0254-6124/2021/41(6)-945–09 *Chin. J. Space Sci.* 空间科学学报

WANG Yehuan, DONG Xiaolong, ZHU Di, LIU Mengwei, GONG Junjie. Design and implementation of a chirp transform spectrometer for deep space exploration (in Chinese). *Chin. J. Space Sci.*, 2021, **41**(6): 945-953. DOI:10.11728/cjss2021.06.945

一种用于深空探测的 Chirp 变换频谱分析仪设计与实现 *

王业欢[1,2] 董晓龙[1,2] 朱 迪[1,2]

刘梦伟[3] 宫俊杰[3]

1(中国科学院国家空间科学中心 北京 100190)

2(中国科学院大学 北京 100049)

3(中国科学院声学研究所 北京 100080)

摘 要 根据深空探测对频谱分析仪抗辐射、高分辨率、低功耗的需求, 研究一种基于 Chirp 变换的高分辨率频谱分析仪设计及其实现. 利用中心频率为 1 GHz、带宽为 400 MHz、色散时间为 10 μs 的声表面波滤波器, 提出了一种模拟和数字相结合的高分辨率频谱分析仪设计方案, 并搭建原理实验系统完成了实测验证, 其分析带宽为 400 MHz, 频率分辨率达到 152 kHz, 功耗约为 3.6 W. 分析了压缩线器件非理想特性对频率分辨率的影响, 利用实测压缩线频率响应特性获得幅度和相位补偿曲线, 对展宽线信号进行幅相失配补偿. 仿真结果表明, 该补偿方法可将频率分辨率提高至 108 kHz.

关键词 深空探测, Chirp 变换频谱分析仪, 声表面波滤波器, AD9914, 高分辨率, 低功耗

中图分类号 TN 98, P 111.3

Design and Implementation of a Chirp Transform Spectrometer for Deep Space Exploration

WANG Yehuan[1,2] DONG Xiaolong[1,2] ZHU Di[1,2]

LIU Mengwei[3] GONG Junjie[3]

1(*National Space Science Center, Chinese Academy of Sciences, Beijing* 100190)

2(*University of Chinese Academy of Sciences, Beijing* 100049)

3(*Institute of Acoustics, Chinese Academy of Sciences, Beijing* 100080)

Abstract According to the demand of radiation resistance, high resolution and low power consumption for spectrometer in deep space exploration, the design and implementation of a high resolution spectrometer based on Chirp transform are studied. The key problem in the implementation of the

* 北京市科委实验室共建项目资助 (Y9DOZ4BL50)

2020-05-07 收到原稿, 2021-01-27 收到修定稿

E-mail: dongxiaolong@mirslab.cn

high-resolution spectrometer based on a SAW filter with 1 GHz center frequency, 400 MHz bandwidth and 10 μs dispersion time are studied. The system is designed and built by the combination of analog method and digital method, and the basic functions of the spectrometer are realized. The bandwidth of the system is 400 MHz, the frequency resolution is 152 kHz and the power consumption is about 3.6 W. The influence of the nonideal behavior of the compressor device on frequency resolution is analyzed. Amplitude compensation curve and phase compensation curve are carried out based on frequency response characteristics of compressor device. The amplitude mismatch and phase mismatch of the signal generated by the expander are compensated. The simulation results show that the frequency resolution of the system after compensation increases to 108 kHz.

Key words Deep space exploration, Chirp transform spectrometer, SAW filter, AD9914, High resolution, Low power consumption

0 引言

在深空探测领域, 对行星和小天体的研究是关注的焦点, 其中很多星际物质的特征谱线都处于毫米波和太赫兹波频段. 利用毫米波太赫兹波频谱分析仪对星际物质进行精细谱探测, 能够得到星际物质的分子分布、温度和压力分布的详细信息.

用于深空探测的毫米波太赫兹波频谱分析仪通常采用超外差技术 [1]. 超外差系统由两个部分组成: 前端系统 (通常称为接收机或者辐射计) 实现对输入的射频信号进行接收、频率转换和放大; 后端系统即频谱分析后端实现对信号的频谱分析 [2]. 通常用于深空探测的毫米波/太赫兹频段频谱分析仪, 后端所采用的频谱分析技术有: 滤波器组频谱分析仪、自相关频谱分析仪、声光频谱分析仪、Chirp 变换频谱分析仪和快速傅里叶变换频谱分析仪 [3]. 其中滤波器组频谱分析仪的多个通道之间存在严重的串扰, 滤波器组也比较复杂 [4]; 声光频谱分析仪结构比较复杂、不易集成, 在恶劣的空间环境中抗辐照能力较差, 对系统的稳定性有很大的影响 [5]; 自相关频谱分析仪和快速傅里叶变换频谱分析仪是基于高速采样和数字处理的频谱分析技术, 功耗相对较高, 因此在深空探测中的应用受到了限制 [6]. 基于声表面波滤波器的 Chirp 变换频谱分析技术不仅实现了对毫米波太赫兹频段的星际物质的高分辨率频谱分析, 对于飞行时间较长的深空探测应用, 该技术还具有低功耗和抗辐照等方面的优势 [7]. 2004 年欧空局发射的 Rosetta 卫星搭载的 Chirp 变换频谱分析仪对 CO, CH_3OH, NH_3 等物质进行了探测 [8]; 计划于 2022 年发射的 JUICE 探测器也将利用 Chirp 变换频谱分析仪对 SO_2, NaCl, SO 等物质进行精细谱探测 [9].

利用 Chirp 变换频谱分析技术对星际物质进行大带宽精细谱探测, 可以大动态范围、高稳定性探测谱线的多普勒频移情况, 同时可以分辨频率间隔非常小的谱线 [10]. 本文针对深空探测的需求, 研究基于 Chirp 变换的频谱分析技术. 利用大时间带宽积声表面波滤波器和 AD9914 芯片设计系统, 并搭建原理实验系统进行验证, 实现频谱分析功能, 分析带宽为 400 MHz, 频谱分辨率为 152 kHz, 功耗约为 3.6 W. 在此基础上, 建立 Chirp 变换频谱分析仿真模型, 分析声表面波滤波器的非理想频率响应特性对频率分辨率的影响, 验证利用声表面波滤波器的实测频率响应特性进行幅相失配补偿、提高频率分辨率的有效性. 本文研究工作可为基于 Chirp 变换的深空太赫兹频谱仪研制奠定基础.

1 Chirp 变换频谱分析的基本原理

Chirp 变换频谱分析仪的基础是 Chirp 变换. Chirp 变换是一种时频域变换运算, 由傅里叶变换变形而来. 傅里叶变换的基本形式为

$$F(\omega)=\int_{-\infty}^{+\infty} f(t)\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\,\omega t}\mathrm{d}t. \tag{1}$$

其中角频率 $\omega=2\pi f$.

时间与频率存在如下关系:

$$f=\mu\tau. \tag{2}$$

其中, μ 为 Chirp 斜率, 表示频率随时间增加或者减小的速率, 定义为

$$\mu=\frac{\Delta f}{\Delta t}. \tag{3}$$

将 $\omega = 2\pi\mu\tau$ 代入式 (1), 可得

$$F(\tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} f(t)\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\,2\pi\mu\tau t}\mathrm{d}t. \tag{4}$$

再通过

$$2\mu t = t^2 + \tau^2 - (t-\tau)^2$$

等价代换, 可得

$$F(\tau) = \mathrm{e}^{-\mathrm{j}\,\pi\mu\tau^2}\int_{-\infty}^{+\infty} f(t)\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\pi\mu t^2}\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\pi\mu(\tau-t)^2}\mathrm{d}t. \tag{5}$$

由式 (5) 可以看出, 输入信号 $f(t)$ 与 Chirp 信号 $\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\,\pi\mu t^2}$ 相乘, 然后与 Chirp 信号 $\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\,\pi\mu(\tau-t)^2}$ 卷积, 最后与 Chirp 信号 $\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\,\pi\mu\tau^2}$ 相乘, 就可以得到输入信号的傅里叶变换 [11,12], 即傅里叶变换可以用这样的方法实现. 卷积得到的信号与 $\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\,\pi\mu\tau^2}$ 信号相乘是为了恢复信号的相位. 由于分析仪只需要随机信号的功率谱, 平方后相位会丢失, 因此在设计中无需实现相位恢复运算 [13].

Chirp 变换过程如图 1 所示, 输入信号 $f(t)$ 先与 Chirp 信号 $C_1(t)$ 相乘, 再与 Chirp 信号 $H_0(t)$ 卷积, 得到变换结果 $S_2(t)$. 该过程可缩写为 M-C, M 表示乘积运算, C 表示卷积运算. 其中, 用于产生相乘 Chirp 信号的器件被称作展宽线, 用于卷积的器件被称作压缩线. 根据展宽线产生 Chirp 信号的持续时间 T_0 和压缩线卷积时间 T_1 大小关系不同, M-C 运算过程分为两种形式, l 表示持续时间较长的运算, s 则表示持续时间较短的运算. $T_0 > T_1$ 时, 该运算称为 M(l)-C(s); 反之则称为 M(s)-C(l). 由于 M(s)-C(l) 运算方式不能处理连续波信号 [14,15], 因此本文选择的运算方式为 M(l)-C(s). 输入信号的带宽最大为

$$B_{\max} = \frac{\mu(T_1 - T_0)}{2\pi}. \tag{6}$$

整个 Chirp 变换过程的效率为

$$\eta = \frac{T_1 - T_0}{\max(T_1, T_0)} \times 100\%. \tag{7}$$

当 $T_1 = 2T_0$ 时, 单个分支进行 Chirp 变换的效率为 50%. 若选择开关对两个分支进行周期性控制, 即可实现 100% 的处理效率.

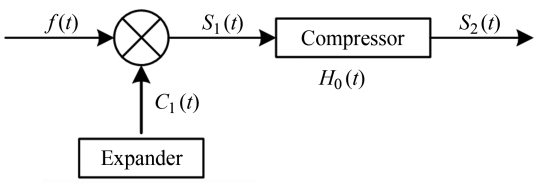


图 1 Chirp 变换过程

Fig. 1 Process of Chirp transform

2 频谱分析仪方案设计与验证

2.1 频谱分析仪的主要指标

为了实现大带宽、高分辨率和高动态范围 Chirp 变换频谱分析仪, 这里设计一种基于 Chirp 变换的 400 MHz 带宽、100 kHz 频率分辨率的频谱分析仪, 其主要技术指标列于表 1.

2.2 单分支频谱分析仪方案设计

根据 Chirp 变换原理以及系统需求, 单分支频谱分析仪设计方案如图 2 所示. 在该设计方案中: 压缩线选用中国科学院声学研究所研制的 400 MHz 带宽声表面波 (SAW) 滤波器 [16,17], 其中心频率为 1 GHz, 带宽为 400 MHz, 色散时间为 10 μs, 色散斜率为 40 MHz·μs^{-1}, 插入损耗为 −40 dB, 采用沟槽反射阵列结构 [18]; 展宽线初始大带宽 Chirp 信号则通过 FPGA 控制 AD9914 芯片产生. AD9914 芯片能直接数字合成频率, 内含 12 位的 DAC, 支持高达 3.5 GHz 的采样速率, 输出最高点频可达 1.4 GHz, 宽带杂散 −50 dB, 并且不需要外部控制就能降低芯片的功耗, 抗辐照性能较好 [19]. 为了得到与压缩线的脉冲响应相匹配的 Chirp 信号, 展宽线应产生带宽和色散时间为压缩线两倍的 Chirp 信号, 即中心频率为 1 GHz、带宽为 800 MHz、色散时间为 20 μs 的 Chirp 信号 [20].

AD9914 产生频率为 0.6~1.4 GHz 的 Chirp 信号, 首先通入滤波器抑制 AD9914 芯片产生的交调信号, 随后通入混频器的射频端, 与其本振端输入的 2.0 GHz 单音信号实现上变频, 混频器的输出信号频率为 2.6~3.4 GHz. 混频器的输出信号中混有其他变频信号和其输入端的信号, 因此需要使用高通滤波器和低通滤波器进行滤除. 此外, 混频后信号功率也由于混频器的插入损耗有所降低, 需要进行功率放

表 1 Chirp 变换频谱分析仪主要技术指标

Table 1 Index of Chirp transform spectrum analyzer

中心频率	带宽	分辨率	输入功率	截获效率
2 GHz	400 MHz	100 kHz	−35 dBm	50%

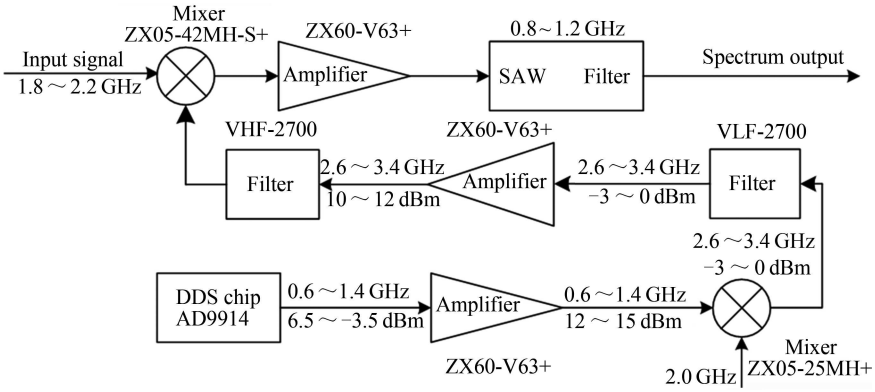


图 2 单分支频谱分析仪设计方案

Fig. 2 Design scheme of single-branch spectrometer

大. 为了避免信号大于放大器的 1 dB 压缩点, 信号通入放大器前加入了衰减器. 对信号放大后, 通入高通滤波器滤除杂波, 获得纯净的 800 MHz 带宽信号. 将该信号作为本振信号, 对 1.8~2.2 GHz 待测信号进行下变频, 经放大后送入压缩线, 即可获得输入待测信号的频谱.

2.3 单分支频谱分析仪实验验证

按照图 2 所示方案搭建原理实验系统进行验证. 当输入信号为频率 2.2 GHz 的单音信号时, 混频器输出为下变频所得频率为 0.4~1.2 GHz 的中频信号, 将该信号通入压缩线, 示波器出现脉冲压缩信号, 且相邻两个信号的时间间隔为 20 μs, SAW 滤波器的色散时间为 10 μs, 这说明单分支已达到 50% 的效率.

分别将频率为 1.8 GHz, 2.0 GHz 和 2.2 GHz 的信号通入频谱分析仪, 在示波器上均能得到压缩结果. 输入 1.8 GHz 单音信号和 2.0 GHz 单音信号时, 输出压缩线的时间间隔为 5 μs; 输入 2.0 GHz 单音信号和 2.2 GHz 单音信号时, 输出压缩线的时间间隔同样为 5 μs. 压缩线的色散时间为 10 μs, 色散斜率为 40 MHz·μs^{-1}, 输出结果与理论相符. 因此, 原理实验系统可实现实时 400 MHz 带宽频谱分析功能, 且时间延时变化量 $\Delta t(\mu s)$ 与输入频率变化量 Δf (MHz) 的关系为 $\Delta t = 0.025\Delta f$.

2.4 原理实验系统的频率分辨率和功耗

一个固定频率的连续波信号经过压缩线后的实际输出包络是一个 sinc 函数, 如图 3 所示. 由图 3 可以明显看出, 单分支频谱分析仪原理实验系统的输出信号在 −3 dB 处的脉宽为 3.80 ns, 对应频率分辨率为 152 kHz. 该单分支频谱分析仪原理实验系统的功

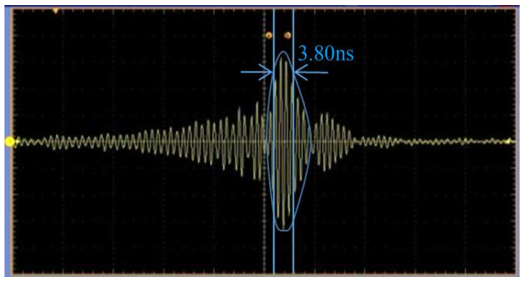


图 3 输出脉冲压缩信号 −3 dB 脉宽

Fig. 3 Width of pulse compression signal

耗约为 3.6 W. 其中, AD9914 开发板功耗为

$$3.3 \times 0.62 + 1.7 \times 0.18 = 2.352\,\mathrm{W}. \tag{8}$$

放大器功耗为

$$4.8 \times 0.26 = 1.248\,\mathrm{W}. \tag{9}$$

3 提高频率分辨率的幅相失配补偿方法

3.1 影响频谱分析仪频率分辨率的因素分析

由图 3 可以看出, 其实现的频率分辨率与理论指标 100 kHz 存在差距, 需要对问题进行仿真分析, 并研究补偿改进的方法.

Chirp 变换频谱分析仪进行谱分析的本质是进行信号的压缩, 通入压缩线的 Chirp 信号为实信号. 假设其频谱 $U_i(\omega)$ 为

$$U_i(\omega) = |U_i(\omega)|\mathrm{e}^{\mathrm{j}\,\phi_1(\omega)}. \tag{10}$$

其中, $|U_i(\omega)|$ 为该信号的幅度谱, $\phi_1(\omega)$ 为该信号对应的相位谱, 其表达式为

$$\phi_1(\omega)=\frac{\pi}{k}(f^2-f_0^2). \tag{11}$$

其中, f_0 为 Chirp 信号的起始频率, k 为调频斜率.

根据匹配条件, 压缩线的频率响应特性 $H(\omega)$ 应满足

$$H(\omega)=K|U_i(\omega)|\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\phi_1(\omega)}\mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\pi f t_{\mathrm{d}0}}. \tag{12}$$

其中: K 为比例常数, 其使幅频特性归一化; $t_{\mathrm{d}0}$ 为压缩线的固定延时. 此时, 脉冲压缩的输出频谱为

$$U_0(\omega)=U_i(\omega)H(\omega)=K|U_i(\omega)|^2\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\,2\pi f t_{\mathrm{d}0}}. \tag{13}$$

式 (13) 即为理想情况下的脉冲压缩输出信号频谱. 能够看出, 脉冲压缩匹配需要满足两个条件: 一是幅频特性归一化, 即压缩线的幅频特性 $|H(\omega)|=K|U_i(\omega)|$; 二是相频特性一致, 即压缩线的相频特性 $\phi_2(\omega)=-\phi_1(\omega)$. 但是, 实际情况中由于器件特性非理想因素, 通常不能达到完全匹配状态. 因此, 对进入压缩线的信号与压缩线幅频特性、相频特性的一致性进行分析和补偿是实现设计指标的关键.

3.2 幅相失配对脉冲压缩的影响仿真

Chirp 变换频谱分析仿真模型如图 4 所示. 分别模拟展宽线信号和压缩线特性, 按照图 4 所示模型进行仿真, 展宽线信号与待测信号混频后通入压缩线.

展宽线中 DDS 芯片输出 Chirp 信号经过滤波、放大等处理误差很小, 可近似为理想 Chirp 信号. 本文设计的频谱分析仪展宽线产生信号的频率范围为 2.6~3.4 GHz, 其相频和幅频曲线如图 5 所示.

图 5(a) 所示信号的带内幅值 W 为 12.41 dBm, 接近实际测得的信号. 此时, 展宽线产生的信号频谱为

$$C_i(\omega)=W\mathrm{e}^{\mathrm{j}(7.854\times10^{-14}\times f^2-5.309\times10^5)}. \tag{14}$$

当输入信号 $X(\omega)$ 为 2.2 GHz 单频信号时, 进入压缩线的信号 $U_i(\omega)$ 表示展宽线产生信号 $C_i(\omega)$ 与输入信号 $X(\omega)$ 下变频所得信号, 其频谱为

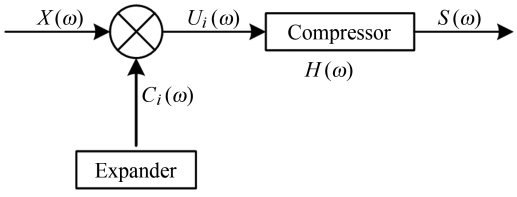


图 4 Chirp 变换频谱分析仿真模型

Fig. 4 Simulation model of Chirp transform spectrum analyzer

$$U_i(\omega)=12.41\mathrm{e}^{\mathrm{j}(7.854\times10^{-14}f^2-5.027\times10^4)}. \tag{15}$$

利用网络分析仪对声表面波压缩线器件的 S 参数进行测量, 并利用 MATLAB 进行处理和分析, 结果如图 6 所示. 图 6(a) 中红线是根据蓝线纵轴调整至 −44~−39 dBm 所得的, 其坐标轴在该图右侧; 由图 6(b) 可以看出, 固定相位偏移对压缩结果没有影响. 该曲线可拟合为 4 次函数 $(a_1f^4+a_2f^3+a_3f^2+a_4f+a_5)$, 能够覆盖幅频曲线 95% 以上的点. 此时, 压缩线的频率响应特性为

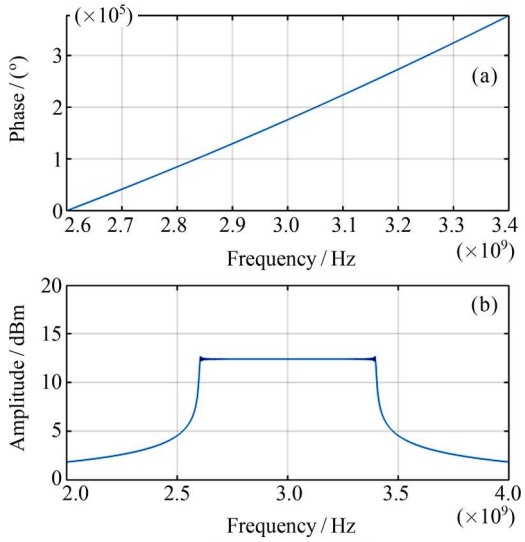


图 5 展宽线信号的幅频曲线和相频曲线

Fig. 5 Amplitude-frequency curve and phase-frequency curve of expander

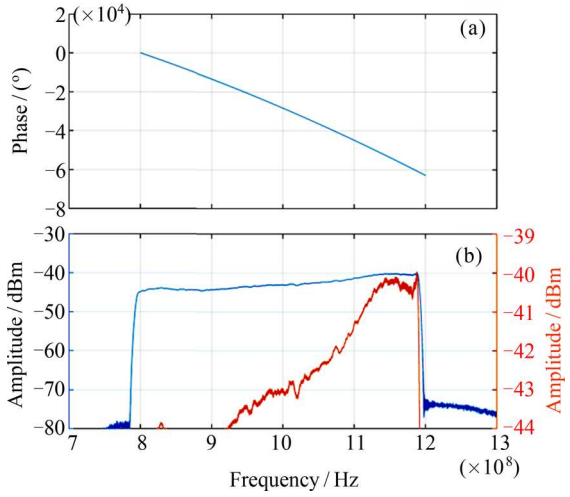


图 6 压缩线参数

Fig. 6 Parameter diagram of compressor

$$H(\omega)=(a_1f^4+a_2f^3+a_3f^2+a_4f+a_5)\times e^{\mathrm{j}(-7.861\times10^{-14}f^2+6.664\times10^{-7}f+4.978\times10^4)}. \quad (16)$$

其中,

$$a_1=-1.832\times10^{-9},$$
$$a_2=6.593\times10^{-6},$$
$$a_3=-0.008\,827,$$
$$a_4=5.216,$$
$$a_5=-1193.$$

由式 (15) 和式 (16) 可以得到如下压缩线输出信号频谱表达式:

$$S(\omega)=U_i(\omega)H(\omega)=(a_1f^4+a_2f^3+a_3f^2+a_4f+a_5)\times 12.41\cdot e^{\mathrm{j}(-0.007\times10^{-14}f^2+6.664\times10^{-7}f-0.049\times10^4)}. \quad (17)$$

对应的时域脉冲压缩输出如图 7 所示, 压缩后 −3 dB 脉宽为 3.8 ns, 对应频率分辨率为 152 kHz.

为了测试频率的分辨率, 输入频率为 2200 MHz 和 2199.848 MHz 的双音信号, 得到脉冲压缩信号如图 8 所示, 其中图 8(b) 由图 8(a) 放大得到. 由图 8 可以看出, 频率相差 $\Delta f=152$ kHz 的信号在时域上以 −3 dB 分隔开, 且时间为 $\Delta t=0.0038\,\mu$s, 满足 $\Delta t=0.025\Delta f$ 关系.

比较式 (15) 和式 (16) 可以发现, 在本文设计的 Chirp 变换频谱分析仪中, 通入压缩线的 Chirp 信号与压缩线在幅频特性和相频特性上并不完全符合脉冲压缩匹配条件, 需要进行幅度和相位补偿.

3.3 幅度补偿

压缩线的 S 参数测量结果表明, 其幅频特性不是定值且平坦度较差, 而通入压缩线的信号幅值为定值, 不满足幅频特性匹配条件 $|H(\omega)|=K|U_i(\omega)|$, 因此需进行幅度补偿. 幅度补偿曲线 $|\Delta U_i(\omega)|$ 如图 9 所示, 其表达式为

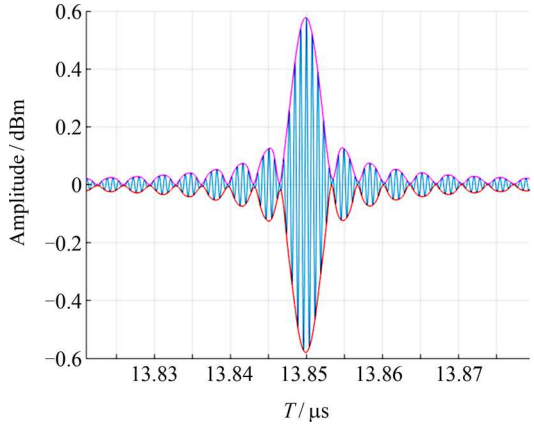


图 7 输出的脉冲压缩仿真曲线

Fig. 7 Output pulse compression simulation curve

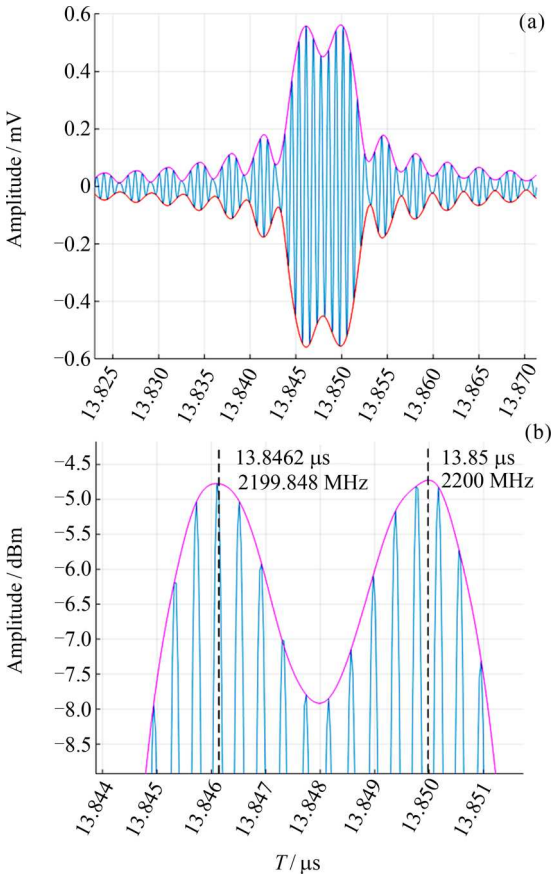


图 8 输入频率相差 152 kHz 的双音信号仿真曲线

Fig. 8 Simulation curve of a two-tone signal with input frequency difference of 152 kHz

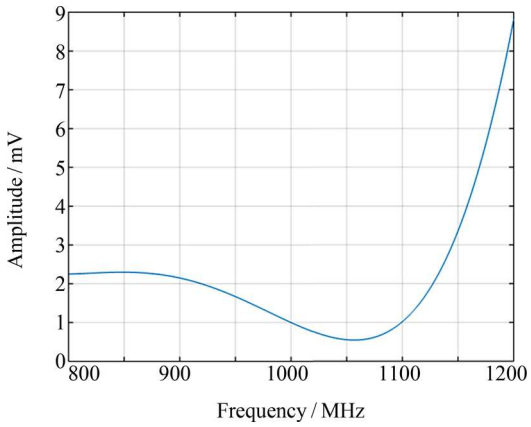


图 9 幅度补偿曲线

Fig. 9 Amplitude compensation curve

$$|\Delta U_i(\omega)| = 1.832\times10^{-9}f^4 - 6.593\times10^{-6}f^3 + 0.008\,827f^2 - 5.216f + 1151). \quad (18)$$

经过幅度补偿, 通入压缩线的信号和压缩线可以满足幅频特性匹配条件. 输出的脉冲压缩曲线如图 10 所示, 其 −3 dB 脉宽为 3.4 ns, 对应频率分辨率为 136 kHz.

输入频率为 2200 GHz 和 2199.864 MHz 的双音信号, 幅度补偿后的脉冲压缩结果如图 11 所示. 由图 11 可见, 频率相差 $\Delta f = 136$ kHz 的信号在时域上以 −3 dB 分隔开, 时域上的时间差为 $\Delta t = 0.0034\,\mu$s, 满足 $\Delta t = 0.025\Delta f$ 关系. 因此, 经幅度补偿后频率分辨率达到了 136 kHz.

3.4 相位补偿

通入压缩线的信号相位 $\phi_1(\omega)$ 与压缩线的相频特性 $\phi_2(\omega)$ 不完全满足相频特性匹配条件 $\phi_2(\omega) = -\phi_1(\omega)$. 因此, 在幅度补偿后还需要进行相位补偿. 相位补偿曲线 $\Delta\phi(\omega)$ 如图 12 所示, 其表达式为

$$\Delta\phi(\omega) = 7\times10^{-17}f^2 - 6.664\times10^{-7}f + 490. \quad (19)$$

经过相位补偿, 通入压缩线的信号与压缩线可以满足相位匹配条件.

经过幅度补偿和相位补偿后, 压缩线输出信号频谱表达式为

$$S(\omega) = 12.41^2\mathrm{e}^{\mathrm{j}(-20)}. \quad (20)$$

输出脉冲压缩曲线如图 13 所示, 其 −3 dB 脉宽为 2.7 ns, 对应的频率分辨率为 108 kHz.

输入频率为 2200 GHz 和 2199.892 MHz 的双音信号, 幅度补偿和相位补偿后的脉冲压缩结果如图 14 所示. 由图 14 可见, 两个信号时域上的时间差为 $\Delta t = 0.0027\,\mu$s, 满足 $\Delta t = 0.025\Delta f$. 因此, 经幅度补偿和相位补偿后的频率分辨率为 108 kHz, 接近理论值.

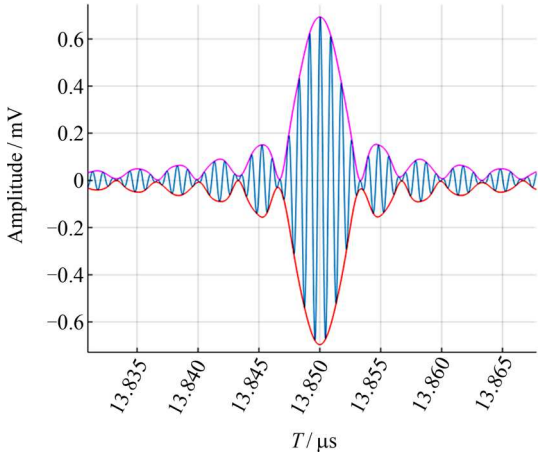


图 10 幅度补偿后的脉冲压缩曲线

Fig. 10 Pulse compression curve after amplitude compensation

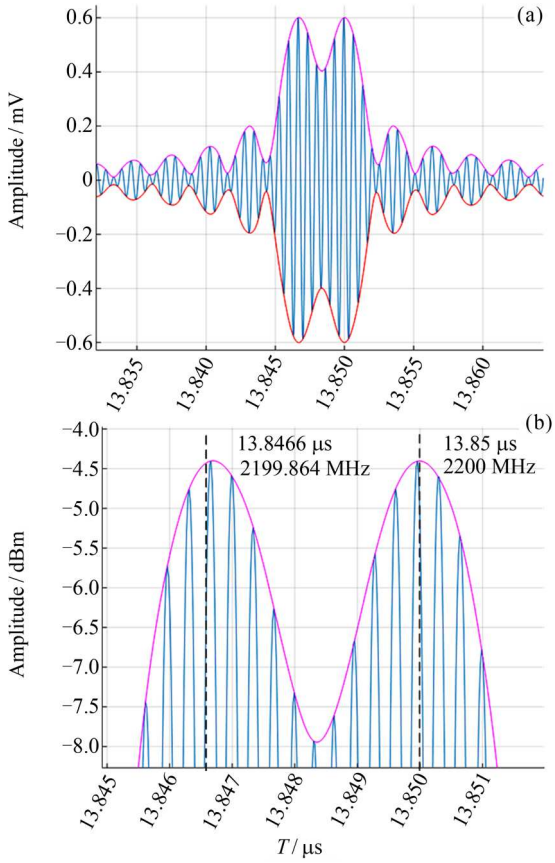


图 11 幅度补偿后的双音信号输入时脉冲压缩曲线

Fig. 11 Pulse compression curve of a two-tone signal input after amplitude compensation

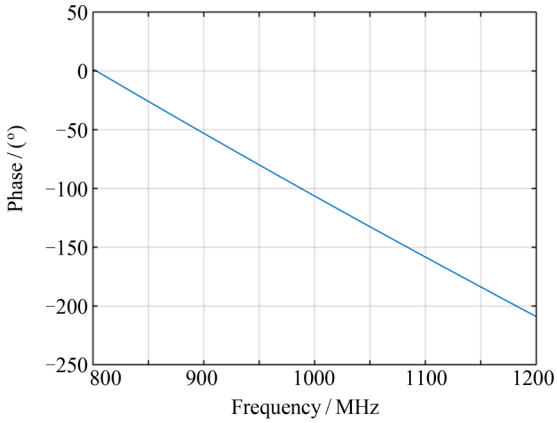


图 12 相位补偿曲线

Fig. 12 Phase compensation curve

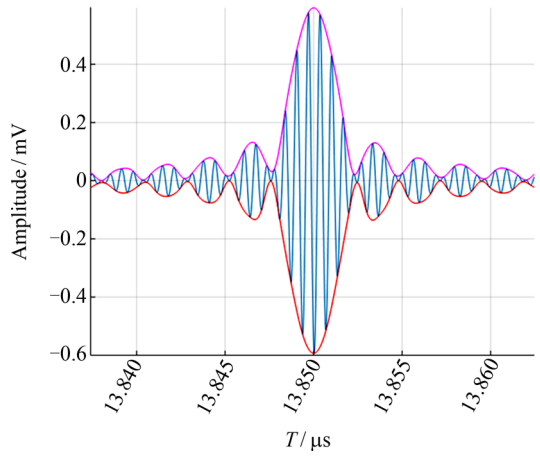


图 13 幅度补偿和相位补偿后的脉冲压缩曲线

Fig. 13 Pulse compression curve after amplitude and phase compensation

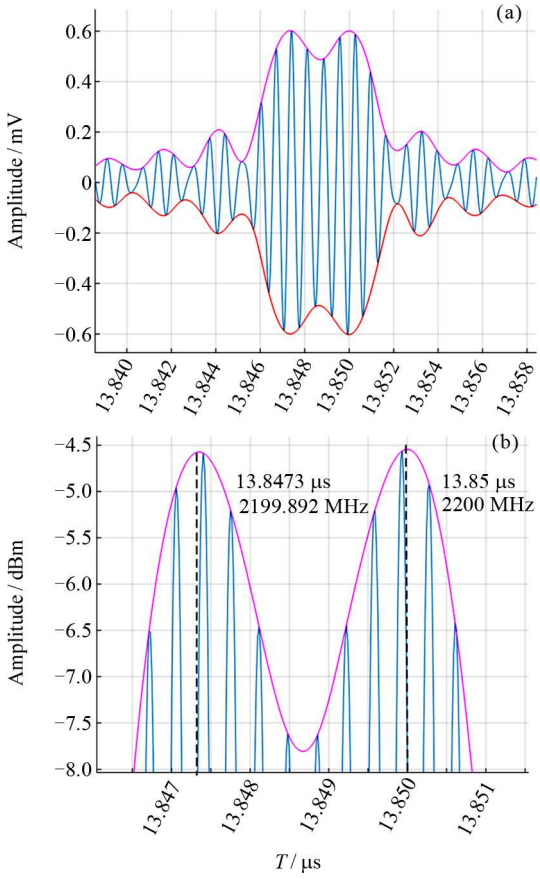


图 14 幅度补偿和相位补偿后输入双音信号的脉冲压缩曲线

Fig. 14 Pulse compression curve of a two-tone signal input after amplitude and phase compensation

4 结语

设计了基于 Chirp 变换的频谱分析仪, 并利用搭建的原理实验系统进行了测试验证. 该设计采用模拟和数字相结合的方案, 压缩线采用中国科学院声学研究所研制的 400 MHz 带宽声表面波滤波器, 展宽线采用数字直接频率合成技术, 对 DDS 芯片 AD9914 产生的频率为 0.6~1.4 GHz 的信号进行变频、放大、滤波等处理得到. 搭建的原理实验系统实现了频谱分析功能, 分析带宽为 400 MHz, 频率分辨率达到 152 kHz, 功耗约为 3.6 W.

针对原理实验系统实现的频率分辨率与理论指标 100 kHz 存在差距的问题, 通过建立 Chirp 变换频谱分析仿真模型, 对影响频率分辨率的因素进行了分析. 仿真结果表明, 利用压缩线声表面波滤波器的实测幅频特性和相频特性可获得幅度和相位补偿曲线, 从而进行幅相失配补偿, 将频率分辨率提高至 108 kHz. 本文研究工作可为基于 Chirp 变换的深空太赫兹频谱仪研制奠定基础.

参考文献

[1] YU Xiaoyou, LI Renfa, YU Fang, *et al.* Terahertz (THz) technology and its application in deep space exploration [C]//Proceedings of the Fifth Annual Conference of Deep Space Exploration Technology Committee of Chinese Astronautical Society. Beijing: 2008: 220-223 (余小游, 李仁发, 余方, 等. 太赫兹 (THz) 技术及其在深空探测中的应用 [C]//中国宇航学会深空探测技术专业委员会第五届学术年会论文集. 北京: 2008: 220-223)

[2] COLLINS J D, SCIARRETTA W A, LI Shuyun. Signal processing with CCD technology and SAW technologies [J]. *Radar ECM*, 1981, **8**: 20-30 (COLLINS J D, SCIARRETTA W A, 李淑云. 采用 CCD 技术和 SAW 技术的信号处理 [J]. 雷达与对抗, 1981, **8**: 20-30)

[3] YAN Dashuai, ZHANG Dehai, LU Hao. Design of 2.4 GHz spectrum analyzer digital unit based on FPGA [J]. *Elect. Design Eng.*, 2017, **25**(10): 166-173 (闫大帅, 张德海, 陆浩. 基于 FPGA 的频谱仪 2.4 GHz 数字单元设计 [J]. 电子设计工程, **25**(10): 166-173)

[4] WANG Jingsheng. Experimental scheme of solar meter wave radio acousto-optic spectrometer [J]. *Astron. Res. Technol.*, 1979, **4**: 21-27 (王京生. 太阳米波射电声光频谱仪实验方案 [J]. 天文研究与技术, 1979, **4**: 21-27)

[5] WU Ran, ZHU Ji, LIU Biao, *et al.* Acousto-optics frequency spectrum analyzer achieving real-time frequency de-

tection of the wide-band signals [J]. *Infrared Laser Eng.*, 2006, **35**(S4): 371-376 (吴冉, 朱吉, 刘彪, 等. 实现宽带信号实时测频的声光频谱分析仪 [J]. 红外与激光工程, 2006, **35**(S4): 371-376)

[6] WANG Shulan, FU Qijun, JI HuiRong, *et al.* 1∼2 GHz microwave Ⅲ type eruption in solar radio fast spectrometer on observation [J]. *Acta Astrophys. Sin.*, 1999, **19**(3): 324-332 (王淑兰, 傅其骏, 姬慧荣, 等. 微波Ⅲ型爆发在 1∼2 GHz 太阳射电快速频谱仪上的观测 [J]. 天体物理学报, 1999, **19**(3): 324-332)

[7] HE Xiaoqi. A Chirp-Transform Based Broadband and Low Power Consumption Spectrum Analyzer [D]. Beijing: University of Chinese Academy of sciences (National Space Science Center, Chinese Academy of Sciences), 2018 (贺小琦. 基于 Chirp 变换的宽带、低功耗空间探测频谱仪技术研究 [D]. 北京: 中国科学院大学 (中国科学院国家空间科学中心), 2018)

[8] GULKIS S, FRERKING M, CROVISIER J, *et al.* MIRO: Microwave Instrument for Rosetta Orbiter [J]. *Space Sci. Rev.*, 2007, **128**(1/2/3/4): 561-597

[9] MIKKO, KOTIRANTA, KARL, *et al.* Optical design and analysis of the submillimeter-wave instrument on JUICE [J]. *IEEE Trans. Terahertz Sci. Technol.*, 2018, **99**: 1

[10] FAN Jiangtao, MA Guanyi, WAN Qingtao, *et al.* Chirp signal application in astronomical obser- vation [J]. *Astron. Res. Technol.*, 2017, **14**(4): 443-451 (范江涛, 马冠一, 万庆涛, 等. Chirp 信号在天文观测中的应用 [J]. 天文研究与技术, 2017, **14**(4): 443-451

[11] OSTERSCHEK K, HARTOGH P. A fast, high resolution chirp transform spectrometer for atmospheric remote sensing from space [C]//International Geoscience & Remote Sensing Symposium. Espoo: IEEE, 1991: 979-982

[12] HARTOGH P, HARTMANN G K. A high-resolution chirp transform spectrometer for microwave measurements [J]. *Meas. Sci. Technol.*, 1990, **1**(1): 592

[13] OTTO O W. The Chirp Transform Signal Processor [C]//Ultrasonics Symposium. Annapolis: IEEE, 1976: 365-370

[14] JACK M A, GRANT P M, COLLINS J H. The theory, design, and applications of surface acoustic wave Fourier-transform processors [J]. *Proc. IEEE*, 2005, **68**(4): 450-468

[15] PENG jiangling, LIU Jixue, ZHANG Zhengrong, *et al.* Chirp Fourier transformer [J]. *Piezoelect. Acousto-Optics*, 2005, **27**(1): 4-6 (彭江陵, 刘积学, 张峥嵘, 等. Chirp 傅里叶变换器 [J]. 压电与声光, 2005, **27**(1): 4-6)

[16] CAO Liang. The development of surface wave acoustic wave technology and industry in China [J]. *Tech. Acoust.*, 2013, **21**(6): 9-12 (曹亮. 我国声表面波技术和产业的发展 [J]. 声学技术, 2013, **21**(6): 9-12)

[17] WANG Min, XU Wenqiu. Principle and application of acoustic surface wave dispersion delay line [J]. *Electron. Technol.*, 1981, **5**: 19-22 (王敏, 徐文秋. 声表面波色散延迟线的原理及应用 [J]. 电子技术, 1981, **5**: 19-22

[18] SHEN Xiannian. Design and research of a surface acoustic wave filter [J]. *China New Telecommun.*, 2012, **23**: 77-78 (沈献念. 一种声表面波滤波器的设计与研究 [J]. 中国新通信, 2012, **23**: 77-78)

[19] XIE Tao, ZHANG Deping, LUO Hui, *et al.* Design of AD9914-based new coherent signal source for all-digital wideband millimeter-wave [J]. *Modern Electron. Tech.*, 2015, **38**(11): 50-53 (谢滔, 张德平, 罗慧, 等. 基于 AD9914 的新型全数字宽带毫米波相参信号源设计 [J]. 现代电子技术, 2015, **38**(11): 50-53)

[20] HE Xiaoqi, DONG Xiaolong, ZHU Di, *et al.* Design and test of a broadband low-power spectrometer for deep space exploration [J]. *Elect. Design Eng.*, 2019, **27**(3): 178-183,188 (贺小琦, 董晓龙, 朱迪, 等. 一种用于深空探测的宽带低功耗频谱仪的设计与试验 [J]. 电子设计工程, 2019, **27**(3): 178-183,188)