

## 集成运算放大器应用技巧讲座 (七)

■ 张国华

## 集成运放选型技巧(二)

在一般应用电路中,集成运放以参数可以看成是理想的。如:开环增益因大于几十万倍可近似认为是无穷大,输入阻抗大于兆欧级也认为是无穷大,输入失调电压仅几毫伏,输入偏置电流、输入失调电流仅 nA 甚至 pA 级,可近似认为等于零……,这样近似后就可以将集成运放看作是“理想运放”,并具有“虚通”、“虚断”特性。而按理想特性设计出的应用电路一般已具有较高的精度,能满足实际使用要求。但在一些对精度要求特别高的微伏级弱信号放大场合,用通用运放已不能满足要求。这是因为分辨  $\mu\text{V}$  级信号,放大器的放大倍数将增大到几百甚至几千倍。这样一来,放大器输入端微小的失调漂移和噪声干扰也将同样被放大几百上千倍,在放大器的输入端失调漂移量与须分辨的有用信号量级接近、甚至更大时,有用信号必将淹没在漂移信号之中而无法

486 电脑芯片是 80486SX 还是 84386DX,或者是 8 位的电脑游戏机。

北京沙河温庆云问:当前我国电脑市场上主要有哪些 AT 系列机?价格如何?

答:我国电脑市场上的 AT 系列机主要有 IBM 公司生产的正宗 AT 机、名牌厂商兼容机和组装兼容机三类。当然 IBM 公司生产的产品是正宗的,呼声最高,价格也最高。名牌厂商生产的兼容机质量和价格其次,这些厂家主要有 HP(惠普)、COMPAQ(康培)、DEC、AST、NEC、OLIVETTE、AC-ER、长城、浪潮、联想等。组装机价格最便宜,但是由于价格是名牌机的一半左右,所以个人购买电脑几乎毫无例外都是这类电脑。买组装机要注意质量上的保证和扩展的余地。

河北石家庄李敏林问:386DX 电脑和 386SX 电脑二者有什么区别?

答:386DX 电脑是 32 位电脑,CPU 采用 32 位芯片 80386DX,386SX 电脑是准 32 位电脑,CPU 采用准 32 位芯片 80386SX。

河北张家口刘明华问:准 16 位芯片和 16 位芯片,准 32 位芯片和 32 位芯片的区别在哪里?

答:16 位芯片的内部和外部数据通道宽度均为 16 位二进制数(一次可以同时运算、交换 16 位 2 进制数);准 16 位芯片的内部数据通道宽度为 16 位二进制数,外部数据通道宽度却为 8 位二进制数(与芯片外部一次只能交换 8 位数据)。32 位芯片内部和外部数据通道宽度均为 32 位二进制数,准 32 位芯片的内部数据通道宽度为 32 位,外部数据通道宽度却为 16 位。因而四者的速度从快到慢的顺序为:32 位芯片、准 32 位芯片、16 位芯片、准 16 位芯片。

北京怀柔孙红问:80386DX/33 和 80386DX/40 之间有什么区别?

辨别,即使输入端接地,放大器输出端也将出现不断变化的漂移信号(即通常所说的零漂或时漂)而无法回零。这时,就必须选用“低漂移”运算放大器来设计电路了。首先以图 1 所示放大器为例来说明其精度与哪些因素有关。这是一个由通用运放  $\mu\text{A}741$  组成的同相输入的比例器,放大倍数为 10 当  $U_i=0$  时,  $U_o$  应等于零;当  $U_i \neq 0$  时,  $U_o=10U_i$ 。但对实际电路精确测试的结果,上述结论并不能严格实现,这是因为:

1. 由于  $\mu\text{A}741$  具有  $\leq |\pm 6\text{mV}|$  的输入失调电压  $V_{IO}$ ,因此,当输入端接地、 $U_i=0$  时,其输出电压因失调电压的影响,约为  $10V_{IO}$ ,并不精确为零。但这个问题并不大,因为可以通过如图 2 所示的调零电路在  $U_i=0$  时将  $U_o$  调到等于零。

2. 由于  $\mu 741$  具有  $\leq 500\text{nA}$  的输入偏置电流  $I_{IB}$ ,因此,我们设计电路时令同相端对地的偏置电阻  $R_B$  与反相端对地的等效电阻  $R_i//R_F=1\text{k}\Omega//10\text{k}\Omega \approx 910\Omega$  相等,以避免输入偏流在运放差分输入级两端造成附加误差而影响输出。但实际

答:因为二者的前面都有 80386DX,所以都是以 32 位芯片,区别在于时钟不同。/33 表示时钟频率为 33MHz,/40 表示时钟频率为 40MHz。

北京东城区于文革问:80486SX 和 80486DX 是多少位的 CPU 芯片?有什么相同之处和区别?

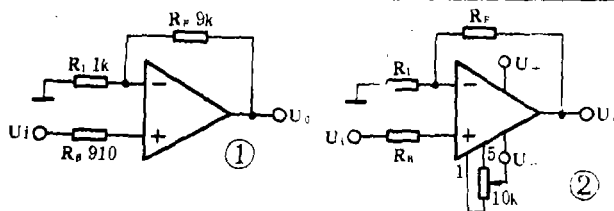
答:80486SX 和 80486DX 都是 32 位芯片,但是二者的内部有别。80486SX 俗称准 486,内部有 80386DX 和高速缓存器(CACHE)两部分,因而它的速度比 80386DX 快。80486DX 内部有 80386DX、高速缓存器(CACHE)和协处理器 80387 三部分,因而它的速度比 80486SX 还要快。

天津和平区马可问:贵刊推荐的电脑为什么选用 80386DX/40 芯片?

答:从功能上讲,80386DX/40 是一种运算速度很快的电脑芯片,在有足够的内存和硬盘的情况下,运行 WINDOWS3.1、EXCEL、PROJECT 等这样的复杂的软件在速度上是足够了,而 80386DX 就显得慢一些。从价格上讲,386DX/40 主机板比同种配置的 386SX/33 主机板仅贵百余元,但是它比 486SX 大约便宜 1000 元。从性能和价格总体上来讲,386SX 主机板临近过时,386DX 电脑在未来 2 年内仍然会受欢迎,因而本刊推荐的电脑选用了 386DX/40 主机板。

北京和平里林雨问:如何从电脑芯片的型号来判断电脑的速度?

答:第一步先看芯片型号斜杠前面的部分,速度由快到慢如次:80486DX、80486SX、80386DX、80386SX、80286、8088;第二步比较斜杠后面的时钟频率,斜杠前面相同者,时钟频率高的那一种速度快。如 80386DX/40 比 80386DX/33,二者斜杠前面相同,所以只比较时钟频率,显然 80386DX/40 速度快。又如 80386DX/33 和 80386SX/40,先比较 80386DX 和 80386SX,二者不同,因此没有必要比较时钟频率了,显然,80386DX/33 比 80386SX/40 快。



运放两输入端的输入偏流并不严格相等。其差值,即输入失调电流  $I_{IO}$ ,对  $\mu 741$  来说最大可达  $200\text{nA}$ 。因此,  $I_{IO}$  在输入端偏置电阻上也将形成一定的失调信号。但它也可以通过调零电位器将  $U_o$  调到零。因此,由  $V_{IO}$ 、 $I_{IO}$  所造成的静态零位误差是很容易通过调零解决的。

3. 为保证  $U_o/U_i=10$ ,对  $R_1$ 、 $R_F$  的阻值倒不一定苛求精确,但必须保证其比值  $R_F/R_1=9$  的精确性,在要求极高的场合可以考虑用电位器代替电阻以精确调节其放大倍数。另外,电路的放大倍数  $A_{CL}=(1+R_F)/R_1$  是基于集成运放的开环增益  $A_{VD}$  趋于无穷大,使  $A_{VF} \cdot F \gg 1$  推出的,这里  $F=R_1/(R_1+R_F)$ 。因此,选用开环增益  $A_{VD}$  尽可能大的运放,并使每级比例器的放大倍数  $A_{CL}=1/F$  不要过大,是保证比例精度的基本原则。

4. 图 1 电路中,由于采用同相输入,因此,当输入信号变化时,运放两输入端上必须存在着与输入信号相等的共模电压,如果集成运放的共模抑制比  $K_{CMR}$  不够大的话,也将会在输出端引起一定的误差。

5. 前面讲过运放的失调电压  $V_{IO}$ 、失调电流  $I_{IO}$  虽会造成输出失调误差,但通过调零电路完全可以将其影响消除。麻烦的是,如果运放的  $V_{IO}$ 、 $I_{IO}$  随环境温度不断变化的话,就将造成运放输出值不断随环境温度的变化而“漂移”,且电路的放大倍数越大,其漂移越严重。因此,对要求高精度的应用场合,我们更看重的是集成运放的,“输入失调电压漂移”  $\alpha_{VIO}$ 、“输入失调电流漂移”  $\alpha_{IIO}$  这两个指标,而非  $V_{IO}$  和  $I_{IO}$  本身。如  $\mu A741A$  和  $\mu A741E$  的  $\alpha_{VIO} \leq \pm 15\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ ,  $\alpha_{IIO} \leq \pm 0.5\text{nA}/^\circ\text{C}$  而  $\mu A741C$  的温漂则更大。显然,对这类运放,即使在温度变化仅  $1^\circ\text{C}$  的环境中工作,也无法指望它能对低于  $15\mu\text{V}$  的输入信号作出明确的分辨。

因此,对微弱信号放大及其他高精度应用场合,必须选用“低漂移运放”才能保证精度。否则,即使在通电时调好零位,调好放大倍数,随着通电时间的持续及环境温度的变化,电路的输出也将出现相当大的正比于  $\alpha_{VIO}$ 、 $\alpha_{IIO}$  和电路放大倍数的输出漂移。

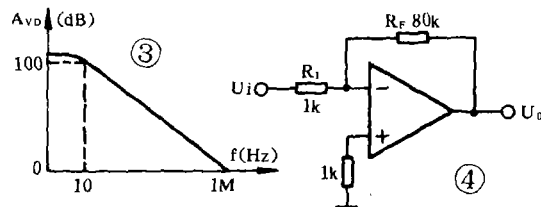
在专用型集成运放中,“低漂移型”是很重要的一类,对这类运放的要求是它应具有尽可能小的失调电压漂移  $\alpha_{VIO}$  ( $< 7\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ ) 和失调电流漂移  $\alpha_{IIO}$  ( $< 200\text{pA}/^\circ\text{C}$ ) 尽可能大的开环增益  $A_{VD}$  ( $\geq 120\text{dB}$ ) 和共模抑制比  $K_{CMR}$  ( $\geq 100\text{dB}$ )。

从根本上说,输入失调特性和输入共模特性在本质上都是由运放的差分输入级电路的不对称性所形成的。因此,低漂移运放设计思路之一就是尽可能改善运放输入级差分电路的对称性和热平衡性,采用超  $\beta$  管及热平衡设计技术所生产的第三代运算放大器,其代表产品如美国模拟器件公司的 AD510SH,在  $-55^\circ\text{C} \sim +125^\circ\text{C}$  范围内,其  $V_{IO} \leq \pm 25\mu\text{V}$  |

$\alpha_{VIO} \leq \pm 0.5\mu\text{V}/^\circ\text{C}$  |  $I_{IO} \leq 2.5\text{nA}$ 、 $A_{VD} \geq 120\text{dB}$ 、 $K_{CMR} \geq 110\text{dB}$ 。美国 BB 公司的 OPA177E 在  $-40^\circ\text{C} \sim +85^\circ\text{C}$  范围内,其  $V_{IO} \leq \pm 20\mu\text{V}$  |  $\alpha_{VIO} \leq \pm 0.1\mu\text{V}/^\circ\text{C}$  |  $I_{IO} \leq \pm 1.5\text{nA}$  |  $\alpha_{IIO} \leq \pm 25\text{pA}/^\circ\text{C}$  |  $A_{VD} \geq 126\text{dB}$ 、 $K_{CMR} \geq 120\text{dB}$ 。美国国家半导体公司的 LH0044A 在  $-55^\circ\text{C} \sim +125^\circ\text{C}$  范围内,其  $V_{IO} \leq \pm 25\mu\text{V}$  |  $\alpha_{VIO} \leq \pm 0.5\mu\text{V}/^\circ\text{C}$  |  $I_{IO} \leq \pm 2.5\text{nA}$  | ( $+25^\circ\text{C} \sim +125^\circ\text{C}$ ) |  $I_{IO} \leq \pm 5\text{nA}$  | ( $-55^\circ\text{C} \sim +25^\circ\text{C}$ ) |  $\alpha_{IIO} \leq \pm 40\text{pA}/^\circ\text{C}$  |  $A_{VD} \geq 120\text{dB}$ 、 $K_{CMR} \geq 120\text{dB}$ 。美国线性技术公司的 LT1112AMJ8、LT1114AMJ(低功耗、精密皮安输入、双运放/四运放)在  $-55^\circ\text{C} \sim +125^\circ\text{C}$  范围内,其  $V_{IO} \leq \pm 120\mu\text{V}$  |  $\alpha_{VIO} \leq \pm 0.5\mu\text{V}/^\circ\text{C}$  |  $I_{IO} \leq \pm 0.4\text{nA}$  |  $A_{VD} \geq 114\text{dB}$ 、 $K_{CMR} \geq 116\text{dB}$ 。如果工作环境温度仅在室温  $25^\circ\text{C}$  附近变化,则器件的漂移将小于前述全温范围指标。

另一类低漂移运放的设计是采用“新波自稳零”原理工作的调制式直流运算放大器。它通过斩波器(调制器)将直流信号先变换为某个频率的交流信号,交流放大后,再经过解调把交流信号重新恢复成直流信号。由于采用交流耦合放大,从理论上讲,这种放大器不存在直流漂移误差,因此具有目前产品中最小的失调及漂移,工作时根本不必调零。这种器件已步入大规模线性集成电路行列,也常称为第四代运算放大器。其主要代表产品有:INTERSIL 公司的 CMOS 运放 ICL76501,在  $-20^\circ\text{C} \sim +85^\circ\text{C}$  范围内,其  $V_{IO} \leq \pm 5\mu\text{V}$  |  $\alpha_{VIO} \leq \pm 0.05\mu\text{V}/^\circ\text{C}$  |  $I_{IO} \leq 10\text{pA}$ 、 $A_{VD} \geq 120\text{dB}$ 、 $K_{CMR} \geq 120\text{dB}$ ,可以说是目前低漂移运放技术指标中最高的,其缺点是工作电压较低:单电源  $4.5 \sim 16\text{V}$ ,正、负电源  $\pm 2.25 \sim \pm 8\text{V}$ 。当要求对极微弱的( $\mu\text{V}$  级)直流信号进行变换及放大,或设备将在环境温度变化较大的场合下工作而对电路精度又要求极高时,就应该选用“低漂移”(有些厂家也称之为“高精度”)运放来进行设计。

由于集成运放是一种直耦电路,所以它既可以作直流放



大也能用于交流放大。但是,它也有一定的工作频率限制,而且,因为开环增益极高,其频带极窄,通用运放  $\mu A741$  的开环带宽只有几周,其幅频特性如图 3 所示。开环带宽只有几周的方放大器能用于交流放大吗?结论是可以的,因为集成运放都是引入深负反馈工作的,故随着闭环增益的降低,其带宽亦相应增大同样的倍数。例如,图示  $\mu A741$  当用作 10 倍放大器时,由于深负反馈的作用,其带宽可扩展到  $100\text{KHz}$ ,用作跟随器或反相器(增益分别为  $+1$  和  $-1$ )时,其带宽可扩展到  $1\text{MHz}$ 。故常用单位增益带宽或增益带宽积的概念来描述集成运放的高频放大能力(图示  $\mu A741$  电路的增益带宽积稍大于  $1\text{MHz}$ )。如果不注意这个指标,设计出的交流放大器就

可能出问题。如有人曾选用  $\mu A741$  设计一个放大 16KHz 信号的放大器,设计增益为 80 倍,如图 4 所示,电路焊装好后通电试验,发现放大器能工作,但实测放大倍数比理论计算值  $R_F/R_1=80$  要小得多,这是为什么呢?原因就在于没有考虑  $\mu A741$  的高频放大能力是否能满足电路的设计要求,即属于运放选型不当所致。

一般运放手册中给的“带宽”指标,通常均指单位增益带宽(或增益带宽积),即放大倍数为 1 时的频带宽度,如果闭环增益增大若干倍,带宽也要相应降低若干倍,不能仅以手册中给的带宽典型值作为选型依据。更值得注意的是,这里所说的带宽仅指“小信号”带宽(指运放的交流输出幅度峰值仅 100mV 量级),如果输出交流波形的幅度较大,或接近运放的最大输出幅度时,则集成运放的工作频率范围将比手册中从幅频特性曲线上查出的带宽值要小得多。这是因为,由于集成运放中的放大级晶体管的结电容和电路分布电容等的影响,使运放的输出电压不能随输入信号的变化而立即变化,当输入信号正、负向跳变时,其输出电压只能以一定的速率变化(即运放放大器的“压摆率”或“摆动速率”SR,单位为  $V/\mu s$ ,通常取正、负向中的最低者)。当输入正弦信号频率不断增高时,运放的输出波形受 SR 指标的限制,最终必然产生波形失真,而且,在不同一频率下,输出正弦波幅度越大,其波形过零时的速率也就越大,这个变化速率若超过器件的 SR 指标(如  $\mu A741$  的 SR 典型值仅  $0.5V/\mu s$ ),必将导致输出波形失真,并最终变成正向和负向不一定对称的三角波。所以,对同一信号频率,即使在输出幅度小时未发生波形失真,当信号增大、输出幅度增大时,仍然可能出现波形失真。所以,对设计电路更为重要的带宽指标应该是“全功率带宽”,即指当运放输出幅度达到最大峰值(例如  $V_{OPP}=20V$ )时,正弦信号的不失真工作带宽,这个值一般要比小信号带宽低几十倍。除此以外,当信号频率增高时,不仅运放的开环增益要减小,其共模抑制比、电源抑制比、输入电阻还要降低,而输出电阻将变大。这些,对放大器的工作精度都是不利的。因此,在设计交流放大器,尤其是在放大高频信号时,一定要注意这个指标,并选用合适的运放才能得到满意的效果。

在特殊型运放中,专门有“宽带”运放系列,这类器件的单位增益带宽均应大于 400MHz,最大可达到 1000MHz 以上,此外,还有“高速”运放系列,这类器件主要突出其压摆率指标,一般均应大于  $100V/\mu s$ ,最大可达  $8000V/\mu s$ ,这两种类型运放均适用于高频交流信号放大,当然,高速运放还常用于要求输出摆动速率极高的应用场合。

宽带运放的代表产品有:美国 HARRIS 公司的 HA-2400、HA-2404、HA-2405,在闭环增益  $A_{CL}=+10$ 、 $R_L=2K\Omega$  时,其增益带宽  $GBW \geq 200MHz$ ,典型值为 40MHz,在  $A_{CL}=+10$ 、 $R_L=2K\Omega$ 、 $V_{OPP}=20V$  时,全功率带宽  $FPBW \geq 640KHz$ ,典型值为 950KHz;在  $A_{CL}=+1$ 、 $R_L=2K\Omega$ 、 $V_{OPP}=20V$  时,  $FPBW \geq 200KHz$ ,典型值为 250KHz,  $A_{CL}=10$ 、 $V_{OPP}=10V$  时,其压摆率  $SR \geq 20V/\mu s$ ,典型值为  $30V/\mu s$ ;  $A_{CL}=1$ 、 $V_{OPP}=10V$  时,  $SR \geq 6V/\mu s$ ,典型值为  $8V/\mu s$ 。美国模拟器件公司(AD)的 AD380,其单位增益带宽典型值为 40MHz,全功率带宽典型值为 6MHz,在  $V_{OPP}=20V$  时,其压摆率  $SR \geq 200V/\mu s$ 。

HARRIS 公司的 HA-5160、HA-5162 在  $A_{CL} \geq 10$  时,其增益带宽积  $GBW$  典型值为 100MHz;在  $V_O=\pm 10V$ 、 $R_L=2K\Omega$  时, HA-5160 的全功率带宽  $FPBW \geq 1.6MHz$ ,典型值为 1.9MHz,压摆率  $SR \geq 100V/\mu s$ 。HA-5162 的  $FPBW \geq 0.8MHz$ 、 $SR \geq 50V/\mu s$ ,典型值为 1.1MHz。HA-2620、-2620、HA-2622、HA-2625RGBW 典型值为 100MHz,  $FPBW$  典型值为 600KHz,  $SR$  典型值为  $\pm 35V/\mu s$ 。HA-2540GBW 典型值 400MHz,  $FPBW$  典型值为 6MHz,  $SR$  典型值为  $400V/\mu s$ 。而 HA-2539 的  $GBW$  典型值可高达 600MHz,  $FPBW$  典型值为 9.5MHz,  $SR$  典型值为  $600V/\mu s$ 。美国 BB 公司(BURR-BROWN)的宽带运放 OPA600 的增益带宽积更高达 1000MHz,在  $A_{CL}=1$ 、 $R_L=100\Omega$ 、 $V_O=\pm 5V$  时的全功率带宽为 16MHz,因  $A_{CL}=1000$ 、 $R_L=100$ 、 $V_O=\pm 5V$  时的压摆率为  $500V/\mu s$ 。美国模拟器件公司的超高频运放 AD5539 在  $A_{CL}=20$  时的增益带宽积高达 1400MHz,全功率带宽高达 65MHz,压摆率为  $600V/\mu s$ 。这些器件都可用作高频信号放大,具体选用哪种型号,要根据信号频率及输出幅度,对比运放的  $GBW$  和  $FPBW$  指标,并参考器件的价格,灵活选用。

高速运放的代表产品有:HARRIS 公司宽带、高速运放 HA-5190,其  $SR \geq 160V/\mu s$ ,典型值为  $200V/\mu s$ ; HA-2539、 $SR \geq 550V/\mu s$  典型值为  $600V/\mu s$ 。AD 公司的 ADLH0032,其  $SR \geq 350V/\mu s$ ,其典型值为  $500V/\mu s$ ; AD9611 其  $SR$  典型值为  $1900V/\mu s$ ; AD9610 其  $SR$  典型值为  $3500V/\mu s$ ; COM- LINEAR 公司的 CLC200AM、CLC210AM,其  $SR$  典型值为  $4000V/\mu s$ , CLC103AM,  $SR$  典型值为  $6000V/\mu s$ , CLC220AM,其  $SR$  典型值更高达  $8000V/\mu s$ 。当要求运放输出信号具有快速到位(0.1%精度纳秒级)特性时,可选用上述器件。

## ★ 家用压敏电阻避雷器

■ 邵竟成

针对夏季,未装避雷器,易损坏电器的情况,笔者试制了一种避雷装置。将它装在家用电器的电源输入端(图 1)或接在家电的天线端(图 2),避雷效果甚佳。现介绍给大家。

电路是利用压敏电阻的特性,将雷电压、电流导入地下。当雷电过后,压敏电阻特性恢复常态而保证家电正常工作。图中的压敏电阻 R,一般选用动作电压为 300V,漏电流  $\leq 10\mu A$ ,通流容量在 30KA 以上的氧化锌压敏电阻。保险丝 Bx 一般应比用电电流大 0.2~0.5A。如将避雷器接在天线端, Bx 用 0.1A 就可以了。增设 Bx 可加强对家电进行保护。

