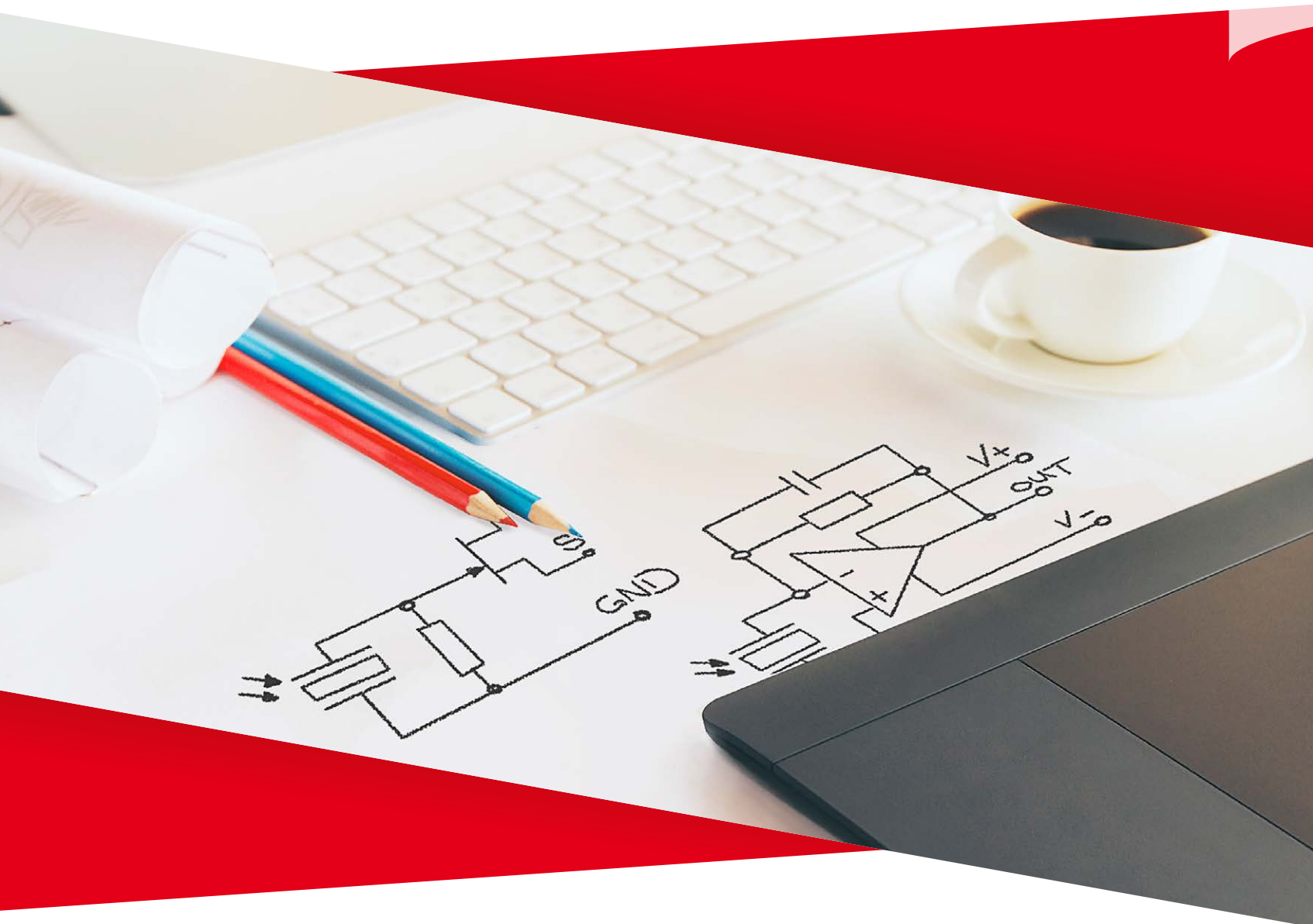


# 集成前置放大器

电流模式或者电压模式探测器的功能和特性

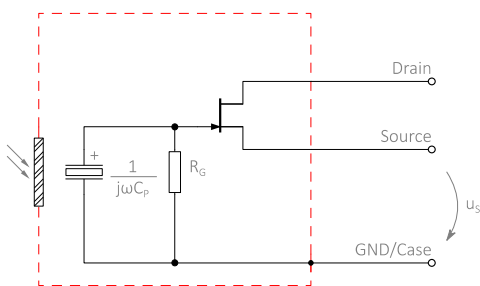


# 集成前置放大器

热释电效应产生的电荷可以通过检测电流来测出。但是热释电芯片的输出阻抗非常高，所以有必要将电流信号转换成更容易被测量的参数。通常有以下两种转换模式：

- **电压模式**是其中一种选择，它的基础电路图如图 5 左图所示。热释电电流通过内部 RC 回路转换成电压信号，并且输出阻抗降低。
- **电流模式**是另外一种选择，如图 5 右图所示。热释电电流被前置放大器 OpAmp 永久中和，用于中和的电流在其反馈回路的 RC 电路形成了一个电压差，即形成测试信号。

Voltage mode



Current mode

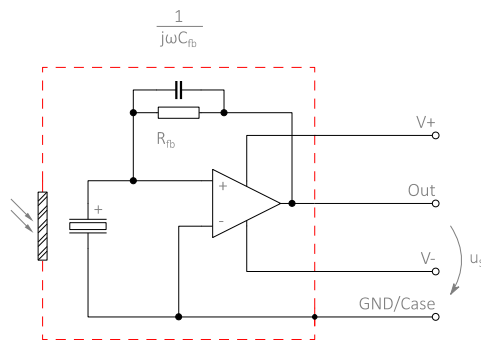


图 5：电压模式和电流模式的前置放大基础电路

# 集成前置放大器

## 2.1 电压模式

### 2.1.1 基础知识

由于电压模式简单易用，所需部件价格低廉且需要空间小，几十年来这一模式在热释电探测器上广泛使用。

此模式下，电阻与热释电芯片并联，热释电电流 $i_p$  (10) 从 RC 电路中通过并且形成压降。但是要直接测量这一电流或者电压是不可能的，因为电流值只有几个皮安，电压值只有几个毫伏。因此，此电阻上的电压被 JFET 形成的源极跟随电路转换成低阻抗信号，容易被后端获取。此电路的电压增益基于 JFET 的跨导 $g_{fs}$ 和源极电阻 $R_S$ ：

$$A_V = \frac{g_{fs}R_S}{1 + g_{fs}R_S} \leq 1. \tag{21}$$

可以看出电压增益总是小于或者接近 1，如果采用 47 kΩ 源极电阻增益为 0.8。输出电阻大大低于输入电阻，因此 JFET 的作用并不是电压放大，而是阻抗变换。

图 6 中的电压模式探测器有以下典型特性：

- 1 ... 100 Hz 频率范围内响应率和噪声均遵循 1/f 规律，所以信噪比在此频率范围为固定值。
- 高性能探测器所用的门电阻值不小于 10 GΩ。
- 在热拐点频率以上，高的门电阻能降低噪声，但是对于探测器的信号并没有影响。
- 阻抗转换所必须的电阻是集成在 InfraTec 公司密封金属管壳之内的，可以有效地保护其不受环境污染和水汽的影响。
- 电压模式下探测器的信号输出对应于红外辐射随时间的积分，这一积分作用可抑制辐射在高频下的扰动。
- 电压模式下探测器的 RC 电路包括热释电芯片的电容和门电阻，所以输出信号有一个 90° 的相位差。

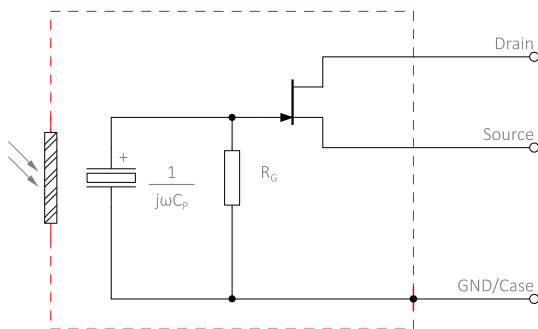


图 6：典型电压模式探测器 LME-302 的内部电路图

### 2.1.2 响应率

前面已经讨论过，热释电电流通过 RC 电路形成的压降，再通过集成 JFET 完成阻抗转换，变成容易检测的低输出阻抗信号。RC 电路包括一组并联的门电阻 $R_G$ 和具有电容特性 $C_p$ 的热释电芯片，该值可以通过芯片的面积 $A_p$ ，厚度 $d_p$ 和材料的介电常数 $\epsilon_0\epsilon_r$ 来算出

$$C_p = \frac{\epsilon_0\epsilon_r A_p}{d_p}. \tag{22}$$

## 集成前置放大器

热释电电流 $i_p$ 通过此 RC 电路，并且在正弦信号激励下，输出电压的有效值 $\tilde{u}_s$  可以定义为

$$\tilde{u}_s = R_G \tilde{i}_p \frac{1}{\sqrt{1 + \omega R_G C_P}}. \quad (23)$$

通过公式（12），（23），（8）以及电时间常数的定义

$$\tau_{el} = R_G \cdot C_P \quad (24)$$

可以将电压模式下的电压响应率定义为

$$R_V = \frac{\tilde{u}_s}{\tilde{\Phi}_p} = \frac{A_S T_F A_P p R_G}{G_P} \frac{\omega}{\sqrt{1 + (\omega \tau_{th})^2}} \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega \tau_{el})^2}} \quad (25)$$

由于在电压模式下电时间常数通常比热时间常数要大，且典型的调制频率总是要高于热拐点频率，即 $(\omega \tau_{th})^2 \gg 1$ ，和 $(\omega \tau_{el})^2 \gg 1$ ，（25）式可用下式简化

$$R_V = \frac{A_S T_F A_P p}{G_P \tau_{th}} \cdot \frac{1}{\omega C_P} \quad (26)$$

当我们把（2）和（3）代入式（26）后得到

$$R_V = \frac{A_S T_F}{A_P} \frac{p}{\epsilon_0 \epsilon_r C_P \rho_P} \frac{1}{\omega}. \quad (27)$$

如此，电压模式的响应率只和光学、几何结构以及材料特性有关，并且以 $\frac{1}{f}$ 的规律随着频率上升而下降。

# 集成前置放大器

## 2.1.3 典型信号形式

在电压模式中，调制辐射所产生的交流信号被叠加在 JFET 的偏置电压上，典型的偏置电压为 400 ... 1,500 mV。图 7 是 LME-302 在常见的调制频率 0.5 Hz, 3 Hz 和 10 Hz 下的输出信号。电压模式下，信号幅值大小取决于辐射强度，不加窄带滤光片的条件下，典型值大约为 1 ... 100 mV。

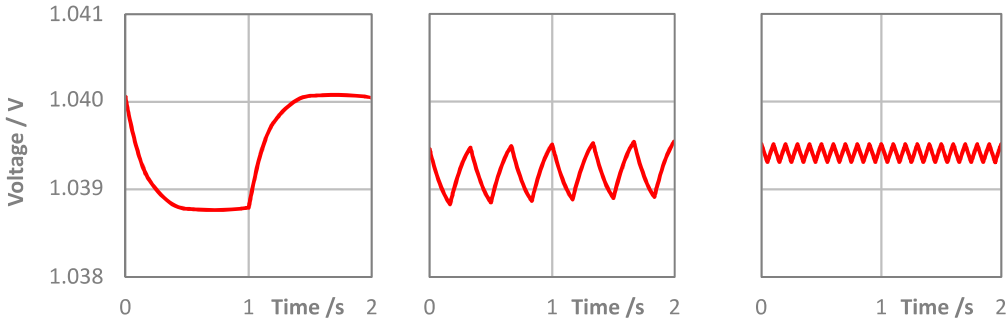


图 7: 电压模式探测器 LME-302 在 0.5 Hz, 3 Hz 和 10Hz 频率下 (从左到右) 典型输出电压随时间的响应

## 2.1.4 噪声

电压模式中，噪声主要来自于前置放大器转换过程以及热释电芯片在不同频率下的噪声响应，此外还有部分噪声来自于其他元器件以及他们之间的相互作用。其中 JFET 产生的影响可以分别用噪声电压源和噪声电流源来定义，此外，门电阻也会产生噪声。每个独立噪声源在探测器输出上的影响如表 2 所示。总的噪声密度  $N$  可通过每一个噪声源的噪声密度值的平方之和，再取平方根来获得：

$$N = \sqrt{N_T^2 + N_\delta^2 + N_{R_G}^2 + N_I^2 + N_V^2} \quad (28)$$

噪声源	噪声密度
门电阻的热噪声 (约翰逊噪声)	$N_{R_G} = \sqrt{\frac{4k_B T}{R_G} \frac{R_G}{\sqrt{1 + \omega\tau_{el}}} A_V} \quad (29)$
JFET 的电流噪声	$N_I = i_G \frac{R_G}{\sqrt{1 + \omega\tau_{el}}} A_V \quad (30)$
JFET 的电压噪声	$N_V = e_N A_V \quad (31)$
介电损耗 $\tan(\delta)$ 噪声	$N_\delta = \sqrt{4k_B T \omega C_P \tan(\delta)} \frac{R_G}{\sqrt{1 + \omega\tau_{el}}} A_V \quad (32)$
热释电芯片的温度噪声	$N_T = \frac{R_V}{A_S} \sqrt{4k_B T^2 G_{th}} \quad (33)$

表 2: 五种主要噪声源与其对电压模式探测器输出噪声的影响 ( $e_N$  是 JFET 的噪声电压密度,  $i_G$  是 JFET 的栅漏电流)

# 集成前置放大器

图 8 所示为电压模式探测器中每种单一噪声源对频率的响应，以及室温下探测器总体的噪声密度。门电阻的热噪声在 1 ... 10 Hz 频率范围内是主要噪声源。JFET 的栅漏电流随着温度上升显著增加，所以此类探测器在 40~90 °C 温度范围内，电流噪声密度主宰整个噪声响应。

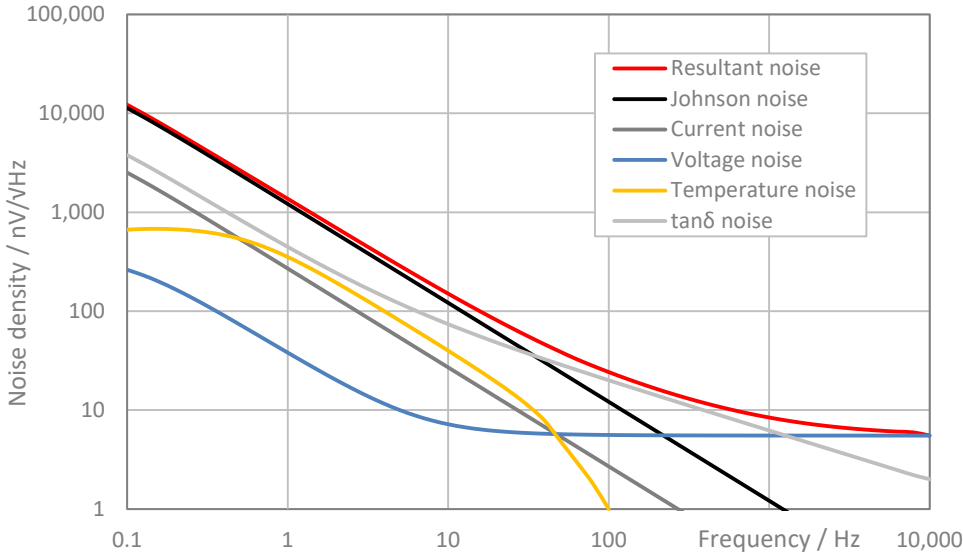


图 8: 电压模式探测器 LME-302 的噪声密度随频率的变化以及各噪声源的分布

## 2.1.5 外部电路

通过选择尽可能最大阻值的源极电阻，电压增益（见式 21）将接近于 1。这样电压增益将不受温度影响，同时也避免 JFET 的跨导  $g_{fs}$  的扰动。但是和我们期望的低输出阻抗和低噪声相矛盾，这也是我们要求漏极电流  $I_D$  需要控制在饱和电流  $I_{DSS}$  的十分之一以内的原因。

$$\frac{I_D}{I_{DSS}} \leq 0.1 \tag{34}$$

InfraTec 使用的 JFET 典型饱和电流为 1 mA，从式（34）可以得出漏极电流在 1 ... 100  $\mu$ A 范围内。InfraTec 电压模式最理想的漏极电流值在 20  $\mu$ A。

表 3 提供了不同的漏极电流设置的可选方案，包括使用源极电阻  $R_S$  组成的自偏置电路。目的就是帮助客户选择受温度影响小并且动态电阻范围大的电流源。

# 集成前置放大器

电路	备注
<p>(a)</p>	<p>最简单的自偏置电路</p> <ul style="list-style-type: none"> <li>■ 输出与漏极电流和工作点的增益密切相关</li> <li>■ 不对称输出信号</li> <li>■ 低动态范围</li> </ul>
<p>(b)</p>	<p>负极供电的自偏置电路，更大的源极电阻</p> <ul style="list-style-type: none"> <li>■ 温度和增益的影响小</li> <li>■ 相比于电路 (a) 动态范围变大</li> <li>■ 对称输出信号可行</li> </ul>
<p>(c)</p>	<p>带 JFET 的电流源电路</p> <ul style="list-style-type: none"> <li>■ 低噪声电流源</li> <li>■ 输出阻抗差别较大</li> <li>■ 相比于电路 (a) 动态范围变大</li> <li>■ 对称输出信号可行</li> </ul>
<p>(d)</p>	<p>带双极晶体管和 LED 的电流源电路</p> <ul style="list-style-type: none"> <li>■ 输出阻抗差别大</li> <li>■ 低温度依赖性</li> <li>■ 相比于电路 (a) 动态范围变大</li> <li>■ 对称输出信号可行</li> <li>■ 额外元件比较多</li> </ul>
<p>(e)</p>	<p>集成电流源电路</p> <ul style="list-style-type: none"> <li>■ 温度稳定</li> <li>■ 只有一个额外元件</li> <li>■ 成本集约解决方案</li> <li>■ 电流源可能存在较高的固有噪声，需要精选元器件</li> </ul>

表 3: 电压模式中为探测器工作点的调节给出的几种低噪声电流源

---

## 集成前置放大器

---

### 2.1.6 设计建议

电压模式的探测器输出电压信号大小在几百个微伏。为了能够有效地提取出这一信号尽量避免干扰，我们建议如下：

- 将电源电路和探测器尽可能靠近放。
- 将探测器电源电路到放大电路的布线设计得尽可能短，并且用接地布线做好屏蔽。
- 使用一个低通滤波将探测器的供电电源从模拟信号的供电电源中去耦，并将模拟和数字电路供电电源隔离。
- 将接地端设计成放射状的，并避免接地成一个环形。请注意我们绝大多数的探测器接地端的管脚和探测器的管壳在内部都是相连的。



## 2.2 电流模式

近些年来，电流模式的热释电探测器越来越受欢迎，这得益于此模式的优异性能以及集成运放器件的普及。InfraTec 公司开发电流模式探测器已有多年经验，并且能够为气体分析和火焰探测提供不同型号的电流模式探测器。和电压模式相比较，电流模式具有以下优点：

- 电时间常数比电压模式探测器要低很多，所以温度的瞬时响应和探测器的响应时间显著缩短。
- 和电压模式相比较，加了热补偿芯片的探测器，其响应率不会降低。所以在避免温度变化引起工作点漂移的同时，不会牺牲优异性能。
- 如果热释电芯片只是部分受到光照，对电流模式的探测器而言，响应率不会下降。
- 电流到电压转换过程中的电压放大率远大于 $\gg 1$ ，因此电流模式的电压信号输出远大于电压模式的信号。所以电流模式的探测器可以直接接 AD 转换器采集。

对比电压模式，电流模式的探测器可以采用不同级数的放大电路，表 4 列出了不同的电路及其优缺点。

### 2.2.1 响应率

在电流模式中，热释电芯片所产生的电流信号通过一个跨阻放大器（TIA）来转换。OpAmp 运放的输出端流过的电流和热释电芯片的短路电流一致，该短路电流也正是引起反馈电路压降的电流。这一电压即为探测器的输出电压且可以通过测量得到。为了避免运算放大器增益峰值的影响，需要在反馈回路中加入一个电容，电容最小值取决于探测器内运算放大器的特性。这样电时间常数与热释电芯片的电容就无关了，所以电流模式的电时间常数比电压模式下小的多。电流模式的典型电时间常数为几个毫秒，此类探测器在高调制频率下的信号强度也很大，在快速变化的调制辐射下的反应迅速。

用电压模式探测器同等的方式计算电流模式探测器的信号电压（参考式 23）。

$$\tilde{u}_s = R_{fb} \tilde{i}_p \frac{1}{\sqrt{1 + \omega\tau_{el}}} \quad (35)$$

电时间常数 $\tau_{el}$ 只与反馈回路中的器件参数有关

$$\tau_{el} = R_{fb} \cdot C_{fb} \quad (36)$$

且响应率与热释电芯片的电容值无关。

$$R_V = \frac{\tilde{u}_s}{\Phi_p} = \frac{A_S T_F A_P \rho R_{fb}}{G_P} \frac{\omega}{\sqrt{1 + (\omega\tau_{th})^2}} \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega\tau_{el})^2}} \quad (37)$$

---

## 集成前置放大器

---

此式可以根据以下两个极限情况进行简化。

**情况 1: 调制频率介于热拐点频率和电拐点频率之间。**

$(\omega\tau_{th})^2 \gg 1$ 和 $(\omega\tau_{el})^2 \ll 1$ ，典型的探测器使用频率在 3 ... 30 Hz 之间

$$R_V = A_S T_F \frac{p}{c_p \rho_P d_P} R_{fb} \quad (38)$$

在此频率范围，响应率和调制频率无关，与反馈电阻成正比。

**情况 2: 调制频率大于热拐点频率或电拐点频率**

$(\omega\tau_{th})^2 \gg 1$ 和 $(\omega\tau_{el})^2 \gg 1$ ，典型的探测器使用频率在 100 Hz 以上

$$R_V = A_S T_F \frac{p}{c_p \rho_P d_P} \cdot \frac{1}{\omega C_{fb}} \quad (39)$$

响应率以 $\frac{1}{f}$ 规律下降，并且和反馈回路中的电容值成反比。

# 集成前置放大器

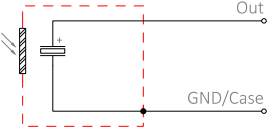
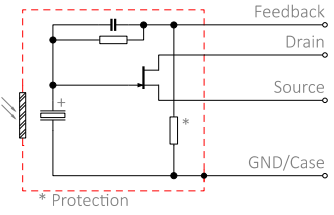
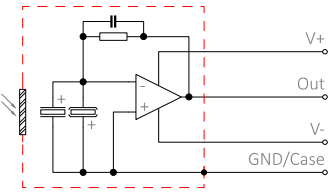
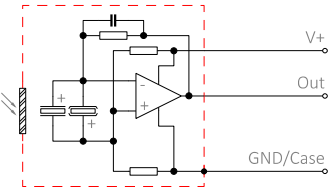
描述	内部电路	备注
探测器仅包含一个红外滤光片和一个热释电芯片		<ul style="list-style-type: none"> <li>可能通过电容耦合受到高阻抗信号的干扰</li> <li>高阻值的电阻接在探测器的外部，会受到环境的影响。所以我们推荐阻值大约在 1 GΩ 左右的外部电阻</li> </ul>
除了红外滤光片和热释电芯片之外，还安装了 JFET 和反馈回路，包括一个高阻值电阻和电容，都封装在探测器管壳中		<ul style="list-style-type: none"> <li>内部电容器可保护外接的 OpAmp 防止信号震荡</li> <li>由于 JFET 的夹断电压，会有永久性的偏置电压</li> <li>JFET 的栅漏电流影响电流噪声的温度响应和探测器电流噪声本身</li> </ul>
探测器包括红外滤光片，热释电芯片和集成跨阻放大器		<ul style="list-style-type: none"> <li>静态偏置电压非常小，最大值为± 5 mV</li> <li>OpAmp 和反馈回路都封装在探测器内部，受到非常好的屏蔽</li> </ul>
探测器包括红外滤光片，热释电芯片，集成跨阻放大器，并且能够形成一个参考端电压值可以用于单电源供电		<ul style="list-style-type: none"> <li>偏置电压是供电电压的一半，例如，供电电压 3 V 时为：1500 mV±10 %</li> <li>OpAmp 和反馈回路都封装在探测器内部，所以受到非常好的屏蔽</li> </ul>

表 4: 电流模式热释电探测器的各种内部电路

## 2.2.2 典型信号形式

电流模式探测器的输出信号根据（表 4）中不同的内部电路结构，可能会叠加上偏置电压信号。由于电时间常数很小，电流模式的信号上升时间要比电压模式的短很多。并且在电流模式中的信号幅值和相同阻值下的电压模式的信号相比也要大很多。如果不加窄带滤光片红外滤光片的情况下，根据反馈电阻的大小和辐射能量的大小不同，输出电压范围为 100 mV ... 1 V。值得注意的是，反馈电阻（根据不同类型的探测器大致在 5 ... 100 GΩ 范围内）的阻值大小和电压值是有关联的，大致是 2 %/V。为了降低由于电压值太大所引起的非线性影响，输出的峰值电压控制在不超过 1 V。图 9 显示了 LME-335 探测器在不同调制频率下的信号输出。

## 集成前置放大器

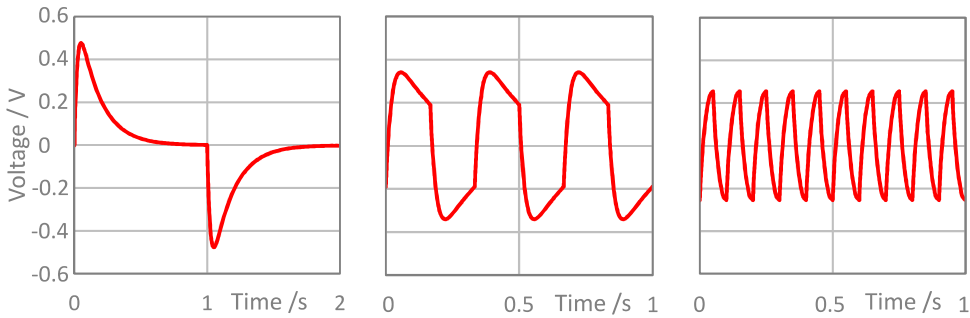


图 9: 电流模式探测器 LME-335 在 0.5 Hz, 3 Hz 和 10 Hz (从左到右) 下典型输出电压随时间的响应

### 2.2.3 噪声

电流模式探测器的噪声密度主要来自于放大器信号转换的过程, 叠加上热释电芯片产生的噪声 (参考 1.3 章节)。运算放大器产生的噪声可以和 JFET 上的做类似推导 (见 2.1.4 章节)。不同频率范围内主要噪声来源分别是反馈回路产生的热噪声, 输入端漏电流产生的噪声, 以及运算放大器的电压噪声。

图 10 所示为 LME-335 探测器的噪声密度的总和以及不同频率下各单一噪声源的分量。

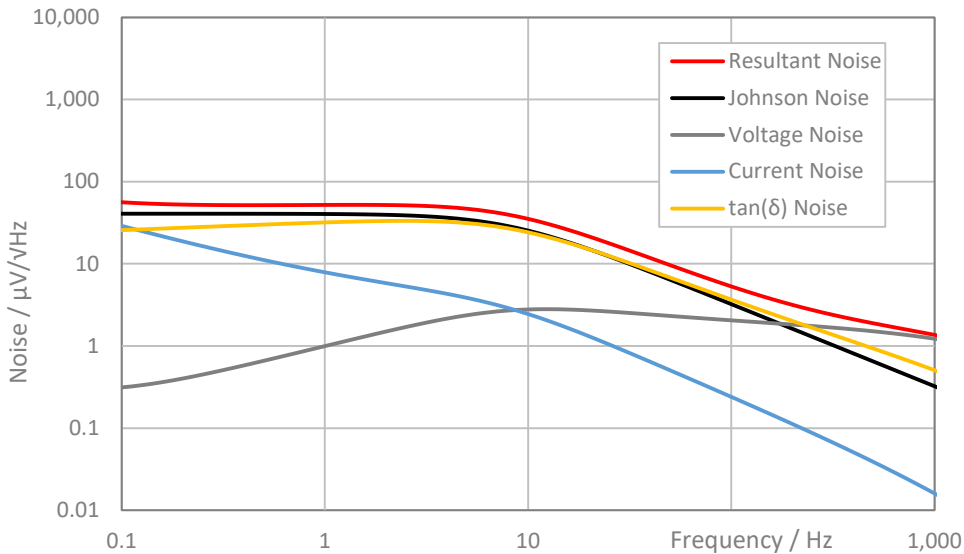


图 10: 电流模式探测器 LME-335 在不同频率下的各部分噪声以及总的噪声密度

和电压模式作对比, 电流模式下的噪声密度的典型值在 10 ... 100 Hz 频率范围内要高出 100 倍左右。

---

## 集成前置放大器

---

### 2.2.4 外部电路

为了使探测器内置的放大器能够实现较大增益，外置负载电阻不应低于**100 kΩ**。由于多数情况下反相放大电路允许很小的输入阻抗，所以我们一般用同相放大电路来做信号处理。我们同时推荐电流模式的探测器使用**100 kΩ** 到 **1 MΩ**之间的电阻作为负载电阻。

### 2.2.5 设计建议

如果探测器没有配内置运放（见表 4），探测器输出端的信号输出阻抗高。布线和屏蔽方面需要格外注意。

- 线路排布必须越短越好，并且与干扰源屏蔽。
- 焊点，布线以及外部电子器件必须得以保护以避免污染物和水汽。

集成运算放大器的探测器输出信号非常高，并且输出阻抗很低，所以此类探测器受到干扰的影响很小。这类探测器可以在模拟电路中自如运用。

- 供电电压和接地线路必须与数字电路分离。
- 各模拟电路的接地线路应该设计成放射状，并且采用一点接地方式在 AD 转换器附近和数字电路的地相连。

# 集成前置放大器

## 2.3 总结和比较

得益于集成模拟硅片电路设计的发展，InfraTec 公司早在 2003 年就在传统的电压模式探测器的基础上引入了集成运算放大器的探测器。探测器的类型从电压型发展到电流型，从单通道发展成多通道，针对不同应用领域我们总有一款理想的探测器。

这两种模式的本质区别在于电时间常数的差异。在电压模式中，电时间常数大小由门电阻 $R_G$ 和热释电芯片的电容值 $C_p$ 所决定。所以电压模式的电时间常数大约是 2 s，大于其热时间常数。

而电流模式中，热释电电流是被一个电流转电压功能的运放转换成可测量的电压信号。增益的频率响应根据反馈回路呈现低通形式，并且典型的值为 10 ... 200 V/pA。探测器的电时间常数根据反馈回路中的电容电阻值而定，而与热释电芯片的电容值无关。电流模式典型的电时间常数大致为 20 ms，比热时间常数小。

热时间常数则是由热释电芯片的热容以及其与环境的热导计算出来，与所用的运行模式无关，其典型值为 150 ms。

图 11 是电流模式和电压模式探测器的响应率随调制频率的变化特性。可以看出不同的曲线形式是源于电压模式的热时间常数比电时间常数小，而电流模式正好相反。

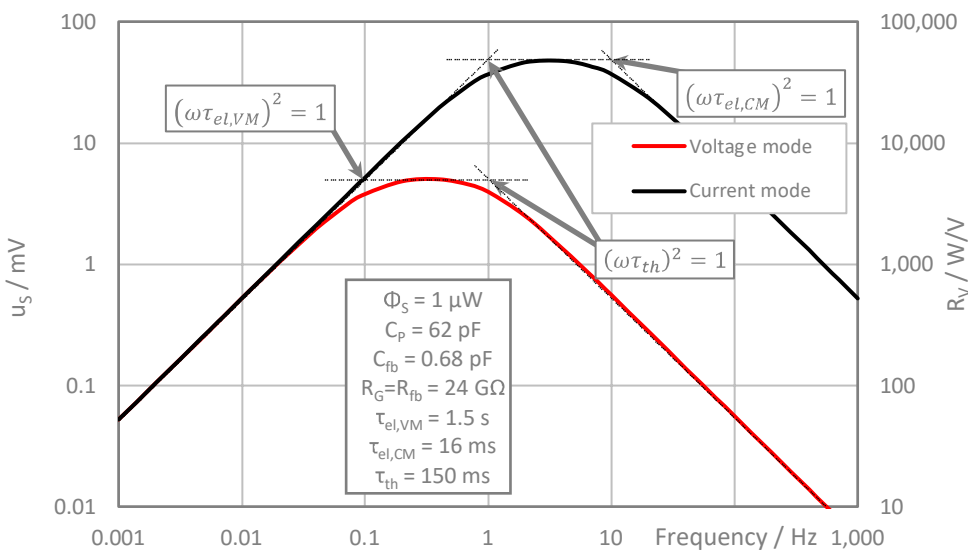


图 11: 电压模式和电流模式的探测器，其响应率和信号随频率的变化比较

电压模式的探测器通常都工作在高于拐点频率的位置，该频率是由电时间常数和热时间常数决定的。所以信号随着调制频率的升高而下降。低频时的扰动会极大地增加输出信号，例如，受到环境温度的干扰，频率大约在毫赫兹级别。由于电时间常数很大，所以电压模式探测器在突来的干扰后大约需要 20 s 的稳定时间。

电流模式的探测器通常都工作在两个拐点频率之间，所以信号可达到最大值并且受频率影响很小。温度变化下，低频扰动对于输出信号的影响比电压模式的要小十倍左右。并且由于其非常短的电时间常数，在受到外界干扰之后的稳定时间主要是受制于热时间常数，在一秒左右。

在有些特殊的应用场合，我们可以只改变电阻值（电压模式的门电阻或者电流模式的反馈电阻）而探测器的其他部分保持不变，来调整探测器的信号，噪声以及对环境影响的敏感度。下文讨论了电阻调节的几种情况。

## 集成前置放大器

电压模式中，探测器的电时间常数始终是大于热时间常数，即使电阻值改变了也无法改变两者大小。热拐点频率以上，输出信号不随电阻值的改变而变化（见图 12，左）。在 1 ... 10 Hz 频率范围内，噪声密度主要取决于约翰逊噪声。根据式（29），该噪声和电阻值的平方根值间接成反比，因此选择大一点的电阻值可以降低噪声密度。

因此，电阻值提高之后，信号大小还是一样的，而噪声降低了。进一步可以得出，电压模式中随着电阻值的增加，探测率也会增加，见图 12（右）。

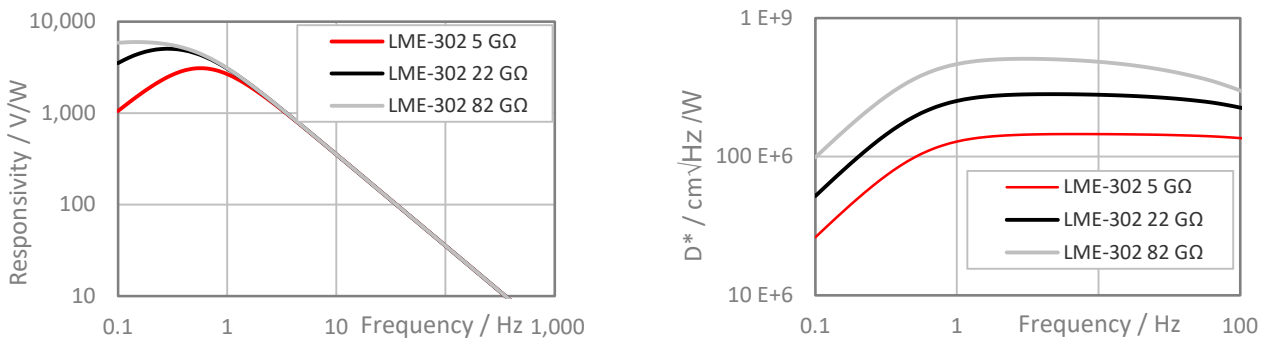


图 12：电压模式下响应率（左）和探测率（右）在不同电阻值下随频率的变化

降低电阻值也就是减小了电时间常数，即探测器有较短的稳定时间，偏置电压随温度的变化也相应变小。所以对电阻值低于 10 GΩ 的探测器来说，热补偿芯片并不是必要的。

与电压模式不同，电流模式中反馈电阻增加，响应率也会相应增大，见图 13（左）。并且随着电阻值增加，电时间常数会向热时间常数靠近，即响应率稳定的频率区间会随着电阻值增加而变窄。

电流模式中的噪声和反馈电阻的大小也有密切的关系，噪声密度和电阻值的平方根成正比。

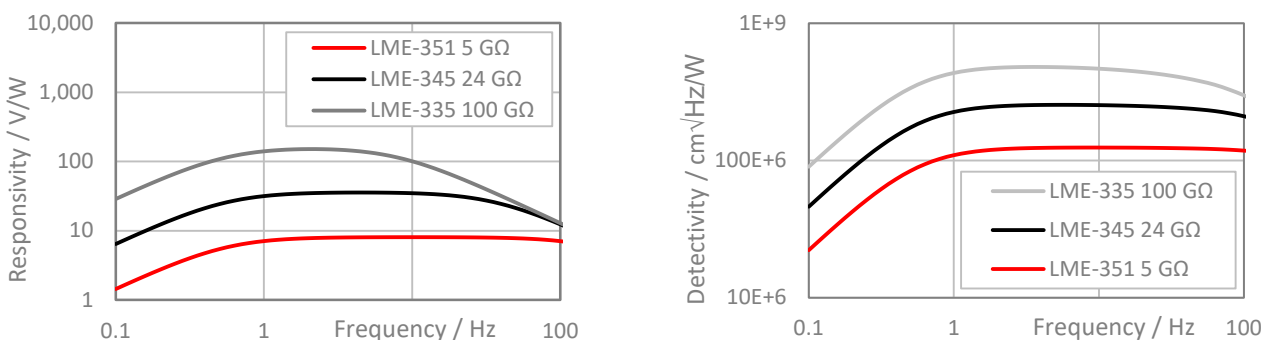


图 13：电流模式下响应率（左）和探测率（右）在不同反馈电阻值下随频率的变化

因为响应率随电阻的增加比噪声密度的增加值要大，所以探测率随着电阻值的增加而增加，见图 13（右）。响应率的  $1/f$  效应正好和噪声密度的  $1/f$  效应相互抵消，这点和电压模式中一样。

电流模式的热释电探测器如果只有部分热释电芯片被辐照到，信号和噪声的频率响应都不会改变。所以如果增加的热补偿芯片并联于灵敏元芯片，信号和噪声随频率的响应也不会改变（参见第 3 章）。

## 集成前置放大器

电压模式中，加了热补偿芯片探测率会下降。在两芯片并联的情况下，输出信号会下降，在两芯片串联的情况下，噪声密度会增加。

表 5 列出了电流模式和电压模式探测器的性能比较和典型的参数。

	电压模式	电流模式
热时间常数	150 ms	150 ms
电时间常数	2 s	20 ms
10 Hz 下的响应率	100 ... 1,000 V/W	5,000 ... 85,000 V/W
10 Hz 下的噪声密度	100 ... 500 nV/√Hz	10,000 ... 60,000 nV/√Hz
稳定时间	20 s	1 s
热补偿模式下 D*的下降百分比	30 %	< 10 %
信号随电阻的变化	无	$\propto R_{fb}$
噪声随电阻的变化	$\propto \frac{1}{\sqrt{R_G}}$	$\propto \sqrt{R_{fb}}$
低频噪声扰动的影响	高	低

表 5: 电压和电流探测器的典型参数比较

由于电流模式和电压模式的探测器表现各异，选择众多，InfraTec 公司可以为您的应用提供最优的选择方案。