

# 非常见问题第174期： FET输入放大器中的 电流噪声

作者：Kaung Win，高级现场应用工程师

## 问题：

为何我的设计在更高频率下产生更大噪声？



## 答案：

IC设计工程师和电路设计人员都深知电流噪声会随频率增高而变大，但由于关于此领域的资料过少，或者制造商提供的信息不全，许多工程师很难了解其原因。

许多半导体制造商的数据手册，包括ADI在内，都在规格表中给出了放大器的电流噪声，一般是1 kHz频率时的噪声。但并非始终能够指明电流噪声参数从何而来。是通过测量得来？或者是理论推断而来？有些制造商很明白地指出，他们是通过一个公式

$$i_n = \sqrt{2qi_b} \quad (1)$$

即散粒噪声公式得出这些数值的。一直以来，ADI都是采用这种方式提供大部分电流噪声数值。但这些计算出的数值是否等于各放大器在1 kHz时的噪声值？

过去许多年，人们对于放大器中电流噪声与频率的关系越来越感兴趣。有些客户和制造商假设FET输入放大器的电流噪声与双极性输入放大器的噪声类似，例如，如图1所示中的1/f或闪烁噪

声和平坦宽带噪声成分。对于FET输入放大器，情况并非如此；如图2所示，其噪声呈现奇怪的噪声形状，人们对此不熟悉，且在许多仿真模型中，这些噪声都被忽略。

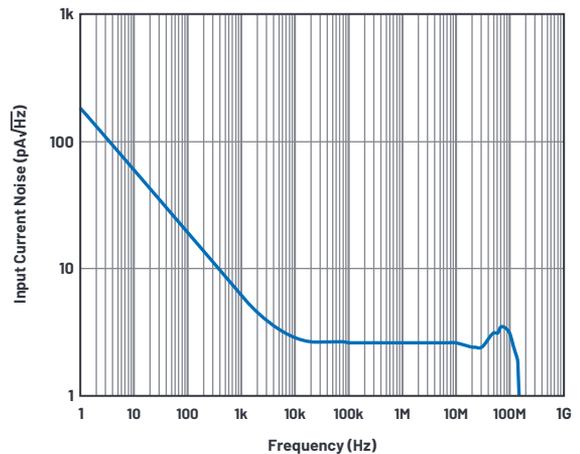


图1. 双极性输入放大器AD8099的电流噪声。

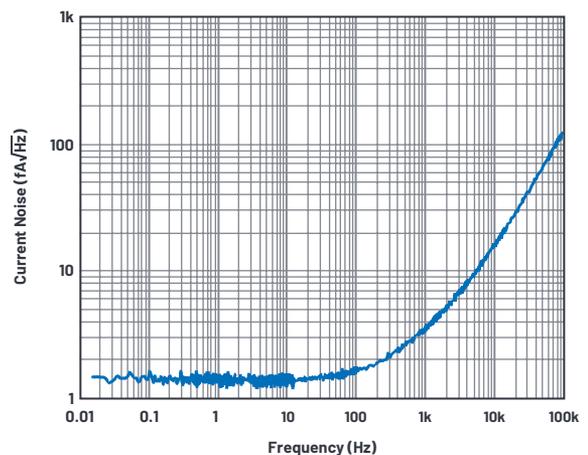


图2. FET输入放大器AD8065的电流噪声。

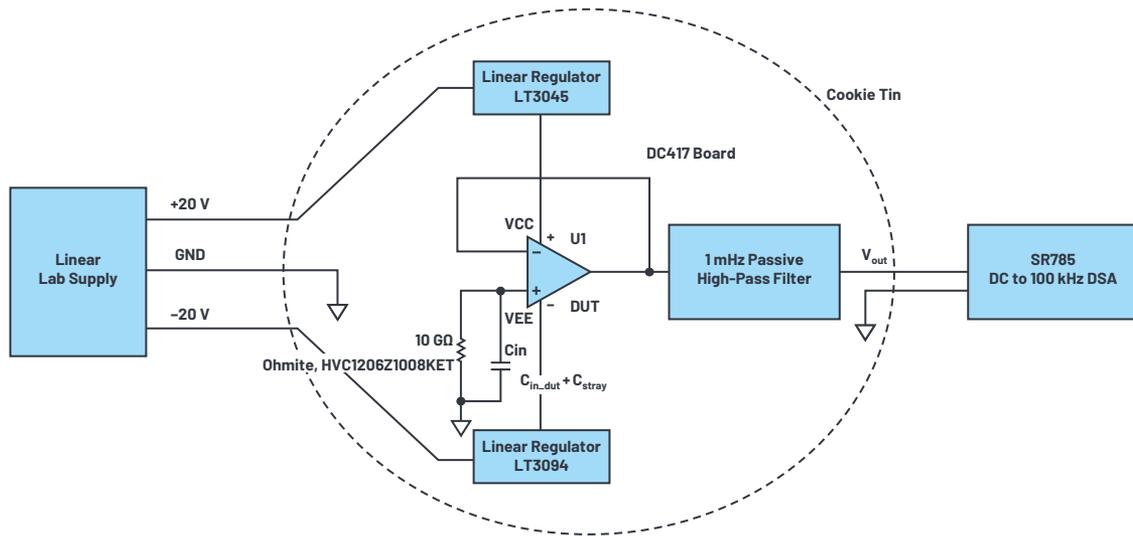


图3. 测量设置。

## 测量设置是关键

在我们弄明白为何会如此之前，我们先快速查看一下测量设置。需要确定易于复制、可靠的测量方法，以便在不同器件中重复使用这种测量。

可能需要使用DC417B单放大器评估板。待测器件(DUT)采用的电源必须具备低噪声、低漂移特性。相比开关电源，选择线性电源更合适，如此，电源引入的特性变化（例如开关伪像）不会不会影响测量结果。LT3045和LT3094是具备超高PSRR和超低噪声的正负极输出的线性稳压器，可用于进一步降低来自线性电源的纹波。通过单一电阻配置就可以使LT3045和LT3094实现高可到+15V，低可至-15V的输出电压。这两种器件是理想的实验室电源，适用于低噪声测量。

来自Ohmite (HVC1206Z1008KET)的10 GΩ SMT电阻被用于将DUT同相引脚上的电流噪声转化为电压噪声。FET输入型放大器的典型偏置电流约为1 pA，相当于会产生0.57 fA/√Hz典型噪声

如果公式

$$i_{n\_dut} = \sqrt{2qi_b} \quad (2)$$

正确的话。10 GΩ源极阻抗热噪声为

$$e_{n\_R} = \sqrt{4kTR} = 12.8 \frac{\mu V}{\sqrt{Hz}} \quad (3)$$

这为我们提供了测量电流的本底噪声

$$i_{n\_R} = \sqrt{\frac{4kT}{R}} = 1.28 \frac{fA}{\sqrt{Hz}} \quad (4)$$

这个值可以在后期处理中减去。但是，如果电阻中由热噪声产生的电流噪声在DUT的电流噪声中占主导，则无法准确测量。所以，至少需要电阻值达到10 GΩ，才能测量出噪声。100 MΩ源极阻抗热噪声约为1.28 μV/√Hz (= 12.8 fA/√Hz)，但这不足以区分DUT和电阻噪声。此噪声，如果不关联，会以和方根(RSS)形式相加。图4和表1显示了对两个数值比的RSS影响。n:n增加了约41%，n:n/2增加了约12%，n:n/3增加了约5.5%，n:n/5增加了约2%。平均值足够时，我们可能能够从中抽取10% (0.57 fA/√Hz和1.28 fA/√Hz RSS)。

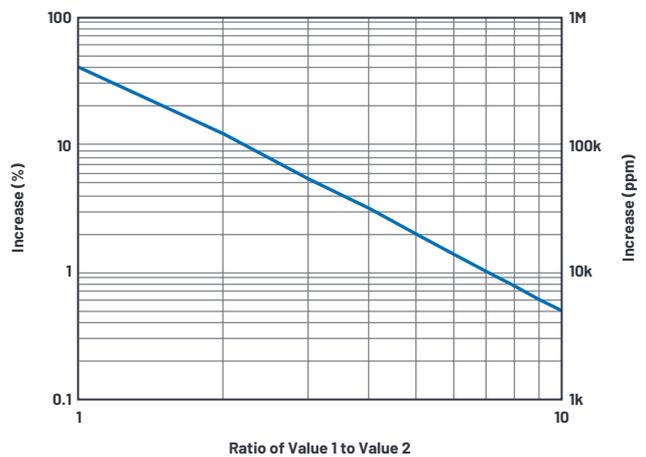


图4. 基于两个数值比的RSS增加。

表1. 基于两个数值比的RSS增加

值1	值2	RSS和	增幅%
n	n	1.414 n	41.42 %
n	n/2	1.118 n	11.80 %
n	n/3	1.054 n	5.41 %
n	n/4	1.031 n	3.08 %
n	n/5	1.020 n	2.00 %
n	n/6	1.014 n	1.38 %
n	n/7	1.010 n	1.02 %
n	n/8	1.008 n	0.78 %
n	n/9	1.006 n	0.62 %
n	n/10	1.005 n	0.50 %

## 为什么结果如此奇怪？

图5显示了使用AD8065设置的噪声电压密度，AD8065是一款145 MHz FET输入运算放大器，具备2.1 pF共模输入电容。10 GΩ电阻热噪声为12.8 μV/√Hz，直至电路板的输入电容和插座杂散电容滚降电压噪声。理想情况下，应该在-20 dB/dec滚降，但曲线在约100 Hz时开始改变形状，在约100 kHz走向平坦。这是怎么回事呢？直觉告诉我们，唯一能够停止-20 dB/dec滚降和实现平坦的方法是提供一个+20 dB/dec斜坡。电流噪声正是提供这个斜坡关键，它随频率增加而增高，具有+20 dB/dec斜率。

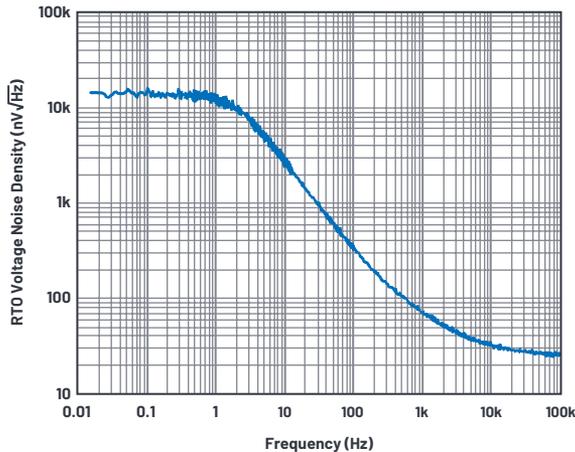


图5. 输出参考电压噪声密度。

SR785动态信号分析仪或FET仪器可用于测量输出电压噪声；但是，低于7 nV/√Hz的本底噪声的仪器会更合适。当DUT滚降的输出电压噪声接近20 nV/√Hz至30 nV/√Hz时，我们希望分析仪本底噪声增加到被测的噪声量尽可能少。3倍比率仅增加约5.5%。噪声域中最多可接受5%误差（参见图4）。

## 精妙之处在于反向计算

以这种方式测量的话，绘制电流噪声所需的两个主要参数可通过一次测量获得。首先，我们获取总输入电容，即杂散电容和输入电容的总和，反向计算滚降需要用到这个值。即使存在杂散电容，也可以通过反向计算得到它的值。输入电容比10 GΩ电阻更具主导性。总阻抗将电流噪声转换成电压噪声。因此，掌握总输入电容非常重要。其次，它显示电流噪声从何处开始占主导作用，即，从何处开始偏离-20 dB/dec斜坡。

我们来看看图5中采用此数据的示例。3 dB滚降点对应2.1 Hz，与输入中的

$$C = \frac{1}{2\pi R_f} = 7.6 \text{ pF} \quad (5)$$

电容对应。从数据手册可以看出，共模输入电容只有约2.1 pF，这意味着存在约5.5 pF杂散电容。差分模式输入电容被负反馈自举，所以不会在低频率下发挥作用。采用7.6 pF电容时，电流噪声的阻抗如图6所示。

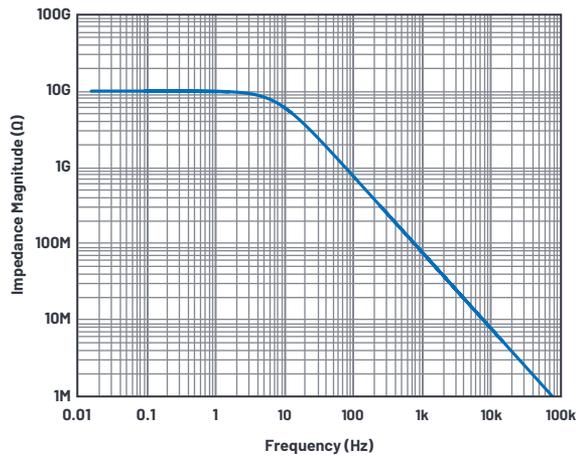


图6. 并联的10 GΩ电阻和7.6 pF输入电容的总阻抗幅度。

采用在AD8065（图5）上测量的折合到输出端(RTO)的电压噪声，除以阻抗vs频率（图6），可得出在RSS中合并的AD8065和10 GΩ电阻的等量电流噪声（图7）。

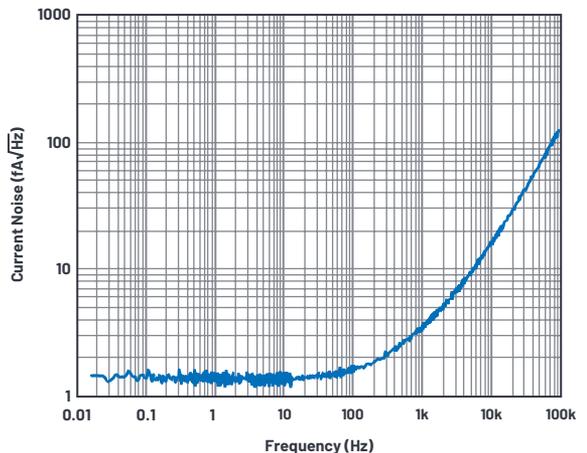


图7. AD8065和10 GΩ电阻的RTI电流噪声。

移除10 GΩ电流热噪声（约翰逊噪声除以电阻值）之后，AD8065折合到输入端的噪声如图8所示。低于10 Hz时，噪声严重失真，这是因为我们尝试从1.28 fA/√Hz中剥离出0.5 fA/√Hz至0.6 fA/√Hz（在RSS比例中，为10%）的电流噪声，其中只有100个平均值。在15 mHz至1.56 Hz之间，存在400条具有4 mHz带宽的线。即256秒/平均值！100个平均值，每个256秒，总共25,600秒，稍稍超过7个小时。为何需要测量值低至15 mHz，为何需要花费那么多时间？10 pF输入电容和10 GΩ电阻会构建一个1.6 Hz低通滤波器。低噪声FET放大器具备大输入电容，最高可达20 pF，0.8 Hz位置对应3 dB点。为了正确测量3 dB点，我们需要往前增加十倍频率裕量的测量值，即，一直降低到0.08 Hz（或80 mHz）。

如果我们观察低于10 Hz的模糊线条，可以通过以下方程

$$i_{n\_dut} = \sqrt{2qi_b} \quad (6)$$

确认0.6 fA/√Hz。使用这个公式计算电流噪声并不全错。在一阶近似值中，仍然显示部件的低频率电流噪声行为，因为这个电流噪声密度值是通过直流输入偏置电流获取的。但是，在高频率下，电流噪声不符合此公式。

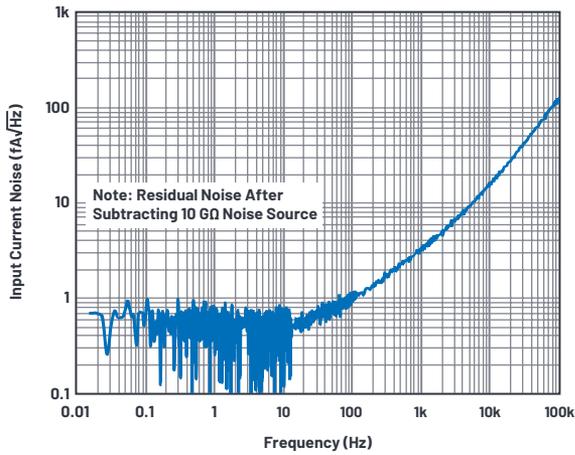


图8. AD8605的RTI电流噪声。

在更高频率下，DUT电流噪声比电阻电流热噪声更具主导性，电阻热噪声可以忽略。图9显示了在10GΩ条件下折算到FET型运放输入端的噪声值，使用图3所示的设置测量得出。似乎大部分精密放大器的典型的噪声性能为：100 kHz时100 fA/√Hz。

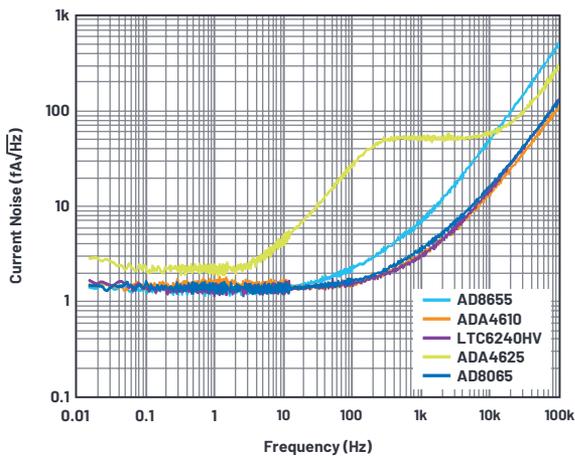


图9. 所选的ADI放大器的RTI电流噪声。

当然也存在一些例外：LTC6268/LTC6269在100kHz的电流噪声为5.6 fA/√Hz。这些部件非常适合高速TIA应用，这些应用都需要高带宽、低输入电容和飞安级偏置电流。

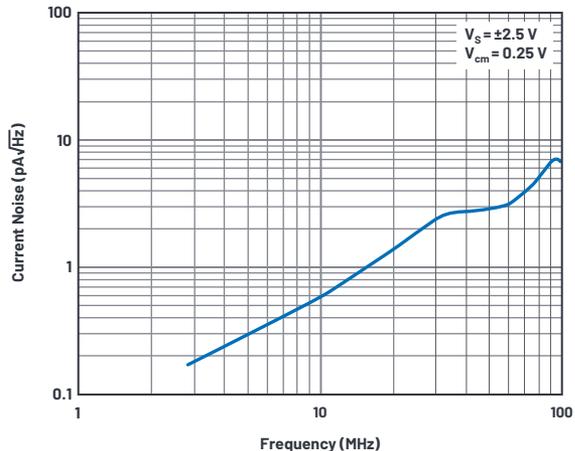


图10. LTC6268的折合输入端电流噪声。

## 这是FET输入放大器中的所有电流噪声吗？

高源阻抗应用中的总输入电流噪声主要来自4个电流噪声源，到目前为止，我们已经介绍了2个。带有主要噪声源的简化TIA放大器等效电路如下方的图11所示。MT-050是一个很好的介绍运算放大器噪声源的参考文档。

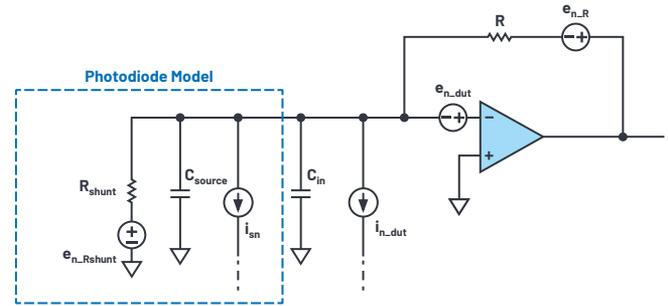


图11. 带有主要噪声源的简化TIA放大器。

## 来自FET输入放大器( $i_{n,dut}$ )的电流噪声

电流噪声的图谱由放大器输入级拓扑决定。一般来说，电流噪声在低频率下保持平坦，但随着频率升高而变大。参见图8。最后，当放大器在更高频率下耗尽增益时，噪声以-20 dB/dec滚降。

## 来自电阻( $i_{n,R}$ )的电流热噪声

这可以使用电阻 $e_{n,R}$ 的热噪声除以电阻值 $R$ 的阻抗得出。1 MΩ产生约128 fA/√Hz，10 GΩ产生1.28 fA/√Hz。

$$i_{n,R} = \frac{e_{n,R}}{R} = \frac{\sqrt{4kTR}}{R} = \sqrt{\frac{4kT}{R}} \quad (7)$$

电阻的热电压噪声在频率范围内非常平坦，直到电容以-20 dB/dec滚降。图5显示在10 mHz至1 Hz范围之间这种行为的表现。

## 来自传感器( $i_{n,source}$ )的电流噪声

传感器也会产生电流噪声，我们必须接受这个现实。在频率范围内，噪声可能表现为各种图谱。例如：光电二极管存在来自光电流 $I_p$ 的散粒噪声 $I_{sn}$ ，以及来自分流电阻的暗电流 $I_D$ 和约翰逊噪声 $I_{jn}$ 。<sup>1</sup>

$$i_{n,source} = I_{sn} + I_{jn} = \sqrt{2q(I_p + I_D)} + \sqrt{\frac{4kT}{R_{shunt}}} \quad (8)$$

## 来自放大器电压噪声本身的电流噪声

来自放大器电压噪声的电流噪声被称为enC噪声，在Horowitz和Hill撰写的《The Art of Electronics》（中文译本为《电子学》）中有过详细描述。<sup>2</sup>与由电阻转换为电流噪声的电阻热噪声类似，放大器电压噪声 $e_{n,dut}$ 由总输入电容转换成电流噪声，其中包括传感器电容、板杂散电容和放大器输入电容。

$$C_{in,total} = C_{source} + C_{stray} + C_{in,dut} \quad (9)$$

在第一阶，我们使用

$$i_{n,enC} = \frac{e_{n,dut}}{Z_{cin,total}} = \frac{e_{n,dut}}{1/\omega C} = \omega e_{n,dut} C = 2\pi f e_{n,dut} C \quad (10)$$

从这个公式，我们可以看出三点。第一，电流噪声随频率增加而升高，另一个电流噪声成分随频率升高而增大。第二，放大器的输入电压噪声越大，电流噪声也越大。第三，总输入电容越大，电流噪声也越大。由此得出电流噪声的品质因数 $e_n C$ ，其中放大器的电压噪声和总输入电容是决定这个指标的关键要素。

TIA应用的电流噪声图形（忽略DUT电流噪声）如图12所示。平坦部分主要是电阻噪声

$$i_{n,R} = \sqrt{\frac{4kT}{R}} \quad (11)$$

电容导致的电流噪声为

$$i_{n,enc} = 2\pi f e_n C \quad (12)$$

以20 dB/dec的斜率增加。从两个等式可以得出交越点的计算公式

$$f_x = \frac{\sqrt{4kT}}{2\pi} \times \frac{1}{e_n C \sqrt{R}} \quad (13)$$

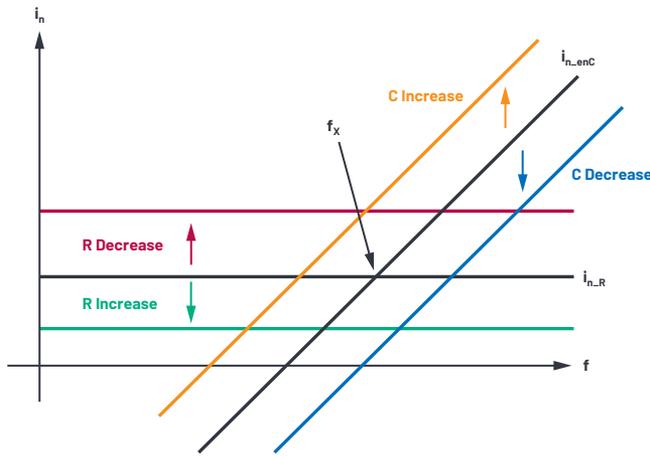


图12. 频率范围内的 $e_n C$ 噪声。

根据 $C_{in}$ ， $e_n C$ 可能高于或低于DUT电流噪声。对于反相放大器，例如TIA应用， $C_{dm}$ 没有被自举；即：

$$C_{in,dut} = C_{cm} + C_{dm} \quad (14)$$

例如，在100 kHz时，LTC6244的 $C_{cm} = 2.1$  pF， $C_{dm} = 3.5$  pF， $e_n = 8$  nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ ，对应的 $e_n C$ 电流噪声为

$$i_{n,enc} = 2\pi \times 100 \text{ kHz} \times 8 \frac{\text{nV}}{\sqrt{\text{Hz}}} \times (2.1 + 3.5) \text{ pf} = 28 \frac{\text{fA}}{\sqrt{\text{Hz}}} \quad (15)$$

这是远低于80 fA/ $\sqrt{\text{Hz}}$  DUT电流噪声

但是，连接光电二极管时，公式中会额外增加一个 $C_{source}$ 或 $C_{pd}$ ，然后需要重新计算电流噪声。即便 $C_{pd}$ 仅仅有16pF的电容值，也会产生与DUT相等电流噪声。低速大面积光电二极管会存在100 pF至1 nF的PD等效电容，高速小区域光电二极管的PD等效电容为1 pF至10 pF。

## 总结

IC设计工程师和经验丰富的电路设计人员都深知，在CMOS和JFET输入放大器中，电流噪声会随频率增高而增高，但由于关于此领域的资料过少，或者制造商提供的信息不全，许多工程师很难了解其原因。本文的目标是帮助大家理解电流噪声从低频到高频的特性，同时介绍一种可以重复测量运放电流噪声的方法。

## 进一步阅读

选择运算放大器，以获取最佳性能并不是一项简单任务。根据应用需求，在噪声、带宽、增益和精度之间权衡和取舍。参考资料1、2、3、4、5、6和7，以及许多放大器数据手册，详细展示如何进行权衡和取舍。

## 参考文献

- <sup>1</sup> [光电二极管特性和应用](#)。OSI Optoelectronics，2007年8月。
- <sup>2</sup> Paul Horowitz和Winfield Hill。《[电子学](#)》，第3版。剑桥大学出版社，2015年4月。
- <sup>3</sup> [ADA4530-1数据手册](#)。ADI公司，2019年11月。
- <sup>4</sup> [CN-0407](#)。ADI公司，2019年2月。
- <sup>5</sup> “[ADA4530-1R-EBZ用户指南：UG-865](#)”。ADI公司，2015年10月。
- <sup>6</sup> “[MT-050：二阶系统的运算放大器总输出噪声计算](#)。”ADI公司，2009年2月。
- <sup>7</sup> [低电平测量手册：精密DC电流、电压和电阻测量](#)。Tektronix, Inc.，2016年2月。

Brisebois, Glen。 “[高阻抗传感器的信号调理](#)。” ADI公司

Brisebois, Glen。 “[跨阻放大器噪声考量](#)。” ADI公司

## 致谢

Kaung非常感谢Glen Brisebois和Aaron Schultz提供的支持，以及Henry Surtihadi、Scott Hunt、Barry Harvey、Harry Holt、Philip Karantzalis和Jordyn Ansari对本文的贡献。

## 附录

在高阻抗环境中，要测量得出FET输入具备10 G $\Omega$ 阻抗噪声，需要注意环境和细节。

在典型的单个放大器引脚布局中，Pin3 (Vin+)邻近Pin4 (V-)。没有保护环时，板的布局非常重要。扫描电源时，会发现输出端存在明显的直流偏移。10 G $\Omega$  SMD最开始与V-（图13中的R10）并联焊接，所以焊锡膏泄漏不可接受。所以，10 G $\Omega$  SMD被移动到另一个位置（R8），由此消除泄漏。[ADA4530-1](#)（静电计级放大器，在85°C时为20 fA）的数据手册显示了所有与焊锡膏选择、污染、湿度影响有关的预防错误，以及其他与高阻抗测量有关的有趣细节。数据手册和用户指南[UG-865](#)，以及电路笔记[CN-0407](#)都非常值得研读。

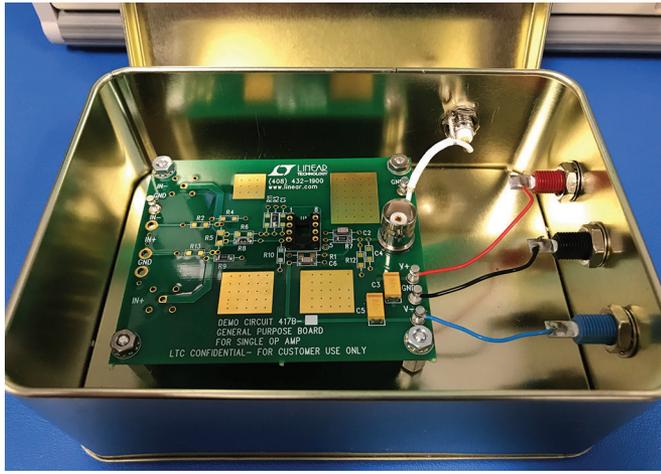


图13. 测量设置。

具有高阻抗、不隔音的器件非常易受擦电效应、压电效应或微音效应影响。有一天，我的钥匙偶然落地，其设施设备显示的噪声谱在人可听到的频率范围内（1 kHz和以上）出现了一个尖峰。我本不认为在高阻抗FET运放前挂一个10GΩ电阻的噪声测量电路会对声音很敏感。但为了再次确认一下，我吹了个口哨。在1 kHz至2 kHz之间测量到了一个尖峰。即使在有大量平均值的情况下，一声尖锐口哨也会令SR785的CRT屏幕上出现噪声尖峰。CN-0407中提到的气密玻璃电阻是消除压电/摩擦电效应的更好选择。

为了确认，我使用笔记本电脑的麦克风测量实验室环境噪声，使用MATLAB®处理数据，最后发现噪声与测量结果非常对应。结果显示，在768 Hz时出现噪声尖峰，其他频率如图14所示。罪魁祸首是距离工作台几米远的大型空调管。为了确定噪声不是来源于我的笔记本电脑，我选择进入公用电话间这个最安静的地方采集噪声数据。结果未捕获之前在768 Hz位置上的噪声尖峰。其他频率的噪声尖峰也至少低了100倍。

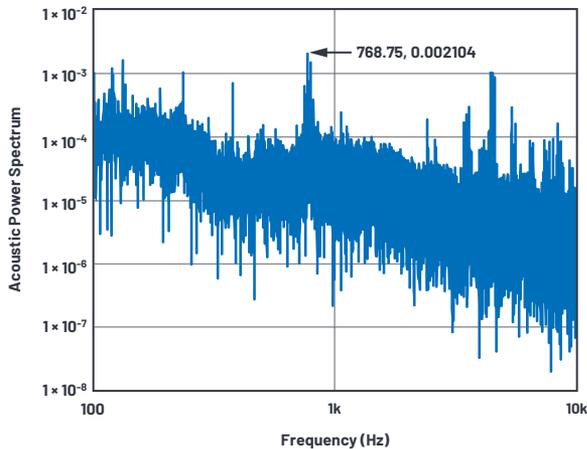


图14. 实验室噪声。

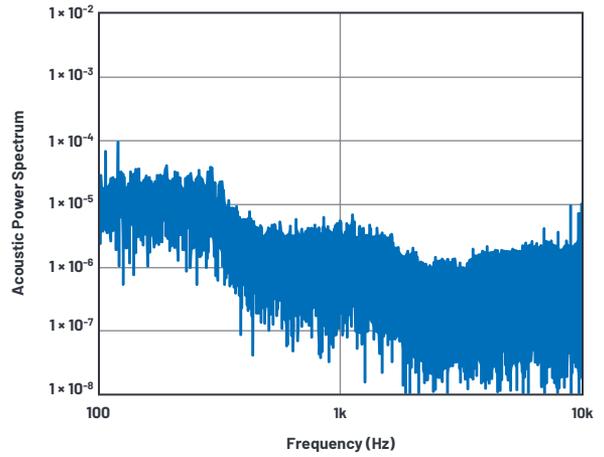


图15. 电话亭噪音。

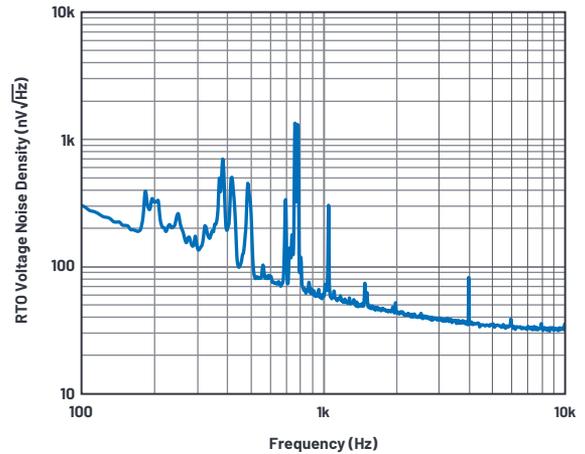


图16. 折合输出端噪声电压密度，无隔音屏障。

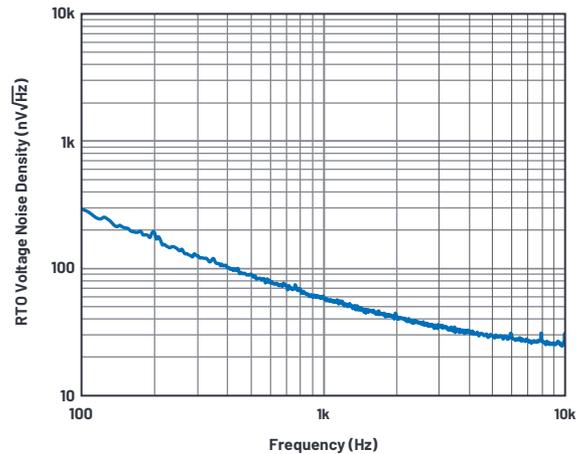


图17. 折合输出端噪声电压密度，有隔音屏障。

要衰减可听噪声，可以使用Temptronix盒。此盒已经热隔离，内部不存在大量气流。我只需要它能够隔离足够的声音，以免麦克风的声效果进入测量结果。它确实起到了这样的作用。参见图16和图17。

## 关于仪器仪表的特定问题：

FET输入放大器具有pA级的输入偏置电流。10 pA通过10 GΩ电阻产生的失调电压体现在放大器的输出端也只有大约100 mV。SR785具有交流耦合特性，可以去除此直流偏置，并在-50 dB V峰值（3.2 mV峰值）的最佳量程范围内测量输出噪声。但是，交流耦合特性会影响到不足1 Hz的频率，导致难以确定平坦的 $12.8 \mu\text{V}/\sqrt{\text{Hz}}$ 频率范围和读取到3 dB的滚降转折点。必须使用直流耦合，但是直流耦合不能使用仪器仪表中最佳的灵敏度范围。1 mHz无源滤波器由两个串连270  $\mu\text{F}$ 有极性电容（135  $\mu\text{F}$ 电容）和一个1 MΩ电阻构成，被置于DUT和SR785的输出之间。由于电容的长导线会产生更大的电流环路面积，这会导致SR785 CRT 屏幕在20kHz频率下的谐波产生的磁场干扰到此电流环路，从而产生辐射干扰噪声。由于磁场从本质上呈三维特性，所以改变无源滤波器盒的角度以及旋转它可以解决此问题。注意查看图18中呈角度的蓝色盒子。简直属于E&M黑魔法！

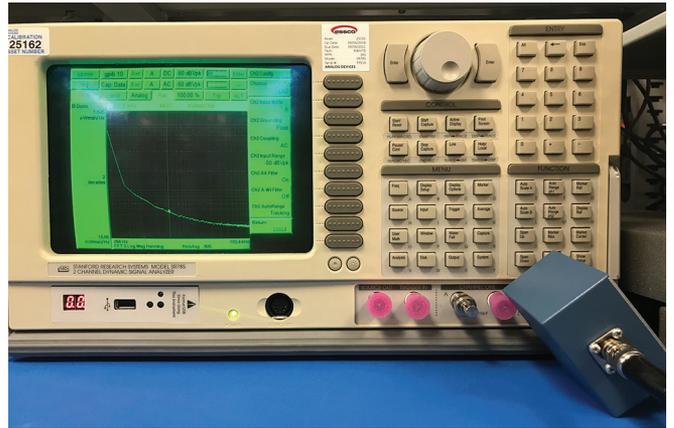


图18. 旋转的过滤器盒对磁场的灵敏度较低。



### 作者简介

Kaung Win于2013年加入ADI，担任线性产品与解决方案部的产品评估工程师，并于2019年调任应用工程师职位。他拥有伍斯特理工学院电气和计算机工程学士学位以及圣塔克拉拉大学电气工程硕士学位。Kaung专注于放大器信号链解决方案。联系方式：[kaung.win@analog.com](mailto:kaung.win@analog.com)。

