

运算放大器电路固有噪声的分析与测量

第七部分：放大器的内部噪声

作者：德州仪器 (TI) 高级应用工程师 Art Kay

本文将讨论决定运算放大器 (op amp) 固有噪声的基本物理关系。集成电路设计人员在噪声和其他运算放大器参数之间进行了一些性能折衷的设计，而电路板和系统级设计人员将从中得到一些启发。另外，工程师们还能了解到，如何根据产品说明书的典型规范在室温及超过室温时估算最坏情况下的噪声。

最坏情况下的噪声分析和设计的 5 条经验法则

大多数运算放大器产品说明书列出的仅仅是一个运算放大器噪声的典型值，没有任何关于噪声温度漂移的信息。电路板和系统级设计人员希望能根据典型值找出一种可以估算最大噪声的方法，此外，这种方法应该还可以有效地估算出随着温度变化的噪声漂移。这里给出了一些有助于进行这些估算的基本的晶体管噪声关系。但是为了能准确地利用这些关系，我们有必要对内部拓扑结构（如偏置结构和晶体管类型等等）进行一些了解。不过，如果我们考虑到最坏情况下的结构，也可以做一些包括大多数结构类型的概略性说明。本节总结了最坏情况下的噪声分析和设计的 5 条经验法则。下一节给出了与这些经验法则相关的详细数学计算方法。

经验法则 1：对半导体工艺进行一些改变，不会影响到宽带电压噪声。这是因为运算放大器的噪声通常是由运算放大器偏置电流引起的。一般说来，从一个器件到另一个器件的偏置电流是相对恒定的。在一些设计中的噪声主要来自输入 ESD 保护电阻的热噪声。这样的话，宽带噪声的变化超过典型值的 10% 是非常不可能的。事实上，许多低噪声器件的这种变化一般都低于 10%。请参见图 7.1 示例。

宽带电流噪声要比电压噪声更容易受影响（主要是对双极工艺而言）。这是因为电流噪声与基极电流密切相关，而基极电流又取决于晶体管电流增益 (β)。通常来说，宽带电流噪声频谱密度的变化不到 30%。

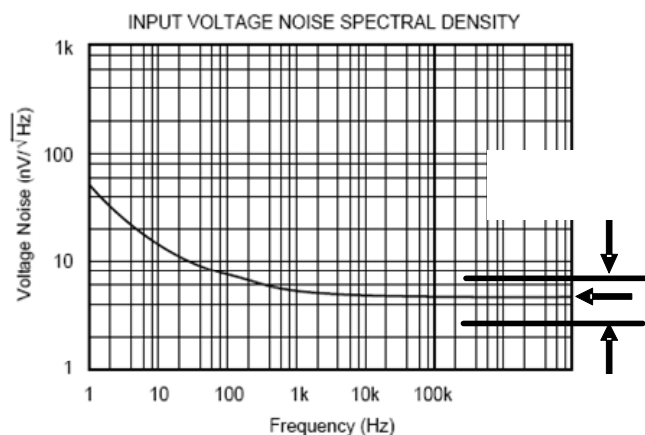


图 7.1 基于典型值估算的室温条件下的宽带噪声

经验法则 2：放大器噪声会随着温度变化而变化。对于许多偏置方案 (bias scheme) 来说（如，与绝对温度成正比的方案，PTAT），噪声以绝对温度的平方根成正比地增大，因此在大范围的工业温度内噪声的变化相对很小（如，在 25 °C 至 125 °C 之间仅发生 15% 的变化）。但是，一些偏置方案（如，Zero-TC）可以产生与绝对温度成正比的噪声。对于这种最坏情况而言，在同一温度范围内噪声变化为 33%，请参见图 7.2 图解。

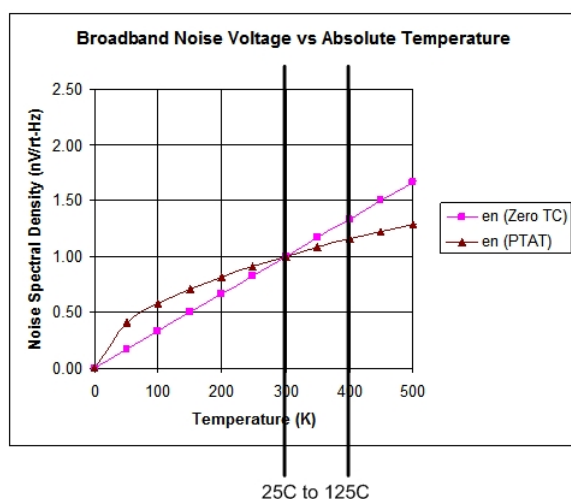
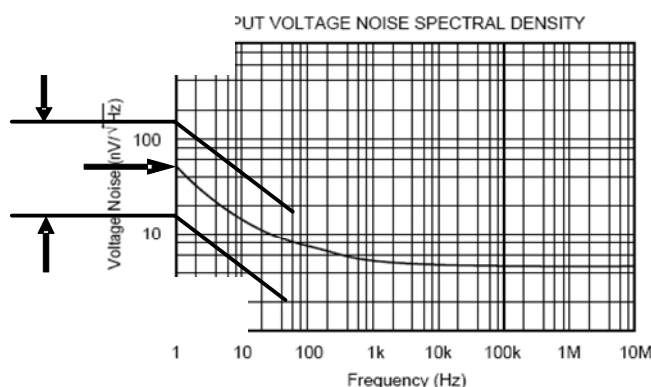


图 7.2 噪声在最坏情况下和典型情况下的变化与温度的关系

经验法则 3: $1/f$ 噪声（如，闪烁噪声）极易受工艺影响。这是因为晶体结构制造工艺过程中会产生一些瑕疵， $1/f$ 噪声的产生则与这些瑕疵有关。因此，只要半导体工艺得到很好的控制，那么 $1/f$ 噪声就不会出现较大的漂移。制造或工艺变化都会给 $1/f$ 噪声带来巨大的变化。大多数情况下器件产品说明书都给出了 $1/f$ 噪声的最大值，却没有提及工艺或最终测试时对器件进行的测量。如果产品说明书没有给出 $1/f$ 噪声的最大值，那么，假定在并没有对工艺控制进行优化来减少 $1/f$ 噪声的情况下，三种变化因素可用来估算最坏情况下的噪声，请参见图 7.3。

图 7.3: 最坏情况下的 $1/f$ 噪声估算

经验法则 4: 电路板和系统级设计人员需要了解的一点是， I_q 和宽带噪声呈负相关。严格来说，噪声与运算放大器输入差动级的偏置相关。但是，由于这类信息还没有正式公布过，所以我们可以假定 I_q 与差动级偏置成正比。对于低噪声放大器来说，这个假设是成立的。

一般说来，宽带噪声与 I_q 的平方根成反比。但是，对于不同的偏置方案这个反比关系也会发生变化。此条经验法则有助于电路板和系统级设计人员更好地了解

$$\times 3 \text{ for Estimate of Max}$$

$$\text{Estimate of Max} = 150 \text{ nV}/\sqrt{\text{rt-Hz}}$$

I_q 和噪声之间的折衷方法。例如，设计人员不应该指望放大器带有极低的静电流，进而产生低噪声。图 7.4 图解说明了该关系。

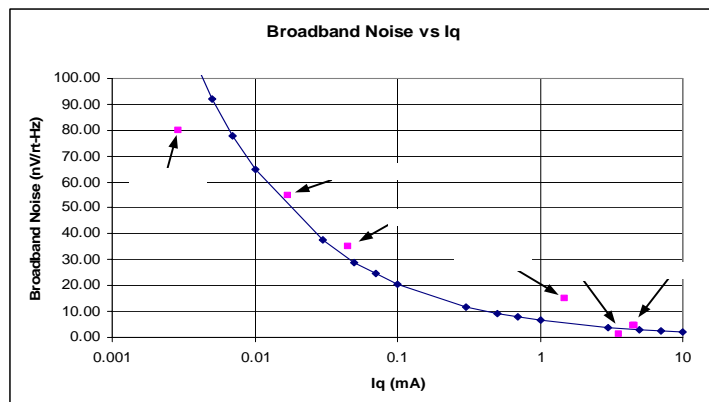


图 7.4: I_q 与宽带噪声的关系

经验法则 5: FET 运算放大器固有电流噪声非常低。这也说明了双极与 FET 晶体管以及噪声之间的差异。因为 FET 放大器的输入栅极电流比双极放大器的输入基极电流小得多。相反，在给定一个偏置电流值（如，输入级的集电极电流或漏极电流）的情况下，双极放大器具有更低的电压噪声，请参见图 7.5 的多个示例。

OPA379

OPA333

OPA348

OPA131

运算放大器	类型	I_q (mA)	i_n (fA/rt-Hz)	e_n (nV/rt-Hz)
OPA277	双极	0.79	200	8
OPA211	双极	3.6	1500	1.1
OPA227	双极	3.7	400	3
OPA348	CMOS	0.045	4	35
OPA364	CMOS	1.1	0.6	17
OPA338	CMOS	0.53	0.6	26

图 7.5 MOS 放大器与双极放大器的电压及电流噪声的对比

双极噪声的详细数学计算方法

图 7.6 表明了双极晶体管噪声模型的原理。图 7.7（方程式 1、2 和 3）中给出了双极晶体管的基本噪声关系。在该部分中，我们将利用这些方程式，以得出一些基本关系，而经验法则就是基于这些基本关系得出的。

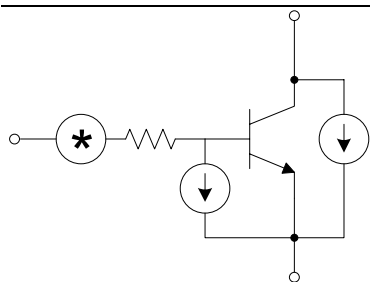


图 7.6 双极晶体管噪声模型

$$v_{bn}^2 = 4 \cdot kT \cdot r_b \cdot \Delta f \quad (1)$$

where

v_{bn} - Thermal noise at base of bipolar transistor from physical resistance

k - Boltzmann constant (1.381E-23 joule/度)

T - Temperature in Kelvin

r_b - Physical resistance in base of transistor

Δf - Noise bandwidth

i_{cn}

i_{bn}

$$i_{cn}^2 = 2 \cdot q \cdot I_C \cdot \Delta f \quad (2)$$

where

i_{cn} - Collector shot noise current

q - Electron charge (1.6 · 10⁻¹⁹ coulomb)

I_C - dc collector current

$$i_{bn}^2 = 2 \cdot q \cdot I_B \cdot \Delta f + K_1 \cdot \frac{I_B^a}{f^b} \cdot \Delta f \quad (3)$$

Shot noise Flicker noise Burst noise

where

i_{bn} - Base current noise

I_B - DC base current

K_1 - Semiconductor process dependent constant for flicker noise

a - a constant between 0.5 and 2.0

b - a constant about unity

图 7.7 双极噪声基本关系

利用方程式 1 进行分析：双极热噪声

方程式 1 说明了一个双极晶体管基极中的物理电阻热噪声。在一个集成电路运算放大器中，电阻器通常是由与差动输入级基极串联的 ESD 保护电路提供的，

如图 7.8 所示。在一些情况下，这种噪声是主要的噪声源。对大多数集成电路工艺而言，为该电阻设置 $\pm 20\%$ 容差值是合理的。图 7.9 显示，输入电阻出现 20% 的变化时噪声会相应地发生 10% 的变化。

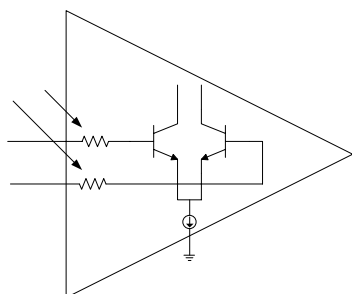


图 7.8 运算放大器噪声热噪声分量

$$v_{bn}^2 = 4 \cdot kT \cdot r_b \cdot \Delta f$$

For a 20% variation in r_b vbn will vary

$$\%_variation_vbn = \frac{\sqrt{4 \cdot kT \cdot 1.2 \cdot r_b \cdot \Delta f} - \sqrt{4 \cdot kT \cdot r_b \cdot \Delta f}}{\sqrt{4 \cdot kT \cdot r_b \cdot \Delta f}} \cdot 100$$

$$\%_variation_vbn = \frac{(\sqrt{1.2} - \sqrt{1}) \cdot \sqrt{4 \cdot kT \cdot r_b \cdot \Delta f}}{\sqrt{4 \cdot kT \cdot r_b \cdot \Delta f}} \cdot 100$$

$$\%_variation_vbn = 9.5\%$$

图 7.9 热噪声容差

利用方程式 2 进行分析：双极集电极散粒噪声

方程式 2 给出了一个双极晶体管集电极散粒噪声的关系。为了更好的理解这种关系，将其转换成一个电压噪声 V_{cn} （见图 7.10）可以说是好处多多。如果输入级偏置方案为已知项，则可以进行一步将公式简化。运算放大器输入级偏置方案有两类型，一类是可以迫使集电极电流与绝对温度 (PTAT) 成正比。对于一个与绝对温度成正比的偏置方案来说，集电极电流可以被视为一个常量与绝对温度的乘积。图 7.11 显示了简化的 V_{cn} 方程式，该方程式基于一个 PTAT 偏置方案。其主要的计算结果是，噪声与温度的平方根成正比，而与 I_c 的平方根成反

比。这样的计算结果说明了低噪声放大器总是具有强静态电流的原因。第四个经验法则就是据此得出的。该计算结果还表明，运算放大器噪声会随温度升高而增大。这就是第二个经验法则的理论基础。

$$i_{cn}^2 = 2 \cdot q \cdot I_C \cdot \Delta f$$

In terms of voltage

$$v_{cn}^2 = \frac{1}{g_m} \cdot (2 \cdot q \cdot I_C \cdot \Delta f)$$

Substitute gm for bipolar

$$g_m = \frac{I_C}{V_t} \quad g_m = \frac{I_C}{\frac{k \cdot T}{q}} \quad \frac{1}{g_m} = \frac{k \cdot T}{q \cdot I_C}$$

Collector shot noise in voltage format

$$v_{cn}^2 = \left(\frac{k \cdot T}{q \cdot I_C} \right)^2 \cdot (2 \cdot q \cdot I_C \cdot \Delta f)$$

图 7.10 将电流噪声转换成电压噪声

Collector shot noise in voltage format

$$v_{cn}^2 = \left(\frac{k \cdot T}{q \cdot I_C} \right)^2 \cdot (2 \cdot q \cdot I_C \cdot \Delta f)$$

assuming PTAT $I_C = \alpha \cdot T \cdot I_C$

$$v_{cn}^2 = \left[\frac{k \cdot T}{q \cdot (\alpha \cdot T \cdot I_C)} \right]^2 \cdot [2 \cdot q \cdot (\alpha \cdot T \cdot I_C) \cdot \Delta f]$$

combine all constants into K_a

$$v_{cn}^2 = K_a \left(\frac{1}{I_C} \right)^2 \cdot [(T \cdot I_C) \cdot \Delta f]$$

$$v_{cn} = \sqrt{\frac{K_a T \cdot \Delta f}{I_C}}$$

Thus, collector shot noise voltage is directly proportionate to \sqrt{T} and inversely proportionate to $\sqrt{I_C}$ for a PTAT bias.

图 7.11 PTAT 偏置的集电极噪声电压

在一个集电极电流偏置不会随温度变化而发生漂移的“Zero-TC”配置中，运算放大器输入级同样会被偏置。图 7.12 显示了基于 Zero-TC 偏置结构的简化的 V_{cn} 方程式。其主要的计算结果是，噪声与温度的平方根成正比，而与 I_c 的平方根成反比。由于受温度变化的影响很大，所以 Zero-TC 配置与 PTAT 方法相比有不足的方面。需要注意的是，按照第二经验法则，这是最坏情况下的表现。

assuming Zero-TC I_c is constant over temperature

$$v_{cn}^2 = \left(\frac{k \cdot T}{q \cdot I_c} \right)^2 \cdot (2 \cdot q \cdot I_c \cdot \Delta f)$$

combine all constants into K_b

$$v_{cn}^2 = K_b \left(\frac{T}{I_c} \right)^2 \cdot (I_c \cdot \Delta f)$$

$$v_{cn} = T \sqrt{\frac{K_b \Delta f}{I_c}}$$

Thus, collector shot noise voltage is directly proportionate to T and inversely proportionate to $\sqrt{I_c}$ for a Zero-TC bias.

图 7.12 Zero-TC 偏置集电极噪声电压

当 I_c 变动时，可以利用图 7.11 和图 7.12 的计算结果来确定噪声的改变量。在两种情况下，噪声均与 I_c 的平方根成反比。在一款集成电路运算放大器设计中，噪声通常主要来自差动输入级。不幸的是，产品说明书并没有给出有关该放大器偏置的信息。为了得到一个大概的估算值，您可以假设 I_c 的变化是与静态电流 (I_q) 的变化成正比例的。总之，输入级偏置要比 I_q 更好控制，因此这是一个保守的估算值。图 7.13 显示了一款 OPA227 在最坏情况下的噪声估算值。需要注意的是，在此情况下， I_q 的变化对噪声几乎没有影响。就大部分实际设计而言，这种变化不会超过 10%。请注意，热噪声变量和散粒噪声变量 (I_c 变量) 均不大于 10% 是第一个经验法则的理论基础。

estimate worst case noise based on I_q

$$V_{n_worst_case} = V_{n_typical} \sqrt{\frac{I_{q_worst_case}}{I_{q_typical}}}$$

$$V_{n_worst_case} = 8.2 \sqrt{\frac{825}{790}} \text{ nV/rt-Hz}$$

图 7.13 基于 I_q 变量的最坏情况噪声

利用方程式 3 进行分析：双极基极散粒噪声和闪烁噪声

方程式 3 描述的是双极晶体管基极散粒噪声和闪烁噪声，该噪声源与运算放大器中的电流噪声相类似。也可以将该电流噪声转换成电压噪声（请参见图 7.14）。

对 PTAT 和 Zero-TC 偏置结构进行分析，可不像对集电极电流散粒噪声进行分析那么简单。这是因为偏置方法是为了对集电极电流进行控制而设计的，并且此种关联不会跟随基极电流。例如，一款带有 Zero-TC 集电极电流的器件不会有 Zero-TC 基极电流，因为双极电流增益随温度的变化而变化。

方程式 3 中的散粒噪声分量是造成宽带电流噪声的主要原因。请注意，电流噪声与 I_b 的平方根成正比，这就是宽带电流噪声要比宽带电压噪声更容易受影响的原因所在。 I_b 的变化是由晶体管的电流增益 (β) 造成的。

请注意，散粒噪声分量的形式与方程式 2 中的噪声分量形式相同。因此，除很难预计基极电流的温度系数以外，其他分析方法是一样的。所以为了简化起见，我们将不会把 I_b 散粒噪声的温度信息包括在内。

如图 7.14 所示，我们可以将闪烁噪声分量转换成一个电压噪声。请注意，闪烁噪声随温度的升高而增大，并随 I_c 的变化而降低。然而，闪烁噪声极易受工艺变化的影响，以至于闪烁噪声常量的变化可能会成为噪声的主要来源。这不同于

常量不受工艺变化影响的宽带情况。第二个经验法则就是基于这个基本关系得出的。

$$i_{bn}^2 = K_1 \cdot \frac{I_B^a}{f} \cdot \Delta f$$

Where K_1 is the flicker constant and is process dependent

$$v_{bn}^2 = \frac{1}{g_m^2} \cdot \left(K_1 \cdot \frac{I_B^a}{f} \cdot \Delta f \right)$$

$$v_{bn}^2 = \left(\frac{k \cdot T}{q \cdot I_c} \right)^2 \cdot \left(K_1 \cdot \frac{I_B^a}{f} \cdot \Delta f \right)$$

Combining all constants into K_d

$$v_{bn}^2 = K_d \left(\frac{T}{I_c} \right)^2 \cdot \left(\frac{I_B^a}{f} \cdot \Delta f \right)$$

Thus, flicker noise also increases with temperature and decreases with I_c .

图 7.14 闪烁噪声电压关系

FET 噪声详细的数学计算方法

图 7.15 为 MOSFET 和 JFET 晶体管噪声模型示意图。图 7.16(方程式 4 和 5) 给出了 FET 晶体管的基本噪声关系。在这一节里,我们将利用这些方程式来说明该经验法则也同样适用于 FET 晶体管。图 7.17 为处理过的热噪声方程式,该方程式用于强反相 (strong inversion) FET 的 PTAT 和 Zero-TC 偏置。强反相是指 FET 偏置区。强反相的计算结果为热噪声与 I_d 的四次方根成反比。热噪声与绝对温度的平方根成正比还是与绝对温度的四次方根成正比取决于偏置类型。因此,与双极放大器相比, I_q 或温度上的变化对强反相 FET 放大器的影响要小得多。

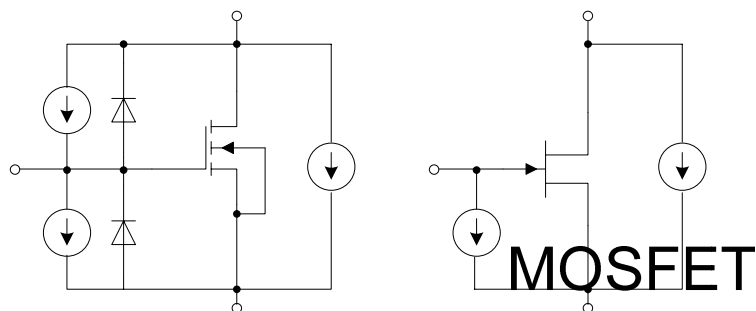


图 7.15 双极晶体管噪声模型

$$i_{gn}^2 = 2 \cdot q \cdot I_G \cdot \Delta f \quad (4)$$

where

 i_{gn} - Gate shot noise current q - Electron charge ($1.6 \cdot 10^{-19}$ coulomb) I_G - dc gate current (leakage) Δf - Noise bandwidth

$$i_{dn}^2 = 4 \cdot k \cdot T \cdot \left(\frac{2}{3} \cdot g_m \right) \cdot \Delta f + K_3 \cdot \frac{I_{DQ}^a}{f^b} \cdot \Delta f \quad (5)$$

Thermal Noise flicker noise

where

 i_{dn} - drain noise from shot noise and flicker noise k - Boltzmann constant ($1.381 \cdot 10^{-23}$ joule/K) T - Temperature in Kelvin g_m - Transconductance of FET K_3 - Process dependent constant for flicker noise

图 7.16 基本 FET 噪声关系

$$e_{\text{nbb}} = \sqrt{\frac{2}{3} \cdot \frac{4K \cdot T}{g_m}} \quad \text{Broadband noise for FET}$$

$$g_m = \sqrt{2 \cdot K_S \cdot \left(\frac{W}{L}\right) \cdot I_D} \quad \text{for strong inversion}$$

$$e_{\text{nbb}} = \sqrt{\frac{2}{3} \cdot \frac{4K \cdot T}{\sqrt{2 \cdot K_S \cdot \left(\frac{W}{L}\right) \cdot I_D}}}$$

Combine all the constants into K_c

$$e_{\text{nbb}} = \sqrt{K_c \frac{T}{\sqrt{I_D}}} \quad \text{Zero-TC equation}$$

Note noise for the Zero-TC bias is proportionate to \sqrt{T}
and inversely proportionate to $\sqrt[4]{I_D}$

For PTAT substitute $I_D = \alpha \cdot I_d$

$$e_{\text{nbb}} = \sqrt{K_c \frac{T}{\sqrt{I_d \cdot \alpha \cdot T}}}$$

Combining all constants into K_d

$$e_{\text{nbb}} = K_d \sqrt[4]{\frac{T}{I_d}}$$

Note noise for the PTAT bias is proportionate to $\sqrt[4]{T}$
and inversely proportionate to $\sqrt[4]{I_D}$

图 7.17 强反相 FET

图 7.18 给出了将一个热噪声方程式用于弱反相 FET 的 PTAT 和 Zero-TC 偏置的操作。弱反相是指 FET 偏置区。弱反相的计算结果为热噪声与 I_d 的平方根成反比。热噪声与温度成正比还是与温度的平方根成正比取决于偏置类型。因此，弱反相 FET 放大器和电流及温度的关系与双极偏置放大器和电流及温度的关系相似。

$$i_{nbb}^2 = 4k \cdot T \cdot \left(\frac{2}{3} \cdot g_m \right) \quad \text{Broadband noise}$$

$$g_m = \frac{q \cdot A \cdot I_D}{k \cdot T} \quad \text{For weak inversion}$$

$$e_{nbb}^2 = \frac{1}{g_m} \cdot \left[4k \cdot T \cdot \left(\frac{2}{3} \cdot g_m \right) \right]$$

$$e_{nbb}^2 = \frac{8k \cdot T}{3 \cdot \frac{q \cdot A \cdot I_D}{k \cdot T}}$$

$$e_{nbb}^2 = \frac{8k^2 \cdot T^2}{3q \cdot A \cdot I_D}$$

$$e_{nbb} = K_c \frac{T}{\sqrt{I_D}} \quad \text{for Zero-TC}$$

$$\text{for Ptat } I_D = \alpha \cdot I_d$$

$$e_{nbb}^2 = K_c \frac{T^2}{\alpha \cdot T \cdot I_d}$$

$$e_{nbb} = K_d \sqrt{\frac{T}{I_d}} \quad \text{for PTAT}$$

图 7.18 弱反相 FET

图 7.19 为处理过的闪烁噪声方程式，该方程式用于强反相 FET 的 PTAT 和 Zero-TC 偏置。请注意，方程式中的“a”为介于 0.5 和 2 之间的一个常数。因此，闪烁噪声可能和 I_d 成正比，或者和 I_d 的幂成反比，这取决于“a”的值。对于一款 Zero-TC 偏置方案来说，闪烁噪声的值并不取决于温度。对于一款 PTAT 偏置方案来说，闪烁噪声和温度的平方根成正比。

$$e_{\text{dn}}^2 = K_3 \cdot \frac{I_D^a}{g_m^2 f^b} \cdot \Delta f$$

General FET flicker equation
in voltage form

$$g_m = \sqrt{2 \cdot K_S \cdot \left(\frac{W}{L}\right) \cdot I_D}$$

for strong inversion

$$e_{\text{dn}} = K_3 \cdot \sqrt{\frac{I_D^{a-1}}{f^b} \cdot \Delta f}$$

for strong inversion

图 7.19 强反相 FET 闪烁噪声

图 7.20 显示了一个用于计算一个弱反相 FET 的 PTAT 和 Zero-TC 偏置的闪烁噪声方程式。请注意，“a”是一个介于 0.5 至 2 之间的常数。因此，在所有情况下，闪烁噪声都与 I_D 的幂成反比。就一个 Zero-TC 偏置而言，闪烁噪声将会与绝对温度成正比；就一个 PTAT 偏置而言，温度关系则取决于 a 的值。

$$e_{\text{dn}}^2 = K_3 \cdot \frac{I_D^a}{g_m^2 f^b} \cdot \Delta f$$

General FET flicker equation in voltage form

$$g_m = \frac{q \cdot A \cdot I_D}{k \cdot T}$$

For weak inversion

$$e_{\text{dn}} = K_3 \cdot \sqrt{\frac{(I_D^{a-2}) \cdot T^2}{f^b} \cdot \Delta f}$$

For weak inversion

图 7.20 弱反相 FET 闪烁噪声

总结与概述

本文中，我们讨论了一些有助于我们对最坏情况下的噪声和与温度相关的噪声进行估算的经验法则。这些经验法则还可以帮助那些电路板和系统级设计人员获得折衷设计的方法，而这些方法正是集成电路设计人员在低噪设计中所采用的。同时，还给出了这些经验法则背后的详细数学计算方法。第 8 部分将主要对 1/f 噪声及“爆米花”噪声进行更深入的探讨。

感谢

特别感谢 TI 的技术人员，感谢他们在技术方面所提供的真知灼见。这些技术人员包括：

- 高级模拟 IC 设计经理 Rod Bert
- 线性产品经理 Bruce Trump
- 应用工程经理 Tim Green
- 高速产品市场开发经理 Michael Steffes

参考书目

《模拟集成电路的分析与设计》，作者：Paul R. Gray 与 Robert G. Meyer，第三版，由 Hamilton Printing Company 出版。

作者简介：

Arthur Kay 现任 TI 高级应用工程师，负责传感器信号调节器件的支持工作。他于 1993 年毕业于乔治亚理工学院 (Georgia Institute of Technology)，获电子工程硕士学位。他曾在 Burr-Brown 与 Northrop Grumman 公司担任过半导体测试工程师。