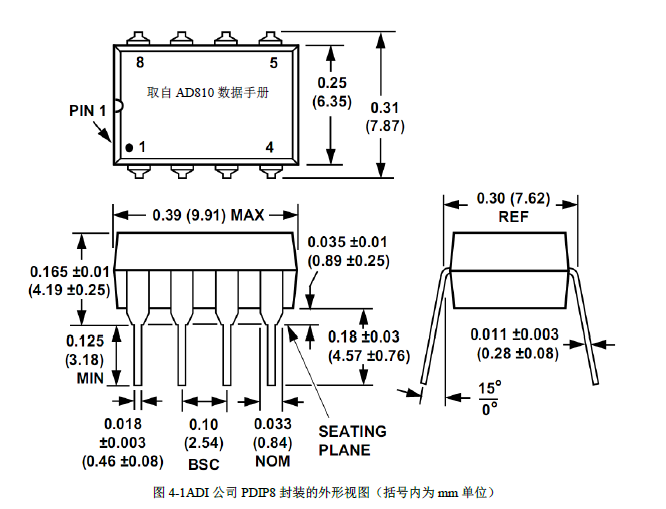
**放大器的共性问题**

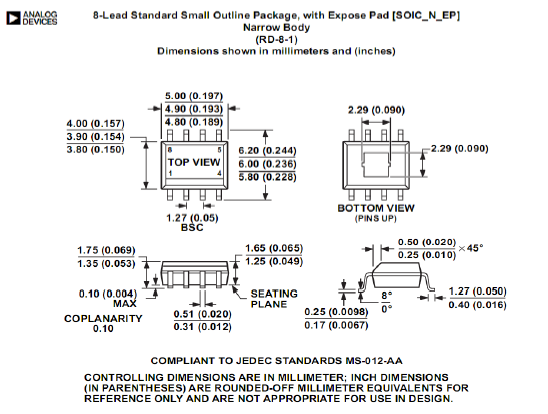
1. **放大器的封装**
2. PDIP/DIP

相邻管脚之间的距离为100mil，两列管脚之间的距离为300mil.是最老的封装之一。焊接容易、热阻小。



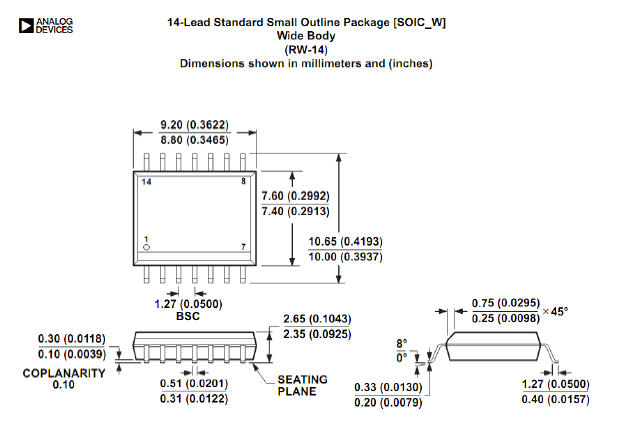
1. SOIC-N

目前最常用的封装，包括8管脚、10管脚、14管脚等。其核心定义是150mil宽窄，50mil间距。



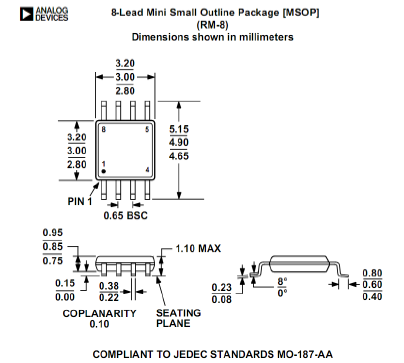
1. SOIC-W

相对少见，300mil宽窄，50mil间距。



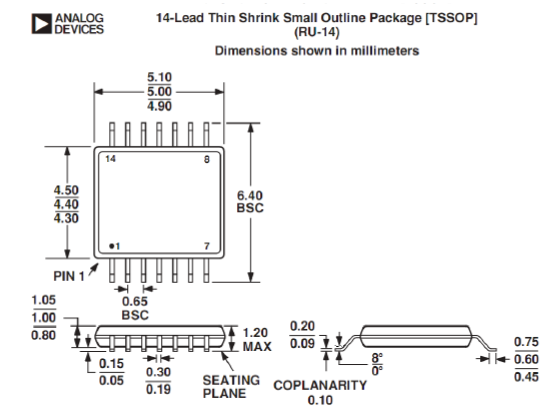
1. MSOP封装

3mm×3mm外形。8脚间距为0.65mm；10脚间距为0.5mm.



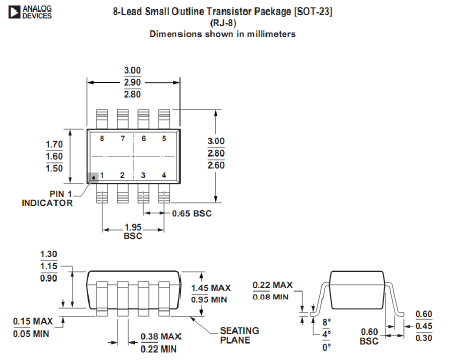
1. TSSOP

4.4mm宽窄，0.65mm管脚间距。



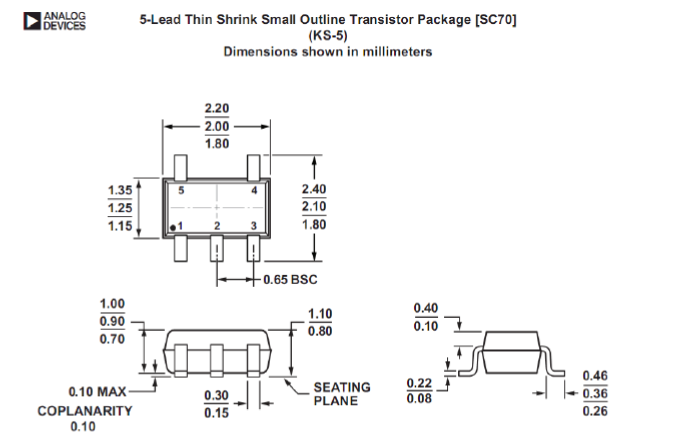
1. SOT-23

宽度1.6mm，长度2.9mm。有5、6、8管脚几种。5、6脚管脚间距为0.95mm.8脚间距为0.65mm.



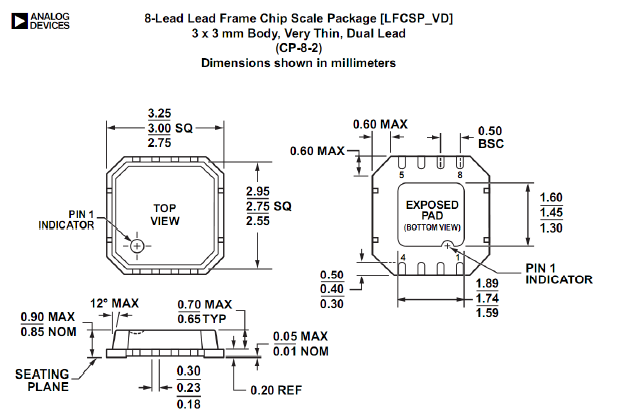
1. SC70

1.25mm宽窄，0.65mm管脚间距。



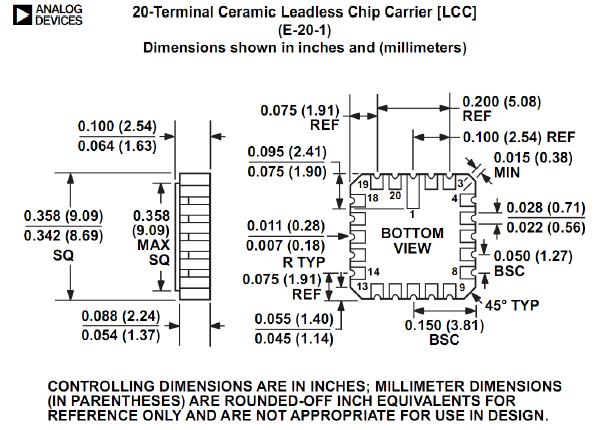
1. LFCSP

间距0.5mm，且有管脚内嵌。



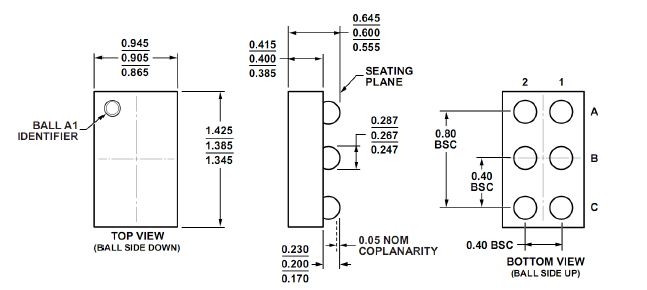
1. LCC

管教间距1.27mm.手工焊接困难。



1. WLCSP

类似于球形封装。



1. **供电和电源去耦**

放大器供电需要注意：

1. 放大器的极性接反非常危险，甚至有可能爆炸！
2. 即使放大器有多个电源脚，且在内部相连，也应当全部按要求接好。
3. 给电源对地配置电容。
4. 必要时在电源进入芯片的路径中串联磁珠。

同时放大器必须配置合适的电容，否则会导致放大电路的性能指标严重下降。通常会选用库电容或是旁路电容。

库电容也就是一个百*μF*级的电解电容。这种电容的作用是防止电流出现大波动从而对电路的影响。这种电容通常会设计在电源处，且距离电运放不超过10cm.

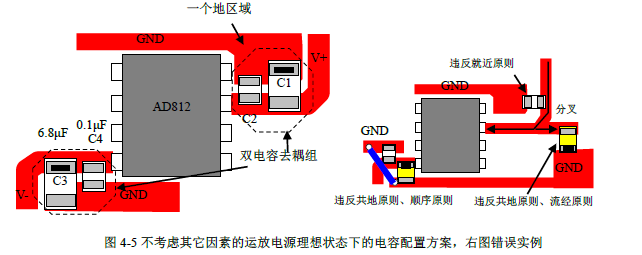
旁路电容一般是10μF-0.1μF-0.01μF的电容组（大电容在10μF-0.1μF，小电容应当在0.1μF-0.01μF），通常设计在芯片电源管脚附近，从而形成一个低通滤波器，并滤除高频噪声。

双电容的设计能够比单电容覆盖更大的频率区域，在更宽的频域内有效。

常用的组合有10μF/0.1μF，4.7μF/0.01μF，10μF/0.01μF。

旁路电路在布线时还需要注意如下原则：

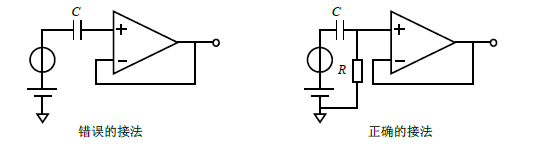
1. 流经原则：电容应该放在电源进线的途中。
2. 顺序原则：电源走线应先经过C1大电容，再经过C2小电容。
3. 就近原则：小电容应该尽可能靠近芯片脚根，而大电容应该尽可能靠近小电容
4. 共地原则：一个电容组的两个电容其接地点必须是一个相同的地平面区域，而不要靠过孔相连。



1. 电源走线必须足够粗。
2. 不要节省电容，不要让其他电路干涉旁路电容的布局。
3. 注意电解电容的极性和耐压问题。钽电容的耐压较低。
4. 根据噪声分布的不同可以考虑更换电容。但是要满足10μF-0.1μF-0.01μF。
5. **直流通路**

运算放大器的入端是晶体管的基极或是栅极时，如果完全浮空，晶体管是不会导通的。也就是需要合适的静态工作点。

下图是一个实例。途中的输入信号是一个带直流分量的交变信号。左图试图通过电容隔直。但是这会导致正输入没有直流通路，理论上是无法正常工作的。但是实际情况中，由于偏置电流的存在，会缓慢的给电容充放电，导致输入级具有微弱的直流通路，也能看到理想的正弦波形，但是这个直流电平是在不确定的变化的，显然不是我们所期待的。而改成右图的电路后，就具有了明确的直流通路，可以建立起合适的静态工作点。



几种常见的浮空源

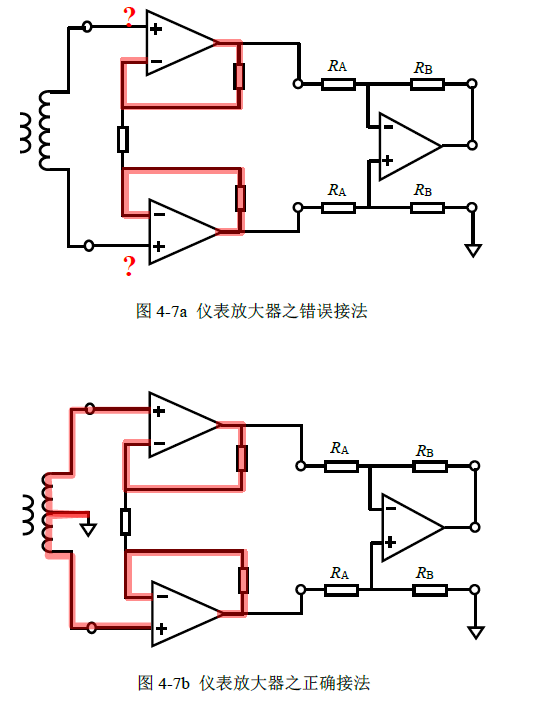
1. 信号经过隔直电容器。
2. 浮空变压器的负边。
3. 差分输出的无源传感器，例如驻极体话筒、水听器等。但是如果有接地的第三端，就不算浮空。
4. 人体。

可以用一个大电阻到GND或者上接电阻到VCC向下接电阻到GND提供直流通路。

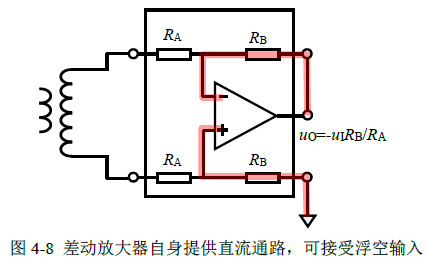
不同的放大器对能否浮空有不同的接受度。

1. 仪表放大器不接受浮空

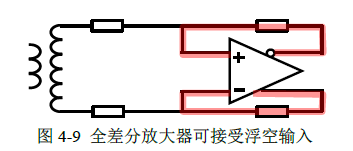
仪表放大器内部有两个平行的同相输入放大器，该放大器的负输入端有直流通路。但是正端需要外部信号源提供非浮空的直流电位。



1. 差动放大器可以接受浮空



1. 全差分放大器能接受浮空



1. **自激振荡**

高频放大器更容易出现自激振荡。自激振荡将导致电路无法正常工作，甚至损坏。

理论上说，自激振荡是指放大器加电压后，还没有输入信号，输出端就出现了高频的类似于正弦波的波形；或当输入信号幅度或者频率到某些特定值时，输出波形在原基础上会叠加更高频率的振荡信号，这种现象经常发生。

发生自激振荡的根本原因是，某种频率信号在环路增益大于1的情况下，其环路附加相移达到了180度，从而使原本设计的负反馈变成了正反馈，且在环路内部不断增大。

造成运放电路振荡的客观原因主要有如下几条：

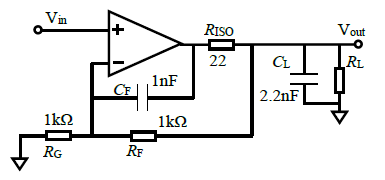
1. 电路设计不正确，环路增益AuoF过大，闭环增益1/F太小。有的运放不支持太小的电压放大倍数，例如OP37，其标称最小增益位5，因此如果OP37设计出跟随器，那么就会产生电压增益。
2. 输出直接驱动大电容。
3. 引入了杂散电容。比如反馈线路与地之间的间距过小；使用了杂散电容较大的直插式电阻；反馈线路背面使用了大面积的地层；输出接了不合适的电缆。

自激振荡重在防御。注意如下几条可以有效的避免自激振荡。

1. 目测或审查电路，观察是否有明显的违规现象。
2. 尝试更换运放放大器。
3. 如断掉负载，自激振荡消失，可考虑在负载和运放输出之间串联一个小电阻(隔离电阻)，可以从100Ω试起，如果消失则慢慢减小。
4. 反馈电阻中并联一个小电容是消振的最常见做法。
5. 重新设计电路板，降低杂散电容。
6. 尝试其他补偿方法，改变闭环传函的零极点位置，以消除自激振荡的条件。
7. **驱动大电容负载**

运放输出端不能驱动电容的主要原因是，运放的暑促阻抗和被驱动电容之间会形成低通滤波器，从而给闭环环路中产生最大90°的附加相移。一般运放的相位裕度仅有50°左右，这个低通滤波器将导致自激振荡的条件被满足。

如下是一个驱动大电容的经典电路，它既能表现出一个低通滤波器，另外还能驱动大电容CL，且输出电压没有跌落，输出阻抗也不是RISO。



当RG存在时，电路将表现出同相比例器，低频增益为1+RF/RG。

当RG断路时，电路将表现出电压跟随器，

1. **注意输入端保护**

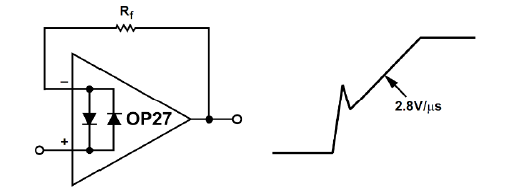
运放主要有三类：

1. 输入端并接了两组保护二极管。
2. 在保护二极管前串联了电阻。
3. 有些则没有任何保护措施。

后两类的运放无需注意，而第一类的运放需要注意：

1. 尽量不要让它们作为比较器使用。
2. 这类运放作为跟随器使用时，必须在反馈支路中串联保护电阻RF。

如果不加这个电阻RF，输入端瞬间的阶跃信号，会打通二极管，以一个低内阻的阶跃信号，直接加载到输出端，而输出端的输出源电压受压摆率限制，不可能立刻达到输入阶跃值，而处于缓慢的爬坡状态，在这个短瞬间，输入源信号和输出源电压之间形成的压差，会出现大电流灌入运放的输出端，运放无法处理这个大电流，会进入过流保护状态，等输出源上升到合适的位置，这个电流将减小到输出环节可以掌控的地步。因此会产生如下一个奇怪的波形。



为了能够更加稳定，通常会在反馈回路上增加串联一个500Ω左右的电阻。这个电阻不能太大，否则会和输入电容形成低通滤波器，降低放大器的相位裕度。

1. **带宽计算**
2. 传统估算公式

一个放大电路，如果闭环带宽大于fhf，闭环电压增益为AF，那么运放的增益带宽积GBW要求为：

|  |  |
| --- | --- |
|  | (1) |

H是一个保险系数，它越大，越能保证上述要求。它的含义是，在fhf处，开环增益为闭环增益AF的H倍。

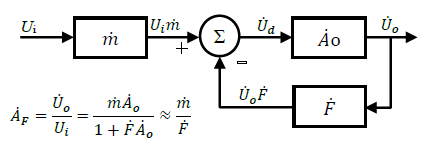
传统的估算公式为：

当开环增益无穷大时，闭环增益逼近1/F；在上限截止频率处，当开环增益是期望闭环增益的H倍，即，且H远大于1时，闭环增益与期望闭环增益之间的误差大约为1/H。为了让1/H很小，需要使H越大越好。由此可以得到公式(1)。

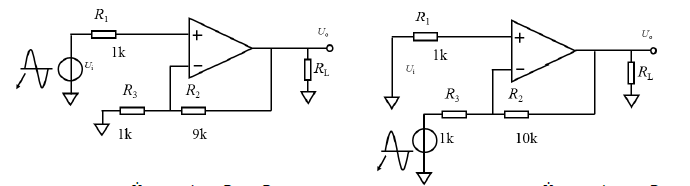
但是传统的估算公式台粗略了，忽视了复数运算与实数运算的差异。

1. 闭环增益表达式

与传统公式不同，这边给出如下方框图，它多了一个衰减系数m，这样就能较为全面的包括所有放大电路。



以两个基本放大电路为例，分析



左侧的电路而言，m=1，F=R3/(R3+R2)，因此AF≈(R3+R2)/ R3。

右侧的电路而言，m=- R2/(R3+R2)，F=R3/(R3+R2)，因此AF≈-R2/ R3。

在新的负反馈框图中，可以得到如下等式：

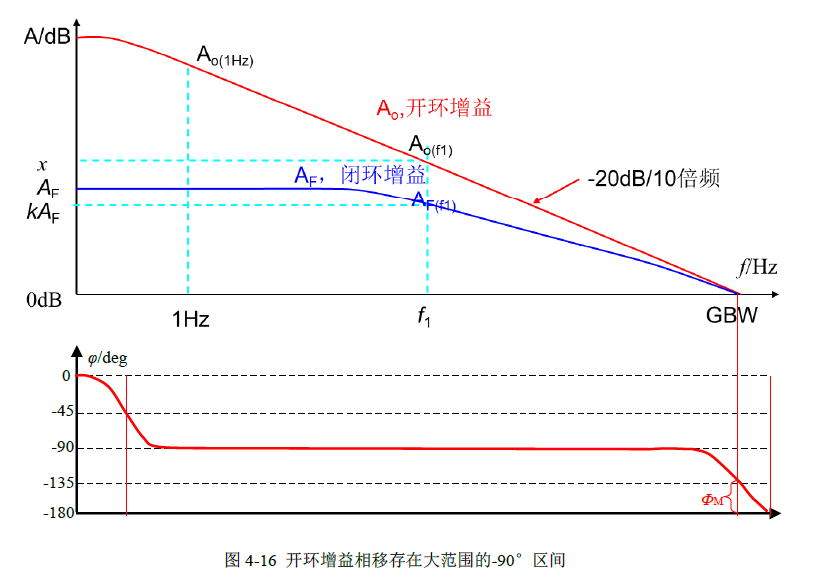
在较低的频率下，复部对等式的影响较小，因此

|  |  |
| --- | --- |
|  | (2) |

而我们的目标也就是用m，F，k求出，但是复数具有实部和虚部，因此这个方程是无解的。

所幸的是，大多数运放的开环增益表达式均有明显的规律：在f1附近，开环增益复数表达式都具有90°相移。

这儿是因为，第一，多数运放的第一极点都在很低的频率，此处具有-45°相移；而到了10倍频阶段，频率达到第一极点频率10倍左右，就能够产生-90°的相移，这个相移区将也一直持续到GBW频率处才会产生-130左右的相移。



运用上述规律，可以得到

将其代入(2)可得：

根据GBW的定义，可得如下结论：

以下给出一个实例以供参考。

制作一个同相比例器，实现放大器，要求通带增益10倍，带宽100kHz，带宽增益波动不超过-0.2dB。

AF=10，即F=0.1，f=100kHz。且

由上述结论可得，此时的H应该为：

这个值比传统的保守系数更小。

因此增益带宽积至少为：