

低噪声、低失真 全差分输入/ 输出放大器/驱动器

特点

- 全差分输入和输出
- 宽电源范围：2.375V 至 12.6V
- 轨至轨输出摆幅
- 低噪声： $3\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
- 低失真， $2\text{V}_{\text{P-P}}$ ，1MHz：-94dBc
- 可调输出共模电压
- 单位增益稳定
- 增益-带宽：70MHz
- 转换速率：65V/ μs
- 大输出电流：85mA
- DC 电压失调 <2mV (最大值)
- 开环增益：100V/V
- 低功耗待机模式
- 8 引脚 MSOP 或 3mm $\times$ 3mm DFN 封装

应用

- 差分输入 A/D 转换器驱动器
- 单端至差分转换
- 差分放大和共模变换
- 轨至轨差分线路驱动器/接收器
- 低电压、低噪声、差分信号处理

描述

LT[®]1994 是一款高精度、极低噪声、低失真、全差分输入/输出放大器，专为 3V、单电源操作而优化。LT1994 的输出共模电压与输入共模电压无关，并可通过在 V_{OCM} 引脚上施加一个电压来进行调节。一条单独的内部共模反馈通路提供了准确的输出相位平衡并减少了偶次谐波。这使得 LT1994 成为对地为基准的信号进行电平移动的理想选择，适合于驱动差分输入、单电源 ADC。

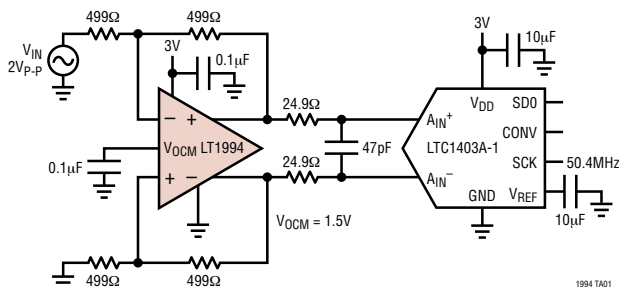
LT1994 输出具有轨至轨摆动能力，并且能够供应和吸收高达 85mA 的电流。除了低失真特性之外，LT1994 还具有一个以输入为基准的低电压噪声 ($3\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$)。该器件可在低至 2.375V 的电源电压条件下维持其性能。它仅吸收 13.5mA 的电源电流，并具有一种硬件待机功能，可将电流消耗降至 300 μA 。

LT1994 采用 8 引脚 MSOP 或 8 引脚 DFN 封装。

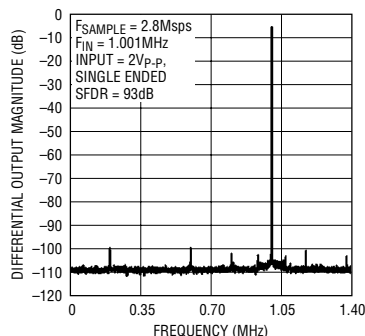
LT[®]、LTC 和 LT 是凌特公司的注册商标。
所有其他商标均为其各自拥有者的产权。

典型应用

**A/D 前置放大器：采用共模电平移动的
单端输入至差分输出**



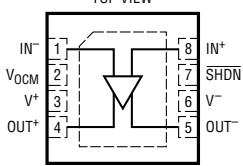
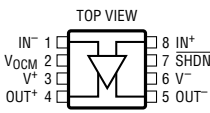
**LT1994 驱动一个 LTC1403A-1 1MHz
正弦波，8192 点 FFT 曲线图**



绝对最大额定值 (注1)

总电源电压 (V ⁺ 至 V ⁻)	12.6V	结温	
输入电压 (注 2)	±V _S	MS8 封装	150°C
输入电流 (注 2)	±10mA	DFN8 封装	125°C
V _{OCM} , $\overline{\text{SHDN}}$	±V _S	贮存温度范围	
输出短路持续时间 (注 3)	未限制	MS8 封装	-65°C 至 150°C
工作温度范围 (注 4)	-40°C 至 85°C	DFN8 封装	-65°C 至 125°C
规定温度范围 (注 5)	-40°C 至 85°C	引脚温度 (焊接时间 10 秒)	300°C

封装/订购信息

 DD PACKAGE 8-LEAD (3mm x 3mm) PLASTIC DFN T_{JMAX} = 125°C, θ_{JA} = 160°C/W UNDERSIDE METAL CONNECTED TO V⁻		 MS8 PACKAGE 8-LEAD PLASTIC MSOP T_{JMAX} = 150°C, θ_{JA} = 140°C/W	
产品型号	DD 器件标记 *	产品型号	MS8 器件标记 *
LT1994CDD LT1994IDD	LBQM LBQM	LT1994CMS8 LT1994IMS8	LTBQN LTBQN
订购选项 卷带: 加 #TR 无铅型: 加 #PBF 无铅型卷带: 加 #TRPBF 无铅型器件标记: http://www.linear.com/leadfree/			

* 温度等级标识见集装箱上的标签。对于规定工作温度范围更宽的器件，请咨询凌特公司。

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°C。V⁺ = 3V，V⁻ = 0V，V_{CM} = V_{OCM} = V_{ICM} = 中间电源电压，V_{SHDNBAR} = 开路，R_I = R_F = 499Ω，R_L = 800Ω 至一个中间电源电压 (见图1)，除非特别说明。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}⁻)。V_{INDIFF} 被定义为 (V_{IN}⁺ - V_{IN}⁻)。

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 (以输入为基准)	V _S = 2.375V，V _{ICM} = V _S /4 V _S = 3V V _S = 5V V _S = ±5V	● ● ● ●			±2 ±2 ±2 ±3	mV
ΔV _{OSDIFF} /ΔT	差分失调电压漂移 (以输入为基准)	V _S = 2.375V，V _{ICM} = V _S /4 V _S = 3V V _S = 5V V _S = ±5V			3 3 3 3		μV/°C
I _B	输入偏置电流 (注 6)	V _S = 2.375V，V _{ICM} = V _S /4 V _S = 3V V _S = 5V V _S = ±5V	● ● ● ●	-45 -45 -45 -45	-18 -18 -18 -18	-3 -3 -3 -3	μA

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 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。 $V^+ = 3\text{V}$ ， $V^- = 0\text{V}$ ， $V_{\text{CM}} = V_{\text{OCM}} = V_{\text{ICM}}$ = 中间电源电压， $V_{\text{SHDNBAR}} = \text{开路}$ ， $R_I = R_F = 499\Omega$ ， $R_L = 800\Omega$ 至一个中间电源电压 (见图1)，除非特别注明。 V_S 被定义为 $(V^+ - V^-) \cdot V_{\text{OUTCM}}$ 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 $(V_{\text{OUT}}^+ - V_{\text{OUT}}^-)$ 。 V_{INDIFF} 被定义为 $(V_{\text{IN}}^+ - V_{\text{IN}}^-)$ 。

符号	参数	条件		最小值	典型值	最大值	单位
I_{OS}	输入失调电流 (注 6)	$V_S = 2.375\text{V}$ ， $V_{\text{ICM}} = V_S/4$ $V_S = 3\text{V}$ $V_S = 5\text{V}$ $V_S = \pm 5\text{V}$	● ● ● ●		± 0.2 ± 0.2 ± 0.2 ± 0.2	± 2 ± 2 ± 3 ± 4	μA
R_{IN}	输入电阻	共模 差模			700 4.5		$\text{k}\Omega$ $\text{k}\Omega$
C_{IN}	输入电容	差分			2		pF
e_n	以差分输入为基准的噪声电压密度	$f = 50\text{kHz}$			3		$\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
i_n	输入噪声电流密度	$f = 50\text{kHz}$			2.5		$\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$
e_{nVOCM}	以输入为基准的共模输出噪声电压密度	$f = 50\text{kHz}$ ， V_{OCM} 短路至地			15		$\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
V_{ICMR} (注 7)	输入信号共模范围	$V_S = 3\text{V}$ $V_S = \pm 5\text{V}$	● ●	0 -5		1.75 3.75	V
CMRRI (注 8)	输入共模抑制比 (以输入为基准) $\Delta V_{\text{ICM}}/\Delta V_{\text{OSDIFF}}$	$V_S = 3\text{V}$ ， $\Delta V_{\text{ICM}} = 0.75\text{V}$	●	55	85		dB
CMRRIO (注 8)	输出共模抑制比 (以输入为基准) $\Delta V_{\text{OCM}}/\Delta V_{\text{OSDIFF}}$	$V_S = 5\text{V}$ ， $\Delta V_{\text{OCM}} = 2\text{V}$	●	65	85		dB
PSRR (注 9)	差分电源抑制 ($\Delta V_S/\Delta V_{\text{OSDIFF}}$)	$V_S = 3\text{V}$ 至 $\pm 5\text{V}$	●	69	105		dB
PSRRCM (注 9)	输出共模电源抑制 ($\Delta V_S/\Delta V_{\text{OSOCM}}$)	$V_S = 3\text{V}$ 至 $\pm 5\text{V}$	●	45	70		dB
G_{CM}	共模增益 ($\Delta V_{\text{OUTCM}}/\Delta V_{\text{OCM}}$)	$V_S = \pm 2.5\text{V}$	●		1		V/V
	共模增益误差 $100 \cdot (G_{\text{CM}} - 1)$	$V_S = \pm 2.5\text{V}$	●	-0.15		± 1	%
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 -71	-46 -50		dB dB
V_{OSCM}	共模失调电压 ($V_{\text{OUTCM}} - V_{\text{OCM}}$)	$V_S = 2.375\text{V}$ ， $V_{\text{ICM}} = V_S/4$ $V_S = 3\text{V}$ $V_S = 5\text{V}$ $V_S = \pm 5\text{V}$	● ● ● ●	± 2.5 ± 2.5 ± 2.5 ± 2.5	± 25 ± 25 ± 30 ± 40		mV mV mV mV
$\Delta V_{\text{OSCM}}/\Delta T$	共模失调电压漂移	$V_S = 2.375\text{V}$ ， $V_{\text{ICM}} = V_S/4$ $V_S = 3\text{V}$ $V_S = 5\text{V}$ $V_S = \pm 5\text{V}$		5 5 5 5			$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
V_{OUTCMR} (注 7)	输出信号共模范围 (V_{OCM} 引脚的电压范围)	$V_S = 3\text{V}$ ， $\pm 5\text{V}$	●	$V^- + 1.1$		$V^+ - 0.8$	V
R_{INVOCM}	输入电阻， V_{OCM} 引脚		●	30	40	60	$\text{k}\Omega$
V_{MID}	V_{OCM} 引脚上的电压	$V_S = 5\text{V}$	●	2.45	2.5	2.55	V
V_{OUT}	输出电压，高，任一输出引脚 (注 10)	$V_S = 3\text{V}$ ，无负载 $V_S = 3\text{V}$ ， $R_L = 800\Omega$ $V_S = 3\text{V}$ ， $R_L = 100\Omega$ $V_S = \pm 5\text{V}$ ，无负载 $V_S = \pm 5\text{V}$ ， $R_L = 800\Omega$ $V_S = \pm 5\text{V}$ ， $R_L = 100\Omega$	● ● ● ● ● ● ●		70 90 200 150 200 900	140 175 400 325 450 2400	mV mV mV mV mV mV

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 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。 $V^+ = 3\text{V}$ ， $V^- = 0\text{V}$ ， $V_{\text{CM}} = V_{\text{OCM}} = V_{\text{ICM}}$ = 中间电源电压， V_{SHDNBAR} = 开路， $R_I = R_F = 499\Omega$ ， $R_L = 800\Omega$ 至一个中间电源电压 (见图1)，除非特别注明。 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 $(V_{\text{OUT}}^+ - V_{\text{OUT}}^-)$ 。 V_{INDIFF} 被定义为 $(V_{\text{IN}}^+ - V_{\text{IN}}^-)$ 。

符号	参数	条件		最小值	典型值	最大值	单位
	输出电压，低，任一输出引脚 (注10)	$V_S = 3\text{V}$ ，无负载 $V_S = 3\text{V}$ ， $R_L = 800\Omega$ $V_S = 3\text{V}$ ， $R_L = 100\Omega$	● ● ●		30 50 125	70 90 250	mV mV mV
		$V_S = \pm 5\text{V}$ ，无负载 $V_S = \pm 5\text{V}$ ， $R_L = 800\Omega$ $V_S = \pm 5\text{V}$ ， $R_L = 100\Omega$	● ● ●		80 125 900	180 250 2400	mV mV mV
I_{SC}	输出短路电流，任一输出引脚 (注11)	$V_S = 2.375\text{V}$ ， $R_L = 10\Omega$ $V_S = 3\text{V}$ ， $R_L = 10\Omega$ $V_S = 5\text{V}$ ， $R_L = 10\Omega$ $V_S = \pm 5\text{V}$ ， $V_{\text{CM}} = 0\text{V}$ ， $R_L = 10\Omega$	● ● ● ●	± 25 ± 30 ± 40 ± 45	± 35 ± 40 ± 65 ± 85		mA mA mA mA
SR	转换速率	$V_S = 5\text{V}$ $V_S = \pm 5\text{V}$ ， $V_{\text{CM}} = 0\text{V}$	● ●	50 50	65 65	85 85	V/ μS
GBW	增益-带宽乘积 ($f_{\text{TEST}} = 1\text{MHz}$)	$V_S = 3\text{V}$ ， $T_A = 25^\circ\text{C}$ $V_S = \pm 5\text{V}$ ， $V_{\text{CM}} = 0\text{V}$ ， $T_A = 25^\circ\text{C}$	● ●	58 58	70 70		MHz
	失真	$V_S = 3\text{V}$ ， $R_L = 800\Omega$ ， $f_{\text{IN}} = 1\text{MHz}$ ， $V_{\text{OUT}}^+ - V_{\text{OUT}}^- = 2V_{\text{P-P}}$ 差分输入 二次谐波 三次谐波 单端输入 二次谐波 三次谐波			-99 -96 -94 -108		dBc dBc dBc dBc
t_s	稳定时间	$V_S = 3\text{V}$ ，0.01%，2V 阶跃 $V_S = 3\text{V}$ ，0.1%，2V 阶跃			120 90		ns ns
A_{OVL}	大信号电压增益	$V_S = 3\text{V}$			100		dB
V_S	电源电压范围		●	2.375		12.6	V
I_S	电源电流	$V_S = 3\text{V}$ $V_S = 5\text{V}$ $V_S = \pm 5\text{V}$	● ● ●		13.3 13.9 14.8	18.5 19.5 20.5	mA mA mA
I_{SHDN}	待机模式中的电源电流	$V_S = 3\text{V}$ $V_S = 5\text{V}$ $V_S = \pm 5\text{V}$	● ● ●		0.225 0.375 0.7	0.8 1.75 2.5	mA mA mA
V_{IL}	$\overline{\text{SHDN}}$ 输入逻辑低电平	$V_S = 2.375\text{V}$ 至 $\pm 5\text{V}$	●			$V^+ - 2.1$	V
V_{IH}	$\overline{\text{SHDN}}$ 输入逻辑高电平	$V_S = 2.375\text{V}$ 至 $\pm 5\text{V}$	●	$V^+ - 0.6$			V
R_{SHDN}	$\overline{\text{SHDN}}$ 上拉电阻器	$V_S = 2.375\text{V}$ 至 $\pm 5\text{V}$		40	55	75	k Ω
t_{ON}	接通时间	$V_{\text{SHDN}} 0.5\text{V}$ 至 3V			1		μS
t_{OFF}	关断时间	$V_{\text{SHDN}} 3\text{V}$ 至 0.5V			1		μS

注1：绝对最大额定值是指超出该值则器件的寿命可能会受损。

注2：输入由一对背对背二极管来保护。如果差分输入电压超过1V，则应将输入电流限制在10mA以下。

注3：如果输出被无限期短路，则可能需要使用一个散热器来把结温保持在绝对最大额定值以下。

注4：LT1994C/LT1994I 保证在 -40°C 至 85°C 的工作温度范围内正常运行。

注5：LT1994C 保证在 0°C 至 70°C 的范围内满足规定性能要求，并按照 -40°C 至 85°C 的规定性能要求来设计和进行特性分析，且有望达到相关标准，但在这些温度条件下未进行测试或品质保证 (QA) 采样。LT1994I 保证在 -40°C 至 85°C 的温度范围内满足规定性能要求。

注6：输入偏置电流被定义为流入引脚1和引脚8 (I_{IN}^- 和 I_{IN}^+) 的输入电流的平均值。输入失调电流被定义为流入引脚8和引脚1的输入电流之差 ($I_{\text{OS}} = I_{\text{B}}^+ - I_{\text{B}}^-$)。

电特性

注 7：输入共模范围是采用图 1 所示的测试电路 ($R_F = R_I$) 来测试的，采取的方法是：在 V_{INP} 上施加一个单端 $2V_{P-P}$ 、1kHz 信号 ($V_{INM} = 0$)、测量电特性参数表中所列的共模电压范围极限值处的输出失真 (THD)、并确认输出 THD 优于 -40dBc 。用于输出共模范围 (引脚 2) 的电压范围是采用图 1 所示的测试电路 ($R_F = R_I$) 来测试的，采取的方法是：在 V_{OCM} (引脚 2) 上施加一个 $0.5V$ (峰值)、1kHz 信号 ($V_{INP} = V_{INM} = 0$)、在 V_{OCM} 被施加了超过电特性参数表所列的 V_{OCM} 引脚范围限值达 $0.5V$ 的偏压的情况下测量 V_{OUTCM} 上的输出失真 (THD)、并确认 THD 优于 -40dB 。

注 8：输入 CMRR 被定义为 IN^+ 或 IN^- 引脚上的输入共模电压变化与以差分输入为基准的电压失调变化之比。输出 CMRR

被定义为 V_{OCM} 引脚上的电压变化与以差分输入为基准的电压失调变化之比。

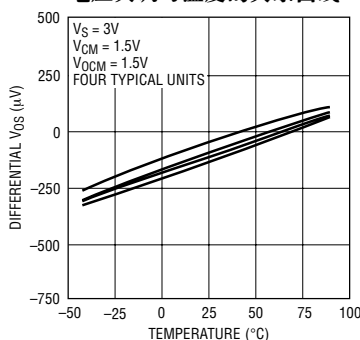
注 9：差分电源抑制 (PSRR) 被定义为电源电压变化与以差分输入为基准的电压失调变化之比。共模电源抑制 (PSRRCM) 被定义为电源电压变化与共模失调 ($V_{OUTCM} - V_{OCM}$) 变化之比。

注 10：输出摆幅是被作为输出与各自电源轨之间的差异来测量的。

注 11：长期工作于输出短路条件下有可能导致结温超过 MSOP 封装的 150°C 限值 (或 DD 封装的 125°C 限值)，建议不要这样做。

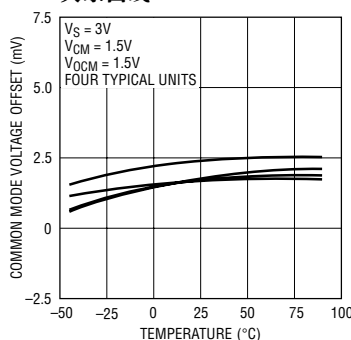
典型性能特征

以差分输入为基准的
电压失调与温度的关系曲线



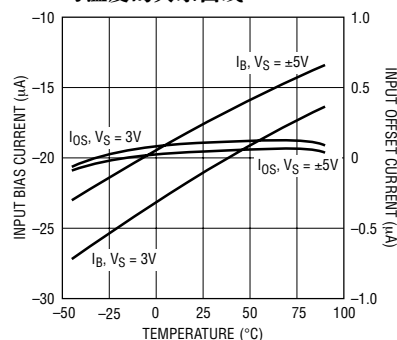
1994 G01

共模电压失调与温度的
关系曲线



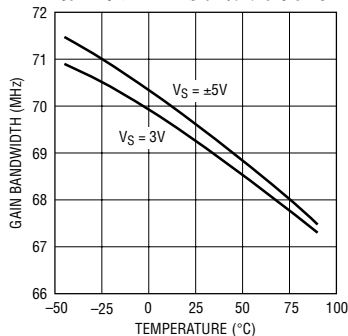
1994 G02

输入偏置电流和输入失调电流
与温度的关系曲线



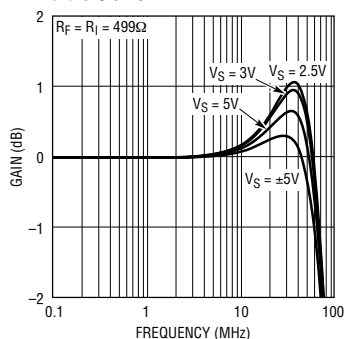
1994 G03

增益带宽与温度的关系曲线



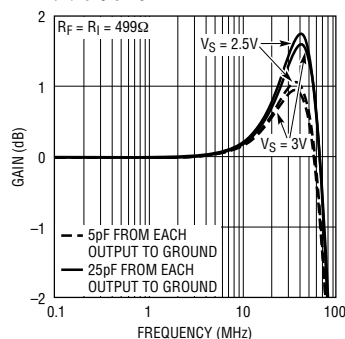
1994 G04

频率响应与电源电压的
关系曲线



1994 G05

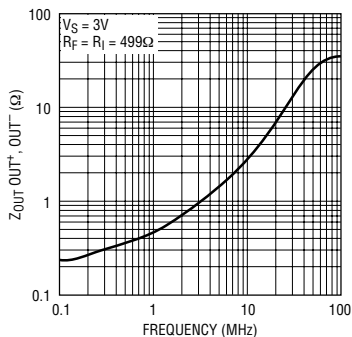
频率响应与负载电容的
关系曲线



1994 G06

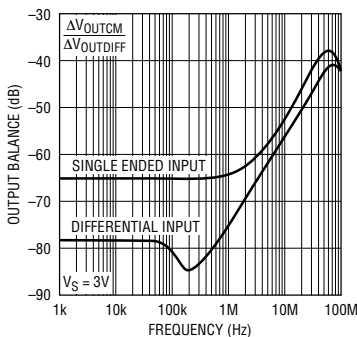
典型性能特征

输出阻抗与频率的关系曲线



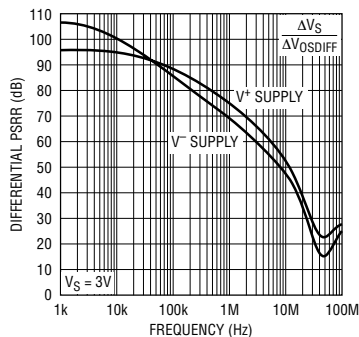
1994 G07

输出平衡与频率的关系曲线



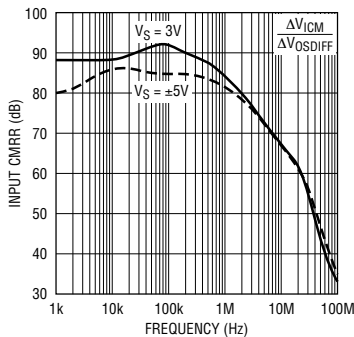
1995 G08

差分电源抑制与频率的关系曲线



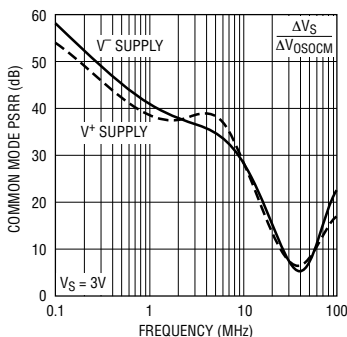
1995 G09

输入共模抑制与频率的关系曲线



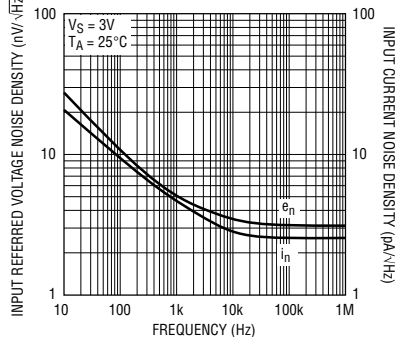
1995 G10

共模输出电源抑制与频率的关系曲线



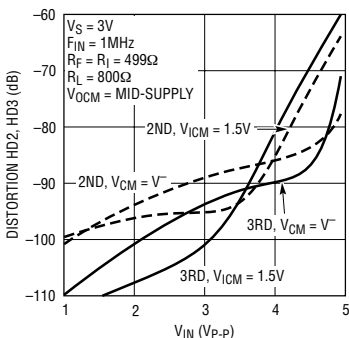
1995 G11

输入噪声与频率的关系曲线



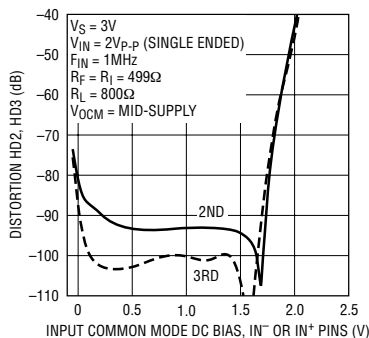
1995 G12

差分失真与输入幅度的关系曲线 (单端输入)



1994 G13

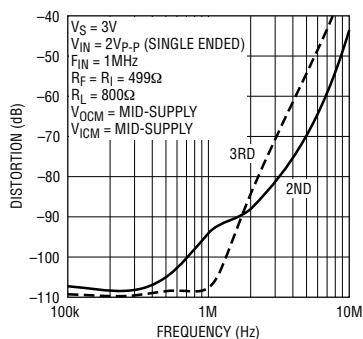
差分失真与输入共模电平的关系曲线



1994 G14

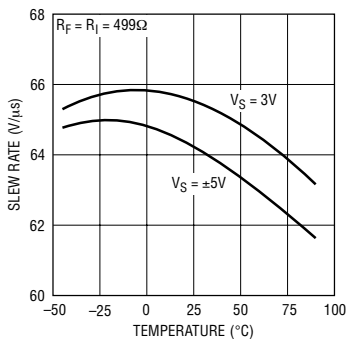
典型性能特征

差分失真与频率的关系曲线



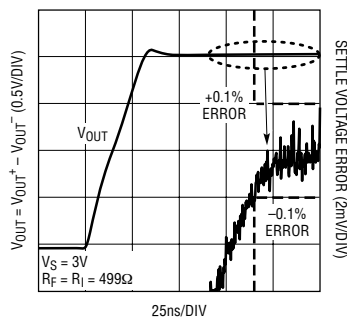
1994 G15

转换速率与温度的关系曲线



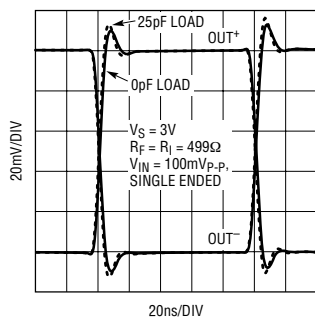
1994 G16

2V 阶跃响应稳定特性



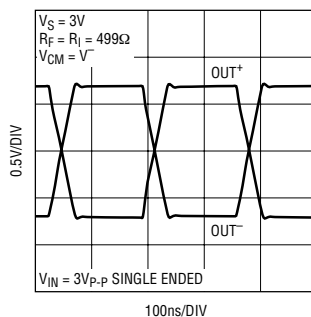
1994 G17

小信号阶跃响应



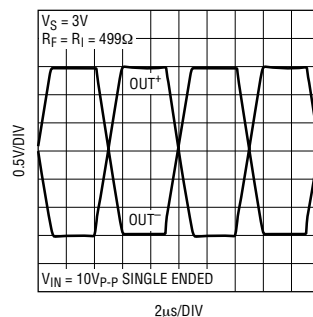
1994 G18

大信号阶跃响应



1994 G19

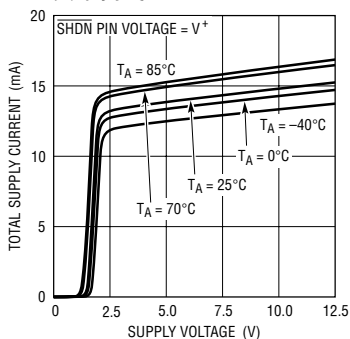
具有大输入过驱动时的输出



1994 G20

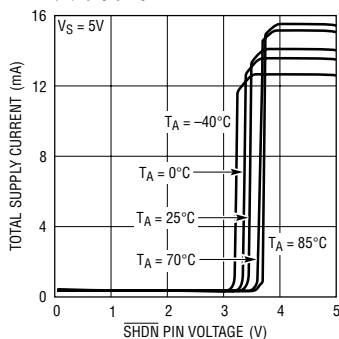
典型性能特征

电源电流与电源电压的关系曲线



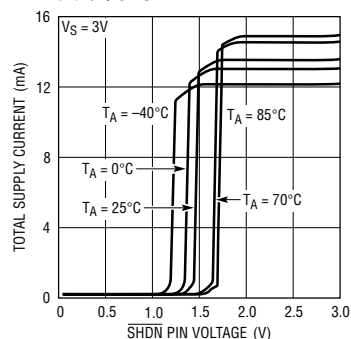
1994 G21

电源电流与 SHDN 电压的关系曲线



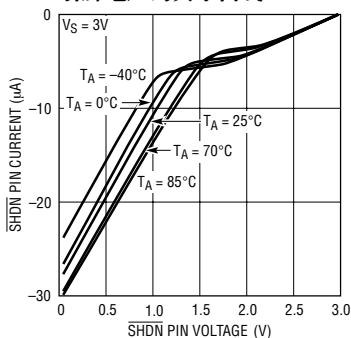
1994 G22

电源电流与 SHDN 电压的关系曲线



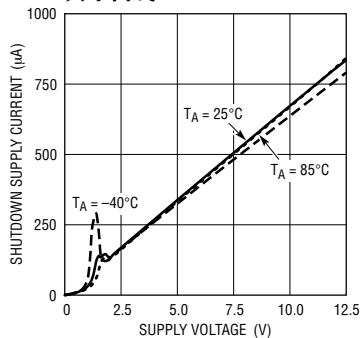
1994 G23

SHDN 引脚电流与 SHDN 引脚电压的关系曲线



1994 G24

停机电源电流与电源电压的关系曲线



1994 G25

引脚功能

IN⁺、IN⁻ (引脚 1、8) : 分别为放大器的同相和反相输入引脚。为了获得最佳性能，强烈建议通过使印刷电路接线尽量简短(而且，如果需要的话，可将周围靠近的接地平面折回，以使其远离这些引脚)来把杂散电容保持于一个绝对最小值。

V_{OCM} (引脚 2) : 输出共模基准电压。V_{OCM} 引脚是位于电源之间的一个内部阻性分压器的中点，用于产生一个(缺省的)中间电源电压电位，以实现输出信号摆幅的最大化。V_{OCM} 具有一个约 40k 的 Thevenin 等效电阻，并可由一个外部电压基准对其进行过驱动。V_{OCM} 上的电压用于设定输出共模电压电平(它被定义为 OUT⁺ 和 OUT⁻ 引脚电压的平均值)。应采用一个电容值至少为 0.1μF 的高品质的陶瓷旁路电容器来对 V_{OCM} 进行旁路(除非 V_{OCM} 直接与一个低阻抗、低噪声接地平面相连)，旨在最大限度地抑制由 IC 外部和内部的阻抗失配所导致的共模噪声至差分噪声转换。

V⁺、V⁻ (引脚 3、6) : 电源引脚。对于单电源应用(引脚 6 接地)，建议以最少的布线来把高品质的 1μF 和 0.1μF 陶瓷旁路电容器布设在正电源引脚(引脚 3)和

负电源引脚(引脚 6)之间。引脚 6 应直接连接至一个低阻抗接地平面。对于双电源应用，建议采用高品质的 0.1μF 陶瓷电容器来把引脚 3 和引脚 6 旁路至地。另外，强烈建议采用最少的布线来把高品质的 1μF 和 0.1μF 陶瓷旁路电容器布设在电源引脚(引脚 3 和 6)的两端。

OUT⁺、OUT⁻ (引脚 4、5) : 输出引脚。每个引脚都能够利用一个高达 ±85mA 的短路电流限值来驱动约 100Ω 的接地负载。每个放大器输出都是专为驱动一个 25pF 的负载电容而设计的。这基本上意味著放大器能够利用每个输出来驱动 25pF 的接地负载电容或差分连接的 12.5pF 负载电容。对于较大的容性负载，应采用从每个输出端引出的阻值至少为 25Ω 的电阻器来进行去耦。

$\overline{\text{SHDN}}$ (引脚 7) : 当引脚 7 ($\overline{\text{SHDN}}$) 浮置或直接与 V⁺ 相连时，LT1994 处于正常操作模式。当引脚 7 的电压被拉至 V⁺ 以下至少 2.1V 时，LT1994 进入低功耗停机状态。请参阅“应用信息”中的“ $\overline{\text{SHDN}}$ 引脚”部分，以了解有关停机状态中 LT1994 输出阻抗的描述。

应用信息

功能描述

LT1994 是具有准确输出相位平衡的小外形、宽带、低噪声、低失真全差分放大器。LT1994 专为驱动低电压、单电源、差分输入模拟-数字转换器(ADC)而优化。LT1994 的输出能够在电源电压低至 2.5V 的条件下拥有轨至轨摆动能力,这使得该放大器非常适用于将以地电位为基准的单端信号转换成以 V_{OCM} 为基准的差分信号,从而为驱动低电压、单电源、差分输入 ADC 做好准备。与具有单个输出的传统运算放大器不同,LT1994 具有两个输出,用于对信号进行差分处理。与单端输出放大器相比,这为在低电压系统中实现信号摆幅的倍增创造了条件。该放大器的平衡差分特性还消除了偶次谐波失真,而且不易受到共模噪声(比如电源噪声)的影响。LT1994 还可被用作单端输入至差分输出放大器或差分输入至差分输出放大器。

LT1994 的输出共模电压(被定义为两个输出电压的平均值)与输入共模电压无关,并可通过在 V_{OCM} 引脚上施加一个电压来调节。如果该引脚被置于开路状态,则存在一个内部阻性分压器,该分压器产生一个处于 V^+ 和 V^- 引脚电压中间的电位。 V_{OCM} 引脚将具有一个约 40k Ω 的 Thevenin 等效电阻,以及一个数值为电源电压一半的 Thevenin 等效电压。当该引脚未被硬连线至一个低阻抗接地平面时,建议采用一个高品质陶瓷电容器来把 V_{OCM} 引脚旁路至一个低阻抗接地平面(见本文件中的“布局考虑”)。LT1994 的内部共模反馈通路强制准确的输出相位平衡,以减少偶次谐波,并使各个输出以由 V_{OCM} 引脚所设定的电位为中心。

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

LT1994 的输出(OUT^+ 和 OUT^-)具有轨至轨摆动能力。它们能够供应或吸收高达 85mA 左右的电流。每个输出的额定值都是专为驱动约 25pF(差分连接时则为 12.5pF)的接地负载电容而拟订的。对于较

高的负载电容,应采用从每个输出端引出的阻值至少为 25 Ω 的串联电阻来进行去耦。

输入引脚保护

利用一对背对背二极管(用于防止输入晶体管发生发射极-基极击穿)来保护 LT1994 的输入级免遭超过 1.4V 的差分输入电压的损坏。此外,输入引脚具有至任一电源的控向二极管。如果输入对被过驱动,则应将电流限制在 10mA 以下,以防止 IC 受损。LT1994 还具有至 V_{OCM} 引脚上的任一电源以及 $\overline{SHDN}$ 引脚(引脚 2 和 7)的控向二极管,如果有可能遭受到超过任一电源的电压,则它们的电流也应被限制在 10mA 以下。

$\overline{SHDN}$ 引脚

如果 $\overline{SHDN}$ 引脚(引脚 7)被拉至正电源以下 2.1V,则将生成一个内部电流,用于使 LT1994 断电。该引脚将具有约 55k Ω 的 Thevenin 等效阻抗(至 V^+)。如果该引脚未连接,则一个阻值为 120k Ω 的内部上拉电阻器将使器件处于标准的有源操作状态。应谨慎地将该引脚上的漏电流控制在 1 μ A 以下,以防止漏电流无意间将 LT1994 置于停机模式。在停机模式中,所有的偏置电流源均被切断,而且输出引脚 OUT^+ 和 OUT^- 均将表现为开路集电极,并具有一个并联非线性电容器和至任一电源的控向二极管。由于非线性电容的缘故,因此,如果遭受显著的电压瞬变,则输出仍然具有吸收和供应少量瞬态电流的能力。输入(IN^+ 和 IN^-)具有反并联二极管,如果输入端上的电压瞬变超过 1V,则这些二极管将能够传导电流。输入也具有至任一电源的控向二极管。停机和运行状态之间的接通和关断时间约为 1 μ s,但取决于电路配置。

一般放大器应用

随著集成度的提高以及相应的系统电源电压的下降,ADC 需要对信号进行差分处理,以维持上佳

应用信息

的信噪比。这些 ADC 通常由一个可低至 2.5V 的单电源电压来供电，并将具有一个接近中间电源电压的最佳共模输入范围。LT1994 通过提供单端至差分转换和共模电平移动来与这些普通 ADC 相连。图 1 示出了一种在 V_{OUT}^+ 和 V_{OUT}^- 之间布设了完全匹配的反馈网络的普通单电源应用。从 V_{INM} 和 V_{INP} 至 $V_{OUTDIFF}$ 的增益为：

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

由上式可见，差分输出电压 ($V_{OUT}^+ - V_{OUT}^-$) 与输入和输出共模电压 (或者共模引脚上的电压) 完全无关。这使得 LT1994 成为前置放大、电平移动以及单端信号至差分输出信号转换 (为驱动差分输入 ADC 做准备) 的理想选择。

电阻器对失配的影响

图 2 示出了一款电路的原理图，它考虑到了这样一个因素，即在现实当中，电阻器将不会是完全匹配的。当假设无限开环增益时，差分输出关系由下式给出：

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

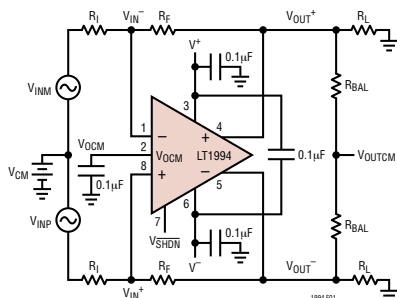


图 1：测试电路

式中的 R_F 为 R_{F1} 和 R_{F2} 的平均值，而 R_I 为 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 (或增益)：

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

$\Delta\beta$ 被定义为反馈因子之差：

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

V_{ICM} 被定义为两个输入电压 V_{INP} 和 V_{INM} 的平均值 (也被称作输入共模电压)：

$$V_{ICM} = \frac{1}{2} \cdot (V_{INP} + V_{INM})$$

而 V_{INDIFF} 被定义为输入电压之差：

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

当反馈比失配时 ($\Delta\beta$) 时，将发生共模至差分转换。

当把差分输入设定为零时 ($V_{INDIFF} = 0$)，共模至

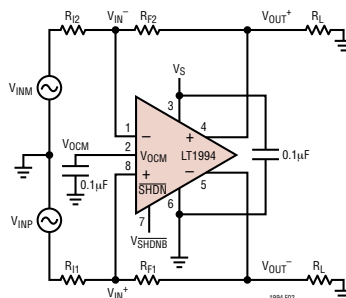


图 2：实际应用

应用信息

差分转换度由下式给出：

$$V_{OUTDIFF} = V_{OUT}^{+} - V_{OUT}^{-} \approx (V_{ICM} - V_{OCM}) \cdot \frac{\Delta\beta}{\beta_{AVG}} \bigg|_{V_{INDIFF} = 0}$$

一般来说，反馈对失配度是引发信号和噪声的共模至差分转换的一个根源。采用1%或更高精度的电阻器将提供约28dB的共模抑制。采用精度为0.1%的电阻器将提供约48dB的共模抑制。应将一个低阻抗接地平面用作输入信号源和 V_{OCM} 引脚的一个基准。把 V_{OCM} 引脚直接短路至该接地平面或采用一个高品质的0.1 μ F 陶瓷电容器来对 V_{OCM} 进行旁路将进一步遏制共模信号至差分信号的转换。

输入阻抗和负载效应

图1所示的 V_{INP} 或 V_{INM} 输入端上的输入阻抗取决于 V_{INP} 和 V_{INM} 信号源是否为全差分型。对于平衡输入电源 ($V_{INP} = -V_{INM}$)，任一输入端上的输入阻抗仅为：

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

对于单端输入，由于输入端上的信号不平衡，因此与平衡差分场合相比，输入阻抗实际上有所增加。任一输入端上的输入阻抗即为：

$$R_{INP} = R_{INM} = \frac{R_I}{\left(1 - \frac{1}{2} \cdot \left[\frac{R_F}{R_I + R_F} \right] \right)}$$

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不平衡。为了获得最佳性能，建议对信号源的输出阻抗进行补偿。如果信号源要求

输入阻抗匹配，则应选择具有以下阻值的 R_1 (见图3)：

$$R_1 = \frac{R_{INM} \cdot R_S}{R_{INM} - R_S}$$

根据图3，差分放大器的输入阻抗 (R_{INM}) 反映的是采用单端信号源时的情形，因此：

$$R_{INM} = \frac{R_I}{\left(1 - \frac{1}{2} \cdot \left[\frac{R_F}{R_I + R_F} \right] \right)}$$

选择合适的 R_2 阻值以平衡 $R_1 \parallel R_S$ ：

$$R_2 = \frac{R_1 \cdot R_S}{R_1 + R_S}$$

输入共模电压范围

LT1994 的输入共模电压 (V_{ICM}) 被定义为两个输入电压 (V_{IN}^{+} 和 V_{IN}^{-}) 的平均值。它从 V^{-} 延伸至 V^{+} 以下约1.25V。输入共模范围取决于电路配置 (增益)、 V_{OCM} 和 V_{CM} (参阅图4)。对于全差分输入应用 ($V_{INP} = -V_{INM}$)，共模输入约为：

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

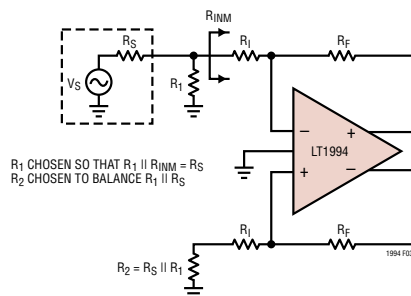


图3：用于信号源阻抗的最佳补偿

应用信息

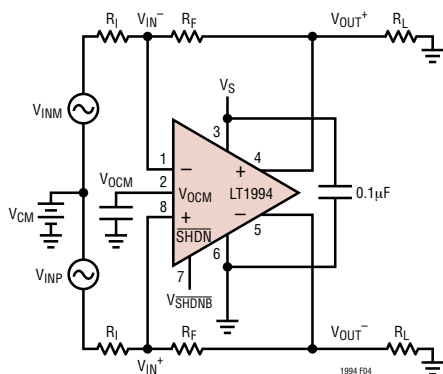


图 4：用于共模范围的电路

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

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

输出共模电压范围

输出共模电压被定义为两个输出的平均值：

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

V_{OCM} 利用一个在内部强制 $V_{OUT^+} = -V_{OUT^-}$ 的内部共模反馈环路来设定该平均值。输出共模范围从 V^- 以上约 1.1V 延伸至 V^+ 以下约 0.8V。 V_{OCM} 引脚位于一个 80kΩ 至 80kΩ 分压器的中央，负责设定缺省的中点电源开路电位。

在单电源应用中（此时，LT1994 被用来实现与一个 ADC 的连接），ADC 的最佳共模输入范围常常由 ADC 的基准来决定。如果 ADC 使得一个基准可用于输入共模电压的设定，则其可被直接连接至 V_{OCM} 引脚，但是必须能驱动一个连接至一个中间电

源电位的 40k 等效电阻。如果由一个外部基准来驱动 V_{OCM} 引脚，则仍应采用一个高品质的 0.1μF 电容器将其旁路至一个低阻抗接地平面，以滤除任何的热噪声，并防止因为疏忽的缘故而使该引脚上的共模信号被转换成差分信号。

噪声考虑

LT1944 的以输入为基准的电压噪声约为 $3nV/\sqrt{Hz}$ 。其相对于输入的电噪声约为 $2.5pA/\sqrt{Hz}$ 。除了由放大器所产生的噪声之外，周围的反馈电阻器也会引起噪声。由放大器和反馈元件所生成的输出噪声由下式给出：

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

图 6 示出了该公式的曲线图以及由反馈元件所产生的噪声的曲线图。

LT1994 的以输入为基准的电压噪声与一个 560Ω 电阻器所产生的噪声相当。当反馈网络由阻值

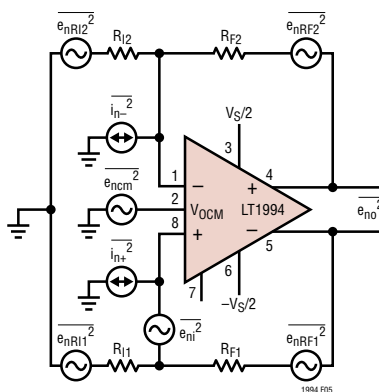


图 5：噪声分析

应用信息

小于该数值的电阻器所组成时，LT1994 的输出噪声将以电压噪声为主 (见图 6)：

$$e_{no} \approx e_{ni} \cdot \left(1 + \frac{R_F}{R_I} \right)$$

由阻值大于约 10k 的电阻器所组成的反馈网络将产生一个以放大器电流噪声为主的输出噪声：

$$e_{no} \approx \sqrt{2} \cdot I_n \cdot R_F$$

采用较低的阻值总是能产生较低的噪声，而为此付出的代价则是失真的增加 (原因是反馈网络在输出端上施加了更大的负载)。较高的电阻器阻值虽然会引发较高的输出噪声，但由于在输出端上施加的负载较小而提升了失真性能。

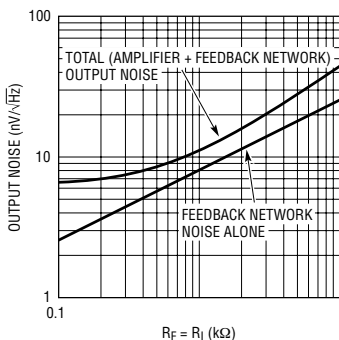


图 6：LT1994 输出点噪声与仅由反馈网络所产生的点噪声之间的关系

图 6 示出了将以差分形式出现于输出端之间的噪声电压。共模输出噪声电压不加至该差分噪声。为了获得最佳的噪声和失真性能，应采用一种差分输出配置。

功耗考虑

LT1994 采用 8 引脚 MSOP 封装 ($\theta_{JA} = 140^\circ\text{C/W}$) 或 8 引脚 DD 封装 ($\theta_{JA} = 160^\circ\text{C/W}$)。LT1994 将高速和大输出电流与小型片和小封装组合在一起，因而需要确定片温度未超过 150°C (当采用 8 引脚 MSOP 封装时) 和 125°C (当采用 8 引脚 DD 封装时)。在 8 引脚 MSOP 封装中，LT1994 将其 V^- 引线熔合在框架之上，因而可以通过把 V^- 引脚连接至一个大接地平面或金属走线来降低封装热阻抗。金属走线和镀金通孔可被用来把器件产生的热量扩散到 PC 板的背面。例如，如果把一个 8 引脚 MSOP 封装放置在一块 3/32" FR-4 电路板 (在与 V^- 引脚相连的 PC 板的两面涂覆了面积为 540mm^2 的 2 盎司铜) 上，则将使 θ_{JA} 从 140°C/W 降至 110°C/W (见表 1)。

DD 封装的下侧具有与片相连的引线框架引出的裸露金属 (4mm^2)。这使得能够将热量直接从片结点传递至印刷电路板，以帮助控制最大工作结温。双列直插式引脚配置为在电路板的顶面 (元件面) 上安放超出封装末端的金属创造了条件。表 1 总结了采用不同大小的顶面和背面金属 (2 盎司铜) 时的片结点至环境热阻 (MSOP 和 DD 封装)。在多层电路板上，在通过位于封装下方的通孔进行连接的内部 PCB 层上使用更多的金属可使热阻进一步地减小。

通常，片温度可从环境温度 T_A 以及器件功耗 P_D 估算出来：

$$T_J = T_A + P_D \cdot \theta_{JA}$$

应用信息

IC 中的功耗是电源电压、输出电压和负载电阻的一个函数。对于一个给定电源电压 ($\pm V_{CC}$) 和一个给定差分负载 (R_{LOAD}) 条件下的全差分输出放大器而言, 最坏情况功耗 $P_{D(MAX)}$ 出现于最坏情况静态电流 ($I_{Q(MAX)} = 20.5mA$) 以及当负载电流由下式给出时:

$$I_{LOAD} = \frac{V_{CC}}{R_{LOAD}}$$

当 $I_{LOAD} = \frac{V_{CC}}{R_{LOAD}}$ 时, LT1994 中的最坏情况

功耗为:

$$P_{D(MAX)} = 2 \cdot V_{CC} \cdot (I_{LOAD} + I_{Q(MAX)}) - I_{LOAD}^2 \cdot$$

$$R_{LOAD} = \frac{V_{CC}^2}{R_{LOAD}} + 2 \cdot V_{CC} \cdot I_{Q(MAX)}$$

实例: 一个采用 MSOP-8 封装 ($\theta_{JA} = 140^{\circ}C/W$) 的 LT1994 被安装于一块电路板之上, 并由驱动一个 75Ω 等效负载 (外部负载 + 反馈网络) 的 $\pm 5V$ 电源来提供工作电压。器件中的最坏情况功耗出现在以下场合:

$$P_{D(MAX)} = \frac{V_{CC}^2}{R_{LOAD}} + 2 \cdot V_{CC} \cdot I_{Q(MAX)} = \frac{5V^2}{75\Omega} + 2 \cdot 5V \cdot 17.5mA = 0.54W$$

在这些条件下, 8 引脚 MSOP 封装器件的最大允许工作环境温度:

$$T_A = T_{JMAX} - P_D \cdot \theta_{JA} = 150^{\circ}C - (0.54W) \cdot (140^{\circ}C/W) = 75^{\circ}C$$

如需在更高的环境温度条件下运作, 则应把更多的铜连接至 V^- 引脚, 以减小封装的热阻 (如表 1 所示)。请注意, 8 引脚 DD 封装的 $T_{JMAX} = 125^{\circ}C$ (不同于 8 引脚 MSOP 封装的 $150^{\circ}C$), 而且, 用于上述公式的数据应相应地更改。

表 1: LT1994 MSOP 和 DD 封装热阻系数

LT1994 8 引脚 MSOP 封装			LT1994 8 引脚 DD 封装	
顶面铜面积 (mm ²)	背面铜面积 (mm ²)	热阻 (结点至环境)	顶面铜面积	热阻 (结点至环境)
0	0	140	4	160
30	0	135	16	135
100	0	130	32	110
100	100	120	64	95
540	540	110	130	70

布局考虑

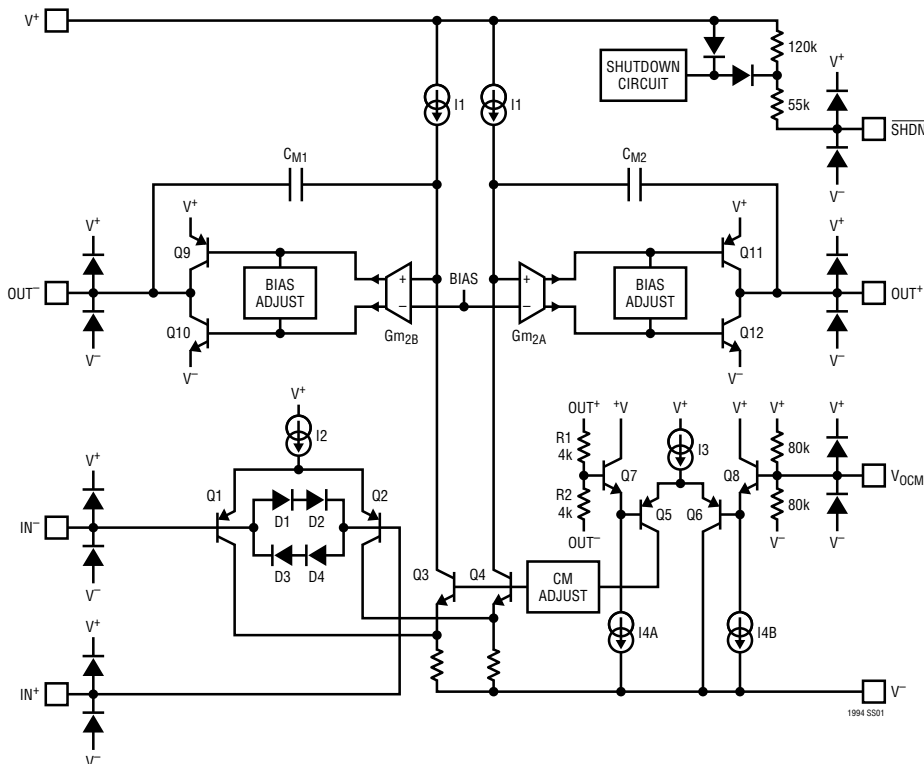
由于 LT1994 是一款高速放大器, 因而容易受到杂散电容和杂散电感的影响。与 LT1994 相连的元件应采用尽可能简短和直接的接线来连接。对于最高性能的实现而言, 一个低噪声、低阻抗的接地平面是至关重要的。在单电源应用中, 应在电源 V^+ 至 V^- 的两端直接采用具有最短 PCB 走线的高品质表面贴装型 $1\mu F$ 和 $0.1\mu F$ 陶瓷旁路电容器。在分离电源应用中, 应把高品质表面贴装型 $1\mu F$ 和 $0.1\mu F$ 陶瓷旁路电容器布设在电源 V^+ 至 V^- 的两端, 并且应采用直接 (简短) 的接线来把单独的高品质表面贴装型 $0.1\mu F$ 旁路电容器布设在每个电源和地之间。

应用信息

求和结点 IN^+ 和 IN^- 上的任何接地杂散寄生电容应被保持在一个绝对最小值上,即使这意味着需要将接地平面折回以远离所有与该节点相连的走线。当反馈电阻器网络在 $R_F = R_I$ 的电路中采用大于 500Ω 的电阻器阻值时尤其如此。可通过在 RF 周围增加少许反馈电容 ($2pF$ 至 $5pF$) 来减低频率响应中的过量峰化。应始终牢记 LT1994 的差分特性,而且至关紧要的是两个输出端所承受的输出阻抗(杂散的或指定的)应尽可能地平衡和对称。这将有助于保持 LT1994 的自然平衡,从而最大限度地减少了偶次谐波的发生,并维持了对共模信号和噪声的抑制。

强烈建议将 V_{OCM} 引脚硬连线至一个低阻抗接地平面(在分离电源应用中)或通过一个高品质的 $0.1\mu F$ 陶瓷电容器旁路至地(在单电源应用中)。这将有助于防止来自内部 $80k - 80k$ 分压器的热噪声 ($25nV/\sqrt{Hz}$) 以及其他的外部噪声源由于反馈网络中的失配而被转换为差分噪声。另外还建议采用精度为 1% 或更高的电阻器来组成阻性反馈网络,以增强输出共模抑制。这也将防止共模放大器通路的以 V_{OCM} 输入为基准的共模噪声(无法对其进行滤波)被转换成差分噪声,从而起到了避免差分噪声性能劣化的作用。

简化电路图

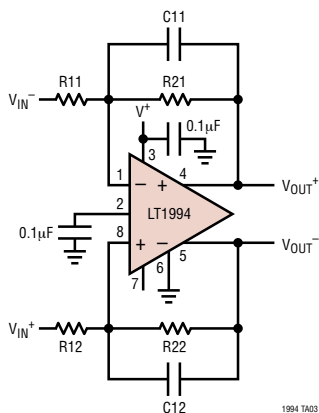


应用信息

差分一阶低通滤波器

最大-3dB 频率 (f_{3dB}) : 5MHz

阻带衰减: -6dB (在 $2 \cdot f_{3dB}$ 条件下) 和 14dB (在 $5 \cdot f_{3dB}$ 条件下)



元件计算:

$$R11 = R12, R21 = R22$$

$$f_{3dB} \leq 5\text{MHz 和增益} \leq \frac{5\text{MHz}}{f_{3dB}}$$

1. 采用一个规定的 -3dB 频率来计算 C11 的绝对值 ($C11_{abs}$)

$$C11_{abs} = \frac{4 \cdot 10^5}{f_{3dB}} \quad (C11_{abs} \text{ 的单位为 pF 及 } f_{3dB} \text{ 的单位为 kHz})$$

2. 选择一个最接近 C11 绝对值的标准 5% 电容器数值
3. 采用标准 5% C11 数值、 f_{3dB} 和期望增益来计算 R11 和 R21

R11 和 R21 的计算公式 ($C11$ 的单位为 pF, f_{3dB} 的单位为 kHz)

$$R21 = \frac{159.2 \cdot 10^6}{C11 \cdot f_{3dB}}$$

$$R11 = \frac{R21}{\text{增益}}$$

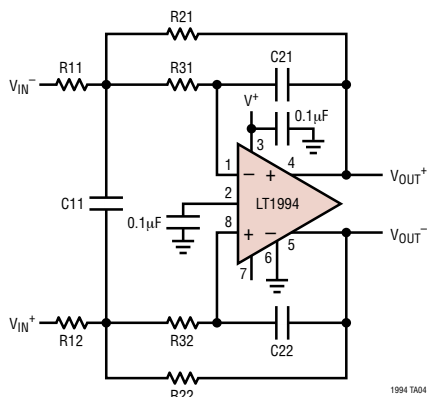
实例: 规定的 -3dB 频率为 1MHz, 增益 = 4

1. 采用 $f_{3dB} = 1000\text{kHz}$, $C11_{abs} = 400\text{pF}$
2. 最接近 400pF 的标准 5% 电容值为 390pF, $C11 = C12 = 390\text{pF}$
3. 采用 $f_{3dB} = 1000\text{kHz}$ 、 $C11 = 390\text{pF}$ 以及增益 = 4、 $R21 = R22 = 412\Omega$ 和 $R11 = R12 = 102\Omega$ (最接近的 1% 阻值)

差分二阶巴特沃斯 (Butterworth) 低通滤波器

最大-3dB 频率 (f_{3dB}) : 2.5MHz

阻带衰减: -12dB (在 $2 \cdot f_{3dB}$ 条件下) 和 -28dB (在 $5 \cdot f_{3dB}$ 条件下)



元件计算:

$$R11 = R12, R21 = R22, R31 = R32, C21 = C22, C11 = 10 \cdot C21, R1 = R11, R2 = R21, R3 = R31, C2 = C21 \text{ 和 } C1 = C11$$

应用信息

1. 采用一个规定的 -3dB 频率来计算 $C2$ 的绝对值 ($C2_{\text{abs}}$)

$$C2_{\text{abs}} = \frac{4 \cdot 10^5}{f_{3\text{dB}}} \quad (C2_{\text{abs}} \text{ 的单位为 pF, } f_{3\text{dB}} \text{ 的单位为 kHz})(\text{注 2})$$

2. 选择一个最接近 $C2$ 绝对值的标准 5% 电容器数值 ($C1 = 10 \cdot C2$)

3. 采用标准 5% $C2$ 数值、规定的 $f_{3\text{dB}}$ 和规定的通带增益 (G_n) 来计算 $R3$ 、 $R2$ 和 $R1$

$$f_{3\text{dB}} \leq 2.5\text{MHz} \text{ 和增益} \leq 8.8 \text{ 或增益} \leq \frac{2.5\text{MHz}}{f_{3\text{dB}}}$$

$R1$ 、 $R2$ 和 $R3$ 的计算公式 ($C2$ 的单位为 pF, $f_{3\text{dB}}$ 的单位为 kHz)

$$R3 = \frac{(1.121 - \sqrt{(1.131 - 0.127 \cdot G_n)}) \cdot 10^8}{(G_n + 1) \cdot C2 \cdot f_{3\text{dB}}} \quad (\text{注 1})$$

$$R2 = \frac{1.266 \cdot 10^{15}}{R3 \cdot C2^2 \cdot f_{3\text{dB}}^2}$$

$$R1 = \frac{R2}{G_n}$$

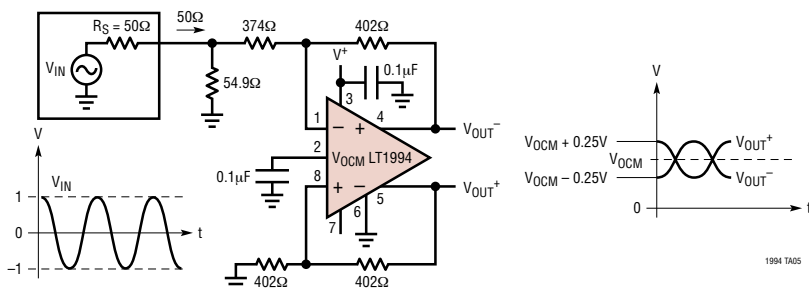
实例：规定的 -3dB 频率为 1MHz ，增益 = 1

1. 采用 $f_{3\text{dB}} = 1000\text{kHz}$ ， $C2_{\text{abs}} = 400\text{pF}$
2. 最接近 400pF 的标准 5% 电容值为 390pF ， $C21 = C22 = 390\text{pF}$ 和 $C11 = 3900\text{pF}$
3. 采用 $f_{3\text{dB}} = 1000\text{kHz}$ 、 $C2 = 390\text{pF}$ 以及增益 = 1、 $R1 = 549\Omega$ 、 $R2 = 549\Omega$ 和 $R3 = 15.4\Omega$ (最接近的 1% 阻值)。 $R11 = R21 = 549\Omega$ 、 $R21 = R22 = 549\Omega$ 和 $R31 = R32 = 15.4\Omega$

注 1：用于 $R1$ 、 $R2$ 和 $R3$ 的计算公式是理想的，且并未考虑 LT1994 的有限增益-带宽乘积 GBW (70MHz)。最大增益由 $C1/C2$ 之比来设定 (为方便起见设定为 10)。

注 2：选择电容器的计算值来产生小于 600Ω 的输入电阻器。如果需要更高的输入电阻值，则采用相同的数字来分别对所有的电阻器阻值和电容器数值进行乘法和除法运算。

采用源阻抗匹配和电平移动的单端至差分电压转换

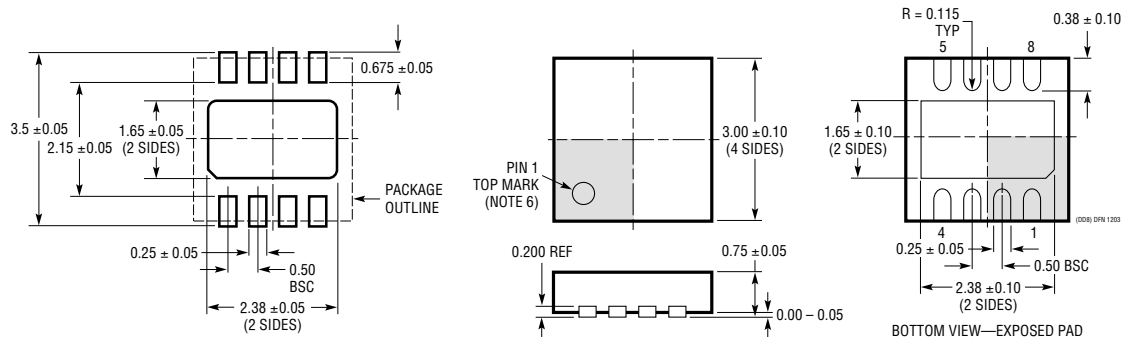


封装描述

DD 封装

8 引脚塑料 DFN (3mm × 3mm)

(参考 LTC DWG # 05-08-1698)



RECOMMENDED SOLDER PAD PITCH AND DIMENSIONS

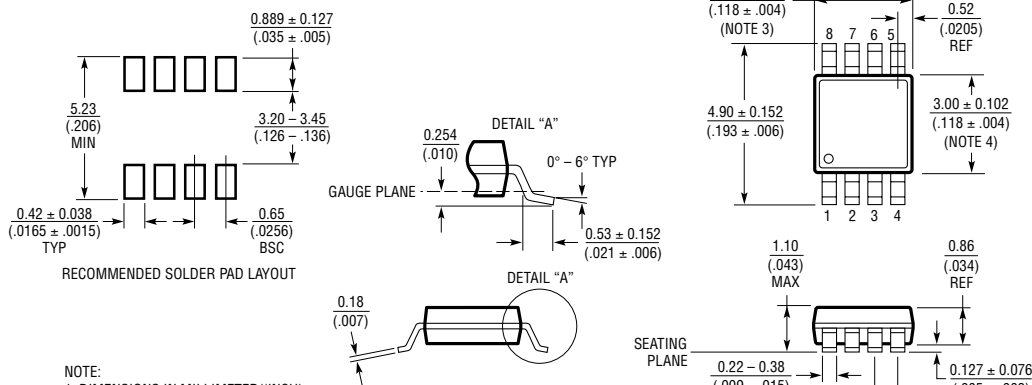
NOTE:

1. DRAWING TO BE MADE A JEDEC PACKAGE OUTLINE MO-229 VARIATION OF (WEED-1)
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 TOP AND BOTTOM OF PACKAGE

S8 封装

8 引脚塑料 MSOP

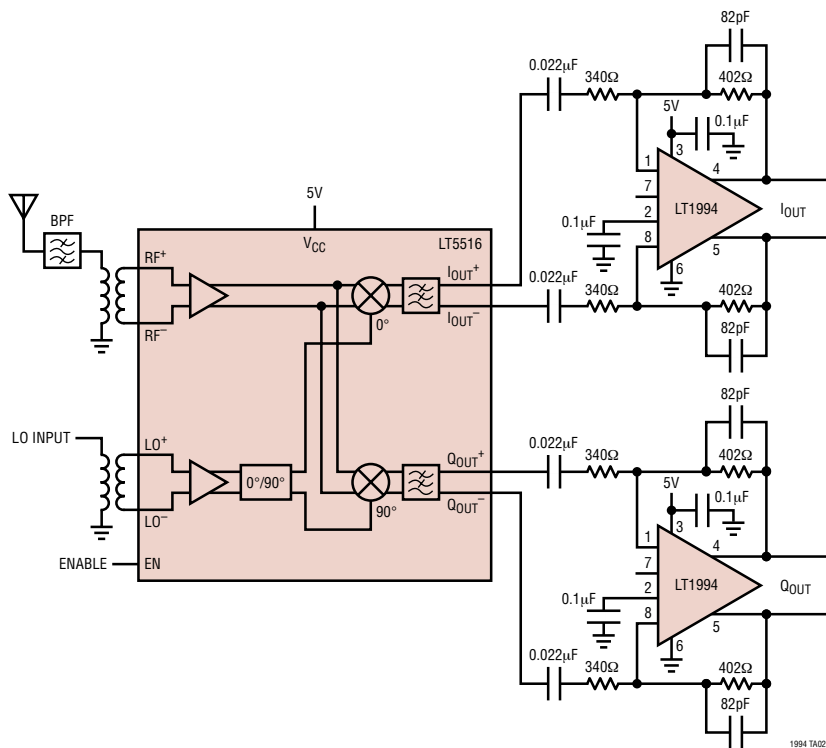
(参考 LTC DWG # 05-08-1660)



NOTE:

1. DIMENSIONS IN MILLIMETER/(INCH)
2. DRAWING NOT TO SCALE
3. DIMENSION DOES NOT INCLUDE MOLD FLASH, PROTRUSIONS OR GATE BURRS. MOLD FLASH, PROTRUSIONS OR GATE BURRS SHALL NOT EXCEED 0.152mm (.006") PER SIDE
4. DIMENSION DOES NOT INCLUDE INTERLEAD FLASH OR PROTRUSIONS. INTERLEAD FLASH OR PROTRUSIONS SHALL NOT EXCEED 0.152mm (.006") PER SIDE
5. LEAD COPLANARITY (BOTTOM OF LEADS AFTER FORMING) SHALL BE 0.102mm (.004") MAX

RFID 接收机前端，20kHz < -3dB BW < 5MHz



相关器件

器件型号	描述	备注
LT1167	精准、仪表放大器	单个增益设置电阻器：G = 1 至 10000
LT1806/LT1807	单通道/双通道低失真轨至轨放大器	325MHz，140V/ μ s 转换速率，3.5nV/ $\sqrt$ Hz 噪声
LT1809/LT1810	单通道/双通道低失真轨至轨放大器	80MHz，350V/ μ s 转换速率，停机功能
LT1990	高电压增益可选差分放大器	$\pm$ 250V 共模，微功率，增益 = 1、10
LT1991	精准增益可选差分放大器	微功率、引脚可选增益 = -13 至 14
LTC1992/LTC1992-x	全差分输入/输出放大器	可设置增益或固定增益 (G = 1、2、5、10)
LT1993-2/-4/-10	低失真和噪声、差分输入/输出	固定增益(G = 2、4、10)
LT1995	高速增益可选差分放大器	30MHz、1000V/ μ s、引脚可选增益 = -7 至 8
LT1996	精准、100 μ A、增益可选差分放大器	引脚可选增益 = 9 至 117
LT6600-2.5/-5/-10/-15/-20	差分放大器和低通、切比雪夫 (Chebyshev) 滤波器	滤波器截止频率 = 2.5MHz、5MHz、10MHz、15MHz 或 20MHz