

集成运算放大器参数时漂的 $1/f$ 噪声预测方法¹

庄奕琪 孙青 侯海*

(西安电子科技大学微电子研究所 西安 710071)

*(中国科学院西安光学精密机械研究所 西安 710068)

摘 要 寿命试验和噪声测试结果表明, 如果集成运算放大器的主要失效模式是输入偏置电流或失调电流随时间的漂移, 则这种漂移量与运放的 $1/f$ 噪声电流具有强相关性, 二者近似呈正比关系。理论分析表明, 这种漂移可归因于作为 $1/f$ 噪声直接起源的氧化层陷阱对硅中电子的慢俘获作用。据此, 提出了通过 $1/f$ 噪声测量对集成运放特定参数时漂进行快速无损评估的方法。

关键词 $1/f$ 噪声, 运算放大器, 漂移, 氧化层陷阱

中图分类号 TN722, TN4, TN061

1 引 言

微电子器件与电路的失效可分为突发性失效和参数漂移失效两类。随着器件质量与可靠性的提高, 参数漂移失效在器件失效模式分布中所占比例迅速增大, 已成为现代高性能器件的主要失效模式。评估器件参数随时间漂移的传统方法是采用长期寿命试验或加速寿命试验, 不仅耗费大量的时间和样品, 而且难免会给器件带来损伤。近年来的研究表明, 噪声以其灵敏、经济、快速、非破坏性的突出优点, 可望成为电子器件质量与可靠性的新型表征手段^[1,2]。本文首次对集成运算放大器参数时间漂移与其 $1/f$ 噪声的相关性进行了实验和理论研究, 发现 $1/f$ 噪声测量可以用于预测由特定模式决定的参数漂移的大小。

2 实验研究

试验样品采用中增益运放 LFC3 和低功耗运放 F011, 每种运放按噪声值尽可能离散分布的原则从 250 只样品中抽取 50 只投入试验。根据集成电路的特点, 为使电路各部分得到尽可能均匀的加速应力, 加速寿命试验采用了高温动态功率老化的方法, 试验条件为: 电源电压 $\pm 18V$, 输入所加正弦信号的幅度应使输出正弦信号电压的有效值大于 $6V$, 试验温度 $150^{\circ}C$ 。试验过程中监测所有被试器件的电参数, 包括输入失调电压 V_{OS} 、输入失调电流 I_{OS} 、输入偏置电流 I_{IB} 、开环电压增益 G_{OL} 和静态功耗 P_D , 测试间隔 168h。试验总时间为 1512h。试验前, 测量了所有样品的等效输入噪声电压 E_n 和等效输入噪声电

¹ 1995-02-15 收到, 1995-10-17 定稿
电子部攻关科研项目

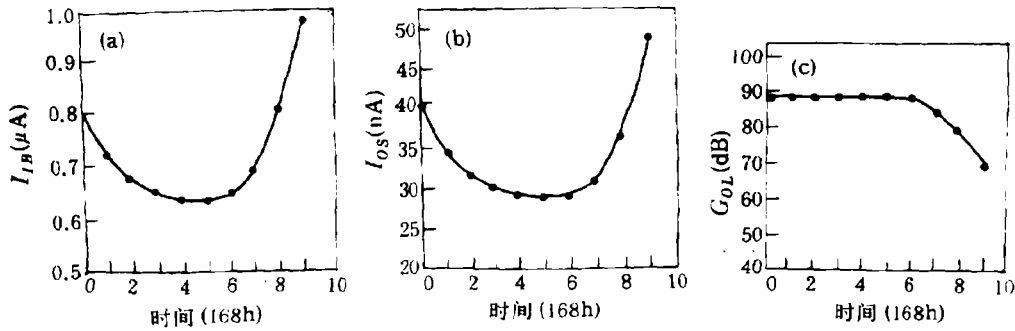


图1 LFC3 和 F011 集成运放电参数在加速寿命试验期间的典型变化特性

流 I_n ，测试频率为 10Hz；同时，对运放的噪声频谱进行了抽样测试，其典型频谱由 1/f 噪声和白噪声叠加而成，在测试频率点 $f = 10\text{Hz}$ 以 1/f 噪声为主。电参数采用 GH3181A 运算放大器测试仪测量，噪声参数采用 QD3181A 半导体器件低频噪声参数测试仪测量，噪声频谱采用 HP3582A 双通道频谱分析仪测量。

LFC3 和 F011 运放的所有被试样品在加速寿命试验期间的电参数变化规律基本相同，典型特性如图 1 所示，输入偏置电流 I_{IB} 和输入失调电流 I_{OS} 先随时间缓慢下降（其它参数不变），在经受足够长的应力时间（大约为 800~1000h）作用后，又迅速增加，与此同时，开环增益 G_{OL} 开始显著减少，静态功耗 P_D 显著增加，随之器件完全失效。实验中还发现， I_{IB} 在试验前期的下降量越大，则在试验后期突然急剧上升越容易出现，上升的速度也越快，这说明 I_{IB} 的这两种变化很可能是相同的原因引起的。

根据实验测试数据，对电参数的时漂量与其初始噪声参数和电参数的相关性进行了统计分析，计算出的相关系数值如表 1 所列。可见，在各种初始参数中，1/f 噪声电流 I_n 与 I_{IB} 漂移量的相关系数最大，明显大于其它测试参数与 I_{IB} 漂移量的相关系数。图 2 给出了 LFC3 运放的初始 1/f 噪声电流 I_n 与 I_{IB} 漂移量的实测关系曲线，其中，图 2(a) 给出的是试验前期 I_{IB} 的减少量与初始 1/f 噪声的关系；图 2(b) 给出的则是试验后期 I_{IB} 的增加量与初始 1/f 噪声的关系。在这两种情况下， I_{IB} 相对变化量的定义如下：

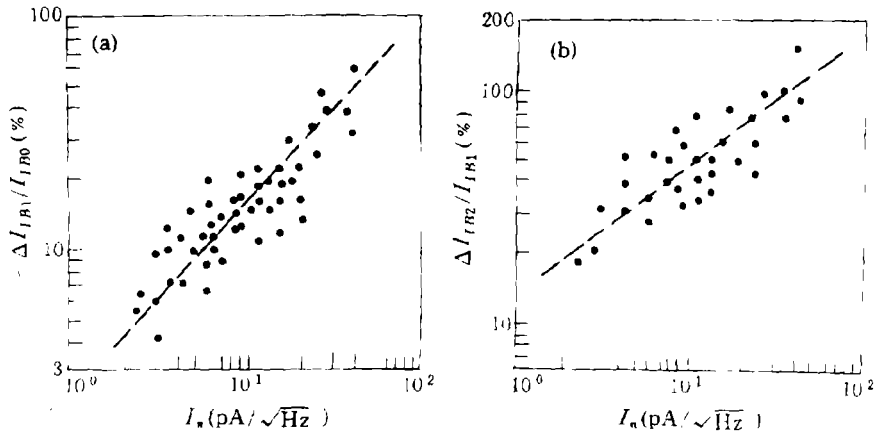
$$\Delta I_{IB1}/I_{IB0} \equiv [I_{IB}(t_1) - I_{IB}(0)]/I_{IB}(0), \quad (1)$$

$$\Delta I_{IB2}/I_{IB1} \equiv [I_{IB}(t_2) - I_{IB}(t_1)]/I_{IB}(t_1), \quad (2)$$

式中 $t = 0$ 为试验开始时刻， t_1 是 I_{IB} 由下降转为上升的转折时刻， t_2 是试验终止时刻。由图 2 可知，无论是 I_{IB} 的减少，还是 I_{IB} 的增加， I_{IB} 的漂移变化均与初始 1/f 噪声电流 I_n 有密切的相关性。具有高 I_n 值的运放，其参数漂移量 ΔI_{IB} 也就大，有经验关系 $\Delta I_{IB} \propto I_n^b$ ， $b = 0.7 \sim 0.9$ 。同时，这个结果再次表明， I_{IB} 在试验前期的缓慢减少与其在试验后期的急剧增加密切相关。对于 F011 运放，也得到了类似的分析结果。上述实验结果表明，可通过初始 1/f 噪声电流测量来预测在长期工作条件下集成运放 $I_{IB}(I_{OS})$ 参数的缓慢漂移，从而对其可靠性进行快速评估。

表 1 集成运放参数时间漂移量与初始噪声参数和电参数的相关系数 (%)

型号	漂移量	I_n	E_n	I_{IB}	I_{OS}	G_{OL}
LFC3	$\Delta I_{IB1}/I_{IB0}$	78.3	62.0	43.8	17.7	-26.5
	$\Delta I_{IB2}/I_{IB1}$	69.5	58.5	45.0	15.6	-21.5
F011	$\Delta I_{IB1}/I_{IB0}$	65.0	55.0	40.6	17.0	-30.2
	$\Delta I_{IB2}/I_{IB1}$	76.9	48.3	35.7	10.5	-19.0

图 2 LFC3 输入偏置电流 I_{IB} 漂移量与初始 1/f 噪声电流的实测关系(a) I_{IB} 下降区 (共 50 个器件);(b) I_{IB} 上升区 (共 33 个器件, 另 17 个器件未观察到 I_{IB} 的上升)

3 理论分析

3.1 运放噪声分析

根据 Friss 定理^[2], 对于运放这样的多级放大电路, 当第一级具有较大的增益时, 其噪声主要由第一级的噪声决定。运放输入级的噪声通常包括放大管的噪声、电阻负载或有源负载的噪声和偏置恒流源的噪声。以 LFC3 运放为例, 输入级电路如图 3 所示, 当忽略后级噪声的贡献时, 其等效输入噪声电流 I_n 和等效输入噪声电压 E_n 可分别表示为

$$I_n^2 = I_{n1}^2 + I_{n0}^2/\beta_1^2 \quad (\text{单端输入时}), \quad (3)$$

$$E_n^2 = E_{n1}^2 + E_{n2}^2 + 4kT \left(\frac{1}{R_1 g_{m1}^2} + \frac{1}{R^2 g_{m2}^2} \right) + I_{n0}^2 \left[\frac{1}{R_1 + R_2} \left(\frac{\Delta R}{g_{m1}^2} + \frac{R_1 \Delta g_m}{g_{m1}^2} \right) - \frac{V_{OS}}{I_O} \right]^2, \quad (4)$$

式中 I_{n1} 和 β_1 分别为 T_1 管的等效输入噪声电流和电流放大系数, E_{n1} 和 E_{n2} 、 g_{m1} 和 g_{m2} 分别为 T_1 和 T_2 管的等效输入噪声电压和跨导, $\Delta R = R_2 - R_1$, $\Delta g_m = g_{m2} - g_{m1}$, I_{n0} 为恒流源的共模噪声电流, V_{OS} 为输入失调电压, I_O 为恒流源电流。由 (3) 和 (4) 式可知, 当输入级的增益和负载电阻均较大, 而且失调较小时, 负载电阻和恒流源的噪声贡

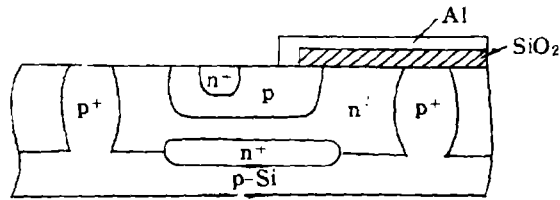


图 4 集成 npn 管剖面结构

正向偏置,电子从 E-B 结空间电荷区和基区的表面附近流过,进入收集区。这些电子具有一定的几率通过隧道贯穿或热激发过程注入 Si-SiO₂ 界面附近的氧化层陷阱中。在此过程中,氧化层原来存在的正电荷起着加速的作用。带负电的电子的注入使氧化层中的净正电荷量减少, E-B 结空间电荷区和基区的表面势降低,从而表面复合电流减少, I_B 下降, I_{IB} 随之下降。经详细分析,由这种机构决定的 I_B 的变化量可表示为^[3]

$$\Delta I_B = -\frac{n_i}{2\tau N_A} N_t \left[1 - \exp\left(-\frac{t}{\tau_t}\right) \right] \exp\left(\frac{qV_{BE}}{2kT}\right), \quad (9)$$

式中 n_i 为本征载流子浓度, τ 为表面空间电荷区内的少子寿命, N_A 为基区表面掺杂浓度, N_t 为氧化层陷阱浓度, τ_t 为氧化层陷阱俘获电子的平均时间常数。

如图 4 所示,集成 npn 管结构的基极引线不可避免地要从外延层和隔离区的表面氧化层上经过。在电路正常运用条件下, p^+ 隔离墙接电路的最低电位,外延层即收集区的电位则比基区高的多,加之外延层掺杂浓度很低,当相对于外延层为强正电位的基极引线从外延层上方经过时,就形成了一个以基区为源、收集区为衬底、隔离墙为漏、基极引线为栅电极的寄生 p 沟道 MOSFET。在通常情况下,由于氧化层固有正电荷的存在,这个寄生 MOSFET 很难导通,对器件性能不发生影响。但是在器件长期工作或试验过程中,大量电子不断从基区进入收集区,必然有部分电子越过 Si-SiO₂ 界面注入氧化层陷阱。随着氧化层陷阱中电子的逐渐积累,外延层上的氧化层电荷逐渐向负的方向发展。只要工作或试验的时间足够长,那么上述效应的最终结果可能会使外延层表面由耗尽至反型,从而导致寄生 MOS 管导通。寄生 MOS 管一旦导通,大量空穴将从 p^+ 隔离墙直接通过外延层表面的 p 型沟道进入基区,再从基区电极流出,使 I_B 急剧上升, I_{IB} 亦随之迅速增加。

3.3 1/f 噪声与 I_{IB} 漂移的相关性机理

据上述分析,运放等效输入噪声电流 I_n 在低频条件下以 1/f 噪声为主,运放输入偏置电流 I_{IB} 及输入失调电流 I_{OS} 的变化则是由运放输入级放大管基极电流 I_B 的变化引起的。因此,实验观察到的 I_n 与 I_{IB} 漂移的相关性实际上反映了运放输入级放大管的 1/f 噪声电流与其基极电流漂移的相关性。 I_{IB} 寿命前期随时间的缓慢下降可归因于氧化层陷阱对电子的慢俘获导致的基区表面势的下降, I_{IB} 寿命后期的突然上升则是电子对收集区表面氧化层陷阱注入的长期作用导致寄生 MOSFET 导通所引起的。所以这两种效应的强弱均与氧化层陷阱密切相关。由 (9) 式知, $I_{IB}(I_{OS})$ 变化的幅度正比于氧化层陷阱的密度。考虑到氧化层陷阱上电荷的涨落是双极型器件 1/f 噪声的重要起源^[2], 1/f 噪声电流

表 2 集成运放 $I_{IB}(I_{OS})$ 漂移预测参数

型号	A	b	C(1/h)
LFC3	-6.78×10^{-2}	0.831	3.57×10^{-3}
F011	-5.63×10^{-2}	0.734	3.26×10^{-3}

I_n 应与氧化层陷阱密度成正比。因此 I_{IB} 漂移的幅度应与 I_n 成正比关系, 与实验观察到的特性基本一致。于是我们提出的 I_{IB} 漂移机构不仅可以解释 I_{IB} 实测变化规律, 也对实验得到的 I_n 与这种漂移的相关性给予了合理的解释。

尽管氧化层陷阱的存在导致 I_{IB} 漂移, 并决定了其初始 $1/f$ 噪声的大小, 但它对器件的直流特性和白噪声特性无直接的影响, 故器件的初始直流参数值与 I_{IB} 漂移量无明显的对应关系。运放噪声电压 E_n 的 $1/f$ 分量较 I_n 为弱, 故它与 I_{IB} 漂移的相关性亦比 I_n 小。

4 预测方法

基于上述实验和理论研究结果, 提出集成运放 $I_{IB}(I_{OS})$ 漂移的预测经验模型公式

$$\Delta I_{IB}/I_{IB0}(\text{或} \Delta I_{OS}/I_{OS0}) = A(I_n/I_{n\min})^b(1 - e^{-Ct}), \quad (10)$$

式中 I_{IB0} 是 I_{IB} 的初始值, I_n 是运放的等效输入 $1/f$ 噪声电流, $I_{n\min}$ 是 I_n 的最小值, 常数 A 、 b 、 C 与噪声和时间无关, 与温度有关。对于设计定型和工艺稳定的器件, 只要事先用加速寿命试验和噪声测试确定模型参数的值 (由实验得到的 $\Delta I_{IB}/I_{IB0} \sim I_n/I_{n\min}$ 数据提取 A 和 b 的值, 由 $\Delta I_{IB}/I_{IB0} \sim t$ 数据提取 C 的值), 就可通过初始 $1/f$ 噪声测量对这种器件由 $I_{IB}(I_{OS})$ 漂移模式决定的长期工作稳定性作出预测, 而不必对每批器件都作费时费力的寿命试验。对于本文采用的运放样品和试验条件, 由实验数据提取得到的预测参数值如表 2 所列。

5 结 论

如果集成运算放大器的主要失效模式是输入偏置电流 I_{IB} 或输入失调电流 I_{OS} 随时间的漂移, 则可用初始 $1/f$ 噪声电流测量来进行快速无损的预测。其实验依据是, $I_{IB}(I_{OS})$ 漂移量与初始时刻的 $1/f$ 噪声电流强相关, 二者之间几乎成线性正比关系, 而这种漂移与初始电参数以及其它噪声参数的相关性则要弱得多。其理论依据是, $I_{IB}(I_{OS})$ 漂移与 $1/f$ 噪声均是由 Si-SiO₂ 界面附近的氧化层陷阱引起的, 前者来自氧化层陷阱对电子的慢俘获效应, 后者来自氧化层陷阱电荷的随机涨落。在上述研究结果的基础上, 建立了该预测方法的经验模型。

参 考 文 献

- [1] Jones B K. Electrical noise as a measure of quality and reliability in electron devices. Advances in Electronics and Electron Physics, New York: Academic Press, Inc., 1994, 87: 1-204.

- [2] 庄奕琪, 孙 青. 半导体器件中的噪声及其低噪声化技术, 北京: 国防工业出版社, 1993 年, 第 5 章和第 7 章.
- [3] Zhuang Yiqi, Sun Qing. IEEE Trans. on ED, 1991, ED-38(11): 2540-2547.

1/F NOISE AS A PREDICTION OF LONG-TERM DRIFT FOR INTEGRATED OPERATIONAL AMPLIFIERS

Zhuang Yiqi Sun Qing

(Xidian University, Xi'an 710071)

Hou Xun

(Xi'an Institute of Optics and Precise Mechanics, Academia Sinica, Xi'an 710068)

Abstract It is shown from the accelerated lifetime test and noise measurement for integrated operational amplifiers that if their failure is caused by the drift of input bias current or input offset current, the drift is strongly correlated with $1/f$ noise current in these devices, and both are proportional approximately. In the mechanism analysis, the drift may be attributed to the slow capture effect of oxide traps, which are $1/f$ noise sources, on the electrons in silicon. Therefore, $1/f$ noise measurement can be used as a fast and non-destructive tool to evaluate the long term instability of integrated operational amplifiers.

Key words $1/f$ noise, Operational amplifier, Drift, Oxide trap

庄奕琪: 男, 1957 年生, 副教授, 博士, 主要研究方向为微电子器件噪声物理及其应用技术.

孙 青: 男, 1929 年生, 教授, 主要研究方向为半导体器件可靠性物理与表面物理.

侯 洵: 男, 1936 年生, 研究员, 中国科学院院士, 主要研究方向为瞬态光学与半导体光电子器件.