

文章编号: 1000-7031(1999)04-0363-05

外差式声光频谱分析仪的灵敏计算

李也凡

(中国科学院长春物理研究所, 长春 130021)

摘要: 由于电子对抗的迅速发展, 使得射频电信号的频谱分析成为一项关键技术. 声光频谱分析器具有极高的速度, 极大的容量和 100% 的截获率. 特别是外差式的声光频谱分析器还可以具有较大的动态范围和获得射频信号的全部信息的能力. 所以, 如果能在电子援助措施中引入外差式声光频谱分析手段, 势必明显提高系统的处理速度和其他指标. 国外在十余年前便有人开始尝试这类方案. 近来的预警飞机和 JTIDS 使问题变得更加突出. 但在以前国内尚未有人做过此类工作. 我们成功地研制出一台样机, 在此基础上给出了这种体波声光外差接收机的基本原理, 并着重讨论了灵敏度这一重要指标的计算方法等问题. 样机达到如下的设计指标:

激光功率	3mW
动态范围	$\geq 50\text{dB}$
频率分辨率	2MHz
带 宽	20MHz
中心频率	140MHz

关键词: 声光; 外差; 频谱分析; 灵敏度

中图分类号: O426.3 **文献标识码:** A

1 引 言

由于声光布拉格盒用于频谱分析时具有较大的瞬时带宽、较高的速度, 100% 的截获率和同时处理多个射频信号的能力, 使其非常适合应用于实时宽带射频接收机. 然而, 非外差式的声光频谱仪探测的只是偏转光的光强分布, 即进行功率声光频谱分析. 这样, 不仅失去了待测信号的位相信息, 而且检测的动态范围也受到了严重的限制. 为了探测到射频信号所具有的全部信息, 包括幅值、频率以及位相并有效地增加动态范围, 就必须采用光外差探测手段^[1~2]. 实现声光外差的方法是将声光偏转器插入 M-Z 干涉仪中. 图 1 是声光外差接收机的结构图, 在上臂光路中由 Bragg 器件发出的一级衍射光(信号光)经透镜后的焦点, 正好落在下臂参考光路中柱面聚焦透镜的焦线上, 以便在线阵探测器的敏感面上有效地进行干涉(即混频)过程. 其空间频率的 20MHz 带宽, 被探测线阵的 10 个单元分成 10 个信道, 间隔为 2MHz. 下面我们就从光外差探测的基本原理开始讨论体波声光外差接收机的灵敏度.

2 实 验

2.1 光外差探测的基本原理

由于光外差探测是基于两束光在光探测器(又称为光混频器)光敏面上的相干效应,

收稿日期: 1998-10-19; 修订日期: 1999-03-24

作者简介: 李也凡(1958-), 吉林长春人, 理学硕士, 主要从事光学研究.

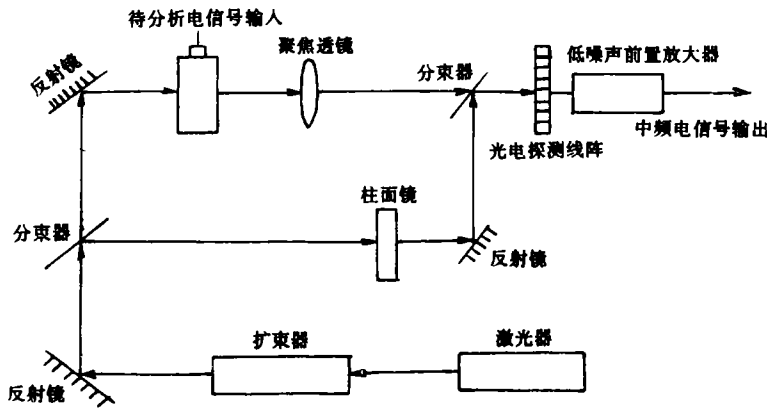


图 1 声光外差接收机的结构图

Fig. 1 Structure of acousto-optic heterodyne frequency spectrum analyzer.

因此, 光外差探测又称为光辐射的相干探测, 或差拍探测. 现在考虑偏振方向相同, 传播方向平行且重合的两束光垂直入射到光混频器上^[3]. 混频后存在的中频信号经过中频放大器滤波和放大、再经过一些处理, 最后得到所需要的信息. 假定光混频器的光敏面积为 A_d , 并在 A_d 上的量子效率 η' 是常数. 信号光电场 $E_s(t)$ 和本振光电场 $E_L(t)$ 分别为 (在此, 由假设而略去了失配角、混频效率等一些问题)

$$E_s(t) = E_s \cos(\omega_s t + \phi_s) \quad (1)$$

$$E_L(t) = E_L \cos(\omega_L t + \phi_L) \quad (2)$$

式中, E_s 和 E_L 分别是信号光电场和本振光电场的振幅, ω_s 和 ω_L 分别是信号光电场和本振光电场的角频率, ϕ_s 和 ϕ_L 分别是信号光电场和本振光电场的初位相. 于是, 在光混频器光敏面上总的光电场为

$$E_i(t) = E_s \cos(\omega_s t + \phi_s) + E_L \cos(\omega_L t + \phi_L) \quad (3)$$

由此可求出光电探测器所输出的中频平均功率为:

$$P_{IF} = \frac{\overline{(V_{IF})^2}}{R_L} = 2 \left(\frac{e\eta'}{h\nu} \right)^2 P_s P_L R_L \quad (4)$$

其中 e 为电子电荷, η' 为探测器的量子效率, h 为普朗克常数, ν 为光频, P_s 为信号光平均功率, P_L 为本振光平均功率, R_L 负载电阻.

2.2 光外差探测的灵敏度

在光外差探测系统中遇到的噪声与直接探测系统中的噪声基本相同, 存在多种可能的噪声源. 在此只考虑不可能消除或难以抑制的散粒噪声和热噪声两种. 在带宽为 Δf_{IF} 的带通滤波器输出端, 散粒噪声和热噪声的表示式分别为:

$$(N_P)_s = 2G^2 e \left[\frac{e\eta'}{h\nu} (P_s + P_L + P_B) + I_D \right] \Delta f_{IF} R_L \quad (5)$$

$$(N_P)_J = 4\kappa T \Delta f_{IF} \quad (6)$$

式中, P_B 为背景辐射功率, I_D 是光混频器的暗电流, G 是光混频器的内部增益. 上式右边前三项分别为信号光、本振光和背景辐射所引起的散粒噪声; 最后一项为光混频器暗

电流所引起的噪声. 式(6)为光混频器内阻和前置放大器负载电阻所引起的热噪声.

根据信噪比的定义, 中频滤波器输出端的(功率)信噪比为:

$$\left(\frac{S}{N}\right)_{\text{IF}} = \frac{P_{\text{IF}}}{N_{\text{P}}} \quad (7)$$

式中 $N_{\text{P}} = (N_{\text{P}})_{\text{s}} + (N_{\text{P}})_{\text{j}}$. 假定光混频器具有内部增益 G , 则光混频器的中频输出功率为:

$$P_{\text{IF}} = 2\left(\frac{e\eta'}{h\nu}\right)^2 G^2 P_{\text{s}} P_{\text{L}} R_{\text{L}} \quad (8)$$

将式(4)、(5)、(6)代入式(7)中, 得到

$$\left(\frac{S}{N}\right)_{\text{IF}} = \frac{G^2 \left(\frac{e\eta'}{h\nu}\right)^2 P_{\text{s}} P_{\text{L}} R_{\text{L}}}{G^2 e \Delta f_{\text{IF}} \left\{ \frac{e\eta'}{h\nu} [P_{\text{s}} + P_{\text{L}} + P_{\text{B}}] + I_{\text{D}} \right\} R_{\text{L}} + 2\kappa T \Delta f_{\text{IF}}} \quad (9)$$

当本振光功率 P_{L} 足够大时(在光外差探测中, 这一点容易做到), 式(9)分母中由本振光引起的散粒噪声远远大于所有其它噪声, 则上式近似为

$$\left(\frac{S}{N}\right)_{\text{IF}} = \frac{\eta' P_{\text{s}}}{h\nu \Delta f_{\text{IF}}} \quad (10)$$

这就是光外差探测系统所能达到的最大信噪比, 是直检式探测系统难以达到的. 因为这时的噪声只是量子(散粒)噪声, 是噪声的理论下限, 所以一般把这种情况称为光外差探测的量子探测极限或量子噪声限.

为求出探测系统的灵敏度, 给出按通常探测信号的最小功率必须满足的公式

$$(S/N)_{\text{IF}} = 1$$

则可探测到的最小光功率为

$$P_{\text{min}} = h\nu \Delta f_{\text{IF}} / \eta'$$

如果光电探测器件选用光电雪崩管(APD), 那么由于存在着内部增益 G (一般可取 $G=100$), 会对探测系统指标的有很大好处. 同时对于硅管, 最坏的情况是其雪崩过程使等效噪声输入功率增加了约 \sqrt{G} 倍, 则上式变为

$$P_{\text{s}} = G^{1/2} h\nu \Delta f_{\text{IF}} / \eta' \quad (12)$$

2.3 设计实例

整机设计指标为: (1)激光功率 3mW; (2)激光波长 670nm; (3)动态范围 ≥ 50 dB; (4)频率分辨率 2MHz; (5)整机带宽 20MHz; (6)中心频率 140MHz. 以下便是在所完成的样机中, 有关灵敏度的设计实例. 在(12)式 $P_{\text{s}} = G^{1/2} h\nu \Delta f_{\text{IF}} / \eta'$ 中, 取 $\eta' = 0.3$; $\Delta f_{\text{IF}} = 10$ kHz; $\nu = c/\lambda = 3 \times 10^8 / 0.67 \times 10^{-6} = 4.5 \times 10^{14}$ (Hz); $h = 6.6 \times 10^{-34}$ (JS⁻¹) 有

$$P_{\text{min}} = (6.6 \times 4.5 / 0.3) \times 10^{-34+14+4+1} \approx 10^{-13} \text{ (W)}$$

即要求信噪比为 1(0dB), 雪崩型探测器所能接收到的最小信号光功率为 10^{-13} W, 或表示成 10^{-7} μW. 例中采用的激光器, 输出最大可达 3mW, 考虑到使用中留出余量, 光路中的损失等因素, 射入声光池的功率可以保证在 100μW 左右, 这种情况下对应的布拉格衍射效率应为

$$\eta \approx 10^{-7} \mu\text{W} / 10^2 \mu\text{W} = 10^{-9}$$

根据实验测量的结果,该机使用布拉格盒的衍射效率与输入的电功率有如下关系:

$$\eta \approx 0.001 \times P_e / \text{mW} \text{ 或 } P_e = 1000\eta \text{ mW}$$

最小值为:

$$P_{e\min} = 10^{3-9} \text{ mW} = 10^{-3} \mu\text{W}$$

即该机的电功率灵敏度为 $10^{-3} \mu\text{W}$,但考虑到失配角,偏振态,混频效率等因素,还应留有 20dB 的设计余量,即 100 倍,这样

$$P_{e\min} = 0.1 \mu\text{W}$$

($R_L = 50 \Omega$ 时电压灵敏度为 $V_{\min} \approx 2.2 \text{ mV}$)

3 结果与讨论

3.1 测试结果

由信号源 (HP8648C) 向样机注入 140.0025MHz, 10dBm 的信号,利用频谱仪 (HP8590L) 可直接观测出实验样机每个信道输出的动态范围,该实验样机任意信道输出的动态范围大于 50dB (输入的电功率为 10dBm),测试结果见图 2. 说明灵敏度不劣于 $0.1 \mu\text{W}$.

3.2 讨 论

1. 计算中未涉及的因素如: 1) 探测器负载的噪声; 2) 电子前置放大器的噪声; 3) 混频效率, 光路损失; 4) 激光的相关长度及噪声等, 只能使动态范围指标下降. 若不考虑这些因素, 则计算结果是动态范围的理论上限. 2. 上述因素可通过采用好的器件 (如激光器, 激光电源); 好的电路 (如无噪偏置); 合理的调节等, 来降低或消除它们对噪声的贡献. 有些因素如光路损失等, 还可以在具体情况下计算或测量出来, 以纳入计算结果. 这样不但使计算精度提高, 也有益于整机指标的提高.

4 结 论

1. 按此方法计算声光频谱仪的灵敏度, 经实验验证是一种比较合理的方法; 2. 无论是理论计算还是实验数据, 都说明其外差声光频谱仪自身的灵敏度和线性动态范围仍有大幅度提高的潜力; 3. 综合考虑起来, 外差声光频谱仪具有很好的应用前景. 特别是对抗一些新的对象 (如 JTIDS), 有可能是非常适合的.

参 考 文 献

- [1] Young E H *et al.*, Proc. Soc. Photo-Opt. Instrum. Eng., 1986, 639:140.
- [2] Xu G D *et al.*, Appl. Phys. Lett., 1991, 58:28.
- [3] Robert Adler. IEEE Spectrum, 1967, 4:42.

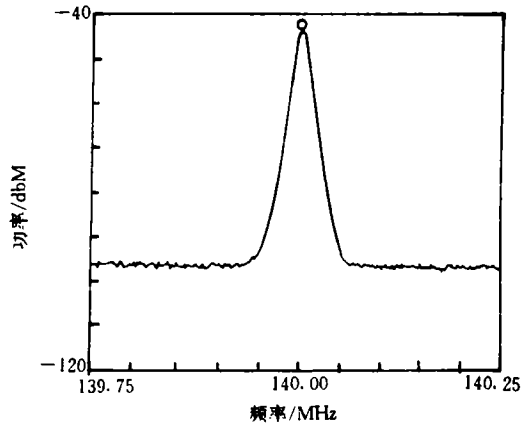


图 2 动态范围测量曲线

Fig. 2 Curve of the dynamic range.

SENSITIVITY AND CALCULATION OF HETERODYNE ACOUSTO-OPTICS FREQUENCY SPECTRUM ANALYZER

LI Yefan

(Changchun Institute of Physics, Chinese Academy of Sciences, Changchun 130021, China)

Abstract

The frequency spectrum analysis of RF signals has become a key technology in modern electronic countermeasures. Acousto-optics frequency spectrum analyzer is very prospective for its performance. To detect all information carried by the RF signals including amplitude, frequency and phase, and to increase significantly the dynamic range, the scheme of AO (Acousto-optics) heterodyne frequency spectrum detection has to be used. In this paper, the principle and realization of a sort of AO heterodyne detection receiver are reported, and especially the method of calculating sensitivity has been discussed in detail which has been proved highly effective by our prototype receiver.

The feature of the AO prototype receiver are as follows:

The dynamic range	$\geq 50\text{dB}$
frequency resolution	2MHz
bandwidth	20MHz
central frequency	140 MHz

Key words: acousto-optics; heterodyne; spectrum analysis; sensitivity