

Art Kay, Gerardo Rivera Jr.

摘要

本应用手册探讨了电流噪声对总系统噪声有何影响，以及在哪些情况下会成为问题，重点介绍电流噪声小于 $10\text{fA}/\sqrt{\text{Hz}}$ 的低电流电路。本应用手册使用仿真和基本计算来解释电流噪声、源阻抗和寄生电容对电流噪声的影响。此外，还简要说明了噪声的器件级来源。最后，介绍了测量此噪声的方法以及针对电流噪声的实用板级预防措施。

内容

1 引言.....	2
2 电流噪声与频率间的关系.....	4
3 SPICE 模型如何设置电流噪声.....	5
4 电流噪声对高源阻抗同相放大器的影响.....	6
5 电流噪声对跨阻配置的影响.....	9
6 电流噪声相关性.....	12
7 测量低电流噪声水平.....	13
8 低电流噪声和偏置电流注意事项.....	15
9 总结.....	16
10 参考文献.....	17

插图清单

图 1-1. 电流噪声源和电压噪声源.....	2
图 1-2. 比较总噪声中的电流噪声和热噪声分量.....	3
图 2-1. 典型双极器件 OPA277 的电流噪声和电压噪声密度.....	4
图 2-2. 典型双极 CMOS OPA350 的电流噪声和电压噪声密度.....	4
图 3-1. OPA350 简单噪声模型.....	5
图 3-2. 简单噪声模型的电流噪声与频率间的关系.....	5
图 4-1. 具有高源阻抗的 OPA350 噪声模型.....	6
图 4-2. 源电阻噪声对放大器输入的影响.....	7
图 4-3. 放大器电流噪声对分流器的影响.....	7
图 4-4. 具有 $100\text{M}\Omega$ 源阻抗的同相 OPA350 的原理图.....	8
图 4-5. $100\text{M}\Omega$ 源电阻下的噪声仿真.....	8
图 5-1. 跨阻放大器噪声模型.....	9
图 5-2. 跨阻增益、电流噪声和输出噪声.....	10
图 5-3. 用于比较反相和同相配置的原理图.....	10
图 5-4. 比较反相和同相的传递函数和噪声.....	11
图 7-1. 电流噪声计算中使用的电压噪声分量.....	13
图 7-2. 基于测的放大器输出噪声的最终电流噪声.....	14

表格清单

表 1-1. 电流噪声和电压噪声相等时的源电阻.....	3
表 7-1. 测量过程公式中使用的变量.....	14

商标

所有商标均为其各自所有者的财产。

1 引言

所有运算放大器的输入都有电流噪声源，如图 1-1 所示。当流过源阻抗时，电流噪声将转化为电压噪声 ($e_n = i_n R_s$)。源阻抗本身将产生与源阻抗成正比的热噪声电压。该热噪声由 Johnson 方程给出 $e_n = \sqrt{4kTR_s}$ 。当电流噪声转化为比源阻抗热噪声更大的电压噪声时，电流噪声则成为一个问题 ($i_n R_s \geq \sqrt{4kTR_s}$)。

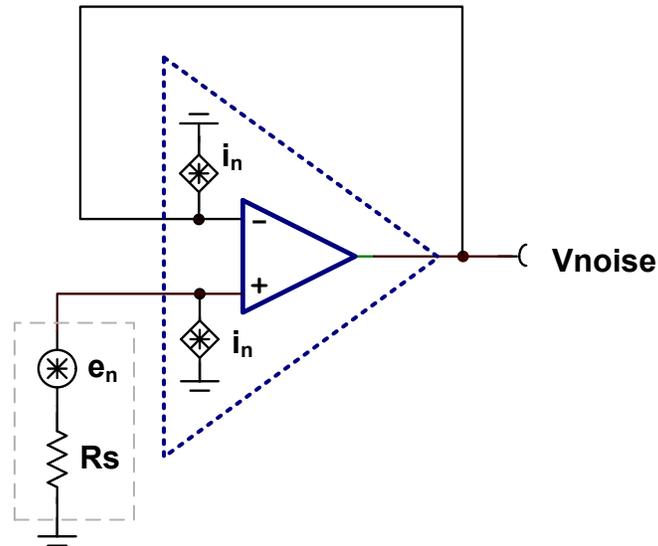


图 1-1. 电流噪声源和电压噪声源

电流噪声和电压噪声的关系取决于源电阻，因此可以绘制电流噪声、热噪声和总噪声与源电阻的关系图。请注意，热噪声随电阻的平方根成正比增加，而当电流噪声转换为电压时，热噪声与源电阻成正比。因此，随着电阻的增加，电流噪声的增加速度将快于电压噪声。图 1-2 显示了 $10\text{fA}/\sqrt{\text{Hz}}$ 电流噪声源的电流噪声、电压噪声和总噪声与源阻抗间的关系。请注意，对于低电阻值，热噪声占主导地位，而在电阻值较高时，电流噪声占主导地位。对于任何电流噪声水平，它们都在高于某个电阻值时占主导地位，因为电流噪声的斜率大于电压噪声的斜率。

表 1-1 显示了不同电流噪声源的热噪声和电流噪声相等时的电阻。在此表中，如果源电阻小于指定电阻，则电流噪声对总噪声的影响可以忽略不计。一般来说，如果 $R_s > 4kT/(i_n)^2$ 则电流噪声将占主导地位。

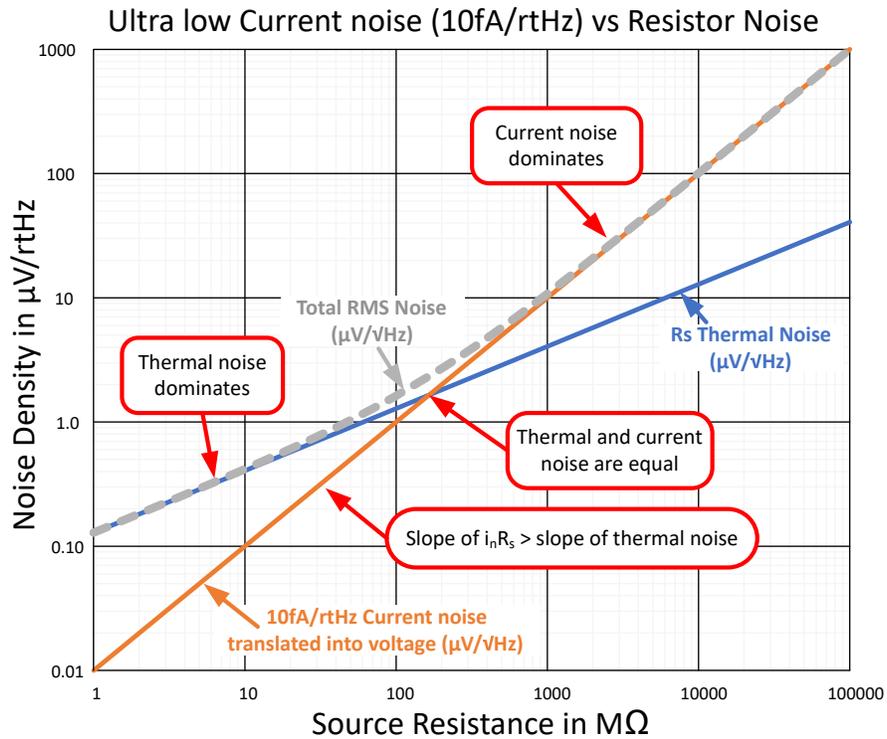


图 1-2. 比较总噪声中的电流噪声和热噪声分量

表 1-1. 电流噪声和电压噪声相等时的源电阻

电流噪声	源电阻	总噪声密度
$0.1\text{fA}/\sqrt{\text{Hz}}$	$1.65\text{T}\Omega$	$233\text{uV}/\sqrt{\text{Hz}}$
$1\text{fA}/\sqrt{\text{Hz}}$	$16.5\text{G}\Omega$	$23.3\text{uV}/\sqrt{\text{Hz}}$
$10\text{fA}/\sqrt{\text{Hz}}$	$165\text{M}\Omega$	$2.33\text{uV}/\sqrt{\text{Hz}}$
$100\text{fA}/\sqrt{\text{Hz}}$	$1.65\text{M}\Omega$	$232\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
$1\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$	$16.5\text{k}\Omega$	$23.2\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
$10\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$	160Ω	$2.33\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$

2 电流噪声与频率间的关系

有时，放大器数据表提供了电流噪声密度与频率间的关系图，在其他情况下，规格表中指定了特定频率下的电流噪声。通常，为电流噪声幅度较大且具有闪烁区域的器件给出了电流噪声与频率间的关系图。图 2-1 所示为一个典型的双极器件，其中电流噪声为几百飞安，具有闪烁区域。

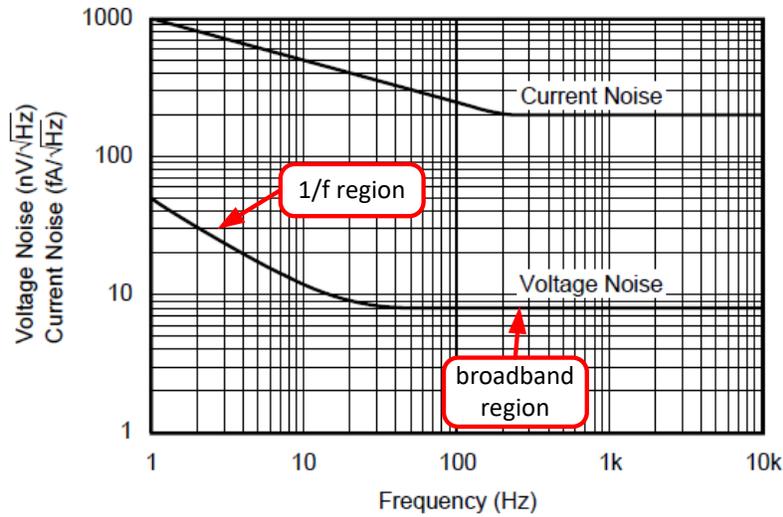


图 2-1. 典型双极器件 OPA277 的电流噪声和电压噪声密度

具有低电流噪声的器件通常会在规格表中给出噪声，但在某些情况下会提供电流噪声与频率的关系图。图 2-2 所示为提供了电流噪声密度与频率间的关系的 CMOS 器件。请注意，在低频时，电流噪声仅为 $5\text{fA}/\sqrt{\text{Hz}}$ ，但在大概 2kHz 时，噪声开始增加。电流噪声的这种增加有时称为回波噪声或 f 平方噪声。 f 平方噪声之所以得名，是因为该区域中的功率频谱斜率等于 f 平方。这种噪声增加和与放大器输入电容相互作用的内部放大器噪声源有关。要了解增加情况，请考虑输入电容的电容性电抗将随频率的升高而降低，从而导致更高的电流噪声（例如 $i_n = e_n/X_c$ ，其中 X_c 随频率的升高而降低）。

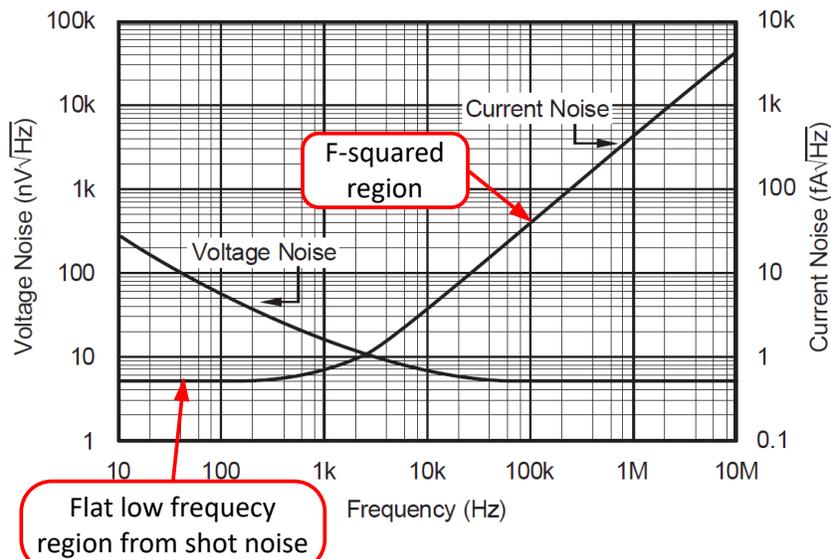


图 2-2. 典型双极 CMOS OPA350 的电流噪声和电压噪声密度

3 SPICE 模型如何设置电流噪声

通常选择 CMOS 和 JFET 器件，因为它们具有极低的偏置电流和低电流噪声。但是，在指定电流噪声与频率间的关系时，您可能会看到 f^2 平方噪声，如图 2-2 所示。如果低电流噪声是设计中的一项目键要求，高频时电流噪声增加可能会令人担忧。务必了解，所有 CMOS 和 JFET 器件在一定程度上都具有这种效果，但可能未指定。通常，放大器模型将显示 f^2 平方噪声，因为当放大器电压噪声与输入电容相互作用时，会自动生成该噪声。因此，您通常可以使用该模型来估算 f^2 平方噪声的影响。图 3-1 展示了一个简单的运算放大器模型，该模型使用电流噪声源、电压噪声源、输入电容和放大器开环增益。请注意，该模型使用在整个频率范围内保持平坦的电流噪声源，并且 f^2 平方噪声是由于电压噪声源和差分输入电容之间的相互作用产生的。如果将电流噪声仿真与图 2-2 中所示的数据表噪声图进行比较，则会表明它们非常相似，但数据表噪声略高。这可能是由于器件内部存在额外的 f^2 平方噪声源造成的。因此，在某些情况下，实际器件可能会有一些电流噪声不包含在典型模型中。此外，低频电流噪声来自 ESD 结构或任何其他半导体结上输入漏电流的发射噪声 ($\sqrt{2qI_b}$)。

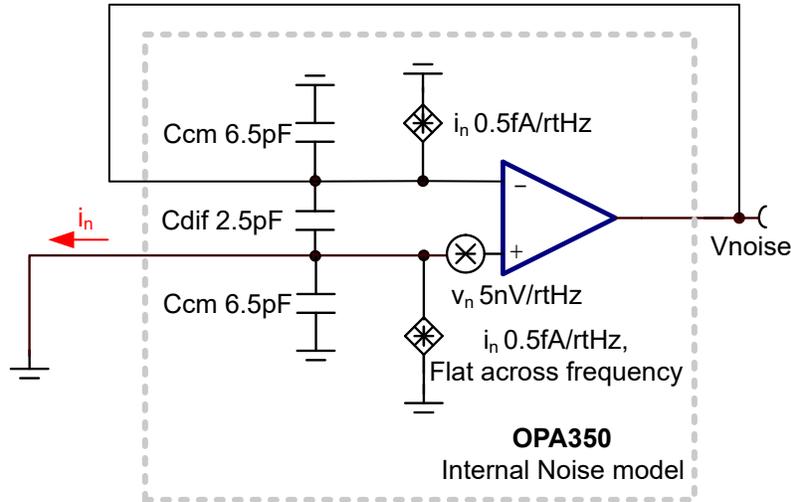


图 3-1. OPA350 简单噪声模型

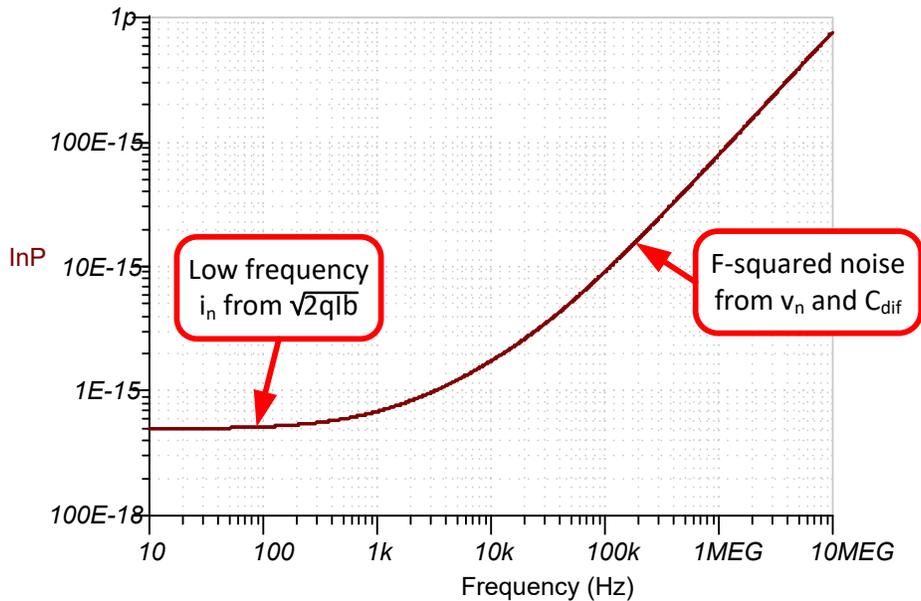


图 3-2. 简单噪声模型的电流噪声与频率间的关系

4 电流噪声对高源阻抗同相放大器的影响

通常，对于具有大源电阻或大反馈电阻的系统而言， f 平方噪声是个问题。通过使用源阻抗进行简单分析，您会知道 f 平方电流噪声会转化为大电压噪声。但是，要充分地了解系统性能，您需要查看所有寄生电容。寄生电容通常会被忽略，因为它们处于皮法范围内，通常不会对性能产生重大影响。但在这种情况下，源阻抗较大，与寄生电容性电抗相当。

下面拿具有 $100\text{M}\Omega$ 源阻抗的 OPA350 举例介绍。在低频时，该器件的电流噪声为 $0.5\text{fA}/\sqrt{\text{Hz}}$ 。根据表 1-1，低频电流噪声在源阻抗为 $100\text{M}\Omega$ 时肯定忽略不计，但随着电流噪声增加到数百飞安，更高频率的电流可能成为一个问题。该电路的模型如图 4-1 所示。在该图中，电流噪声会遇到一个分流器。一些电流将流入共模电容，另一些电流流入源。此外，源电阻产生的噪声电流取决于共模电容。请记住，在较高的频率下，共模电容的电抗远小于源电阻（ 1kHz 时， $X_c = 1/(2\pi(1\text{kHz})(6.5\text{pF})) = 24\text{M}\Omega$ ）。因此，从分流器的角度来看，大多数电流将流入共模电容中。另请注意，同相输入端的任何 PCB 寄生电容都将与 C_{cm} 并联，并将进一步降低电抗 $[X_{ccm} = 1/(2\pi f(C_{cm} + C_{par}))]$ 。

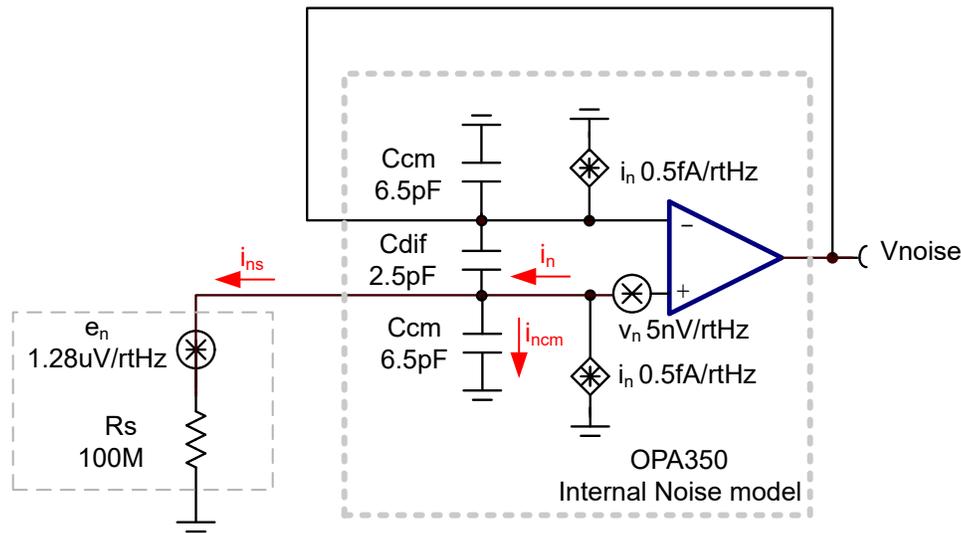


图 4-1. 具有高源阻抗的 OPA350 噪声模型

为了更好地了解该电路中各种源和阻抗之间的相互作用，使用叠加很有用。首先，看看源电阻噪声的影响。 R_s 和 C_{cm} 电抗形成一个低通滤波器。放大器输入端的噪声电压将以 245Hz ($f_c = 1/(2\pi R_s C_{cm}) = 245\text{Hz}$) 滚降。您还可以考虑该噪声电压会产生噪声电流 $i_{RS} = e_{nr}/\sqrt{(R_s)^2 + (X_{ccm})^2}$ (请参阅图 4-2)

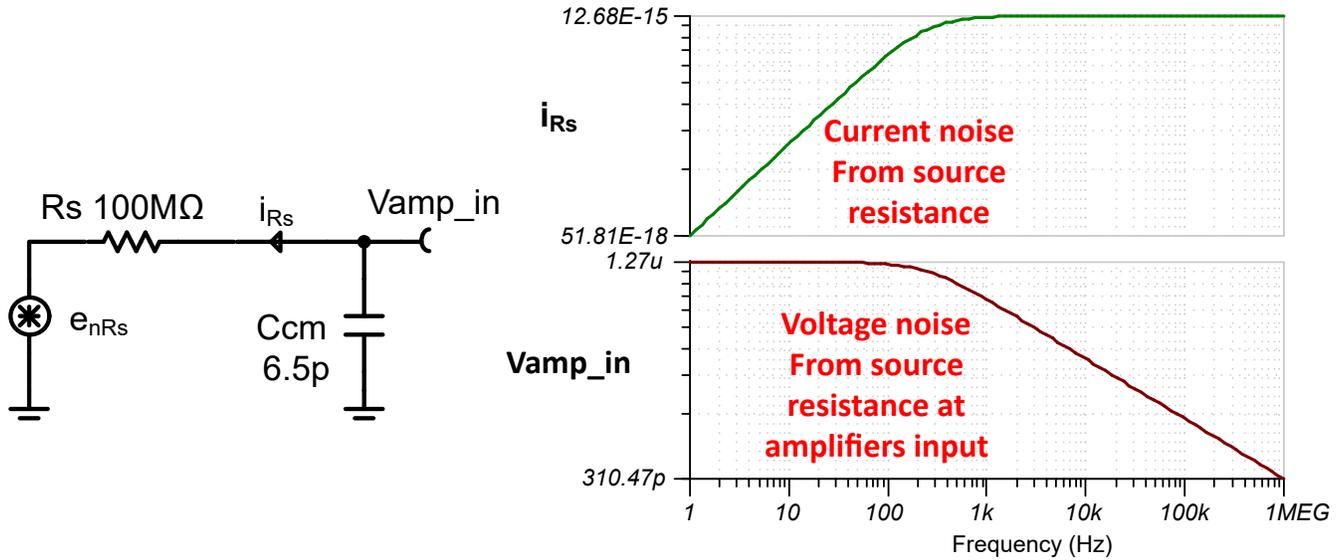


图 4-2. 源电阻噪声对放大器输入的影响

考虑以下情况：放大器的噪声电流 (i_n) 将从放大器流入分流器， C_{cm} 的电抗与 R_s 并联。请注意，在低频率下，流经电阻器的电流噪声与来自放大器的电流相同。但在较高频率下，共模电容器的容抗与源电阻相比较小，因此来自放大器的大部分电流都流经 C_{cm} 。

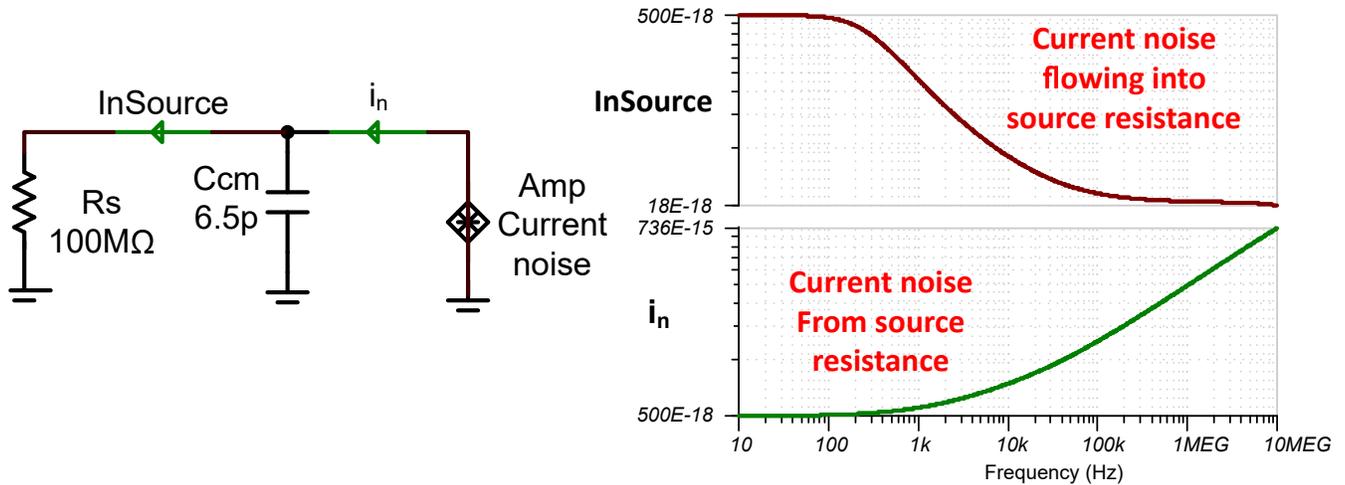


图 4-3. 放大器电流噪声对分流器的影响

图 4-5 所示为具有 $100M\Omega$ 源阻抗的 OPA350 的总噪声。请注意，低频时的输出噪声曲线主要是电阻器的热噪声。根据表 1-1，这是合理的，因为低频时的电流噪声为 $0.5fA/\sqrt{Hz}$ ，且 $100M\Omega$ 足够低，可以更大限度地降低此低电平电流噪声的影响。但在较高的频率下，由于 $1MHz$ 时的噪声超过 $100fA/\sqrt{Hz}$ ，因此您可以预计电流噪声会更成问题。但是，由于共模电容器的阻抗与源阻抗相比较小，因此负载不会遇到电流噪声在较高频率下增加，因此大多数电流将处于共模电容中。实际上，流经源阻抗的噪声电流主要是阻抗的热噪声 ($i_{nr} \approx e_{nr}/R_s = 1.28\mu V/100M\Omega = 12.8fA/\sqrt{Hz}$)。最后，请注意，放大器输出噪声在大概 $100Hz$ 时开始滚降。这是因为由源阻抗和共模电容形成的低通滤波器 ($f_c = 1/(2\pi R_s C_{cm}) = 245Hz$)。因此，噪声以及任何输入信号都将由源阻抗和共模电容形成的滤波器进行衰减。

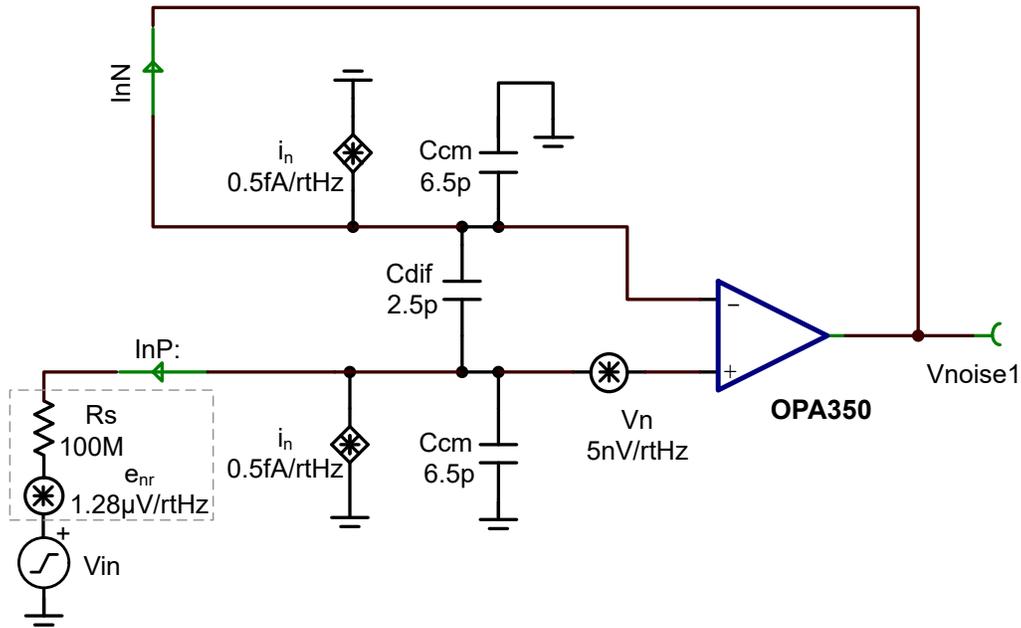


图 4-4. 具有 100M 源阻抗的同相 OPA350 的原理图

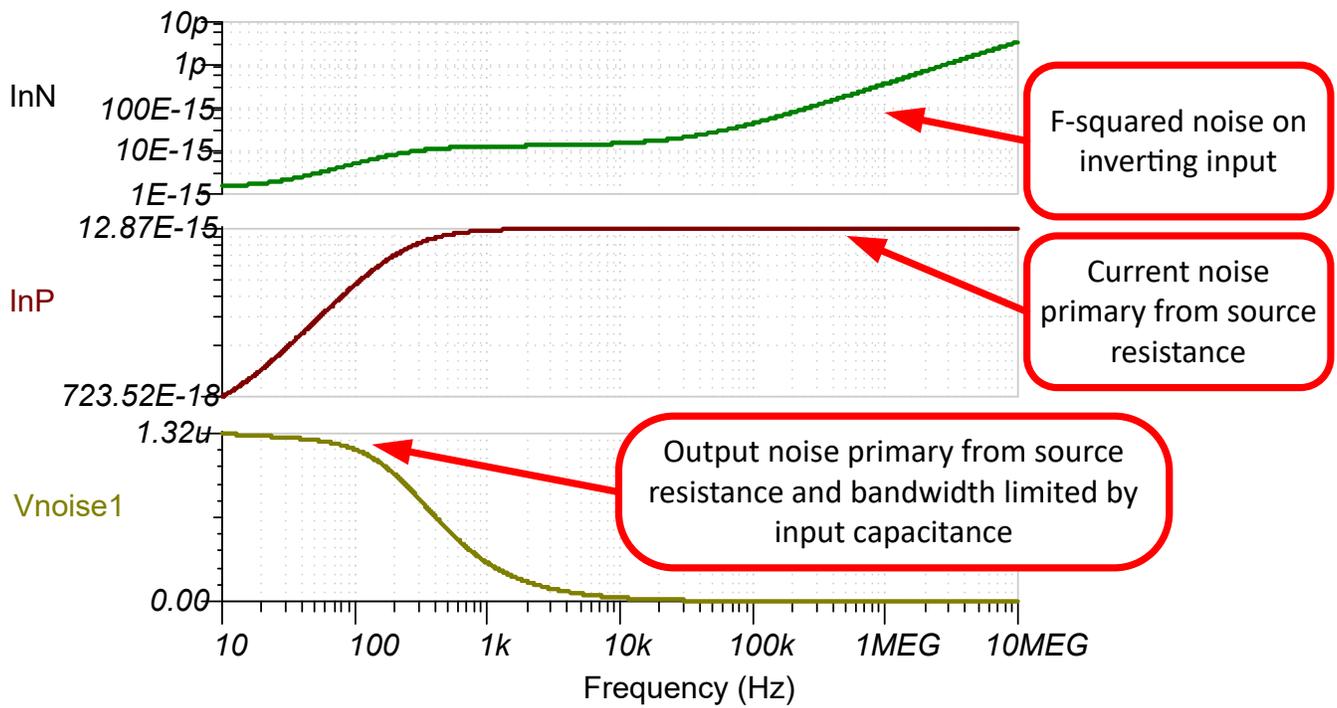


图 4-5. 100M Ω 源电阻下的噪声仿真

5 电流噪声对跨阻配置的影响

上一节展示了一个将高源阻抗连接到同相放大器输入的示例。Ph 传感器是传感器的常见示例，该传感器通常连接到同相输入，阻抗范围为 $10\text{M}\Omega$ 至 $1000\text{M}\Omega$ 。跨阻放大器是另一种使用高阻抗并将电流噪声视为重要误差源的常见配置。跨阻放大器的常见应用是将光电二极管的输出电流转换为电压。在许多情况下，光电二极管电流可能非常低，因此需要较大的反馈阻抗。

对于跨阻放大器，使用大反馈电阻器也会严重限制放大器带宽。在此示例中，电流增益 ($V_{\text{out}}/i_{\text{in}}$) 的带宽限制为 1.59kHz ($f_c = 1/(2\pi R_f C_f) = 1.59\text{kHz}$)。请注意， C_f 是反馈电阻器的寄生电容和添加的任何外部电容的组合。对于跨阻放大器，需要一定的反馈电容来确保放大器的稳定性。与同相配置一样，带宽限制将在 f 平方噪声开始之前很久使噪声和信号增益滚降，因此无法在输出频谱中看到 f 平方噪声。

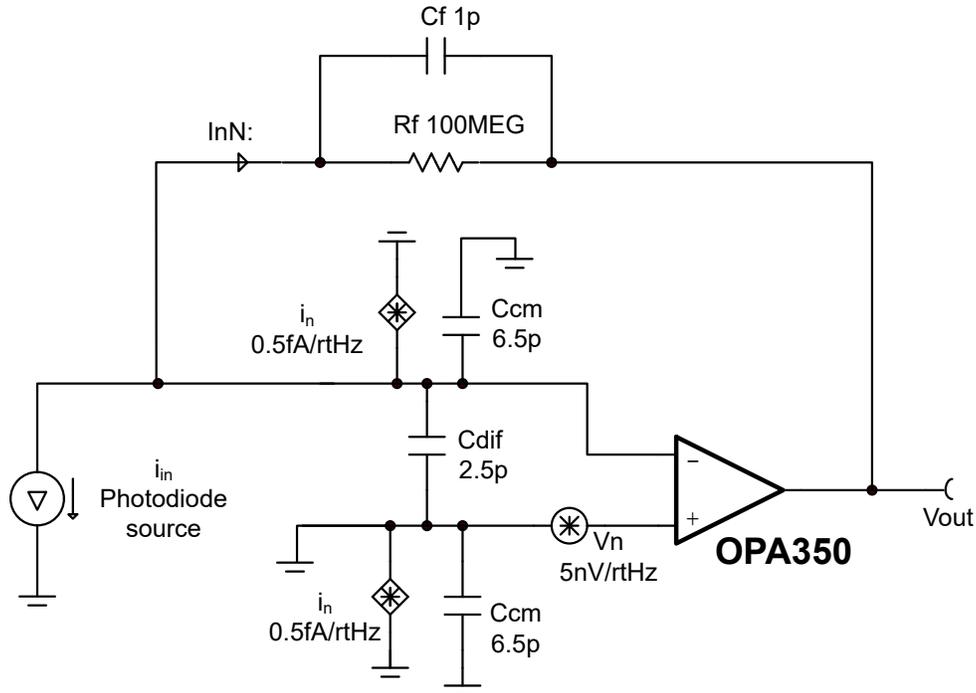


图 5-1. 跨阻放大器噪声模型

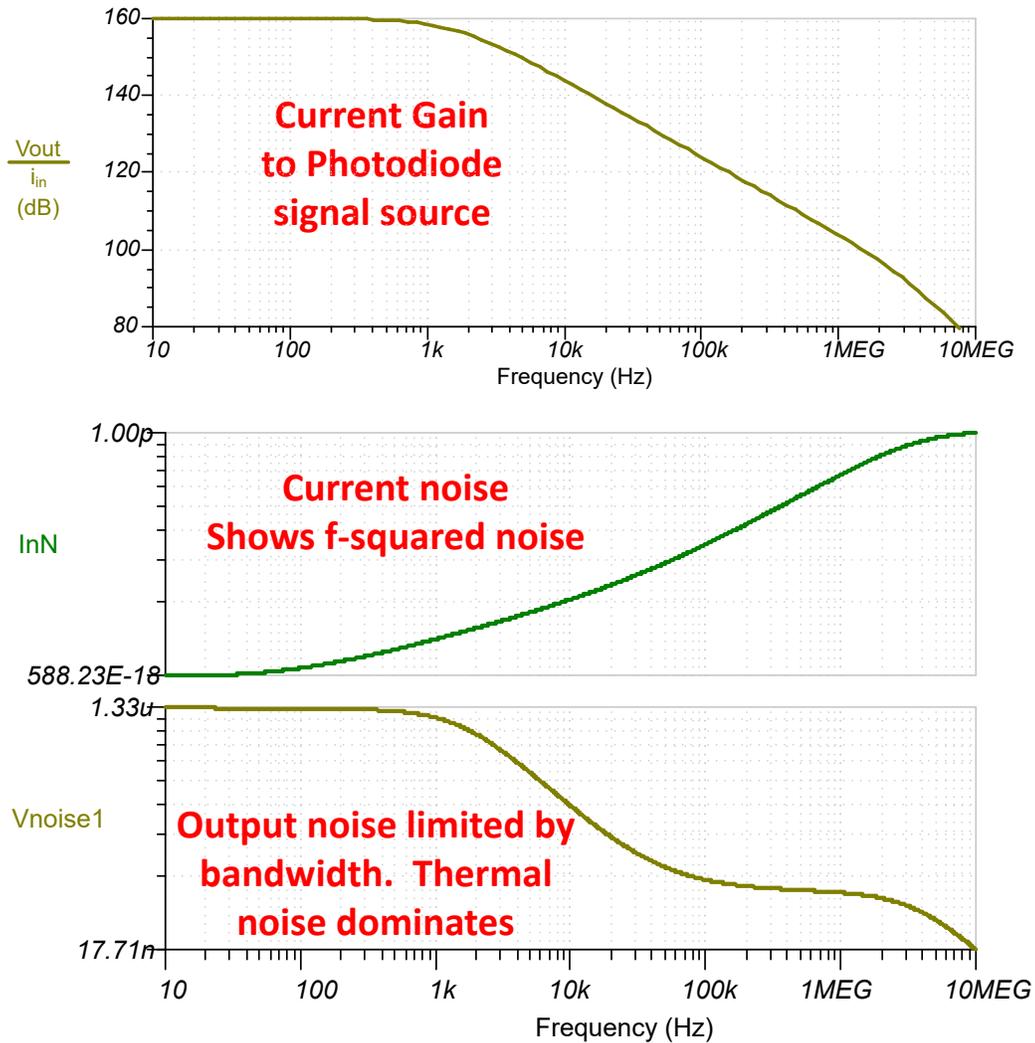


图 5-2. 跨阻增益、电流噪声和输出噪声

与同相情况相比，电流噪声在源阻抗路径与共模和寄生输入电容器路径之间进行了分流。但是，对于跨阻放大器，所有电流噪声都强制流经反馈电阻器。也就是说，对于在反相节点上的寄生电容中产生的任何电流，一个相等的反向电流将流经反馈网络。反相节点上的任何附加寄生电容都会导致跨阻放大器的 f^2 平方噪声增大。反相输入端的此电容不会直接影响信号带宽，但从实际角度来看，需要通过增大反馈电容来抵消该电容，以实现放大器稳定性。增大跨阻放大器上的反馈电容器将降低带宽。另一方面，增大寄生电容同相输入将直接降低同相放大器的带宽。关键点是，从电流噪声的角度来看，同相放大器相对于跨阻放大器而言具有一些优势。图 5-4 展示了总 RMS 噪声的跨阻和同相配置之间的比较。

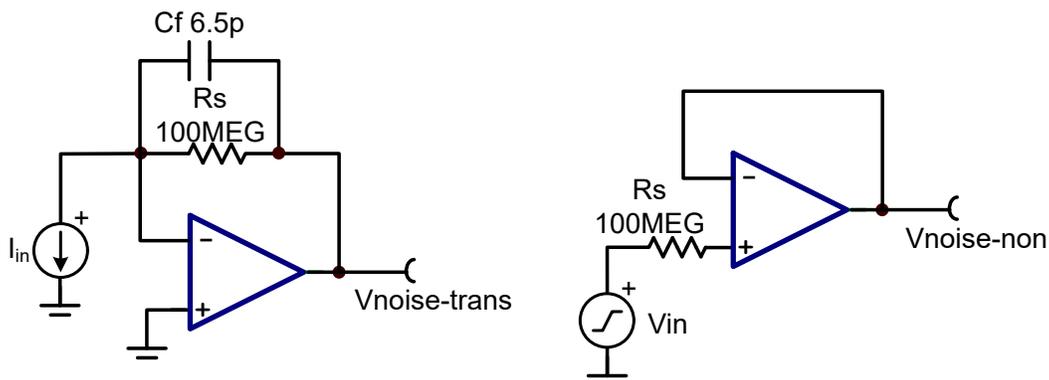


图 5-3. 用于比较反相和同相配置的原理图

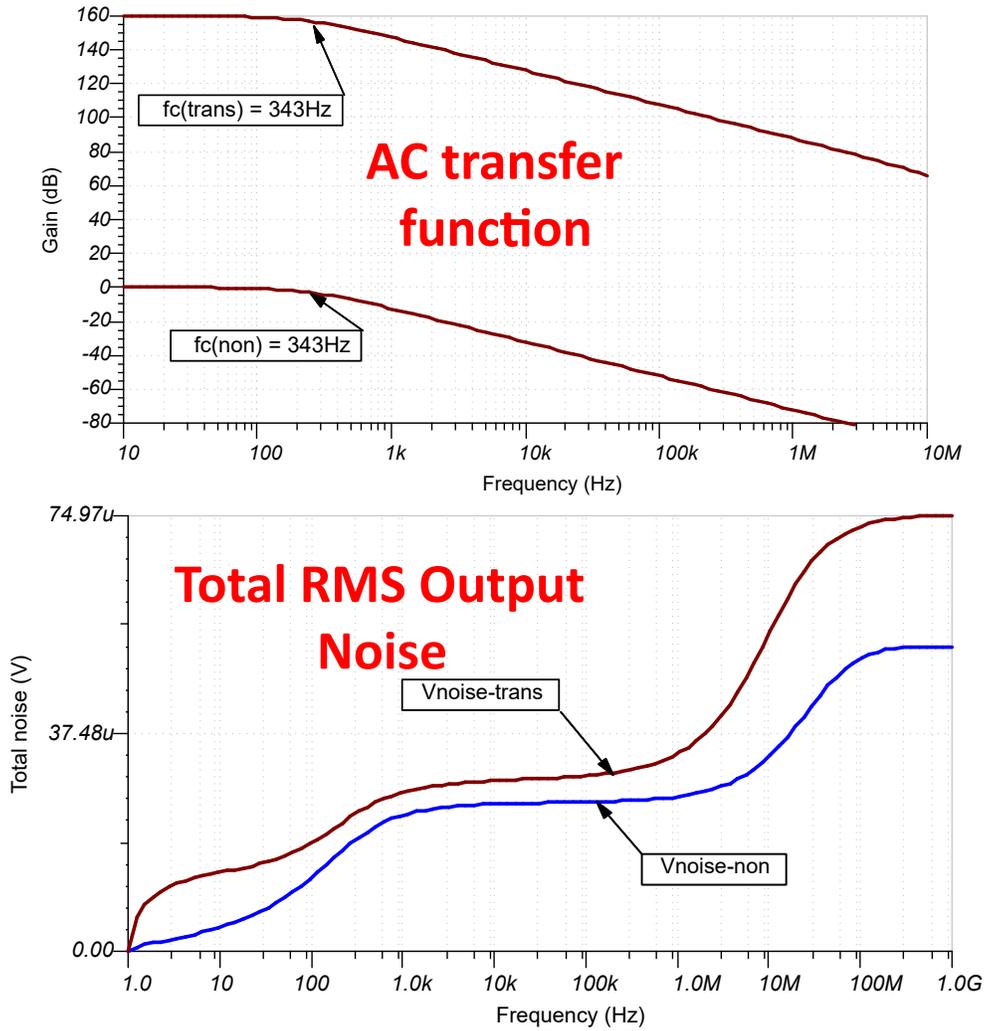


图 5-4. 比较反相和同相的传递函数和噪声

6 电流噪声相关性

在噪声分析中，噪声源通常是随机且不相关的。因此，将两个噪声源相加，求取均方根 (RSS)。方程式 1 展示了两个随机不相关噪声源的相加过程。对于两个完全独立的电路元件，您可以假设噪声不相关。例如，两个独立电阻器上的噪声将不相关。但是，如果通过不同路径耦合单个噪声源，则每个路径输出端的噪声将相互关联。例如，如果一个噪声源连接到两个不同的放大器，则放大器输出端的噪声将相互关联。方程式 2 展示了相关噪声源的相加过程。相关性因子指示信号的相关程度。如果两个信号具有相同的波形，则它们直接相关，相关因子为 +1.0。此时，公式简化为将两个信号直接相加 ($e_{nTotal} = e_{n1} + e_{n2}$)。另一方面，当两个信号具有相同的波形，但一个信号相对于另一个信号反相时，它们是负相关的，且相关因子为 -1.0。此时，公式可简化为直接将两个信号相减 ($e_{nTotal} = |e_{n1} - e_{n2}|$)。

$$e_{nTotal} = \sqrt{e_{n1}^2 + e_{n2}^2} \quad (1)$$

e_{n1} 、 e_{n2} 是随机且不相关的噪声源

其中

e_{nTotal} 是这些信号的组合

$$e_{nTotal} = \sqrt{e_{n1}^2 + e_{n2}^2 + 2Ce_{n1}e_{n2}} \quad (2)$$

其中

e_{n1} 、 e_{n2} 是随机噪声源

e_{nTotal} 是这些信号的组合

C 是相关因子，介于 -1.0 到 +1.0 之间

从放大器电流噪声的角度来看，在某些情况下，电流噪声可能是相关的。根据内部放大器设计不同，可能存在一个公共电压噪声源，该电压噪声源将通过栅源电容耦合到放大器输入端。由于该噪声通过电容耦合，因此它充当 f 平方噪声分量。在这种情况下，两个输入端上的噪声来自同一个偏置电路，因此噪声直接相关。在放大器的反相和同相输入端匹配阻抗将使电流噪声转换为两个相等的直接相关电压噪声值。放大器的共模抑制功能会将两个噪声源相减，并有效消除噪声。当然，任何放大器都可以有多个噪声源，并非所有噪声都是相关的，因此噪声不会完全消除。此外，许多放大器的电流噪声没有任何明显的相关性，因此平衡阻抗并不总是能改善噪声。

通常，有关噪声相关性的详细信息不会发布在放大器数据表中，因此确定平衡阻抗是否有用的实用方法是进行实验。请记住，平衡阻抗必然需要添加额外的电阻器，并且电阻器可能包含不相关的电压噪声。OPA392 是一个电流噪声具有很强相关性的器件示例。

7 测量低电流噪声水平

在运算放大器的同相输入端放置一个电阻会将电流噪声转换为电压噪声。此外，当增大该电阻以使 $R_s > 4kT/(i_n)^2$ 电流噪声将是主要噪声源。不过，如前所述，当 R_s 增大到非常大时，放大器的噪声带宽和信号带宽会受到限制，因此由 f 平方噪声增加的电流噪声可能不会显著。但是，可以通过数学方法校正带宽限制，并减去源电阻产生的热噪声，以显示随频率变化的电流噪声。以下过程可用于测量低电流噪声水平并校正寄生阻抗。表 7-1 定义了测试过程中使用的变量。

1. 根据器件的偏置电流选择一个电阻器。通过将偏置电流乘以源阻抗，可设置放大器输入端的直流电压。在本例中，我们将选择 $10G\Omega$ 。这会将 OPA350 的输出失调电压设置为 $100mV$ 最坏情况 ($I_B \times R_s = 10pA \times 10G\Omega = 100mV$)。该器件的低频电流噪声为 $0.5fA/\sqrt{Hz}$ ，因此源电阻器会保持电流噪声占主导地位 ($R_s > 4kT/(i_n)^2 = 6.59G\Omega$)。
2. 校准测量系统的本底噪声（例如，频谱分析仪）。这是通过在未安装放大器的情况下测量噪声来实现的。可以从噪声测量结果中减去该读数，以校正本底噪声。
3. 安装放大器并测量输出噪声。
4. 以下步骤对热噪声、器件寄生阻抗和寄生电容进行数学校正。
5. 确定缓冲器的闭环增益： $G_{cl} = 1/[(f/GBW)^2 + 1]$
6. 将输出噪声除以闭环增益： $e_{nRTI} = e_{nOUT}/G_{cl}$
7. 确定共模阻抗和频率范围内的寄生电容： $X_{cmm} = 1/(2\pi(C_{cm} + C_{par})f)$
8. 查找源电阻器噪声： $e_{nr} = \sqrt{4kTR_s}$
9. 查找放大器输入端的源电阻器噪声： $e_{nrRTI} = e_{nr}(X_{cmm}/\sqrt{X_{cmm}^2 + R_s^2})$
10. 仅根据电流噪声源计算放大器输入端的电压噪声。为此，从测得的噪声 RTI 中减去放大器电压噪声和源电阻器热噪声： $e_{n_current} = \sqrt{(v_{nRTI})^2 - (e_{nrRTI})^2 - (e_{nAmp})^2}$ 。对于 OPA320，放大器噪声为 $5nV/\sqrt{Hz}$ ，因此计算公式为： $e_{n_current} = \sqrt{(\text{step6})^2 - (\text{step9})^2 - (5nV/\sqrt{Hz})^2}$ 。图 7-1 显示了每个阶跃随频率变化的结果。
11. 计算从同相输入到接地端检测到的阻抗。这是第 10 步中的电压噪声所遇到的阻抗。这是源电阻和输入电容电阻的并联组合。 $Z_{input} = R_s X_{cmm}/\sqrt{X_{cmm}^2 + R_s^2}$
12. 计算输入电流噪声： $i_n = e_{n_current}/Z_{input}$

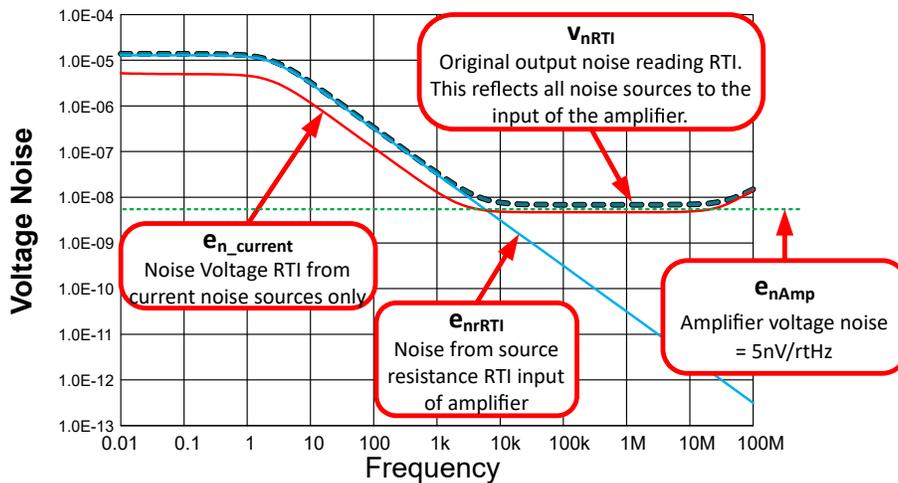


图 7-1. 电流噪声计算中使用的电压噪声分量

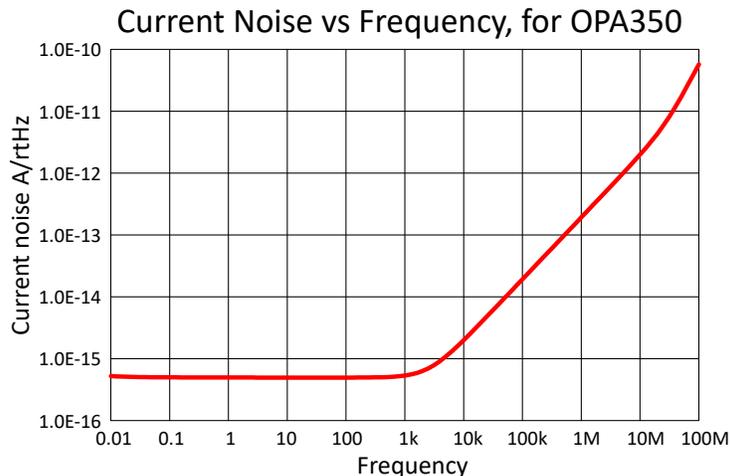


图 7-2. 基于测的放大器输出噪声的最终电流噪声

表 7-1. 测量过程公式中使用的变量

变量	定义
R_s	源电阻
i_n	放大器电流噪声
G_{cl}	闭环增益
GBW	放大器增益带宽数据表规格
C_{cm}	放大器共模电容
C_{par}	PCB 引线寄生电容
X_{cm}	放大器共模电容和寄生电容的阻抗
e_{nOUT}	测得的输出电压噪声
e_{nRTI}	以放大器输入为基准测得的噪声
e_{nr}	源电阻的热噪声
e_{nRTI}	以放大器输入为基准的源电阻热噪声
$e_{n_current}$	放大器电流噪声引起的电压噪声 (以输入为基准)
Z_{input}	放大器输入端检测到的阻抗
i_n	放大器电流噪声

8 低电流噪声和偏置电流注意事项

需要低电流噪声的应用需要采取特殊的预防措施来充分利用器件规格。如果不采取这些预防措施，可能会导致噪声水平远高于理论所能预测的水平。请注意，适用于低电流噪声电路的同样问题也适用于低偏置电流电路。将该电流噪声视为器件偏置电流的交流变化。任何泄漏路径往往具有低频变化，从而产生看起来像低频噪声的误差源。

低电流噪声电路的一个主要问题是，这种类型的电路可以与高阻抗传感器连接并可以使用高阻抗反馈网络。这些高阻抗会受到任何寄生阻抗的影响。通常情况下，两个电阻器引脚之间的 PCB 材料阻抗被视为实际上是无限的。但是，焊剂残留物和其他污染物可能会产生泄漏路径，从而使电流超过预期的偏置电流和电流噪声。为了获得出色结果，必须根据所使用的焊剂类型在超声波清洁器中清洁 PCB。清洁后，应在较高的温度下烘烤电路板，以消除任何残留水分。此外，应使用 ESD 安全手套或手指护套来处理电路板，以免污染护肤油或其他调味品。避免让电路板吸入空气，因为其中的含盐分会严重降低性能。电路板需要存放在密封的低湿度容器中，并带有干燥剂包。

即使 PCB 保持清洁干燥，PCB 电介质材料也可能会有些泄漏。有一种称为保护的设计方法，它在敏感节点周围使用一根被驱动到与敏感信号布线相同电位的防护布线。由于信号强度和周围防护布线之间没有电势差，因此可实现超低的漏电流。

此外，在进行低电流噪声测量时，泄漏路径需要考虑干扰源。由于电流电平极低，干扰信号的任何微小拾取都可能引入较大的误差。通常，需要使用屏蔽外壳来最大限度地减少噪声拾取。

最后，您的应用可能需要非常大的电阻值（10M 到 1T）。此范围内的低漂移精密电阻器可能会非常昂贵。这些电阻器通常是物理尺寸较大的通孔器件，可能会因处理和存储不当而损坏。此外，与高阻抗并联放置的任何物理电容器都需要具有低泄漏类型（聚苯乙烯和特氟隆）。本文档末尾的相关内容提供了有关低 IB 测量的详细信息。

9 总结

除非源阻抗非常大，否则电流噪声在非常低的情况下不会影响总噪声性能。在电流噪声为 $1\text{fA}/\sqrt{\text{Hz}}$ 时，源电阻需要大于 $16.5\text{G}\Omega$ ，电流噪声才会对总噪声产生重大影响。对于 CMOS 和 JFET 器件，在较高频率下，电流噪声通常会增加。电流噪声的增加称为 f 平方噪声。凡电路源阻抗为高限值的，带宽低于频率时电流噪声开始增加。该带宽限制倾向于抵消 f 平方噪声的影响，以便总 RMS 噪声不会受到 f 平方噪声的显著影响。

10 参考文献

1. EDN, *Design Femtoampere Circuits with Low Leakage, Part 1*, Grohe, P. 2011.
2. EDN, *Design Femtoampere Circuits with Low Leakage, Part 2*, Grohe, P. 2012.
3. EDN, *Design Femtoampere Circuits with Low Leakage, Part 3: Low-Current Design Techniques*, Grohe, P. 2012.

重要声明和免责声明

TI“按原样”提供技术和可靠性数据（包括数据表）、设计资源（包括参考设计）、应用或其他设计建议、网络工具、安全信息和其他资源，不保证没有瑕疵且不做任何明示或暗示的担保，包括但不限于对适销性、某特定用途方面的适用性或不侵犯任何第三方知识产权的暗示担保。

这些资源可供使用 TI 产品进行设计的熟练开发人员使用。您将自行承担以下全部责任：(1) 针对您的应用选择合适的 TI 产品，(2) 设计、验证并测试您的应用，(3) 确保您的应用满足相应标准以及任何其他功能安全、信息安全、监管或其他要求。

这些资源如有变更，恕不另行通知。TI 授权您仅可将这些资源用于研发本资源所述的 TI 产品的应用。严禁对这些资源进行其他复制或展示。您无权使用任何其他 TI 知识产权或任何第三方知识产权。您应全额赔偿因在这些资源的使用中对 TI 及其代表造成的任何索赔、损害、成本、损失和债务，TI 对此概不负责。

TI 提供的产品受 [TI 的销售条款](#) 或 [ti.com](#) 上其他适用条款/TI 产品随附的其他适用条款的约束。TI 提供这些资源并不会扩展或以其他方式更改 TI 针对 TI 产品发布的适用的担保或担保免责声明。

TI 反对并拒绝您可能提出的任何其他或不同的条款。

邮寄地址：Texas Instruments, Post Office Box 655303, Dallas, Texas 75265

Copyright © 2023，德州仪器 (TI) 公司