

Technical White Paper

优化斩波放大器精度



Art Kay and Marek Lis

摘要

零漂移放大器具有非常低的输入失调电压 (V_{os}) 和低温漂, 并且没有闪烁噪声。两种主要的零漂移放大器是斩波放大器和自动置零放大器。本文重点介绍斩波放大器, 因为到目前为止, 此类放大器是零漂移放大器的最常见类型, 并且斩波放大器的大部分概念也适用于自动置零放大器。斩波放大器通过使用内部校准电路来实现低 V_{os} 和 V_{os} 漂移。该电路使用金属氧化物半导体场效应晶体管 (MOSFET) 开关来对输入进行换向。但是, 此校准技术会在放大器输入偏置电流中产生电流瞬态。这些瞬态电流会流经放大器反馈网络和源阻抗, 从而产生额外的失调电压、温漂和瞬态噪声信号。当使用较大的反馈电阻或源阻抗时, 该误差的幅度会增加。此外, 该误差还取决于斩波放大器的设计细节, 因此某些产品比其他产品更容易受到 V_{os} 漂移的影响。本白皮书将详细介绍不同斩波放大器产品的源阻抗和反馈阻抗如何影响失调电压、漂移和噪声的幅度。本文档还将说明如何为您的应用选择最佳斩波放大器, 并阐述斩波放大器不太适用的情况。

内容

1 零漂移放大器的优势	2
2 斩波器内部工作原理	3
3 斩波输入电流瞬态	8
4 偏置电流转换为失调电压	12
5 斩波电流瞬态对失调电压的影响	14
6 输入偏置电流与偏置瞬态	18
7 放大器固有噪声	19
8 斩波器瞬态噪声	22
9 选择零漂移放大器的过程	25
10 总结	26
11 参考资料	26
12 修订历史记录	26

插图清单

图 1-1. OPA388 零漂移放大器噪声示例	2
图 1-2. OPA328 传统 CMOS 放大器噪声示例	2
图 2-1. 零漂移放大器和传统放大器的基本拓扑	4
图 2-2. 每个校准周期内的斩波放大器输入信号路径	5
图 2-3. 每个校准周期内的斩波放大器输入失调电压路径	6
图 2-4. 失调纹波和同步陷波滤波器	7
图 2-5. 详细斩波器方框图	8
图 3-1. NMOS 晶体管截止运行状态下的电荷分布	9
图 3-2. NMOS 晶体管线性运行状态下的电荷分布	9
图 3-3. 电荷注入和时钟馈通	10
图 3-4. 斩波器输入级上的 NMOS 开关连接	10
图 3-5. OPA188 的斩波器输入电流瞬态	11
图 3-6. OPA188 的斩波器噪声和校准馈通 (缓冲器配置)	11
图 4-1. 运算放大器的偏置电流模型	12
图 4-2. 用于叠加计算的因 I_{BN} 而产生的失调电压	13
图 4-3. 用于叠加计算的因 I_{BP} 而产生的失调电压	13
图 5-1. OPA188 上斩波器瞬态的 TINA-TI 模型	14
图 5-2. OPA188 模型 ($R_{FB} = R_S = 100k\Omega$) 的仿真输出失调电压	15

图 5-3. OPA188 模型 ($R_{FB} = 0\ \Omega$ 、 $R_s = 100k\ \Omega$) 的仿真输出失调电压	15
图 5-4. OPA188 模型 ($R_{FB} = 100k\ \Omega$ 、 $R_s = 0\ \Omega$) 的仿真输出失调电压	16
图 5-5. OPA388 的失调电压与源电阻间的关系	16
图 6-1. OPA186 的偏置电流与温度间的关系	18
图 7-1. 放大器噪声模型	20
图 7-2. 噪声等效电阻和负载与增益间的关系	21
图 7-3. 选择源阻抗噪声占主导地位的运算放大器	22
图 8-1. OPA188 的频域噪声与反馈阻抗间的关系	22
图 8-2. OPA188 的噪声与反馈电阻间的关系	23
图 8-3. OPA188 的频域噪声与增益间的关系	23
图 8-4. 以输入为基准的噪声与增益间的关系	24
图 8-5. 简单输出滤波器可将斩波器噪声降至最低	24
图 8-6. OPA188 的噪声与外部滤波器间的关系	25

表格清单

表 1-1. 零漂移规格与同类传统放大器的比较	3
表 2-1. 常用放大器的斩波频率	8
表 5-1. 建议的最大 R_s 和反馈电阻 ($R_f \parallel R_g$)	17
表 7-1. 为应用选择最佳零漂移放大器	21
表 9-1. 零漂移放大器选择表	26

1 零漂移放大器的优势

零漂移放大器使用内部校准方法来更大限度降低放大器的输入失调电压 (V_{os})。由于此校准会持续进行，因此失调电压随温度的变化也会达到最小。零漂移放大器还改善了其他一些参数，这些参数涉及失调电压变化与系统或环境因素之间的关系。例如，电源抑制比 (PSRR) 用于衡量放大器失调电压受电源电压变化的影响，因此与传统拓扑相比，零漂移放大器的此规格通常更好。电源抑制比 (PSRR)、共模抑制比 (CMRR) 和开环增益 (A_{OL}) 都用于衡量 V_{os} 受放大器工作条件变化的影响，因此与传统拓扑相比，零漂移放大器的这些规格通常要好得多。同样，电磁抑制比 (EMIRR) 用于衡量失调电压变化与电磁干扰之间的关系，因此该规格在斩波器中通常也可以得到改善。

传统放大器的噪声在低频时会增大 (称为 $1/f$ 或闪烁噪声)。闪烁噪声可被视为输入失调电压随时间的变化。因此，斩波放大器可以消除 $1/f$ 噪声。图 1-1 和图 1-2 对传统放大器噪声频谱密度与零漂移放大器进行了比较。

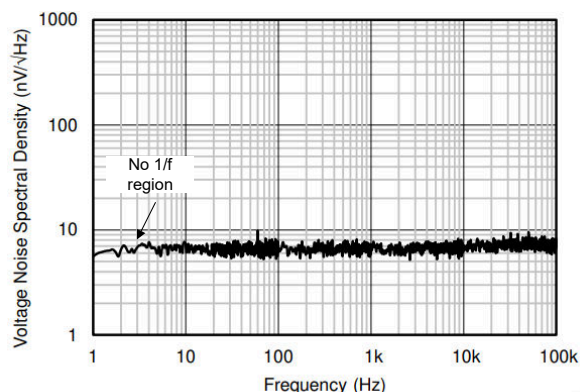


图 1-1. OPA388 零漂移放大器噪声示例

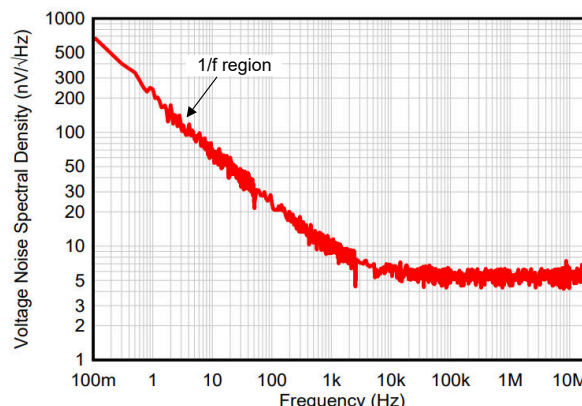


图 1-2. OPA328 传统 CMOS 放大器噪声示例

斩波放大器具有低失调电压，因此是需要高直流精度的应用的理想选择。然而，与大多数创新一样，有一些折衷因素会限制这种放大器在某些应用中的有效性。本文档旨在展示零漂移放大器的局限性，以便您能够就零漂移放大器是否适合您的特定应用做出明智的决策。

表 1-1 比较了零漂移放大器与具有一流直流性能的传统放大器的 V_{os} 和 V_{os} 漂移等直流规格。零漂移器件的失调电压比传统精密放大器平均好两到五倍。此比较中使用的传统器件具有出色的直流精度，并使用封装或激光修整来实现精密规格。许多其他传统放大器的失调电压可能远大于表 1-1 中的示例放大器 (达到数百微伏)。零漂移

放大器的 V_{os} 漂移通常比传统放大器好几十甚至几百倍。失调电压在工作温度范围内的出色稳定性是零漂移放大器的最大优势。

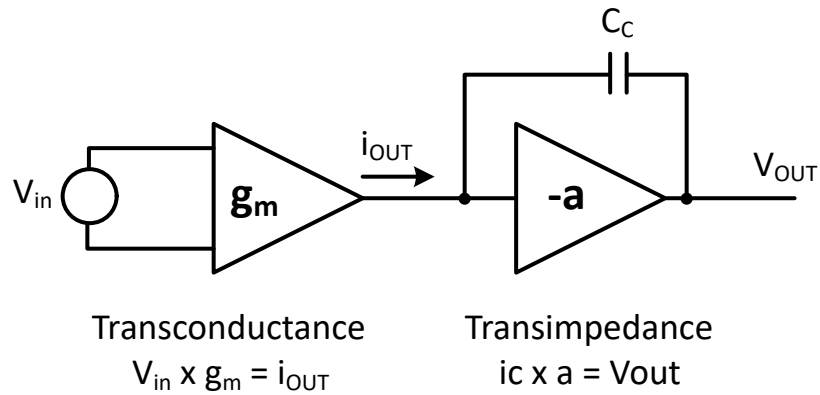
表 1-1 还比较了 0.1Hz 到 10Hz 噪声。宽带噪声与静态电流成反比。所以，在比较两种不同放大器拓扑之间的噪声时，最好是比较具有类似静态电流的器件。基于这一原则，该比较结果显示了零漂移器件显著的低频噪声优势。

表 1-1. 零漂移规格与同类传统放大器的比较

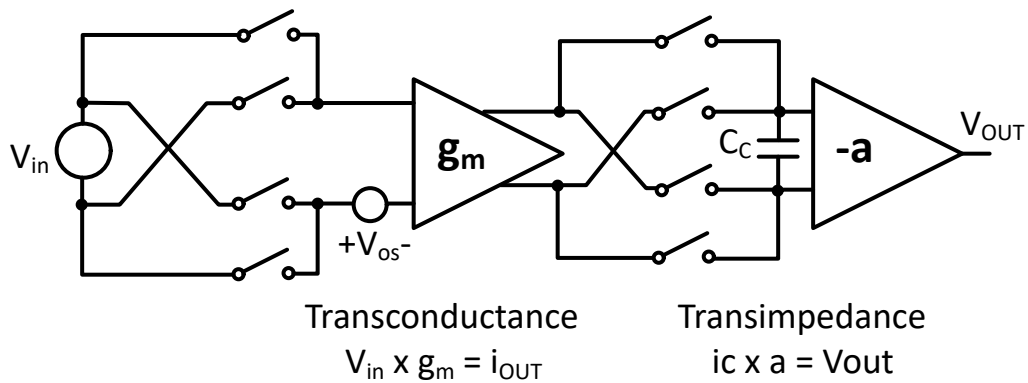
放大器	特性	技术	V_{os} 最大值 (μV)	V_{os} 漂移最大值 ($\mu V/^{\circ}C$)	I_Q 典型值 (mA)	0.1Hz 至 10Hz 噪声 (μV_{pp})	PSRR 典型 值 ($\mu V/V$)	CMRR 典型 值 (dB)	AOL 典型值 (dB)	100MHz 时 的 EMIRR (dB)
OPA392	e-Trim™	CMOS	10	0.6	1.22	2.0	0.5	120	132	29
OPA277	激光修整	双极	20	0.15	0.79	0.22	0.3	140	140	38
OPA206	e-Trim	双极	25	0.5	0.22	0.2	0.05	140	132	45
OPA928	e-Trim	CMOS	25	0.8	0.275	1.4	0.3	140	134	27
OPA191	e-Trim	CMOS	25	0.8	0.14	1.4	1.0	140	120	27
OPA210	激光修整	双极	35	0.5	2.20	0.09	0.05	168	132	35
OPA189	零漂移	CMOS	3	0.02	1.30	0.1	0.005	168	170	63
OPA182	零漂移	CMOS	4	0.012	0.85	0.119	0.005	168	170	55
OPA388	零漂移	CMOS	5	0.05	1.70	0.14	0.1	138	148	41
OPA333	零漂移	CMOS	10	0.05	0.017	0.3	1.0	130	130	65
OPA187	零漂移	CMOS	10	0.015	0.10	0.4	0.01	145	160	49
OPA186	零漂移	CMOS	10	0.04	0.09	0.075	0.02	134	148	51
OPA188	零漂移	CMOS	25	0.085	0.425	0.25	0.075	146	136	48

2 斩波器内部工作原理

概括来说，传统的运算放大器内部拓扑至少有两个级：跨导级和跨阻级。跨导级会放大差分输入信号并将该信号转换为电流 ($V_{in} \times g_m = I_{out}$)。跨导级的输出电流将驱动跨阻级，从而将跨导电流转换为电压。跨阻级中的反馈元件是米勒电容 (C_c)，跨导输出电流对该电容器充电以将电流转换为电压。斩波放大器具有与传统放大器相同的两个级，但跨导级的输入和输出通过开关矩阵连接，该开关矩阵会在每个斩波校准周期中反转输入和输出连接的极性 (请参阅图 2-1)。本节其余部分将说明斩波器的这种开关如何在实现正常放大器放大功能的同时更大限度减小失调。



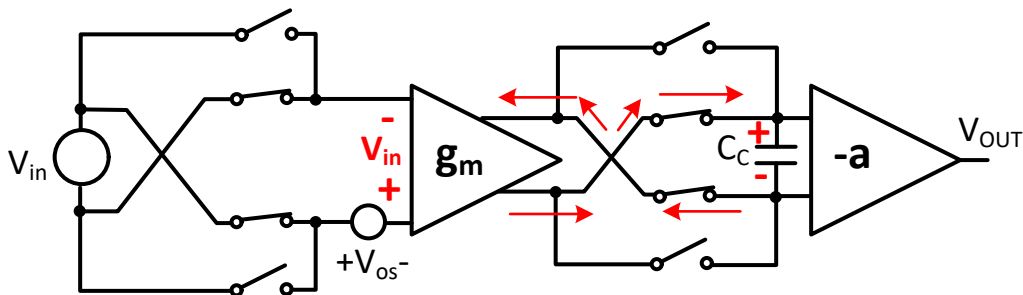
Traditional op amp



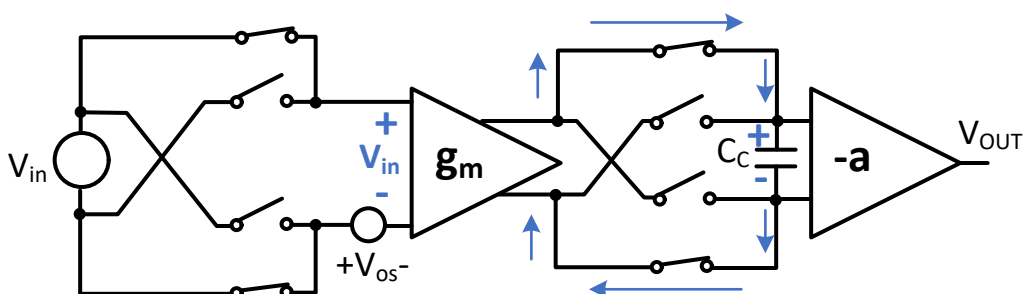
Chopper op amp

图 2-1. 零漂移放大器和传统放大器的基本拓扑

图 2-2 说明了斩波校准周期每一半的输入和输出之间的关系。在校准周期的前半部分，输入信号在跨导放大器的输入端反相。该级的输出也将同时反相，然后再将输出施加到跨阻级米勒电容。在校准周期的后半部分，输入和输出都不会反相。因此，在校准周期的每一半中，驱动跨阻级米勒电容的信号是相同的，从信号相位的角度来看，该放大器与传统运算放大器实际上是相同的。



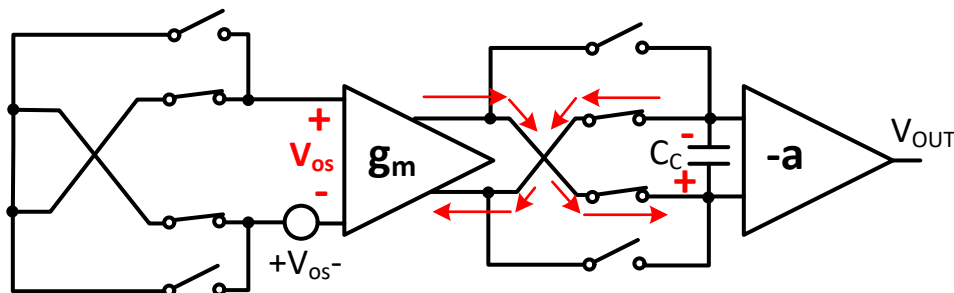
Chopper op amp, first half-cycle



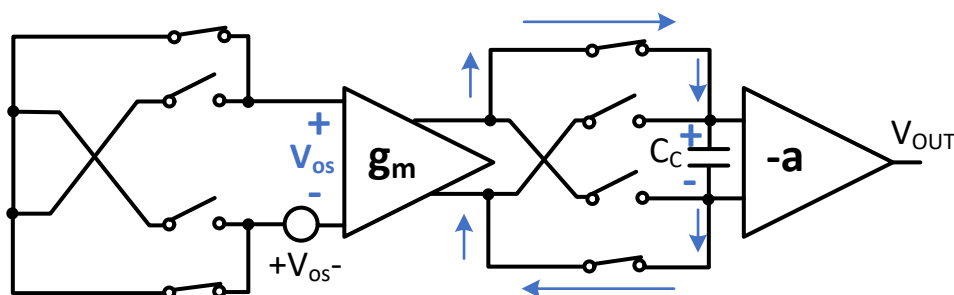
Chopper op amp, second half-cycle

图 2-2. 每个校准周期内的斩波放大器输入信号路径

图 2-3 说明了斩波校准周期每一半的输入失调电压和输出之间的关系。请注意，在两个周期中，跨导 (g_m) 级输入端的输入失调极性是相同的。跨导级输出端产生的 V_{os} 信号每半个周期翻转一次，使米勒电容器在每半个周期内以相反方式充电。跨导级将恒定输入失调电压转换为恒定电流。向电容器施加恒定电流时，电容器上的电压呈线性变化。因此，输入失调电压产生的跨导级输出电流会导致米勒电容器 (C_c) 上的电压呈线性斜升。斜坡信号每半个周期改变一次方向，使失调电压在米勒电容器上转换成三角波 (请参阅图 2-4)。三角波形乘以增益系数将成为放大器的输出失调值。由于平均值接近于零，因此平均输入失调电压大约为零。所以，如果一个实际放大器的固有输入电压失调值为 $\pm 1 \mu V$ 且温漂为 $\pm 1 \mu V/C$ ，则添加斩波方案会使两者分别降低到原来的 $1/100$ ，即降至大约 $\pm 10 \mu V$ 和 $\pm 10 nV/C$ 。所以，通过校准实现了尽可能减小平均失调电压的目标；然而，三角波形在放大器输出端是不良信号。鉴于此原因，使用同步陷波滤波器可将三角波形最小化。



Chopper op amp, first half-cycle



Chopper op amp, second half-cycle

图 2-3. 每个校准周期内的斩波放大器输入失调电压路径

傅里叶定理指出，任何周期波形都可以表示为称作傅里叶级数的一系列正弦波形。此系列中的不同正弦波被称为谐波，出现在基频的倍数处。图 2-4 展示了三角波形的傅里叶级数。三角波形仅在基频的奇数倍处有谐波。在本例中，斩波器校准频率为 $100 kHz$ ，所以三角基波频率也是 $100 kHz$ 。常用放大器的斩波频率如表 2-1 所示。图 2-4 还展示了同步陷波滤波器的频率响应。该滤波器由一个开关电容器电路实现，这个电路会同步集成斩波失调信号。由于滤波器与斩波频率同步，滤波器在三角波的所有谐波上都有深度衰减陷波。三角失调纹波的典型衰减约为 $500 \times$ 。

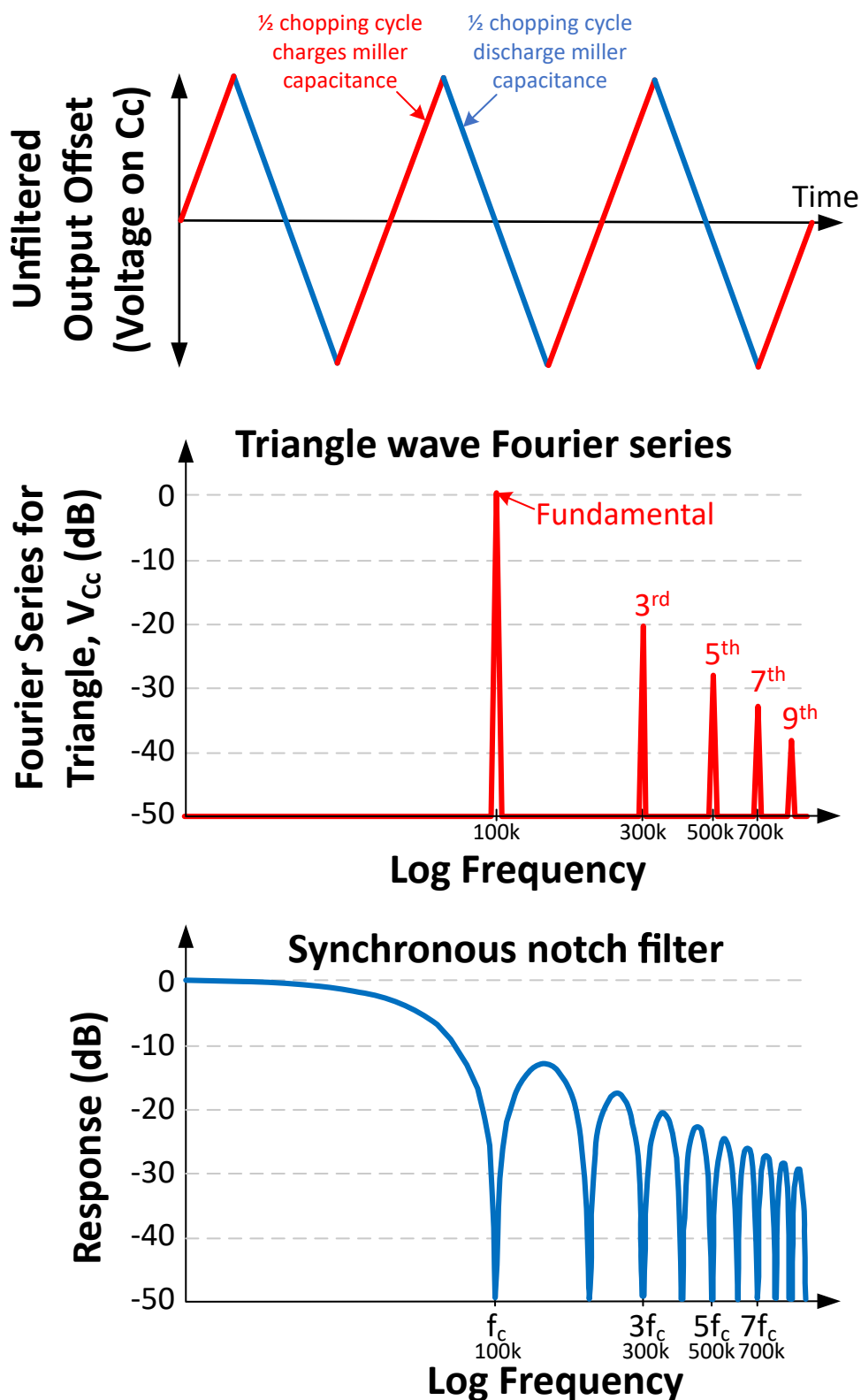


图 2-4. 失调纹波和同步陷波滤波器

图 2-5 展示了更全面的斩波器方框图，其中包括同步陷波滤波器和高频路径。直流精度由跨导输入级决定。在低频时，高频路径的增益比直流精密路径低得多，因此由精密路径控制输出。在高频时，高频路径的增益起主导作用，从而实现适当的滚降和相位裕度。

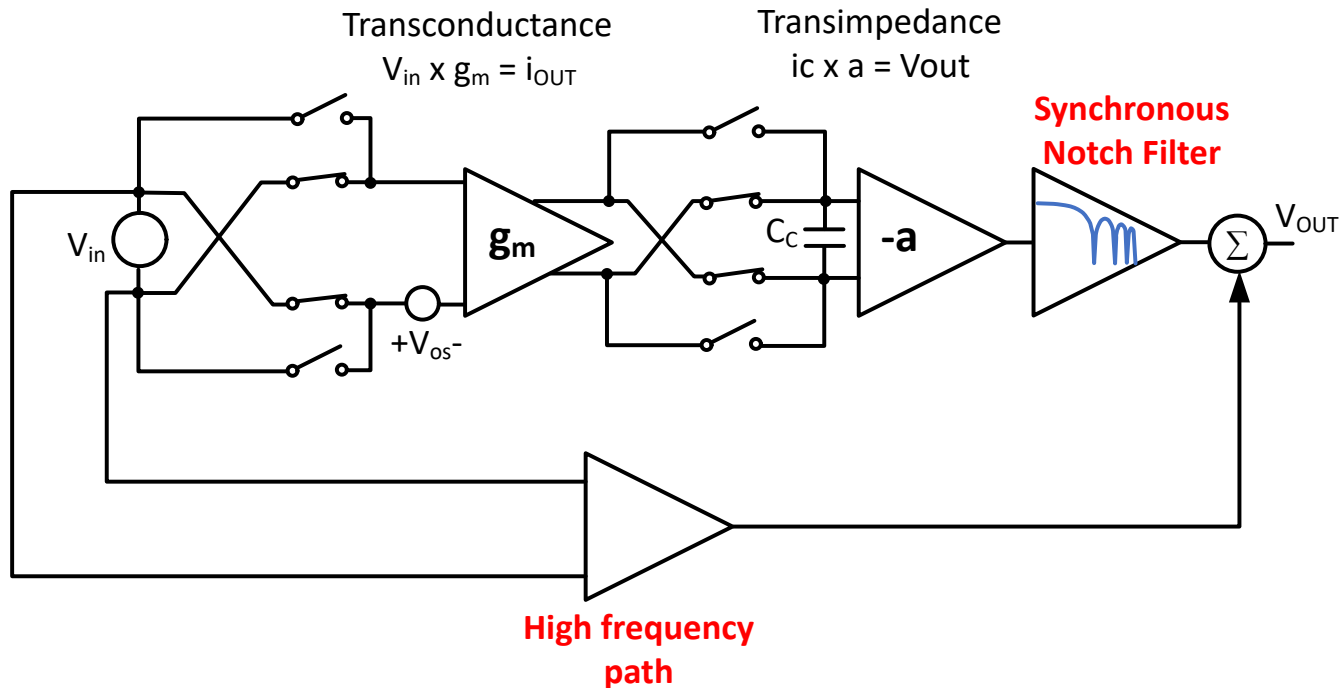


图 2-5. 详细斩波器方框图

常用放大器的斩波频率如表 2-1 所示。

表 2-1. 常用放大器的斩波频率

器件	斩波频率
OPA189	150kHz
OPA182	150kHz
OPA188	333kHz
OPA186	150kHz
TLV2888	200kHz
OPA387	150kHz
OPA333	125kHz
OPA388	200kHz

3 斩波输入电流瞬态

斩波放大器上的输入开关为 MOSFET 晶体管。根据运算放大器设计，使用 N 沟道金属氧化物半导体 (NMOS) 或互补金属氧化物半导体 (CMOS) 晶体管开关。本节将简要介绍 NMOS 晶体管工作的理论背景，然后介绍电荷注入和时钟馈通的概念。电荷注入和时钟馈通是在开关输入端产生瞬态电流脉冲的现象。

为了导通 NMOS 开关，栅源极电压被驱动至大于阈值电压。正向驱动栅源极会将晶体管置于漏源极导通电阻极低的线性区域。为了关断 NMOS 开关，栅源极电压被驱动至零以切断晶体管，从而使晶体管有效地断开。从半导体物理角度来看，将栅源极电压驱动至低于阈值电压会导致沟道中形成耗尽层，这意味着漏源极阻抗非常高，且只有很小的漏电流流动（请参阅图 3-1）。将栅源极电压提高到阈值以上会将电子从漏极和源极吸入沟道，形成导电反转层（请参阅图 3-2）。

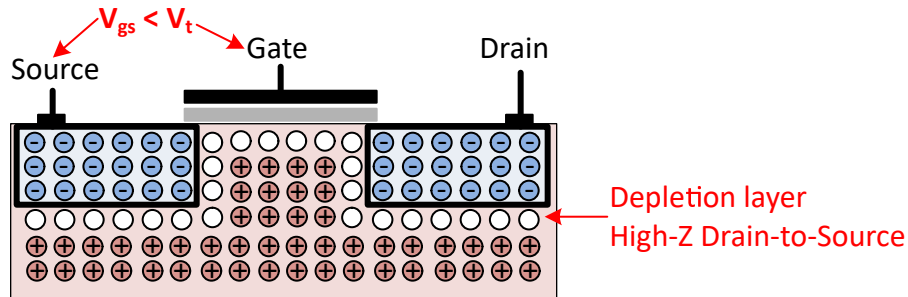


图 3-1. NMOS 晶体管截止运行状态下的电荷分布

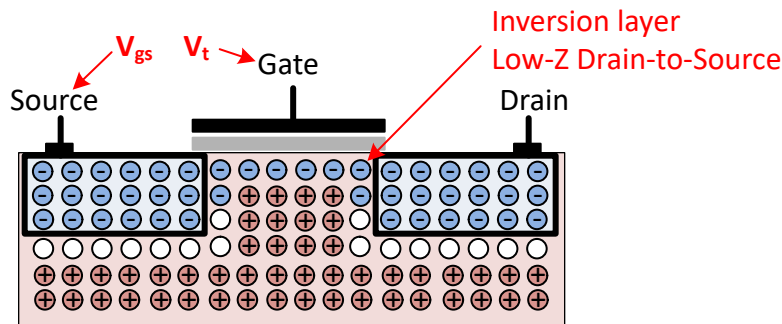


图 3-2. NMOS 晶体管线性运行状态下的电荷分布

遗憾的是，当 NMOS 晶体管导通和关断时，存在称为时钟馈通和电荷注入的瞬态事件，这些事件会在开关的输入端（晶体管源极）产生短暂的电流脉冲。当晶体管导通时，电荷从源极流出并吸入沟道，从而形成反转层。当晶体管关断时，反转层中的电荷必须返回到源极和漏极（请参阅图 3-3）。当晶体管导通或关断时，这种电荷转移过程称为电荷注入。时钟馈通是指通过寄生的栅源极电容来耦合时钟信号。这两种机制都会在 NMOS 开关的输入端产生非常短暂但幅度很大的电流瞬态。

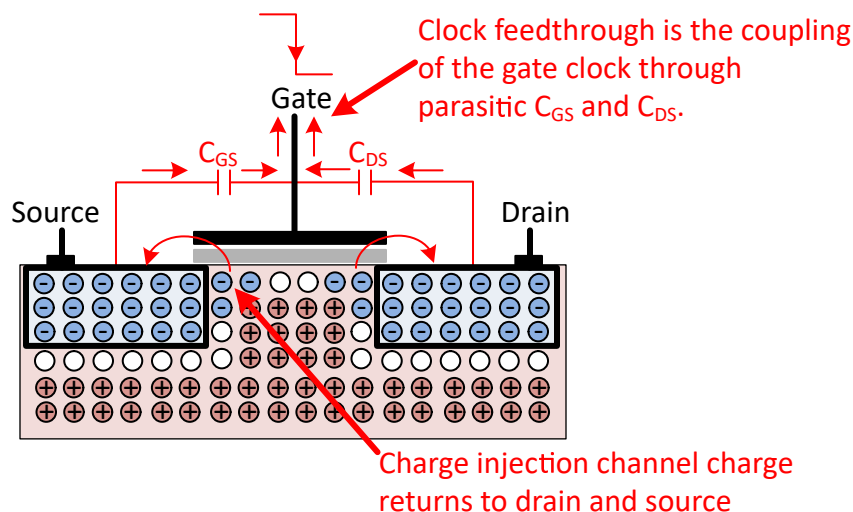


图 3-3. 电荷注入和时钟馈通

图 3-4 展示了具有 NMOS 晶体管开关的斩波放大器的开关式输入。请注意， Q_1 和 Q_2 的时钟信号在 Q_3 和 Q_4 上是反相的。因此，当 Q_1 和 Q_2 导通时， Q_3 和 Q_4 关断，反之亦然。每次时钟信号转换时，电荷注入和时钟馈通都会在输入端引入瞬态电流。

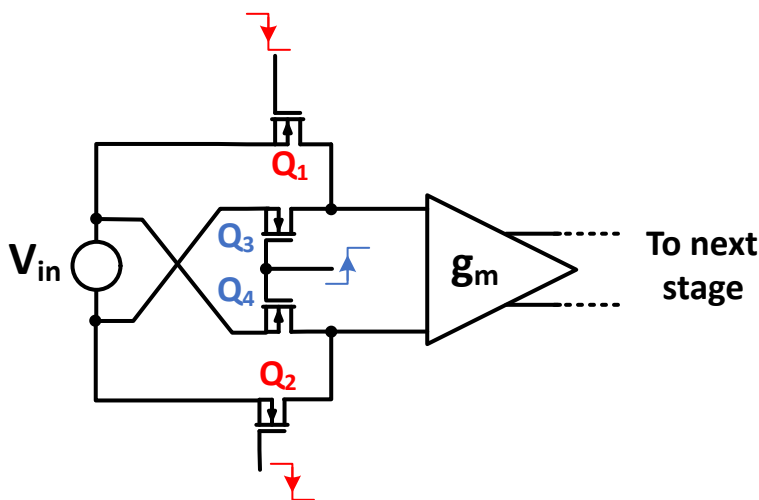


图 3-4. 斩波器输入级上的 NMOS 开关连接

图 3-5 展示了在 OPA188 上测量到的瞬态电流。偏置电流指的是流入放大器输入端的平均电流。在本例中，偏置电流通常为 160pA ，与瞬态电流相比非常小。在本例中测量到的瞬态电流为 $2\text{ }\mu\text{A}$ ，是偏置电流幅度的 12,500 倍。两个较大的瞬态电流对应于校准电路输入开关的转换。当开关同步陷波滤波器时，较大的瞬态之间会出现较小的瞬态。陷波滤波器按设计会在校准周期中间进行开关。本例中，校准周期为 $1.54\text{ }\mu\text{s}$ ($f_{\text{chop}} = 650\text{kHz}$)。此器件上测得的噪声密度显示了斩波频率和谐波下的噪声信号。陷波滤波器开关时间介于主斩波转换点之间。由于陷波滤波器的瞬态很小，所以在时钟中间也有一个噪声信号（请参阅图 3-6）。由于这些瞬态是电流，可以通过降低源极和反馈阻抗来更大程度减小瞬态的影响。

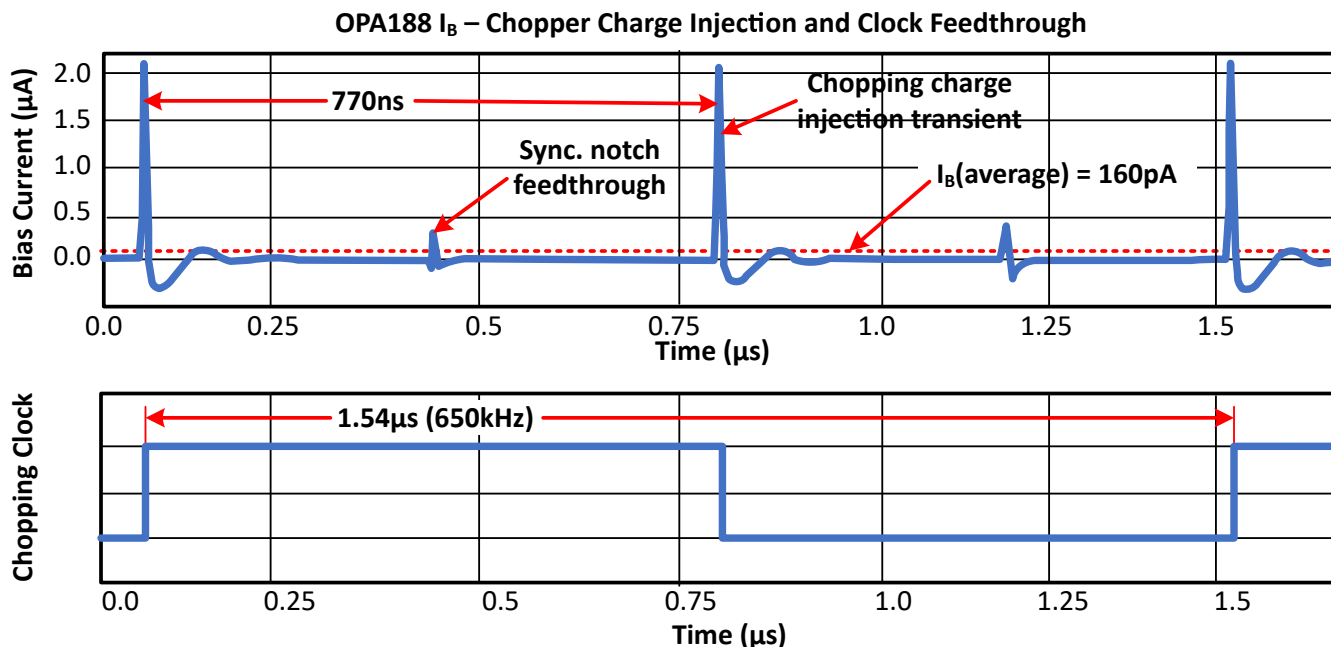


图 3-5. OPA188 的斩波器输入电流瞬态

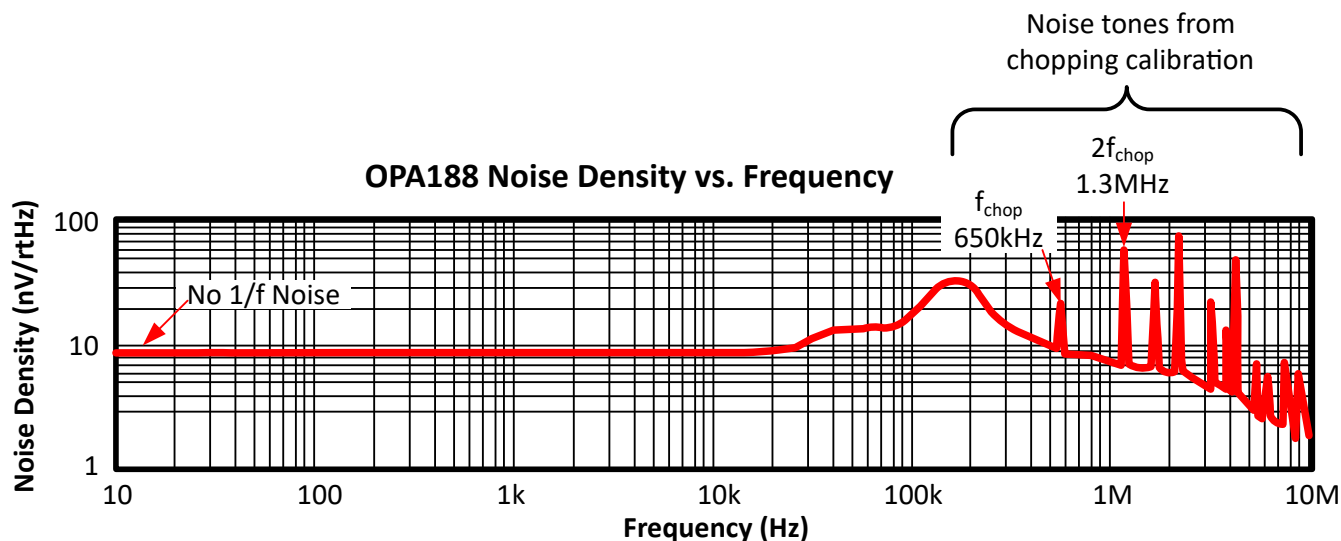


图 3-6. OPA188 的斩波器噪声和校准馈通（缓冲器配置）

4 偏置电流转换为失调电压

本文档的剩余部分重点介绍如何在斩波放大器中将偏置电流和偏置电流瞬态转换为失调电压。本节将回顾关于偏置电流如何转换为失调电压的一般理论。该理论适用于斩波放大器和传统放大器，也作为后续各部分讨论的相关背景信息。

图 4-1 显示了运算放大器的偏置电流模型。利用叠加原理可以分别确定每个偏置电流源的失调漂移，然后对结果进行合并。在叠加中，一次只考虑一个源，未使用的电流源会替换为开路，而未使用的电压源会替换为短路。图 4-2 所示的叠加图用于计算因 I_{BN} 而产生的输出失调电压。在理想放大器中，反相和同相输入端子之间存在虚拟短路。由于同相输入接地，因此反相输入为虚拟接地，且 R_g 上的电压为 0V。所以，没有电流流过 R_g ，这样所有偏置电流都流过 R_f 。输出失调电压为 $-I_{BN}R_f$ （请参阅方程式 1）。通过除以运算放大器闭环增益，可让此失调电压以输入为基准。简化此公式可得到方程式 2。因此，从 I_{BN} 产生的以输入为基准的失调电压等于偏置电流乘以 R_f 与 R_g 的并联组合。

$$V_{IBN_RTO} = -I_{BN}R_f \quad (1)$$

$$V_{IBN} = -I_{BN}R_f / \left(\frac{R_f}{R_g} + 1 \right) = -I_{BN} \frac{R_f R_g}{R_g + R_f} = -I_{BN} \left(R_f \parallel R_g \right) \quad (2)$$

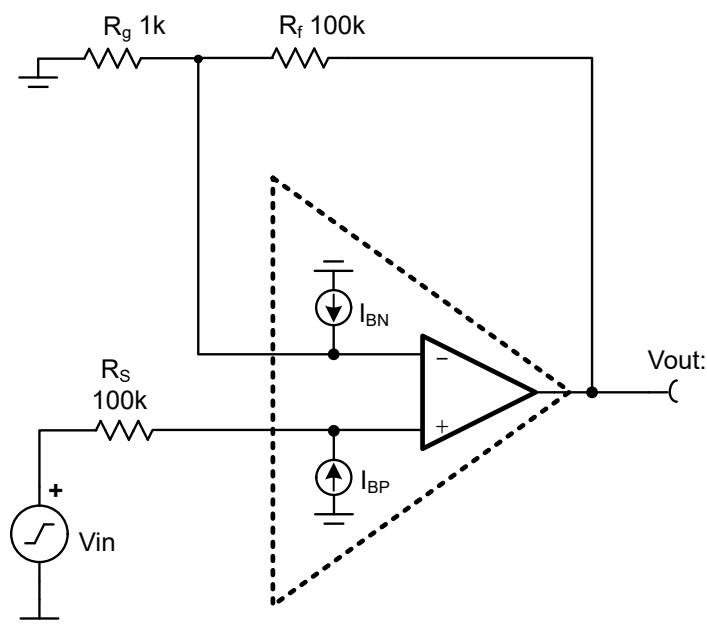


图 4-1. 运算放大器的偏置电流模型

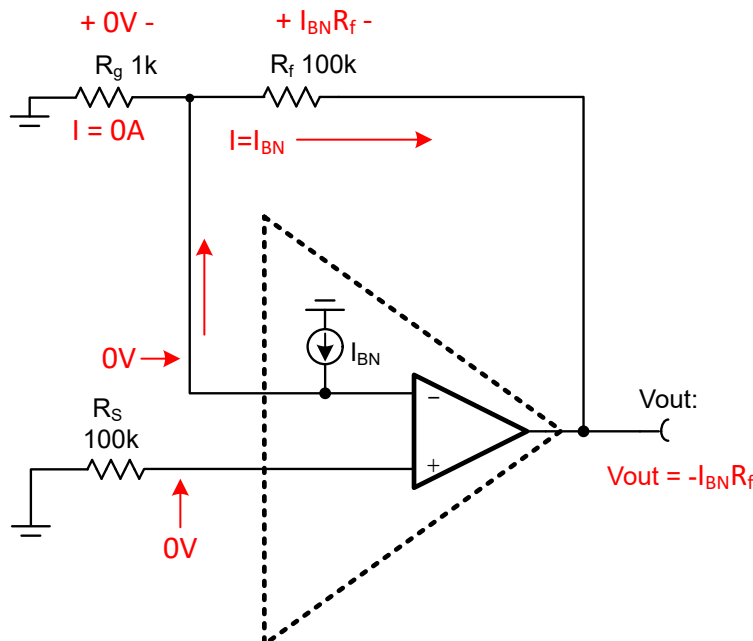


图 4-2. 用于叠加计算的因 I_{BN} 而产生的失调电压

图 4-3 所示的叠加图用于计算因 I_{BP} 而产生的输出失调电压。在这种情况下，失调电压计算就是偏置电流乘以源阻抗，即 $V_{IBP} = I_{BP} R_S$ 。请注意，当反相和同相输入的偏置电流沿相同方向流动时，反相和同相输入产生的失调电压具有相反极性。在 $I_{BN} = I_{BP}$ 且两个电流沿相同方向流动的情况下，可以平衡反馈网络阻抗和源阻抗来消除偏置电流的影响， $R_S = (R_f \parallel R_g)$ 。但是，通常情况下，CMOS 偏置电流和斩波器瞬态不相等，因此平衡阻抗可能无法大幅改善与偏置电流相关的失调电压误差，实际上会使误差更糟。节 6 更详细地介绍了该主题。

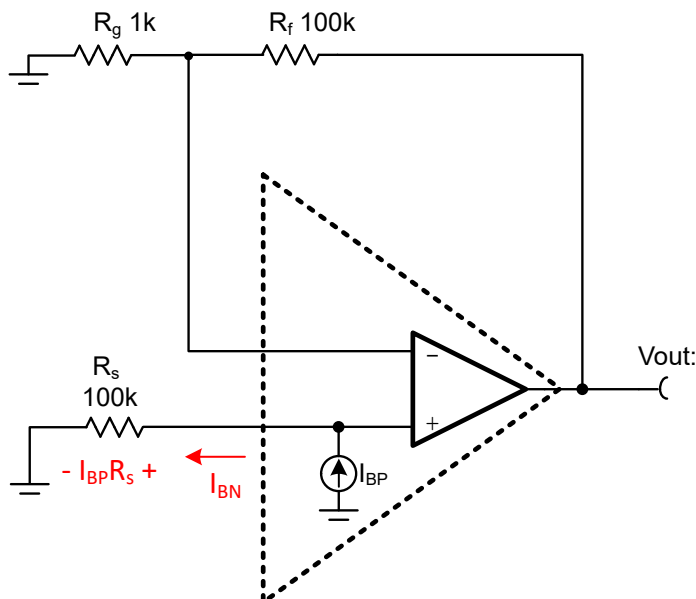


图 4-3. 用于叠加计算的因 I_{BP} 而产生的失调电压

5 斩波电流瞬态对失调电压的影响

图 3-5 显示了由于斩波器输入金属氧化物半导体 (MOS) 开关的电荷注入和时钟馈通而导致的放大器瞬态输入电流。当这些输入瞬态电流流经连接到放大器的反馈网络阻抗和源阻抗时，瞬态会转换为电压。与运算放大器的带宽相比，瞬态非常快，因此瞬态不会完全稳定。斩波瞬态的交流电压信号平均值为非零值。该平均值充当额外的输入失调电压与放大器的失调电压相加。根据源阻抗和反馈阻抗的幅度，由斩波瞬态引起的失调电压与放大器的失调电压相比可以忽略不计，也可以大很多。让瞬态开始变得明显的特定电阻值取决于放大器的带宽、斩波频率和瞬态 I_B 干扰幅度。

图 5-1 显示了 OPA188 的一个简单 TINA-TI 模型，其中包含瞬态电流脉冲 (I_{G1} 和 I_{G2})、带宽和输入电容。同相输入端的电流瞬态流过源阻抗，反相输入端的瞬态流过阻抗网络。如果这两个瞬态相等，并且反馈阻抗与源阻抗匹配，则瞬态输入电流会从反馈阻抗和源阻抗产生失调电压，而这些失调电压将相互抵消。

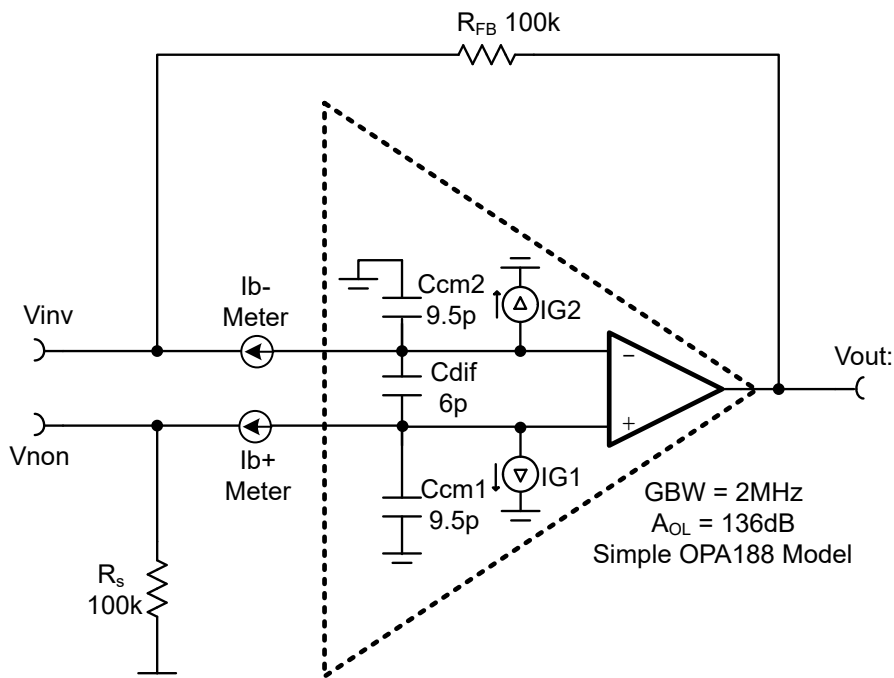


图 5-1. OPA188 上斩波器瞬态的 TINA-TI 模型

图 5-2 显示了图 5-1 所示电路的响应。由于电流瞬态存在轻微不匹配，因此瞬态不会完全抵消，在输出中会显示一个随时间变化的失调电压误差信号。输出失调电压信号的直流平均值为 $25.8\mu\text{V}$ 。图 5-3 显示了反馈电阻器短路时同一电路的响应。由于 R_{FB} 短路，因此反相和同相信号之间不会产生抵消效应。所以，平均输出失调电压会增加到 $204\mu\text{V}$ 。图 5-4 显示了源电阻器短路时同一电路的响应。同样，由于 R_S 短路，因此 R_{FB} 和 R_S 之间不会产生抵消效应（平均失调电压为 $-187\mu\text{V}$ ）。

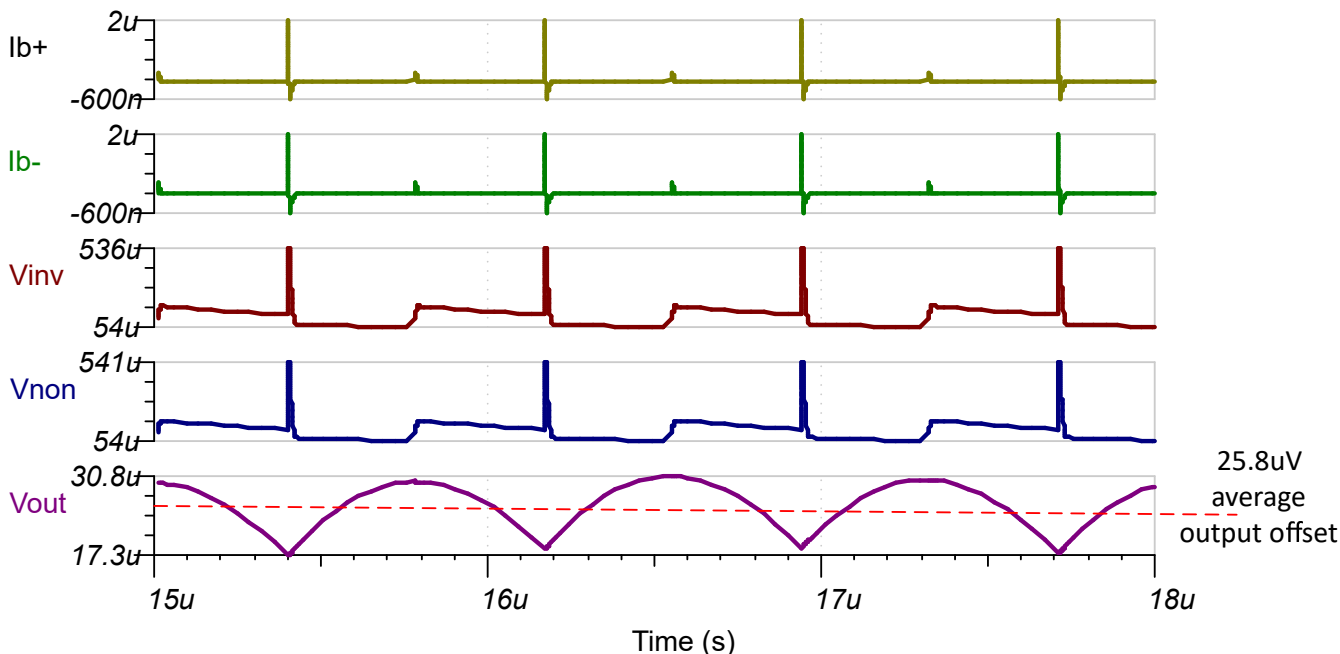


图 5-2. OPA188 模型 ($R_{FB} = R_S = 100\text{k}\Omega$) 的仿真输出失调电压

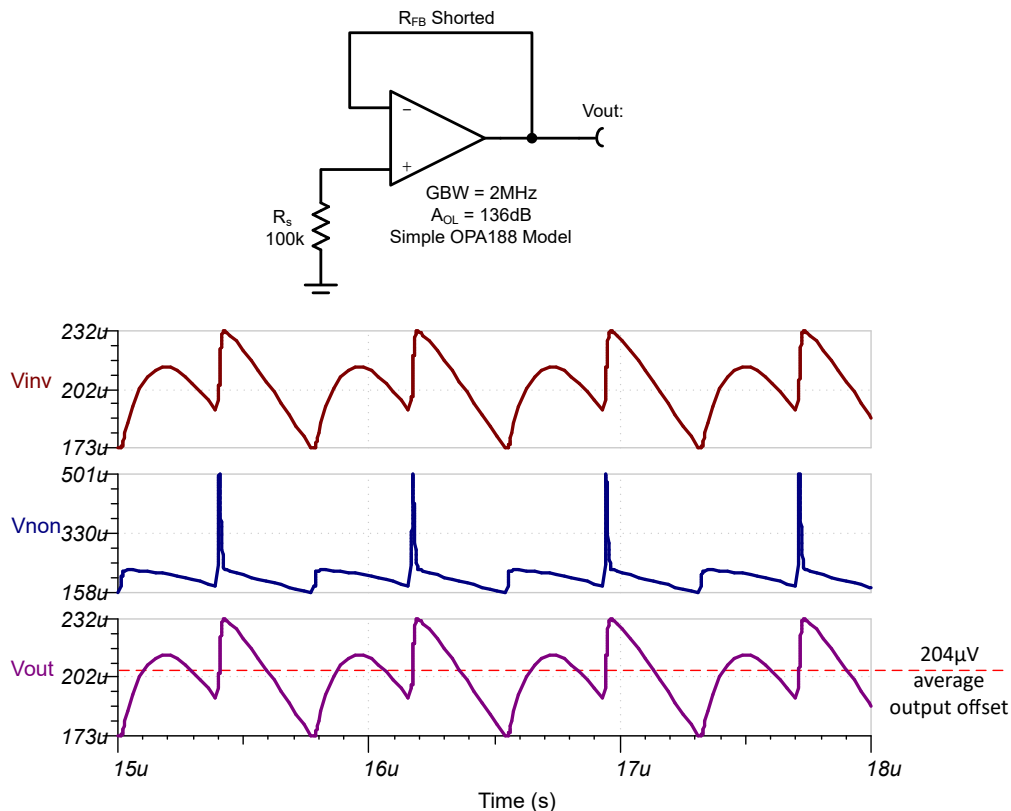


图 5-3. OPA188 模型 ($R_{FB} = 0\Omega$ 、 $R_S = 100\text{k}\Omega$) 的仿真输出失调电压

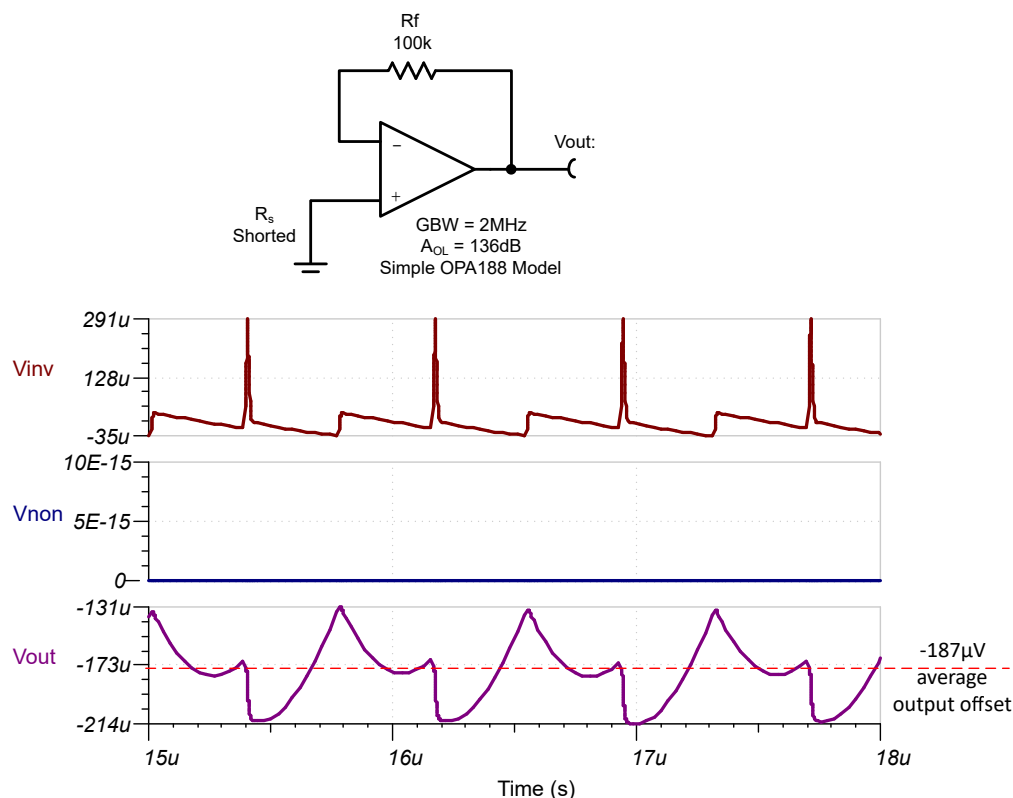


图 5-4. OPA188 模型 ($R_{FB} = 100k\Omega$ 、 $R_s = 0\Omega$) 的仿真输出失调电压

斩波放大器的偏置电流瞬态所产生的失调电压最好不要大于器件的 V_{os} 。这些电流瞬态产生的失调电压取决于源阻抗和反馈网络阻抗的幅度。图 5-5 显示了 OPA388 失调电压与源阻抗之间的关系图。图左侧的平坦区域是放大器固有失调电压占主导地位的区域。曲线随源阻抗增加而上升的区域是电流瞬态在失调电压中占主导地位的区域。通常，请勿在瞬态占主导地位的情况下使用具有较大源阻抗的斩波放大器。每个斩波放大器在哪个过渡点认定源阻抗较大的标准是不同的。表 5-1 列出了斩波放大器及其避免增加失调电压的最大阻抗。

Offset vs Source resistance for OPA388

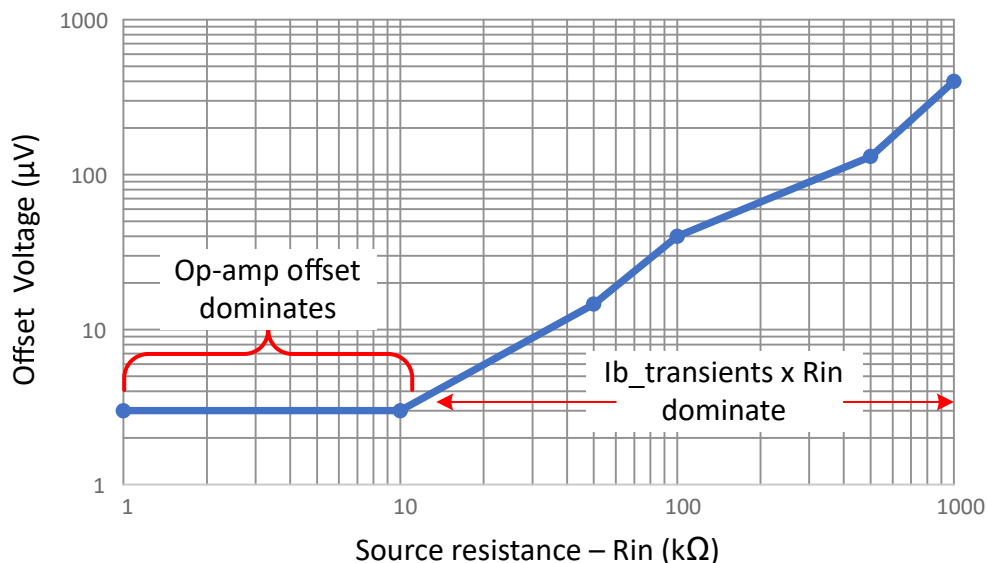


图 5-5. OPA388 的失调电压与源电阻间的关系

表 5-1. 建议的最大 R_s 和反馈电阻 ($R_f \parallel R_g$)

运算放大器型号	建议的最大 R_s 和 $R_f \parallel R_g$ (k Ω)
OPA189	1
OPA388	10
OPA333	1000
OPA187	500
OPA188	10
OPA186	500
OPA182	10
OPA387	10

6 输入偏置电流与偏置瞬态

到目前为止，本文重点讨论了输入 MOSFET 开关中由于电荷注入和时钟馈通导致的偏置电流瞬态。除了此影响外，由于 ESD 二极管漏电流，所有 CMOS 放大器上都存在直流偏置电流。对于不同的运算放大器型号，该 ESD 漏电流会有所不同，但室温下的漏电流通常处于较低的皮安范围内。斩波放大器的额定偏置电流是来自斩波开关电荷注入的瞬态电流与 ESD 二极管漏电流的平均值。与电流瞬态的幅度相比，这些偏置电流在室温下通常可以忽略不计，但在温度较高时会变得很明显。例如，对于 OPA186，典型的偏置电流从 25°C 时的 $\pm 5\text{pA}$ 增加到 125°C 时的 $\pm 900\text{pA}$ (请参阅图 6-1)。偏置电流的增加主要是由于 ESD 二极管漏电流发生变化，而这种变化是因为 MOSFET 开关电荷注入在工作温度范围内保持相对恒定。

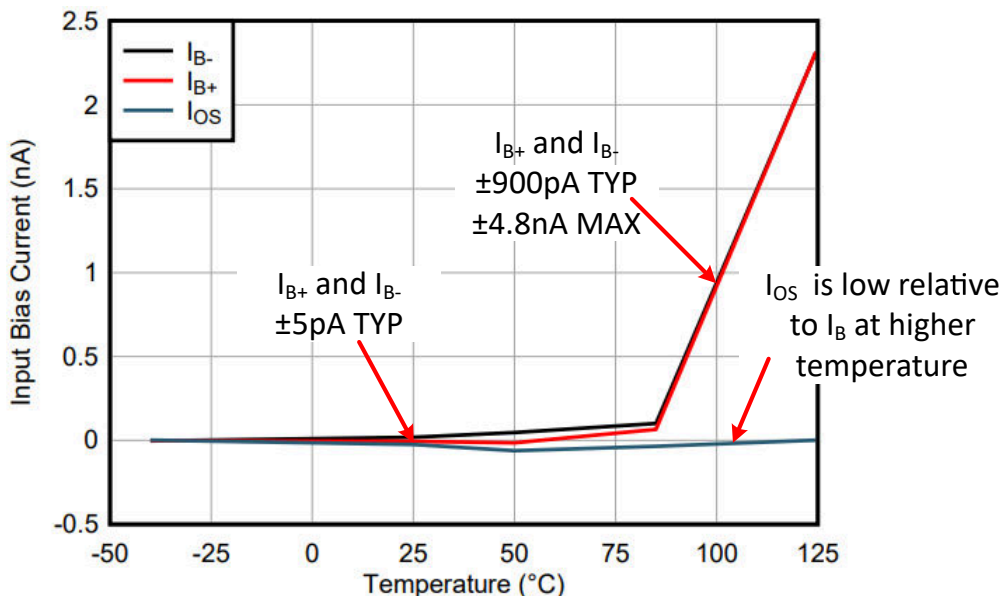


图 6-1. OPA186 的偏置电流与温度间的关系

因此，除了参考表 5-1 来选择一个不会由于偏置瞬态而产生明显失调电压的源阻抗外，还必须确保随温度升高而增加的偏置电流不会转化为明显的输入失调电压。按照方程式 3，可以根据数据表格中在 125°C 下给定的最大值，计算出特定温度下的 I_B 。该公式依据的原理是温度每升高 10°C，ESD 二极管漏电流大约增加一倍。方程式 4 使用相应温度下的偏置电流和失调电压来确定由于偏置电流而需要使用的最大电阻。示例 1 将这些公式应用于 100°C 温度下的 OPA186。根据此示例，OPA186 可在高达 100°C 温度下使用，具有 11.7k Ω 的源阻抗或反馈阻抗，对失调电压的影响极小。请注意，表 5-1 建议使用小于 500k Ω 的电阻。该建议对于室温而言是正确的，但在 100°C 温度下，需要更低的阻抗，因为偏置电流在高温下会增加。所以，对于较高温度的应用，为了确定最大源阻抗和反馈阻抗，有必要查看表 5-1 以及数据表中提供的基于温度的偏置电流规格。

$$I_{B(T)} = \frac{I_{B(125^{\circ}\text{C})}}{2^{\left(\frac{125^{\circ}\text{C}-T}{10}\right)}} \quad (3)$$

其中

$I_{B(T)}$ - 高于 25°C 温度时的 I_B

$I_{B(125^{\circ}\text{C})}$ - 125°C 时的额定最大 I_B

T - 以摄氏度 (°C) 为单位的温度

$$R_{\text{MAX}} = \frac{V_{\text{osMax}}}{I_{B(T)}} \quad (4)$$

其中

R_{MAX} - 避免偏置电流转换为失调电压的最大建议电阻

$I_{B(T)}$ - 通过 [方程式 3](#) 计算得到的 I_B

V_{osMax} - 运算放大器数据表中规定的最大输入失调电压

示例 1： 100°C 时的 OPA186

$$I_{B(T)} = \frac{I_{B(125^{\circ}\text{C})}}{2^{\left(\frac{125^{\circ}\text{C}-T}{10}\right)}} = \frac{4.8\text{nA}}{2^{\left(\frac{125^{\circ}\text{C}-100^{\circ}\text{C}}{10}\right)}} = 0.849\text{nA} \quad (5)$$

$$R_{\text{MAX}} = \frac{V_{\text{osMax}}}{I_{B(T)}} = \frac{10\mu\text{V}}{0.849\text{nA}} = 11.7\text{k}\Omega \quad (6)$$

消除偏置电流的方法是平衡输入阻抗和反馈网络阻抗，使反相和同相偏置电流失调相等。不过，这种方法仅在两个偏置电流大致相等时才有效。偏置电流失调 (I_{BOS}) 规格是对偏置电流彼此接近程度的度量 ($I_{\text{BOS}} = I_{\text{BP}} - I_{\text{BN}}$)。为了有效消除偏置电流，偏置电流偏移必须远小于偏置电流 ($I_{\text{BOS}} \ll I_B$)。如果瞬态幅度和波形在反相和同相输入之间达到良好平衡，则消除偏置电流有助于更大程度降低偏置电流瞬态的影响。遗憾的是，偏置电流瞬态幅度通常存在一些不平衡。此外，寄生电容和滤波电容也会影响偏置电流瞬态。为了避免将偏置电流瞬态转换为失调电压，建议将源电阻和反馈电阻保持在 [表 5-1](#) 中指定的最小值以下，而不是依靠消除偏置电流来更大程度减小失调。如果是直流偏置电流，在高温下，由于偏置电流失调 (I_{BOS}) 通常明显低于偏置电流，因此平衡源阻抗和反馈阻抗很有用。

7 放大器固有噪声

选择最佳的斩波放大器以及相关的反馈网络对整体放大器噪声具有重大影响。该理论适用于斩波放大器和传统放大器，也作为后续各部分讨论的相关背景信息。如需了解固有噪声的全部内容，请参阅[放大器高精度实验室](#)。

固有噪声是指电路组件本身产生的噪声。放大器会产生数据表中所述的固有电压噪声和电流噪声。通过仿真或计算可以准确预测放大器的总 RMS 固有噪声。但是，反馈网络和源阻抗中使用的电阻器也会产生固有噪声。此噪声可用热噪声公式算出。

$$e_n = \sqrt{4kTR} \quad (7)$$

其中

e_n - 电阻器生成的噪声密度 ($\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$)

k - 玻尔兹曼常数 $1.38 \times 10^{-23} \text{ J/K}$

R - 电阻, 单位为欧姆

T - 绝对开氏温度 (K): $T_K = T_C + 273.15$

如方程式 8 所示, 使用“平方和开平方根”方法将两个不相关的噪声源相加。将两个噪声源相加时, 如果较大噪声源幅度至少是较小噪声源幅度的三倍, 则认为这两个噪声源中较小的一个噪声源无足轻重。例如, 将 $3\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ 噪声源与 $1\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ 噪声源相加得出的总噪声约为 $3.2\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$, 因此 $1\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ 噪声源无足轻重 ($\sqrt{(3.0\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}})^2 + (1.0\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}})^2} = 3.2\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$)。

$$e_{n\text{Total}} = \sqrt{(e_{n1})^2 + (e_{n2})^2} \quad (8)$$

其中

$e_{n\text{Total}}$ - 合并 e_{n1} 和 e_{n2} 所产生的总噪声

e_{n1} 、 e_{n2} - 两个不相关的随机噪声源

一个放大器电路的噪声模型如图 7-1 所示。该放大器具有一个电压噪声源和多个电流噪声源。该放大器的数据表中指明了这些噪声源。**CMOS** 放大器中的电流噪声源通常非常低 ($i_{bn} < 100\text{fA}/\sqrt{\text{Hz}}$), 在大多数应用中可以忽略不计。不要将电流噪声源与斩波校准生成的电流瞬态相混淆。这些瞬态会产生噪声, 在节 8 中对此进行了讨论。除了放大器噪声源外, 每个电阻器都有一个相关的噪声源 (由方程式 7 定义)。

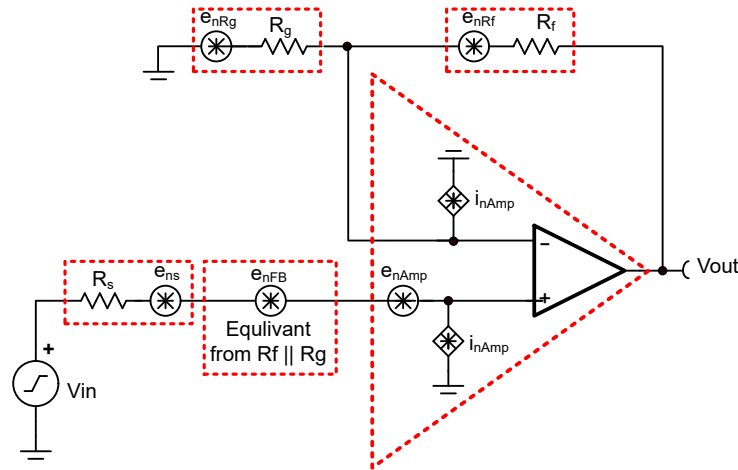


图 7-1. 放大器噪声模型

对于等效电路, 请注意放大器电压噪声源位于同相输入端。源阻抗产生的任何噪声也位于同相输入端, 并用“平方和开平方根”方法相加 (方程式 8)。此外, 来自反馈网络的噪声可以作为 R_f 和 R_g 的并联组合反映到同相输入端。

从噪声的角度来看, 当总噪声大约等于放大器噪声时, 通常认为电路已优化。此处思路是您不希望选择能够实现出色噪声特性的放大器, 而是使用在总噪声中贡献最大噪声的大噪声电阻器。因此, 为了优化总噪声, 将电阻器噪声设置为放大器噪声的三分之一 (请参阅方程式 9)。表 7-1 总结了常见斩波放大器的最大噪声优化等效反馈电阻。

$$R_{eq} = \frac{(e_{n\text{Amp}}/3)^2}{4kT} \quad (9)$$

表 7-1. 为应用选择最佳零漂移放大器

器件	噪声 (nV/√Hz)	GBW (MHz)	用于噪声优化的 $R_f R_g$ (kΩ)	使用 $R_f R_g$ 优化后的噪声 (nV/√Hz)
OPA189	5.2	14	0.183	5.5
OPA388	7	10	0.331	7.4
OPA333	55	0.35	20.4	58.0
OPA187	20	0.55	1.51	21.1
OPA188	8.8	2	0.523	9.3
OPA186	40	0.75	10.8	42.2
OPA182	5.7	5	0.219	6.0
OPA387	8.5	5.7	0.488	9.0

在选择能够实现理想热噪声的反馈网络时，主要的权衡因素是驱动反馈网络时所需的放大器输出电流。例如，OPA388 的电压噪声密度为 $7\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ 。这种情况下的理想噪声反馈网络是 331Ω 。请注意，该等效阻抗是 R_f 和 R_g 的并联组合。使用该最佳反馈阻抗时，放大器看到的负载取决于放大器增益。图 7-2 展示了增益分别为 2V/V 和 11V/V 的示例。显然，增大增益可提高 R_f 值并降低总体放大器负载。

$$G = 665/665 + 1 = 2\text{V/V}$$

$$G = 3.32\text{k}/332 + 1 = 11\text{V/V}$$

$$R_{eq} = R_f||R_g = 332\Omega$$

$$R_{eq} = R_f||R_g = 302\Omega$$

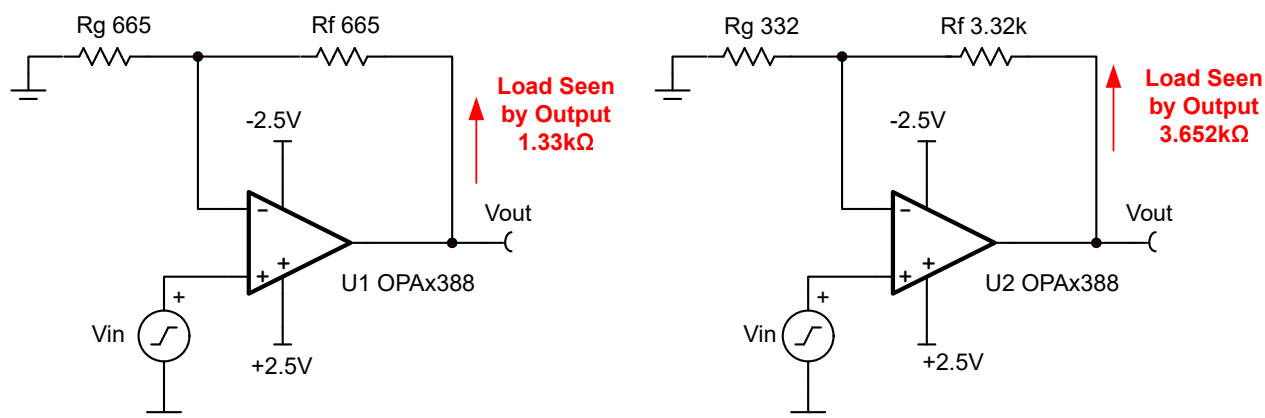


图 7-2. 噪声等效电阻和负载与增益间的关系

源阻抗通常由系统要求决定。例如，源可以是具有特定源阻抗的传感器，系统设计人员无法灵活调整该值。在这种情况下，为了最大限度降低总体系统噪声，源阻抗应该在总噪声中占主导地位，因此放大器噪声最好是源阻抗噪声的三分之一。不过，在某些情况下，很难找到噪声足够低而让源阻抗噪声占主导地位的放大器。图 7-3 展示了源阻抗噪声以及建议的放大器噪声与电阻间的关系。

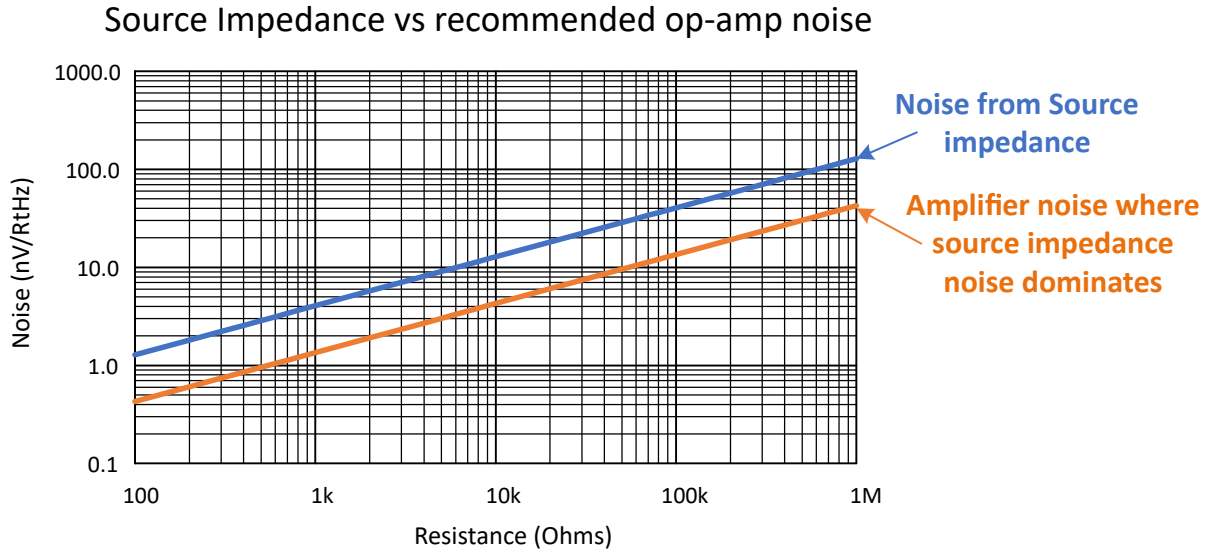


图 7-3. 选择源阻抗噪声占主导地位的运算放大器

8 斩波器瞬态噪声

本节介绍由斩波器输入开关产生的噪声。斩波器开关噪声出现在斩波校准频率以及该频率的整数倍处。这种噪声是通过源阻抗和反馈网络阻抗将瞬态电流脉冲转换为电压而产生的。因此，这些阻抗越大，这种噪声的幅度就越大。斩波噪声在频域中表现为特定频率的信号，在时域中表现为常规瞬态（请分别参阅图 8-1 和图 8-2）。

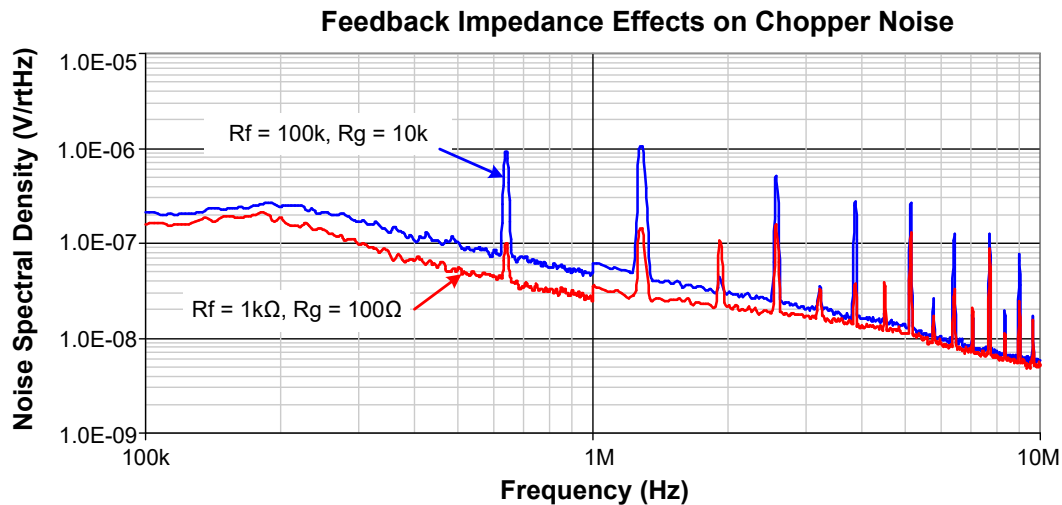


图 8-1. OPA188 的频域噪声与反馈阻抗间的关系

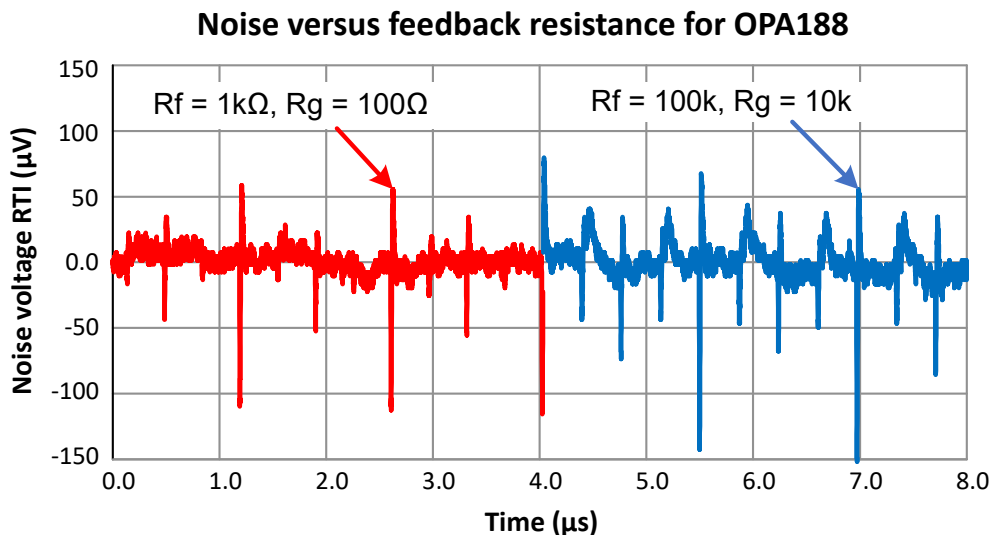


图 8-2. OPA188 的噪声与反馈电阻间的关系

放大器输出端瞬态信号的幅度与闭环增益相对独立。这是因为输出端的瞬态噪声信号为偏置电流瞬态乘以反馈电阻，即 $V_O(\text{斩波噪声}) = I_{B_TRANS} \times R_f$ 。相反，输出端的宽带噪声会随着增益的增加而增加，因此瞬态噪声相对于宽带本底噪声会减小。图 8-3 显示了 OPA188 在不同增益配置下的输出噪声密度。请注意宽带噪声如何随着增益增加而增加，但每种增益情况下的瞬态噪声信号保持相对恒定。

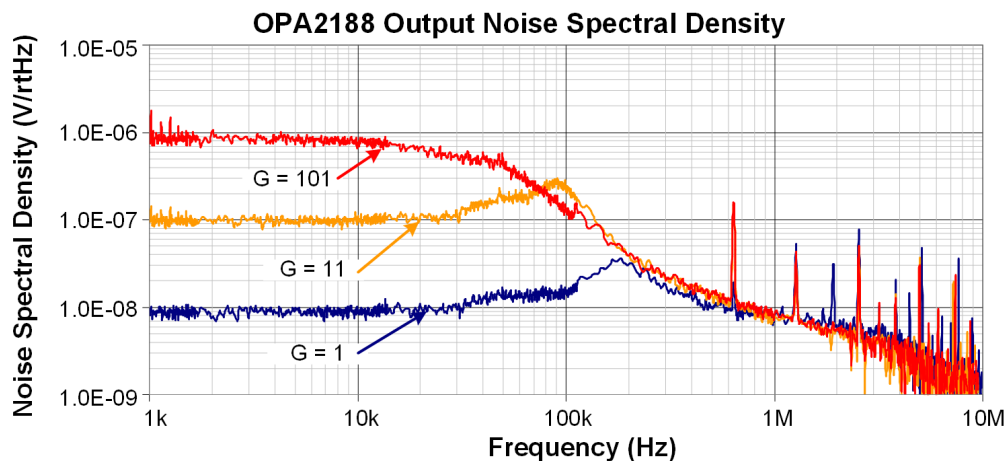


图 8-3. OPA188 的频域噪声与增益间的关系

噪声和其他误差源通常以输入为基准 (RTI)。由于放大器输出端的噪声瞬态与增益相对独立，因此以输入为基准的放大器固有噪声按增益系数降低 ($V_{nRTI} = V_{nRTO}/G$)。图 8-4 显示了 101V/V 和 11V/V RTI 增益条件下测得的噪声。重要的一点是相对于其他误差源，斩波噪声误差在较高增益下会变得不那么显著。

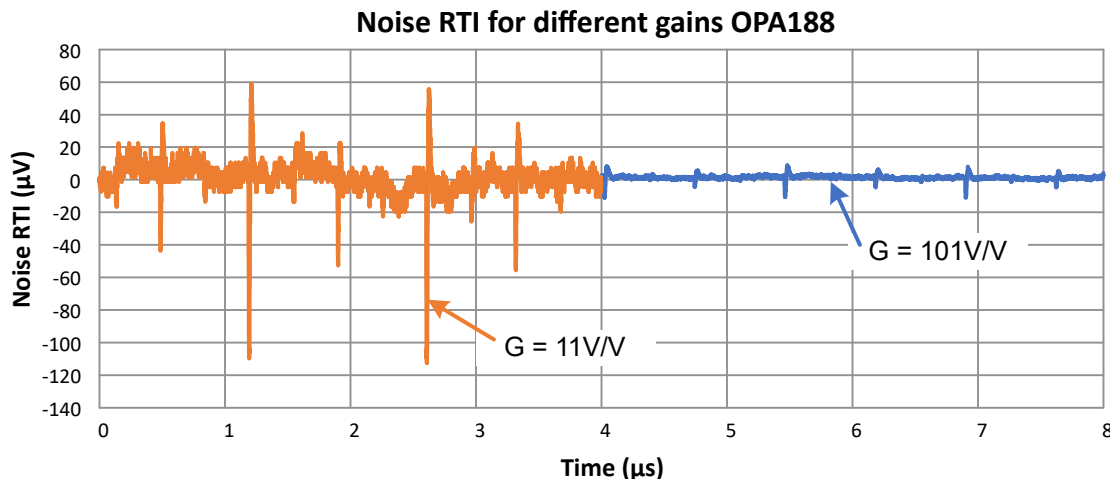


图 8-4. 以输入为基准的噪声与增益间的关系

在放大器输出端使用简单的 RC 滤波器即可最大限度降低斩波瞬态 (请参阅图 8-5)。尽管 OPA188 的噪声信号从 650kHz 开始，但大部分瞬态成分都来自高频谐波。因此，没有必要使用频率极低的滤波器来最大限度减少瞬态噪声信号。图 8-6 显示了增益为 101V/V 时，OPA188 在没有外部滤波器但有 3.2MHz 和 7.2MHz 滤波器时的噪声。3.2MHz 滤波器可以将瞬态降低到与宽带噪声相比几乎可以忽略不计的程度。将滤波器截止频率设置为小于 650kHz 可以尽可能减小所有瞬态谐波成分。在本例中，OPA188 闭环带宽为 19.8kHz ($BW = GBW/G = 2MHz/101 = 19.8kHz$)。因此，添加一个截止频率小于 650kHz 斩波频率的外部 RC 滤波器不会影响放大器的交流性能。

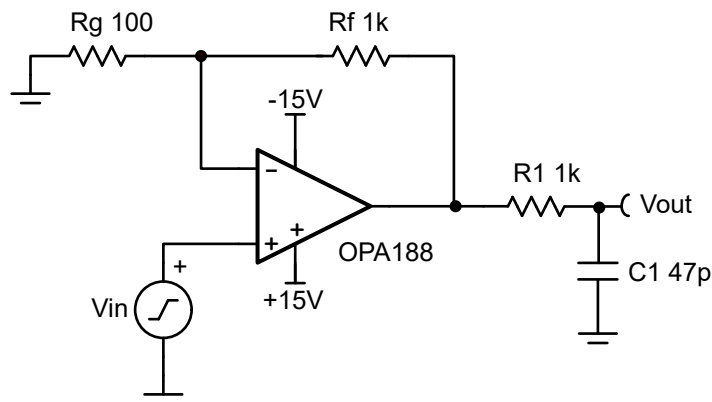


图 8-5. 简单输出滤波器可将斩波器噪声降至最低

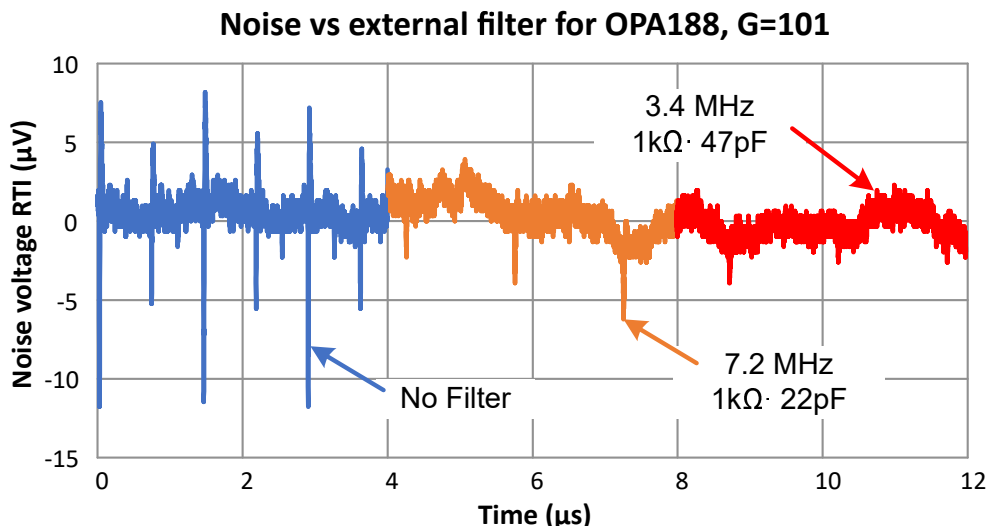


图 8-6. OPA188 的噪声与外部滤波器间的关系

9 选择零漂移放大器的过程

按照以下步骤选择零漂移放大器：

1. 您的应用是否会受益于放大器的低输入失调电压、极低温漂或低闪烁噪声特性？如果这些参数在您的应用中不重要，请寻求传统放大器而不是零漂移放大器。请查看表 9-1 的 B 至 E 列，找到符合您要求的零漂移放大器。
2. 将您的源阻抗与表 9-1 中的 F 列进行比较。仅使用小于或等于此最大源阻抗的放大器（有关详细信息，请参阅节 5）。
3. 为了优化噪声，反馈网络阻抗和源阻抗需要小于表 9-1 中的 G 列（有关详细信息，请参阅节 7）。
4. 确保直流偏置电流不会转换为明显的失调电压。这一点在温度较高的应用中非常重要，因为直流偏置电流会随温度的升高而增大。具体请参阅节 6。
5. 在源阻抗与反馈阻抗之间取得平衡可以使一些应用受益。这一点通常对温度较高的应用很有用，因为较高温度下的 I_{BOS} 可能明显低于 I_B 。尽管如此，这种方法通常对斩波偏置电流瞬态没有用，因为这些瞬态通常不能进行良好平衡。为了消除 I_B ，将反馈网络并联阻抗设置为等于源阻抗 ($R_s = R_f \parallel R_g$)。具体请参阅节 6。
6. 考虑斩波器噪声。如果您的电路处于增益状态，则闭环带宽通常明显低于斩波频率。因此，相对于斩波瞬态，宽带噪声会增大。添加外部滤波器也有助于更大限度降低斩波噪声。当放大器处于单位增益且没有外部滤波器时，斩波噪声是最重要的问题。此外，较大的源阻抗或反馈阻抗会增加斩波噪声的幅度（有关详细信息，请参阅节 7）。
7. 最后，假设所有其他条件都在可接受范围，请检查所有其他放大器规格。例如，带宽、压摆率和输出驱动是否满足应用特定的要求。

表 9-1. 零漂移放大器选择表

A	B	C	D	E	F	G
器件	失调电压 (μV)	温漂 ($\mu\text{V}/^\circ\text{C}$)	GBW (MHz)	N ($\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$)	建议的最大 R_{IN} 和 $R_{\text{f}} R_{\text{g}}$ (k Ω)	用于噪声优化的 $R_{\text{f}} R_{\text{g}}$ (k Ω)
OPA189	3	0.02	14	5.2	1	0.183
OPA388	5	0.05	10	7	10	0.331
OPA333	10	0.05	0.35	55	1000	20.4
OPA187	10	0.015	0.55	15	500	15.2
OPA188	25	0.085	2	8.8	10	0.523
OPA186	10	0.04	0.75	40	500	10.8
OPA182	4	0.012	5	5.7	10	0.219
OPA387	2	0.012	5.7	8.5	10	0.488

10 总结

与传统的精密放大器相比，零漂移放大器有许多优势。最值得注意的是，零漂移放大器的失调电压和温漂通常明显优于类似的传统放大器。但是，斩波器校准电路的内部开关存在一些相关的误差源。在许多情况下，斩波器误差并不明显。节 9 所列的流程说明了如何选择零漂移放大器及相关分立式元件来尽可能降低这些误差。

11 参考资料

- Kaslikar, Piyush. Interview and discussions on chopper amplifier design, 7 December, 2023
- Burt, R., Zhang, J., 2006, “A Micropower Chopper-Stabilized Operational Amplifier Using a SC Notch Filter With Synchronous Integration Inside the Continuous-Time Signal Path”, *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, Vol. 41, No. 12, December 2006, <https://ieeexplore.ieee.org/document/4014603>
- Caldwell, J., Intrinsic Noise Sources in Chopper Amplifiers, Version 4, March 2013, PowerPoint Presentation
- Kugelstadt, T., “新型零漂移放大器具有 17 μA 的 I_{Q} ”，*模拟应用期刊* (2007 年第 2 季度)，<http://www.ti.com/cn/lit/pdf/slyt272>

12 修订历史记录

注：以前版本的页码可能与当前版本的页码不同

Changes from Revision * (February 2024) to Revision A (May 2025)	Page
• 将表 2-1 显示了不同器件的斩波频率。.....	3
• 更新了图 2-4。三次谐波从 200kHz 更改为 300kHz。.....	3

重要通知和免责声明

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 产品的相关应用。严禁以其他方式对这些资源进行复制或展示。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
版权所有 © 2025，德州仪器 (TI) 公司