

双通道、10GHz GBW、 1.1nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ 差分放大器/ ADC 驱动器

产品特性

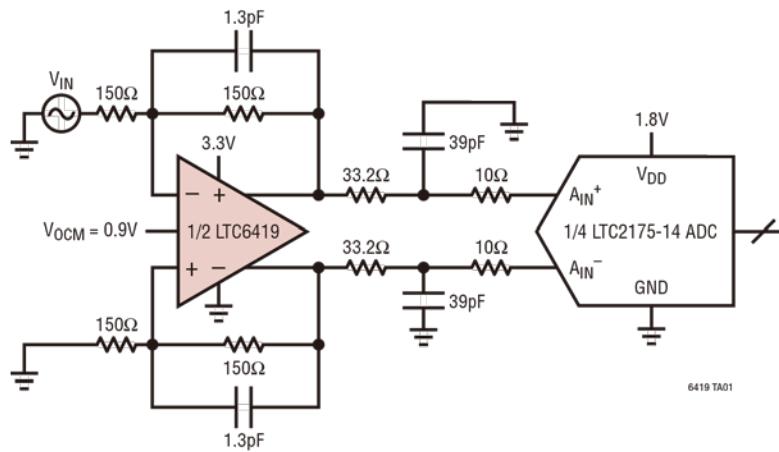
- 增益带宽积: 10GHz
- 85dB SFDR (100MHz、2V_{P-P} 时)
- 输入噪声密度: 1.1nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
- 通道隔离: 95dB (100MHz 时)
- 输入范围包括地电位
- 外部电阻设置增益 (最小值 1V/V)
- 差分压摆率: 3300V/ μs
- 52mA 电源电流 (每个放大器)
- 电源电压范围: 2.7V 至 5.25V
- 全差分输入和输出
- 可调输出共模电压
- 低功耗关断
- 小型 20 引脚 4mm × 3mm × 0.75mm LQFN 封装

应用

- 宽带 I/Q 解调器
- 双通道差分 ADC 驱动器
- 高速数据采集卡
- 自动测试设备
- 时域反射计
- 通信接收机

典型应用

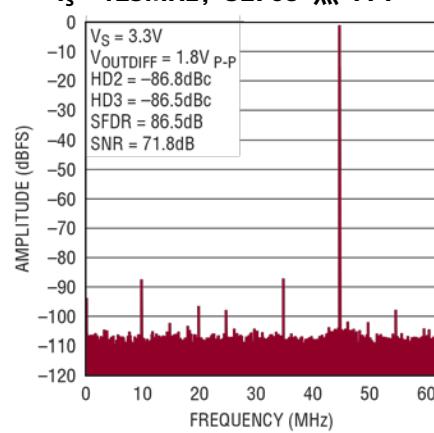
从以地为基准的单端输入到
LTC2175-14 ADC 的直流耦合接口



1/2 LTC6419 驱动 1/4 LTC2175-14 ADC,

$f_{IN} = 45\text{MHz}$, -1dBFS ,

$f_s = 125\text{MHz}$, 32768 点 FFT



6419fa

绝对最大额定值

(注释 1)

总电源电压 ($V^+A - V^-$)、($V^+B - V^-$) 5.5V

输入电流 (+INA、-INA、+INB、-INB、 V_{OCMA} 、 V_{OCMB} 、SHDNA、SHDNB) (注释 2) $\pm 10\text{mA}$

输出电流 (注释 13) 50mA_{RMS}

输出短路持续时间

(注释 3) 热限制温度范围 (注释 4、5)

LTC6419L -40°C 至 85°C

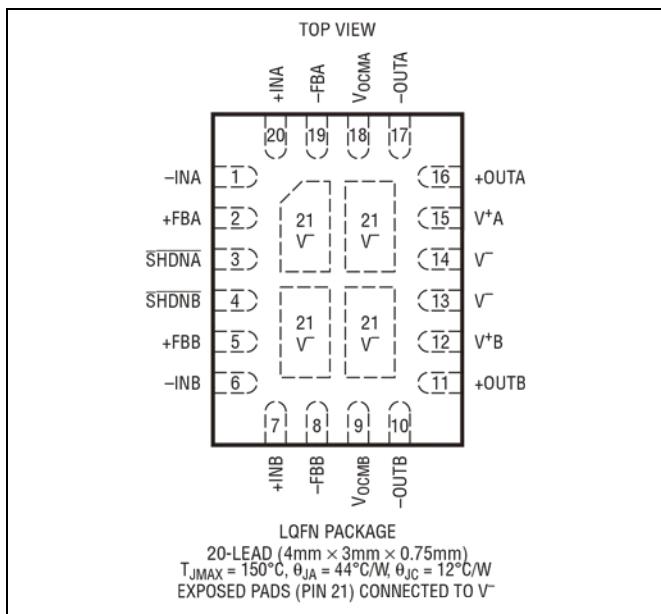
LTC6419H -40°C 至 125°C

最高结温 150°C

存储温度范围 -65°C 至 150°C

最大回流 (封装体) 温度 260°C

引脚配置



订购信息 <https://www.analog.com/cn/product/LTC6419#orderinfo>

产品型号	器件标记*	表面代码	焊盘表面处理	封装**类型	MSL 额定值	温度范围
LTC6419IV#PBF	6419	e4	Au (RoHS)	LQFN	3	-40°C 至 85°C
LTC6419HV#PBF	6419					-40°C 至 125°C

- 有关具有较宽额定工作温度范围的器件, 请咨询营销部门。
焊盘或焊球表面代码依据 IPC/JEDEC J-STD-609 标准。*船运集装箱上的标签会指示温度等级。

- PCB 装配与制造建议程序: www.analog.com/cn/umodule/pcbassembly
- 封装和托盘图纸: www.analog.com/cn/packaging

以 PBF 结尾的器件符合 RoHS 和 WEEE 标准。** LTC6419 是一种层压封装, 尺寸与标准 4mm x 3mm x 0.75mm QFN 封装相同。

电气特性 • 表示规格适用于整个工作温度范围, 其他规格的适用温度为 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。 $V^+ = V^+A = V^+B = 5\text{V}$, $V^- = 0\text{V}$, $V_{\text{CM}} = V_{\text{ICM}} = V_{\text{OCMA}} = V_{\text{OCMB}} = 1.25\text{V}$, $V_{\text{SHDN}\text{A}} = V_{\text{SHDN}\text{B}} = \text{开路}$ 。 V_s 定义为 $(V^+ - V^-)$ 。 V_{OUTCM} 定义为 $(V_{+OUT} + V_{-OUT})/2$ 。 V_{ICM} 定义为 $(V_{+IN} + V_{-IN})/2$ 。 V_{OUTDIFF} 定义为 $(V_{+OUT} - V_{-OUT})$ 。

符号	参数	条件	最小值	典型值	最大值	单位	
$V_{\text{OSD}\text{IFF}}$	差分失调电压 (折合到输入端)	$V_s = 3\text{V}$	●	± 300	± 1000	μV	
		$V_s = 3\text{V}$					
		$V_s = 5\text{V}$	●	± 300	± 1100		
		$V_s = 5\text{V}$					
$\frac{\Delta V_{\text{OSD}\text{IFF}}}{\Delta T}$	差分失调电压漂移 (折合到输入端)	$V_s = 3\text{V}$	●	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 (注释 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 (注释 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		$\text{k}\Omega$
		差分模式			860		Ω
C_{IN}	输入电容	差分模式			0.5		pF
e_n	差分输入电压噪声密度	$f = 1\text{MHz}$, 不包括 R_i/R_F 噪声			1.1		$\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
i_n	输入电流噪声密度	$f = 1\text{MHz}$, 不包括 R_i/R_F 噪声			8.8		$\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$
e_{nVOCM}	共模噪声电压密度	$f = 10\text{MHz}$			12		$\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
V_{ICMR} (注释 7)	输入信号共模范围	$V_s = 3\text{V}$	●	0	1.5		V
		$V_s = 5\text{V}$	●	0	3.5		V
CMRR _I (注释 8)	输入共模抑制比 (折合到输入端) $\Delta V_{\text{ICM}}/\Delta V_{\text{OSD}\text{IFF}}$	$V_s = 3\text{V}$, V_{ICM} 从 0V 到 1.5V	●	75	90		dB
		$V_s = 5\text{V}$, V_{ICM} 从 0V 到 3.5V	●	75	90		dB
CMRR _O (注释 8)	输出共模抑制比 (折合到输入端) $\Delta V_{\text{OCM}}/\Delta V_{\text{OSD}\text{IFF}}$	$V_s = 3\text{V}$, V_{OCM} 从 0.5V 到 1.5V	●	55	80		dB
		$V_s = 5\text{V}$, V_{OCM} 从 0.5V 到 3.5V	●	60	85		dB
PSRR	差分电源抑制 ($\Delta V_s/\Delta V_{\text{OSD}\text{IFF}}$)	$V_s = 2.7\text{V}$ 至 5.25V	●	60	85		dB
PSRR _{CM}	输出共模电源抑制 ($\Delta V_s/\Delta V_{\text{OCM}}$)	$V_s = 2.7\text{V}$ 至 5.25V	●	55	70		dB
V_s	电源电压范围 (注释 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 到 1.5V	●	1		V/V	
		$V_s = 5\text{V}$, V_{OCM} 从 0.5V 到 3.5V	●	1		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 到 1.5V	●		± 0.1	± 0.3	%
		$V_s = 5\text{V}$, V_{OCM} 从 0.5V 到 3.5V	●		± 0.1	± 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	●		-65	-50	dB
		差分输入	●		-70	-50	dB
V_{OSCM}	共模失调电压 ($V_{\text{OUTCM}} - V_{\text{OCM}}$)	$V_s = 3\text{V}$	●		± 1	± 5	mV
		$V_s = 5\text{V}$	●		± 1	± 6	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} (注释 7)	输出信号共模范围 ($V_{\text{OCMA}}/V_{\text{OCMB}}$ 引脚的电压范围)	$V_s = 3\text{V}$	●	0.5	1.5		V
		$V_s = 5\text{V}$	●	0.5	3.5		V
R_{INVOCM}	输入电阻, $V_{\text{OCMA}}/V_{\text{OCMB}}$ 引脚		●	30	40	50	$\text{k}\Omega$
V_{OCM}	$V_{\text{OCMA}}/V_{\text{OCMB}}$ 引脚的自偏置电压	$V_s = 3\text{V}$, $V_{\text{OCMA}} = V_{\text{OCMB}} = \text{开路}$			0.85		V
		$V_s = 5\text{V}$, $V_{\text{OCMA}} = V_{\text{OCMB}} = \text{开路}$	●	0.9	1.25	1.6	V

电气特性 • 表示规格适用于整个工作温度范围, 其他规格的适用温度为 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。 $V^+ = V^+A = V^+B = 5\text{V}$, $V^- = 0\text{V}$, $V_{CM} = V_{ICM} = V_{OCMA} = V_{OCMB} = 1.25\text{V}$, $V_{SHDNA} = V_{SHDNB} = \text{开路}$ 。 V_S 定义为 $(V^+ - V^-)$ 。 V_{OUTCM} 定义为 $(V_{+OUT} + V_{-OUT})/2$ 。 V_{ICM} 定义为 $(V_{+IN} + V_{-IN})/2$ 。 $V_{OUTDIFF}$ 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_{OUT}	输出高电压, 任一输出引脚	$V_S = 3\text{V}$, $I_L = 0$	●	1.85	2	V
		$V_S = 3\text{V}$, $I_L = -20\text{mA}$	●	1.8	1.95	V
		$V_S = 5\text{V}$, $I_L = 0$	●	3.85	4	V
		$V_S = 5\text{V}$, $I_L = -20\text{mA}$	●	3.8	3.95	V
I_{SC}	输出低电压, 任一输出引脚	$V_S = 3\text{V}$, 5V ; $I_L = 0$	●	0.06	0.15	V
		$V_S = 3\text{V}$, 5V ; $I_L = 20\text{mA}$	●	0.2	0.4	V
I_{SC}	输出短路电流, 任一输出引脚 (注释 11)	$V_S = 3\text{V}$	●	± 50	± 70	mA
		$V_S = 5\text{V}$	●	± 70	± 95	mA
A_{VOL}	大信号开环电压增益			65		dB
I_S	电源电流 (每个放大器)			52	56	mA
			●		58	mA
I_{SHDN}	关断状态下电源电流 (每个放大器)	$V_{SHDNA} = V_{SHDNB} \leq 0.6\text{V}$	●	100	500	μA
R_{SHDN}	SHDNA/SHDNB 上拉电阻	$V_{SHDNA} = V_{SHDNB} = 0\text{V}$ 至 0.5V	●	115	150	$185\text{K}\Omega$
V_{IL}	SHDNA/SHDNB 输入逻辑低电平		●		0.6	V
V_{IH}	SHDNA/SHDNB 输入逻辑高电平		●	1.4		V
t_{ON}	开启时间			160		ns
t_{OFF}	关闭时间			80		ns
SR	压摆率	差分输出, $V_{OUTDIFF} = 4V_{P-P}$ +OUTA/+OUTB 上升 (-OUTA/-OUTB 下降) +OUTA/+OUTB 下降 (-OUTA/-OUTB 上升)		3300		$\text{V}/\mu\text{s}$
				1720		$\text{V}/\mu\text{s}$
				1580		$\text{V}/\mu\text{s}$
GBW	增益带宽积	$R_I = 25\Omega$, $R_F = 10\text{k}\Omega$, $f_{TEST} = 100\text{MHz}$	●	9.5	10	GHz
f_{-3dB}	-3dB 频率	$R_I = R_F = 150\Omega$, $R_{LOAD} = 400\Omega$, $C_F = 1.3\text{pF}$		1.4		GHz
$f_{0.1dB}$	0.1dB 平坦度频率	$R_I = R_F = 150\Omega$, $R_{LOAD} = 400\Omega$, $C_F = 1.3\text{pF}$		320		MHz
FPBW	全功率带宽	$V_{OUTDIFF} = 2V_{P-P}$		550		MHz
				95		dB
HD2 HD3	25MHz 失真	差分输入, $V_{OUTDIFF} = 2V_{P-P}$, $R_I = R_F = 150\Omega$, $R_{LOAD} = 400\Omega$ 二次谐波 三次谐波		-82		dBc
				-106		dBc
HD2 HD3	100MHz 失真	差分输入, $V_{OUTDIFF} = 2V_{P-P}$, $R_I = R_F = 150\Omega$, $R_{LOAD} = 400\Omega$ 二次谐波 三次谐波		-85		dBc
				-85		dBc
HD2 HD3	25MHz 失真	单端输入, $V_{OUTDIFF} = 2V_{P-P}$, $R_I = R_F = 150\Omega$, $R_{LOAD} = 400\Omega$ 二次谐波 三次谐波		-96		dBc
				-105		dBc
HD2 HD3	100MHz 失真	单端输入, $V_{OUTDIFF} = 2V_{P-P}$, $R_I = R_F = 150\Omega$, $R_{LOAD} = 400\Omega$ 二次谐波 三次谐波		-83		dBc
				-85		dBc

电气特性 • 表示规格适用于整个工作温度范围, 其他规格的适用温度为 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。 $V^+ = V^+A = V^+B = 5\text{V}$, $V^- = 0\text{V}$, $V_{\text{CM}} = V_{\text{ICM}} = V_{\text{OCMA}} = V_{\text{OCMB}} = 1.25\text{V}$, $V_{\text{SHDNA}} = V_{\text{SHDNB}} = \text{开路}$ 。 V_s 定义为 $(V^+ - V^-)$ 。 V_{OUTCM} 定义为 $(V_{+OUT} + V_{-OUT})/2$ 。 V_{ICM} 定义为 $(V_{+IN} + V_{-IN})/2$ 。 V_{OUTDIFF} 定义为 $(V_{+OUT} - V_{-OUT})$ 。

符号	参数	条件	最小值	典型值	最大值	单位
IMD3	三阶 IMD (25MHz 时) $f_1 = 24.9\text{MHz}$, $f_2 = 25.1\text{MHz}$	$V_{\text{OUTDIFF}} = 1V_{\text{P-P}}$ (每个信号音), $R_i = R_f = 150\Omega$, $R_{\text{LOAD}} = 400\Omega$		-103		dBc
	三阶 IMD (100MHz 时) $f_1 = 99.9\text{MHz}$, $f_2 = 100.1\text{MHz}$	$V_{\text{OUTDIFF}} = 1V_{\text{P-P}}$ (每个信号音), $R_i = R_f = 150\Omega$, $R_{\text{LOAD}} = 400\Omega$		-87		dBc
	三阶 IMD (140MHz 时) $f_1 = 139.9\text{MHz}$, $f_2 = 140.1\text{MHz}$	$V_{\text{OUTDIFF}} = 1V_{\text{P-P}}$ (每个信号音), $R_i = R_f = 150\Omega$, $R_{\text{LOAD}} = 400\Omega$		-77		dBc
t_s	建立时间	$V_{\text{OUTDIFF}} = 2V_{\text{P-P}}$ 阶跃, $R_i = R_f = 150\Omega$, $R_{\text{LOAD}} = 400\Omega$ 1% 建立			1.9	ns

注释 1: 超出上述绝对最大额定值可能会导致器件永久性损坏。长期在绝对最大额定值条件下工作会影响器件的可靠性和寿命。

注释 2: 输入引脚 (+INA、-INA、+INB、-INB、 V_{OCMA} 、 V_{OCMB} 、SHDNA、SHDNB) 受连接到任一电源的导引二极管保护。如果输入会超出任一电源电压, 应将输入电流限制在 10mA 以下。此外, 输入 (+INA/-INA 或 +INB/-INB) 受一对背靠背二极管保护。如果差分输入电压超过 1.4V, 应将输入电流限制在 10mA 以下。

注释 3: 当输出无限期短路时, 为使结温始终低于绝对最大额定值, 可能需要使用散热器。

注释 4: LTC6419I 的保证工作温度范围为 -40°C 至 85°C 。LTC6419H 的保证工作温度范围为 -40°C 至 125°C 。

注释 5: LTC6419I 在 -40°C 至 85°C 的温度范围内保证达到额定性能。LTC6419H 在 -40°C 至 125°C 的温度范围内保证达到额定性能。

注释 6: 输入偏置电流定义为流入输入 (-INA/+INA 或 -INB/+INB) 的输入电流的平均值。输入失调电流定义为输入电流之差 ($I_{\text{OS}} = I_{\text{B}^+} - I_{\text{B}^-}$)。

注释 7: 输入共模范围是在 $V_{\text{ICM}} = 1.25\text{V}$ 和电气特性表上的限值两种情况下进行测试, 以验证差分失调 (V_{OSDIFF}) 和共模失调 (V_{OSCM}) 相对于 $V_{\text{ICM}} = 1.25\text{V}$ 情况的偏差分别不超过 $\pm 1\text{mV}$ 和 $\pm 2\text{mV}$ 。

输出共模电压范围测试如下: 在 V_{OCM} 引脚上施加一个电压, 并在 $V_{\text{OCM}} = 1.25\text{V}$ 和电气特性表上的限值两种情况下进行测试, 以验证共模失调 (V_{OSCM}) 相对于 $V_{\text{OCM}} = 1.25\text{V}$ 情况的偏差不超过 $\pm 6\text{mV}$ 。

注释 8: 输入 CMRR 定义为引脚 (+INA/-INA 或 +INB/-INB) 上的输入共模电压变化与折合到差分输入端的失调电压变化之比。输出 CMRR 定义为 V_{OCMA} 或 V_{OCMB} 引脚上的电压变化与折合到差分输入端的失调电压变化之比。此规格在很大程度上取决于两个输出及其各自输入之间的反馈比匹配情况, 实际放大器性能是很难测量的 (参见本数据手册“应用信息”部分中的“电阻对不匹配的影响”)。PSRR 规格能够更好地反映实际放大器性能, 它与反馈元件匹配情况无关。

注释 9: 差分电源抑制 (PSRR) 定义为电源电压变化与折合到差分输入端的失调电压变化之比。共模电源抑制 (PSRRCM) 定义为电源电压变化与输出共模失调电压变化之比。

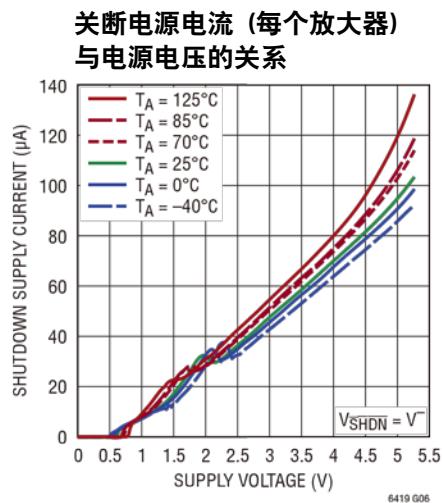
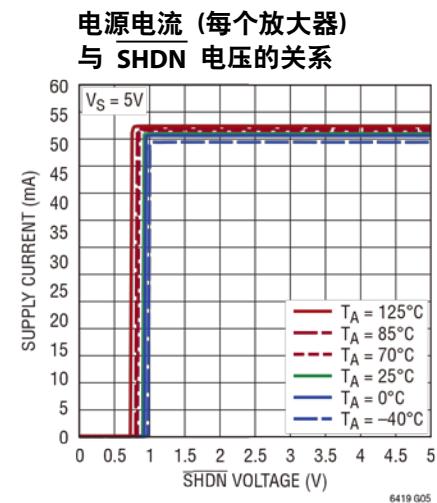
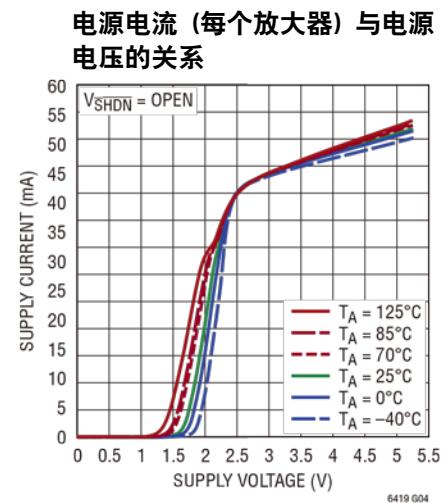
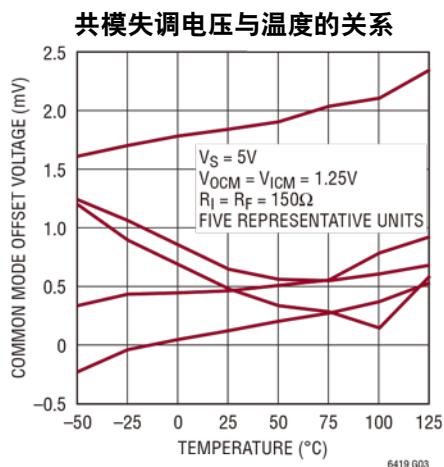
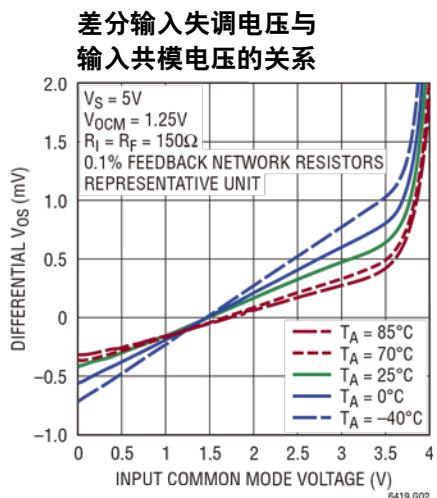
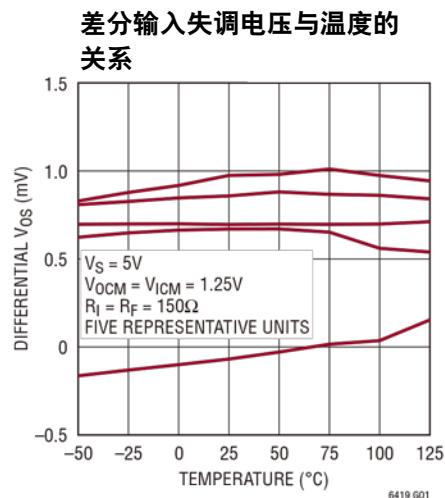
注释 10: 电源电压范围通过电源抑制比测试保证。

注释 11: 在输出短路的情况下长时间运行可能会导致结温超过 150°C 限值。

注释 12: 通道隔离 (串扰的倒数) 测量如下: 将信号驱动到一个输入中, 同时端接另一个输入。通道隔离是指在被驱动通道上得到的输出信号与未驱动通道上的输出信号之比。

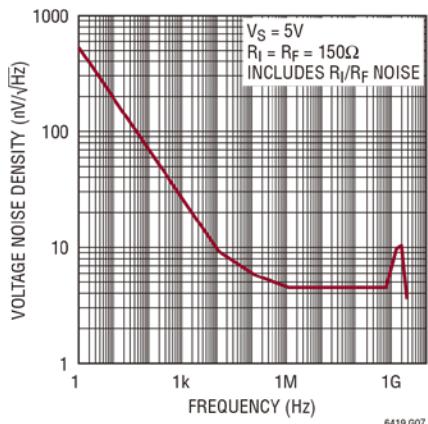
注释 13: LTC6419 能够产生超过 50mA 的峰值输出电流。IC 内的电流密度限制要求在器件的整个使用寿命期间, 输出 (拉或灌电流) 提供的连续 RMS 电流必须限制在 50mA (绝对最大值) 以下。为使结温始终低于绝对最大额定值, 可能需要使用适当的散热器。

典型性能参数

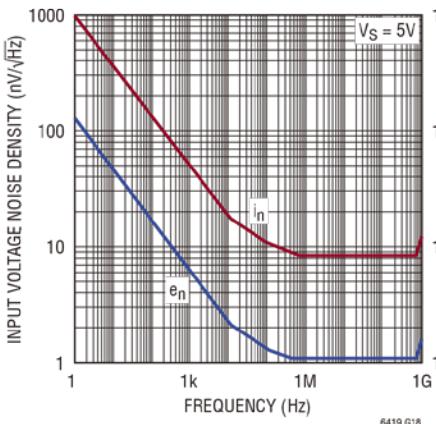


典型性能参数

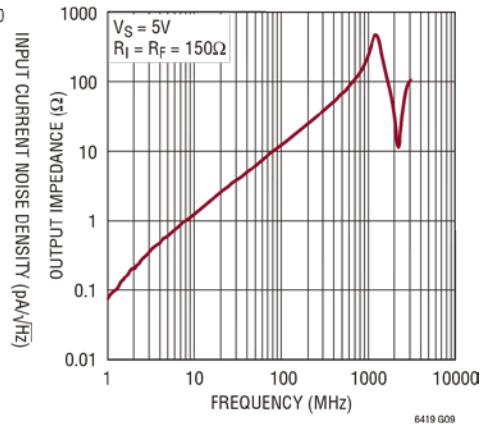
差分输出电压噪声与频率的关系



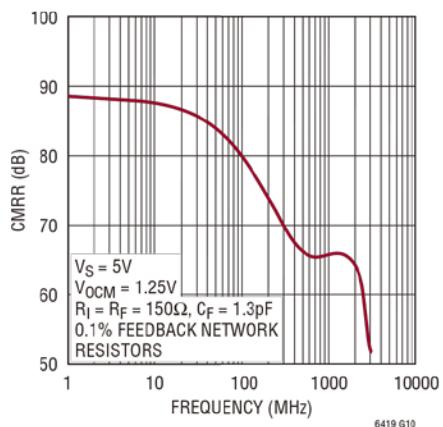
输入噪声密度与频率的关系



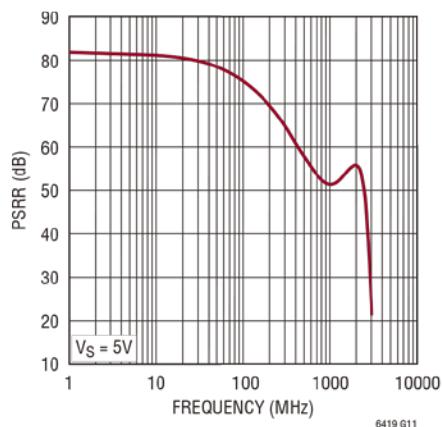
差分输出阻抗与频率的关系



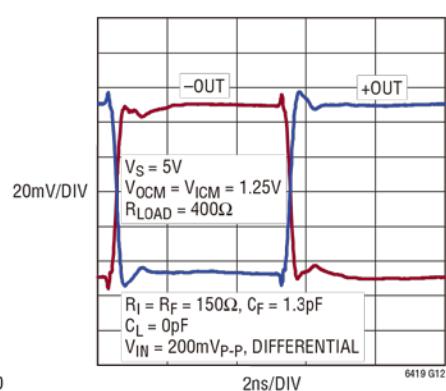
CMRR 与频率的关系



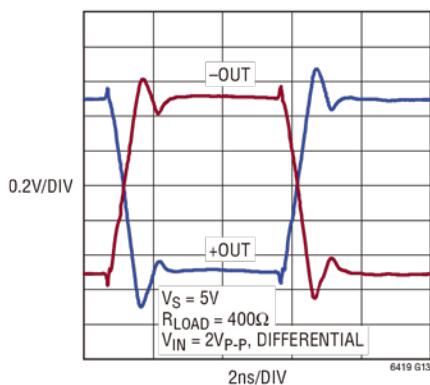
差分 PSRR 与频率的关系



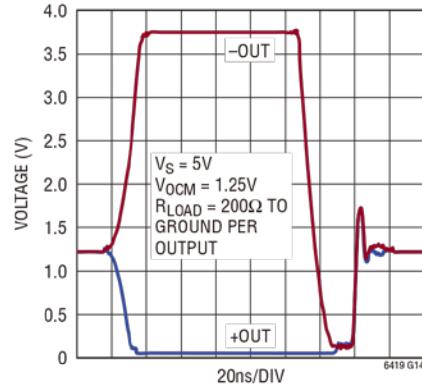
小信号阶跃响应



大信号阶跃响应

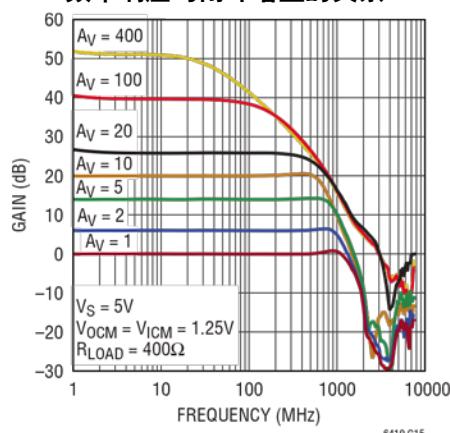


过驱输出瞬态响应



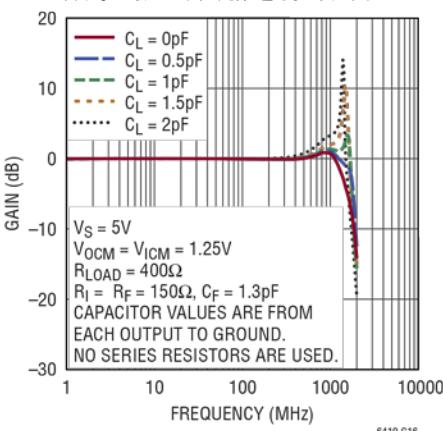
典型性能参数

频率响应与闭环增益的关系

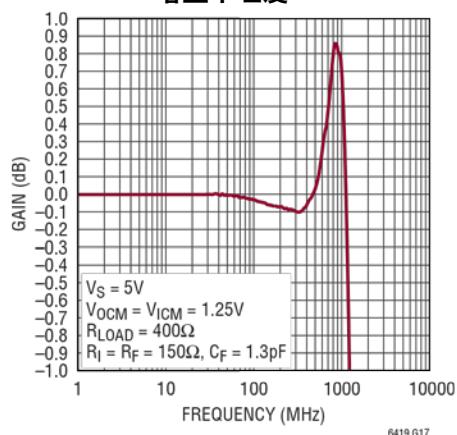


A_V (V/V)	R_I (Ω)	R_F (Ω)	C_F (pF)
1	150	150	1.3
2	100	200	1
5	50	250	0.8
10	50	500	0.4
20	25	500	0.4
100	25	2.5k	0
400	25	10k	0

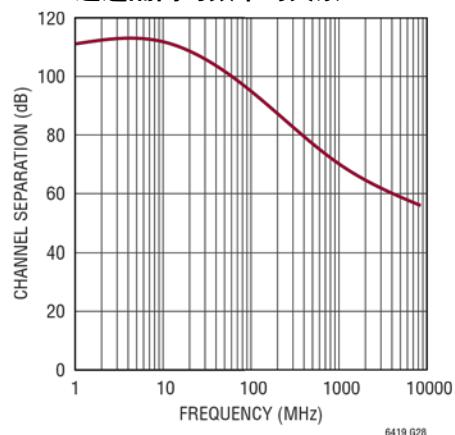
频率响应与负载电容的关系



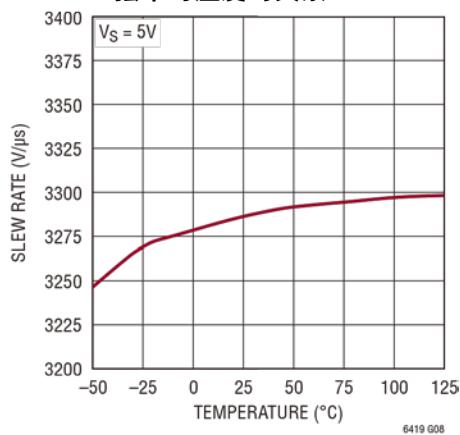
0.1dB 增益平坦度



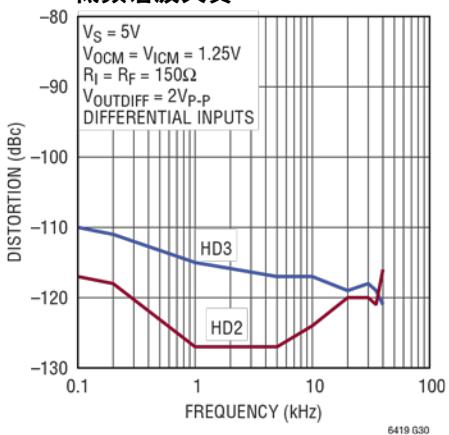
通道隔离与频率的关系



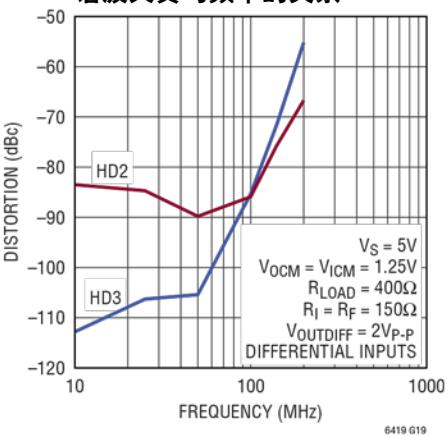
压摆率与温度的关系



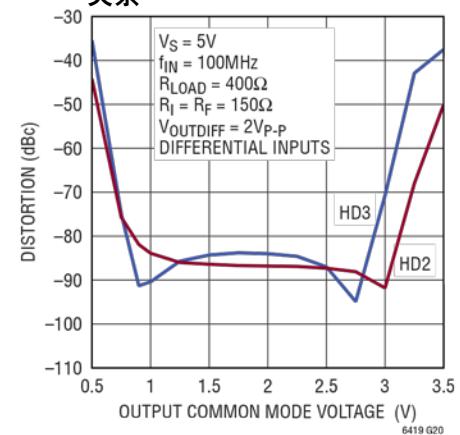
低频谐波失真



谐波失真与频率的关系

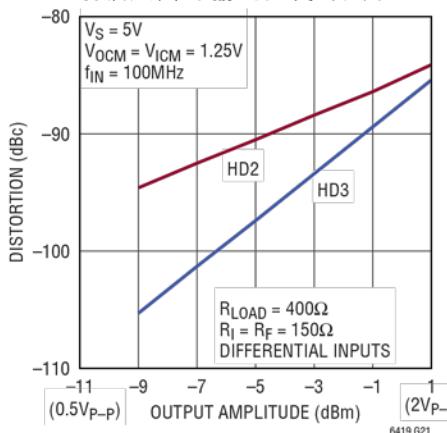


谐波失真与输出共模电压的关系

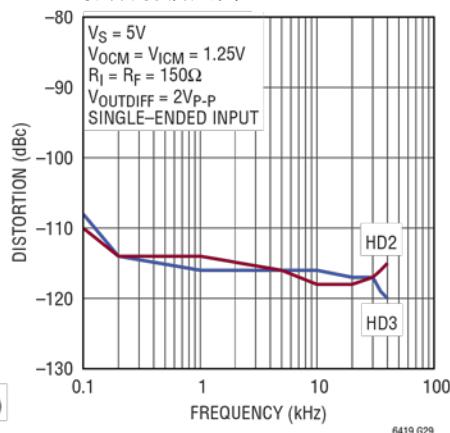


典型性能参数

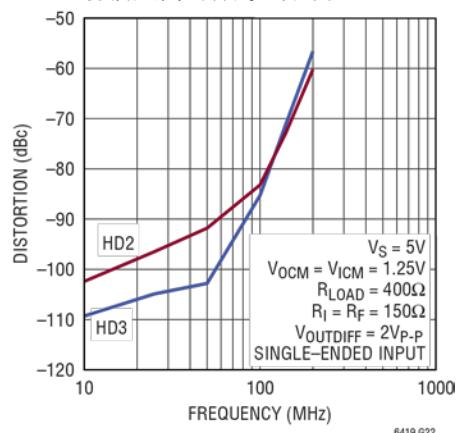
谐波失真与输出幅度的关系



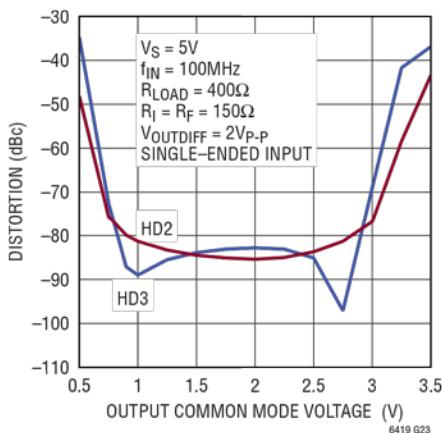
低频谐波失真



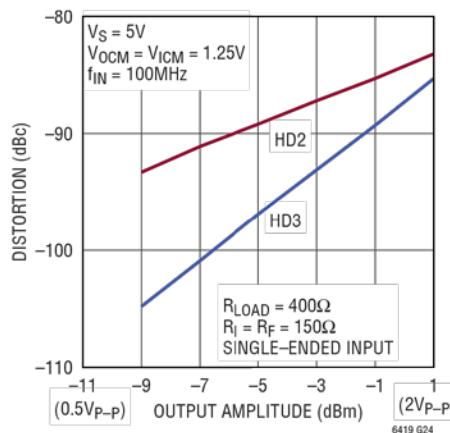
谐波失真与频率的关系



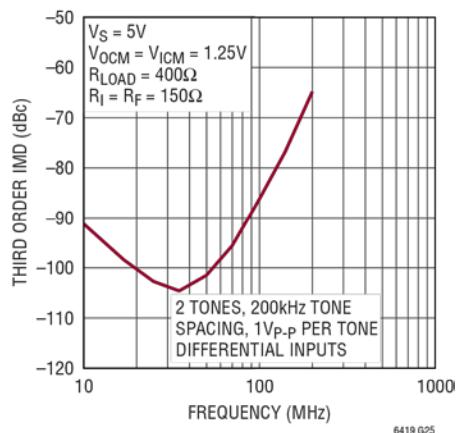
谐波失真与输出共模电压的关系



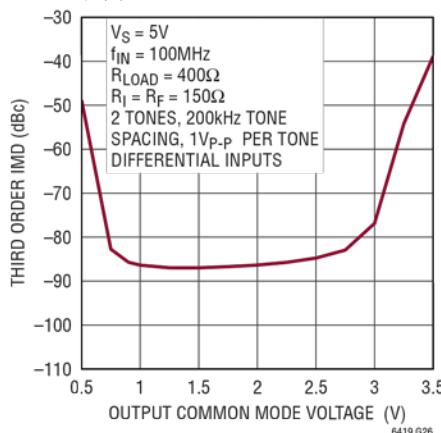
谐波失真与输出幅度的关系



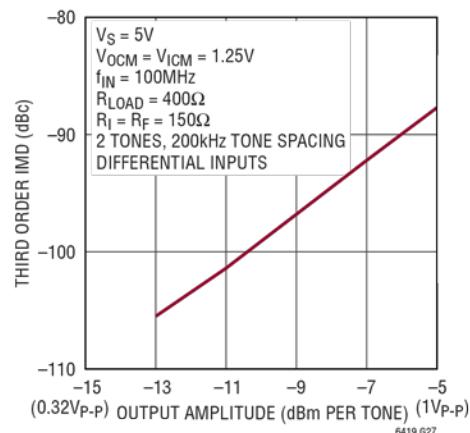
交调失真与频率的关系



交调失真与输出共模电压的关系



交调失真与输出幅度的关系



引脚功能

-INA、+INA、-INB、+INB (引脚 1、20、6、7): 分别为通道 A 和 B 的差分输入引脚。

+FBA、-FBA、+FBB、-FBB (引脚 2、19、5、8): 反馈引脚。这些引脚在封装引脚排列上位于输入引脚附近，但在内部连接至输出引脚。它们可轻松用于连接反馈元件。

SHDNA、SHDNB (引脚 3、4): 当这些引脚悬空或直接连接到 V^+ 时，相应的放大器处于正常（活动）工作模式。当这些引脚连接到 V^- 时，相应的放大器被禁用，消耗大约 $100\mu A$ 的电源电流。每个放大器都有独立的 SHDN 引脚。

V_{OCMA} 、 V_{OCMB} (引脚 18、9): 输出共模基准电压。该引脚上的电压设置相应放大器的输出共模电

压电平。如果悬空，内部电阻分压器会利用 5V 电源产生 1.25V 的默认电压。

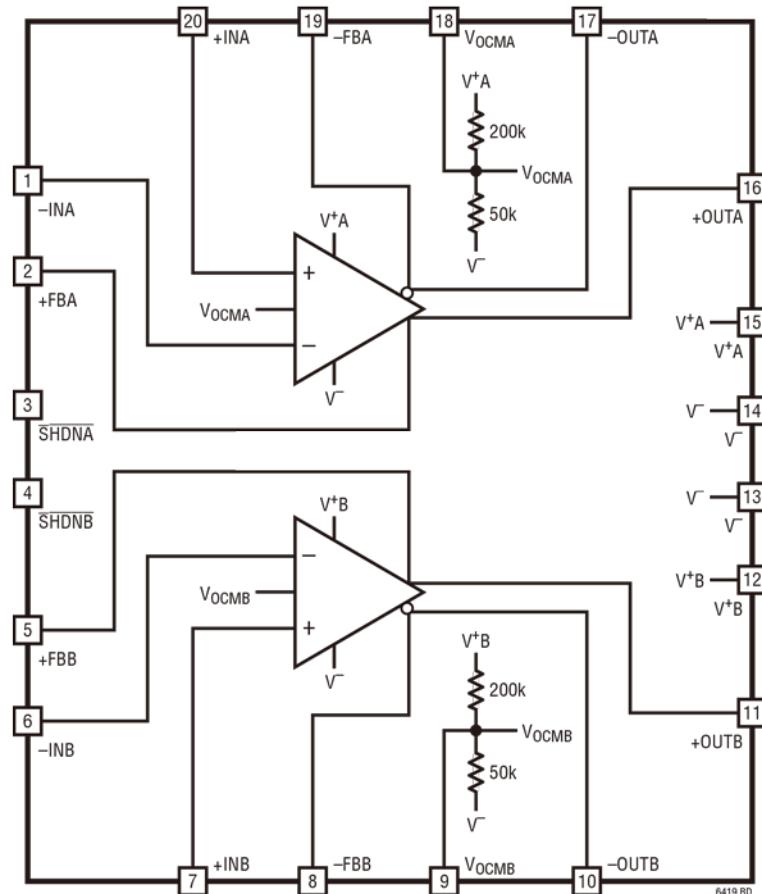
+OUTA、-OUTA、+OUTB、-OUTB (引脚 16、17、11、10): 分别为通道 A 和 B 的差分输出引脚。

V^+A 、 V^+B (引脚 15、12): 正电源引脚。每个放大器都有独立的 V^+ 电源。但是，由于两个放大器共用一个衬底，因此它们必须共用同一 V^- 电源。

V^- (引脚 13、14、21): 负电源引脚。所有引脚（包括裸露焊盘）必须连接到相同电压。

裸露焊盘 (引脚 21): 将所有四个底部焊盘连接到 V^- 。如果使用分离电源，请勿将焊盘接地。

框图



应用信息

功能描述

LTC6419 是一款小尺寸、宽带、高速、低噪声、低失真的全差分双通道放大器，具有精确的输出相位平衡特性。该放大器经过优化，可驱动低压单电源差分输入模数转换器 (ADC)。LTC6419 的输入共模范围包括地电位，因此它非常适合直流耦合以地为基准的单端信号并将其转换为以用户提供的输出共模电压为基准的差分信号。这是驱动此类差分 ADC 的理想选择。放大器的平衡差分特性还能消除偶数次谐波失真，并且使放大器不易受共模噪声（如电源噪声）影响。LTC6419 可以采用单端输入、差分输出或差分输入、差分输出的方式工作。

LTC6419 的输出能够从接近地电位摆动到 V^+ 以下 1V。其拉电流或灌电流能力约为 70mA。负载电容应通过每个输出端的至少 10Ω 串联电阻解耦。

输入引脚保护

LTC6419 输入级受到 $+INA$ 和 $-INA$ 之间以及 $+INB$ 和 $-INB$ 之间背靠背连接的两对串联二极管的保护，可抵御超过 $1.4V$ 的差分输入电压。此外，输入引脚以及 V_{OCMA} 、 V_{OCMB} 、 \overline{SHDNA} 、 \overline{SHDNB} 引脚均有钳位二极管，可连接至任一电源。如果将这些引脚驱动到超过任一电源的电压，则电流应限制在 $10mA$ 以下以防止损坏 IC。

SHDN引脚

SHDNA/SHDNB 引脚是带有 150k 内部上拉电阻的 CMOS 逻辑输入。如果该引脚被驱动为低电平，则 LTC6419 关断。如果该引脚未连接或被驱动为高电平，则器件处于正常工作状态。应小心控制此引脚上的漏电流，防止意外将 LTC6419 置于关断状态。关断状态和活动状态之间的开启和关闭时间通常少于 200ns。请记住，放大器的每个通道都有自己的独立 SHDN 引脚。

一般放大器应用

在图 1 中, 从 V_{INP} 和 V_{INM} 到 $V_{OUTDIFF}$ 的增益为:

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

从式(1)可看出,差分输出电压($V_{+OUT} - V_{-OUT}$)完全独立于输入和输出共模电压或共模引脚上的电压。这使得LTC6419非常适合于将单端信号预放大、电平转换并且变换成差分输出信号,以驱动差分输入ADC。

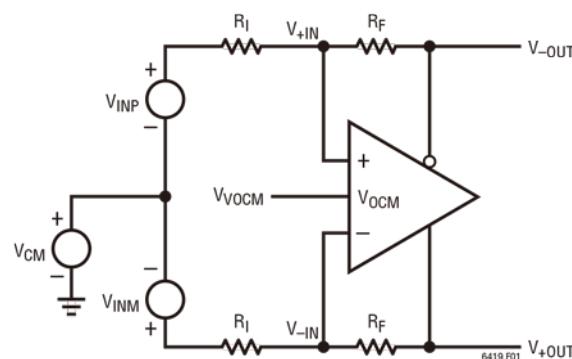


图 1. 共模范围电路

输出共模电压和 V_{OCM} 引脚

输出数共模电压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,前者是通过内部共模反馈环路由 V_{OCM} 引脚上的串压确定的。

如果 V_{OCM} 引脚保持开路, 内部电阻分压器会利用 5V 电源产生 1.25V 的默认电压。如果需要, 可以将 V_{OCM} 引脚过驱至另一个电压。例如, 当驱动 ADC 时, 如果 ADC 提供一个基准电压用于设置共模电压, 则只要 ADC 能够驱动 V_{OCM} 引脚上等效的 40k 输入电阻, 它就可以直接连接到 V_{OCM} 引脚。电气特性表指定了可施加于 V_{OCM} 引脚的有效范围 (V_{OUTCMR})。

应用信息

输入共模电压范围

LTC6419 的输入共模电压 (V_{ICM}) 定义为两个输入引脚 V_{+IN} 和 V_{-IN} 的平均值。电气特性表中已指定了可用于 V_{ICM} 的有效范围 (V_{ICMR})。但是,由于增益和反馈电阻的外部电阻分压器作用,可以处理的信号的有效范围会更宽。运算放大器输入端的输入共模范围取决于电路配置(增益)、 V_{OCM} 和 V_{CM} (参见图 1)。对于全差分输入应用,其中 $V_{INP} = -V_{INM}$, 共模输入约为:

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

对于单端输入,输入共模电压有一个输入信号分量。仅施加 V_{INP} (将 V_{INM} 设置为零) 时,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,如果输入信号 (V_{INP}) 为正弦信号,则其衰减版本也会出现在运算放大器的输入端。

输入阻抗和负载效应

图 1 的 V_{INP} 或 V_{INM} 输入的低频输入阻抗取决于如何驱动输入。对于全差分输入源 ($V_{INP} = -V_{INM}$),任何一个输入端的输入阻抗都是:

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

对于单端输入,由于输入端的信号不平衡,输入阻抗实际上会超过平衡差分情况。任一输入端的输入阻抗为:

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

输出阻抗非零的输入信号源也会导致反馈网络对之间出现反馈不平衡。为了获得最佳性能,建议对输入源的输出阻抗进行补偿。如果信号源要求输入阻抗匹配,则应选择端接电阻 R_T (见图 2),使得:

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

根据图 2,差分放大器的输入阻抗 (R_{INM}) 反映单端信号源情况,如上所示。同样, R_2 应选择如下:

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

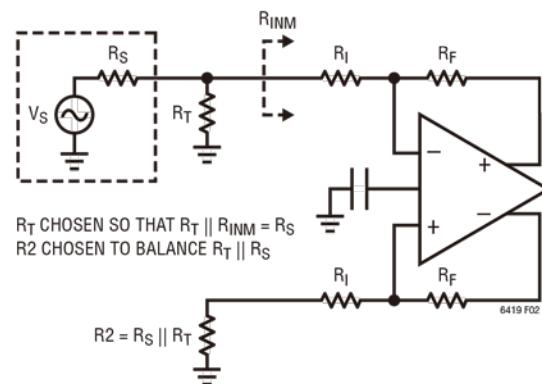


图 2. 信号源阻抗的优化补偿

电阻对不匹配的影响

图 3 显示的电路图考虑到了实际电阻匹配不完美的事实。

应用信息

假设开环增益为无限大, 则差分输出关系由下式给出:

$$V_{\text{OUTDIFF}} = V_{+\text{OUT}} - V_{-\text{OUT}} \approx V_{\text{INDIFF}} \cdot \frac{R_F}{R_I} + V_{\text{CM}} \cdot \frac{\Delta\beta}{\beta_{\text{AVG}}} - V_{\text{OCM}} \cdot \frac{\Delta\beta}{\beta_{\text{AVG}}}$$

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

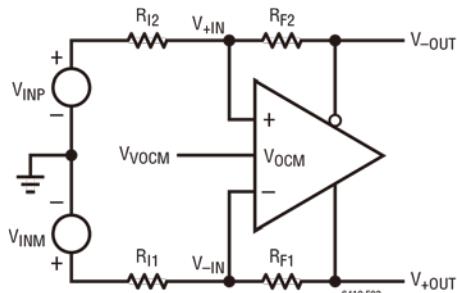


图 3. 实际应用中的反馈电阻对不匹配

β_{AVG} 定义为从输出到其相应输入的平均反馈因子:

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

$\Delta\beta$ 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} 分别定义为两个输入电压 V_{INP} 和 V_{INM} 的平均值和差:

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

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

当反馈比不匹配 ($\Delta\beta$) 时, 会发生共模到差分转换。将差分输入设置为零 ($V_{\text{INDIFF}} = 0$), 共模到差分转换的程度由下式给出:

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

一般而言, 反馈对不匹配程度是信号和噪声的共模到差分转换的一个原因。使用 0.1% 或更好的电阻将能解决大部分问题, 并提供大约 54dB 的最差情况共模抑制。应使用低阻抗接地层作为输入信号源和 V_{OCM} 引脚的基准。

反馈因子不匹配如何影响失真是一个需要被关注的问题。使用 1% 或更好电阻所产生的反馈因子不匹配, 对失真的影响可以忽略不计。但是, 在输入共模电压和输出共模电压之间存在电压差的单电源电平转换应用中, 电阻不匹配会使放大器的视在失调电压看起来比额定值差。

反馈因子不匹配所导致的折合到输入端的视在失调电压可由式 (3) 得出:

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

在使用 0.1% 电阻、输入共模接地并将 V_{OCM} 引脚偏置到 1.25V 的 5V 单电源应用中运用 LTC6419 时, 最差情况下的不匹配可能产生 1.25mV 的视在失调电压。

噪声和噪声系数

LTC6419 的折合到差分输入端的电压和电流噪声密度分别为 $1.1\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ 和 $8.8\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$ 。除了放大器产生的噪声外, 周围的反馈电阻器也会产生噪声。图 4 所示为一种简化噪声模型。放大器和反馈元件产生的输出噪声由下式给出:

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

应用信息

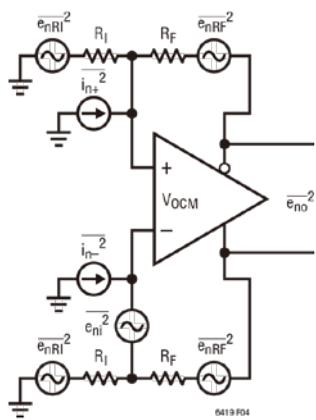


图 4. 简化噪声模型

如果放大器周围的电路平衡良好，则放大器的共模噪声 (e_{nVOCM}) 不会出现在上面的差分输出噪声方程中。该方程的曲线和 LTC6419 的反馈元件产生的噪声曲线如图 5 所示。

LTC6419 的折合到输入端的电压噪声相当于 75Ω 电阻产生的噪声。当反馈网络由电阻值大于此值的电阻组成时，输出噪声主要是电阻噪声和放大器电流噪声。如果组成反馈网络的电阻的阻值小于 75Ω ，则输出噪声以电压噪声为主(见图 5)。

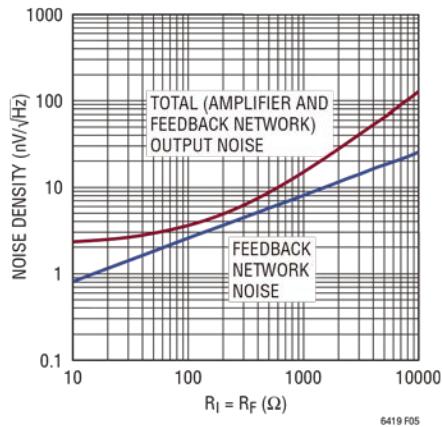


图 5. LTC6419 输出噪声与反馈网络单独贡献的噪声

电阻值越低，则噪声越低，但失真会提高，原因是反馈网络给输出端造成的负载会增加。电阻值越高，输出噪声也会越高，但由于输出上的负载电流较少，失真通常会改善。因此，当 LTC6419 配置为 1 倍差分增益时，建议使用至少 150Ω 的反馈电阻。

为了计算噪声系数 (NF)，还应考虑源电阻及其产生的噪声。图 6 显示了放大器的噪声模型，其中包括源电阻 (R_S)。为使计算一般化，还应考虑端接电阻 (R_T) 及其噪声贡献。

现在，总输出噪声功率 (不包括 R_S 的噪声贡献) 计算如下：

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

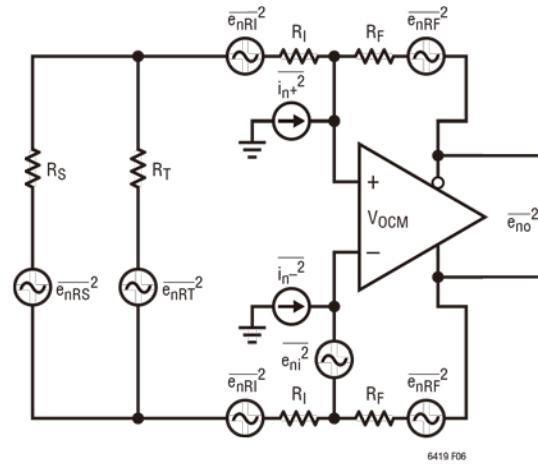


图 6. 包括源和端接电阻的更一般噪声模型

应用信息

同时, R_s 噪声引起的输出噪声功率为:

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

最后便可得出噪声系数:

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

图 7 说明了测得的不包括输入信号源电阻的噪声的总输出噪声 (e_{no}), 和在闭环增益 ($A_V = R_F/R_I$) 配置为 1V/V、2V/V 和 5V/V 的 LTC6419 的噪声系数 (NF)。左栏中的电路使用端接电阻器和变压器来匹配 50Ω 源电阻, 而右栏中的电路没有这种匹配。为简单起见, 电路中未显示隔直电容和旁路电容, 因为它们不影响噪声结果。

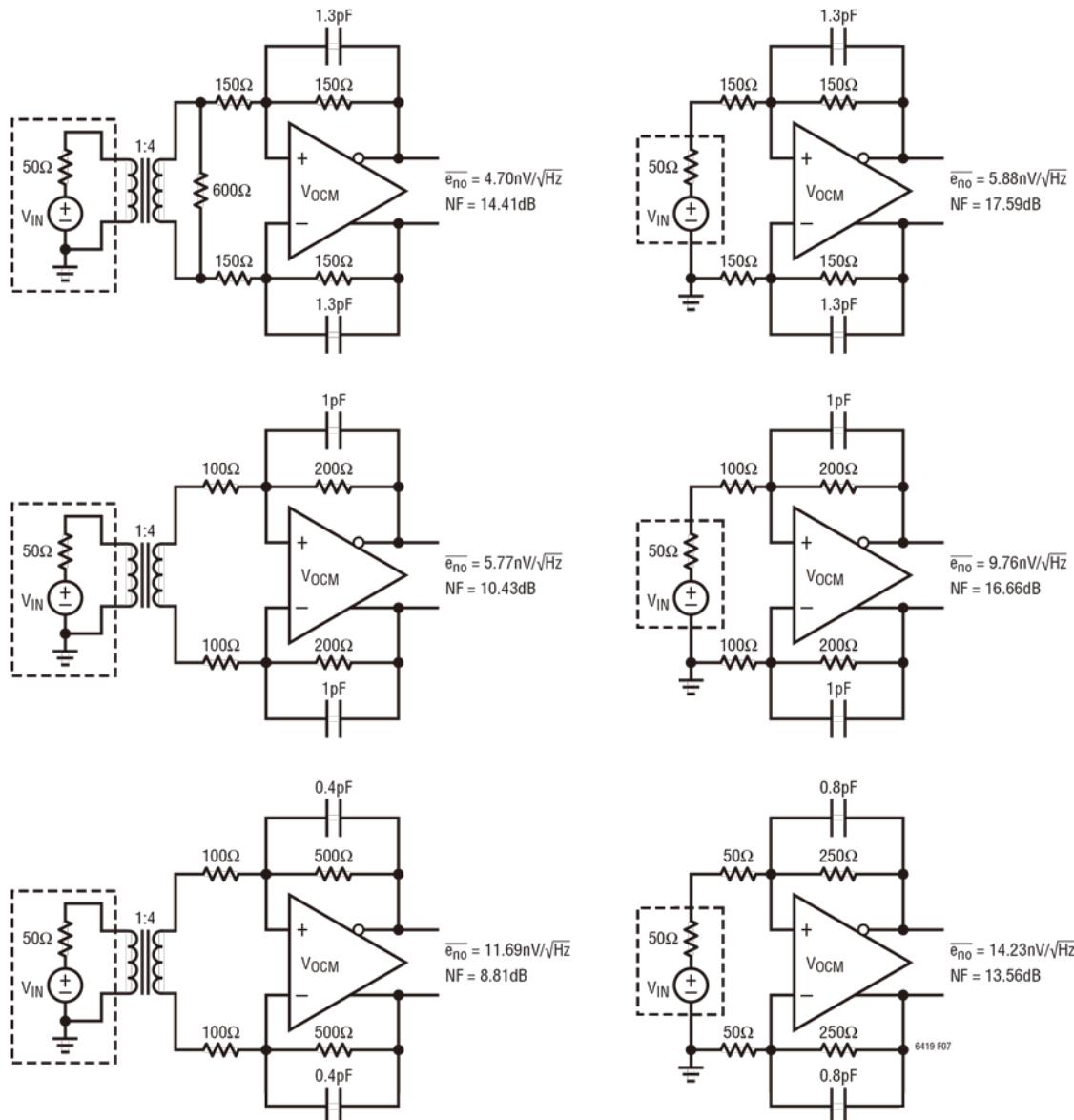


图 7. LTC6419 在不同闭环增益及有和没有源阻抗匹配的情况下测得的输出噪声和噪声系数

应用信息

GBW 与 f_{-3dB}

电气特性表中给出了增益带宽乘积 (GBW) 和 $-3dB$ 频率 (f_{-3dB})，它们是反映 LTC6419 速度的两个不同指标。GBW 是通过在特定频率 (f_{TEST}) 下测量放大器的增益并计算“增益 $\cdot f_{TEST}$ ”而获得的。为了测量增益，反馈因子 (即 $\beta = R_I/(R_I + R_F)$) 应选择得足够小，以使反馈环路不会限制 LTC6419 在 f_{TEST} 时的可用增益，确保测得的增益是放大器的开环增益。只要满足此条件，GBW 就是一个仅取决于放大器的内部设计和补偿的参数，并且是反映放大器固有速度能力的合适指标。

另一方面， f_{-3dB} 是一个在不同应用中更具实际意义的参数；根据定义，它是增益比其低频值低 $3dB$ 的频率。 f_{-3dB} 的值取决于放大器的速度以及反馈因子。由于 LTC6419 设计为在 1 倍差分信号增益下稳定工作 (其中 $R_I = R_F$ 或 $\beta = 1/2$)，因此最大 f_{-3dB} 是在该增益设置下获得并测量的，如电气特性表中所示。

在大多数放大器中，对于交越频率以下的大部分频率，开环增益响应表现出常规的单极点滚降，GBW 和 f_{-3dB} 数值彼此接近。但是，LTC6419 有意进行了补偿，使其 GBW 明显大于 f_{-3dB} 。这意味着在较低频率处 (输入信号的频率通常为 $100MHz$ 等)，放大器的增益较大，因而反馈环路增益也较大。由此获得的重要优势是可以使放大器进一步线性化，并改善这些频率处的失真。

查看本数据手册“典型性能参数”部分中的频率响应与闭环增益的关系曲线，可以发现闭环增益 (A_V) 为 1 时 (其中 $R_I = R_F = 150\Omega$)， f_{-3dB} 约为 $1.4GHz$ 。但是，对于 $A_V = 400$ (其中 $R_I = 25\Omega$ ， $R_F = 10k\Omega$)，在 $100MHz$ 处的增益接近 $40dB = 100V/V$ ，这意味着 GBW 值为 $10GHz$ 。

反馈电容

当 LTC6419 配置为低差分增益时，为每个反馈电阻 (R_F) 并联一个反馈电容 (C_F) 通常是有利的。 C_F 的使用实现了零点-极点对 (零点频率通常小于极点频率)，并为放大器周围的反馈环路增益增加了正相位。因此，如果选择适当，添加 C_F 会增加相位裕量并改善反馈环路响应的稳定性。例如，当 $R_I = R_F = 150\Omega$ 时，对于大多数一般应用，建议为每个 R_F 并联一个 $C_F = 1.3pF$ 。选择该值可使 LTC6419 的 f_{-3dB} 最大化，同时将闭环增益随频率响应而变化的峰值保持在合理水平之下 ($<1dB$)。它还能使 $0.1dB$ 增益平坦度 ($f_{0.1dB}$) 达到最高频率。

不过，对于其他特定应用，也可以使用和定制其他值的 C_F 。一般而言，较大的 C_F 值会降低放大器在频域和时域的峰化 (过冲)，但也会减小闭环带宽 (f_{-3dB})。例如，当闭环增益 (A_V) 为 5 时， $C_F = 0.8pF$ 会产生最大 f_{-3dB} (如本数据手册的频率响应与闭环增益的关系曲线所示)；如果使用 $C_F = 1.2pF$ ，放大器在时域中不会出现过冲，这符合某些应用的需要。本节中讨论的两个电路均已在本数据手册的“典型应用”部分中给出。

电路板布局和旁路电容

对于单电源应用，建议在每个 V^+ 引脚与其最近的 V^- 引脚之间直接放置高质量 $0.1\mu F||1000pF$ 陶瓷旁路电容并短接。 V^- 引脚 (包括裸露焊盘) 应以最短走线直接连接到低阻抗接地层。

对于双 (分离) 电源，建议再使用高质量 $0.1\mu F||1000pF$ 陶瓷电容，同样以最短走线将 V^+ 和 V^- 引脚旁路至地。

为了驱动大差分负载 ($<200\Omega$)，可能需要使用额外的旁路电容以获得最佳性能。请记住，小尺寸 (例如 0603) 表贴陶瓷电容的自谐振频率要比含铅电容高得多，前者在高速应用中表现最佳。

应用信息

为防止稳定性响应性能下降，强烈建议PCB连线尽可能短，使输入引脚 $+INA/-INA$ 和 $+INB/-INB$ 上的任何杂散电容保持绝对最小值。在 $R_I = R_F$ 的电路中，当反馈电阻网络使用大于 500Ω 的电阻值时，尤其要做到上面一点。

在输出端，务必注意 LTC6419 的差分特性，每个通道的两个输出端的负载阻抗（杂散或预期的）必须尽可能平衡且对称。这将有助于 LTC6419 保持平衡运行，从而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_{OCMA} 和 V_{OCMB} 引脚应通过至少 $0.01\mu F$ 的高质量陶瓷电容旁路至接地层。这将防止这些引脚上的共模信号和噪声由于 IC 内部和外部的阻抗不匹配而被意外转换为差分信号和噪声。

ADC 驱动

LTC6419 具有以地为基准的输入、差分输出和可调输出共模电压，因而非常适合与差分输入 ADC 接口。这些 ADC 通常由单电源电压供电，并有接近中间电源电压的最佳共模输入范围。

LTC6419 通过提供单端至差分转换和共模电平转换来与这些 ADC 接口。

ADC 的采样过程会产生一个瞬态，这是由 ADC 采样电容的接通引起的。当电荷在放大器与采样电容之间转移时，放大器的输出会暂时短路。为了有效表示输入信号，放大器必须在采集周期结束之前从该负载瞬态中恢复并稳定下来。LTC6419 会从这些周期性负载脉冲中快速稳定下来。驱动器输出端和 ADC 输入端之间的 RC 网络会解耦 ADC 的采样瞬态(见图 8)。电容用于在采样过程中提供大量电荷，而 LTC6419 输出端的两个电阻用于抑制和衰减 ADC 注入的电荷。RC 滤波器具有限制宽带输出噪声带宽的额外优势。一般而言，较长的时间常数会提高 SNR，但代价是建立时间会延长。解耦网络中的电阻应至少为 10Ω 。这些电阻还用于使 LTC6419 输出与负载电容解耦。电阻太大会导致建立时间不足。电阻太小将无法妥善抑制采样过程中的负载瞬态，导致建立所需时间拖长。在 16 bit 分辨率的应用中，这通常需要相当于至少 11 个 RC 时间常数的时间。为使失真最小，应选择电介质吸收较低的电容（例如 C0G 多层陶瓷电容）。

应用信息

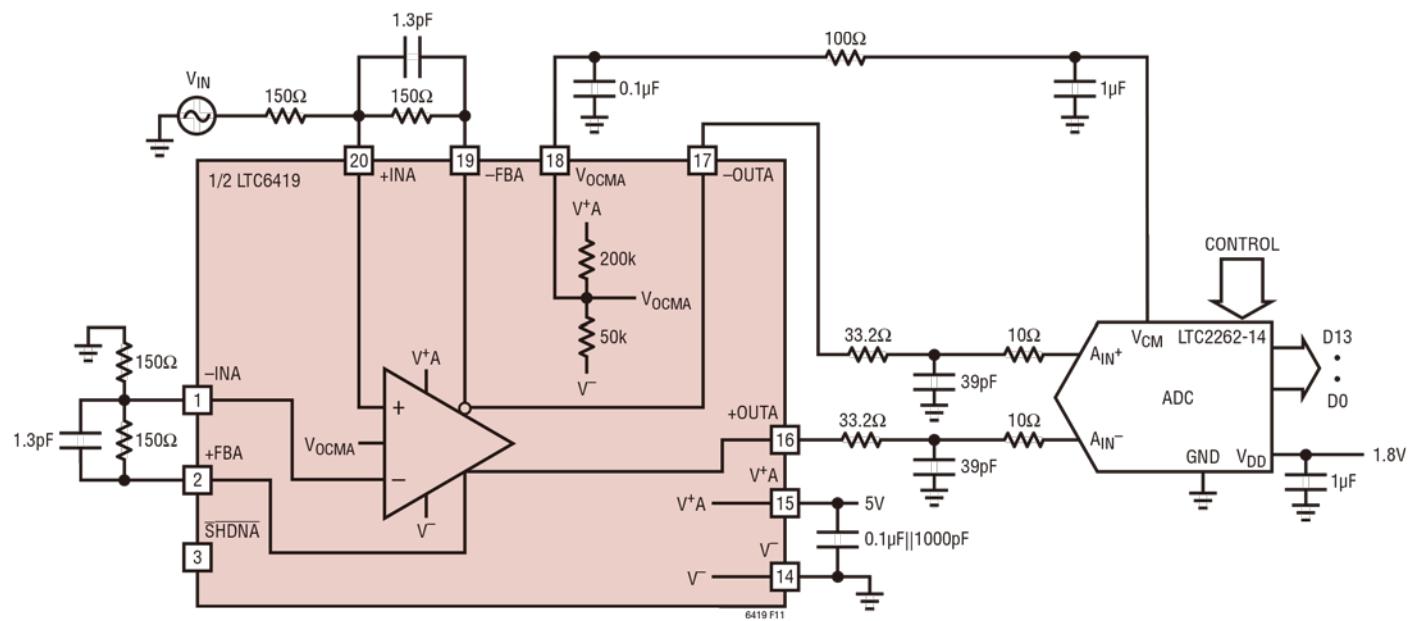


图 8. 驱动ADC

应用信息

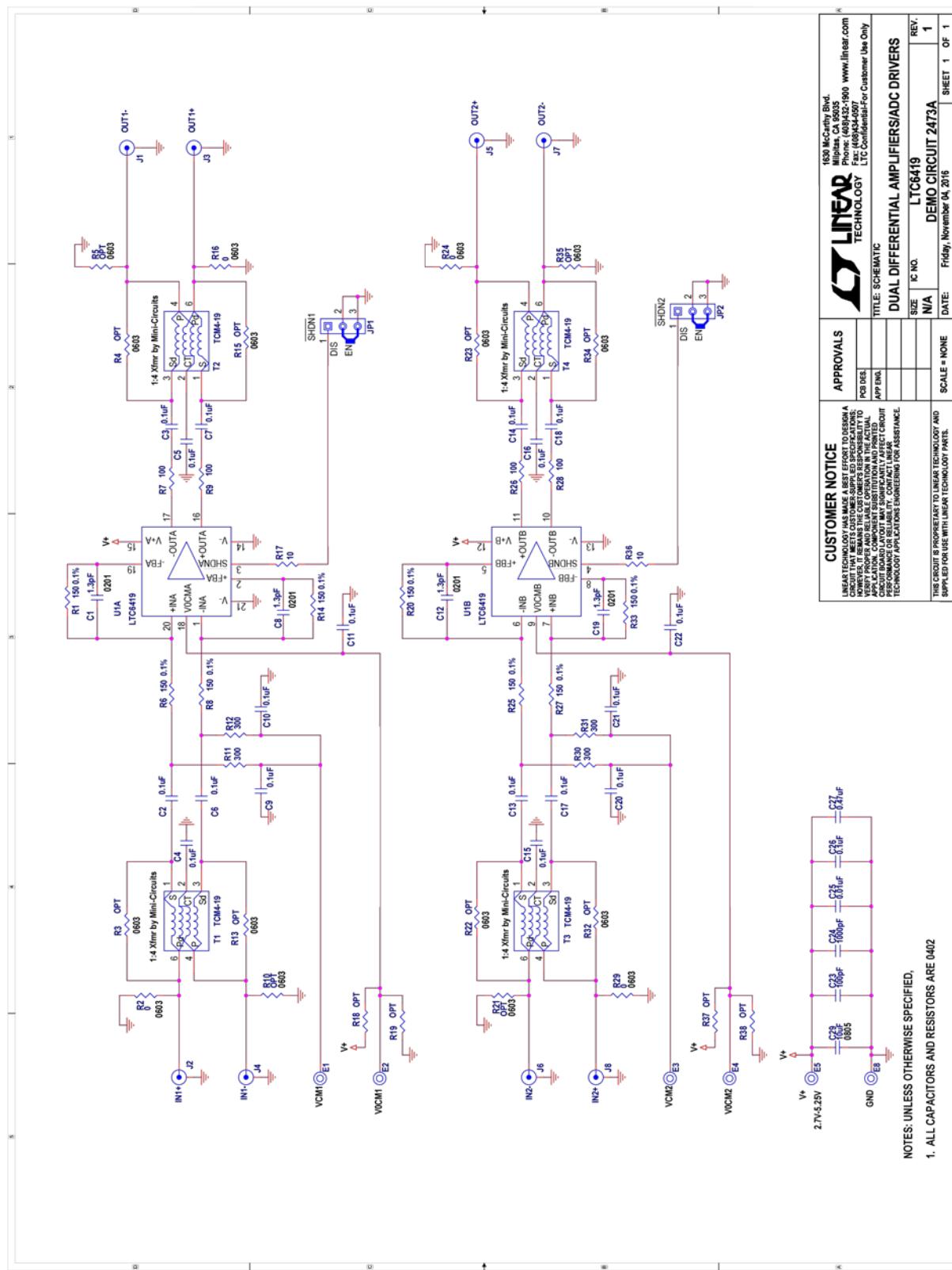


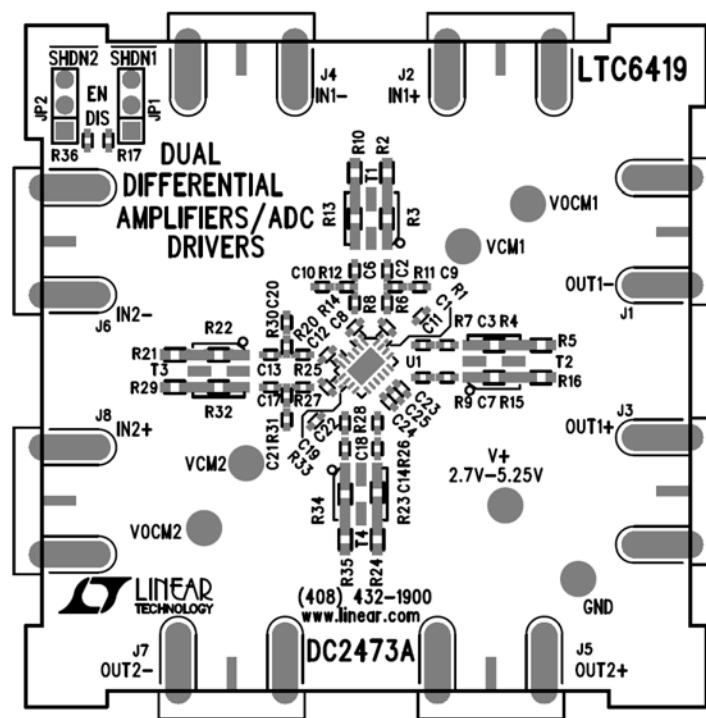
图 9. LTC6419 演示板原理图

1630 McCarthy Blvd. Milpitas, CA 95035 Phone: (408) 432-1900 www.linear.com Fax: (408) 434-5007 LTC Confidential-For Customer Use Only	
TITLE: SCHEMATIC SIZE: N/A	
IC NO. LTC6419 DATE: Friday, November 04, 2016	
REV. 1 SHEET 1 OF 1	

CUSTOMER NOTICE
LINEAR TECHNOLOGY has made a best effort to design a circuit that meets customer supplied specifications. A circuit that meets customer supplied specifications does not guarantee proper and reliable operation in the actual application. Components substitution and printed circuit board layout changes may affect circuit performance or reliability. Contact LINEAR TECHNOLOGY applications engineering for assistance.

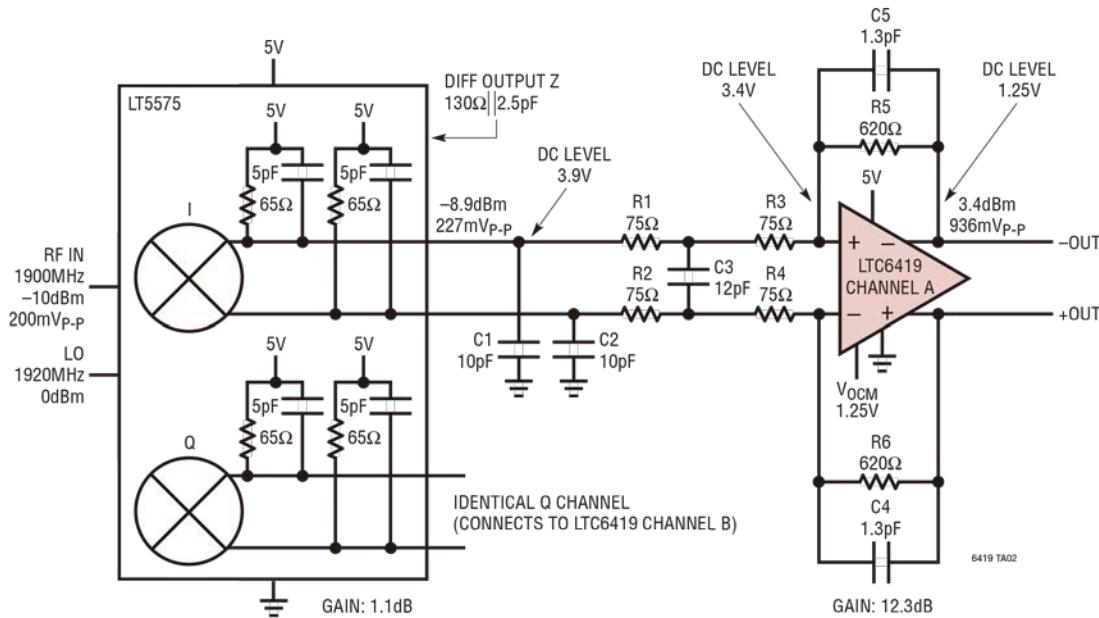
- NOTES: UNLESS OTHERWISE SPECIFIED,
1. ALL CAPACITORS AND RESISTORS ARE 0402

应用信息

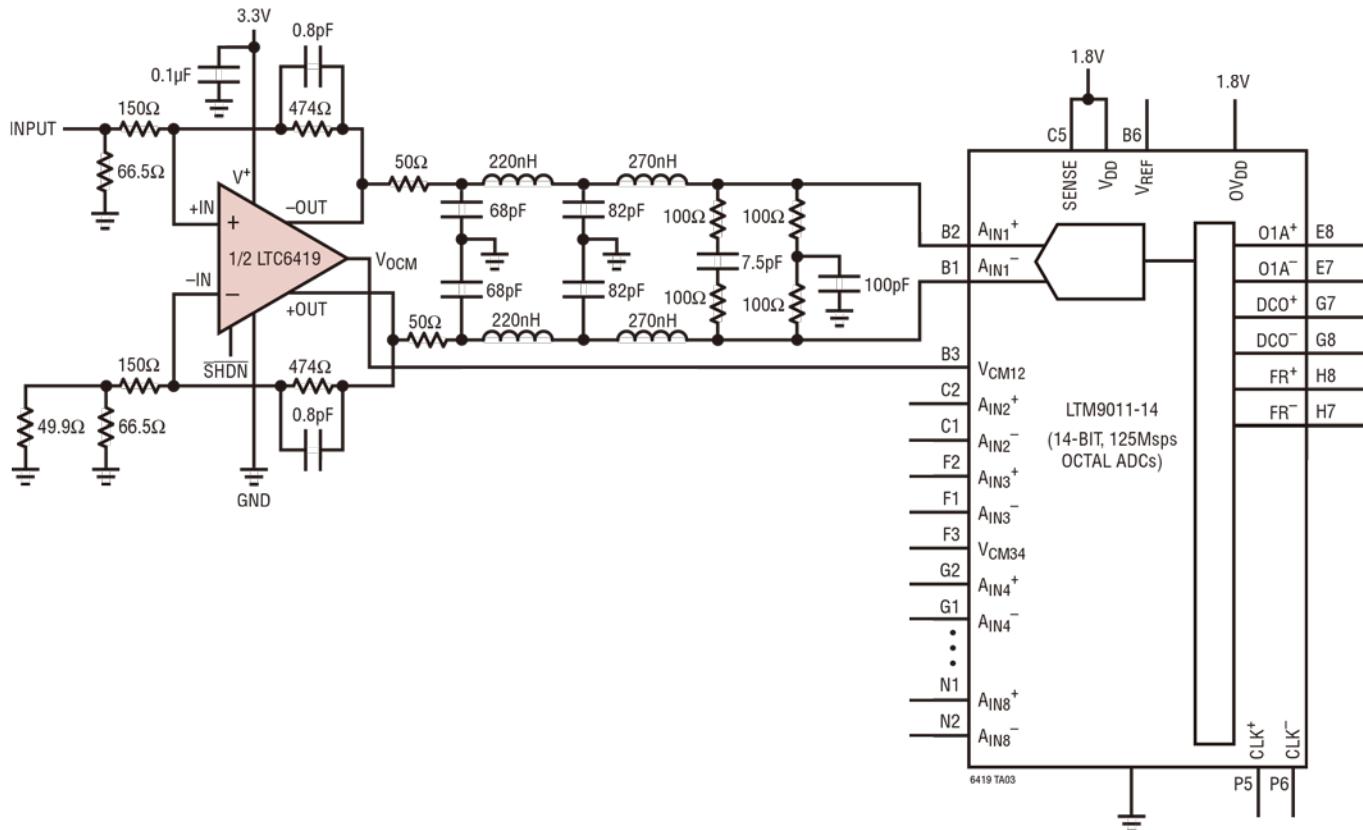


典型应用

具有直流耦合和电平转换功能的 I/Q 解调器后置放大器



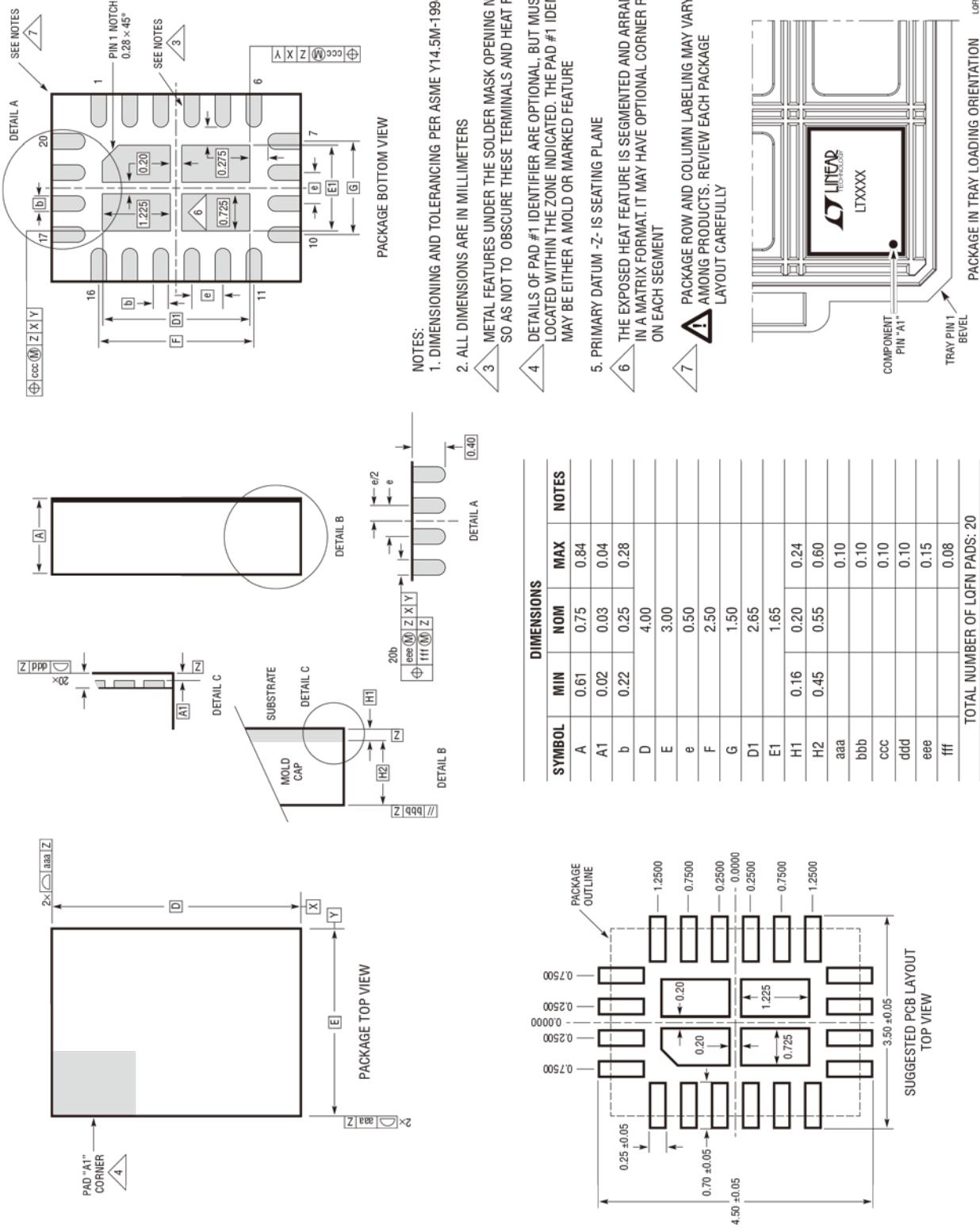
利用 LTC6419 和 50MHz 低通滤波器实现单端至差分转换 (仅显示一个通道)



封装描述

最新封装图纸请参见：<http://www.analog.com/cn/product/LTC6419#packaging>。

20 引脚 (4mm x 3mm x 0.75mm)
(参考 LTC DWG # 05-08-1519 Rev C)

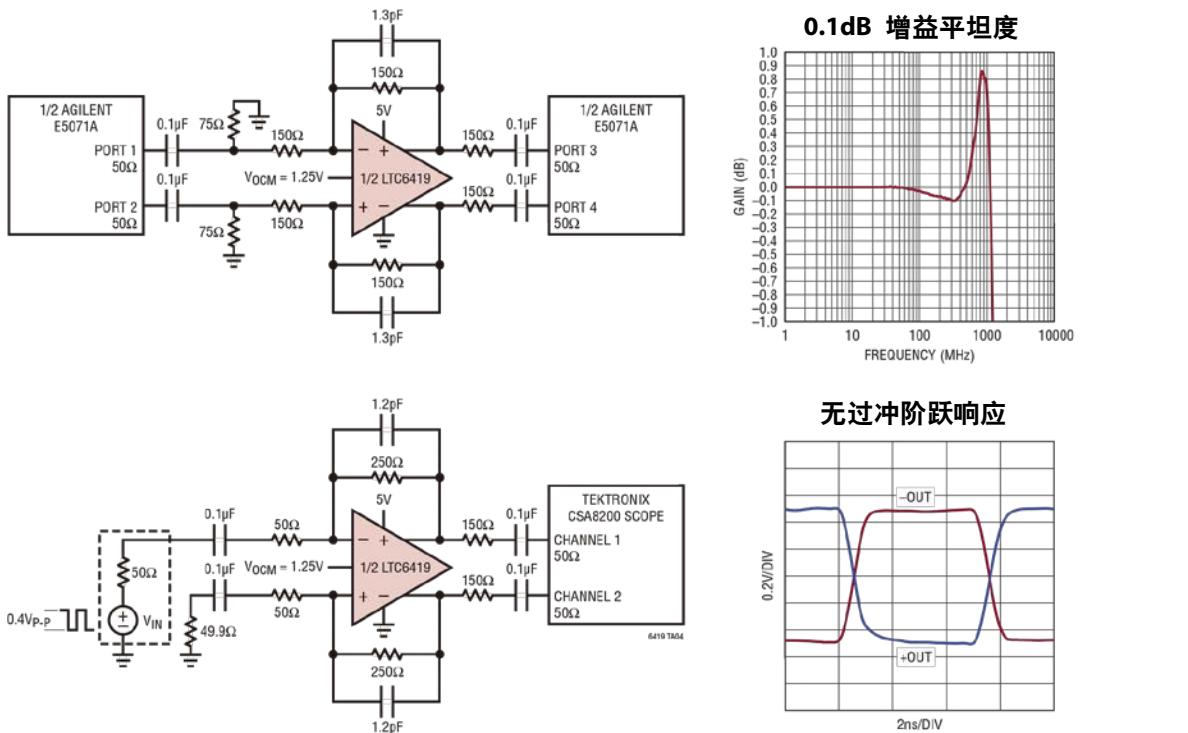


修订历史

修订版	日期	描述	页码
A	05/17	LQFN 名称	全部

典型应用

LTC6419 通过外部补偿实现最大增益平坦度和无过冲时域响应



相关器件

产品型号	描述	备注
LTC6409	10GHz GBW、 $1.1\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ 差分放大器/ADC 驱动器	88dB SFDR (100MHz 时), $I_s = 52\text{mA}$, 5V 电源, 交流或直流耦合输入
LTC6400-8/LTC6400-14/ LTC6400-20/LTC6400-26	1.8GHz 低噪声、低失真、差分 ADC 驱动器	-71dBc IM3 (240MHz 时), $1\text{V}_{\text{p.p.}}$ (每个信号音), $I_s = 90\text{mA}$, $A_v = 8\text{dB}/14\text{dB}/20\text{dB}/26\text{dB}$
LTC6401-8/LTC6401-14/ LTC6401-20/LTC6401-26	1.3GHz 低噪声、低失真、差分 ADC 驱动器	-74dBc IM3 (140MHz 时), $1\text{V}_{\text{p.p.}}$ (每个信号音), $I_s = 50\text{mA}$, $A_v = 8\text{dB}/14\text{dB}/20\text{dB}/26\text{dB}$
LTC6420-20	双通道、1.8GHz 低噪声、低失真、差分 ADC 驱动器	LTC6400-20 的双通道版本, $A_v = 20\text{dB}$
LTC6421-20	双通道、1.3GHz 低噪声、低失真、差分 ADC 驱动器	LTC6401-20 的双通道版本, $A_v = 20\text{dB}$
LTC6406/LTC6405	3GHz/2.7GHz 低噪声、轨到轨输入差分放大器/驱动器	-70dBc/-65dBc 失真 (50MHz), $I_s = 18\text{mA}$, $1.6\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ 噪声, 3V/5V 电源
LTC6430-15/LTC6430-20	15dB/20dB 增益模块 IF 放大器—差分	OIP3 = 50dBm (240MHz 时), 20MHz 至 1700MHz 带宽, 3.3dB/2.6dB NF
LTC6417	1.6GHz 低噪声、高线性度、差分缓冲器/ADC 驱动器	OIP3 = 41dBm (300MHz 时); 可驱动 50Ω 差分输出
LTC6416	2GHz 低噪声、差分 16 位 ADC 缓冲器	-72.5dBc IM3 (300MHz 时), $1\text{V}_{\text{p.p.}}$ (每个信号音), 150mW (3.6V 电源)
LTC2209	16 位、160Msps ADC	100dB SFDR, $V_{\text{DD}} = 3.3\text{V}$, $V_{\text{CM}} = 1.25\text{V}$
LTC2262-14	14 位、150Msps、超低功耗、1.8V ADC	88dB SFDR, 149mW, $V_{\text{DD}} = 1.8\text{V}$, $V_{\text{CM}} = 0.9\text{V}$
LTC2268-14/LTC2175-14/ LTM9011-14	双/四/八通道 14 位、125Msps、超低功耗、1.8V ADC	88dB SFDR, 140mW (每个通道), $V_{\text{DD}} = 1.8\text{V}$, $V_{\text{CM}} = 0.9\text{V}$

