

运算放大器结构和直流参数

作者: Bonnie C. Baker
Microchip Technology Inc.

引言

模拟电路中的运算放大器（运放）种类繁多，就像食物中的盐和胡椒一样。它们遍布于传感器数据采集系统，在其中执行多样的功能。例如，运放可以和传感器接口，用于缓冲和放大传感器的输出。在大多数情况下，传感器的电流或电压激励都是由放大器电路产生。运放接在前端传感器电路后用作低通、带通和高通滤波器。在电路的这一部分中，还将使用可编程增益放大器或仪表放大器（其构建模块为运放）来实现增益级。放大器还常常用来驱动模数（Analog-to-Digital, A/D）转换器以实现较好的转换器性能。

每一个放大器应用都对器件有特定的要求，也就是说一种性能参数在某个电路中也许很重要，而在另一个电路中却不必关注。本应用笔记定义了运放的直流参数，并列示了一些优化特定规格参数对性能有重大影响的电路。

定义运放

理想参数

可以简单地将运放定义为具有两个信号输入端、两个电源连接端和一个输出端的模拟增益模块，如图 1 所示。

运放的输入级具有两个端子，一个是同相输入端（ V_{IN+} ），另一个是反相输入端（ V_{IN-} ）。对于理想的电压反馈放大器，两个输入端完全匹配，它们之间没有泄漏电流，具有无穷大的输入阻抗和共模抑制比，并且噪声和失调电压（ V_{OS} ）为零。

理想运放的电源接线端（ V_{DD} 和 V_{SS} ）对最小和最大电压没有限制。此外，从电源流经放大器的电流（ I_{SUPPLY} 、 I_{DD} 或 I_Q ）为零，电源电压的任何变化都不会在模拟信号传输路径中引入误差。

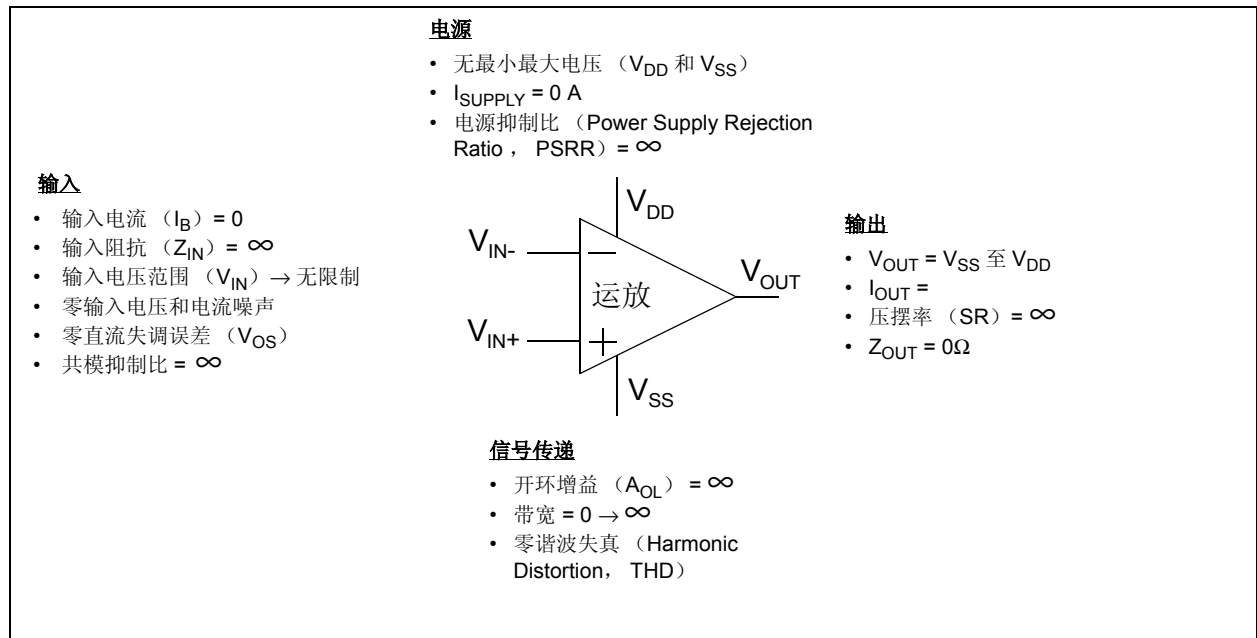


图 1: 可将理想运放分为四个基本类型加以描述：输入、电源、输出和信号传递

在描述放大器输出时，其摆幅应等于或超过电源的电压限制。输出电流 (I_{OUT}) 可在不确定的时间内为无穷大而不会导致可靠性问题或灾难性故障。输出电压从一个电压轨变化到另一个电压轨的速度 (SR) 极快，且输出阻抗 (Z_{OL} 或 Z_{CL} 为零)。

放大器模块的开环增益和开环增益带宽均为无穷大。最后研究理想放大器的信号传递特性，信号经过放大器时不会增加失真 (THD) 或噪声。

技术限制

理想放大器并不存在。因此，需要用性能参数来对放大器加以描述，设计人员可由此评估性能参数对其电路的影响。

出现在运放端子上的误差与半导体加工工艺和集成电路的晶体管实现方式有关。说到用来设计放大器的工艺类型的影响，图 2 总结了常见类型的基本特性。这里仅大概地总结了一下，并非严格定义。

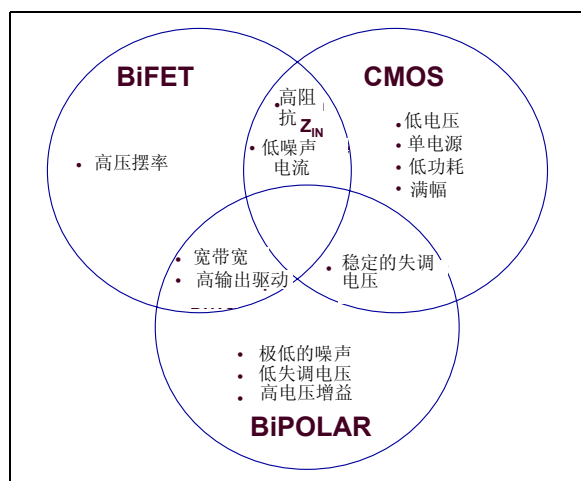


图 2 不同的 IC 工艺为放大器提供不同的优点。对于单电源放大器有以下几种工艺可供选择：双极型、CMOS 和 BiFET（场效应晶体管 (Field Effect Transistor, FET) 和双极型晶体管的组合)。

例如，BiFET 运放是使用 FET（场效应晶体管）作为电路的输入级而在电路的其他部分使用双极型晶体管设计的。采用这样的 IC 实现方式设计的运放与纯双极型放大器和 CMOS 放大器相比具有更高的压摆率。

纯双极型放大器在输入端采用 NPN 或 PNP 晶体管。允许 IC 设计人员实现输入端间的低失调电压和电压噪声，同时还能提高运放的开环增益。

BiFET 和双极型放大器的共性是它们通常与 CMOS 放大器相比都具有较宽的带宽和较高的输出驱动能力。

CMOS 放大器以其低功耗和单电源供电而著称。这类放大器采用 CMOS 晶体管，可实现无穷输入阻抗和零泄漏电流。BiFET 放大器也具有类似的特性。BiFET 和 CMOS 运放输入阻抗的降低和泄漏电流的产生是由添加到输入端的所必需的静电放电 (electrostatic discharge, ESD) 单元引起的。CMOS 放大器还具有满幅输入输出能力（针对模拟信号），但同时仍能维持低静态电流（电流来自电源）。

运放的参数可分为两个基本类别：直流和交流。本应用笔记的后续部分仅介绍直流参数，并详细讨论这些参数对电路性能的影响。有关对交流参数的讨论，请参见 Microchip 的应用笔记 “Operational Amplifier AC Specifications and Applications”，AN723（1999 年 12 月发布）。

直流参数

本应用笔记中讨论的直流参数如下：

- 输入失调电压 (V_{OS})
- 输入偏置电流 (I_B)
- 输入电压范围 (V_{IN} 或 V_{CM})
- 开环增益 (A_{OL})
- 电源抑制 (PSRR 或 PSR)
- 共模抑制 (CMRR)
- 输出电压摆幅 (V_{OUT} 、 V_{OH} 或 V_{OL})
- 输出阻抗 (R_{OUT} 、 R_{OL} 、 R_{CL} 、 Z_{OL} 或 Z_{CL})
- 电源和温度范围 (V_{SS} 、 V_{DD} 、 I_{DD} 和 I_Q)

在图 3 的相应位置标注了这些参数，从而可方便地进行电路评估和误差分析。

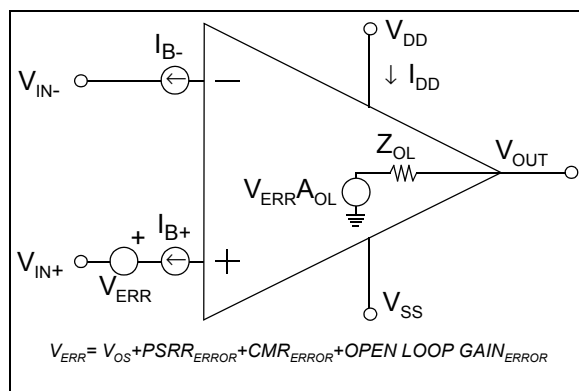


图 3: 给出了运放的直流参数模型，有助于定义电路参数且方便对电路误差进行分析。

本应用笔记的后续部分将定义这些直流参数并在一个相关应用中对它们进行评估。

输入失调电压 (V_{OS})

参数讨论 —— 放大器的输入失调电压参数定义为在闭环电路中，放大器工作在其线性区域时，其两个输入端间的最大电压差。输入失调电压总是在室温条件下定义的，其单位为 μV 或 mV 。参数值随温度的变化可由 $\mu V/^{\circ}C$ 保证，当然也可以用绝对值 μV 或 mV 表示。失调电压通常可当作放大器同相输入端上的电压源，如图 3 所示。

与放大器的其他参数相同，失调电压也会随着器件和温度的不同而变化，如图 4 中的分布图所示。特定运放的失调电压不会变化，除非温度、电源电压、共模电压或输出电压的变化导致 V_{ERR} 变化，如图 3 所示。这些变化所产生的影响将在随后讨论。

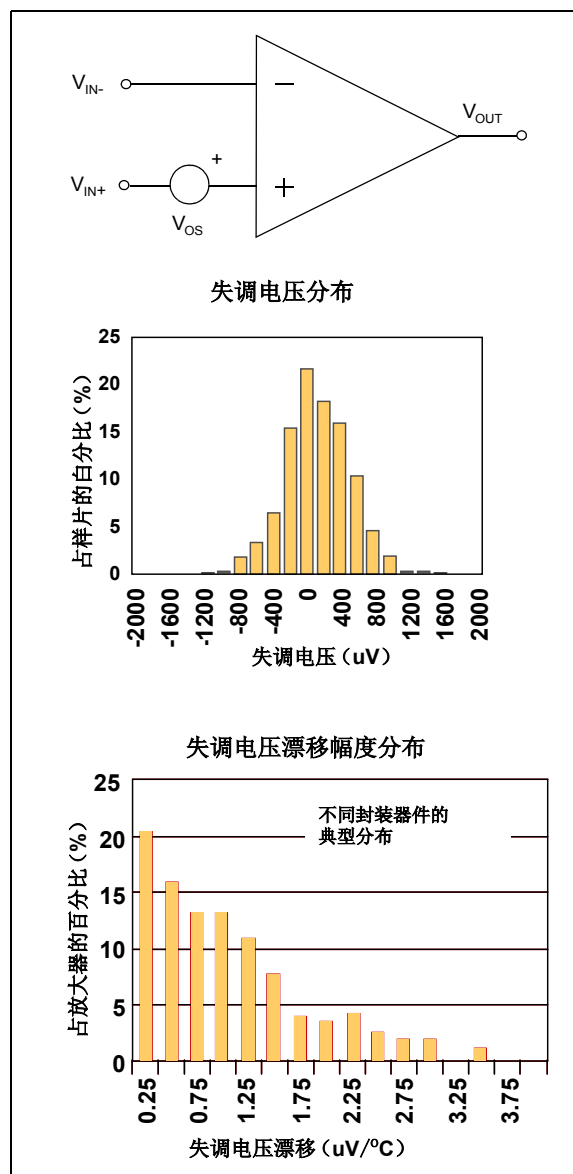


图 4: 运放的输入失调电压随器件的不同而不同，但始终位于指定的电压参数范围内。

应用挑战 —— 特定放大器的失调电压产生误差的重要程度随应用电路而定。例如，当将放大器配置为缓冲器（也称为电压跟随器）时，具有较大失调电压误差（在 $2mV$ 至 $10mV$ 范围内）的放大器对电路性能造成的影响，通常与具有极低失调电压参数（在 $100\mu V$ 至 $500\mu V$ 范围内）的高精度放大器没有显著差别。但是，在高闭环增益配置下，具有高失调电压的放大器会显著缩小电路的动态范围。

例如，图 5 所示电路设计为将模拟输入电压 (V_{IN}) 按以下关系放大：

$$V_{OUT} = (1 + R_F / R_{IN}) (V_{IN} + V_{OS})$$

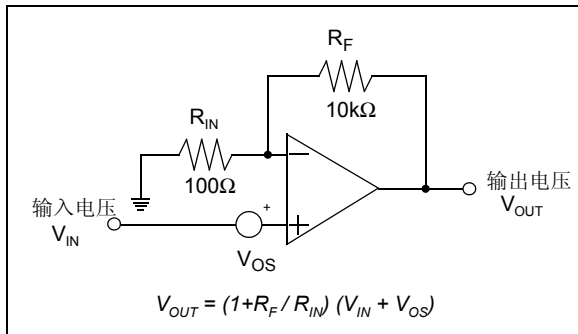


图 5：若将放大器配置为高闭环增益电路，具有高输入失调电压的放大器会导致系统出现误差。

不幸的是，放大器的失调电压也会与放大输入信号的同一增益因子相乘。在本例中 $(1 + R_F / R_{IN})$ 等于 101V/V。失调电压为 1mV 的放大器会在输出端产生固定的 101mV 的直流误差。在 5V 系统中，101mV 会使动态范围缩小约 2%。

输入偏置电流 (I_B 、 I_{B+} 、 I_{B-} 和 I_{OS})

参数讨论——所有运放都会在两个输入端灌或拉泄漏电流。通常称这种泄漏电流为输入偏置电流。图 3 给出了输入偏置电流误差的模型。输入失调电流 (I_{OS}) 等于放大器同相输入端的输入偏置电流 (I_{B+}) 与反相输入端的输入偏置电流 (I_{B-}) 之差。

CMOS 和 FET 输入放大器的输入偏置电流幅值可从很小的几 pA 到几百 pA。CMOS 放大器输入端的泄漏电流并不来自 CMOS 器件的栅极而是来自 ESD 单元。室温条件下，CMOS 放大器的输入偏置电流可低于几十 pA。随着温度升高，ESD 单元产生的电流将起主导作用。该电流出现在放大器的输入端。

与 CMOS 和 FET 输入放大器相比，双极型放大器通常具有几十纳安到几百纳安的输入偏置电流。该电流是输入双极型晶体管的基极电流。此类放大器同样具有 ESD 单元，但输入晶体管基极的泄漏电流比 ESD 单元随温度变化而产生的泄漏电流要大很多。

应用挑战——在反馈回路或放大器输入端使用高阻值电阻的电路是运放输入偏置电流误差最主要的来源。例如，将一个高阻值电阻（比如 100kΩ）与输入偏置电流为 100nA 的双极型输入放大器的输入端串联，则电阻两端的压降将为 $100k\Omega \times 100nA$ ，即 10mV。放大器输入的这一误差会被加到任何失调电压中，并被放大器电路放大。

CMOS 放大器的输入偏置电流为 100pA。该输入偏置电流与 100kΩ 电阻组合得到电压为 10μV。在这样的情况下，放大器的失调电压误差很有可能比输入偏置电流产生的电压误差大。

可能使用高阻值电阻的电路示例为如图 6 所示的低通滤波器等滤波器。在该电路中，闭环极点是使用电阻和电容组合构建的。产生极点的 RC 时间常数会随着低通滤波器截止频率的下降而增加。在需要低频低通滤波器的应用中，可以很方便地使用较大值的电容。但是，如果板上空间有限，使用较高值的电阻也是个经济的选择。

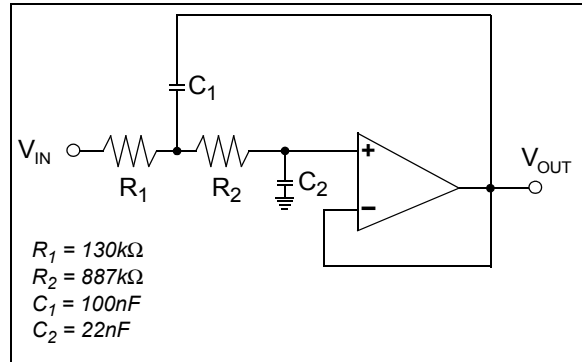


图 6：该 2 阶 Sallen-Key 10Hz Butterworth 低通滤波器电路在运放的同相输入端串联了两个大电阻。双极型运放的输入偏置电流误差将导致整个电路产生相当大的误差。相反，CMOS 或 BiFET 放大器的输入偏置电流足够小，不会导致严重误差。

采用 RC 结构和 CMOS 运放构建具有低截止频率的滤波器是有好处的。可使用最高为数兆欧的表面贴装电阻和尺寸与之大致相同的最高为数百纳法的表面贴装薄膜电容。通过组合使用这些无源器件，就可以方便得设计截止频率低至 10Hz 或以下的二阶低通滤波器。

在图 6 给出的示例中，输入偏置电流为 100nA 的双极型放大器会通过 R_1 和 R_2 电阻组合产生 102.7mV 的直流误差。与之对应，输入偏置电流为 100pA 的 CMOS 放大器产生的直流误差为 102.7μV。

输入电压范围 (V_{IN} 或 V_{CM})

参数讨论 —— 运放的两个输入引脚均有输入摆幅限制。这些限制是由输入级设计导致的。在器件产品的数据手册里，采用以下两种方式之一对输入电压限制进行了明确的定义。最常用的是输入电压范围 V_{IN} ，它通常作为独立项在参数表中单独成行。该参数通常也被定义为 CMRR 参数——输入共模电压范围 V_{CM} 。这两种参数中较为保守的是作为 CMRR 测试条件的输入电压范围，因为 CMRR 测试利用另一个参数验证了输入电压范围。

输入电压范围受输入电路拓扑的影响大于受硅工艺的影响。虽然放大器的输入器件可以是 CMOS、双极型或 FET，但仍有三种基本拓扑可用来设计单电源电压反馈型放大器的输入级。图 7 给出了 CMOS 输入级的拓扑。图 7a 中使用 PMOS 晶体管 (Q_1 和 Q_2) 作为输入端的第一个器件。采用这种特定的拓扑，两个晶体管的栅极电压都能在晶体管离开其工作区之前降至比负电源电压还低 0.2 至 0.3V。但输入端却无法在器件离开其线性区之前比正电源电压高几百毫伏以上。设计为带有 PMOS 输入级的放大器具有的输入范围通常为 $V_{SS} - 0.2V$ 至 $V_{DD} - 1.2V$ 。

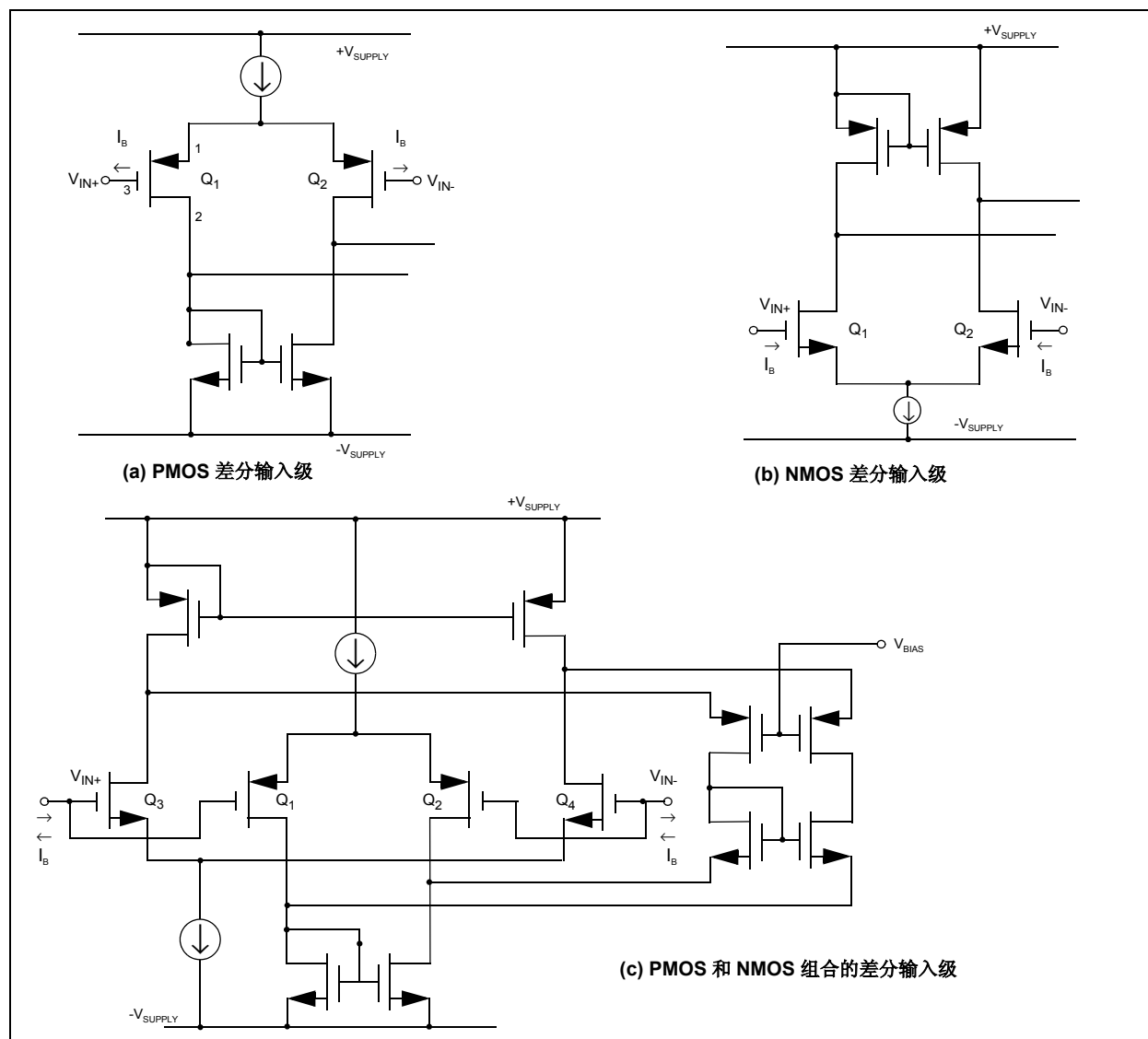


图 7： 运放的输入电压范围与放大器输入级的拓扑有关。可使用 PMOS (a) 器件构建输入级以允许输入摆幅的下限低于负电源或采用 NMOS 差分输入对 (b) 以允许输入摆幅的上限高于正电源。组合的输入级 (c) 使用 PMOS 和 NMOS 差分输入对，这样可将输入电压范围扩展至从大于正电源轨到小于负电源轨。

如果放大器设计为采用 NMOS 输入晶体管，如图 7b 所示，则输入范围将被限制在负电源电压附近。在这种情况下，输入端的电压最高可高于正电源轨十分之几伏，但最低只能降到高于负电源轨 1.2V 处。

如果运放输入级使用 PMOS 和 NMOS 晶体管，即配置为图 7c 所示的组合级。采用这种拓扑，放大器有效地将 PMOS 和 NMOS 晶体管的优点结合起来，从而可实现真正的轨到轨输入操作。当将放大器的输入端向负电源轨驱动时，PMOS 晶体管完全导通而 NMOS 晶体管完全关断。相反，当将输入端向正电源轨驱动时 NMOS 晶体管导通，而 PMOS 晶体管关断。

虽然，这种形式的输入级具有轨到轨的输入范围，但仍有一些利弊需要权衡。这种设计拓扑会使失调电压的变化范围较宽。在输入电压接近地电位的区域内，输入级 PMOS 部分的失调误差起主导作用；在接近正电源的区域内，输入级失调误差主要由 NMOS 晶体管对产生。采用这种拓扑时，当放大器输入端的共模电压在整个范围内变化时，失调电压误差的幅值和符号都会发生显著变化。

图 7 给出的基本拓扑可与 FET 输入或双极型输入放大器一起使用。在使用 FET 输入放大器时，PFET 和 NFET 之间的失调误差与图 7c 给出的电路的 CMOS 误差一致。采用双极型输入级时，输入失调电压的变化仍是一个问题，但同时还引入了输入偏置电流这一新增的误差。NPN 晶体管的基极电流（纳安级）从器件流出，而 PNP 晶体管的基极电流（纳安级）流入器件。

应用挑战 —— 输入电压范围在某些运放电路应用中已变得很重要。例如，若将一运放配置为电压跟随器，由于输入级限制，很可能也会对其线性特性造成限制。图 8a 给出了这种电路类型，图 8b 给出电流监控电路。

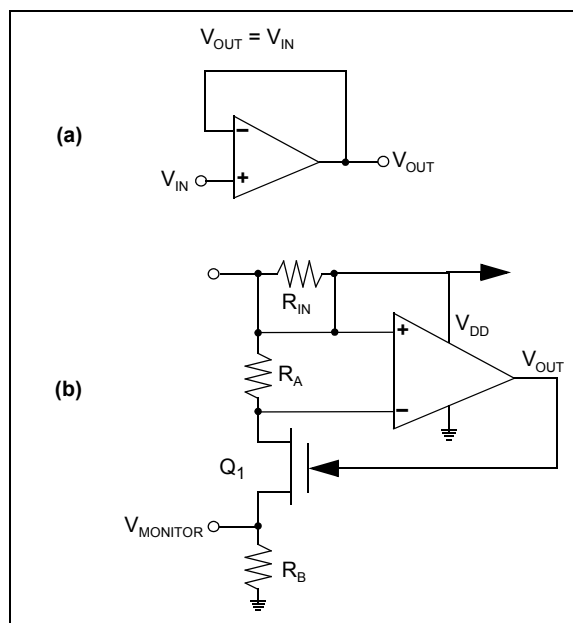


图 8: 若将放大器用作缓冲器 (a)，运放的输入器件可能会限制缓冲器的输入范围。若将放大器用在大电源检测电路中 (b)，输入级必须能够扩展至正电源轨。

缓冲器电路配置（图 8a）要求放大器的输入端和输出端都能实现轨到轨操作。

高端的电流监控电路（图 8b）要求运放的输入电压范围的上限必须能达到正电源轨。该电路设计检测从电源流出的电流。当电流超过 2A 时，放大器同相输入端的电压将小于其反相输入端的电压。因此，输出电压将降低，从而关断 JFET（Q₁），将 JFET 的漏极拉低。这一动作会使监视器的输出降低。

这两个应用对运放有特殊的要求。通常，运放都被设计为闭环增益大于 1。在本例中，输出级会在输入级之前限制放大器的线性性能。

开环增益（A_{OL}）

参数讨论 —— 运放的开环增益为输出电压变化与差分输入电压变化之比。该参数是在带或不带负载的条件下测得的。理想情况下，放大器的开环增益应该是无穷大，而事实上，开环增益 A_{OL} 要小于理想情况，其直流增益带宽从 95dB 至 110dB。可使用以下公式将其转换为 V/V 值：

$$A_{OL} (V/V) = 10^{(A_{OL}(dB) / 20)}$$

使用该公式，开环增益为 100dB (10^5 V/V) 的放大器在开环配置下时，会将 10 μ V 的差分输入信号在输出端放大至 1V。

在工作过程中，不同器件的开环增益之间的差异最高可达 30%，因此使用放大器时最好将其配置为闭环系统，除非将放大器用作比较器。闭环系统的增益与电路中电阻的精度有关。

在闭环系统中，可使用以下公式方便地定义开环增益误差的影响：

$$A_{OL} (dB) = 20 \log (\Delta V_{OUT} / \Delta V_{OS})$$

该公式表明闭环系统输出电压的变化会使失调电压产生较小的变化。失调电压误差会被闭环系统放大，产生增益误差。（见图 3，其中 ΔV_{OS} = 开环增益误差。）

负载会使开环增益性能下降。许多生产商已经意识到了这一点，因而指定了多个测试条件。

电源抑制 (PSRR)

参数讨论 —— 电源抑制比参数量化了放大器对电源变化的敏感度。理想情况下，电源抑制比应该是无穷大。放大器电源抑制比的典型规格范围为 60dB 至 100dB。

与放大器的开环增益 (A_{OL}) 特性一样，直流和低频时对电源噪声的抑制能力要高于高频时。在闭环系统中，放大器的电源抑制能力略低于理想情况，它表现为失调电压误差的形式，如图 3 所示 ($PSRR_{ERROR} = \Delta V_{OS}$)。以下公式能最好得描述这一误差：

$$PSRR(dB) = 20 \log (\Delta V_{SUPPLY} / \Delta V_{OS})$$

描述电源抑制能力的公式为：

$$PSR(V/V) = \Delta V_{OS} / \Delta V_{SUPPLY}$$

其中：

$$V_{SUPPLY} = V_{DD} - V_{SS}$$

应用挑战 —— 电源抑制性能起重要作用的应用如图 9 所示。在该电路中，使用电池来为放大器供电，放大器被配置为具有高闭环增益 101V/V。在电池的生命周期中，其输出电压会从 5.75V 逐渐降至 4.75V。如果该放大器的电源抑制比为 500 μ V/V（或 66dB），随着时间推移，放大器输出端的误差将为 50.5mV。在满量程为 4.096V 的 12 位系统中，这相当于在电池的生命周期中，失调电压变化量的 50.5 倍。

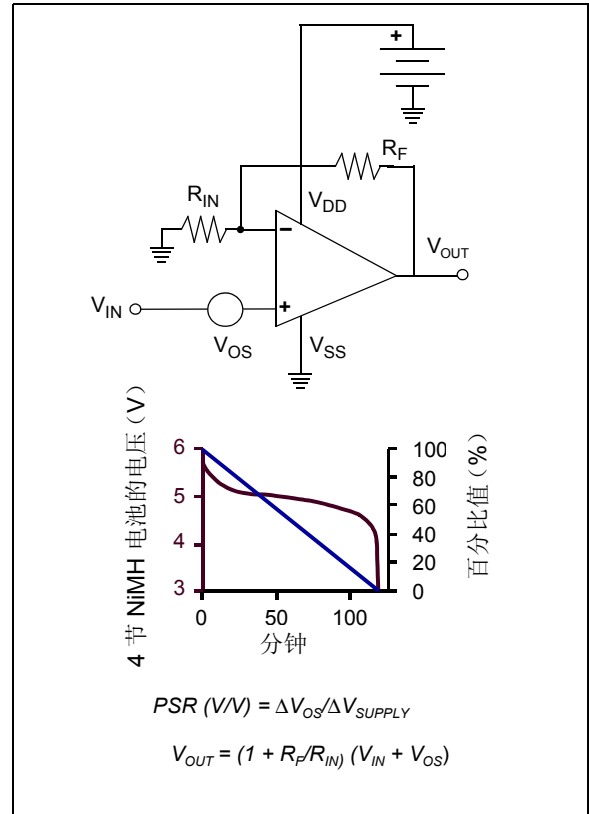


图 9：在电池供电应用中可以看见供电电压会在电池整个生命周期中变化几百毫伏。若将此类应用中运放配置为高闭环增益，则运放必须具有良好的直流电源抑制性能。

共模抑制比 (CMRR)

参数讨论 —— 放大器的共模抑制比表征放大器对两个输入端共模电压变化的敏感度。误差表现为失调误差 ($CMRR_{ERROR}$)，如图 3 所示。

$$CMRR(dB) = 20 \log (\Delta V_{CM} / \Delta V_{OS})$$

其中：

$$\Delta V_{OS} = CMRR_{ERROR}$$

应用挑战 —— 单电源放大器的共模抑制比范围是 45dB 至 90dB。通常情况下，当放大器用在输入共模电压会随输入信号变化的电路中的时，该误差就不能忽视。这种类型的最佳示例就是放大器处于同相配置的情况。图 10 给出了这种配置下的常见电路。

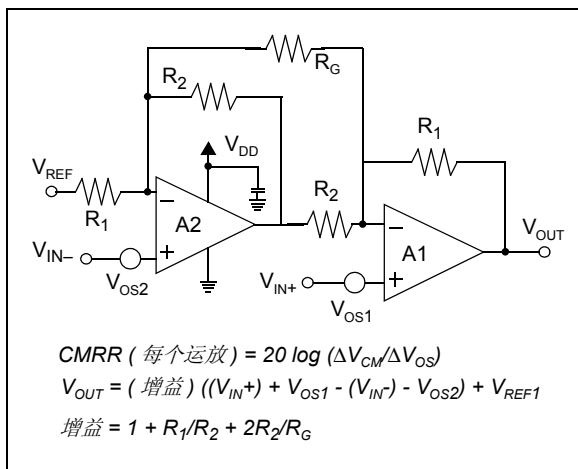


图 10：任一运放若共模抑制性能较差都会导致失调误差，并且该误差会被放大添加至电路的输出。

电压输出摆幅 (V_{OUT} 、 V_{OH} 或 V_{OL})

参数讨论 —— 运放的输出摆幅参数定义在规定的 workload 和负载条件下，能将运放的输出端驱动到接近正或负电源轨的程度。与输入电压范围 (V_{IN}) 参数不同，放大器的输出摆幅在不同产商处的定义并无不同。输出电流

和开环增益 (A_{OL}) 均与该参数有关。输出电流是电压输出摆幅参数的测试条件。它也是开环增益测试的测试条件，从而用放大器的另一个参数验证了电压输出摆幅测试。

放大器的输出摆幅能力取决于输出级设计以及输出级在测试环境下驱动电流的大小。在比较放大器这部分参数时，应该小心。

例如，使用单电源放大器 MCP601 来产生表 1 中的数据。应该注意的是针对该参数定义的测试条件对放大器的性能有很大影响。表中所有的测试条件以及其他一些条件和参数可在运放数据手册中找到。

比较电压输出摆幅参数的关键是确定放大器灌 \ 拉电流的大小。输出电流越小，放大器输出摆幅就越接近电源轨。

如果负载以电流的形式指定，做出上述判断非常容易。但是，若负载以 $(V_{DD} - V_{SS})/2 + V_{SS}$ 为基准，则输出电流就需要通过将负载电阻两端电压除以负载电阻求得。注意当负载电压以 $(V_{DD} - V_{SS})/2 + V_{SS}$ 为基准时，放大器拉 \ 灌的电流仅为负载以 V_{DD} 或 V_{SS} 为基准时的一半。

表 1 数据对应的器件是在 V_{DD} 等于 5V， V_{SS} 接地的条件下测试的。由于表中的数据仅根据一个器件测得，因此并不一定能表征产品系列中所有器件的性能。

输出电压摆幅	测试条件	测得的从 V_{SS} 向上的摆幅 (mV)	测得的从 V_{DD} 向下的摆幅 (mV)
高，至 V_{DD}	带有 10k Ω 负载，以 $(V_{DD} - V_{SS})/2 + V_{SS}$ 为基准电压		11.2
高，至 V_{DD}	带有 10k Ω 负载，以 V_{SS} 为基准电压		20.4
高，至 V_{DD}	带有 10k Ω 负载，以 V_{DD} 为基准电压		1.95
高，至 V_{DD}	放大器拉电流等于 100 μ A		3.8
低，至 V_{SS}	带有 10k Ω 负载，以 $(V_{DD} - V_{SS})/2 + V_{SS}$ 为基准电压	11.6	
低，至 V_{SS}	带有 10k Ω 负载，以 V_{SS} 为基准电压	3.7	
低，至 V_{SS}	带有 10k Ω 负载，以 V_{DD} 为基准电压	25.5	
低，至 V_{SS}	放大器灌电流等于 100 μ A	8.1	

表 1：数据是对一个 MCP601 运放进行测试得到的，说明了输出条件对放大器输出摆幅性能的影响。这些数据的测试结果与放大器的开环增益无关。

图 11 给出了放大器输出电压摆幅与输入失调电压的关系曲线。使用该曲线，可通过计算两点间线段的斜率得到器件的开环增益。例如，当使用 $V_{OUT} = 1V$ 至 $4V$ 时该放大器的开环增益为 75dB。

在该图中可以注意到放大器的线性性能在输出达到最大摆幅之前很久就开始下降了。如果放大器的输出超过了该曲线所示的线性区域，那么信号的输入和输出关系也将是非线性的。

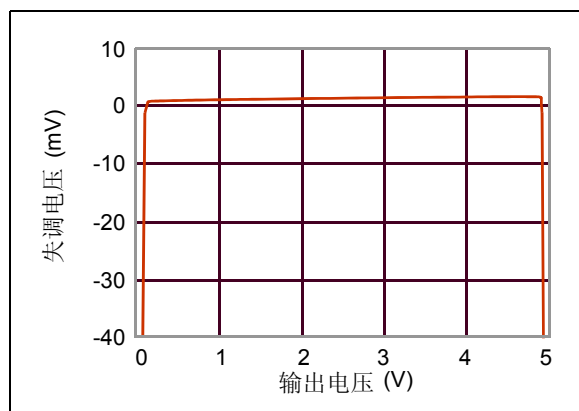


图 11: 该图显示了在负载为 $25k\Omega$ ， $V_{DD} = 5V$ 时放大器输出摆幅和输入失调电压的关系。放大器的开环增益可通过在图形上选两个点并计算这两点间线段的斜率求得。随着放大器输出摆幅向电源轨靠近，放大器的性能最终将遭到破坏。这最初体现在输入失调电压发生变化。

输出阻抗 (R_{OUT} 、 R_{CL} 、 R_{OL} 、 Z_{CL} 或 Z_{OL})

参数讨论 —— 运放输出阻抗低这个事实使得其很适合用于隔离电路两个部分的阻抗。由于这个原因，运放的低输出阻抗成为了一个重要特性，但通常不会给出精确的输出阻抗值。

指定输出阻抗时，通常以闭环配置 (R_{CL} 或 Z_{CL}) 或开环配置 (R_{OL} 或 Z_{OL}) 下的电阻或阻抗的形式提供。最常见的情况是使用电阻值来指定输出阻抗。

闭环输出电阻测量起来最为方便，它等于：

$$R_{CL} = \Delta V_{OUT} / \Delta I_L$$

其中

ΔV_{OUT} = 输出电压的变化

ΔI_L = 输出电压变化时输出电流的变化量

有效闭环输出阻抗小于开环输出阻抗与环路增益倒数之积。环路增益等于放大器的开环增益与同相电路闭环增益的商。对于图 12 所示的电路，开环电阻等于：

$$R_{CL} = R_{OL} / (A_{OL} / (1 + R_F / R_{IN}))$$

在该公式中， $(1 + R_F / R_{IN})$ 为同相闭环增益。该闭环增益也被称为 $1/\beta$ 。

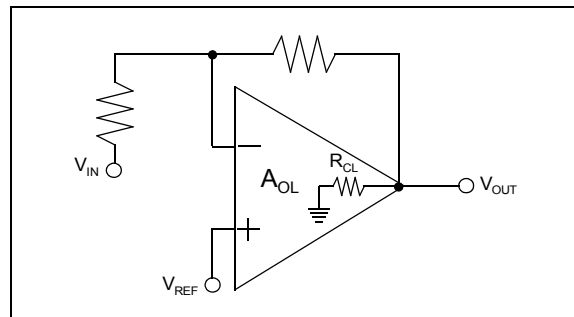


图 12: 放大器的闭环输出电阻缩小的比例等于放大器的开环增益。

电源要求 (V_{SS} 、 V_{DD} 、 I_{DD} 或 I_Q)

参数讨论 —— 电源电压定义可使放大器工作在线性区的可接受的 V_{DD} 和 V_{SS} 之间的差值。如果电压差小于规定值，则放大器很可能不能可靠地工作。如果电源电压高于规定值，放大器很可能可以按预期工作，但由于施加给放大器内晶体管的电压过大，很可能导致器件损坏。

电源范围通常作为独立项出现在产品数据手册参数表的单独一行中。该参数偶而也会作为 PSRR 参数的测试条件。

电源电流 (I_{DD} 或 I_Q) 指定为空载条件下的电流。通常，当放大器带有负载时，拉电流主要会从 V_{DD} 引脚输出，流经运放的输出级然后流向负载，而灌电流主要会导致 V_{SS} 增加。

温度范围

针对运放指定有三种温度范围。

- **规定温度范围**——放大器工作性能满足参数表规定的温度范围。
- **工作温度范围**——放大器不会损坏，但性能不一定能够保障的放大器工作范围。
- **存储温度范围**——定义可能会导致封装永久损坏的最高和最低温度。在这个温度范围内，放大器可能无法正常工作。

结论

在寻找适合应用的放大器时，需要考虑各个性能参数。首先要考虑的是对放大器直流特性有影响的那组参数。在单电源应用中，诸如输入电压摆幅、输入失调电压和输入偏置电流等放大器误差会缩小放大器的动态范围。相反，在高增益电路中，输出电压摆幅会导致信号限幅。

其次要考虑的参数为交流参数。Microchip 的应用笔记“Operational Amplifier AC Specifications and Applications”，AN723（1999 年 12 月发布）中对这些参数进行了详细讨论。

参考资料

Wait, Huelsman, Korn, Introduction to Operational Amplifier Theory and Applications, *McGraw Hill*, 1975

“Operational Amplifier AC Specifications and Applications” Baker, Bonnie, *Microchip Technology, Inc. AN723*（1999 年 12 月发布）

请注意以下有关 Microchip 器件代码保护功能的要点：

- Microchip 的产品均达到 Microchip 数据手册中所述的技术指标。
- Microchip 确信：在正常使用的情况下，Microchip 系列产品是当今市场上同类产品中最安全的产品之一。
- 目前，仍存在着恶意、甚至是非法破坏代码保护功能的行为。就我们所知，所有这些行为都不是以 Microchip 数据手册中规定的操作规范来使用 Microchip 产品的。这样做的人极可能侵犯了知识产权。
- Microchip 愿与那些注重代码完整性的客户合作。
- Microchip 或任何其他半导体厂商均无法保证其代码的安全性。代码保护并不意味着我们保证产品是“牢不可破”的。

代码保护功能处于持续发展中。Microchip 承诺将不断改进产品的代码保护功能。任何试图破坏 Microchip 代码保护功能的行为均可视为违反了《数字器件千年版权法案 (Digital Millennium Copyright Act)》。如果这种行为导致他人在未经授权的情况下，能访问您的软件或其他受版权保护的成果，您有权依据该法案提起诉讼，从而制止这种行为。

提供本文档的中文版本仅为为了便于理解。请勿忽视文档中包含的英文部分，因为其中提供了有关 Microchip 产品性能和使用情况的有用信息。Microchip Technology Inc. 及其分公司和相关公司、各级主管与员工及事务代理机构对译文中可能存在的任何差错不承担任何责任。建议参考 Microchip Technology Inc. 的英文原版文档。

本出版物中所述的器件应用信息及其他类似内容仅为您提供便利，它们可能由更新之信息所替代。确保应用符合技术规范，是您自身应负的责任。Microchip 对这些信息不作任何明示或暗示、书面或口头、法定或其他形式的声明或担保，包括但不限于针对其使用情况、质量、性能、适销性或特定用途的适用性的声明或担保。Microchip 对因这些信息及使用这些信息而引起的后果不承担任何责任。如果将 Microchip 器件用于生命维持和 / 或生命安全应用，一切风险由买方自负。买方同意在由此引发任何一切伤害、索赔、诉讼或费用时，会维护和保障 Microchip 免于承担法律责任，并加以赔偿。在 Microchip 知识产权保护下，不得暗中或以其他方式转让任何许可证。

商标

Microchip 的名称和徽标组合、Microchip 徽标、Accuron、dsPIC、KEELOQ、KEELOQ 徽标、MPLAB、PIC、PICmicro、PICSTART、PRO MATE、rPIC 和 SmartShunt 均为 Microchip Technology Inc. 在美国和其他国家或地区的注册商标。

AmpLab、FilterLab、Linear Active Thermistor、MXDEV、MXLAB、SEEVAl、SmartSensor 和 The Embedded Control Solutions Company 均为 Microchip Technology Inc. 在美国的注册商标。

Analog-for-the-Digital Age、Application Maestro、CodeGuard、dsPICDEM、dsPICDEM.net、dsPICworks、dsSPEAK、ECAN、ECONOMONITOR、FanSense、In-Circuit Serial Programming、ICSP、ICEPIC、Mindi、MiWi、MPASM、MPLAB Certified 徽标、MPLIB、MPLINK、mTouch、PICkit、PICDEM、PICDEM.net、PICtail、PowerCal、PowerInfo、PowerMate、PowerTool、REAL ICE、rLAB、Select Mode、Total Endurance、UNI/O、WiperLock 和 ZENA 均为 Microchip Technology Inc. 在美国和其他国家或地区的商标。

SQTP 是 Microchip Technology Inc. 在美国的服务标记。

在此提及的所有其他商标均为各持有公司所有。

© 2008, Microchip Technology Inc. 版权所有。

QUALITY MANAGEMENT SYSTEM
CERTIFIED BY DNV
== ISO/TS 16949:2002 ==

Microchip 位于美国亚利桑那州 Chandler 和 Tempe 与位于俄勒冈州 Gresham 的全球总部、设计和晶圆生产厂及位于美国加利福尼亚州和印度的设计中心均通过了 ISO/TS-16949:2002 认证。公司在 PIC[®] MCU 与 dsPIC[®] DSC、KEELOQ[®] 跳码器件、串行 EEPROM、单片机外设、非易失性存储器和模拟产品方面的质量体系流程均符合 ISO/TS-16949:2002。此外，Microchip 在开发系统的设计和生产方面的质量体系也已通过了 ISO 9001:2000 认证。



MICROCHIP

全球销售及服务中心

美洲

公司总部 **Corporate Office**
2355 West Chandler Blvd.
Chandler, AZ 85224-6199
Tel: 1-480-792-7200
Fax: 1-480-792-7277

技术支持:
<http://support.microchip.com>
网址: www.microchip.com

亚特兰大 Atlanta
Duluth, GA

Tel: 678-957-9614
Fax: 678-957-1455

波士顿 Boston
Westborough, MA
Tel: 1-774-760-0087
Fax: 1-774-760-0088

芝加哥 Chicago
Itasca, IL
Tel: 1-630-285-0071
Fax: 1-630-285-0075

达拉斯 Dallas
Addison, TX
Tel: 1-972-818-7423
Fax: 1-972-818-2924

底特律 Detroit
Farmington Hills, MI
Tel: 1-248-538-2250
Fax: 1-248-538-2260

科科莫 Kokomo
Kokomo, IN
Tel: 1-765-864-8360
Fax: 1-765-864-8387

洛杉矶 Los Angeles
Mission Viejo, CA
Tel: 1-949-462-9523
Fax: 1-949-462-9608

圣克拉拉 Santa Clara
Santa Clara, CA
Tel: 408-961-6444
Fax: 408-961-6445

加拿大多伦多 Toronto
Mississauga, Ontario,
Canada
Tel: 1-905-673-0699
Fax: 1-905-673-6509

亚太地区

亚太总部 **Asia Pacific Office**
Suites 3707-14, 37th Floor
Tower 6, The Gateway
Harbour City, Kowloon
Hong Kong
Tel: 852-2401-1200
Fax: 852-2401-3431

中国 - 北京
Tel: 86-10-8528-2100
Fax: 86-10-8528-2104

中国 - 成都
Tel: 86-28-8665-5511
Fax: 86-28-8665-7889

中国 - 香港特别行政区
Tel: 852-2401-1200
Fax: 852-2401-3431

中国 - 南京
Tel: 86-25-8473-2460
Fax: 86-25-8473-2470

中国 - 青岛
Tel: 86-532-8502-7355
Fax: 86-532-8502-7205

中国 - 上海
Tel: 86-21-5407-5533
Fax: 86-21-5407-5066

中国 - 沈阳
Tel: 86-24-2334-2829
Fax: 86-24-2334-2393

中国 - 深圳
Tel: 86-755-8203-2660
Fax: 86-755-8203-1760

中国 - 武汉
Tel: 86-27-5980-5300
Fax: 86-27-5980-5118

中国 - 厦门
Tel: 86-592-238-8138
Fax: 86-592-238-8130

中国 - 西安
Tel: 86-29-8833-7252
Fax: 86-29-8833-7256

中国 - 珠海
Tel: 86-756-321-0040
Fax: 86-756-321-0049

台湾地区 - 高雄
Tel: 886-7-536-4818
Fax: 886-7-536-4803

台湾地区 - 台北
Tel: 886-2-2500-6610
Fax: 886-2-2508-0102

台湾地区 - 新竹
Tel: 886-3-572-9526
Fax: 886-3-572-6459

亚太地区

澳大利亚 Australia - Sydney
Tel: 61-2-9868-6733
Fax: 61-2-9868-6755

印度 India - Bangalore
Tel: 91-80-4182-8400
Fax: 91-80-4182-8422

印度 India - New Delhi
Tel: 91-11-4160-8631
Fax: 91-11-4160-8632

印度 India - Pune
Tel: 91-20-2566-1512
Fax: 91-20-2566-1513

日本 Japan - Yokohama
Tel: 81-45-471- 6166
Fax: 81-45-471-6122

韩国 Korea - Daegu
Tel: 82-53-744-4301
Fax: 82-53-744-4302

韩国 Korea - Seoul
Tel: 82-2-554-7200
Fax: 82-2-558-5932 或
82-2-558-5934

马来西亚 Malaysia - Kuala Lumpur
Tel: 60-3-6201-9857
Fax: 60-3-6201-9859

马来西亚 Malaysia - Penang
Tel: 60-4-227-8870
Fax: 60-4-227-4068

菲律宾 Philippines - Manila
Tel: 63-2-634-9065
Fax: 63-2-634-9069

新加坡 Singapore
Tel: 65-6334-8870
Fax: 65-6334-8850

泰国 Thailand - Bangkok
Tel: 66-2-694-1351
Fax: 66-2-694-1350

欧洲

奥地利 Austria - Wels
Tel: 43-7242-2244-39
Fax: 43-7242-2244-393

丹麦 Denmark-Copenhagen
Tel: 45-4450-2828
Fax: 45-4485-2829

法国 France - Paris
Tel: 33-1-69-53-63-20
Fax: 33-1-69-30-90-79

德国 Germany - Munich
Tel: 49-89-627-144-0
Fax: 49-89-627-144-44

意大利 Italy - Milan
Tel: 39-0331-742611
Fax: 39-0331-466781

荷兰 Netherlands - Drunen
Tel: 31-416-690399
Fax: 31-416-690340

西班牙 Spain - Madrid
Tel: 34-91-708-08-90
Fax: 34-91-708-08-91

英国 UK - Wokingham
Tel: 44-118-921-5869
Fax: 44-118-921-5820

01/02/08