

## 使用运放驱动容性负载

作者: **Kumen Blake**  
Microchip Technology Inc.

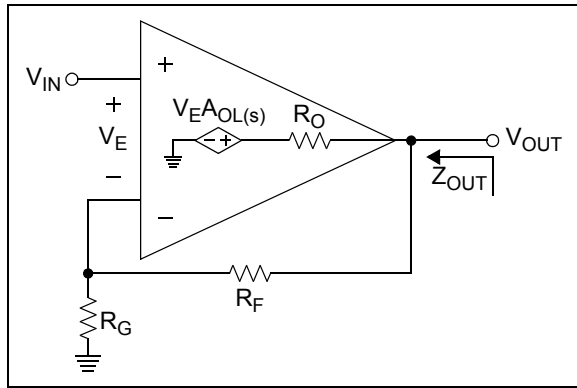
### 简介

运算放大器在驱动大的容性负载时，若不采取正确地补偿，则会产生尖峰和振荡问题。其他问题还包括：带宽减小，输出压摆率降低和功耗增加。

本应用笔记将解释为什么会发生这些问题，如何改变运放电路来达到更佳性能，以及如何快速计算电路的参数值。

### 简化的运放模型

为了解容性负载是如何来影响运放的性能，我们需要研究运放的输出阻抗和带宽。图 1 显示了配置成同相增益  $G_N$  的运放的简化交流模型。开环增益用具有增益  $A_{OL}(s)$  的受控电压源来表示，其中  $s = j\omega = j2\pi f$ 。输出级用电阻  $R_O$ （开环输出电阻）来表示。



**图 1:** 运放模型

在开环增益 ( $A_{OL}(s)$ ) 模型中，我们将包括增益带宽积 ( $f_{GBP}$ )、开环增益的“第二个”极点 ( $f_{2P}$ ) 和同相增益 ( $G_N$ )。为了简化，不考虑低频效应。

$$A_{OL}(s) \approx 1 / \left( \frac{s \cdot G_N}{\omega_{GBP}} \left( 1 + \frac{s}{\omega_{2P}} \right) \right)$$

用  $f_{2P}$  来模拟由于内部寄生参数而导致在高频时开环增益减小的相位裕量 ( $PM < 90^\circ$ )。  $f_{2P}$  和容性负载 ( $C_L$ ) 均减小了反馈回路的相位裕量。

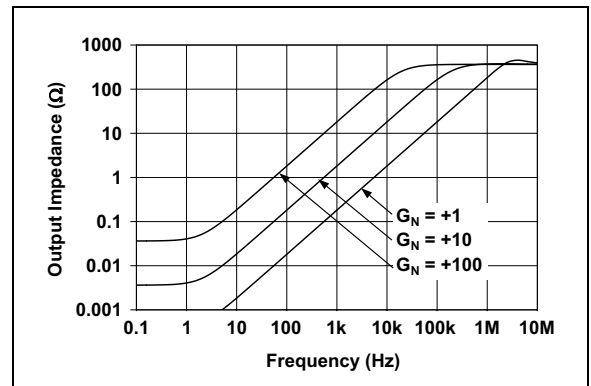
运放的反馈回路 ( $R_F$  和  $R_G$ ) 使得其闭环特性不同于其开环特性。修改增益带宽积 ( $f_{GBP}$ ) 和开环输出阻抗 ( $R_O$ ) 得到闭环带宽 ( $f_{3dB}$ ) 和输出阻抗 ( $Z_{OUT}$ )。分析图 1 的电路，可以得到：

$$G_N = 1 + \frac{R_F}{R_G}$$

$$f_{3dB} \approx \frac{f_{GBP}}{G_N}$$

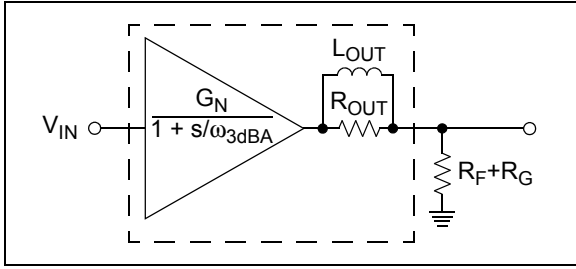
$$Z_{OUT} = R_O / \left( 1 + \frac{A_{OL}(s)}{G_N} \right), \quad R_F + R_G \gg R_O$$

图 2 显示了  $Z_{OUT}$  的特性。在低频时，它保持为常数，因为此时的开环增益为常数。由于开环增益随频率的增加而减小，则  $Z_{OUT}$  将增加。超过  $f_{3dB}$  后，反馈回路将不再起作用， $Z_{OUT}$  变成了  $R_O$ 。由于  $f_{2P}$  减小了相位裕量，因此尖峰发生在  $G_N = +1$  处。



**图 2:** MCP6271 闭环输出阻抗—频率曲线

图 3 显示了近似该特性的简化交流模型。运放用来模拟无负载时的增益和带宽，而电感和电阻用来模拟输出阻抗随频率的变化。



**图3:** 简化的交流模型

针对  $L_{OUT}$  和  $R_{OUT}$  的公式为:

$$L_{OUT} = G_N R_O / (2\pi f_{GBP})$$

$$R_{OUT} \approx R_O / \left(1 - \frac{f_{GBP}}{G_N f_{2P}}\right), \quad \frac{f_{GBP}}{G_N} \leq \frac{f_{2P}}{2}$$

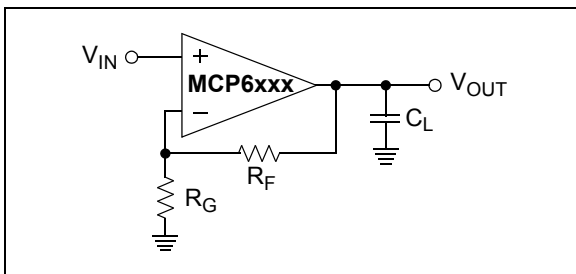
需注意  $R_{OUT}$  要大于  $R_O$ ，以便包含  $f_{2P}$  的相移影响，特别是在低增益 ( $G_N$ ) 时。

## 补偿容性负载

我们关于容性负载的补偿分为三个部分。首先，我们将说明在没有补偿时容性负载的影响。接着，我们将展示一种简单的补偿方法，以及它如何提高电路的性能。最后，我们将讨论如何补偿反相放大电路。

## 容性负载

图 4 显示的同相放大电路，其输出连接着未补偿的容性负载。当容性负载很小，电路增益很大（典型情况下  $C_L/G_N < 100$  pF）时，电路可以正常工作。



**图4:** 未补偿的容性负载

利用简化的运放交流模型替换图 4 中的运放，则形成了一个 LC 谐振电路 ( $L_{OUT}$  和  $C_L$ )。当  $C_L$  变得足够大时， $R_{OUT}$  会对 LC 谐振起阻尼作用，进而产生尖峰和阶跃响应过冲。另外，总的闭环带宽 ( $f_{3dB}$ ) 也减小了。

我们推荐使  $R_F + R_G \gg R_{OUT}$  以得到更好的电路性能。简化的传递函数为:

$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \approx G_N \left( 1 + \frac{s}{\omega_P Q_P} + \frac{s^2}{\omega_P^2} \right)$$

其中:

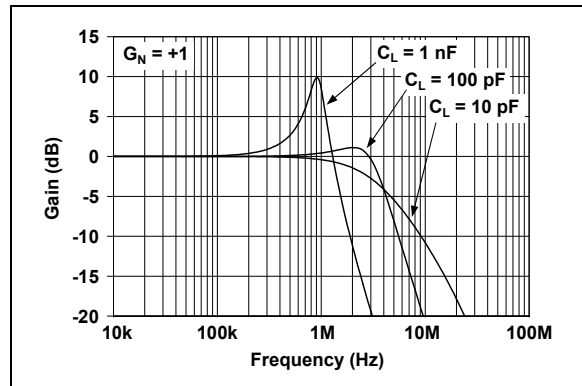
$$\omega_P = 2\pi f_P = 1/\sqrt{L_{OUT} C_L}$$

$$Q_P = R_{OUT} \cdot \sqrt{C_L / L_{OUT}}, \quad R_F + R_G \gg R_{OUT}$$

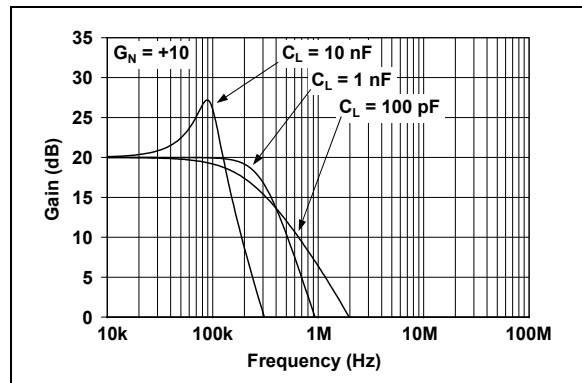
根据估计出的  $f_P$  和  $Q_P$ ，我们可以使用附录 A 提供的公式来估算带宽 ( $f_{3dB}$ )、频率响应尖峰 ( $H_{PK}/G_N$ ) 和阶跃响应过冲 ( $\%_{ovrsh}$ )。需注意  $f_{3dB}$  不同于运放无负载的 -3dB 带宽 ( $f_{3dB}$ )。

## MCP6271 示例（未补偿）

利用上述公式得到如图 5 和图 6 所示的 Microchip MCP6271 运放的曲线。使用的参数为（见附录 B）： $f_{GBP} = 2.0$  MHz、 $f_{2P} = 4.5$  MHz 和  $R_O = 360\Omega$ 。在  $G_N = +1$  V/V 和  $C_L = 100$  pF 处可以看出，需要考虑响应中的尖峰。



**图5:**  $G_N = +1$  时估算的 MCP6271 交流响应



**图6:**  $G_N = +10$  时估算的 MCP6271 交流响应

尖峰 ( $H_{PK}/G_N$ ) 应接近 0 dB 以达到最佳的整体性能。使尖峰低于 3 dB 通常在运放、电阻和电容参数随温度和工艺改变时可以提供足够的设计裕量。不过, 性能也会有一定程度的降低。

对于本示例, 我们的公式给出了估算的结果, 如表 1 所示。由于  $C_L$  增加和增益减小, 会产生更高的尖峰。

表 1: 响应估算

电路		响应				
$G_N$ (V/V)	$C_L$ (F)	$f_P$ (Hz)	$Q_P$ ( )	$f_{3dB}$ (Hz)	$H_{PK}/G_N$ (dB)	%vrsht (%)
1.0	10p	9.4M	0.31	3.2M	0	0
	100p	3.0M	0.98	3.7M	1.1	15
	1n	940k	3.1	1.4M	9.9	60
10.0	100p	940k	0.22	220k	0	0
	1n	300k	0.71	295k	0	4
	10n	94k	2.2	140k	7.2	49

### 补偿容性负载

对容性负载的最简单补偿方法如图 7 所示。利用电阻  $R_{ISO}$  对 LC 谐振电路提高负载, 从而减小频率响应的尖峰。很显然,  $R_{ISO}$  并没有改变直流响应或功率, 只是额外增加了一个电阻的成本。

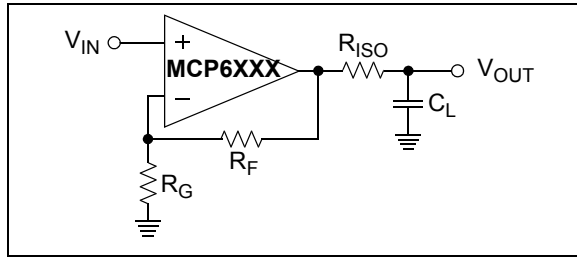


图 7: 经补偿的容性负载

根据简化的运放交流模型得到下列传递函数, 其中要求  $R_F + R_G \gg R_{OUT}$ 。

$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \approx G_N \left( 1 + \frac{s}{\omega_P Q_P} + \frac{s^2}{\omega_P^2} \right)$$

其中:

$$\omega_P = 2\pi f_P = 1 / \sqrt{L_{OUT} C_L \left( 1 + \frac{R_{ISO}}{R_{OUT}} \right)}$$

$$Q_P = 1 / \left( \omega_P \left( \frac{L_{OUT}}{R_{OUT}} + R_{ISO} C_L \right) \right), \quad R_F + R_G \gg R_{OUT}$$

通过这些公式, 我们可以找到一个合理的  $R_{ISO}$  值。在  $Q_P = 1/\sqrt{2}$  时, 响应具有最大的带宽, 且无尖峰, 同时这些公式具有最简化的形式。

$$Q_P = 1/\sqrt{2} \approx 0.707$$

$$R_{ISO} = 0,$$

$$C_L \leq L_{OUT} / (2R_{OUT}^2)$$

$$R_{ISO} = \frac{L_{OUT}}{R_{OUT} C_L} \cdot \sqrt{\frac{2R_{OUT}^2 C_L}{L_{OUT}}} - 1, \quad C_L > \frac{L_{OUT}}{2R_{OUT}^2}$$

### MCP6271 示例 (经过补偿)

这些公式用来补偿图 5 和图 6 所示的 MCP6271 电路。假设所有的参数都一样, 唯一的改变是增加  $R_{ISO}$ 。改善后的结果如图 8 和图 9 所示。表 2 给出的结果优于表 1 中的结果。

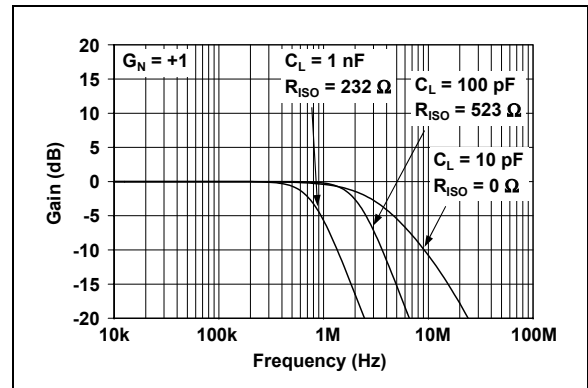


图 8:  $G = +1$  时补偿后估算的 MCP6271 交流响应

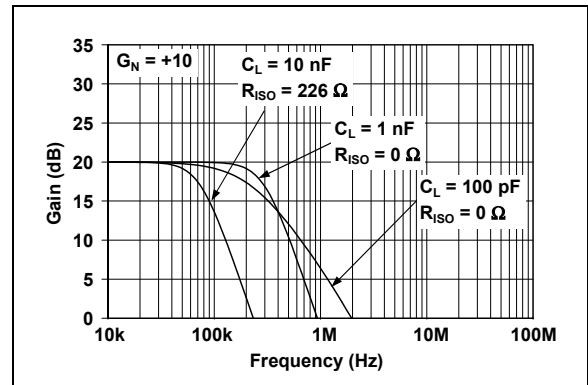
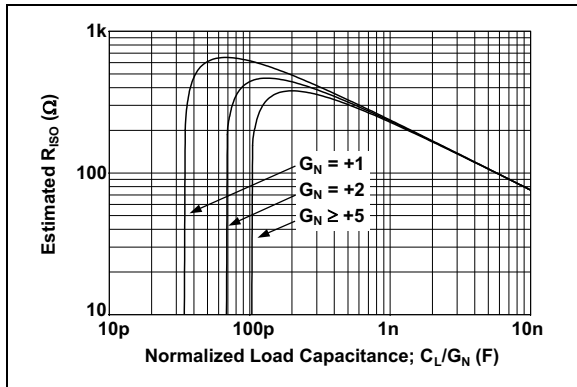


图 9:  $G = +10$  时补偿后估算的 MCP6271 交流响应

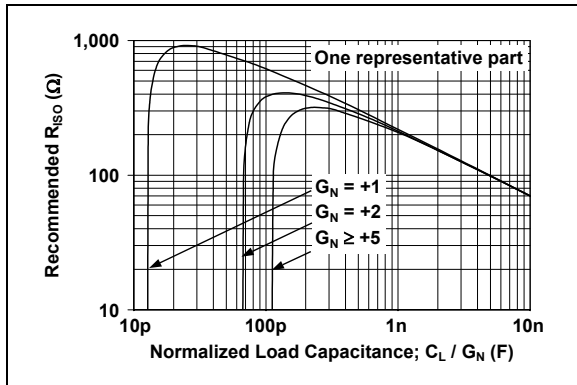
**表 2: 响应估算**

电路			响应				
$G_N$ (V/V)	$C_L$ (F)	$R_{ISO}$ ( $\Omega$ )	$f_P$ (Hz)	$Q_P$ ( )	$f_{3dB}$ (Hz)	$H_{PK}/G_N$ (dB)	%vrsht (%)
1.0	10p	0	9.4M	0.31	3.2M	0	0
	100p	523	2.1M	0.71	2.1M	0	4
	1n	232	780k	0.71	780k	0	4
10.0	100p	0	940k	0.22	220k	0	0
	1n	0	300k	0.71	300k	0	4
	10n	226	74k	0.71	74k	0	4

图 10 给出了根据以上公式估算出的 MCP6271 的  $R_{ISO}$  值。用归一化负载电容 ( $C_L/G_N$ ) 来显示, 更易于说明。对某个器件的测试数据如图 11 所示。



**图 10:** 对 MCP6271 估算出的  $R_{ISO}$



**图 11:** 推荐适合于 MCP6271 的  $R_{ISO}$

图 10 和图 11 的主要区别是  $G_N = +1$ 。  $G_N$  (由  $f_{2P}$  导致) 降低导致相位裕量减小, 从而要求对于更低的  $C_L$  进行额外的补偿。本应用笔记中简化的公式给出了在这种条件下合理的估算, 但并非完全准确。

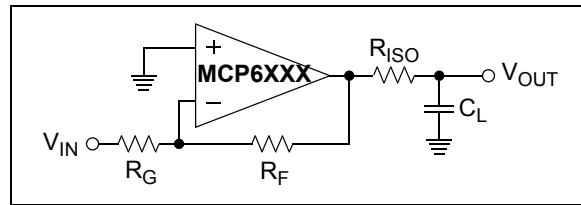
当大容性负载导致运放带宽低于期望值时, 可浏览 [www.microchip.com](http://www.microchip.com), 参考 Microchip 的功率 MOSFET 驱动器系列产品。

## 反相放大

反相放大电路 (见图 12) 可采用与同相放大电路一样的方式进行补偿。由于运放的反相输入端为虚地, 通过反馈网络连接到输出端的负载变成了  $R_F$ , 而不是  $R_F + R_G$ 。因此, 我们需要设置  $R_F \gg R_{OUT}$ 。尽管反相增益为  $-R_F/R_G$ , 但在前述公式中应采用以下噪声增益:

$$G_N = 1 + \frac{R_F}{R_G}$$

例如, 反相增益为  $-1$  V/V, 则  $G_N = +2$ 。采用这种方式的原因源于运放的反馈理论 [1, 3]。



**图 12:** 反相放大电路的补偿

## 压摆率

在图 7 和图 12 中, 运放产生流进  $C_L$  的输出电流 ( $I_{OUT}$ )。这个电流不能超过运放的输出短路电流 ( $I_{SC}$ )。这个电流受限导致输出压摆率 ( $SR_{CL}$ ) 也受限制。需注意  $SR_{CL}$  与运放内部的压摆率 ( $SR$ ) 无关。我们可通过下式推导  $SR_{CL}$ :

$$\frac{dV_{OUT}(t)}{dt} = \frac{I_{OUT}(t)}{C_L}$$

$$SR_{CL} = \max\left(\frac{dV_{OUT}(t)}{dt}\right) = \frac{I_{SC}}{C_L}$$

其中

$SR_{CL}$  单位为 V/s

## 压摆率和正弦波

边沿率超过  $SR_{CL}$  或  $SR$  的正弦波会导致信号失真的问题, 对于正弦波:

$$V_{OUT}(t) = V_M \sin(2\pi ft)$$

最大边沿率为

$$\max\left(\frac{dV_{OUT}(t)}{dt}\right) = 2\pi f V_M$$

其中:

$V_M$  为峰值输出电压

因此, 我们需要保持:

$$2\pi f V_M < \min(SR_{CL}, SR)$$

一种方法是在信号到达  $C_L$  前增加低通滤波器。低通滤波器的带宽必须满足

$$BW < \frac{\min(SR_{CL}, SR)}{2\pi V_M}$$

另外一种方法是增加  $R_{ISO}$ , 如图 7 和图 12 所示。当  $V_{OUT}(t) = 0$  时出现电流最大值; 此时,  $R_{ISO}$  两端的电压为  $V_M$ 。因此, 我们需要

$$R_{ISO} > V_M / I_{SC}, \quad 2\pi f V_M > \min(SR_{CL}, SR)$$

这种选择也减小了信号的带宽, 以此来满足上述给定的限制。“补偿容性负载”一节和附录 A 中的公式可用来在信号的压摆率不超过  $SR$  或  $SR_{CL}$  时达到所需的性能。

当大容性负载导致压摆率低于期望值时, 可浏览 [www.microchip.com](http://www.microchip.com), 参考 Microchip 的功率 MOSFET 驱动器系列产品。

## 正弦波示例

让我们使用 MCP6271 且  $G = +1 \text{ V/V}$  和  $C_L = 1.0 \mu\text{F}$ 。根据附录 B, 我们可以得到  $SR = 0.9 \text{ V}/\mu\text{s}$  和  $I_{SC} = 25 \text{ mA}$ 。因此可计算出:

$$SR_{CL} = 0.028 \text{ V}/\mu\text{s}$$

计算出的数值比  $SR$  低得多。在最大峰值电压为  $2.5 \text{ V}_{PK}$  时, 则需要输入信号带宽低于  $1.8 \text{ kHz}$ 。

若我们使用  $R_{ISO}$  来限制输出电流, 则需要  $R_{ISO} > 100\Omega$ 。假设给定  $R_{ISO} = 130\Omega$ , 则:

$$Q_P = 0.046$$

$$f_{3dB} = 1.2 \text{ kHz}$$

请注意, 如果我们选择使用  $R_{ISO}$  ( $7.6\Omega$ ) 来消除响应尖峰的影响, 则可以实现更宽的小信号带宽 ( $29 \text{ kHz}$ ), 但这需要保持  $V_M < 0.15 \text{ V}_{PK}$  以避免输出电流限流和严重信号失真。

## 压摆率和方波

驱动容性负载时, 具有快速边沿的方波也会产生问题。具有 10% 至 90% 上升时间  $t_r$  和峰峰电压为  $V_{PP}$  的方波信号的最大边沿率可近似等于:

$$\max\left(\frac{dV_{OUT}(t)}{dt}\right) \approx \frac{0.8 V_{PP}}{t_r}$$

因此, 我们需要保持:

$$0.8 V_{PP} / t_r < \min(SR_{CL}, SR)$$

解决这个问题一个方法是使用具有更低边沿率 (更高的  $t_r$ ) 的方波信号。另外一种方法是滤除方波 (低通滤波器的带宽  $< 0.35/t$ )。有些场合下, 使用慢速的逻辑门电路也是一种解决办法。也可以增加  $R_{ISO}$ , 如图 7 和图 12 所示。当理想输出刚达到其新电位及  $V_{OUT}(t)$  仍处于压摆率限制的时候, 出现最大电流。为保持  $I_{OUT} < I_{SC}$ , 则需:

$$R_{ISO} > \frac{V_{PP} - (t_r / 0.8) \min(SR_{CL}, SR)}{I_{SC}}$$

采用  $R_{ISO}$  将使边沿变缓, 同时改变瞬变的形状。

当大容性负载导致压摆率低于期望值时, 可浏览 [www.microchip.com](http://www.microchip.com), 参考 Microchip 的功率 MOSFET 驱动器系列产品。

## 方波示例

让我们使用 MCP6271 且  $G = +1 \text{ V/V}$  和  $C_L = 100 \text{ nF}$ 。根据附录 B, 我们可以得到  $SR = 0.9 \text{ V}/\mu\text{s}$  和  $I_{SC} = 25 \text{ mA}$ 。因此可计算出:

$$SR_{CL} = 0.25 \text{ V}/\mu\text{s}$$

计算出的数值很明显比  $SR$  低。在最大电压摆幅为  $5.0 \text{ V}_{PP}$  时, 则需要输入信号的上升时间  $> 16 \mu\text{s}$ 。

在运放的输入端滤除输入的方波信号, 则要求带宽低于  $22 \text{ kHz}$ 。

若我们使用  $R_{ISO}$  来限制输出电流 (最大电压摆幅为  $5.0 \text{ V}_{PP}$  和输入上升时间为  $10 \mu\text{s}$ ), 则需要  $R_{ISO} > 75\Omega$ 。假设给定  $R_{ISO} = 100\Omega$ , 则:

$$Q_P = 0.18$$

$$f_{3dB} = 16 \text{ kHz}$$

请注意，如果我们选择使用  $R_{ISO}$  ( $24.0\Omega$ ) 来消除响应尖峰的影响，则可以实现较宽的小信号带宽 ( $92\text{ kHz}$ )，但这需要保持  $V_{PP} < 3.7V_{PP}$  以避免输出电流限流和减小上升和下降时间。

## 功耗

大家都知道电抗性元件（理想电容和电感）并不消耗功率，然而运放在驱动电抗性负载时则会消耗功率。这是因为当输出级的负载电流一直向一个方向流动时会产生功率消耗。输出晶体管对负载电流进行整流。

图 7 和图 12 显示了我们讨论的电路。由于  $C_L$  阻隔了直流，因而不存在直流负载电流。在低频时， $I_Q$ （运放的静态电流）和  $C_L$  将主导输出电流的特性。在高频时， $R_{ISO}$  将成主导。

给定的输出电压为

$$V_{OUT}(t) = V_M \sin(2\pi ft)$$

在低频时运放导致的平均功耗为：

$$P_{OA} = (V_{DD} - V_{SS})(I_Q + 2V_M f C_L), \quad f \ll \frac{1}{2\pi R_{ISO} C_L}$$

由于  $C_L$  主导着负载，因此功耗将随频率增加而增加。

在高频时，由于  $R_{ISO}$  起主导作用，因此运放导致的平均功耗变为恒定值：

$$P_{OA} = (V_{DD} - V_{SS}) \left( I_Q + \frac{V_M}{\pi R_{ISO}} \right) - \frac{V_M^2}{R_{ISO}}, \quad f \gg \frac{1}{2\pi R_{ISO} C_L}$$

在  $C_L$  或  $R_{ISO}$  均不主导负载的频率范围 ( $f \approx 1/(2\pi R_{ISO} C_L)$ )， $P_{OA}$  保守的估算方法是选择上述两个公式中的最小值。

## 设计验证

我们建议您通过采用 SPICE 仿真和实验电路测试来验证电路设计的性能。可从 [Microchip](http://www.microchip.com) 网站 [www.microchip.com](http://www.microchip.com) 方便地下载 [Microchip](http://www.microchip.com) 运放的 SPICE 宏模型。

## 总结

我们看到，使用运放驱动大的容性负载时可能会出现尖峰和振荡，这会减小带宽，降低输出压摆率和增加功耗。在电路中增加一个电阻，则可以显著提高性能，并使带宽仅稍低于无负载时的带宽。

给出的一些简单公式可以帮助电路设计者快速地评估容性负载的影响，也很容易地理解和实施相应的解决方案。

若需在大带宽或快速上升时间下驱动容性负载，则可以采用 [Microchip](http://www.microchip.com) 的功率 MOSFET 驱动器系列产品。

## 附录 A: 响应模型

在本应用笔记中, 我们采用的传递函数形式为:

$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \approx K / \left( 1 + \frac{s}{\omega_P Q_P} + \frac{s^2}{\omega_P^2} \right)$$

这是 2 阶低通响应, 它能够合理地对本应用笔记中的运放电路模型化。我们也将展示一些简化的公式, 它们可在评估本应用笔记中的运放电路性能时简化正弦波和阶跃响应的计算 [2,4]。

若给定  $f_P$  ( $\omega_P = 2\pi f_P$ ) 和  $Q_P$ , 我们可以采用下式计算出正弦波输入的带宽 ( $f_{3dB}$ )、峰值频率响应 ( $f_{PK}$ ) 和峰值增益 ( $H_{PK}/G_N$ ):

$$f_{3dB} = \frac{f_P Q_P}{\sqrt{\frac{1}{2} Q_P^2 + \sqrt{\left(\frac{1}{2} Q_P^2\right)^2 + Q_P^4}}}, \quad Q_P < 0.7$$

$$f_{3dB} = f_P \sqrt{1 - \frac{1}{2Q_P^2} + \sqrt{\left(1 - \frac{1}{2Q_P^2}\right)^2 + 1}}, \quad Q_P \geq 0.7$$

$$f_{PK} = 0, \quad Q_P \leq 1/\sqrt{2}$$

$$f_{PK} = f_P \sqrt{1 - \frac{1}{2Q_P^2}}, \quad Q_P > 1/\sqrt{2}$$

$$\frac{H_{PK}}{K} = 1, \quad Q_P \leq 1/\sqrt{2}$$

$$\frac{H_{PK}}{K} = Q_P / \sqrt{1 - \frac{1}{4Q_P^2}}, \quad Q_P > 1/\sqrt{2}$$

阶跃响应的过冲 ( $\%_{ovrsh}$ ) 和上升时间 ( $t_r$ ) 可通过下式来计算:

$$\%_{ovrsh} = 0\%, \quad Q_P \leq 1/2$$

$$\%_{ovrsh} = (100\%)e^{-\pi/(\sqrt{4Q_P^2 - 1})}, \quad Q_P > 1/2$$

$$t_r \approx 0.35/f_{3dB}$$

通过频率响应仿真或测量, 可以较方便地得到  $K$ 、 $f_P$  和  $Q_P$ 。

- $K$  为低频 ( $f \ll f_{3dB}$ ) 的增益。
- $f_P$  为相位为  $-90^\circ$  处的频率。
- $f_P$  处  $|V_{OUT}/V_{IN}|$  为  $KQ_P$  (单位为  $V/V$ )

## 附录 B: MICROCHIP 运算放大器

一些 Microchip 运放的性能参数如下表 B-1 所示, 这些性能参数为典型值, 摘自器件的数据手册。这些数据手册包含了公布支持的特性参数, 并可以从 Microchip 的网站 [www.microchip.com](http://www.microchip.com) 下载。这些数据的发布日期为 2003 年 8 月。

表 B-1: MICROCHIP 运算放大器参数的典型值

器件	$f_{GBP}$ (Hz)	$f_{2P}$ (Hz)	SR (V/ $\mu$ s)	$R_O$ ( $\Omega$ )	$I_{sc}$ (mA)
MCP6041	14k	45k	0.0030	37k	21
TC1034 (注 1)	60k	1.1M	0.035	15k	8
MCP6141	100k	55k	0.024	28k	21
MCP606	155k	620k	0.080	4.2k	17
MCP616	190k	1.1M	0.080	5.0k	17
MCP6001	1.0M	45M	0.6	780	23
MCP6271	2.0M	4.5M	0.9	360	25
MCP601	2.8M	20M	2.3	680	20
MCP6281	5.0M	14M	2.5	170	25
MCP6291	10M	27M	7.0	105	25
MCP6021	10M	124M	7.0	110	30

注 1: 这些参数也适用于 TC1026、TC1029、TC1030 和 TC1035。

2:  $f_{2P}$  从数据手册的开环增益曲线估算得到。在开环相位为  $-135^\circ$  (即相位裕量为  $45^\circ$ ) 时, 估算其频率 ( $f_{-135}$ ), 并根据测量时使用的典型容性负载大小 ( $C_{Ltyp}$ ) 来调整:

$$\phi_{CLtyp} \approx \text{atan}(2\pi f_{-135} R_O C_{Ltyp})$$

$$f_{2P} \approx f_{-135} / \tan(45^\circ - \phi_{CLtyp}), \quad \phi_{CLtyp} \leq 40^\circ$$

$$f_{2P} \approx 12f_{-135}, \quad \phi_{CLtyp} > 40^\circ$$

## 附录 C： 参考资料

- [1] Bonnie Baker, Microchip 应用笔记 AN723 《运算放大器交流参数和应用》(DS00723A\_CN)。
- [2] Charles Phillips and H. Troy Nagle, "Digital Control System Analysis and Design", 2<sup>nd</sup> ed., Prentice Hall, 1990, pp 192-3.
- [3] Adel Sedra and Kenneth Smith, Microelectronic Circuits, 3<sup>rd</sup> ed., Saunders College Publishing, 1991, Chapter 8.
- [4] Benjamin Kuo, "Automatic Control Systems", 5th ed., Prentice Hall, 1987.



---

---

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。

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、PIC<sup>32</sup> 徽标、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<sup>®</sup> MCU 与 dsPIC<sup>®</sup> DSC、KEELOQ<sup>®</sup> 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](http://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