

运算放大器增益稳定性，第 2 部分：DC 增益误差分析

作者：**Henry Surtihadi** 德州仪器 (TI) 模拟设计工程师和 **Miroslav Oljaca** TI 高级应用工程师

非反相和反相运算放大器的传输函数

在第 1 部分（请参见参考文献 1）中，我们计算了频率域中非反相运算放大器结构的闭环传输函数。特别是，我们通过假设运算放大器具有一阶开环响应，推导出了传输函数。计算增益误差时，振幅响应很重要。为了方便起见，方程式 1 对这一结果进行了重新计算：

$$|A_{CL}(f)|_{dB} = 20 \log \frac{\frac{A_{OL_DC}}{1 + \beta \times A_{OL_DC}}}{\sqrt{1 + \frac{f^2}{f_0^2} \times \frac{1}{(1 + \beta \times A_{OL_DC})^2}}}, \quad (1)$$

其中 β 被定义为：

$$\beta = \frac{V_{FB}}{V_{OUT}} = \frac{R_I}{R_I + R_F}. \quad (2)$$

另外，在这篇文章中，我们还推导出了计算反相结构闭环增益大小的方程式。方程式 3 对这一结果进行了重新计算：

$$|A_{CL}(f)|_{dB} = 20 \log \frac{\alpha \frac{A_{OL_DC}}{1 + \beta \times A_{OL_DC}}}{\sqrt{1 + \frac{f^2}{f_0^2} \times \frac{1}{(1 + \beta \times A_{OL_DC})^2}}} \quad (3)$$

方程式 3 使用方程式 2 定义的同变量 β 。此外，变量 α 被方程式 4 定义为：

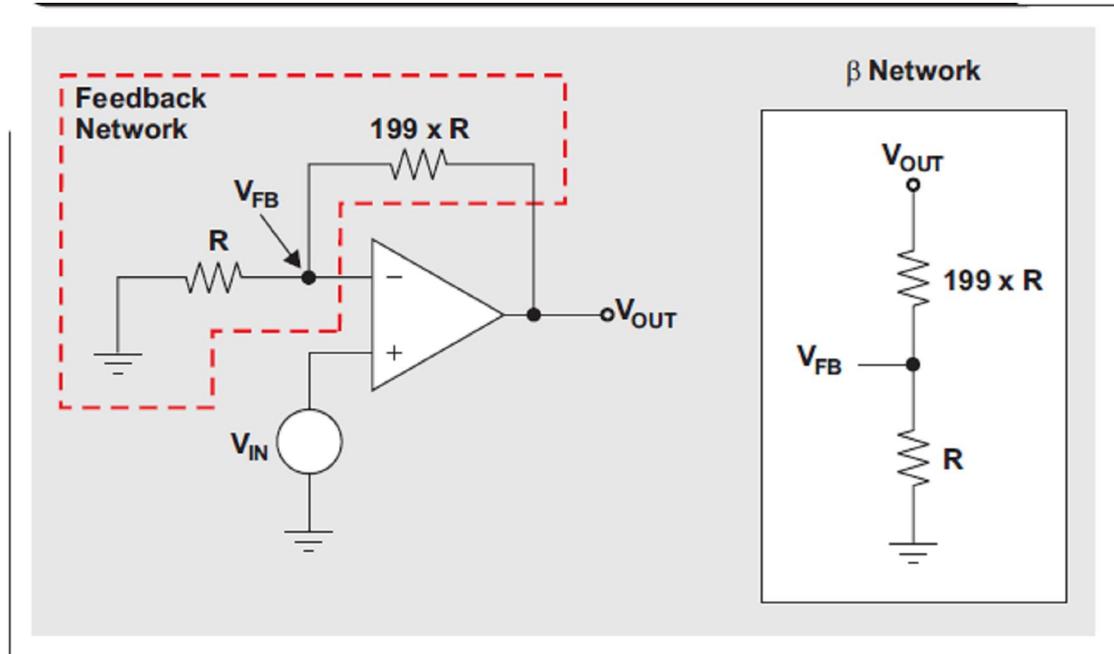
$$\alpha = \frac{V_{FB}}{V_{IN}} = \frac{R_F}{R_I + R_F} \quad (4)$$

这时，非反相和反相放大器的闭环增益分别由方程式 1 和方程式 3 代表。这些方程式将会用于后续分析。参考文献 2 到参考文献 7 中，我们处理 DC 闭环电路分析的方法稍有不同；但是，结果都与该分析一致。

非反相结构的 DC 增益误差

为了描述非反相结构中，运算放大器有限开环增益对 DC 闭环增益精确度的影响，我们将介绍一个循序渐进的例子，旨在说明运算放大器处在某个理想闭环增益下时如何计算增益误差。我们将使用一个 $200(1/b = 200)$ 的理想闭环增益，如图 1 所示。该举例只重点介绍如何使用 TI OPA211 运算放大器，但电路设计人员可以选择使用任何其他运算放大器，利用其说明书提供的类似值重复进行这种计算。

图 1 +200 理想闭环增益的非反相运算放大器结构



为了计算非反相运算放大器的 DC 闭环增益误差，我们对方程式 1 进行了零频率 ($f = 0 \text{ Hz}$) 评估：

$$A_{CL_DC} = A_{CL}(0 \text{ Hz}) = \frac{A_{OL_DC}}{1 + \beta \times A_{OL_DC}} \quad (5)$$

假设为一个具有无限开环增益的理想运算放大器，则非反相结构的 DC 闭环增益降至：

$$A_{CL_DC}(\text{ideal}) = \lim_{A_{OL_DC} \rightarrow \infty} \frac{A_{OL_DC}}{1 + \beta \times A_{OL_DC}} = \frac{1}{\beta} \quad (6)$$

换句话说就是，DC 闭环增益完全取决于外部反馈网络。

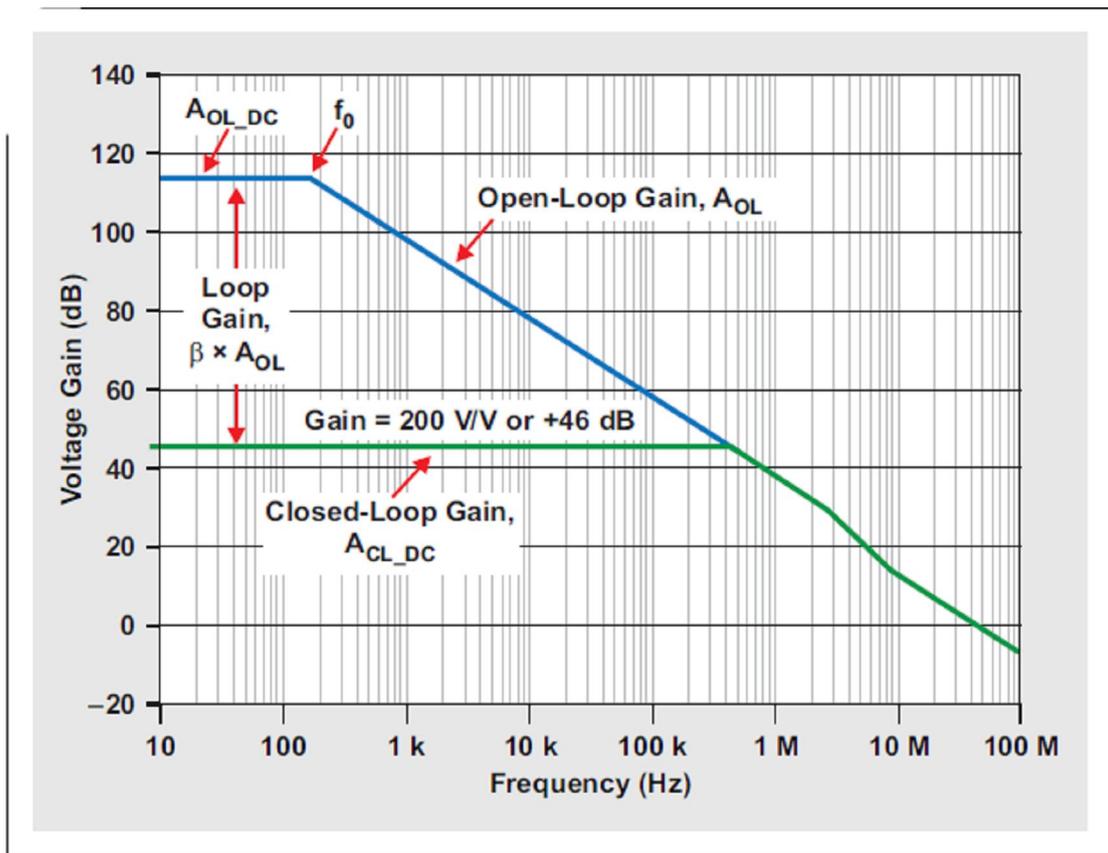
由第 1 部分（请参见参考文献 1）中图 3 和图 6 的非反相和反相放大器的闭环模型，我们知道，运算放大器的开环增益为 V_{OUT} 与输入误差电压 V_{ERR} 的比。 V_{ERR} 为反相和非反相运算放大器输入之间电压差。其也可以被看作是输入偏置电压。在产品说明书中，开环增益一般以分贝表示。这种情况下，在对数域中，

该数值代表 V_{OUT} 与 V_{ERR} 的比。要进行更多的计算，我们必须始终将 A_{OL_DC} 从分贝转换为 V/V。例如，106 dB 开环增益的一个运算放大器可以用 V/V 写为：

$$A_{OL_DC}|_{V/V} = 10^{\frac{A_{OL_DC}|_{dB}}{20}} = 10^{\frac{106 \text{ dB}}{20}} = \frac{V_{OUT}}{V_{ERR}} = 199,526 \frac{V}{V}. \quad (7)$$

图 2 显示了非反相结构中 OPA211 的简化开环增益和闭环增益。这两条曲线之间的差别是环路增益 $\beta \times A_{OL}$ 。由于本例的侧重点是 DC 增益误差，因此低频的环路增益 ($\beta \times A_{OL_DC}$) 才是重要的。

图 2 OPA211 的简化开环及闭环增益曲线



使用典型曲线的数据时，设计人员应该考虑到一些可能的变化。为了计算一些极端值，我们应该使用产品说明书中提供的开环增益数据。表 1 列举出了 TI OPA211/2211 运算放大器的这类数据。如表所示，电源轨的输出信号大于 200mV，且有 10-k Ω 负载时，DC 开环增益的典型值为 130 dB，而最小确保增益为 114dB。为了计算室温下的典型和极端 DC 增益误差，应将说明书的最小 A_{OL_DC} 代入方程式 5 中。请注意，OPA211 说明书中，“ A_{OL_DC} ” 写作 “ A_{OL} ”。该过程的第一步是将 A_{OL_DC} 从分贝转换为 V/V：

$$A_{OL_DC}|_{V/V} = 10^{\frac{130 \text{ dB}}{20}} = 3,162,278 \frac{V}{V} \quad (8)$$

$$A_{OL_DC}|_{V/V} = 10^{\frac{114 \text{ dB}}{20}} = 501,187 \frac{V}{V} \quad (9)$$

我们可以在方程式 5 中使用 1/200 的 β 值 (200 理想闭环增益), 以获得典型 DC 增益:

$$\begin{aligned} A_{CL_DC}|_{130 \text{ dB}} &= \frac{A_{OL_DC}}{1 + \beta \times A_{OL_DC}} \\ &= \frac{3,162,278}{1 + \frac{1}{200} 3,162,278} = 199.98735 \end{aligned} \quad (10)$$

使用相同的方法, 可以得到实际最小确保的 DC 增益:

$$A_{CL_DC}|_{114 \text{ dB}} = \frac{501,187}{1 + \frac{1}{200} 501,187} = 199.92022 \quad (11)$$

运算放大器开环增益值带来的 DC 增益误差计算方法如下:

$$\begin{aligned} \epsilon_{\text{typ}} &= \frac{A_{CL_DC(\text{ideal})} - A_{CL_DC}}{A_{CL_DC(\text{ideal})}} \times 100 \\ &= \frac{200 - 199.98735}{200} \times 100 = 0.00632\% \end{aligned} \quad (12)$$

$$\epsilon_{\text{max}} = \frac{200 - 199.92022}{200} \times 100 = 0.0399\% \quad (13)$$

相比我们想要的 200 理想增益, 199.92 实际 DC 闭环增益的误差为 0.0399%。

随着温度的升高, OPA211 的特点是能够确保在指定温度范围且在低于 15-mA 输出电流负载 (绝对极端状态) 的情况下, A_{OL_DC} 高于 110dB。就这一值来说, 以 V/V 为单位时, 110 dB 相当于:

$$A_{OL_DC}|_{V/V} = 10^{\frac{110 \text{ dB}}{20}} = 316,228 \frac{V}{V}. \quad (14)$$

将这一数值代入到方程式 5 中，得到 DC 闭环增益的绝对极端状态：

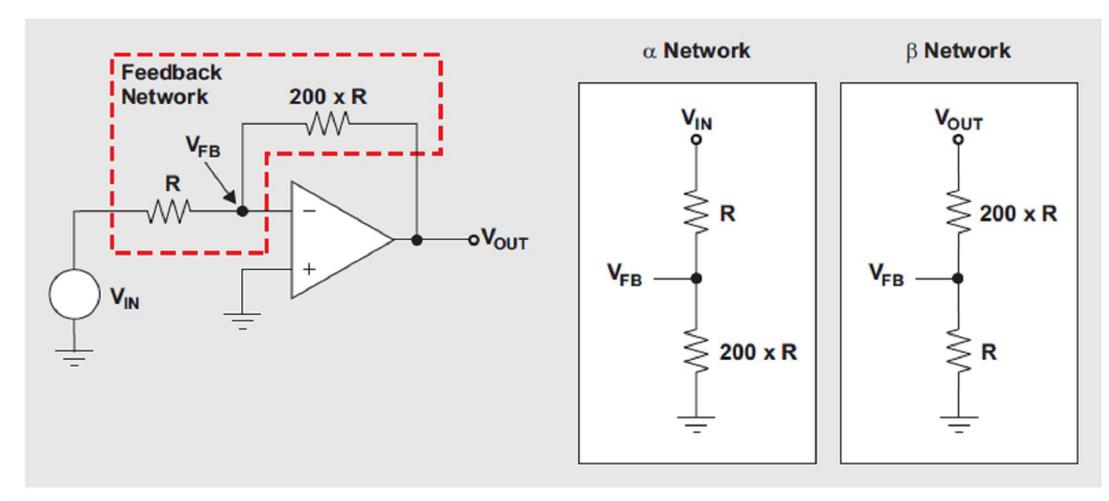
$$A_{CL_DC}|_{110 \text{ dB}} = \frac{316,228}{1 + \frac{1}{200} \cdot 316,228} = 199.8736 \quad (15)$$

这一结果的增益误差 0.063%，表示前面方程式 13 计算所得 0.0399% 室温情况稍有降低。

反相结构的 DC 增益误差

为了叙述在反相结构中，运算放大器有限开环增益对 DC 闭环增益精确度的影响，我们将介绍一个循序渐进的例子，旨在说明运算放大器处在某个理想闭环增益下时如何计算增益误差。该举例将使用 -200 ($-\alpha/\beta = -200$) 的理想闭环增益，如图 3 所示。为了能够适当对比结果，我们将使用相同的运算放大器即 OPA211。

图 3 -200 理想闭环增益的反相运算放大器结构



与非反相情况类似，为了计算反相运算放大器的 DC 闭环增益误差，我们首先对方程式 3 进行零频率评估 ($f=0 \text{ Hz}$):

$$A_{CL_DC} = A_{CL}(0 \text{ Hz}) = -\alpha \frac{A_{OL_DC}}{1 + \beta \times A_{OL_DC}} \quad (16)$$

负号表示反相结构。

假设为一个具有无限开环增益的理想运算放大器，则反相结构的 DC 闭环增益

降低至：

$$A_{CL_DC(ideal)} = \lim_{A_{OL_DC} \rightarrow \infty} -\alpha \frac{A_{OL_DC}}{1 + \beta \times A_{OL_DC}} = -\frac{\alpha}{\beta}. \quad (17)$$

与非反相结构一样，DC 闭环增益完全取决于外部反馈网络。

使用相同的室温 130dB（典型值）和 114dB（最小值），以及极端状态的指定温度范围 110dB（最小值），我们可以利用与非反相结构一样的计算方法来对反相结构进行计算。就一个具有 -200 ($-\alpha/\beta = -200$) 理想闭环增益的反相放大器来说，系数 $\alpha=200/201$ 和 $\beta=1/201$ 可用于下列三种计算。

典型 DC 增益：

$$\begin{aligned} A_{CL_DC}|_{130 \text{ dB}} &= -\alpha \frac{A_{OL_DC}}{1 + \beta \times A_{OL_DC}} \\ &= -\frac{200}{201} \times \frac{3,162,278}{1 + \frac{1}{201} \times 3,162,278} \quad (18) \\ &= -199.98729 \end{aligned}$$

室温下最小确保的 DC 增益：

$$\begin{aligned} A_{CL_DC}|_{114 \text{ dB}} &= -\frac{200}{201} \times \frac{501,187}{1 + \frac{1}{201} \times 501,187} \quad (19) \\ &= -199.9198 \end{aligned}$$

超温下极端状态 DC 闭环增益：

$$\begin{aligned} A_{CL_DC}|_{110 \text{ dB}} &= -\frac{200}{201} \times \frac{316,228}{1 + \frac{1}{201} \times 316,228} \quad (20) \\ &= -199.87296 \end{aligned}$$

运算放大器开环增益值变化带来的 DC 增益误差的计算过程如下：

$$\begin{aligned}\varepsilon_{\text{typ}} &= \frac{A_{\text{CL_DC}}(\text{ideal}) - A_{\text{CL_DC}}}{A_{\text{CL_DC}}(\text{ideal})} \times 100 \\ &= \frac{200 - 199.98729}{200} \times 100 = 0.00636\%\end{aligned}\quad (21)$$

$$\varepsilon_{\text{max}} = \frac{200 - 199.9198}{200} \times 100 = 0.0401\% \quad (22)$$

反相结构 DC 闭环增益的计算所得超温绝对极端状态为 0.0635%，而非反相结构则为 0.0632%。本举例表明，非反相和反相结构之间的差异极小，并且在许多情况下都可以忽略不计。

标准化开环增益与温度的关系

因此，我们应该明白 DC 闭环增益由运算放大器的 DC 开环增益 ($A_{\text{OL_DC}}$) 决定。所以，DC 开环增益的稳定性决定了 DC 闭环增益的稳定性。开环 DC 增益的稳定性由许多因素决定，例如：电源抑制比 (PSRR)、温度和工艺变化等。

图 4 显示了 OPA211 的标准化 DC 开环增益与温度的对比关系。请注意，开环增益的变化以 $\mu\text{V/V}$ 表示。作为前面分贝表示 $A_{\text{OL_DC}}$ 变化的一种替代方法， $A_{\text{OL_DC}}$ 还可以用 $\mu\text{V/V}$ 来表示。这种表示方法表明了运算放大器输入电压变化（误差或偏置）与其输出电压变化的比率。换句话说， $\mu\text{V/V}$ 值与分贝值逆相关。例如，199,526 V/V 开环增益的运算放大器可以用分贝写为：

$$A_{\text{OL_DC}}|_{\text{V/V}} = \frac{V_{\text{OUT}}}{V_{\text{ERR}}} = 199,526 \frac{\text{V}}{\text{V}} \quad (23)$$

以及

$$A_{\text{OL_DC}}|_{\text{dB}} = 20 \log \frac{V_{\text{OUT}}}{V_{\text{ERR}}} = 20 \log(199,526) = 106 \text{ dB}. \quad (24)$$

使用 $\mu\text{V/V}$ 时，相同增益可以写为：

$$A_{\text{OL_DC}}|_{\mu\text{V/V}} = \frac{V_{\text{ERR}}}{V_{\text{OUT}}} = \frac{1}{199,526} = 5.012 \frac{\mu\text{V}}{\text{V}}. \quad (25)$$

图 4 显示了 OPA211 的 $A_{\text{OL_DC}}$ ($\mu\text{V/V}$ 为单位) 如何随温度而变化。就一个室温 (25°C) 下给定 $A_{\text{OL_DC}}$ 的器件来说，在指定温度范围 (-40°C 到 125°C)， $A_{\text{OL_DC}}$ 变化一般低于 0.25 $\mu\text{V/V}$ 。例如，如果室温下典型 $A_{\text{OL_DC}}$ 性能为 130 dB 即 0.32 $\mu\text{V/V}$ ，则在指定温度范围 $A_{\text{OL_DC}}$ 一般会在 0.32 $\mu\text{V/V}$ 和 0.57 $\mu\text{V/V}$ 之

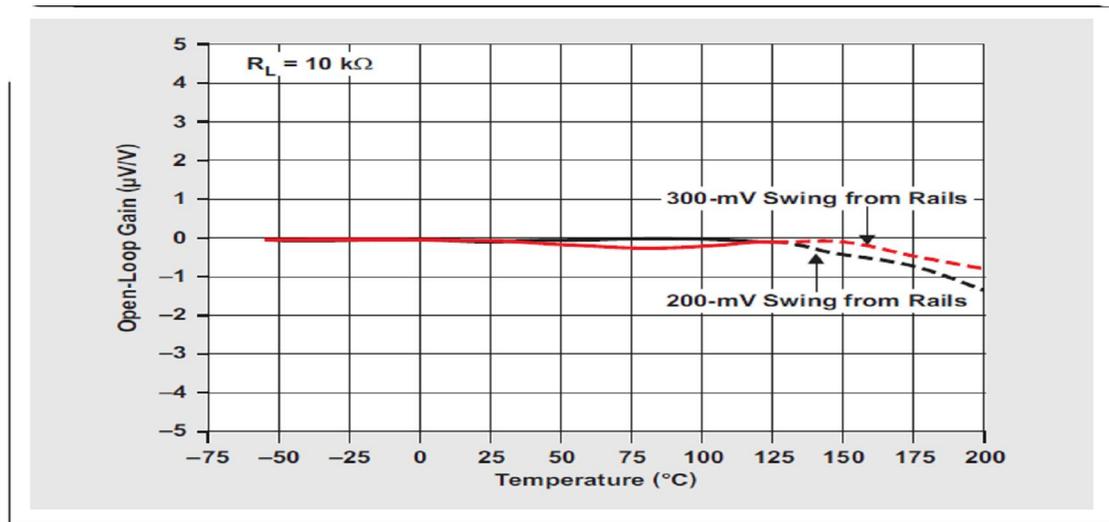
间变化。为了确保各种温度下都能稳定运行，最小增益需为：

$$A_{OL_DC}|_{V/V} = \frac{V_{ERR}}{V_{OUT}} = \frac{1}{0.57 \mu V} = 1,754,386 \frac{V}{V} \quad (26)$$

$$A_{OL_DC}|_{dB} = 20 \log(1,754,386) = 124.88 \text{ dB} \quad (27)$$

这就相当于 124.88 dB 到 130 dB 的 A_{OL_DC} 范围。请记住，这些都是典型数据。我们建议，在电路设计过程中，设计人员不要使用典型值，而是使用运算放大器制造厂商提供的最小保证值。

图 4 OPA211 的标准化 DC 开环增益对比温度



请注意，本文中的计算方法并没有把影响 A_{OL_DC} 的其他因素包括在内，例如：PSRR 或者共模抑制比等。包括这类误差的计算过程都很类似：只需给 A_{OL_DC} 项添加一个附加误差，然后重新计算闭环增益。

表 1 TI OPA211/2211 说明书节选

电气特性： $V_S = \pm 2.25V$ 到 $\pm 18V$

黑体字限制用于指定温度范围， $T_A = -40^{\circ}C$ 到 $+125^{\circ}C$ 。

$T_A = +25^{\circ}C$ 时，除非另有说明，否则 $R_L = 10k\Omega$ 连接供电电压中间值， $V_{CM} = V_{OUT} =$ 供电电压中间值。

PARAMETER	CONDITIONS	Standard Grade OPA211AI, OPA2211AI			High Grade OPA211I			UNIT
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
OPEN-LOOP GAIN								
Open-Loop Voltage Gain	A_{OL}	$(V-) + 0.2V \leq V_0 \leq (V+) - 0.2V,$ $R_L = 10k\Omega$	114	130		114	130	dB
	A_{OL}	$(V-) + 0.6V \leq V_0 \leq (V+) - 0.6V,$ $R_L = 600\Omega$	110	114		110	114	dB
Over Temperature								
OPA211	A_{OL}	$(V-) + 0.6V \leq V_0 \leq (V+) - 0.6V,$ $I_0 \leq 15mA$	110			110		dB
OPA211	A_{OL}	$(V-) + 0.6V \leq V_0 \leq (V+) - 0.6V,$ $15mA \leq I_0 \leq 30mA$	103			103		dB
OPA2211 (per channel)	A_{OL}	$(V-) + 0.6V \leq V_0 \leq (V+) - 0.6V,$ $I_0 \leq 15mA$	100					dB

重要声明

德州仪器 (TI) 及其下属子公司有权在不事先通知的情况下, 随时对所提供的产品和服务进行更正、修改、增强、改进或其它更改, 并有权随时中止提供任何产品和服务。客户在下订单前应获取最新的相关信息, 并验证这些信息是否完整且是最新的。所有产品的销售都遵循在订单确认时所提供的 TI 销售条款与条件。

TI 保证其所销售的硬件产品的性能符合 TI 标准保修的适用规范。仅在 TI 保修的范围内, 且 TI 认为有必要时才会使用测试或其它质量控制技术。除非政府做出了硬性规定, 否则没有必要对每种产品的所有参数进行测试。

TI 对应用帮助或客户产品设计不承担任何义务。客户应对其使用 TI 组件的产品和应用自行负责。为尽量减小与客户产品和应用相关的风险, 客户应提供充分的设计与操作安全措施。

TI 不对任何 TI 专利权、版权、屏蔽作品权或其它与使用了 TI 产品或服务的组合设备、机器、流程相关的 TI 知识产权中授予的直接或隐含权限作出任何保证或解释。TI 所发布的与第三方产品或服务有关的信息, 不能构成从 TI 获得使用这些产品或服务的许可、授权、或认可。使用此类信息可能需要获得第三方的专利权或其它知识产权方面的许可, 或是 TI 的专利权或其它知识产权方面的许可。

对于 TI 的数据手册或数据表, 仅在没有对内容进行任何篡改且带有相关授权、条件、限制和声明的情况下才允许进行复制。在复制信息的过程中对内容的篡改属于非法的、欺诈性商业行为。TI 对此类篡改过的文件不承担任何责任。

在转售 TI 产品或服务时, 如果存在对产品或服务参数的虚假陈述, 则会失去相关 TI 产品或服务的明示或暗示授权, 且这是非法的、欺诈性商业行为。TI 对此类虚假陈述不承担任何责任。

可访问以下 URL 地址以获取有关其它 TI 产品和应用解决方案的信息:

产品

放大器	http://www.ti.com.cn/amplifiers
数据转换器	http://www.ti.com.cn/dataconverters
DSP	http://www.ti.com.cn/dsp
接口	http://www.ti.com.cn/interface
逻辑	http://www.ti.com.cn/logic
电源管理	http://www.ti.com.cn/power
微控制器	http://www.ti.com.cn/microcontrollers

应用

音频	http://www.ti.com.cn/audio
汽车	http://www.ti.com.cn/automotive
宽带	http://www.ti.com.cn/broadband
数字控制	http://www.ti.com.cn/control
光纤网络	http://www.ti.com.cn/optical network
安全	http://www.ti.com.cn/security
电话	http://www.ti.com.cn/telecom
视频与成像	http://www.ti.com.cn/video
无线	http://www.ti.com.cn/wireless

邮寄地址: Texas Instruments, Post Office Box 655303, Dallas, Texas 75265
Copyright © 2006, Texas Instruments Incorporated