

特点

- 10GHz 增益 - 带宽乘积
- 88dB SFDR (在 100MHz, 2V_{p-p})
- 1.1nV/√Hz 输入噪声密度
- 输入范围包括地电位
- 利用外部电阻器设置增益 (最小值为 1V/V)
- 3300V/μs 差分转换速率
- 52mA 电源电流
- 2.7V 至 5.25V 电源电压范围
- 全差分输入和输出
- 可调输出共模电压
- 低功耗待机模式
- 小外形 10 引脚 3mm x 2mm x 0.75mm QFN 封装

应用

- 差分流水线型 ADC 驱动器
- 高速数据采集卡
- 自动化测试设备
- 时域反射计
- 通信接收机

描述

LTC[®]6409 是一款非常高速度的低失真差分放大器。该器件的输入共模范围包括地电位，因此可对一个参考于地的输入信号实施 DC 耦合、电平移位和转换以对一个 ADC 进行差分驱动。

增益和反馈电阻器是外置的，因而可针对每一种应用实现精确的增益和频率响应。例如：在无过冲配置中可对放大器进行外部补偿，这在某些时域应用中是需要的。

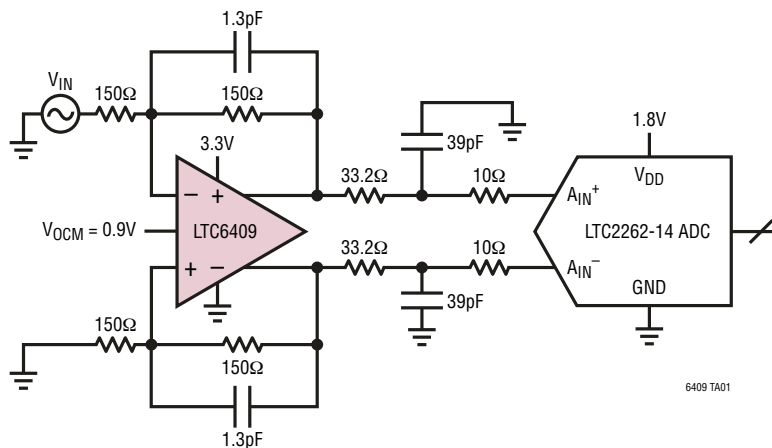
LTC6409 具有一个数值为 1 的稳定差分增益。在那些不需要增益的应用中，这能够实现低输出噪声。该器件吸收 52mA 的电源电流并具有一种硬件待机功能，该功能可将电流消耗减小至 100μA。

LTC6409 采用紧凑型 3mm x 2mm 10 引脚无引线 QFN 封装，其工作温度范围为 -40°C 至 125°C。

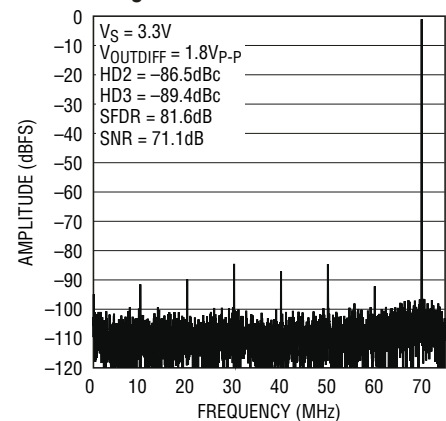
LT、LT-、LTC、LTM、Linear Technology 和 Linear 标识是凌力尔特公司的注册商标。所有其他商标均为其各自拥有者的产权。

典型应用

从一个接地参考单端输入至一个 LTC2262-14 ADC 的 DC 耦合接口



LTC6409 驱动 LTC2262-14 ADC，
f_{IN} = 70MHz, -1dBFS，
f_S = 150MHz, 4096 点 FFT



绝对最大额定值

(注 1)

总电源电压 ($V^+ - V^-$) 5.5V

输入电流 ($+IN$, $-IN$, V_{OCM} , \overline{SHDN})

(注 2) $\pm 10\text{mA}$

输出短路持续时间 (注 3) 未限定

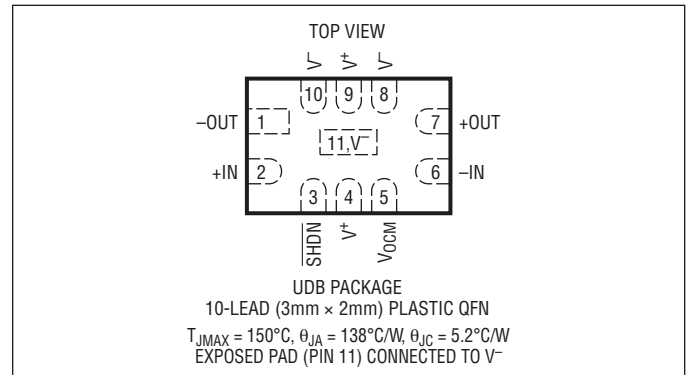
工作温度范围 (注 4) -40°C 至 125°C

规定温度范围 (注 5) -40°C 至 125°C

最大结温 150°C

贮存温度范围 -65°C 至 150°C

引脚配置



订购信息

无铅涂层

| 卷带 (迷你型) | 卷带 | 器件标记* | 封装描述 | 规定的温度范围 |
|--------------------|-------------------|-------|--------------------------|---|
| LTC6409CUDB#TRMPBF | LTC6409CUDB#TRPBF | LFPP | 10 引脚 (3mm x 2mm) 塑料 QFN | 0°C 至 70°C |
| LTC6409IUDB#TRMPBF | LTC6409IUDB#TRPBF | LFPP | 10 引脚 (3mm x 2mm) 塑料 QFN | -40°C 至 85°C |
| LTC6409HADB#TRMPBF | LTC6409HADB#TRPBF | LFPP | 10 引脚 (3mm x 2mm) 塑料 QFN | -40°C 至 125°C |

TRM = 500 片。* 温度等级请见集装箱上的标识。

对于规定工作温度范围更宽的器件，请咨询凌力尔特公司。

有关含铅涂层器件的信息，请咨询凌力尔特公司。

如需了解更多有关无铅器件标记的信息，请登录：<http://www.linear.com.cn/leadfree/>

如需了解更多有关卷带规格的信息，请登录：<http://www.linear.com.cn/tapeandree/>

电特性 凡标注 ● 表示该指标适合整个工作温度范围，否则仅指 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。 $V^+ = 5\text{V}$ ， $V^- = 0\text{V}$ ， $V_{CM} = V_{OCM} = V_{ICM} = 1.25\text{V}$ ， $V_{\overline{SHDN}} = \text{开路}$ 。 V_S 被定义为 $(V^+ - V^-)$ 。 V_{OUTCM} 被定义为 $(V_{+OUT} + V_{-OUT})/2$ 。 V_{ICM} 被定义为 $(V_{+IN} + V_{-IN})/2$ 。 $V_{OUTDIFF}$ 被定义为 $(V_{+OUT} - V_{-OUT})$ 。

| 符号 | 参数 | 条件 | 最小值 | 典型值 | 最大值 | 单位 | |
|--------------------------------------|------------------|---|-----|-----------|------------|------------------------------|---------------|
| V_{OSDIFF} | 差分失调电压 (参考于输入) | $V_S = 3\text{V}$ | | ± 300 | ± 1000 | μV | |
| | | $V_S = 3\text{V}$ | ● | | ± 1200 | μV | |
| | | $V_S = 5\text{V}$ | | ± 300 | ± 1100 | μV | |
| | | $V_S = 5\text{V}$ | ● | | ± 1400 | μV | |
| $\frac{\Delta V_{OSDIFF}}{\Delta T}$ | 差分失调电压漂移 (参考于输入) | $V_S = 3\text{V}$ | ● | 2 | | $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ | |
| | | $V_S = 5\text{V}$ | ● | 2 | | $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ | |
| I_B | 输入偏置电流 (注 6) | $V_S = 3\text{V}$ | ● | -140 | -62 | 0 | μA |
| | | $V_S = 5\text{V}$ | ● | -160 | -70 | 0 | μA |
| I_{OS} | 输入失调电流 (注 6) | $V_S = 3\text{V}$ | ● | ± 2 | ± 10 | μA | |
| | | $V_S = 5\text{V}$ | ● | ± 2 | ± 10 | μA | |
| R_{IN} | 输入电阻 | 共模 | | 165 | | $\text{k}\Omega$ | |
| | | 差模 | | 860 | | Ω | |
| C_{IN} | 输入电容 | 差模 | | 0.5 | | pF | |
| e_n | 差分输入噪声电压密度 | $f = 1\text{MHz}$ ， 不包括 R_I/R_F 噪声 | | 1.1 | | $\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ | |
| i_n | 输入噪声电流密度 | $f = 1\text{MHz}$ ， 不包括 R_I/R_F 噪声 | | 8.8 | | $\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$ | |
| NF | 噪声指数 (在 100MHz) | 并联端接至 50Ω ， $R_S = 50\Omega$ ， $R_I = 25\Omega$ ， $R_F = 10\text{k}\Omega$ | | 6.9 | | dB | |

6409fa

电特性 凡标注●表示该指标适合整个工作温度范围，否则仅指 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。 $V^+ = 5\text{V}$ ， $V^- = 0\text{V}$ ， $V_{\text{CM}} = V_{\text{OCM}} = V_{\text{ICM}} = 1.25\text{V}$ ， $V_{\text{SHDN}} = \text{开路}$ 。 V_S 被定义为 $(V^+ - V^-)$ 。 V_{OUTCM} 被定义为 $(V_{+\text{OUT}} + V_{-\text{OUT}})/2$ 。 V_{ICM} 被定义为 $(V_{+\text{IN}} + V_{-\text{IN}})/2$ 。 V_{OUTDIFF} 被定义为 $(V_{+\text{OUT}} - V_{-\text{OUT}})$ 。

| 符号 | 参数 | 条件 | 最小值 | 典型值 | 最大值 | 单位 |
|---|---|--|------------------|----------------------------|------------------------|------------------------------|
| e_{nVOCM} | 共模噪声电压密度 | $f = 10\text{MHz}$ | | 12 | | nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ |
| V_{ICMR} (注 7) | 输入信号共模范围 | $V_S = 3\text{V}$ $V_S = 5\text{V}$ | ● ● | 0 0 | 1.5 3.5 | V V |
| CMRRI (注 8) | 输入共模抑制比 (参考于输入) $\Delta V_{\text{ICM}}/\Delta V_{\text{OSDIFF}}$ | $V_S = 3\text{V}$ ， V_{ICM} 从 0V 至 1.5V $V_S = 5\text{V}$ ， V_{ICM} 从 0V 至 3.5V | ● ● | 75 75 | 90 90 | dB dB |
| CMRRIO (注 8) | 输出共模抑制比 (参考于输入) $\Delta V_{\text{OCM}}/\Delta V_{\text{OSDIFF}}$ | $V_S = 3\text{V}$ ， V_{OCM} 从 0.5V 至 1.5V $V_S = 5\text{V}$ ， V_{OCM} 从 0.5V 至 3.5V | ● ● | 55 60 | 80 85 | dB dB |
| PSRR (注 9) | 差分电源抑制 ($\Delta V_S/\Delta V_{\text{OSDIFF}}$) | $V_S = 2.7\text{V}$ 至 5.25V | ● | 60 | 85 | dB |
| PSRRCM (注 9) | 输出共模电源抑制 ($\Delta V_S/\Delta V_{\text{OSCM}}$) | $V_S = 2.7\text{V}$ 至 5.25V | ● | 55 | 70 | dB |
| V_S | 电源电压范围 (注 10) | | ● | 2.7 | 5.25 | V |
| G_{CM} | 共模增益 ($\Delta V_{\text{OUTCM}}/\Delta V_{\text{OCM}}$) | $V_S = 3\text{V}$ ， V_{OCM} 从 0.5V 至 1.5V $V_S = 5\text{V}$ ， V_{OCM} 从 0.5V 至 3.5V | ● ● | 1 1 | | V/V V/V |
| ΔG_{CM} | 共模增益误差， $100 \times (G_{\text{CM}} - 1)$ | $V_S = 3\text{V}$ ， V_{OCM} 从 0.5V 至 1.5V $V_S = 5\text{V}$ ， V_{OCM} 从 0.5V 至 3.5V | ● ● | ± 0.1 ± 0.1 | ± 0.3 ± 0.3 | % % |
| BAL | 输出平衡 ($\Delta V_{\text{OUTCM}}/\Delta V_{\text{OUTDIFF}}$) | $\Delta V_{\text{OUTDIFF}} = 2\text{V}$ 单端输入 差分输入 | ● ● | -65 -70 | -50 -50 | dB dB |
| V_{OSCM} | 共模失调电压 ($V_{\text{OUTCM}} - V_{\text{OCM}}$) | $V_S = 3\text{V}$ $V_S = 5\text{V}$ | ● ● | ± 1 ± 1 | ± 5 ± 6 | mV mV |
| $\frac{\Delta V_{\text{OSCM}}}{\Delta T}$ | 共模失调电压漂移 | | ● | 4 | | $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ |
| V_{OUTCMR} (注 7) | 输出信号共模范围 (V_{OCM} 引脚的电压范围) | $V_S = 3\text{V}$ $V_S = 5\text{V}$ | ● ● | 0.5 0.5 | 1.5 3.5 | V V |
| R_{INVOCM} | 输入电阻， V_{OCM} 引脚 | | ● | 30 | 40 50 | K Ω |
| V_{OCM} | V_{OCM} 引脚上的自偏置电压 | $V_S = 3\text{V}$ ， $V_{\text{OCM}} = \text{开路}$ $V_S = 5\text{V}$ ， $V_{\text{OCM}} = \text{开路}$ | ● | 0.85 0.9 | 1.25 1.6 | V V |
| V_{OUT} | 输出电压，高电平，任一输出引脚 | $V_S = 3\text{V}$ ， $I_L = 0$ $V_S = 3\text{V}$ ， $I_L = -20\text{mA}$ $V_S = 5\text{V}$ ， $I_L = 0$ $V_S = 5\text{V}$ ， $I_L = -20\text{mA}$ | ● ● ● ● | 1.85 1.8 3.85 3.8 | 2 1.95 4 3.95 | V V V V |
| | 输出电压，低电平，任一输出引脚 | $V_S = 3\text{V}$ 、 5V ， $I_L = 0$ $V_S = 3\text{V}$ 、 5V ， $I_L = 20\text{mA}$ | ● ● | 0.06 0.2 | 0.15 0.4 | V V |
| I_{SC} | 输出短路电流，任一输出引脚 (注 11) | $V_S = 3\text{V}$ $V_S = 5\text{V}$ | ● ● | ± 50 ± 70 | ± 70 ± 95 | mA mA |
| A_{VOL} | 大信号开环电压增益 | | | 65 | | dB |
| I_S | 电源电流 | | ● | 52 | 56 58 | mA mA |
| I_{SHDN} | 停机模式中的电源电流 | $V_{\text{SHDN}} \leq 0.6\text{V}$ | ● | 100 | 500 | μA |
| R_{SHDN} | SHDN 上拉电阻器 | $V_{\text{SHDN}} = 0\text{V}$ 至 0.5V | ● | 115 | 150 185 | K Ω |
| V_{IL} | SHDN 输入逻辑低电平 | | ● | | 0.6 | V |
| V_{IH} | SHDN 输入逻辑高电平 | | ● | 1.4 | | V |
| t_{ON} | 接通时间 | | | 160 | | ns |
| t_{OFF} | 关断时间 | | | 80 | | ns |

电特性 凡标注●表示该指标适合整个工作温度范围，否则仅指 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。 $V^+ = 5\text{V}$ ， $V^- = 0\text{V}$ ， $V_{\text{CM}} = V_{\text{OCM}} = V_{\text{ICM}} = 1.25\text{V}$ ， $V_{\text{SHDN}} = \text{开路}$ 。 V_S 被定义为 $(V^+ - V^-)$ 。 V_{OUTCM} 被定义为 $(V_{+\text{OUT}} + V_{-\text{OUT}})/2$ 。 V_{ICM} 被定义为 $(V_{+\text{IN}} + V_{-\text{IN}})/2$ 。 V_{OUTDIFF} 被定义为 $(V_{+\text{OUT}} - V_{-\text{OUT}})$ 。

| 符号 | 参数 | 条件 | 最小值 | 典型值 | 最大值 | 单位 |
|--------------------|--|---|-----|------|-----|------------------|
| SR | 转换速率 | 差分输出， $V_{\text{OUTDIFF}} = 4V_{\text{P-P}}$ | | 3300 | | V/ μs |
| | | +OUT 上升 (-OUT 下降) | | 1720 | | V/ μs |
| | | +OUT 下降 (-OUT 上升) | | 1580 | | V/ μs |
| GBW | 增益 - 带宽乘积 | $R_I = 25\Omega$ ， $R_F = 10\text{k}\Omega$ ， $f_{\text{TEST}} = 100\text{MHz}$ | 9.5 | 10 | | GHz |
| | | | ● 8 | | | GHz |
| $f_{-3\text{dB}}$ | -3dB 频率 | $R_I = R_F = 150\Omega$ ， $R_{\text{LOAD}} = 400\Omega$ ， $C_F = 1.3\text{pF}$ | | 2 | | GHz |
| $f_{0.1\text{dB}}$ | 针对 0.1dB 平坦度的频率 | $R_I = R_F = 150\Omega$ ， $R_{\text{LOAD}} = 400\Omega$ ， $C_F = 1.3\text{pF}$ | | 600 | | MHz |
| FPBW | 满功率带宽 | $V_{\text{OUTDIFF}} = 2V_{\text{P-P}}$ | | 550 | | MHz |
| HD2 HD3 | 25MHz 失真 | 差分输入， $V_{\text{OUTDIFF}} = 2V_{\text{P-P}}$ ， $R_I = R_F = 150\Omega$ ， $R_{\text{LOAD}} = 400\Omega$ 二次谐波 三次谐波 | | -104 | | dBc |
| | | | | -106 | | dBc |
| | 100MHz 失真 | 差分输入， $V_{\text{OUTDIFF}} = 2V_{\text{P-P}}$ ， $R_I = R_F = 150\Omega$ ， $R_{\text{LOAD}} = 400\Omega$ 二次谐波 三次谐波 | | -93 | | dBc |
| | | | | -88 | | dBc |
| HD2 HD3 | 25MHz 失真 | 单端输入， $V_{\text{OUTDIFF}} = 2V_{\text{P-P}}$ ， $R_I = R_F = 150\Omega$ ， $R_{\text{LOAD}} = 400\Omega$ 二次谐波 三次谐波 | | -101 | | dBc |
| | | | | -103 | | dBc |
| | 100MHz 失真 | 单端输入， $V_{\text{OUTDIFF}} = 2V_{\text{P-P}}$ ， $R_I = R_F = 150\Omega$ ， $R_{\text{LOAD}} = 400\Omega$ 二次谐波 三次谐波 | | -88 | | dBc |
| | | | | -93 | | dBc |
| IMD3 | 三阶 IMD (在 25MHz) $f_1 = 24.9\text{MHz}$ ， $f_2 = 25.1\text{MHz}$ | $V_{\text{OUTDIFF}} = 2V_{\text{P-P}}$ 包络， $R_I = R_F = 150\Omega$ ， $R_{\text{LOAD}} = 400\Omega$ | | -110 | | dBc |
| | 三阶 IMD (在 100MHz) $f_1 = 99.9\text{MHz}$ ， $f_2 = 100.1\text{MHz}$ | $V_{\text{OUTDIFF}} = 2V_{\text{P-P}}$ 包络， $R_I = R_F = 150\Omega$ ， $R_{\text{LOAD}} = 400\Omega$ | | -98 | | dBc |
| | 三阶 IMD (在 140MHz) $f_1 = 139.9\text{MHz}$ ， $f_2 = 140.1\text{MHz}$ | $V_{\text{OUTDIFF}} = 2V_{\text{P-P}}$ 包络， $R_I = R_F = 150\Omega$ ， $R_{\text{LOAD}} = 400\Omega$ | | -88 | | dBc |
| OIP3 | 等效 OIP3 (在 25MHz) (注 12) | | | 59 | | dBm |
| | 等效 OIP3 (在 100MHz) (注 12) | | | 53 | | dBm |
| | 等效 OIP3 (在 140MHz) (注 12) | | | 48 | | dBm |
| t_S | 稳定时间 | $V_{\text{OUTDIFF}} = 2V_{\text{P-P}}$ 阶跃， $R_I = R_F = 150\Omega$ ， $R_{\text{LOAD}} = 400\Omega$ 稳定至 1% | | 1.9 | | ns |

注 1：高于“绝对最大额定值”部分所列数值的应力有可能对器件造成永久性的损害。在任何绝对最大额定值条件下暴露的时间过长都有可能影响器件的可靠性和使用寿命。

注 2：输入引脚 (+IN、-IN、 V_{OCM} 和 SHDN) 由连接至任一电源的控向二极管保护。如果输入超过任一电源电压，则输入电流应被限制在 10mA 以下。此外，+IN、-IN 输入由一对背对背二极管提供保护。如果差分输入电压超过 1.4V，则应将输入电流限制为 < 10mA。

注 3：可能需要一个散热器，以在输出无限期短路时使结温保持在绝对最大额定值以下。

注 4：LTC6409C/LTC6409I 的保证工作温度范围为 -40°C 至 85°C 。LTC6409H 的保证工作温度范围为 -40°C 至 125°C 。

注 5：LTC6409C 保证在 0°C 至 70°C 的范围内满足规定性能要求。LTC6409C 是按照 -40°C 至 85°C 的规定性能要求来设计和特性分析，并预计可达到相关标准，但在这些温度条件下未进行测试或品质保证 (QA) 采样。LTC6409I 保证在 -40°C 至 85°C 的范围内满足规定性能要求。LTC6409H 保证在 -40°C 至 125°C 的范围内满足规定性能要求。

注 6：输入偏置电流被定义为流进输入端 (-IN 和 +IN) 的输入电流之平均值。输入失调电流被定义为输入电流之间的差异 ($I_{\text{OS}} = I_{\text{B}^+} - I_{\text{B}^-}$)。

电特性

注 7：输入共模范围的测试是在 $V_{ICM} = 1.25V$ 以及“电特性”表所列的极限值条件下进行的，以证实差分失调 (V_{OSDIFF}) 和共模失调 (V_{OSCM}) 相对于 $V_{ICM} = 1.25V$ 时的数值偏差分别不超过 $\pm 1mV$ 和 $\pm 2mV$ 。

输出共模范围的电压范围通过在 V_{OCM} 引脚上施加一个电压来测试，而且测试是在 $V_{OCM} = 1.25V$ 以及“电特性”表所列的极限值条件下进行的，以证实共模失调 (V_{OSCM}) 相对于 $V_{OCM} = 1.25V$ 时的数值偏差分别不超过 $\pm 6mV$ 。

注 8：输入 CMRR 被定义为引脚 +IN 或 -IN 上的输入共模电压变化与参考于差分输入的失调电压变化之比。输出 CMRR 被定义为 V_{OCM} 引脚上的电压变化与参考于差分输入的失调电压变化之比。该指标严重依赖于两个输出与其各自输入之间的反馈匹配，而且难以测量实际的放大器性能 (见本产品手册

“应用信息”部分中的“电阻器对失配的影响”)。请查阅 PSRR 指标，它可以更好地反映实际的放大器性能 (与反馈组件匹配无关)。

注 9：差分电源抑制 (PSRR) 被定义为电源电压的变化与参考于差分输入的失调电压的变化之比。共模电源抑制 (PSRRCM) 被定义为电源电压的变化与输出共模失调电压的变化之比。

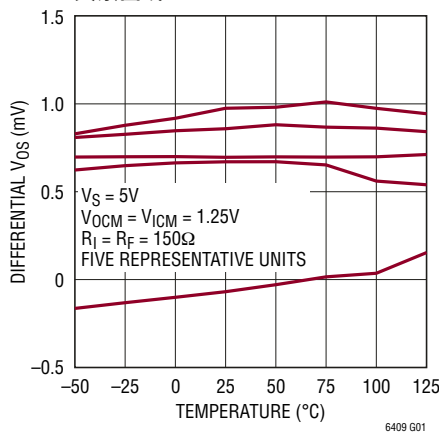
注 10：电源电压范围由电源抑制比测试提供保证。

注 11：输出短路情况下的扩展操作有可能导致结温超过 $150^{\circ}C$ 的限值。

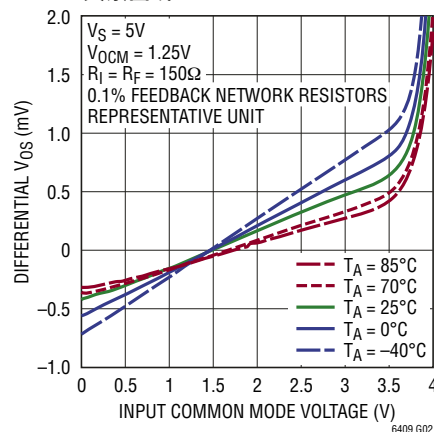
注 12：请查阅本产品手册“应用信息”部分中的“差分线性量度之间的关系”，了解有关怎样利用 IMD3 测量结果来计算等效 OIP3 的信息。

典型性能特征

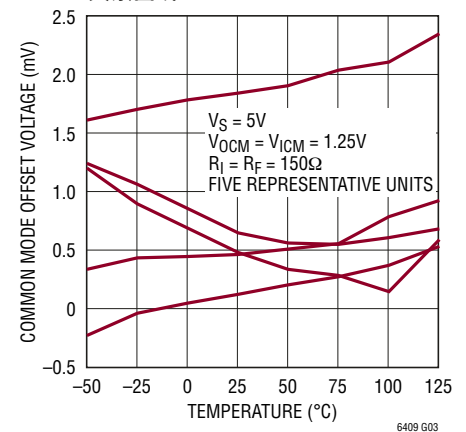
差分输入失调电压与温度的关系曲线



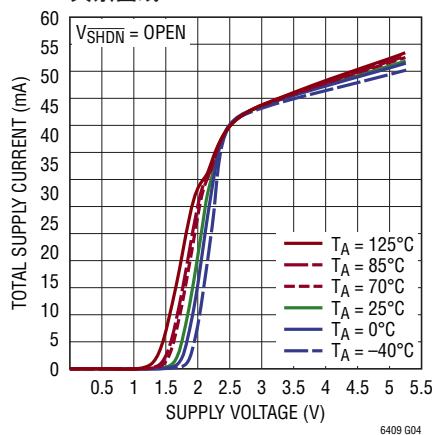
差分输入失调电压与输入共模电压的关系曲线



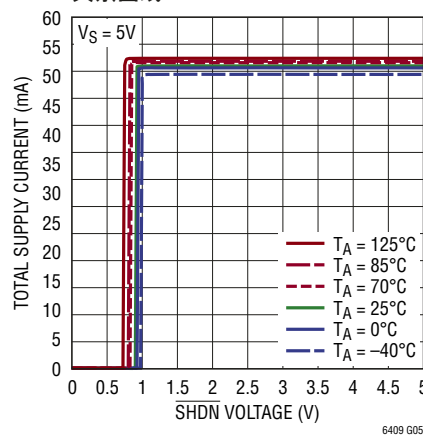
共模失调电压与温度的关系曲线



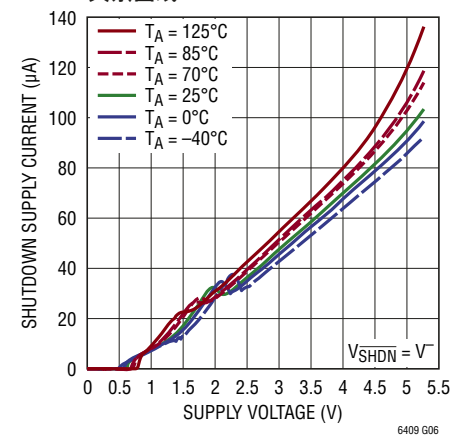
电源电流与电源电压的关系曲线



电源电流与 SHDN 电压的关系曲线

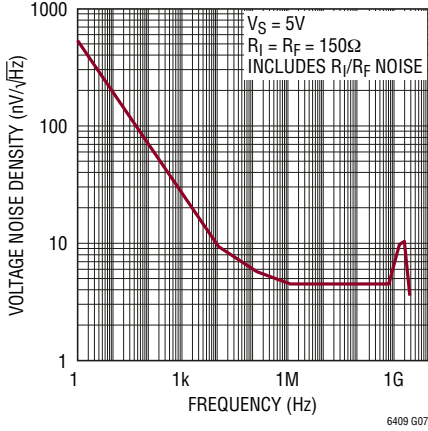


停机电源电流与电源电压的关系曲线

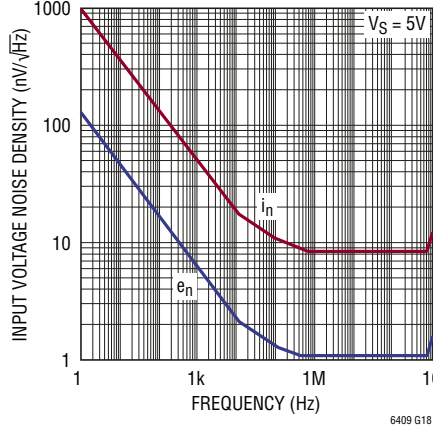


典型性能特征

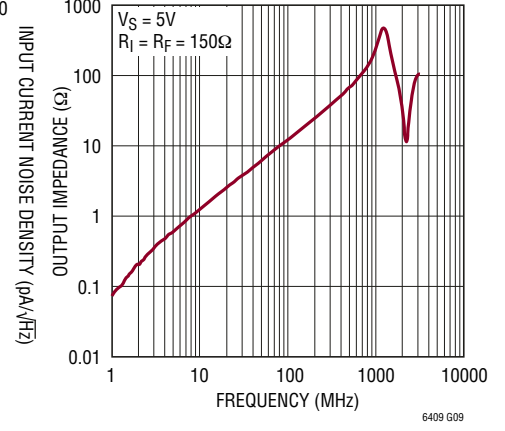
差分输出电压噪声与频率的关系曲线



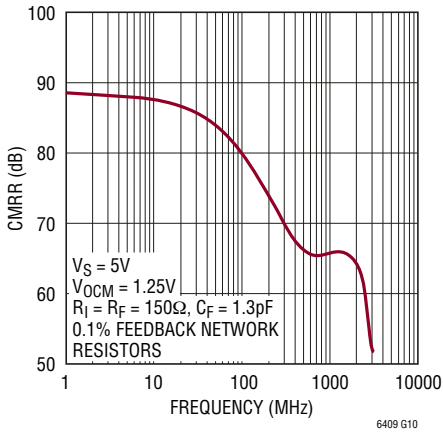
输入噪声密度与频率的关系曲线



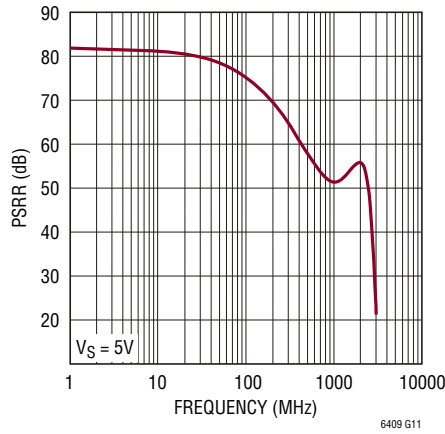
差分输出阻抗与频率的关系曲线



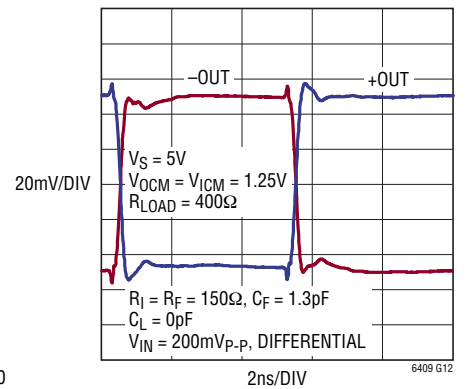
CMRR 与频率的关系曲线



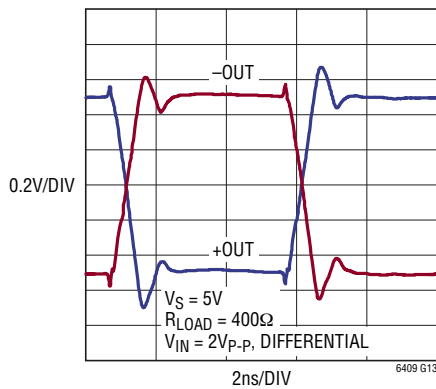
差分 PSRR 与频率的关系曲线



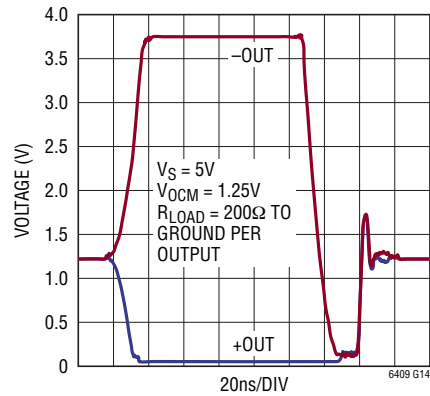
小信号阶跃响应



大信号阶跃响应

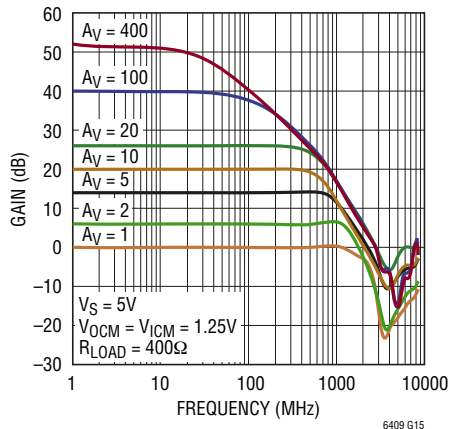


过驱动输出瞬态响应

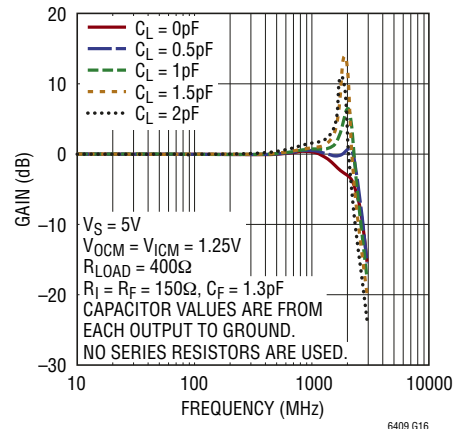


典型性能特征

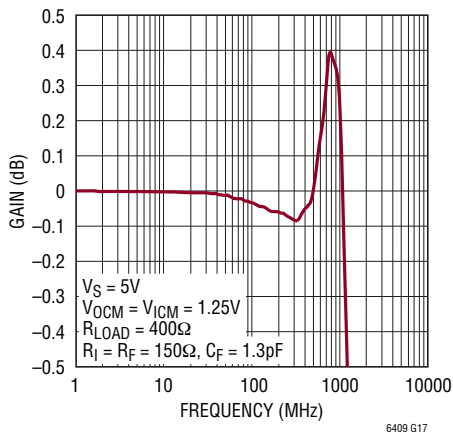
频率响应与闭环增益的关系曲线



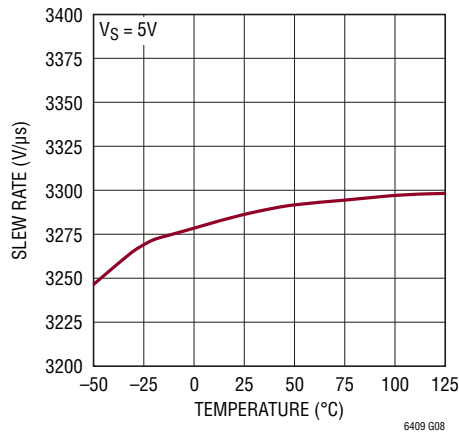
频率响应与负载电容的关系曲线



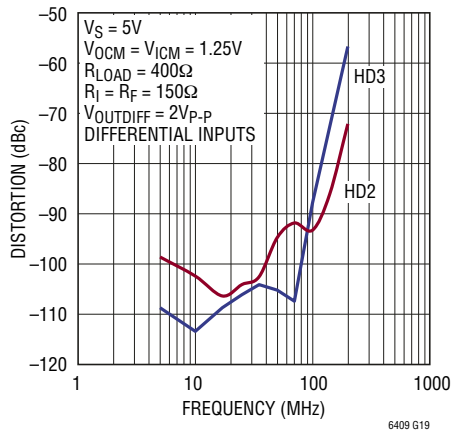
增益 0.1dB 平坦度



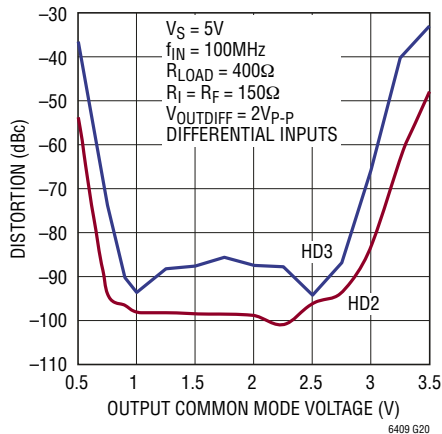
转换速率与温度的关系曲线



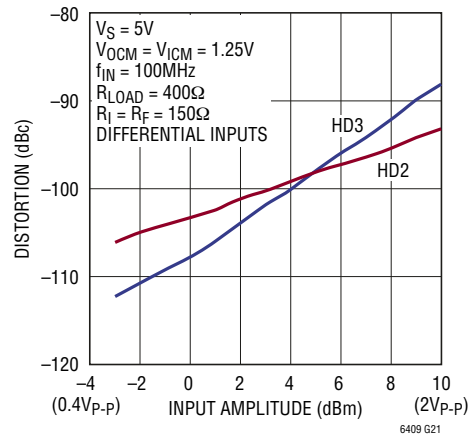
谐波失真与频率的关系曲线



谐波失真与输出共模电压的关系曲线

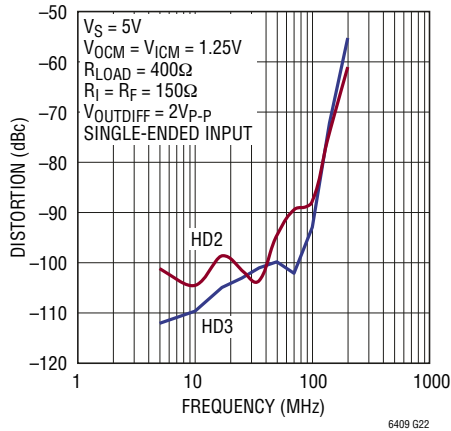


谐波失真与输入幅度的关系曲线

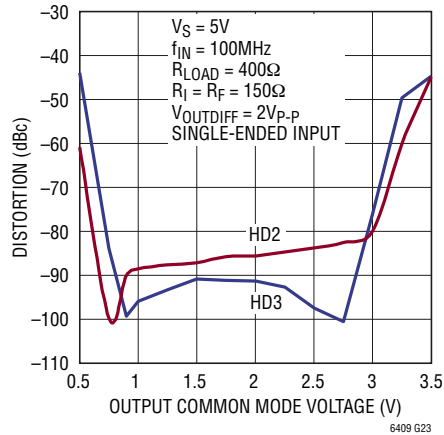


典型性能特征

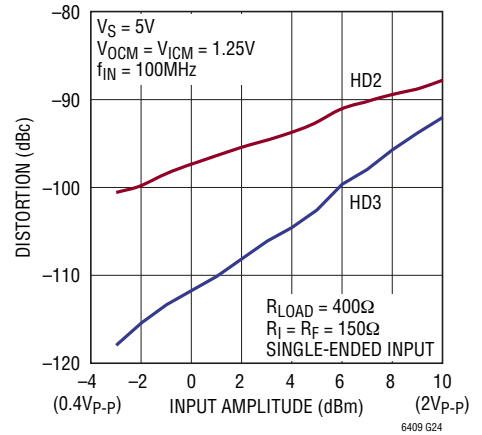
谐波失真与频率的关系曲线



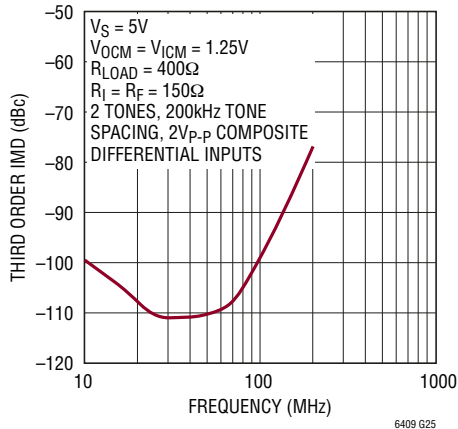
谐波失真与输出共模电压的关系曲线



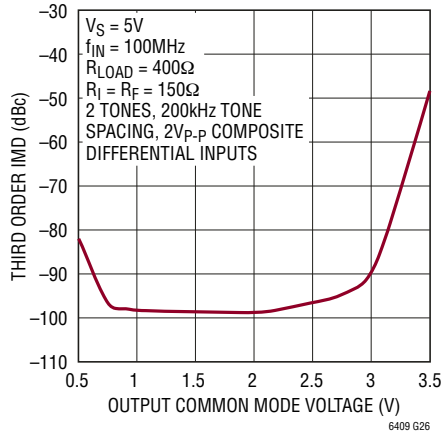
谐波失真与输入幅度的关系曲线



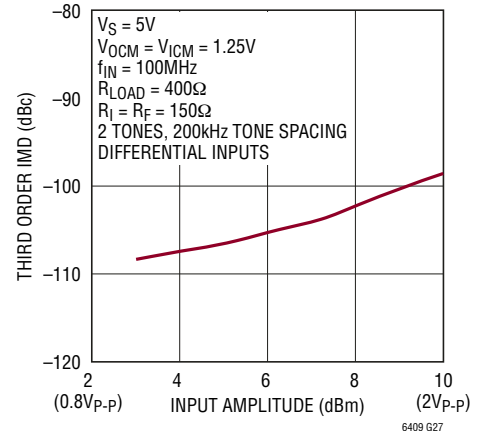
互调失真与频率的关系曲线



互调失真与输出共模电压的关系曲线



互调失真与输入幅度的关系曲线



引脚功能

+IN、-IN (引脚 2、6)：同相输入和反相输入引脚。

SHDN (引脚 3)：当 \overline{SHDN} 浮置或直接连接至 V^+ 时，LTC6409 处于正常 (有源) 工作模式。当 \overline{SHDN} 引脚连接至 V^- 时，则器件被停用且吸收约 100 μA 的电源电流。

V^+ 、 V^- (引脚 4、9 和引脚 8、10)：正和负电源引脚。相似的引脚应连接至相同的电压。

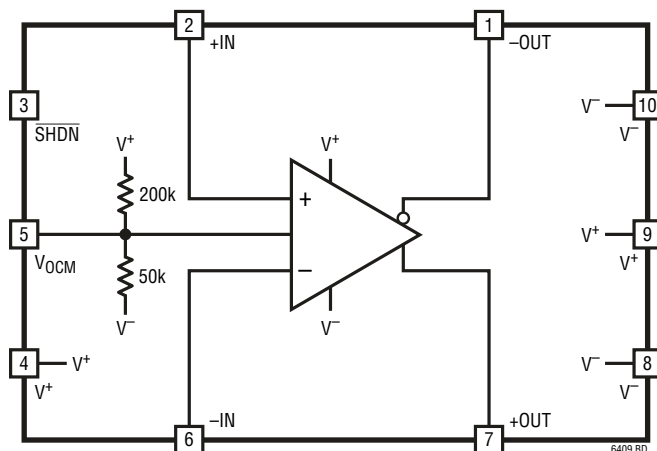
V_{OCM} (引脚 5)：输出共模基准电压。该引脚上的电压用于

设定输出共模电压电平。如果该引脚被浮置，则当采用一个 5V 电源时，一个内部电阻分压器将产生一个 1.25V 的默认电压。

+OUT、-OUT (引脚 7、1)：差分输出引脚。

裸露衬垫 (引脚 11)：将底部衬垫连接至 V^- 。倘若采用分离电源，则不要把该衬垫连接至地。

方框图



应用信息

功能描述

LTC6409 是一款小外形、宽带、高速、低噪声和低失真的全差分放大器，具有准确的输出相位平衡功能。该放大器专为驱动低电压、单电源、差分输入模数转换器 (ADC) 而优化。LTC6409 的输入共模范围包括地电位，因而非常适合于对接地参考单端信号进行 DC 耦合，并将其转换为参考于用户提供的输出共模电压的差分信号。这对于驱动这些差分 ADC 是很理想的。另外，放大器的平衡差分特性还提供了偶次谐波失真消除功能以及对于共模噪声 (如电源噪声) 的低敏感度。LTC6409 能够采用一个单端输入和差分输出、或者采用一个差分输入和差分输出进行运作。

LTC6409 的输出能从接近地电位摆动至 $V^+ - 1V$ 。它们可供应或吸收高达约 70mA 的电流。负载电容应采用从每个输出引出至少 10Ω 的串联电阻进行去耦。

输入引脚保护

采用两对在 +IN 和 -IN 之间背对背连接的串联二极管对 LTC6409 的输入级提供了 $>1.4V$ 的差分输入电压保护。而且，输入引脚以及 V_{OCM} 和 SHDN 引脚还具有至任一电源

的箝位二极管。如果这些引脚被驱动至超过任一电源的电压，则应把电流限制为 10mA 以避免损坏 IC。

SHDN 引脚

SHDN 引脚是一个 CMOS 逻辑输入，具有一个 150k 的内部上拉电阻器。如果该引脚被驱动至低电平，则 LTC6409 断电。倘若该引脚被置于未连接状态或驱动至高电平，则器件处于正常的有源操作状态。应采用一些谨慎的措施控制该引脚上的漏电流，以防止 LTC6409 被意外置于停机模式。停机与启动状态之间的接通和关断时间通常 $< 200ns$ 。

一般的放大器应用

在图 1 中，从 V_{INP} 和 V_{INM} 至 $V_{OUTDIFF}$ 的增益由下式给出：

$$V_{OUTDIFF} = V_{+OUT} - V_{-OUT} \approx \frac{R_F}{R_I} \cdot (V_{INP} - V_{INM}) \quad (1)$$

由 (1) 式我们注意到：差分输出电压 ($V_{+OUT} - V_{-OUT}$) 与输入和输出共模电压 (或共模引脚上的电压) 完全无关。这使

应用信息

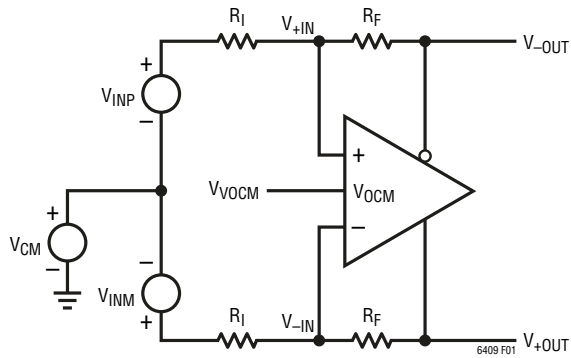


图 1：用于共模范围的电路

得 LTC6409 非常适合于前置放大、电平移位及单端信号至差分输出信号的转换，以驱动差分输入 ADC。

输出共模和 V_{OCM} 引脚

输出共模电压被定义为两个输出的平均值：

$$V_{OUTCM} = V_{OCM} = \frac{V_{+OUT} + V_{-OUT}}{2}$$

如上式所示，输出共模电压与输入共模电压无关，而是由 V_{OCM} 引脚上的电压借助于一个内部共模反馈环路来决定。

如果 V_{OCM} 引脚被置于开路状态，则一个内部电阻分压器在采用 5V 电源时将产生一个 1.25V 的默认电压。如果需要，可以把 V_{OCM} 引脚过驱动至另一个电压。例如：当驱动一个 ADC 时，倘若 ADC 使一个基准可用于设定共模电压，则只要 ADC 能够驱动 V_{OCM} 引脚的 40k 输入电阻，它就可以直接连接至 V_{OCM} 引脚。“电特性”表中规定了可施加至 V_{OCM} 引脚的有效电压范围 (V_{OUTCMR})。

输入共模电压范围

LTC6409 的输入共模电压范围 (V_{ICM}) 被定义为两个输入引脚电压 (V_{+IN} 和 V_{-IN}) 的平均值。可用于 V_{ICM} 的有效范围已规定于“电特性”表 (V_{ICMR})。然而，由于增益和反馈电阻器的外部阻性分压器的作用，能够处理的有效信号范围更宽。运算放大器输入端上的输入共模范围取决于电路

配置 (增益)、 V_{OCM} 和 V_{CM} (参阅图 1)。对于 $V_{INP} = -V_{INM}$ 的全差分输入应用，共模输入近似为：

$$V_{ICM} = \frac{V_{+IN} + V_{-IN}}{2} \approx V_{OCM} \cdot \frac{R_I}{R_I + R_F} + V_{CM} \cdot \frac{R_F}{R_I + R_F}$$

采用单端输入时，有一个至输入共模电压的输入信号分量。只施加 V_{INP} 时 (把 V_{INM} 设定为零)，输入共模电压约为：

$$V_{ICM} = \frac{V_{+IN} + V_{-IN}}{2} \approx V_{OCM} \cdot \frac{R_I}{R_I + R_F} + V_{CM} \cdot \frac{R_F}{R_I + R_F} + \frac{V_{INP}}{2} \cdot \frac{R_F}{R_I + R_F} \quad (2)$$

这意味着：假如输入信号 (V_{INP}) 是一个正弦波，则该正弦信号的一个衰减版本也将出现在运算放大器的输入端上。

输入阻抗和负载效应

图 1 中 V_{INP} 或 V_{INM} 输入的低频输入阻抗取决于输入的驱动方式。对于全差分输入电源 ($V_{INP} = -V_{INM}$)，任一输入端上的输入阻抗即为：

$$R_{INP} = R_{INM} = R_I$$

对于单端输入，由于输入端上信号不平衡的原因，输入阻抗实际上比平衡差分的场合有所增加。任一输入端的输入阻抗为：

$$R_{INP} = R_{INM} = \frac{R_I}{1 - \frac{1}{2} \cdot \frac{R_F}{R_I + R_F}}$$

具有非零输出阻抗的输入信号源也会在反馈网络对之间引起反馈失衡。为了获得最佳性能，建议对输入源输出阻抗进行补偿。如果信号源需要输入阻抗匹配，则应选择一个

应用信息

合适的终端电阻器 R_T (见图 2) 以使：

$$R_T = \frac{R_{INM} \cdot R_S}{R_{INM} - R_S}$$

根据图 2，差分放大器的输入阻抗 (R_{INM}) 反映了上述单端信号源的情形。同样， R_2 被选择为：

$$R_2 = R_T \parallel R_S = \frac{R_T \cdot R_S}{R_T + R_S}$$

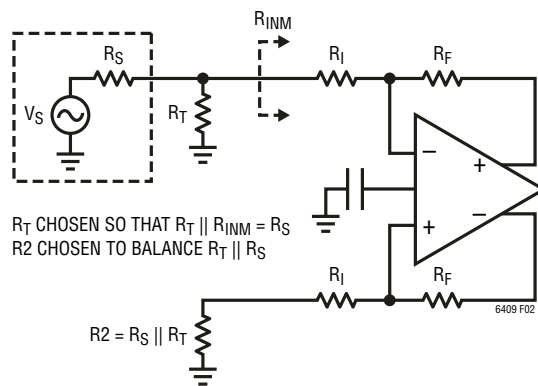


图 2：针对信号源阻抗的最优补偿

电阻器对失配的影响

图 3 给出的电路示意图考虑到了实际电阻器不完全匹配的情况。假设开环增益无穷大，则差分输出关系由下式给出：

$$V_{OUTDIFF} = V_{+OUT} - V_{-OUT} \approx V_{INDIFF} \cdot \frac{R_F}{R_I} +$$

$$V_{CM} \cdot \frac{\Delta\beta}{\beta_{AVG}} - V_{OCM} \cdot \frac{\Delta\beta}{\beta_{AVG}}$$

式中的 R_F 是 R_{F1} 和 R_{F2} 的平均值， R_I 是 R_{I1} 和 R_{I2} 的平均值。

β_{AVG} 被定义为从输出至其各自输入的平均反馈因子：

$$\beta_{AVG} = \frac{1}{2} \cdot \left(\frac{R_{I1}}{R_{I1} + R_{F1}} + \frac{R_{I2}}{R_{I2} + R_{F2}} \right)$$

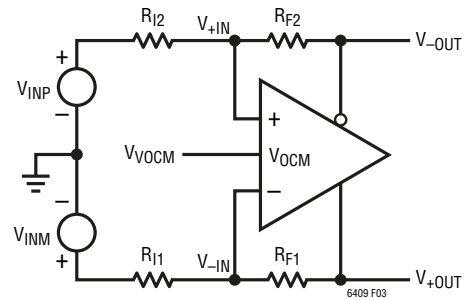


图 3：具反馈电阻器对失配的实际应用电路

$\Delta\beta$ 被定义为反馈因子之差：

$$\Delta\beta = \frac{R_{I2}}{R_{I2} + R_{F2}} - \frac{R_{I1}}{R_{I1} + R_{F1}}$$

这里， V_{CM} 和 V_{INDIFF} 被分别定义为两个输入电压 V_{INP} 和 V_{INM} 的平均值和差异：

$$V_{CM} = \frac{V_{INP} + V_{INM}}{2}$$

$$V_{INDIFF} = V_{INP} - V_{INM}$$

当反馈比失配时 ($\Delta\beta$)，将出现共模至差分转换。将差分输入设定为零 ($V_{INDIFF} = 0$)，共模至差分转换度由下式给出：

$$V_{OUTDIFF} = V_{+OUT} - V_{-OUT} \approx (V_{CM} - V_{OCM}) \cdot \frac{\Delta\beta}{\beta_{AVG}} \quad (3)$$

一般而言，反馈对失配度是信号和噪声的共模至差分转换的成因之一。采用 0.1% 或更高精度的电阻器将使大多数问题得到缓解，并提供约 54dB 的最坏情况共模抑制。应采用一个低阻抗接地平面作为输入信号源和 V_{OCM} 引脚的基准。

反馈因子失配对失真性能会产生什么样的影响，人们或许会关心这一点。当使用 1% 或更高精度的电阻器时，反馈因子失配对于失真的影响可以忽略不计。然而，在单电源电平移位应用中，由于在输入共模电压与输出共模电压之

应用信息

间存在一个电压差，因此电阻器失配有可能使放大器的视在电压失调劣于规定值。

由反馈因子失配引起的视在输入参考失调可由 (3) 式得出：

$$V_{OSDIFF}(APPARENT) \approx (V_{CM} - V_{OCM}) \cdot \Delta\beta$$

在一个采用 0.1% 精度电阻器、输入共模接地和 V_{OCM} 引脚被施加 1.25V 偏置的单 5V 电源应用电路中使用 LTC6409 时，最坏情况失配会引起 1.25mV 的视在失调电压。

噪声和噪声指数

LTC6409 的差分输入参考电压和电流噪声密度分别为 $1.1\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ 和 $8.8\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$ 。除了由放大器所产生的噪声之外，周围的反馈电阻器也会产生噪声。图 4 示出了简化的噪声模型。由放大器和反馈组件产生的输出噪声由下式给出：

$$e_{no} = \sqrt{\left[e_{ni} \cdot \left(1 + \frac{R_F}{R_I} \right) \right]^2 + 2 \cdot (i_n \cdot R_F)^2 + 2 \cdot \left(e_{nRI} \cdot \frac{R_F}{R_I} \right)^2 + 2 \cdot e_{nRF}^2}$$

如果放大器周围的电路处于良好平衡状态，则在上面给出的差分输出噪声公式中就不会出现放大器的共模噪声 (e_{nVOCM})。图 5 示出了该公式的曲线图以及 LTC6409 的反馈组件所产生之噪声的曲线图。

LTC6409 的输入参考电压噪声产生了一个 75Ω 电阻器的等效噪声。当反馈网络由阻值大于该数值的电阻器组成时，输出噪声的主要成分是电阻器噪声和放大器电流噪声。对于由阻值小于 75Ω 电阻器组成的反馈网络，输出噪声则以电压噪声为主 (见图 5)。

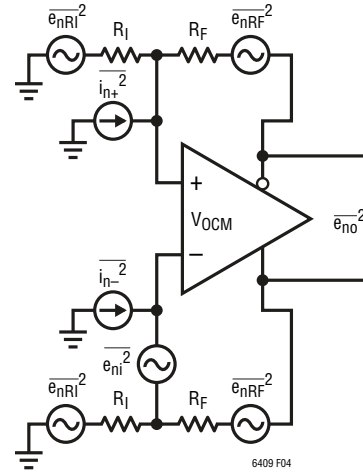


图 4：简化的噪声模型

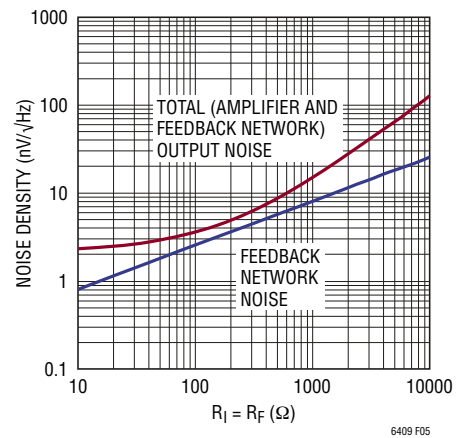


图 5：LTC6409 输出噪声与仅由反馈网络产生之噪声的关系曲线

较小的电阻器阻值总是会产生较低的噪声，但由此付出的代价则是失真的增加，这是由于反馈网络在输出端上施加的负载增大造成的。较大的电阻器阻值虽然将导致较高的输出噪声，但通常会由于输出端上负载的减低而使失真性能有所改善。为此，当 LTC6409 以数值为 1 的差分增益进行配置时，建议采用阻值至少为 150Ω 的反馈电阻器。

如欲计算噪声指数 (NF)，则还应考虑源电阻及其产生的噪声。图 6 示出了一种包括源电阻 (R_S) 的放大器噪声模型。

应用信息

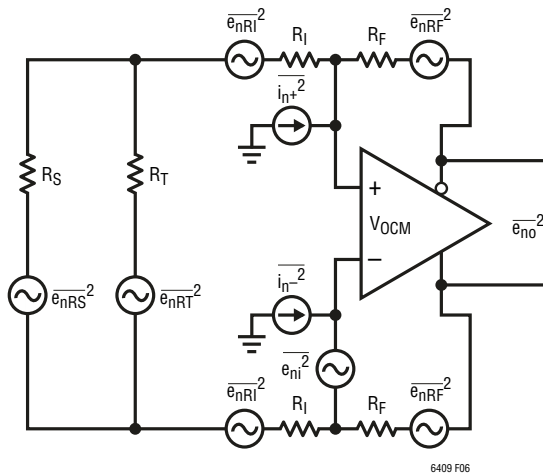


图 6：一种更为通用的噪声模型
(包括信号源和终端电阻器)

为了使计算具有通用性，该模型中包含了一个终端电阻器 (R_T)，并将其所产生的噪声考虑在内。

现在，总输出噪声功率 (不包括 R_S 产生的噪声) 可按下式计算：

$$e_{no}^2 = \left[e_{ni} \cdot \left(1 + \frac{R_F}{R_I + \left(\frac{R_T \parallel R_S}{2} \right)} \right) \right]^2 + 2 \cdot (i_n \cdot R_F)^2 + 2 \cdot \left(e_{nRI} \cdot \frac{R_F}{R_I + \left(\frac{R_T \parallel R_S}{2} \right)} \right)^2 + 2 \cdot e_{nRF}^2 + \left[e_{nRT} \cdot \frac{R_F}{R_I} \cdot \left(\frac{2R_I \parallel R_S}{R_T + (2R_I \parallel R_S)} \right) \right]^2$$

同时，由 R_S 噪声所产生的输出噪声功率由下式得出：

$$e_{no}^2_{(RS)} = \left[e_{nRS} \cdot \frac{R_F}{R_I} \cdot \left(\frac{2R_I \parallel R_T}{R_S + (2R_I \parallel R_T)} \right) \right]^2$$

最后，可由下式求得噪声指数：

$$NF = 10 \log \left(1 + \frac{e_{no}^2}{e_{no}^2_{(RS)}} \right)$$

图 7 详细说明了测量的总输出噪声 (e_{no}) (不包括源电阻产生的噪声)，以及采用 1V/V、2V/V 和 5V/V 的闭环增益 ($A_V = R_F/R_I$) 进行配置的 LTC6409 噪声指数 (NF)。左列中的电路采用终端电阻器和变压器以与 50Ω 的源电阻相匹配，而右列中的电路则未进行这种匹配。为简单起见，电路中并未示出隔直流和旁路电容器，因为它们对噪声结果没有影响。

差分线性量度之间的关系

在许多放大器应用中，线性当然是重要的考虑因素之一。这一节说明了全差分放大器的互调失真与 RF 类部件中常用的其他线性量度的关系。

在 RF 通信领域中，截取点长期以来一直是被用作重要设计准则的指标，以作为信号链路中某个器件 (例如：放大器、混频器等) 的互调失真性能的量度。和噪声指数相似，截取点可以容易地通过一个信号链路前后级联以确定一个接收器链路的整体性能，从而简化系统级计算。传统上，这些系统主要采用专为在 50Ω 环境中运作而设计的单端 RF 放大器作为增益部件，就像接收器链路的其余部分一样。由于截取点是以 dBm 为单位来表示，因此这意味着一个 50Ω 的关联阻抗。

然而，对于作为一个具低输出阻抗的差分反馈放大器的 LTC6409 而言，并不需要一个 50Ω 的阻性负载 (不同于 RF 放大器)。当评估 LTC6409 的截取点时，这一差别很重要。事实上，当在每个输出端上具有 200Ω 至 1kΩ 负载 (与 ADC 的输入阻抗非常相似) 时，LTC6409 可产生最优的失真性能。因此，将 ADC 的输入终接至 50Ω 实际上可能会有损于系统性能。

应用信息

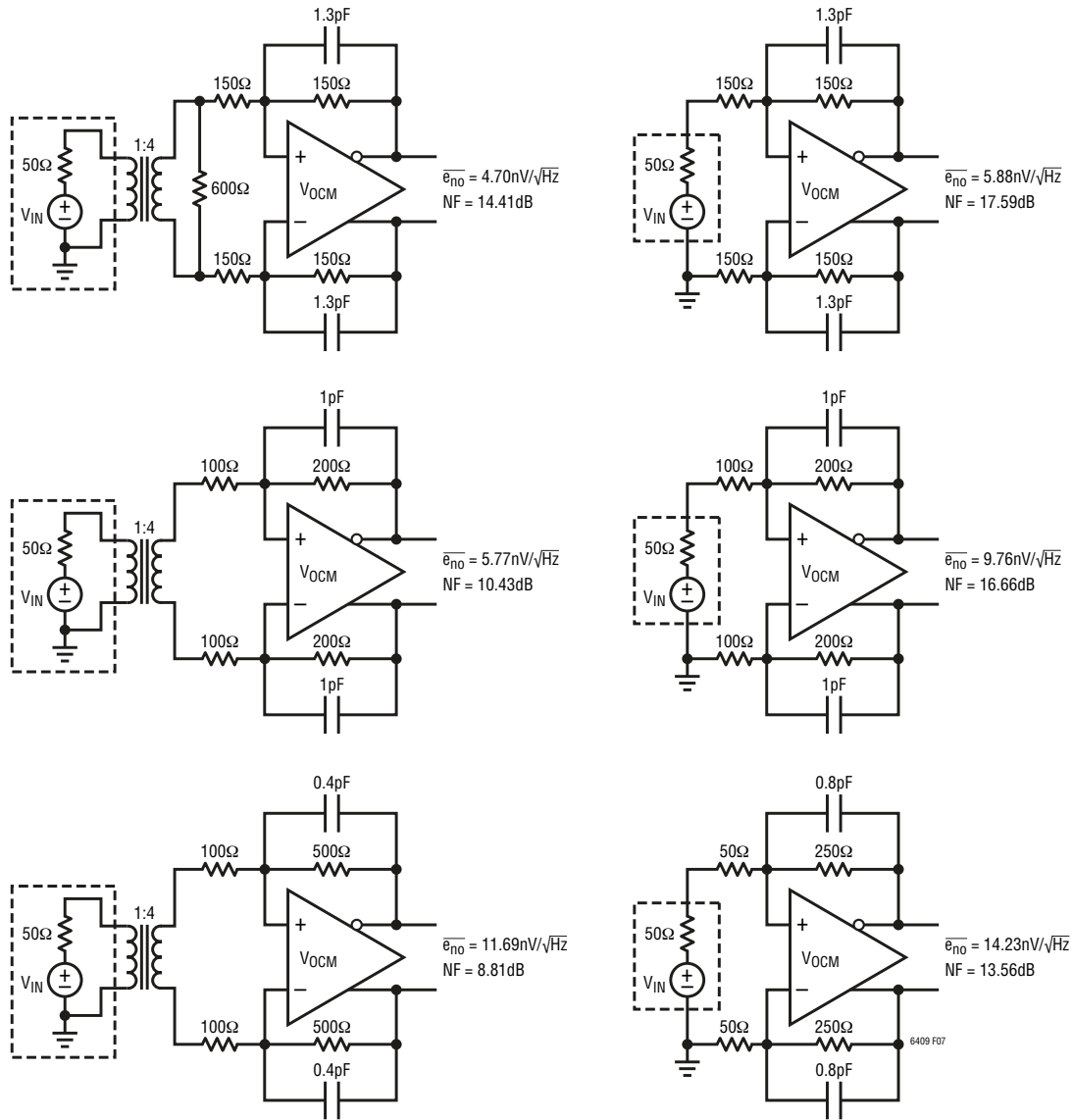


图 7：在不同的闭环增益以及采用和未采用源阻抗匹配情况下的 LTC6409 实测输出噪声和噪声指数

三阶互调失真 (IMD3) 的定义示于图 8。而且，图 9 中还描绘了一种使 IMD3 与输出 / 输入三阶截取点 (OIP3/IIP3) 相关联的方法。根据该图，(4) 式给出了相对于互调失真的截取点定义。

$$OIP3 = P_0 + \frac{|IMD3|}{2}$$

(4)

P_0 是在其上进行 IMD3 测量的两个音调各自的输出功率，如图 9 所示。其单位为 dBm，计算式如下：

$$P_0 = 10 \log \left(\frac{V_{PDIFF}^2}{2 \cdot R_L \cdot 10^{-3}} \right) \quad (5)$$

式中的 R_L 为差分负载电阻， V_{PDIFF} 为单音调的差分峰值电

应用信息

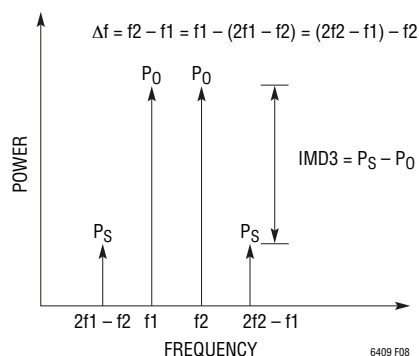


图 8：IMD3 的定义

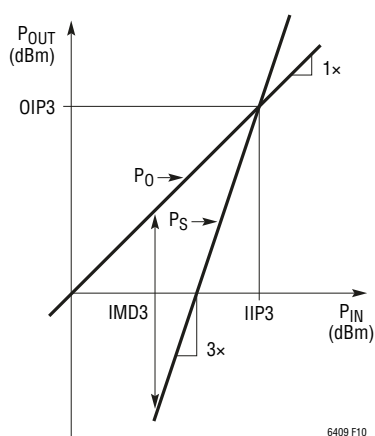


图 9：IMD3 与 OIP3 之间关系的图形表示

压。一般地，互调失真是针对放大器输出端上的一个 $2V_{P-P}$ 基准复合差分峰值电压（意味着每个单音调为 $1V_{P-P}$ ，从而导致 $V_{PDIFF} = 0.5V$ ）而拟订的。当采用 $R_L = 50\Omega$ 作为关联阻抗时， P_0 的计算值接近 4dBm。

由 (5) 式可见，当采用较高的阻抗时，相同水平的互调失真性能将产生一个较低的截取点。于是，在处理截取点时应考虑 LTC6409 输出端上的阻抗，这一点很重要。

当假设一个共同的阻抗水平时，不同类型放大器之间的线性指标比较就变得容易了。为此，LTC6409 公布的截取点是以归一化至 50Ω 负载阻抗为条件的。在“电特性”表中，OIP3 比 IMD3 绝对值的一半高出 4dBm 的原因就在于此。

如果 LTC6409 演示电路板 (DC1591A，示于图 12) 的上半部用于测量 IMD3 和 OIP3，则务必正确地将放大器差分输出端上的功率转换为演示电路板单端输出上的功率。图 10 给出了演示电路板上半部的等效示意图。该图省略了对此处的分析没有影响的隔直流和旁路电容器。这里，传输线变压器（主要用于阻抗匹配）被模拟为理想的 4:1 阻抗变压器和一个 -1dB 部件。这把变压器的插入损耗与其理想的工作特性分离开来。LTC6409 输出端上的 100Ω 电阻器产生了一个差分 200Ω 电阻，这对于反射 R_L 是一个阻抗匹配。

如前文所述，IMD3 是针对 LTC6409 输出端上的 $2V_{P-P}$ 差分峰值（即：10dBm）并对应于各输入端上的 $1V_{P-P}$ （即：4dBm）进行测量的。从 LTC6409 输出（图 10 中的位置 A）到输出变压器的输入（位置 B），存在一个 $1/2$ （即 -6dB ）的电压衰减，该衰减由位于位置 B 上的 $R_L \cdot 4 = 200\Omega$ 差分电阻与 LTC6409 输出端上两个 100Ω 匹配电阻器形成的 200Ω 电阻之间的阻性分压器产生。于是，位置 B 处的差

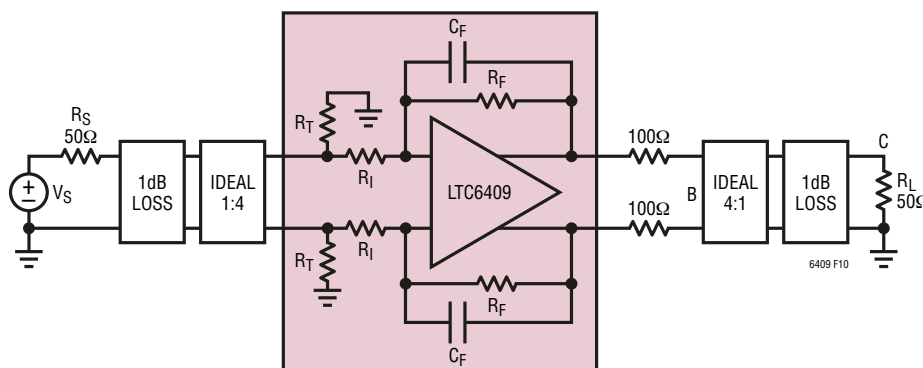


图 10：LTC6409 演示电路板上半部的等效示意图

应用信息

分功率为 $10 - 6 = 4\text{dBm}$ 。由于变压器的匝数比为 4:1 且其具有约 1dB 的插入损耗，因此位置 C (R_L 的两端) 处的功率计算值为 $4 - 6 - 1 = -3\text{dBm}$ 。这意味着，IMD3 应在演示电路板输出端上的功率为 -3dBm 的情况下 (它等效于在 LTC6409 的输出端上具有 $2V_{P-P}$ 的差分峰值 [即： 10dBm]) 测量。

GBW 与 $f_{-3\text{dB}}$

作为 LTC6409 速度性能的不同量度，增益-带宽乘积 (GBW) 和 -3dB 频率 ($f_{-3\text{dB}}$) 均在“电特性”表中做了规定。GBW 通过在某个特定频率 (f_{TEST}) 上测量放大器的增益并计算增益 $\cdot f_{\text{TEST}}$ 获得。为测量增益，应选择足够小的反馈因子 (即： $\beta = R_I / (R_I + R_F)$) 以避免反馈环路限制 LTC6409 在 f_{TEST} 频率条件下的可用增益，从而确保实测增益为放大器的开环增益。只要该条件得到满足，GBW 就是一个仅取决于内部设计和放大器补偿的参数，而且是一个用于确定放大器固有速度性能的合适量度。

另一方面， $f_{-3\text{dB}}$ 则是一个在不同应用中具有更加实际之意义的参数，其定义为：增益比其低频值低 3dB 时的频率。 $f_{-3\text{dB}}$ 的数值取决于放大器的速度以及反馈因子。由于 LTC6409 专为在一个数值 = 1 的差分信号增益条件下 (此时 $R_I = R_F$ 或 $\beta = 1/2$) 保持稳定而设计，因此最大 $f_{-3\text{dB}}$ 利用该增益设定值获得和测量，如“电特性”表中所称。

在大多数放大器中，开环增益响应对于交叉频率之前的大多数频率均呈现一种传统的单极点滚降特性，而且 GBW 和 $f_{-3\text{dB}}$ 数值彼此接近。然而，LTC6409 是有意以一种使其 GBW 明显大于其 $f_{-3\text{dB}}$ 的方式进行补偿的。这意味着在较低的频率下 (比如：此时输入信号频率通常位于 100MHz) 放大器的增益 (因而也包括反馈环路增益) 较大。这种做法所具有的重要优势为：可进一步实现放大器的线性化并改善这些频率条件下的失真性能。

观察一下本产品手册“典型性能特征”部分中的“频率响应与闭环增益的关系曲线”图，可以发现：对于数值为 1 的闭环增益 (A_V) (此时 $R_I = R_F = 50\Omega$)， $f_{-3\text{dB}}$ 约为 2GHz。然而，对于 $A_V = 400$ (此时 $R_I = 25\Omega$ 和 $R_F = 10\text{k}\Omega$)，100MHz 频率下的增益接近 $40\text{dB} = 100\text{V/V}$ ，意味着 GBW 值 = 10GHz。

反馈电容器

当 LTC6409 采用低差分增益进行配置时，采用一个与每个反馈电阻器 (R_F) 相并联的反馈电容器 (C_F) 常常是有利的。使用 C_F 可实现一个极点-零点对 (其中零点频率通常小于极点频率)，并给放大器周围的反馈环路增益增加正相位。因此，如果选择正确的话，增设 C_F 将提升相位裕量并改善反馈环路的稳定性响应。例如：当 $R_I = R_F = 150\Omega$ 时，对于大多数普通应用建议在每个 R_F 的两端采用 $C_F = 1.3\text{pF}$ 。选择该电容值旨在最大限度地提高 LTC6409 的 $f_{-3\text{dB}}$ ，并将闭环增益的峰化与频率响应的关系保持在一个合理的水平 ($< 1\text{dB}$)。它还产生了针对 0.1dB 增益平坦度的最高频率 ($f_{0.1\text{dB}}$)。

不过，也可以采用其他的 C_F 值并针对其他的特定应用进行相应的调整。一般而言，较大的 C_F 值可减低放大器在频域和时域中的峰化 (过冲)，但同时也将缩小闭环带宽 ($f_{-3\text{dB}}$)。例如：对于一个数值为 5 的闭环增益 (A_V)， $C_F = 0.8\text{pF}$ 可产生最大的 $f_{-3\text{dB}}$ (如本产品手册前面的“频率响应与闭环增益的关系曲线”图所示)，如果采用 $C_F = 1.2\text{pF}$ ，则放大器在时域中不会出现过冲，这在某些应用中是合乎需要的。本节中所讨论的两款电路均示于本产品手册的“典型应用”部分。

应用信息

电路板布局和旁路电容器

对于单电源应用，建议采用通过简短的连接线，将高质量的 $0.1\mu\text{F} \parallel 1000\text{pF}$ 陶瓷旁路电容器直接布设在每个 V^+ 引脚与最靠近它的 V^- 引脚之间。应采用最少的布线把 V^- 引脚 (包括裸露衬垫) 直接连接至一个低阻抗接地平面。

对于双 (分离) 电源应用，建议采用额外的高质量 $0.1\mu\text{F} \parallel 1000\text{pF}$ 陶瓷电容器，将 V^+ 引脚和 V^- 引脚旁路至地，且同样应使用尽可能少的布线。

如需驱动重的差分负载 ($<200\Omega$)，则可能需要增加旁路电容以实现最优的性能。请牢记：小几何尺寸 (比如：0603 规格) 的表面贴装型陶瓷电容器其自谐振频率远远高于带引线的电容器，在高速应用中的工作性能最佳。

为了防止稳定性响应性能的下降，强烈建议使印刷电路连线尽可能简短，以把输入引脚 $+IN$ 和 $-IN$ 上的杂散电容保持在一个绝对最小值。当反馈电阻器网络在 $R_I = R_F$ 的电路中使用大于 500Ω 的电阻值时，尤其必需如此。

在输出端，应始终牢记 LTC6409 的差分特性，因为至关重要的是两个输出端所承受的负载阻抗 (杂散阻抗或预期阻抗) 尽可能地平衡和对称。这将有助于保持 LTC6409 的平衡操作，可最大限度地减少偶次谐波的产生并最大限度地抑制共模信号和噪声。

V_{OCM} 引脚应采用一个至少 $0.01\mu\text{F}$ 的高质量陶瓷电容器旁路至接地平面。这将避免该引脚上的共模信号和噪声由于 IC 外部和内部的阻抗失配而被意外地转换为差分信号和噪声。

驱动 ADC

LTC6409 的接地参考输入、差分输出和可调输出共模电压使其非常适合与差分输入 ADC 相连接。此类 ADC 通常采用单电源电压供电，并具有一个接近电源电压中间值的最优共模输入范围。LTC6409 通过提供单端至差分转换及共模电平移位连接至这些 ADC。

ADC 的采样过程会产生一个瞬变，这是由于 ADC 采样电容器的接入而引起的。当电荷在放大器和采样电容器之间传递时，这将短暂地使放大器的输出短路。放大器必须在采样周期结束之前从上述瞬变实现恢复与稳定，以提供输入信号的有效表示。LTC6409 将从这些周期性的负载脉动快速地实现稳定。位于驱动器输出与 ADC 输入之间的 RC 网络负责对 ADC 的采样瞬变进行隔离 (见图 11)。电容用于在采样过程中提供大量的电荷，而位于 LTC6409 输出端上的两个电阻器则用于对 ADC 注入的任何电荷进行阻尼和衰减。RC 滤波器还提供了额外的好处，就是可对宽带输出噪声实施频带限制。一般来说，较长的时间常数能改善 SNR，但代价是延长了稳定所需的时间。去耦网络中的电阻器至少应为 10Ω 。这些电阻器还用于消除 LTC6409 输出与负载电容间的相互影响。电阻器阻值过大将导致无法提供稳定所需的足够时间。电阻器阻值过小则将造成不能对采样过程的负载瞬变给予正确的阻尼，从而使得实现稳定所需的时间有所延长。在 16 位应用中，这通常将需要一个最小值为 11 的 RC 时间常数。为了获得最低的失真，应选择具有低介电吸收特性的电容器 (例如：COG 多层陶瓷电容器)。

应用信息

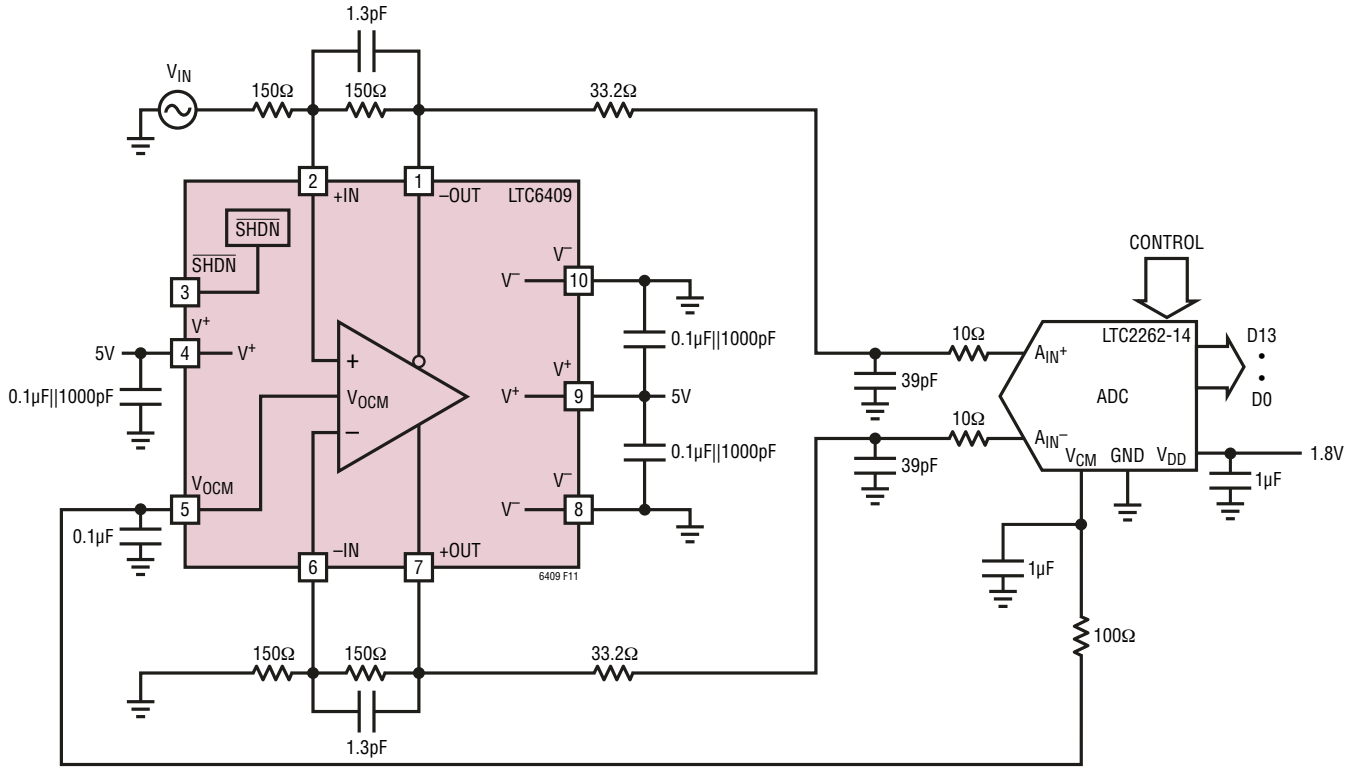
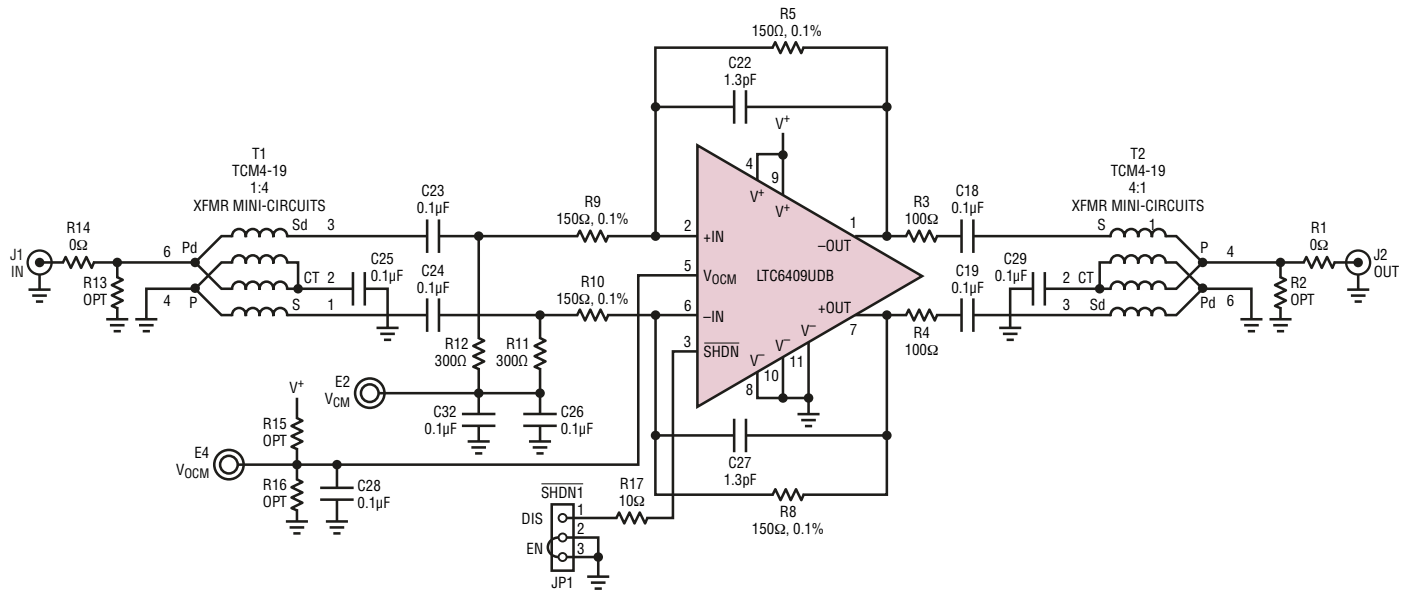


图 11：驱动一个 ADC

应用信息



CALIBRATION PATH

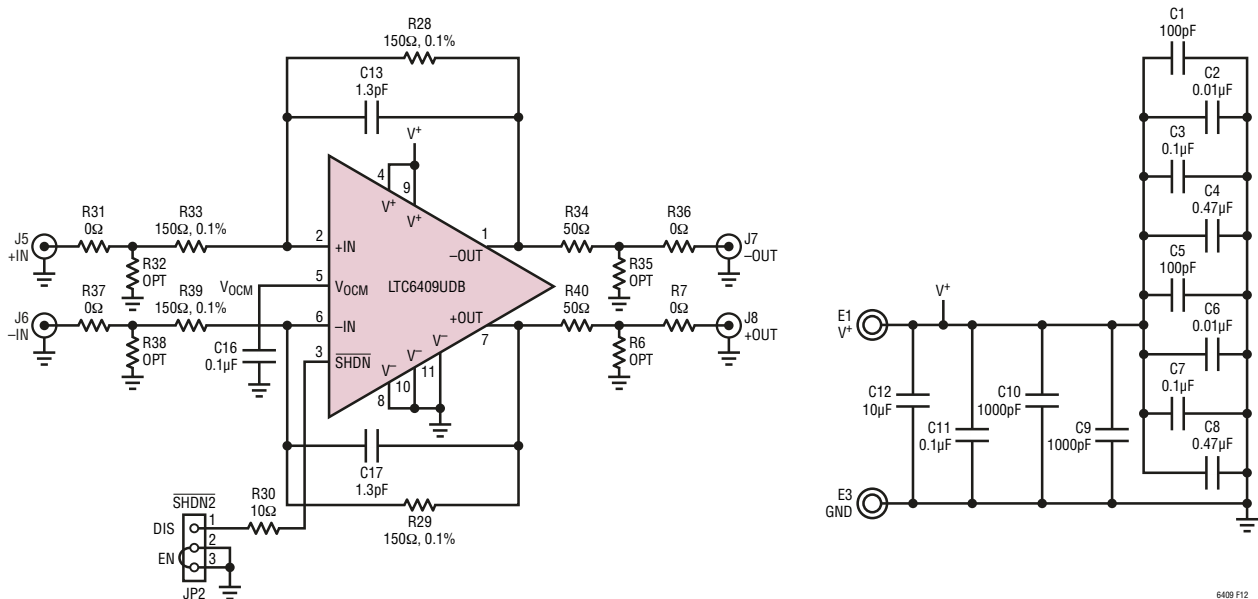
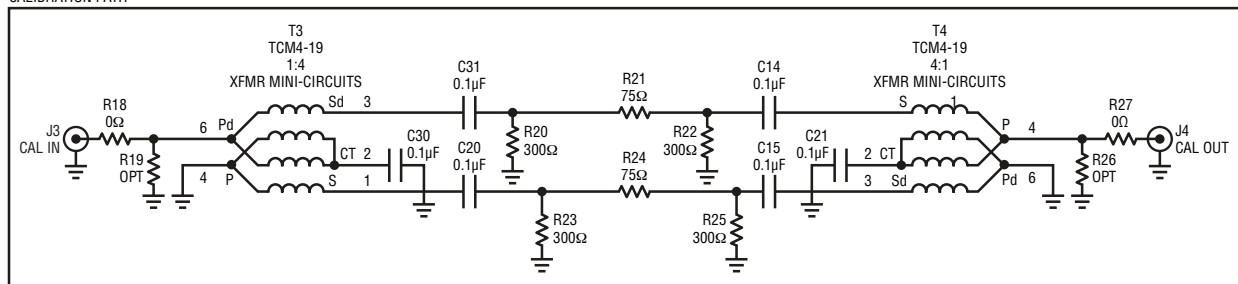


图 12：演示电路板 DC1591A 的原理图

6409 F12

应用信息

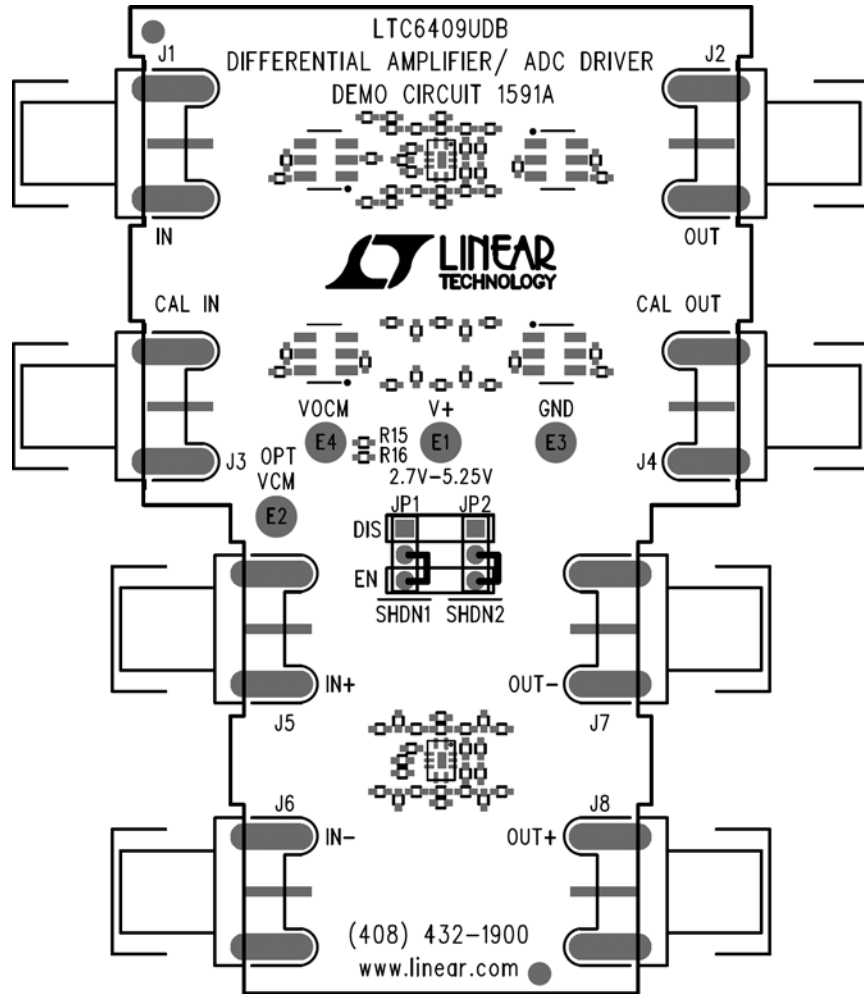
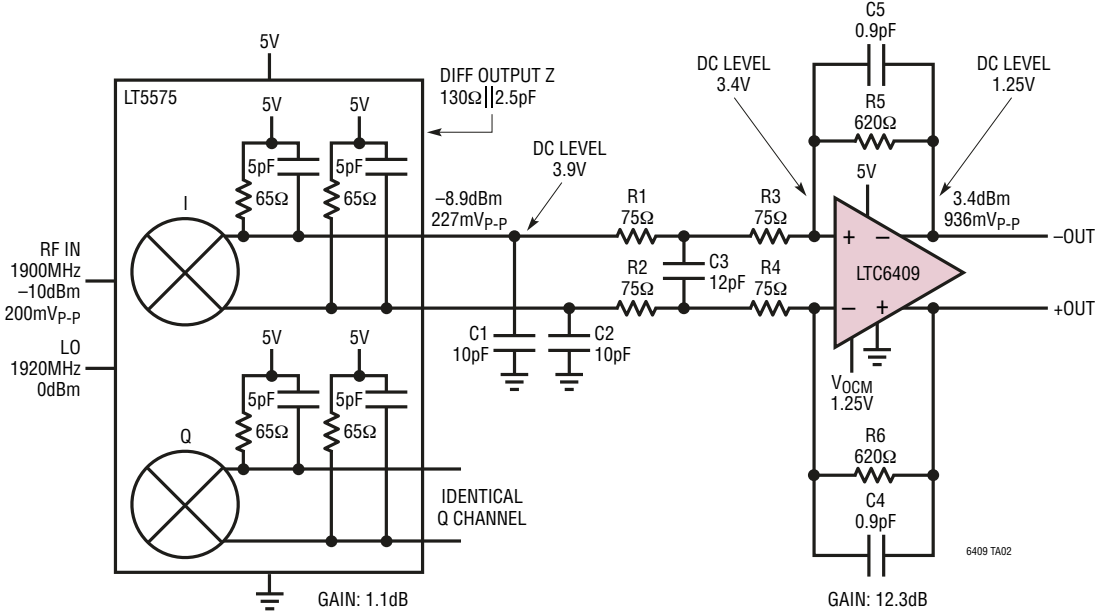


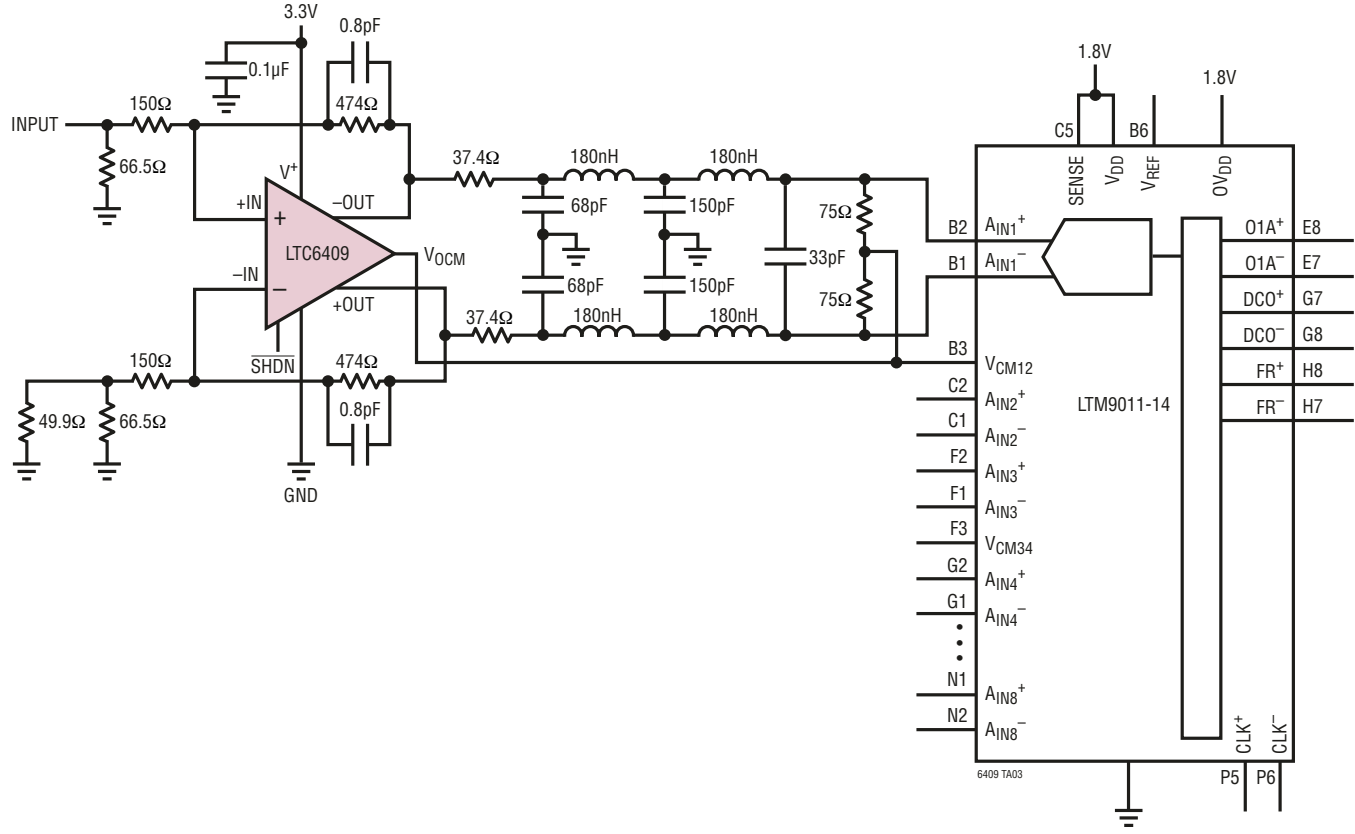
图 13：演示电路板 DC1591A 的布局

典型应用

一个 I/Q 解调器输出的 DC 耦合电平移位

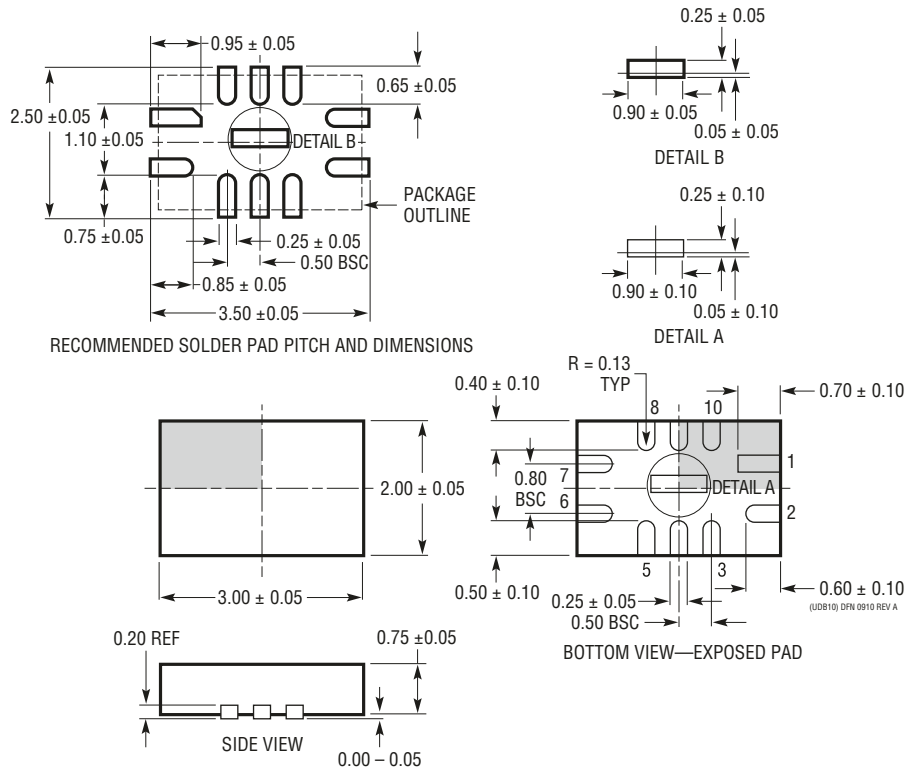


采用 LTC6409 和 50MHz 低通滤波器的单端至差分转换 (仅示出了一个通道)



封装描述

UDB 封装
 10 引脚塑料 QFN (3mm × 2mm)
 (参考 LTC DWG # 05-08-1848 Rev A)



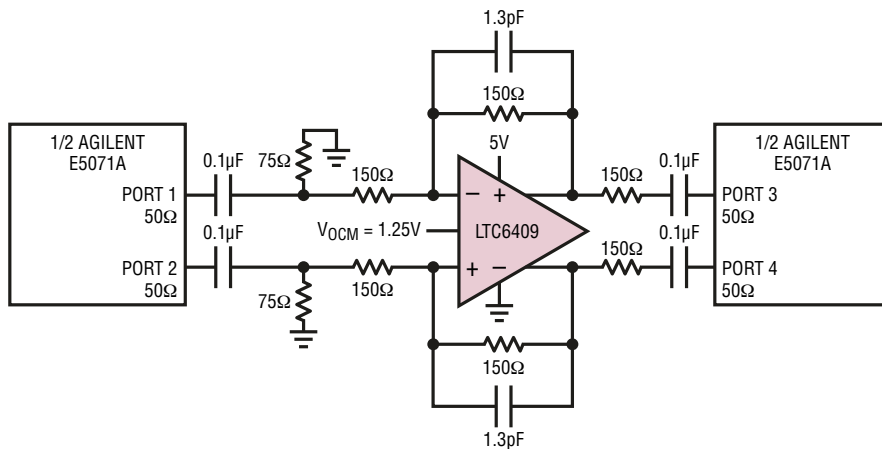
- NOTE:
1. DRAWING IS NOT A JEDEC PACKAGE OUTLINE
 2. DRAWING NOT TO SCALE
 3. ALL DIMENSIONS ARE IN MILLIMETERS
 4. DIMENSIONS OF EXPOSED PAD ON BOTTOM OF PACKAGE DO NOT INCLUDE MOLD FLASH. MOLD FLASH, IF PRESENT, SHALL NOT EXCEED 0.15mm ON ANY SIDE
 5. EXPOSED PAD SHALL BE SOLDER PLATED
 6. SHADED AREA IS ONLY A REFERENCE FOR PIN 1 LOCATION ON THE TOP AND BOTTOM OF PACKAGE

修改记录

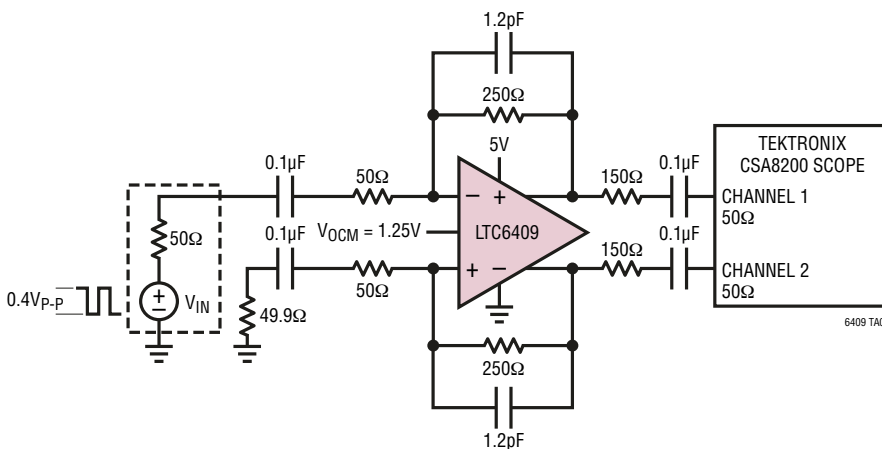
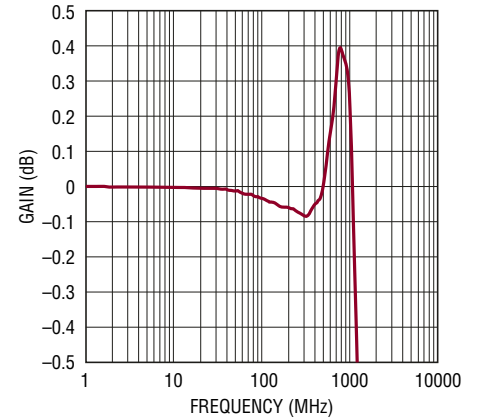
| 修改 | 日期 | 描述 | 页码 |
|----|-------|-------------|----|
| A | 12/10 | 修改了“典型应用”图例 | 21 |

典型应用

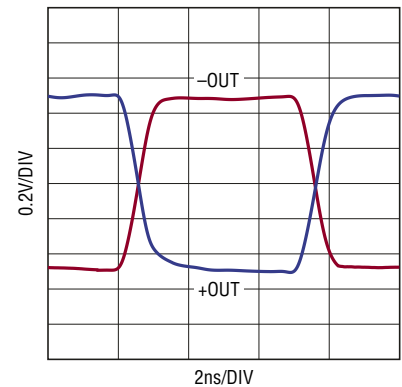
对 LTC6409 进行外部补偿以实现最大的增益平坦度和无过冲时域响应



增益 0.1dB 平坦度



无过冲阶跃响应



相关器件

| 器件型号 | 描述 | 备注 |
|--|-----------------------------------|--|
| LTC6400-8/LTC6400-14/ LTC6400-20/LTC6400-26 | 1.8GHz 低噪声, 低失真, 差分 ADC 驱动器 | -71dBc IM3 (在 240MHz 2V _{p-p} 复合信号), I _S = 90mA, A _V = 8dB/14dB/20dB/26dB |
| LTC6401-8/LTC6401-14/ LTC6401-20/LTC6401-26 | 1.3GHz 低噪声, 低失真, 差分 ADC 驱动器 | -74dBc IM3 (在 140MHz 2V _{p-p} 复合信号), I _S = 50mA, A _V = 8dB/14dB/20dB/26dB |
| LTC6406/LTC6405 | 3GHz/2.7GHz 低噪声, 轨至轨输入差分放大器 / 驱动器 | -70dBc/-65dBc 失真 (在 50MHz), I _S = 18mA, 1.6nV/√Hz 噪声, 3V/5V 电源 |
| LTC6416 | 2GHz 低噪声, 差分 16 位 ADC 缓冲器 | -72.5dBc IM3 (在 300MHz 22V _{p-p} 复合信号), 150mW (采用 3.6V 电源) |
| LTC2209 | 16 位, 160Msps ADC | 100dB SFDR, V _{DD} = 3.3V, V _{CM} = 1.25V |
| LTC2262-14 | 14 位, 150Msps 超低功率 1.8V ADC | 88dB SFDR, 149mW, V _{DD} = 1.8V, V _{CM} = 0.9V |