

doi: 10.11823/j.issn.1674-5795.2019.05.05

Chirp 变换频谱分析仪的设计及其数字部分的实现

周海松¹, 马骊群¹, 刘梦伟², 宫俊杰²

(1. 航空工业北京长城计量测试技术研究所, 北京 100095; 2. 中国科学院声学研究所, 北京 100080)

摘 要: 太赫兹频谱分析仪应用技术中, Chirp 变换频谱分析应用了声表面波滤波器件, 能够保障中频、分辨率等参数, 满足深空探测领域对稳定性和功耗的严格要求。但目前国内的 Chirp 变换频谱分析仪只能处理 400 MHz 带宽的输入信号, 不能完全满足应用需要。为了提高带宽, 本文围绕 1 GHz 带宽声表面波滤波器件, 利用直接数字频率合成技术产生与其匹配的 2 GHz 带宽的线性调频信号, 设计了带宽为 1 GHz, 中心频率为 3.2 GHz 的频谱分析仪, 并对数字部分进行了实现和结果分析验证。

关键词: 太赫兹; 频谱分析仪; 基于声表面波的 Chirp 变换; 1 GHz 带宽

中图分类号: TB9; TN98

文献标识码: A

文章编号: 1674-5795(2019)05-0029-08

Design of Chirp Transform Spectrum Analyzer and Realization of Its Digital Part

ZHOU Haisong¹, MA Liqun¹, LIU Mengwei², GONG Junjie²

(1. Changcheng Institute of Metrology & Measurement, Beijing 100095, China;

2. The Institute of Acoustics of the Chinese Academy of Sciences, Beijing 100080, China)

Abstract: In the application technology of terahertz spectrum analyzer, Chirp transform spectrum analysis uses surface acoustic wave filter, which can guarantee the parameters such as intermediate frequency and resolution, and meet the strict requirements of stability and power consumption in deep space exploration. However, the current Chirp transform spectrum analyzer in China can only process 400 MHz bandwidth input signal, which can not fully meet the application needs. In order to improve the bandwidth, a frequency analyzer with 1 GHz bandwidth and 3.2 GHz center frequency is designed in this paper. The digital part is implemented and the results are analyzed and validated.

Key words: terahertz; spectrum analyzer; Chirp transform based on SAW; 1 GHz bandwidth

0 引言

太赫兹波是指频率范围为 0.1 ~ 10 THz 的电磁波, 它的波段处于微波与红外光间。人们尚未充分认知和利用它的频谱资源^[1-3]。太赫兹波具有很多优良的性质: 对于很多非极性物质具有很好的穿透性; 光子能量低; 对水分子很敏感等^[4]。由于其具有的特殊性质, 全世界都处于研究太赫兹技术的热潮中^[5]。特别是深空探测领域, Rosetta 彗星探测卫星^[6]和将在 2022 年发射的木星冰月探测器^[7]中都有它的身影。在计量领域, 太赫兹也有着非常好的发展前景。应用太赫兹信号进行成分、深度等信息的无损探究将是计量人探索的重点^[8-15]。

太赫兹频谱分析仪的结构由三部分构成: 前段天线、中频处理单元和频谱分析后端^[16]。由于太赫兹波段所处频带频率高于常规电子设备可用的微波射频波段, 同时低于光学设备可分析的可见光波段, 因此通

常采用外差接收的方法对太赫兹波段的频谱进行观测, 将太赫兹波段信号通过中频处理设备下变频至中频波段, 之后采用高性能的后端频谱分析设备获取宽带和高精度的谱形状^[17-18]。

传统的太赫兹频谱分析仪包括多通道滤波器频谱分析仪(Filter Banks Spectrometer, FBS)、自相关频谱分析仪(Auto Correlation Spectrometer)、声光频谱分析仪(Acousto Optical Spectrometer)和 Chirp 变换频谱分析仪(Chirp Transform Spectrometer, CTS)^[19]。多通道滤波器频谱分析仪在工作中心频率、带宽都不高的同时功耗高, 质量大, 不能满足各领域对太赫兹频谱分析仪的需求^[20-21]。声光型频谱分析仪集成了机、光、电三方面技术使其在频谱分析上表现优秀, 但同样使其功率高、成本高; 此外, 它的特殊结构使其稳定性受到了限制^[22-26]。目前满足各领域对太赫兹频谱技术要求的是自相关频谱分析仪和 Chirp 变换频谱分析仪^[27-30]。其中, 对于稳定性和功耗要求极为严格的深

空探测领域, Chirp 变换频谱分析仪凭借其优秀的性能具有广阔的应用前景。本文研究的太赫兹频谱分析仪选用的变换方法是 Chirp 变换频谱技术。这种频谱技术能够满足大部分太赫兹频谱分析仪高分辨率、高工作中频的要求, 其低功耗的特点更是为太赫兹频谱分析仪的小型化提供了直接帮助。

深空探测等领域, 目前国内 Chirp 变换频谱分析后端达到的 400 MHz 带宽还需要进一步发展^[31-32]。频谱分析后端处理信号的带宽决定了频谱分析仪系统分析信号的带宽。针对目前 Chirp 变换频谱分析后端带宽不足的问题, 本文开展了基于 1 GHz 带宽声表面波线性调频信号处理器的频谱分析仪设计研究。

1 基于 Chirp 变换的频谱分析方法

Chirp 信号是一种频率随时间有规律地连续变化的信号。相比于单频信号, 它具有更好的自相关性。Chirp 变换即 Chirp 傅里叶变换 (Chirp Fourier Transform, CFT), 使用 Chirp 信号脉冲压缩技术实现傅里叶变换。

设输入信号为 $f(t)$, Ω 为信号的角频率, 则有

$$F(\Omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} f(t) e^{-j\Omega t} dt \quad (1)$$

利用如式(2)所示等价关系

$$\Omega = \mu\tau = \frac{1}{2}\mu t^2 + \frac{1}{2}\mu\tau^2 - \frac{1}{2}\mu(t - \tau)^2 \quad (2)$$

得到

$$\begin{aligned} F(\mu\tau) &= \int_{-\infty}^{+\infty} f(t) \cdot e^{-j\frac{1}{2}\mu t^2} \cdot e^{j\frac{1}{2}\mu(t-\tau)^2} \cdot e^{-j\frac{1}{2}\mu\tau^2} dt \\ &= e^{-j\frac{1}{2}\mu\tau^2} \int_{-\infty}^{+\infty} f(t) \cdot e^{-j\frac{1}{2}\mu t^2} \cdot e^{j\frac{1}{2}\mu(\tau-t)^2} dt \end{aligned} \quad (3)$$

式(3)表示, 将输入信号 $f(t)$ 先与一个 Chirp 信号相乘, 得到新的时间变换, 再与一个 Chirp 信号卷积, 最后与 Chirp 信号校正相位项相乘, 可以得到真实的傅里叶变换。由于第二个相乘的 Chirp 信号为校正相位项, 本系统中不作关注, 可以省略。将 Chirp 变换缩写为“ $M-C$ ”, M 代表相乘运算, C 代表卷积运算。由于相乘的 Chirp 信号与卷积的 Chirp 信号持续时间不同, 存在两种 Chirp 变换的形式: 当卷积的 Chirp 信号持续时间比相乘的 Chirp 信号持续时间长时, 称为 $M(s)-C(l)$; 当卷积的 Chirp 信号持续时间比相乘的 Chirp 信号持续时间短时, 称为 $M(l)-C(s)$ ^[33]。

图 1 为 Chirp 变换框图, 其中输入信号为 $f(t)$, 第一个与输入信号相乘的 Chirp 信号为 $C_1(t)$, 用于卷积的声表面波延迟线单位冲激响应为 $H_0(t)$, 相乘的 Chirp 信号持续时间为 T_1 , 卷积的 Chirp 信号持续时间为 T_0 。

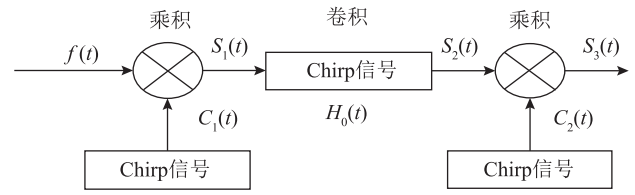


图 1 Chirp 变换框图

Chirp 信号 $C_1(t)$ 形式如式(4)所示。其中 $\text{rect}(\frac{t-t_1}{T_1})$ 表示中心为 t_1 , 持续时间为 T_1 的矩形窗函数。 $W(t)$ 为任意值的权重函数, φ 为相位, μ 表示斜率, ω 为 Chirp 信号的中心频率。

$$C_1(t) = \text{rect}(\frac{t-t_1}{T_1}) \cdot W(t) \cdot \cos(\omega t \pm \frac{1}{2}\mu t^2 + \varphi) \quad (4)$$

数学模型 $M(s)-C(l)$ 中, 有 $T_0 > T_1$ 。通过计算, 输入信号经过与 Chirp 信号相乘和卷积后的输出 $S_2(t)$

是 $\hat{f}(\tau) = f(\tau) \text{rect}(\frac{\tau - \frac{1}{2}T_1}{T_1})$ 的傅里叶变换, 要求输入信号 $f(t)$ 持续时间不能大于 T_1 , 进行连续波分析时不满足要求。

而在 $M(l)-C(s)$ 模型中, 有 $T_1 > T_0$ 。输入信号经过与 Chirp 信号相乘、卷积后的结果表示为 $\hat{f}(\tau) = f(\tau) \text{rect}(\frac{\tau - t - \frac{1}{2}T_0}{T_0})$ 的傅里叶变换, 其中的矩形窗函数是关于时间 t 的函数, 对输入信号持续时间没有限制, 因此可以进行长时间连续波谱分析。且其分析输入信号的带宽如式(5)所示。

$$B = \frac{\mu(T_1 - T_0)}{2\pi} \quad (5)$$

运算过程的处理效率为

$$\eta = \frac{T_1 - T_0}{\max(T_1, T_0)} \times 100\% \quad (6)$$

为了使系统达到尽量高的工作效率, 选择 $T_1 = 2T_0$, 即相乘的 Chirp 信号的色散时间和带宽为卷积的 Chirp 信号的 2 倍。此时单个 Chirp 变换的效率为 50%, 设计两个分支, 通过射频开关的切换实现合作, 可以使系统处理效率达到 100%^[34]。

2 频谱分析仪系统结构设计

2.1 总体方案设计

本系统利用基于声表面波的 Chirp 变换实时分析经过中频处理的连续信号, 选用可以分析连续波信号的

$M(l)-C(s)$ 运算模型进行系统设计, 其原理框图如图 2 所示。其中, 持续时间长的用于相乘的 Chirp 信号为展宽线(Expander), 持续时间短的用于卷积的 Chirp 信号为压缩线(Compressor)。

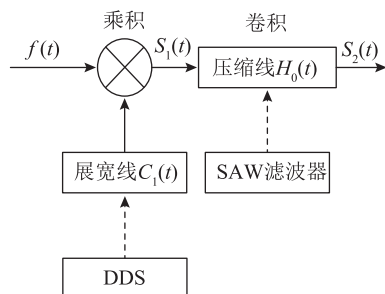


图2 Chirp变换频谱分析仪方案设计框图

本系统采用模拟和数字方式相结合的方案进行实现, 其中压缩线利用声表面波滤波器实现(模拟形式), 展宽线利用直接数字频率合成技术实现(数字形式)。通过模拟与数字方式结合实现的系统具有实时性好、功耗低、体积小、成本较低等优点。

2.2 压缩线的选择

对于 Chirp 变换频谱分析仪, 压缩线是系统的核心器件, 频谱分析仪的带宽即等于压缩线的带宽。因此选用带宽合适的压缩线器件非常必要。本文选用中国科学院声学研究所研制的 1 GHz 带宽声表面波压缩线作为系统压缩线, 其中心频率为 1.6 GHz, 带宽为 1 GHz, 色散时间为 10 μs , 色散斜率为 100 THz/s, 插入损耗为 -57 dB, 是沟槽反射阵列型压缩线。

声表面波(Surface Acoustic Wave, SAW)是沿物体表面传播的一种弹性波, 在基片中传播时具有损耗低、色散可以忽略等特点^[37]。沟槽型反射阵列型压缩线利用离子束在基片上刻蚀出一系列倾斜排列且间距按线性变化的反射沟槽^[35], 输入换能器发出声信号, 不同频率的信号在不同沟槽反射后到达输出换能器, 实现色散延迟。其脉冲响应如式(4)所示。

2.3 展宽线的选择

与 1 GHz 带宽的压缩线同理, 2 GHz 带宽的线性调频信号压缩线是本系统的重要组成部分。根据式(6), 展宽线带宽、色散时间为压缩线的两倍, 需要中心频率 1.6 GHz、带宽 2 GHz、色散时间 20 μs 的线性调频信号。由于信号频率高, 带宽大, 选用直接数字频率合成技术(Direct Digital Synthesizer, DDS)产生所需信号。

DDS 是第三代频率合成方法, 它采用数字采样的

方法, 将数字信号处理的相关原理和频率合成相结合, 具有低成本、低功耗、高分辨率和转换时间快等优点^[36]。

3 展宽线的设计和实现

本系统中展宽线选用直接数字频率合成技术产生 2 GHz 带宽线性调频信号。但目前 DDS 技术能够直接产生的信号频率为 0 ~ 1.4 GHz, 功率为 -5 dBm 左右。在频率和功率上不能满足要求, 需要通过倍频、放大等操作才能满足展宽线的指标要求。而目前较常见的倍频器输入功率均不低于 10 dBm, 因此 DDS 芯片产生的初始信号在进行倍频操作前需要进行功率放大。由于倍频器是无源器件, 在实现频率放大的同时会牺牲一些功率。因此, 为了保障展宽线的功率, 在倍频后, 信号还需要进行二次放大操作。展宽线设计框图如图 3。

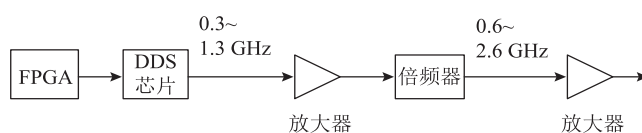


图3 展宽线设计框图

3.1 DDS 芯片的选择与配置

本系统选用 AD9914 型 DDS 芯片产生线性调频信号, 它可以产生 1.4 GHz 的高频信号。配置 AD9914 产生 0.3 ~ 1.3 GHz 的信号, 经过倍频操作, 能够达到展宽线频率 0.6 ~ 2.6 GHz 的要求。本设计为单分支 Chirp 变换频谱分析仪, 根据式(6), 通过配置占空比为 100% 可以实现 50% 的系统效率。因此, 配置 AD9914 产生频率 0.3 ~ 1.3 GHz, 扫描时间 20 μs , 占空比为 100% 的线性调频信号, 如图 4 所示。

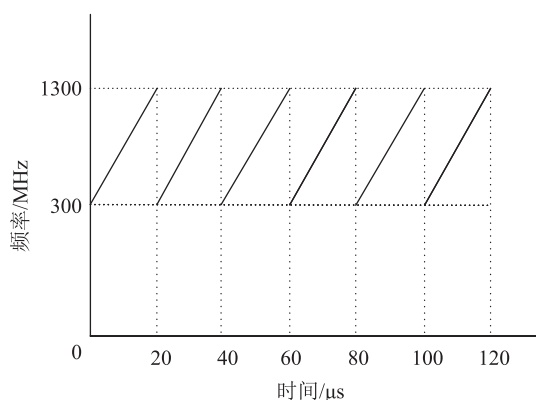


图4 AD9914 产生信号示意图

选用 Spartan6 系列 XC6SL9 型 FPGA 配置其寄存器, 图 5 为 Xilinx ISE 软件中的仿真图。

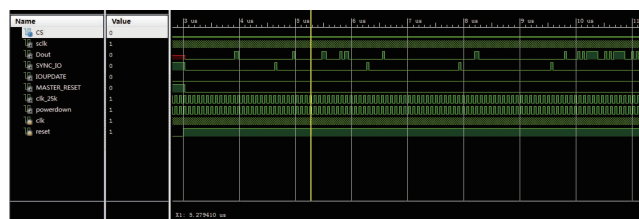


图 5 FPGA 仿真时序图

3.2 展宽线的实现

对 FPGA 编程配置 AD9914 寄存器后, 按图 6 对展宽线进行搭建和调试, 实物图如图 7 所示。其中放大器选用 ZX60-V63+, 能够将 0.05 ~ 6 GHz 信号放大约 20 dB, 1 dB 压缩点约为 18.5 dBm; 倍频器选用 FK-3000+, 能够将 140 ~ 3000 MHz 信号进行倍频, 插入损耗约为 11 dB。

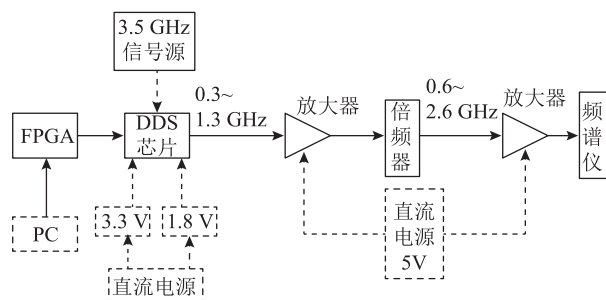


图 6 展宽线硬件连接框图

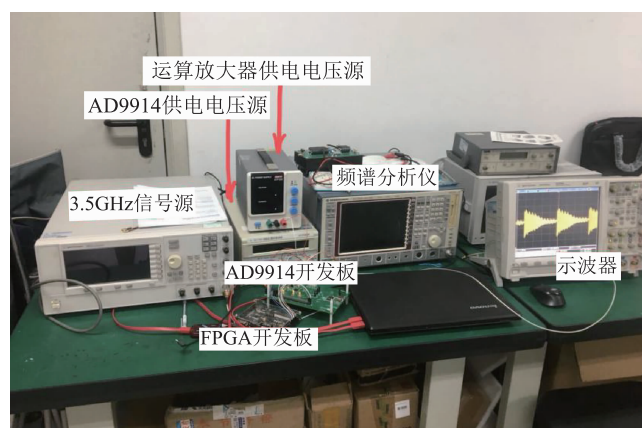


图 7 搭建展宽线实物图

①AD9914 输出的线性调频信号

用杜邦线连接 AD9914 开发板与 FPGA 开发板对应引脚, 烧写程序, 测试输出波形如图 8 所示。信号频

率为 0.3 ~ 1.3 GHz, 功率为 -7.13 ~ -3 dBm, 杂散约为 20 dBm。输出信号时频率和功率都满足要求。

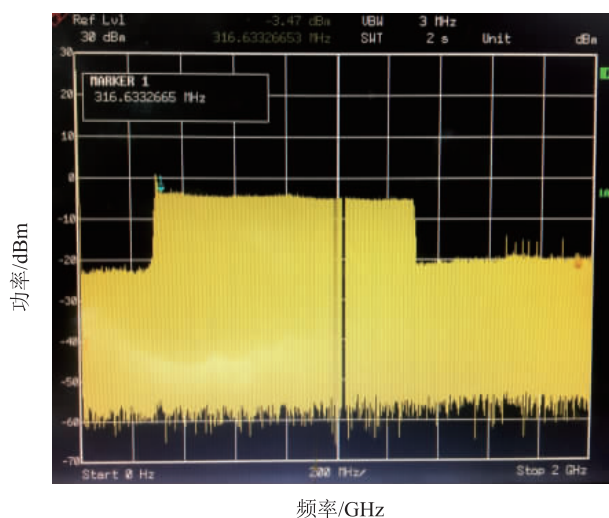


图 8 AD9914 产生线性调频信号

②一级放大后的线性调频信号

为使信号满足倍频器 12 dBm 输入功率要求, 将其通入放大器。放大后信号如图 9 所示, 信号功率为 12 ~ 16.42 dBm, 功率增益为 18.75 ~ 20 dB, 杂散约为 20 dB。

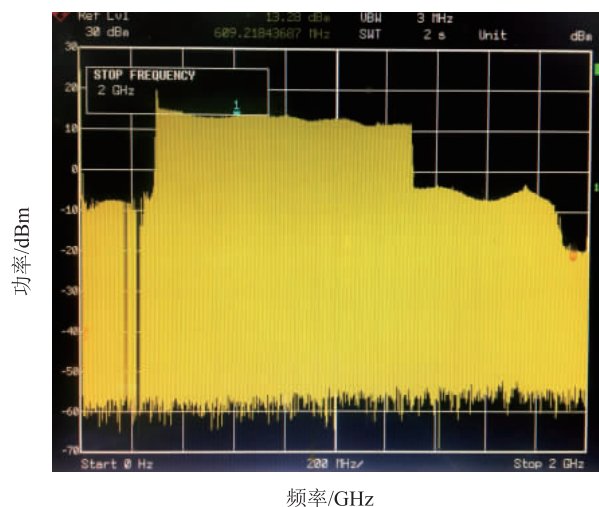


图 9 原始信号放大后频谱图

③放大-倍频后的线性调频信号

放大后的信号功率达到了倍频器 FK-3000+ 要求的 12 dBm。将放大器输出信号通入倍频器, 输出信号如图 10。信号频率为 0.6 ~ 2.6 GHz, 信号功率为 -5 ~ -1.5 dBm, 较倍频前降低了 15 ~ 20 dB, 杂散约为 14 dB。

④放大-倍频-二次放大后的线性调频信号

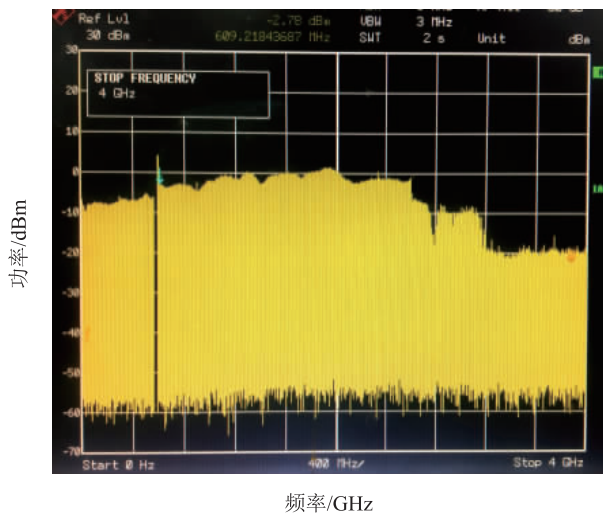


图 10 原始信号放大-倍频后频谱图

倍频器输出信号在频率上满足 0.6 ~ 2.6 GHz 的要求，但功率尚未满足。将倍频器输出信号通入二级放大器，测得输出信号如图 11 所示。信号功率放大至 6.02 ~ 10.68 dBm，增益为 10 ~ 13 dB，信号杂散约为 13 dB。

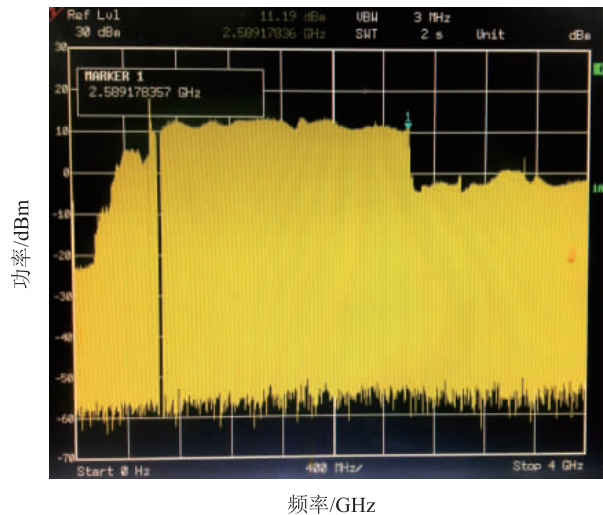


图 11 原始信号二次放大后频谱图

4 信号分析与验证

经过调试，原始信号经过放大、倍频、二次放大后得到的信号在频率上满足要求，但是在功率和信噪比两方面不满足展宽线要求。功率不满足要求的原因可能为：倍频器的插入损耗大；导线的传输线损耗高；放大器的功率增益不足。信噪比不满足要求的原因可能为：导线的 50 Ω 阻抗不匹配；放大器放大了噪声信号。

4.1 导线的传输损耗与阻抗匹配的影响

导线电阻的存在使信号在传输过程中会有一些损耗，在传输高频信号时会格外明显。同时本系统中各器件都需要导线满足 50 Ω 阻抗匹配的条件。

为对导线损耗进行验证，将原始信号通过一根 20 cm 导线后测量功率，对比直接测量功率，得到信号在导线传输中有不足 1 dB 功率的损耗，杂散变化微弱。

为对导线阻抗匹配进行验证，校准网络分析仪后，将系统所用导线一端连接 50 Ω 终端电阻，另一端连接网络分析仪。图 12 的结果显示，传输低频信号时，导线阻值稳定在 50 Ω 左右；传输信号频率为 2 GHz 时，阻值在 30 ~ 70 Ω 范围内变化。导线的阻抗值并不匹配。

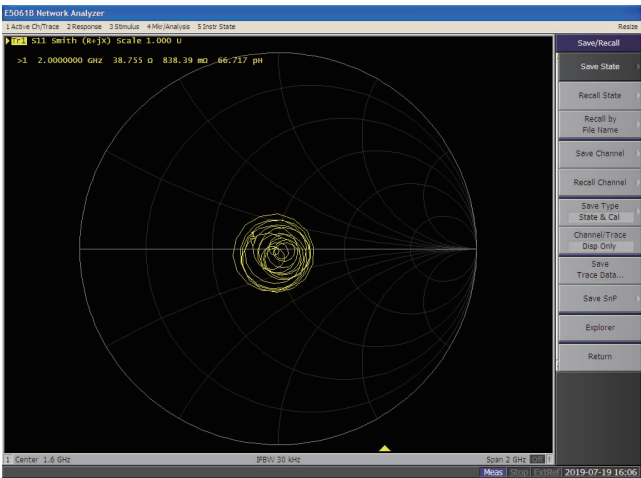


图 12 网络分析仪分析导线结果图

4.2 倍频器插入损耗的影响

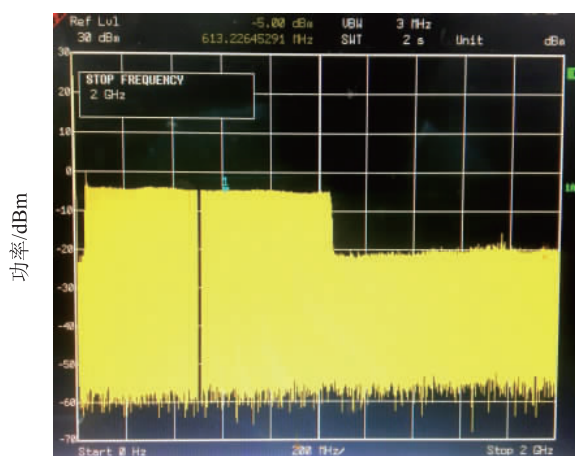
根据倍频器数据手册，插入损耗典型值为 12 dB，最大值为 17 dB。本系统实测值为 14.75 ~ 20.48 dB，对输出信号功率有较大影响，且大于理论最大值。可能的原因有处理信号频率高或带宽大，下面分别进行验证。

①处理信号频率高导致倍频器插入损耗大

令 AD9914 输出 0.05 ~ 1.05 GHz 信号，通入相同的放大器和倍频器，得到带宽、功率相近，中心频率为 1.1GHz 的信号，如图 13 所示。结果表明，经过同样的处理流程，倍频器输出带宽 2 GHz，中心频率 1.1 GHz 的信号时功率降低 16 ~ 19 dB，同样超过理论值。因此高频不是倍频器插入损耗增加的主要原因。

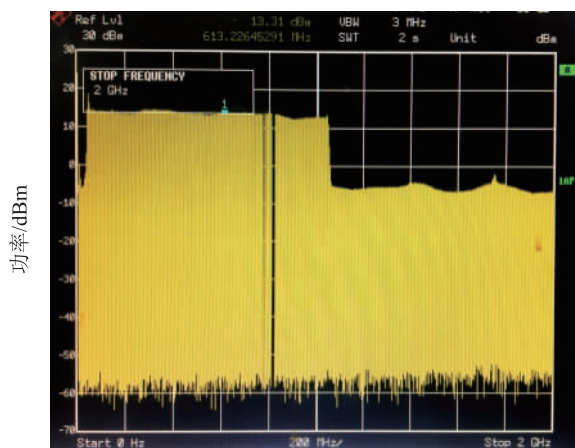
②处理信号带宽大导致倍频器插入损耗大

将 0.6 ~ 1GHz 的线性调频信号，经过相同的放大-倍频处理，得到中心频率为 1.6 GHz，带宽为 0.8 GHz



频率/GHz

(a) 原始信号频谱图



频率/GHz

(b) 信号放大后频谱图

图 13 0.1 ~ 2.1 GHz 信号处理频谱图

的信号。计算得到, 信号在通过倍频器后功率降低了 16 ~ 19 dB, 同样超过理论值; 将频率为 0.8 GHz, 功率同为 -4 dB 的单频信号进行相同处理, 得到功率为 1.6 GHz 的单频信号。此时倍频器带来了 10 dB 的功率损耗, 符合倍频器数据手册中所写的理论值范围。

因此倍频器在处理线性调频信号时, 插入损耗很大, 甚至超过最大值 17.5 dB; 而在处理单音信号时, 插入损耗则会落在典型值范围内。因此在展宽线线性调频信号的处理中, 倍频器的插入损耗大于期望值。

4.3 放大器增益的影响

放大器可以将其放大频率范围内的信号进行功率放大, 本系统中放大器 ZX60 - V63 + 可将 0.05 ~ 6 GHz 的信号进行放大, 大大超过了系统所需放大信号的频带, 对噪声信号进行了放大, 降低了信噪比。

根据图 9 和图 11 所示, 线性调频信号在第一次放

大和第二次放大获得的功率增益不相同。第二级放大电路功率增益低的可能原因有: 输入频率高、输入带宽大、前端电路破坏增益。下面分别对其进行验证。

①处理信号频率高导致放大器增益低。

将与展宽线系统中输入二级放大器的信号带宽、功率相同, 中心频率为 1.1 GHz 的线性调频信号通入相同的二级放大器。信号通入二级放大电路后功率增益同样为 10 ~ 12 dBm, 其功率增益未显著降低。说明输入信号频率大小不是放大器增益改变的主要原因。

②处理信号带宽大导致放大器增益低

将中心频率为 1.6 GHz, 功率为 -5 ~ -2 dBm, 带宽为 0.8 GHz 的信号通入相同的二级放大电路。计算得到, 二级放大电路中信号功率增益同样为 10 ~ 12 dB。

将 1.6 GHz 单频信号通入第二级放大电路, 计算得到功率增益为 16 dB, 达到了放大器功率增益的正常范围。

因此二级放大电路在处理线性调频信号时, 功率增益较低, 甚至不足 10 dB; 而在处理单音信号时, 二级放大电路的增益值则会处于正常范围。

③受前端电路影响增益低

将 150 ~ 650 MHz 的信号进行相同的放大-倍频-放大处理。计算得到, 第二级放大电路功率增益为 10 ~ 12 dB, 低于放大器正常值。而频率、功率相同的原始信号在第一级放大电路得到了 18 ~ 20 dB 的增益, 证明第二级放大器受前端电路结构影响增益降低。

4.4 验证结果与解决方案

①验证结果

本系统中信号在导线传输过程中功率有微弱的衰减, 不是功率未达预期要求的主要原因; 导线的阻抗匹配情况不好, 但对信噪比没有很大的影响。

倍频器在处理线性调频信号时插入损耗会超过其理论值, 同时破坏杂散。

第二级放大电路处理经过放大-倍频的线性调频信号时, 由于信号杂散被破坏, 功率增益达不到理论值。且放大器同样放大了噪声信号, 导致信噪比降低。

②解决方案

对设计方案进行改进: 在二级放大电路后再加入放大电路, 以满足功率的要求; 增加滤波器、衰减器; 尽量选择满足放大频率且放大带宽低的放大器。本系统中低通滤波器选用 VLF - 1400 和 VLF - 2600 分别实现 1400 MHz 和 2600 MHz 信号的滤波。方案如图 14 所示。

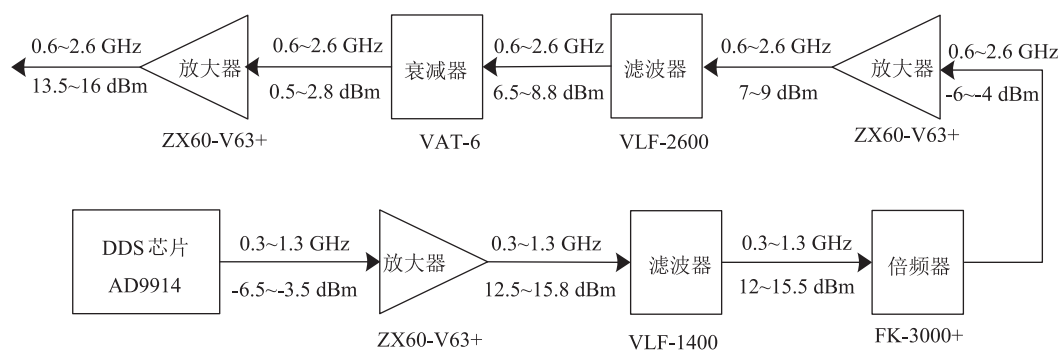


图 14 改进后展宽线信号处理框图

AD9914 开发板输出的原始信号功率不满足倍频器输入功率要求，通入放大器 ZX60 - V63 +，放大至 12.5 ~ 15.8 dBm。放大后的信号通入滤波器以滤除杂波增加杂散。由于滤波器的插损，滤波器输出功率约为 12 ~ 15.5 dBm，满足倍频器输入要求。由于倍频器的插入损耗，通过倍频器后信号功率为 -6 ~ -4 dBm。将信号通入二级放大器，放大后信号功率约为 7 ~ 9 dBm，仍不满足混频器输入要求，需要再次放大。放大前加入滤波器，滤波器输出信号约为 6.5 ~ 8.8 dBm。此时将信号直接通入放大器，输出功率会超过 1 dB 压缩点，导致信号的线性失真。经过计算，为使得放大器输出功率达到混频器输入功率 13 dBm 且不能达到放大器 1 dB 压缩点 18 dBm，选用 VAT - 6 衰减器实现 6 dB 衰减，将信号功率衰减为 0.5 ~ 2.8 dBm。再通入放大器，输出信号频率为 0.6 ~ 2.6 GHz，功率为 13.5 ~ 16 dBm，均满足要求。

5 总结与展望

针对目前太赫兹频谱分析仪后端频谱分析信号频率低、带宽小的问题，本文以基于声表面波的 Chirp 变换为原理，设计了能够处理 2.7 GHz ~ 3.7 GHz 信号的频谱分析仪。该频谱分析仪由压缩线和展宽线构成；压缩线为研制成熟的沟槽型反射阵列压缩线，带宽为 1 GHz；展宽线是与压缩线匹配的 2 GHz 带宽线性调频信号，通过对 DDS 芯片产生的初始信号进行数字信号处理得到。模拟和数字形式相结合的实现方式使得频谱分析仪在实时性、功耗、可实现性上都有优秀的表现。对展宽线进行了实现，并对信号进行分析和验证。随着高时间带宽积的声表面波滤波器的发展，基于 Chirp 变换的频谱分析仪将能够处理更高频高带宽的信号，实现太赫兹在计量领域的进一步应用。

参考文献

- [1] 张健. 加强太赫兹科学技术基础和应用研究[J]. 太赫兹科学与电子信息学报, 2011, 09(3): 2-3.
- [2] 刘丰, 朱忠博, 崔万照, 等. 太赫兹技术在空间领域应用的探讨[J]. 太赫兹科学与电子信息学报, 2013, 11(6): 857-866.
- [3] 丁杰. 基于表面微结构的太赫兹吸收层研究[D]. 成都: 电子科技大学, 2015.
- [4] 龙园, 赵春江, 李斌. 基于太赫兹技术的植物叶片水分检测初步研究[J]. 光谱学与光谱分析, 2017, 37(10): 3027-3031.
- [5] 安全高效树立安检新标杆——亚太赫兹人体安检仪[J]. 科技成果管理与研究, 2016(11).
- [6] Gulkis S, Frerking M, Crovisier J, et al. MIRO: Microwave Instrument for Rosetta Orbiter[J]. Space Science Reviews, 2007, 128(1-4): 561-597.
- [7] Hartogh P, Barabash S, Beaudin G, et al. The submillimetre wave instrument on JUICE[C]// European Planetary Science Congress. 2013.
- [8] 李杰. 太赫兹时域光谱用于成品油识别的研究[D]. 天津: 天津大学, 2012.
- [9] 马晓菁. 核苷等生物分子的太赫兹时域光谱研究[D]. 新疆: 石河子大学, 2008.
- [10] 沈学霖, 朱光明, 杨鹏飞. 航空航天用隔热材料的研究进展[J]. 高分子材料科学与工程, 2016, 32(10): 164-169.
- [11] Chiou C, Thompson R B, Winfree W P, et al. Modeling and Processing of Terahertz Imaging in Space Shuttle External Tank Foam Inspection[C]// AIP Conference Proceedings. American Institute of Physics, 2006: 484-491.
- [12] 沈京玲, 张存林. 太赫兹波无损检测新技术及其应用[J]. 无损检测, 2005, 27(3): 36-37.
- [13] 徐尉宗. 超材料结构设计与太赫兹波调控[D]. 南京: 南京大学, 2017.

- [14] 邢砾云. 航空泡沫芯材及夹层结构的太赫兹无损检测研究[D]. 长春: 吉林大学, 2016.
- [15] 王鸿奎, 杨汝平. 泡沫塑料是毁掉哥伦比亚号航天飞机的祸首[J]. 导弹与航天运载技术, 2004, 131(6): 48-48.
- [16] 刘玥玥, 王志刚, 王猛. 数字中频式频谱仪的分辨率带宽设计[J]. 电子元器件应用, 2011(1): 29-32.
- [17] 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.
- [18] 梁强. 射频频谱分析仪的设计研究[D]. 合肥: 合肥工业大学, 2006.
- [19] 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, 2017(10).
- [20] 班万荣. 频谱分析仪的原理和发展[J]. 现代电子技术, 2005(7): 101-102.
- [21] 柯挺. 带频谱分析仪的 PSKE900 型齿轮单面啮合检查仪[J]. 工具技术, 1982(8): 42.
- [22] 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.
- [23] Esepking N A, Petrunkin V I, Bukharin N A, et al. Acousto-optic spectrum analyzers for radio astronomy[J]. Radiophysics & Quantum Electronics, 1976, 19(11): 1205-1210.
- [24] Rhodes W T. Acousto-optic signal processing: Convolution and correlation[J]. Proceedings of the IEEE, 2005, 69(1): 65-79.
- [25] 周震浦, 海部宣男. 来自恒星的 SiO 同位素分子的微波激光辐射与抽运[J]. 天文学报, 1988, 29(3): 253-259.
- [26] 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.
- [27] 金振宇. 太阳射电频谱仪数据采集与处理(自相关频谱仪原理与应用)[J]. 云南天文台台刊, 2000(1): 67-67.
- [28] 程鹏飞, 黄庚华, 舒嵘. 基于模拟自相关方法的微弱激光脉冲信号检测[J]. 红外与激光工程, 2012, 41(10): 2844-2847.
- [29] 张坚, 王建华. 用于分子谱线观测的 512 路数字式自相关频谱仪[J]. 天文学报, 1995(1): 80-85.
- [30] 徐之材. 紫金山天文台新建的毫米波射电望远镜[J]. 电波科学学报, 1991(Z1): 22-25.
- [31] 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.
- [32] Osterschek K, Hartogh P. A Fast, High Resolution Chirp Transform Spectrometer For Atmospheric Remote Sensing From Space [C]// International Geoscience & Remote Sensing Symposium. 1991.
- [33] Hartogh P, Hartmann G K. A high-resolution chirp transform spectrometer for microwave measurements[J]. Measurement Science and Technology, 1990, 1(7): 592-595.
- [34] 曹亮. 我国声表面波技术和产业的发展[J]. 声学技术, 2013(s1): 9-12.
- [35] 陈志一. 离子束刻蚀制作超宽带雷达声表色散线工艺研究[C]//全国混合集成电路学术会议. 2009.
- [36] 石雄. 直接数字频率合成技术的研究与应用[D]. 武汉: 华中科技大学, 2007.

收稿日期: 2019-08-20; 修回日期: 2019-09-25

基金项目: 国家自然科学基金项目(11374327)

作者简介



周海松(1995-), 男, 北京人, 主要研究方向为数字信号处理。2017年毕业于北京航空航天大学自动化专业, 获得学士学位, 2017年至今在北京长城计量测试技术研究所攻读检测技术与自动化装置专业硕士学位。

第三届三航产业发展论坛, 促进三航产业发展深度融合

2019年10月15日至16日, 第三届中国航天航空航海产业发展论坛在湖南长沙举办。论坛由中国空间技术研究院、中国航空研究院、中国船舶重工集团第七一四研究所、湖南省工业和信息化厅、湖南省商务厅、长沙市人民政府等单位联合主办。此次论坛由主论坛和八个平行分论坛组成, 参会人数近1000人。其中由北京长城计量测试技术研究所与北京东方计量测试研究所联合承办的“三航论坛产业计量测试峰会”受到重点关注。本次峰会进行了全程网络直播, 线上线下共同探讨交流学术问题, 并开展了专家主题报告和高端对话交流, 学术气氛活跃, 获得了航天航空航海领域专家的一致好评。

(摘自 计量测控)