

电路设计建议

由于信号处理方式和热释电探测器的评估方式是非常复杂的，我们很难给出一个通用方案。因此我们在这里列举了一些基本的考虑因素。我们将会在简易功能测试的基础上给出模拟信号处理和各部分元器件设计的思路。类似“集成前置放大器”一章，我们此处也会按照电压模式和电流模式探测器来分别讨论。

结尾内容将展示测量气体浓度的通用电路设计，给出构成此系统的必要元件。

5.1 功能测试

我们必须再一次强调，热释电探测器对于静电放电敏感，因此即使是在功能测试时也需要完全遵守操作注意事项。有关操作注意事项，您可在本产品目录的结尾部分找到，每次探测器发货包裹中也能找到相关文档。

我们可以通过参考探测器数据手册上面所列的参数，进行快速入库检测或判断探测器的功能是否良好。

5.1.1 偏置电压

由于几乎所有 InfraTec 的探测器都安装了放大器（JFET 或者 OpAmp），最简单的测试方式是测偏置电压的值。我们将探测器按照数据手册上面标称的供电电压连接好，如图 31-33 所示。在准热稳态条件下测试室温时的偏置电压。这一测试结果应该在探测器数据手册中偏置电压所列的范围内。

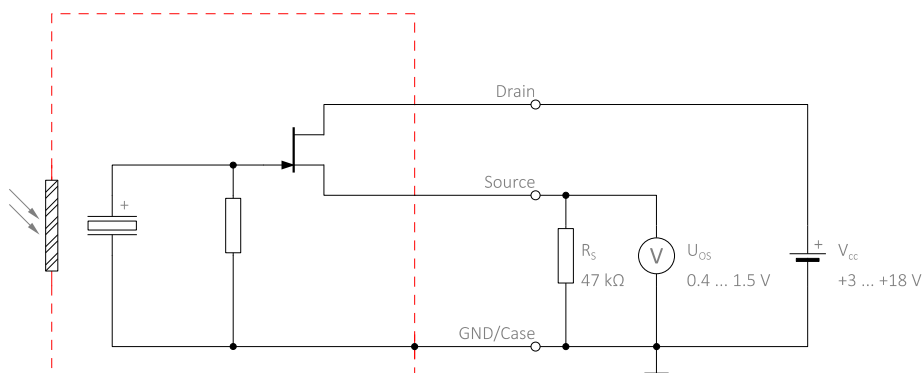


图 31：电压模式探测器如 LME-302 的偏置电压测试

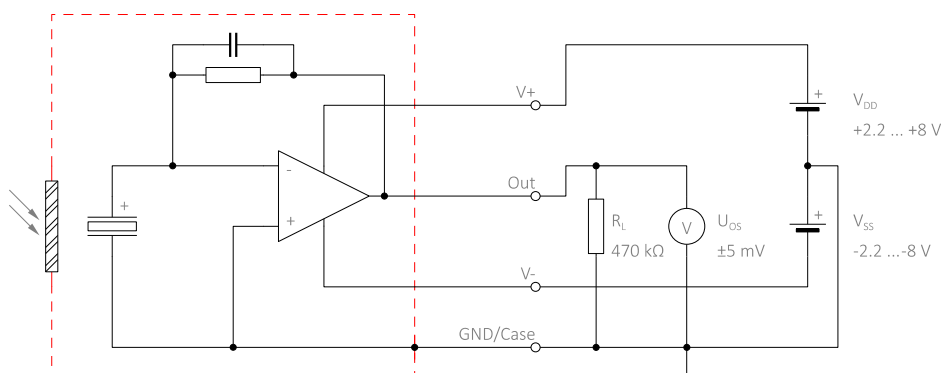


图 32：分离电源电流模式探测器 LME-335 的偏置电压测试

电路设计建议

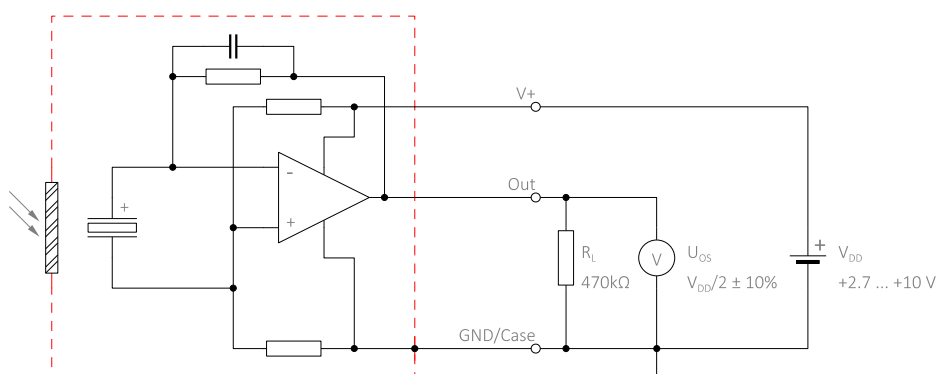


图 33: 单电源电流模式探测器 LME-336 的偏置电压测试

5.1.2 噪声

为了精确测试探测器输出端的电压噪声密度，请确保以下条件：

- 将探测器的通光孔覆盖保护件确保不受环境辐射的影响
- 将探测器与外界环境机械隔离，确保不受振动的影响
- 在探测器到达一个热稳态状态下再开始测试

探测器的电源需要非常稳定，并且确保低噪声，以免探测器噪声受到电源噪声的影响。最简单的方式可以用干电池来实现。另外一个选择是采用线性稳压器，但是必须与其他电路隔离，例如用 LC 滤波器隔离。如果按照上述建议操作，探测器的电压噪声密度可以看成只与频率有关的参数。

之后，记录下探测器的输出信号。为了使探测器的信号与测试设备的输入电压量程匹配，需要使用放大电路。此时放大电路的带宽需比要分析的频率范围略宽，此外，放大电路产生的噪声电压必须比探测器的噪声电压小至少 3 倍。电压噪声密度是频率的函数，可以通过傅里叶变换将记录下的时域信号转换成频域信号并除以噪声带宽的平方根。InfraTec 默认都是采用此方法计算噪声密度。

为了获得可重复的数据，我们推荐使用 1 Hz 噪声带宽，并且每一个独立测量帧的重叠率 > 70%，使用 Blackman-Harris 窗口并且在较长的时间内对测量求平均。

5.1.3 响应率

除了以上描述的这些测试，为了诊断故障还需要测试响应率。可以按照如图 34 所示的装置搭建。为了测试结果能有良好的重复性，我们推荐以下方法：

- 在需要测试的波长范围内，选择一款随时间稳定的红外辐射光源
- 通过机械斩波器的方式调节红外辐射光源稳定在需要的频率下运行
- 如测试噪声电压所述，选择一款稳定且低噪声的电源
- 测试时将探测器与一高热容量的材料相连接，使偏置电压稳定在静态下（尤其对无补偿的电压模式探测器是必须的）
- 测试探测器基波信号的有效值，例如用锁相放大器实现。

电路设计建议

由于辐射能量是恒定的，那么测试的电压信号取决于不同探测器的响应率。

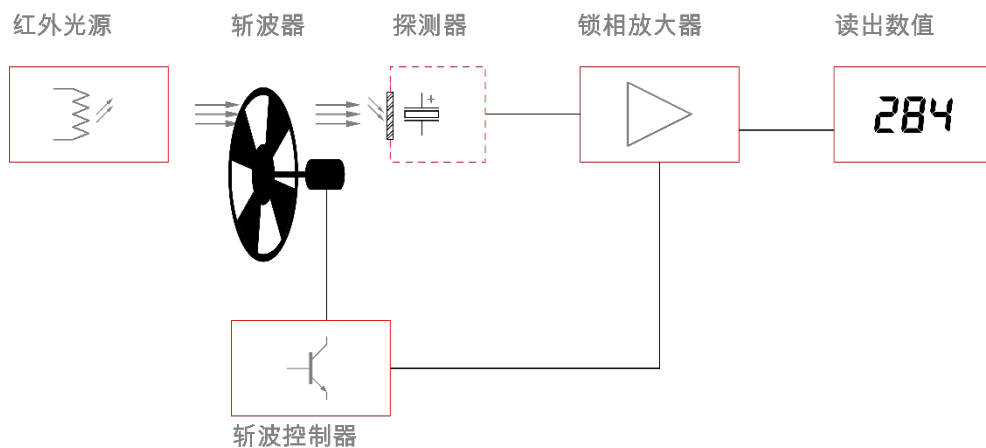


图 34：响应率测试装置的原理图

5.2 模拟信号处理

模拟信号处理是为后续信号处理或者数字化处理而调整探测器的信号。如 2.3 章节所述，电压和电流模式的信号电压和噪声密度相差几个数量级，所以不同的运行模式对电路的要求也不一样。

绝大多数应用中，热释电探测器都是在单一频率下²或窄带频率下³运行。由于激发谐波，耦合干扰，探测器本身噪声或者是环境温度引起的低频扰动，大部分噪声信号发生在上述频率以外。为了降低这些不希望出现的信号部分，我们推荐使用滤波电路。

通常有源滤波器同时具有滤波和放大的作用。此外可能还需要其他放大电路来调节信号的动态范围和偏置来满足 AD 转换器的要求。

5.2.1 电压模式

电压模式探测器典型的交流信号部分大约在几百微伏范围，噪声电压大约在几个微伏范围。JFET 的偏置电压（0.4 ... 1.5 V）仍然会叠加在交流电压部分并作为恒定的分量。通常 AD 转换器的输入电压范围为 0 ... 3.3 V 或者 0 ... 5 V，所以需要放大电路来调节电压范围。并且与此同时采用带通滤波器将信号过滤，如图 35 所示，为一个具有带通特性的同相放大电路。

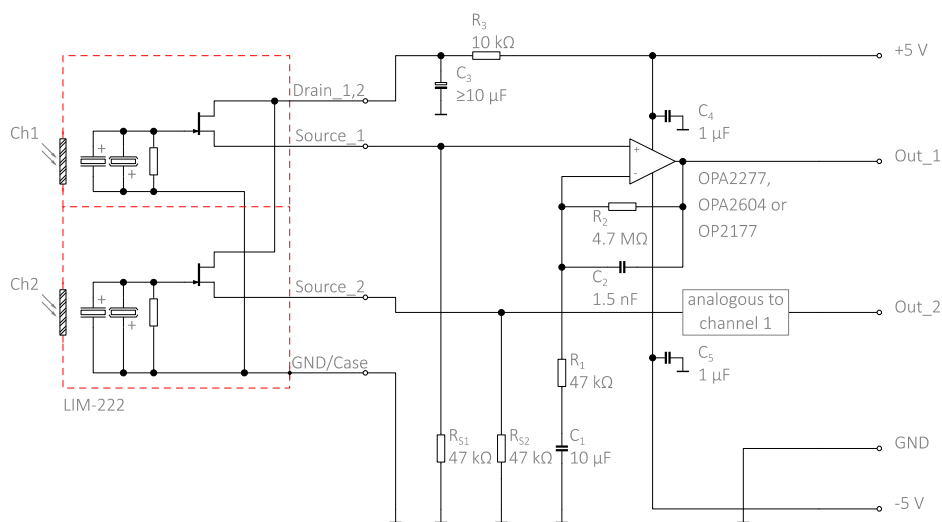


图 35：电压模式双通道探测器的信号处理，采用具有带通特性的同相放大电路

为了使探测器电压能满足后续 AD 转换器的输入电压，必须进行放大。我们需要计算出图 35 中电路的最大增益。首先我们考虑最小偏置电压在稳态时为 0.4 ... 1.5 V。如 3.3.1 章节讨论过的，偏置电压随着温度升高也升高，随温度下降而下降。

放大器输出可能的最小电压必须大于 AD 转换器的参考电位。为了确保这点，放大器的输出电压最低值我们选择 0.1V。假设放大器的输出信号对于偏置电压是对称的，那么最大输出调节电压可用下式表示

²探测器应用于气体分析

³探测器应用于火焰检测

电路设计建议

$$\Delta u_{out,max} = 2 \cdot (u_{OS} - 0.1 V) \quad (44)$$

如图 35 所示的电路结果为 0.6V。

如果探测器的基波输出信号最大幅值为 100 μV ，则峰峰值大约为其 4 倍，（图 7 与图 9 比较得出）。由以上推导得出最大增益为

$$g_{max} = \frac{\Delta u_{out,max}}{\Delta u_{in,max}} \quad (45)$$

上述举例中最大增益为 65 dB。

将电压放大到最大值后，再数字化处理。如果参考电压为 $u_{ref} = 5 V$ ，那么得出只有 $\frac{0.4 V}{5 V} = 8\%$ 这部分 AD 转换的输入电压范围可以利用。对于一个 12 位的 AD 转换器来说并不能满足要求，因为放大器的输出电压转换后数字量只有 320 位。假设由于 AD 转换器与理想值的量化误差或者其他的偏离，最低的两个有效位是不可用的，那么即使在最大的增益下数字化，也只能区分 7 个电压电位。对于气体浓度测试，显然是不够的。

所以实际应用需要更高位数的 AD 转换器，这样增益要求就可以适当降低，可以用标准元器件组成单个放大级来实现。

上述电路中信号被放大了 100 倍（40 dB），从图 36 可以看出其增益的频率响应。为了能以足够的分辨率使微小信号数字化，这里采用 16 位的 ADC，可以分辨超过 100 个电压电位。

如图 36 所示，拐点频率为 $f_{HP} = 0,3 \text{ Hz}$ 和 $f_{LP} = 22 \text{ Hz}$ ，所以在频率 1 ... 10 Hz 之间，增益为一个恒定值。

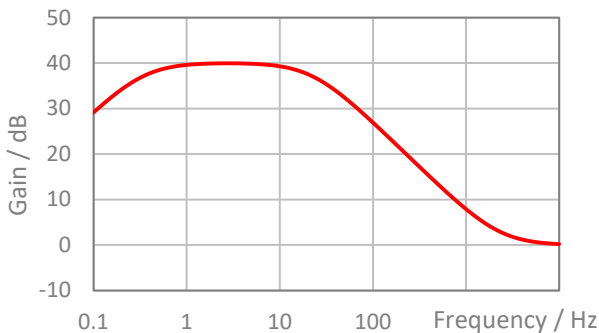


图 36: 图 35 中的有源带通滤波器的增益随频率的响应

低阶带通滤波器在模数转换前已经足以消除低频信号和噪声干扰，同样也可以消除高频干扰。之后，在最终信号得出前带宽会被数字滤波器进一步限制。

通过定义拐点频率和增益，此组件的值可以量化为

$$f_{HP} = \frac{1}{2\pi f R_1 C_1}, \quad f_{LP} = \frac{1}{2\pi R_2 C_2}, \quad |A_V| = \left| 1 + \frac{Z_2}{Z_1} \right| \quad (46)$$

有

电路设计建议

$$Z_1 = R_1 + \frac{1}{j\omega C_1} = \frac{j\omega R_1 C_1 + 1}{j\omega C_1}$$
$$Z_2 = R_2 || C_2 = \frac{R_2}{j\omega R_2 C_2} \quad (47)$$

热释电探测器只需要使用简单低廉的运算放大器即可，这点是热电堆探测器做不到的。当然，如果要得到最优的信噪比，我们还是推荐采用低噪声放大器。

噪声

前文提到过，电路的元器件选择上面要保证其对整个探测器噪声的影响可以被忽略不计。如果某个噪声源比起主要噪声源要小三倍以上，由于总的噪声是每个独立噪声源的累积（见式 28），我们可以将这一噪声忽略。图 37 所示为噪声模型，可以看出图 35 给出的电路中除了探测器噪声外，还有 6 种噪声源。为了表述简单，已将电容和电阻合并成了复阻抗量。

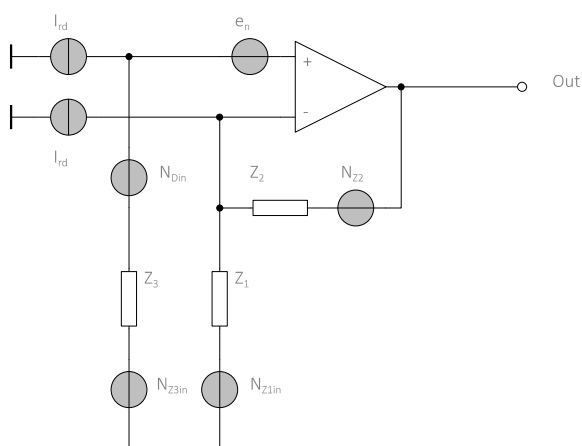


图 37: 图 35 放大电路的噪声模型

位于同相放大输入端和地之间的阻抗 Z_3 ，包括了并联的源极电阻 R_{S1} 和 JFET 的动态输出电阻。

表 8 给出了所有噪声对输出信号的影响，包括电阻的热噪声，运算放大器输入电流和输入电压的噪声

电路设计建议

噪声源	噪声密度
OpAmp 输入电压噪声	$N_{uOP} = e_n \cdot \left(1 + \frac{Z_2}{Z_1}\right)$
OpAmp 输入电流噪声（同相输入）	$N_{iOP+} = I_{rd}Z_3 \cdot \left(1 + \frac{Z_2}{Z_1}\right)$
OpAmp 输入电流噪声（反向输入）	$N_{iOP-} = I_{rd}Z_2$
同相输入端的噪声电压	$N_{Zin+} = \sqrt{4kTZ_3} \cdot \left(1 + \frac{Z_2}{Z_1}\right)$
反向输入端与地之间的阻抗产生的噪声电压	$N_{Zin-} = \sqrt{4kT \operatorname{Re}(Z_1)} \frac{Z_2}{Z_1}$
反馈阻抗的噪声电压	$N_{Zfb} = \sqrt{4kT \operatorname{Re}(Z_2)}$
探测器的噪声电压	$N_D = N_{Din} \cdot \left(1 + \frac{Z_2}{Z_1}\right)$

表 8: 图 35 所示的放大电路中个噪声源对于输出噪声的影响

图 38 为按照图 35 所示的电路图中运算放大器输出端的各噪声密度对频率的响应规律。可以看出在频率 $f \approx 10 \text{ Hz}$ 以下，探测器是噪声的主要来源。

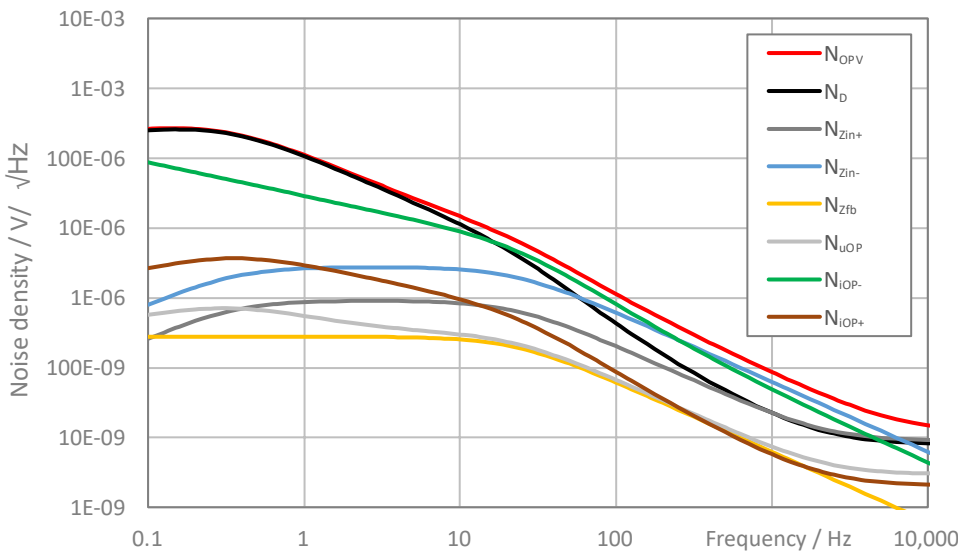


图 38: 图 35 电路中各种噪声源以及其噪声密度和频率的关系

在高频范围内，运算放大器反向端的输入电流噪声是主导。因此，我们在选择合适的运算放大器时，需要选择激励频率下的电压噪声和电流噪声低的型号。放大电路各部分的噪声需要确保小于探测器的噪声密度的三分之一，这样整个输出噪声就被探测器控制。在以上例子中，在频率为 $0.1 \dots 100 \text{ Hz}$ 内，主导噪声是电流噪声密度，其最大值可以由下式得出。

$$I_{rd,max} = N_{Din} \cdot \left(\frac{Z_1 + Z_2}{3 \cdot Z_1 \cdot Z_2}\right) \quad (48)$$

滤波器的带通范围内，我们可以设定最大增益量，则式 48 可以简化为

电路设计建议

$$I_{rd,max} = \frac{N_{Din} \cdot A_{V,max}}{3 \cdot Z_2} \quad (49)$$

在上述实例中，式 49 可以得到以下结果

$$I_{rd,max}(1 \text{ Hz}) = \frac{N_{Din}}{3 \cdot Z_2} = \frac{1000 \frac{\text{nV}}{\sqrt{\text{Hz}}} \cdot 100}{3 \cdot 4,7 \text{ M}\Omega} = 7 \frac{\text{pA}}{\sqrt{\text{Hz}}} > 6 \frac{\text{pA}}{\sqrt{\text{Hz}}}$$

如图 38 所示，运算放大器的电流噪声密度在 10 Hz 时已经影响到了输出端的噪声，从式 49 中得出最大允许的电流噪声密度为

$$I_{rd,max}(10 \text{ Hz}) = \frac{N_{Din}}{3 \cdot Z_2} = \frac{150 \frac{\text{nV}}{\sqrt{\text{Hz}}} \cdot 100}{3 \cdot 4,7 \text{ M}\Omega} = 1 \frac{\text{pA}}{\sqrt{\text{Hz}}}$$

根据运算放大器 OPA227 的数据手册可得电流噪声密度为 $2 \frac{\text{pA}}{\sqrt{\text{Hz}}}$ ，因此已经超出范围。根据电路不同，在选择电压模式探测器的滤波和信号放大 OpAmp 时还需要参考其他标准：

- 供电电压范围
- 输入偏置电压
- 调制频率范围内，OpAmp 的电流和电压噪声
- 输入偏置电流
- 漂移和温度特性

5.2.2 电流模式

电流模式中探测器的噪声密度和信号的交流部分通常要比在电压模式下的高出 100 倍。因此，电流模式探测器的信号可以直接连接一个合适的 AD 转换器即可（如 LME-336）。分离供电的探测器（如 LME-335）由于其输出信号相对其参考电位是对称的，并且考虑到抑制噪声和信号放大的需求，也可以使用模拟信号处理电路。当然此处对运算放大器的要求比电压模式中的要低很多，因为不需要很大的增益，并且电流模式的探测器噪声密度也要高很多。

图 39 为电流模式探测器 LME-336 的信号处理电路图，采用了有源一级带通滤波器，增益为 20 dB，带宽范围 0.7 Hz 和 22 Hz 之间。

电路设计建议

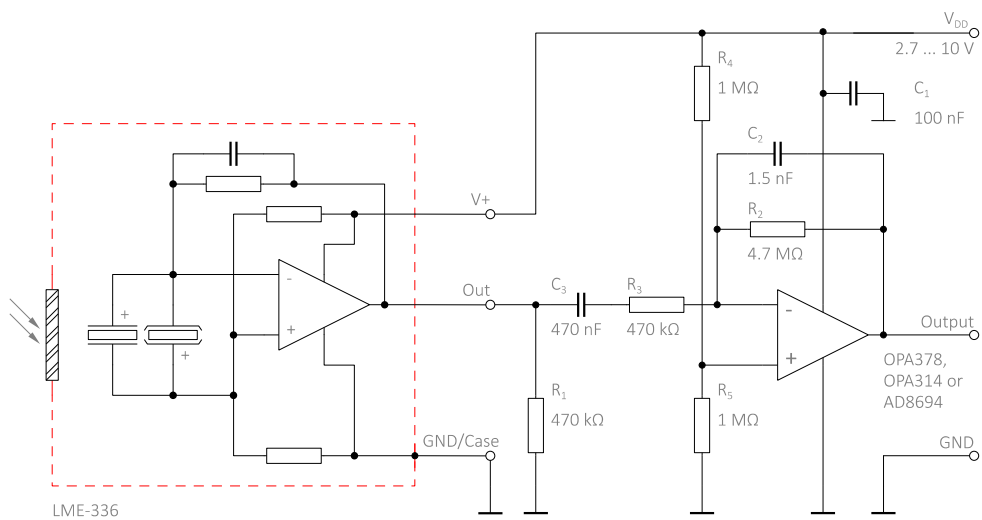


图 39: LME-336 信号处理电路有源带通滤波电路

此滤波电路的频率响应如图 40 所示。无论是电流模式还是电压模式，基本设计的考虑都是相同的。电流模式中同样是因为滤波器高通的特性，偏置电压部分被抑制了。因此，供电电压通过由 R_4 和 R_5 组成的分压器产生等分的直流电压叠加在滤波器的输出信号上。

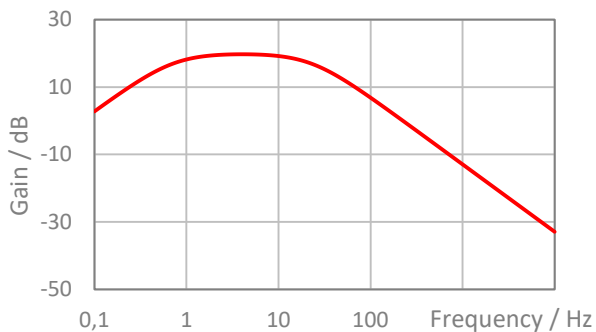


图 40: 图 39 所示的滤波电路的增益随频率的响应

5.3 数字信号处理

为了从探测器信号的交流部分提取出与入射辐射强度成正比的值，根据响应率的定义（见 1.3.1 章节）需要分析激励频率下的幅值。经过信号的数字化处理后，我们可以用多种方式来处理：

- 通过信号的傅里叶变换方法，分析激励频率下的频域数值
- 通过锁相方式，采用激励频率作为参考
- 通过窄带数字滤波器，随后取 RMS 值

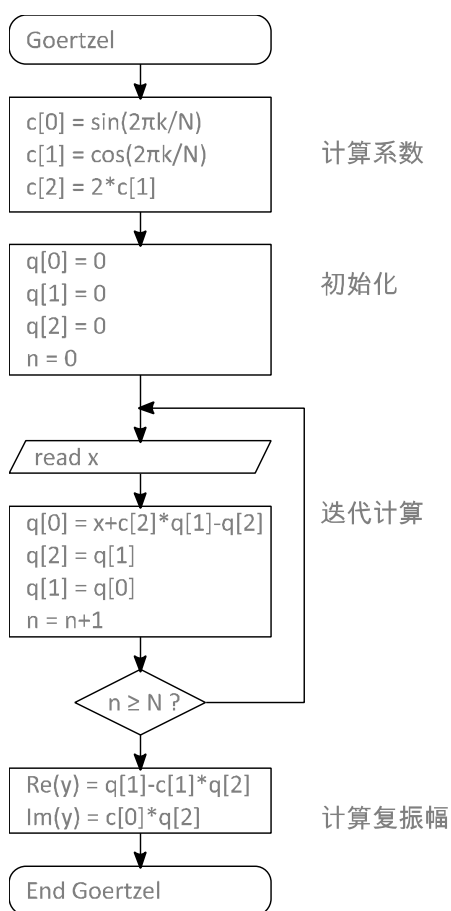


图 41: Goertzel 算法的演示

由于热释电探测器绝大多数应用场合都只对特定的频率有兴趣，所以只需要对输出信号中与激励频率一致的部分幅值取出即可。非常简单的一种方法就是用 Goertzel 算法，我们会在下文中简单地阐述，如需要了解更多算法演算过程，可以参考相关文献。

该算法是一种特殊类型的离散傅里叶变换，用于计算单一谱线。

为了定义探测器输出信号中激励频率 f_{mod} 的幅值，使用采样率 f_s 来数字化。幅值则可以通过 Goertzel 算法用 N 个连续采样值来确定，Goertzel 算法示例如图 41。为了降低时间和精力，系数 $c[0] \dots c[2]$ 可以事先计算好并在程序运行前作为常数存入。 k 作为谱线的个数由调制频率指定，可由下式计算

电路设计建议

$$k = \frac{N \cdot f_{\text{mod}}}{f_s} \quad (50)$$

选取 N 采样数值较大会使数字滤波器的带宽降低，一方面可以提高频率选择性，但另一方面激励频率波动的容限降低。

根据探测器实际应用的需求，数字信号处理后的幅值和相位信息求得后需进一步处理来显示其数值。

5.4 应用举例

请注意此章节内容只针对我们探测器应用的演示目的，在此讨论气体测试系统的基本结构和功能。如果需要完善的实际测试系统，需要更多的研发。更细节的 NDIR 气体分析方式也不会在此一一呈现。我们只采取了简单的假设使内容明确且易懂，例如偏离朗伯比尔定律的情况我们并不会讨论。如果您有兴趣，可以查看 NDIR 气体分析的文献。

由于分子振动的激励，许多气体在特定波长范围内对红外辐射有吸收，这一特性被用来检测气体浓度。IR 光源与探测器之间的距离 d 中被充入被测气体。根据朗伯比尔定律，随着气体浓度 c 的增加辐射强度 I 对比未充气体时的初始辐射强度 I_0 会下降。

$$I = I_0 \cdot e^{-\alpha c d} \quad (51)$$

此处， α 是气体与波长有关的吸收系数。为了获得最佳的测试结果，探测器安装上带宽滤光片来限制需要采集的光谱范围，并且需要与被测气体的吸收光谱范围一致。然后我们可以用此波长范围上下限之间变量的积分来计算探测器的信号：

- 光源的辐射量
- 光路（例如气室）光学窗口的透过率
- 气体的透过率 $T = I/I_0$ （朗伯比尔定律）
- 带通滤光片的透过率
- 探测器的响应率

有气体和没有气体时探测器信号的比值可以用来推算光路中气体浓度的大小。实际应用中，“无气体信号”可以通过另一个通道进行测试，称为参考通道。参考通道的带通滤光片对于被测混合气体是透明的，也就是说在此带通内气体无吸收带。

图 42 为带有测量通道和参考通道的整个测试系统的原理图。双通道热释电探测器 LIM-272-ZH 将红外光源调制的辐射信号转换成电信号。信号在转换成数字信号前进行滤波和放大，然后通过微处理器分析。

电路设计建议

测试 CO₂ 浓度的电路实例

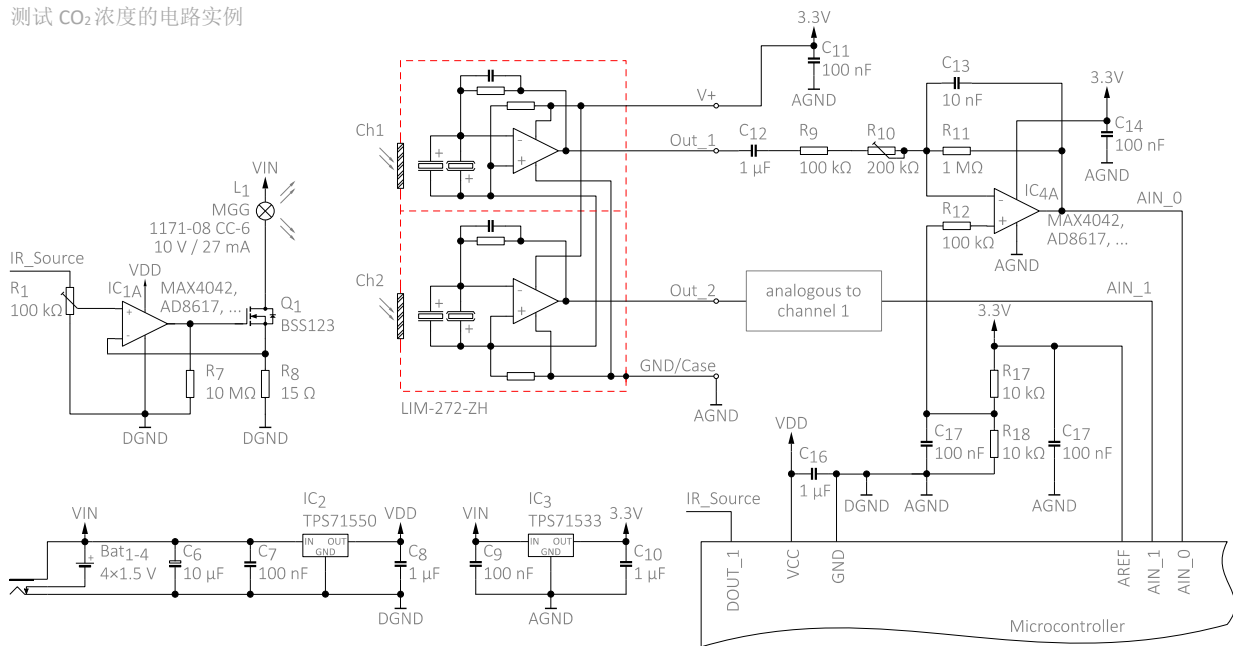


图 42：用单电源双通道电流模式探测器 LIM-272-ZH 测试 CO₂ 浓度的电路图

5.4.1.1 电源

此电路的电源由电池供电或者是直流电源供电，加载在电路数字部分的电压 V_{DD} ，和加载在探测器以及模拟信号处理部分的 3.3 V 电压都是从线性稳压器产生的标称 6 V 供电电压 V_{IN} 处提供。

为了能够获得一个低噪声的电源，我们推荐使用低等效串联电阻（ESR）的陶瓷电容或者钽电容。

5.4.1.2 红外光源

我们在选择红外光源的时候，首先要确保其发射的光所在的光谱是我们感兴趣的范围。细丝灯泡受到灯罩影响截止辐射波长到 4.5 μm ，正好可以用于 Z 滤光片⁴（波长在 4.27 μm ）测试 CO₂。

细丝灯的最大电流设定值是由电位计 R_1 控制的。运算放大器 IC_{1A} 的同向输入端电压为 1 V 时，电流为 66 mA。

5.4.1.3 模拟信号处理

单电源探测器 LIM-272-ZH 输出信号的交流部分因为偏置电压而电位偏移，其通过有源带通滤波器获得 10 ... 20 dB 增益。由 C_{12} 形成的交流耦合作用可以抑制探测器的偏置电压，放大信号则以供电电压的一半电位偏移。因此，大于 20 Hz 的扰动和低于 2 Hz 的低频信号波动都被抑制，确保了 AD 转换器的输入电压范围最大化。由于每个探测器的元器件或者材料存在差异，所以信号增益高低不同，也由于安装条件可能略有差异，可以利用电位计 R_{10} 来调节增益。最小增益和最大增益情况下，带通滤波器的频率响应如图 43 所示。

⁴ InfraTec 公司标准窄带滤光片，详见产品目录册 2.4 章

电路设计建议

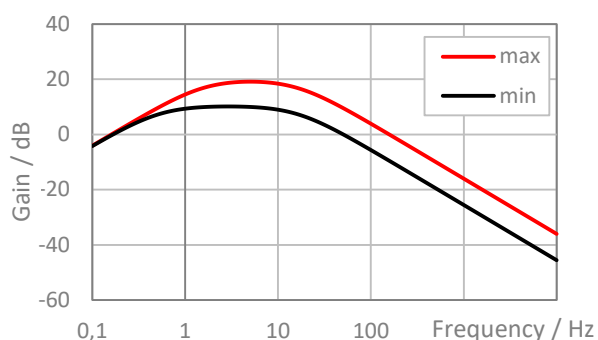


图 43: 图 42 的滤波器在最大和最小增益时的频率响应

5.4.1.4 数字信号处理

模拟信号按照采样频率 $f_s = 500$ Hz 采样。两个通道都采用 Goertzel 算法，激励频率 $f_{\text{mod}} = 4$ Hz 下的幅值通过 500 采样值 ($N = 500; k = 4$) 来定义。 $\frac{\text{Ch2}}{\text{Ch1}}$ 为 CO_2 通道和参考通道振幅的比值。浓度能够按照方程式 (52) 算出，这里 k 是仪器特性参数。

$$c = \frac{1}{\alpha d} \ln\left(\frac{I_0}{I}\right) = \frac{1}{\alpha d k} \ln\left(\frac{\text{Ch2}(c)}{\text{Ch1}(c)}\right) \quad (52)$$

我们需要再次指出，以上应用举例是非常简单的，我们目的是阐明 NDIR 气体分析的原理。实际上，为了达到气体探测精度上的要求，需要考虑很多设计上的细节。

当然，我们这里讨论的热释电探测器在气体浓度分析方面的电路设计和信号处理仅仅只为您提供一些启发和铺垫。我们的举例非常简单，为您的后续设计和改进起到抛砖引玉的作用。

总部

InfraTec GmbH
红外传感与测量

Gostritzer Str. 61 – 63

01217 Dresden / GERMANY

电话 +49 351 871-8625

传真 +49 351 871-8727

E-mail sensor@InfraTec.de

官网 www.InfraTec.de

美国分公司

InfraTec infrared LLC

Plano, TX / USA

电话 +1 877 797 6748

Fax +1 877 389 2668

E-mail sensor@InfraTec-infrared.com

官网 www.InfraTec-infrared.com

Chesterfield ■

总部
Dresden

■ Dallas

■ Fort Pierce

■ 上海

英国分公司

InfraTec infrared Ltd.

Chesterfield / UK

电话 +44 1246 267562

Fax +44 1246 269381

E-mail sensor@InfraTec.co.uk

官网 www.InfraTec.co.uk

中国办事处

InfraTec代表处

c/o 德中工商协会

大中华区

上海/中华人民共和国

电话 +8621 68758536 ext 1633

E-mail sensors@InfraTec.cn

官网 www.InfraTec.cn



Latest information on the internet.