

运算放大器增益稳定性，第 3 部分：AC 增益误差分析

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

增益带宽乘积的重要性

本小节将回顾运算放大器增益带宽乘积 (GBWP) 即 $G \times BW$ 概念。在计算 AC 闭环增益以前需要 GBWP 这一参数。首先，我们需要 GBWP (有时也称作 GBP)，用于计算运算放大器闭环截止频率。另外，我们在计算运算放大器开环响应的主极点频率 f_0 时也需要 GBWP。在 f_0 以下频率，第 2 部分的 DC 增益误差计算方法有效，因为运算放大器的开环增益为恒定；该增益等于 A_{OL_DC} (请参见参考文献 1 和参考文献 2)。但是，超出 f_0 频率以后，则必须使用 AC 计算方法，我们将在后面小节详细讨论。

一般而言，如果运算放大器有直线、 $-20\text{-dB}/十倍频$ 、开环增益滚降，则其具有恒定 GBWP。就某个选定闭环增益而言，闭环增益开始下降的截止频率可通过将 GBWP 除以理想闭环增益来计算得到。请注意，实际上得到的闭环响应 -3-dB 点可能不会刚好等于增益峰值和其他非理想因数计算得到的滚降点。

图 1 显示了简化开环增益与 TI OPA211 频率响应的对比情况。在产品说明书中，GBWP 针对两种不同的增益：1 (GBWP=45 MHz) 和 100 (GBWP=80 MHz)。使用这两种增益规范的原因是 OPA211 的开环增益响应在大约 4MHz 到 20MHz 频率区域有一个额外的极点-零点对。这是一个特例，其与先前的叙述(带直线 $-20\text{-dB}/十倍频$ 滚降的运算放大器只有一个 GBWP)相反。因此，80MHz 的 GBWP 应用于计算 100 或更高闭环增益运算放大器的截止频率，而 45MHz 的 GBWP 应用于 2 或更低闭环增益的运算放大器。如果 4MHz 以上频率区域需要使用更加精确的计算，则我们建议使用 SPICE 仿真。

使用规定的 GBWP 可让设计人员计算不同闭环增益的截止频率。运算放大器为单位增益结构时(闭环增益为 1)，截止频率为 45MHz (45MHz/1)，其也被称作运算放大器的单位增益带宽 (UGBW)。如果运算放大器的闭环增益为 100，则截止频率为 800kHz (80MHz/100)。

若要计算 OPA211 的主极点频率 (f_0)，需使用 80MHz 的 GBWP。另外，80MHz 对 100 或更高(最大为 A_{OL_DC} 值)的闭环增益有效。114dB 的值为室温下 OPA211 的最小保证 DC 开环增益，将用于 A_{OL_DC} 。将所有这些参数代入至方程式 1 得到：

$$f_0 = \frac{GBWP}{A_{OL_DC}} = \frac{80 \text{ MHz}}{\frac{114 \text{ dB}}{10^{20}}} = 159.62 \text{ Hz.} \quad (1)$$

下面小节将会用到这一结果以计算 AC 闭环增益。

AC 闭环增益计算

在第 1 部分中，我们计算了频率范围中非反相运算放大器结构的闭环传输函数。特别是，推导出该传输函数的假设条件是运算放大器有一个一阶开环响应。计算增益误差时，振幅响应很重要。为了方便起见，下列方程式中再次给出了这一结果：

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

其中 β 定义为

$$\beta = \frac{V_{FB}}{V_{OUT}} = \frac{R_I}{R_I + R_F}. \quad (3)$$

另外，也是在这一篇文章中，我们还推导出了计算反相结构闭环增益的方程式。方程式 4 再次给出了该结果：

$$|A_{CL}(f)|_{dB} = 20 \log \frac{\alpha \frac{A_{OL_DC}}{1 + \beta \times A_{OL_DC}}}{\sqrt{1 + \frac{f^2}{f_0^2} \times \frac{1}{(1 + \beta \times A_{OL_DC})^2}}} \quad (4)$$

方程式 4 使用方程式 3 定义的同变量 β 。另外，方程式 5 定义了变量 α ：

$$\alpha = \frac{V_{FB}}{V_{IN}} = \frac{R_F}{R_I + R_F} \quad (5)$$

这样，方程式 2 和方程式 4 便分别表示了非反相和反相放大器的闭环增益。这两个方程式计算了传输函数的振幅，并将用于后面的分析。

在第 2 部分中，我们计算了非反相运算放大器结构的 DC 闭环传输函数。另外，传输函数的推导假设条件是运算放大器有一个一阶开环响应。通过在方程式 2 和 4 中设置 f 等于 0，可推导出非反相和反相放大器的 DC 闭环增益，其得到下列两个方程式：

$$A_{CL_DC} = \frac{A_{OL_DC}}{1 + \beta \times A_{OL_DC}} \quad (6)$$

$$A_{CL_DC} = -\alpha \frac{A_{OL_DC}}{1 + \beta \times A_{OL_DC}} \quad (7)$$

在其他刊发的文章（参考文献 3 到 8）中，我们使用两种稍稍不同的方法，推导出了 DC 闭环增益；但是，结果与本分析一致。遗憾的是，相同文章中，我们只需在方程式 6 和 7 中用 $A_{OL}(f)$ 代替 A_{OL_DC} 便可推导出 AC 闭环增益表达式，其代表一些简单的传输函数。方程式 8 和 9 给出了这些结果：

$$A_{CL}(f) = \frac{A_{OL}(f)}{1 + \beta \times A_{OL}(f)} \quad (8)$$

$$A_{CL}(f) = -\alpha \frac{A_{OL}(f)}{1 + \beta \times A_{OL}(f)} \quad (9)$$

在这两个方程式中，假设一个一阶系统，则 $A_{OL}(f)$ 定义如下：

$$A_{OL}(f)|_{dB} = A_{OL_DC}|_{dB} - 20 \log \sqrt{1 + \frac{f^2}{f_0^2}} \quad (10)$$

然而，计算 AC 闭环增益时这并非是一种正确的方法。相反，我们应该使用方程式 2 和 4，其为闭环传输函数的振幅表达式。就非反相结构而言，我们应该使用方程式 2 而非方程式 8，而就反相结构而言，应该使用方程式 4 而非方程式 9。接下来的两个小节，将介绍使用正确和错误方程式计算增益所得结果的差异。

图 2 非反相结构 ($G=200V/V$) 中 OPA211 的闭环响应

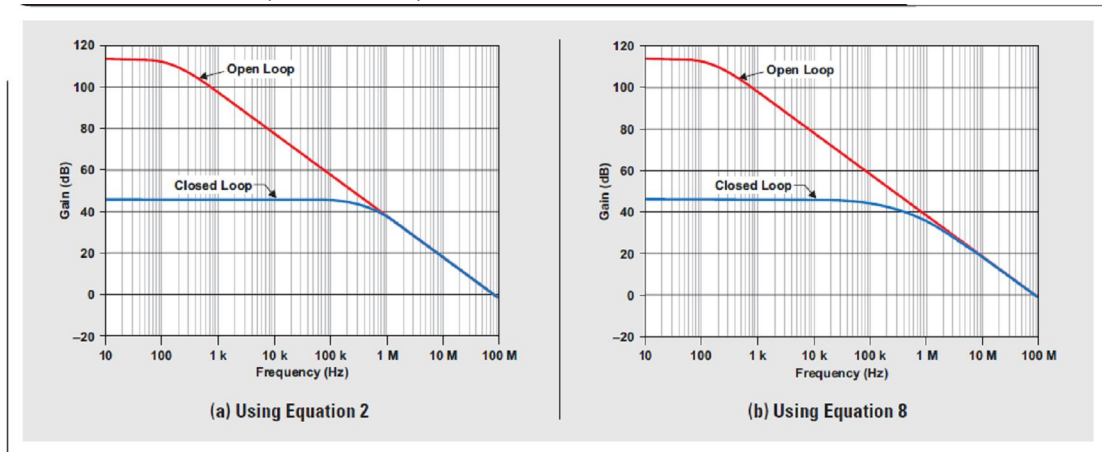


表 1 非反相结构 ($G=200V/V$ 或 46dB) 中 OPA211 的闭环增益

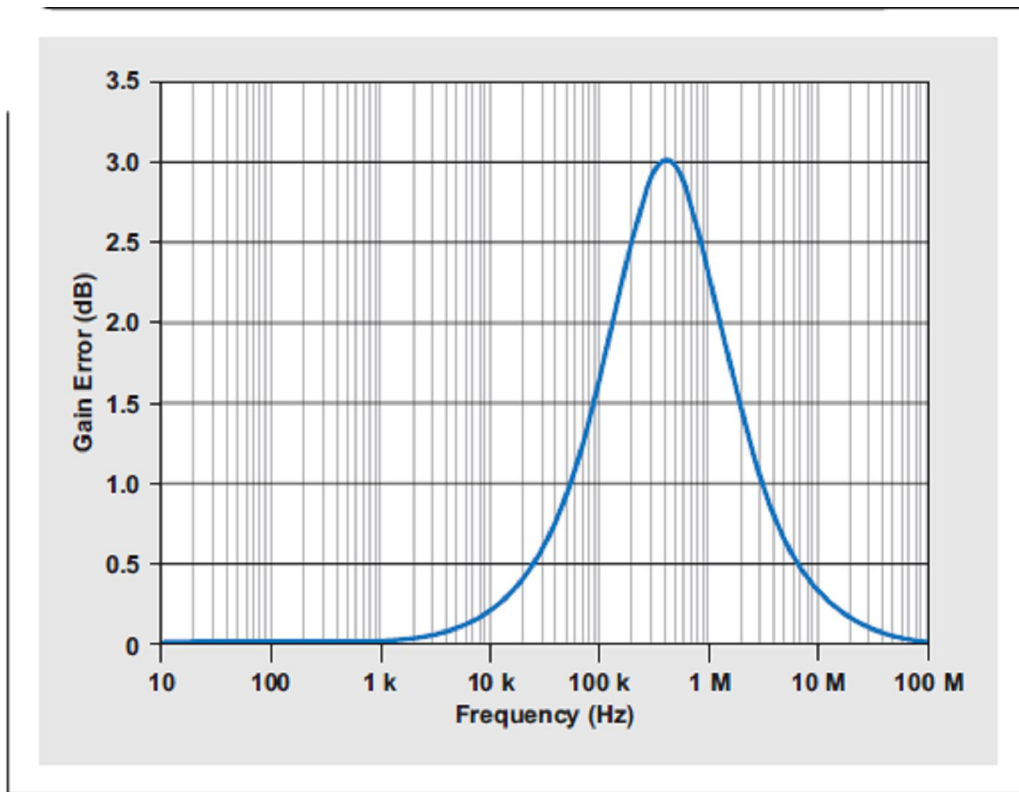
FREQUENCY (kHz)	CLOSED-LOOP GAIN CALCULATED WITH EQUATION 8		CLOSED-LOOP GAIN CALCULATED WITH EQUATION 2		CLOSED-LOOP GAIN ERROR RESULTING FROM EQUATION 8	
	(V/V)	(dB)	(V/V)	(dB)	(%)	(dB)
10	195.121	45.806	199.86	46.014	2.37	0.208
30	186.046	45.392	199.361	45.993	6.679	0.6
60	173.913	44.807	197.71	45.921	12.036	1.114
100	160	44.082	193.956	45.754	17.507	1.672
300	114.286	41.16	159.959	44.08	28.553	2.92
600	80	38.062	110.926	40.901	27.88	2.839
1000	57.143	35.139	74.274	37.417	23.065	2.278

非反相结构的 AC 增益误差

如前所述，系统设计人员往往会将方程式 10 代入方程式 8 中，以计算非反相结构的 AC 增益。图 2 显示了使用这种方法与使用方程式 2 得到的 OPA211 闭环响应的差异。本例中，闭环增益设定为 200V/V ($\beta= 1/200$)。图 2 清楚地表明了使用两个方程式之间的差异，主要位于开环和闭环曲线(也就是截止频率)之间理论交集前后的十倍频区域内。

从前面的 GBWP 讨论，我们可以知道 200V/V 增益的 OPA211 具有 400 kHz (80 MHz/200) 的截止频率。表 1 以表格的形式显示了一些选定频率的图 2 所示值。10kHz 和 100kHz 频率时，该表格显示频率响应之间存在相当差异。相比使用方程式 2 时从约 199 V/V 下降到 194 V/V，使用方程式 8 计算所得闭环增益从约 195 V/V 下降到 160 V/V。截止频率为 400kHz 时出现最大差异，其误差为 29% 即 3dB。这些差异可被看作是增益误差，如图 3 所示。

图 3 方程式 8 得到的 OPA211 闭环增益误差



上述分析表明，在选择正确的组件时，正确理解增益误差极为重要。如果设计要求闭环增益平直度保持在某个指定余量范围内，则使用方程式 8 会使设计人员选择一个 UGBW 高出实际需要 10 倍的运算放大器。

图 4 反相结构 ($G=-200V/V$) 中 OPA211 的闭环响应

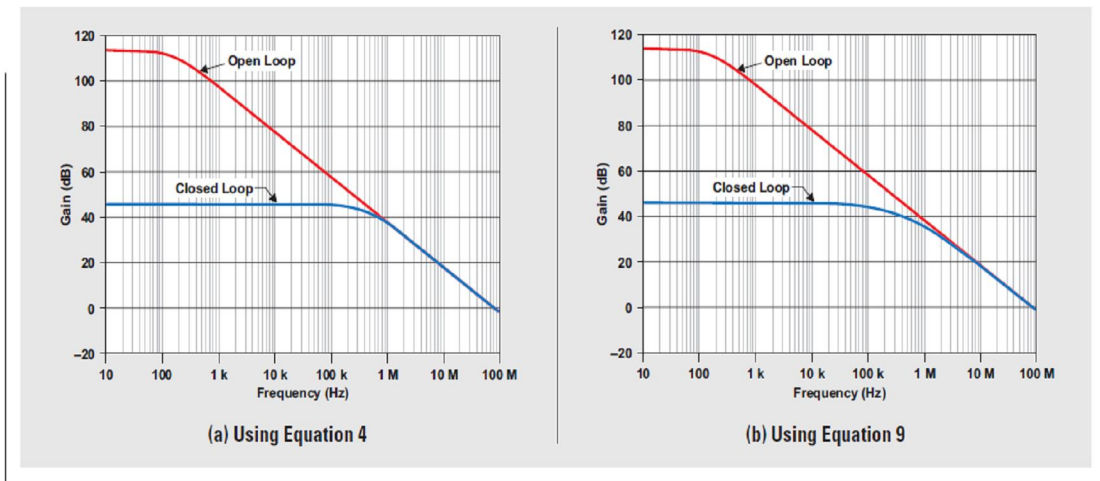


表 2 反相结构 ($G=-200V/V$ 或 46dB) 中 OPA211 的闭环增益

FREQUENCY (kHz)	CLOSED-LOOP GAIN CALCULATED WITH EQUATION 9		CLOSED-LOOP GAIN CALCULATED WITH EQUATION 4		CLOSED-LOOP GAIN ERROR RESULTING FROM EQUATION 9	
	(V/V)	(dB)	(V/V)	(dB)	(%)	(dB)
10	195.098	45.805	199.857	46.014	2.381	0.209
30	185.981	45.389	199.355	45.993	6.708	0.603
60	173.8	44.801	197.688	45.92	12.084	1.119
100	159.84	44.074	193.898	45.751	17.565	1.678
300	114.041	41.141	159.671	44.065	28.577	2.923
600	79.761	38.036	110.543	40.871	27.847	2.835
1000	56.94	35.108	73.955	37.379	23.008	2.271

反相结构的 AC 增益误差

与非反相结构类似，大多数系统设计人员都会使用方程式 9 和 10 来计算反相结构的 AC 增益。图 4 显示了使用方程式 4 和 9 所得闭环增益的差异。本例中，运算放大器被设置为 $-200V/V$ 反相增益 ($\beta = 1/201$, $\alpha = 200/201$)。从图 4 我们可以看到，最重要的结果差异同样位于截止频率前后约十倍频的区域内。

表 2 以表格形式显示了一些选定频率的图 4 所示值。10kHz 和 100kHz 频率时，表 2 显示了非反相结构的相同频率响应差异。相比使用方程式 4 时从约 199 V/V 下降到 194 V/V，使用方程式 9 计算所得闭环增益从约 195 V/V 下降到 160 V/V。同样，截止频率为 400kHz 时出现最大差异，其误差为 29% 即 3dB。这些差异可被看作是增益误差，如图 5 所示，从而让我们产生与非反相结构类似的迷惑：如果设计要求闭环增益平直度保持在某个指定余量范围内，则使用方程式 9 会使设计人员选择一个 UGBW 高出实际需要 10 倍的运算放大器。

图 5 方程式 9 所得 OPA211 闭环增益误差

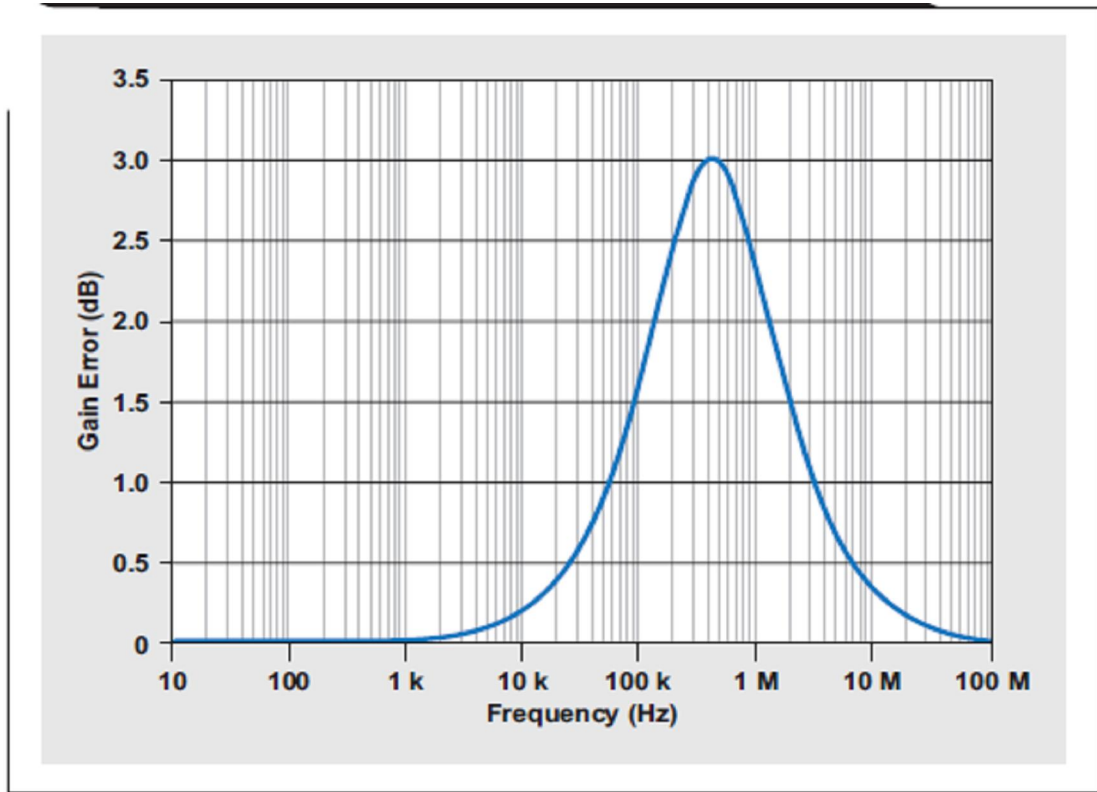


表 3 AC 闭环增益的计算及 SPICE 仿真值

FREQUENCY (kHz)	CLOSED-LOOP GAIN FOR NON-INVERTING CONFIGURATION (V/V)		CLOSED-LOOP GAIN FOR INVERTING CONFIGURATION (V/V)	
	FROM EQUATION 2	FROM SPICE SIMULATION	FROM EQUATION 4	FROM SPICE SIMULATION
10	199.86	199.91	199.86	199.91
30	199.36	199.43	199.36	199.42
60	197.71	197.85	197.69	197.82
100	193.96	194.24	193.89	194.18
300	159.96	161.18	159.67	160.89
600	110.93	112.53	110.54	112.12
1000	74.27	75.5	73.96	75.18

SPICE 仿真对比

为了验证使用方程式 2 和 4 计算非反相和反相结构 AC 闭环增益的有效性，我们把所得结果同 TINA-TI™ SPICE 仿真的结果进行了对比。就本分析而言，我们使用了 OPA211 宏模型。该模拟模型可在下列地址下载到：

<http://focus.ti.com/docs/prod/folders/print/opa211.html#toolssoftware>。

表 3 表明，方程式 2 和 4 的计算结果与 SPICE 仿真所得结果很好地匹配，从而证明方程式 2 和 4 确为计算 AC 闭环增益的正确方程式。计算结果和模拟结果稍有差别，因为 SPICE 仿真包括了一些非理想的运算放大器因素（例如：输入偏置电流等），而我们的这个简化分析忽略了这些因素。

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/opticalnetwork
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