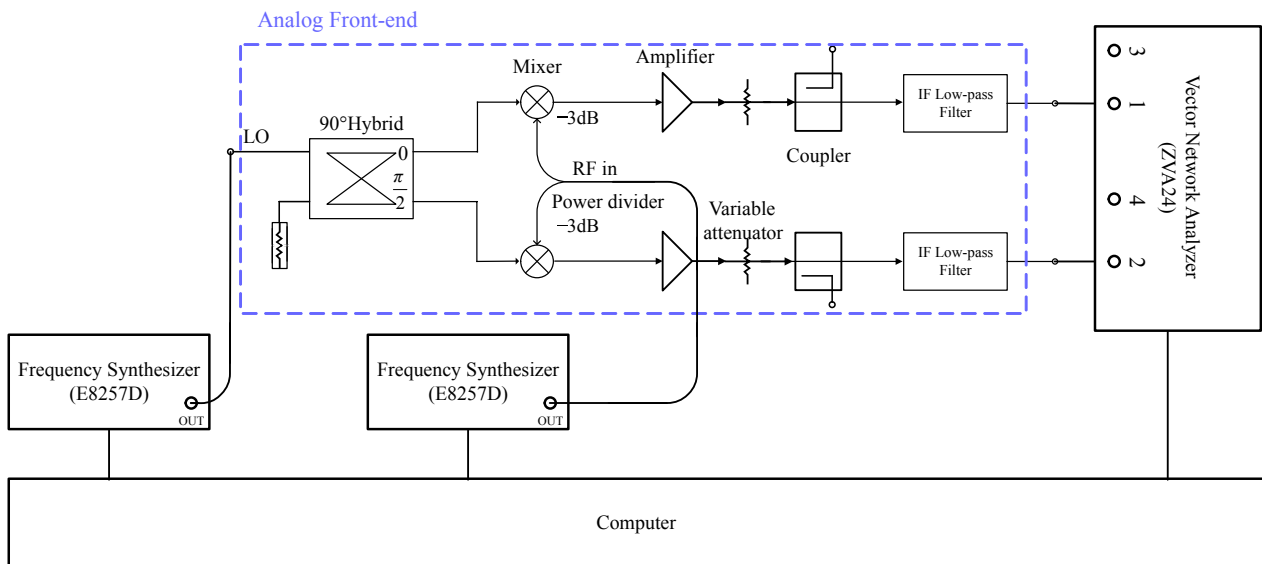


图 6 实验系统原理框图

Fig. 6 Block diagram of experimental system

3.3 数字边带分离校准及分析

实验选取本振频率分别为 4.5 GHz、7.5 GHz、10.5 GHz、13.5 GHz、16.5 GHz, 在本振频率对应

的上边带输入一组射频信号, 用矢量网络分析仪读取对应的中频输出(含幅度和相位)记作 V_{7U} 和 V_{8U} , 在其下边带输入一组与上边带对应的镜像频

率射频信号, 读取中频输出记为 V_{7L} 和 V_{8L} . 令系数 $C_1 = C_4 = 1$ 、 $C_2 = C_3 = j$, 将测量的结果代入(1)、(2)式可以得到未进行数字校准时的边带分离的结果(V_{9L} 、 V_{9U} 、 V_{10L} 、 V_{10U}). 将 V_{9L} 、 V_{9U} 、 V_{10L} 、 V_{10U} 代入(7)式和(8)式即可计算出未进行数字校准时的边带抑制率.

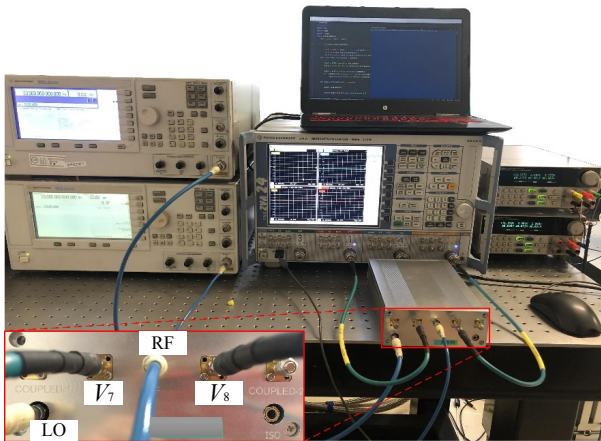


图 7 实验设备连接图

Fig. 7 Experimental equipment connection diagram

根据(5)式即可得到校准系数 C_2 , 根据公式(6)即可得到校准系数 C_3 . 重新测试 V_7 和 V_8 的输出(V_{7U} 、 V_{8U} 、 V_{7L} 、 V_{8L}), 并利用计算得到的校准系数 C_2 和 C_3 , 代入(1)、(2)式重新计算边带分离的输出(V_{9L} 、 V_{9U} 、 V_{10L} 、 V_{10U}). 将 V_{9L} 、 V_{9U} 、 V_{10L} 、 V_{10U} 代入(7)式和(8)式即可得到数字校准后的边带抑制率.

图8为射频信号频率为3–18 GHz时未做数字校准时边带抑制率. 未做数字校准时, 边带抑制率主要集中在25–40 dB范围内. 相比于实际应用全模拟边带分离系统, 该测试结果明显更优的主要原因有两个方面: 其一, 本系统采用高稳定的频综设备作为本振信号源, 其本振信号相位和稳定性引入误差小; 其二, 以矢量网络分析仪代替模拟的中频混合电桥, 该设备在进行测试时均作了校准, 从而中频混合电桥引起的幅度和相位的不平衡性也得到很好的抑制.

图9为射频频率为3–18 GHz时数字校准后边带抑制率, 测量结果显示数字校准后边带抑制率约为

50–60 dB. 为获得高边带抑制率性能, 在实验过程中, 对有源模拟器件如放大器、衰减器的供电电压保持不变, 尽可能减小因供电电压引起的系统的增益的变化; 同时实验时均使用相同的测试线缆连接边带分离系统, 以避免测试线缆引起额外的路径衰减和相位不平衡性; 实验过程中保持输入信号源在校准时和边带分离时的输入功率不变, 以避免SSR归算误差; 此外, 在实验前对矢量网络分析仪校准, 最大限度减小测试系统对测量结果的影响. 在图9中, 数字校准后的边带抑制率在50–60 dB范围内仍存在一定的波动, 可能原因主要是放大器、混频器在3–18 GHz频率范围内的增益和相位不平衡性差异所致, 增益和相位的不平衡性差异越大校准难度越大, 导致校准后SSR的性能下降. 另外, 利用计算出的校准系数 C_2 和 C_3 校准后重新测量模拟前端的输出 V_7 和 V_8 时, 边带抑制率并非无穷大. 说明校准系数仍然无法克服实验系统状态变化的影响如电压波动、温度等, 而实现完全校准. 但是从整个频段的校准结果获得50–60 dB的边带抑制率可见, 校准系数适用范围较为宽泛.

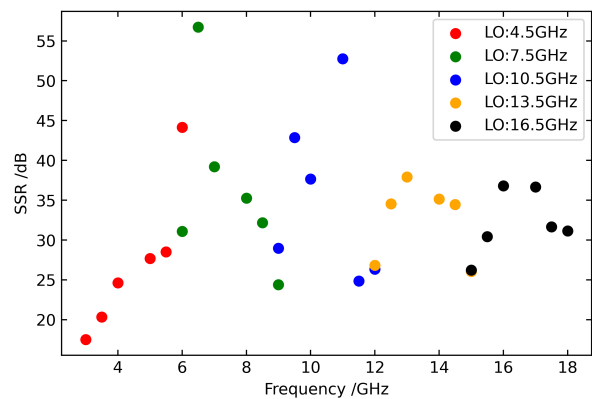


图 8 RF 频率为3–18 GHz的校准前SSR测量结果

Fig. 8 Measured SSR for RF over frequency 3–18 GHz before calibration

图9测试结果表明通过中频混合电桥系数的校准, 可显著提高数字边带分离系统的抑制率, 相比于图8中未校准的结果, 边带抑制率提高了20–25 dB, 大大改善了边带分离系统的性能. 数字校准后, SSR在50–60 dB范围内, 与文献[5]中通过软件

方式实现数字校准与边带分离相比, SSR结果相当. 但在1.5 GHz的中频范围优于文献[5]中250 MHz的中频范围. 此外本研究中采用矢量网络分析仪14-bit ADC采样中频输出信号, 且采用离线数据的软件校准, 相比于文献[9]中采用的8-bit ADC具有更高的采样精度, 同时避免了文献[9]中基于FPGA等数字硬件实现校准与边带分离算法时受到字长效应的影响, 因此可获得比文献[9]更高的SSR性能.

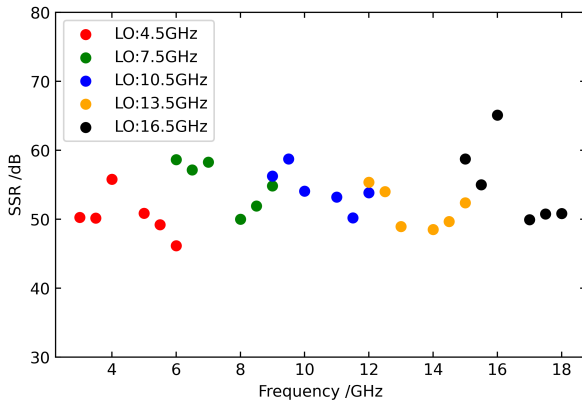


图9 RF频率为3–18 GHz的校准后SSR测量结果

Fig. 9 Measured SSR for RF over frequency 3–18 GHz after calibration

本研究未进行数字校准时, SSR的波动范围较大, 主要原因在于SSR受增益、相位不平衡两个因素影响. 在不同的工作频率下, 增益不平衡度和相位不平衡度均存在较大差异, 因此SSR出现较大波动. 进行数字校准后, 系统的增益不平衡和相位不平衡得到有效的修正, 因此校准后获得50–60 dB的高性能SSR集中在较小范围内波动, 同时该测量结果也表明系统具有较好的一致性, 且工作良好.

4 结论

边带分离接收机在天文谱线观测领域有着广

阔的应用前景. 相较于全模拟边带分离接收机系统, 基于数字信号处理技术的边带分离接收机可以校准系统的增益、相位误差, 显著提高边带抑制率. 本文构建了3–18 GHz的数字边带分离原理试验系统, 并基于该系统, 完成了全频段边带分离校准. 经过边带不平衡的数字校准, 获得的边带抑制率为50–60 dB, 相较于未校准结果, 边带抑制率提高了20–25 dB. 这表明数字边带分离系统可有效提高系统的边带分离度, 大大提升系统性能.

致谢 感谢审稿人和编辑对文章提出的宝贵建议, 使得文章的质量有了显著提高.

参考文献

- [1] Mena F P, Kooi J W, Baryshev A M, et al. ITMTT, 2011, 59: 166
- [2] Mahieu S, Maier D, Lazareff B, et al. Status of ALMA band 7 Cartridge Production. 22nd International Symposium on Space Terahertz Technology, Tucson, April 26-28, 2011
- [3] Shan W L, Yang J, Shi S C, et al. ITTST, 2012, 2: 593
- [4] Murk A, Treuttel J, Rea S, et al. Proceedings of the 5th ESA Workshop on Millimetre Wave Technology and Applications & 31st ESA Antenna Workshop. Noordwijk: ESTEC, 2009
- [5] Morgan M A, Fisher J R. PASP, 2010, 122: 326
- [6] Finger R, Mena P, Reyes N, et al. PASP, 2013, 125: 263
- [7] Rodríguez R, Finger R, Mena F P, et al. PASP, 2014, 126: 380
- [8] Finger R, Mena F P, Baryshev A, et al. A&A, 2015, 584: A3
- [9] Li C T, Kubo D, Cheng J C, et al. Proceedings of SPIE 9914, Millimeter, Submillimeter, and Far-Infrared Detectors and Instrumentation for Astronomy VIII. Edinburgh: SPIE, 2016, 9914: 99140E
- [10] Kerr A R, Pan S K, Effland J E. Sideband Calibration of Millimeter-Wave Receivers: ALMA Memo 357. NRAO, 2001

Research on Calibration of Digital Sideband Separation

LIU Ming^{1,2} LIN Zhen-hui¹ SHI Sheng-cai¹

(1 Purple Mountain Observatory, Chinese Academy of Sciences, Nanjing 210023)

(2 School of Astronomy and Space Science, University of Science and Technology of China, Hefei 230026)

ABSTRACT Sideband-separating (2SB) receiver can simultaneously observe the upper sideband (USB) and lower sideband (LSB) signals, with high observation efficiency and no aliasing on the upper and lower sidebands. It has attracted more and more attention in the field of radio astronomy. Due to the amplitude and phase errors of the fully analog sideband separation receiver that are difficult to overcome, the sideband separation ratio is low, which affects the performance of the system. Digital sideband separation receivers can effectively improve the system's sideband separation ratio through digital signal processing methods. A digital sideband-separation receiver prototype system was built in the 3–18 GHz band. Based on the sideband separation theory and digital calibration method, the calibration of the experimental system is realized, which greatly improves the sideband separation ratio of the system.

Key words radio astronomical receiver, astronomical instrumentation, sideband separation, sideband calibration, methods: data analysis