

精准、低功率、 轨至轨输出、差分运算放大器

特点

- 100 μ V 最大失调电压
- 50nA 最大输入失调电流
- 快速稳定：780ns 至 18 位，8V_{p-p} 输出
- 1.9mA 电源电流
- 2.9nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ 输入参考噪声
- 2.8V (± 1.4 V) 至 11V (± 5.5 V) 电源电压范围
- 差分轨至轨输出
- 输入共模范围包括地
- 低失真：115dB SFDR (在 2kHz, 18V_{p-p})
- 500MHz 增益带宽乘积
- 35MHz -3dB 带宽
- 低功率待机模式：20 μ A ($V_S = 3$ V)
- 8 引脚 MSOP 封装和 2mm x 3mm 8 引脚 DFN 封装

特点

- 20 位、18 位和 16 位 SAR ADC 驱动器
- 单端至差分转换
- 低功率流水线型 ADC 驱动器
- 差分线路驱动器
- 电池供电型仪表

描述

LTC[®]6363 是一款具轨至轨输出的低功率、低噪声、全差分运放，其专为驱动低功率 SAR ADC 进行了优化。LTC6363 在有源操作中仅吸收 1.9mA 的电源电流，并具有一种待机模式，在此模式中电流消耗减低至 20 μ A ($V_S = 3$ V)。

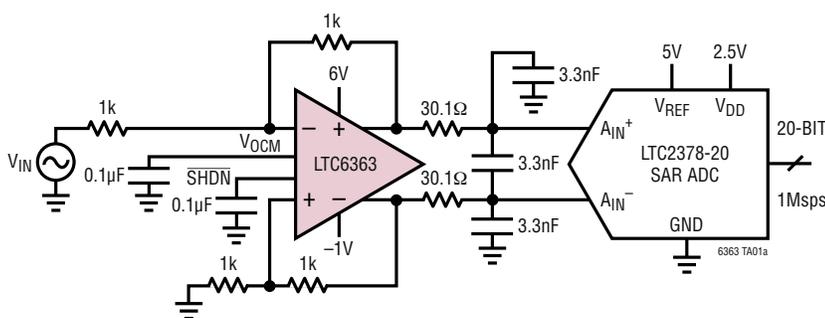
放大器可配置以将一个单端输入信号转换为一个差分输出信号，也可以进行差分驱动。低失调电压和低输入失调电流使得这款放大器不仅适合作为一个 ADC 驱动器，而且还可在靠前的信号链路中使用，以提供滤波、增益或者甚至是高达 10 至 1 的衰减，从而把高电压信号转换至适合于低电压 ADC 的电平。

LTC6363 采用 8 引脚 MSOP 封装和 2mm x 3mm 无引线 DFN 封装，其可在 -40 $^{\circ}$ C 至 125 $^{\circ}$ C 的温度范围内工作并保证达到规定的性能指标。

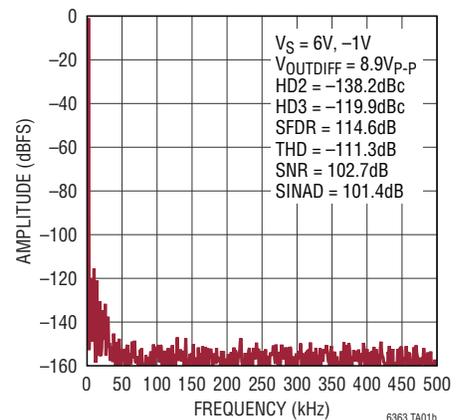
LT、LT、LTC、LTM、Linear Technology 和 Linear 标识是凌力尔特公司的注册商标。所有其他商标均为其各自拥有者的产权。

典型应用

从一个接地参考单端输入至一个
LTC2378-20 SAR ADC 的 DC 耦合接口



LTC6363 驱动 LTC2378-20
 $f_{IN} = 2\text{kHz}$, -1dBFS, 175k 点 FFT

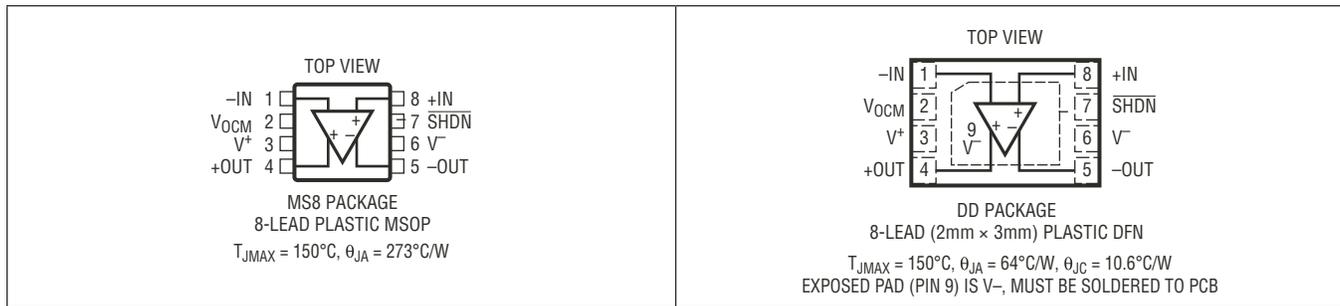


LTC6363

绝对最大额定值 (注 1)

总电源电压 ($V^+ - V^-$)	12V	规定的温度范围 (注 5)	
输入电流 ($+IN$, $-IN$, V_{OCM} , \overline{SHDN}) (注 2)	$\pm 10\text{mA}$	LTC6363I	-40°C 至 85°C
输出短路持续时间 (注 3)	用热的方法进行限制	LTC6363H	-40°C 至 125°C
工作温度范围 (注 4)		最大结温	150°C
LTC6363I	-40°C 至 85°C	贮存温度范围	-65°C 至 150°C
LTC6363H	-40°C 至 125°C	MSOP 封装引脚温度 (焊接时间 10 秒)	300°C

引脚配置



订购信息

无铅涂层	卷带	器件标记*	封装描述	规定的温度范围
LTC6363IMS8#PBF	LTC6363IMS8#TRPBF	LTGSQ	8 引脚塑料 MSOP	-40°C 至 85°C
LTC6363HMS8#PBF	LTC6363HMS8#TRPBF	LTGSQ	8 引脚塑料 MSOP	-40°C 至 125°C
无铅涂层				
卷带 (微型)	卷带	器件标记*	封装描述	温度范围
LTC6363IDCB#TRMPBF	LTC6363IDCB#TRPBF	LGVG	8 引脚 (2mm x 3mm) 塑料 DFN	-40°C 至 85°C
LTC6363HDCB#TRMPBF	LTC6363HDCB#TRPBF	LGVG	8 引脚 (2mm x 3mm) 塑料 DFN	-40°C 至 125°C

TRM = 500 片。 * 器件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/tapeandreeel/>

电气特性 凡标注 ● 表示该指标适合规定的工作温度范围, 否则仅指 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。 $V^+ = 10\text{V}$, $V^- = 0\text{V}$, $V_{\text{CM}} = V_{\text{OCM}} = V_{\text{ICM}} = 5\text{V}$, $V_{\text{SHDN}} = \text{开路}$ 。 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	
V_{OSDIFF}	差分失调电压 (参考于输入)	$V_S = 3\text{V}$ $V_{\text{ICM}} = 1.5\text{V}$	●	25	100	μV	
					200	μV	
		$V_S = 5\text{V}$ $V_{\text{ICM}} = 2.5\text{V}$	●	25	100	μV	
					200	μV	
$\Delta V_{\text{OSDIFF}}/\Delta T$ (注 6)	差分失调电压漂移 (参考于输入)	$V_S = 3\text{V}$	●	0.45	1.25	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$	
		$V_S = 5\text{V}$	●	0.45	1.25	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$	
		$V_S = 10\text{V}$	●	0.45	1.25	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$	
I_B (注 7)	输入偏置电流	$V_S = 3\text{V}$	●	-1	0.5	-0.1	μA
		$V_S = 5\text{V}$	●	-1	0.5	-0.1	μA
		$V_S = 10\text{V}$	●	-1	0.5	-0.1	μA
I_{OS} (注 7)	输入失调电流	$V_S = 3\text{V}$	●	± 5	± 50	nA	
					± 75	nA	
		$V_S = 5\text{V}$	●	± 5	± 50	nA	
				± 75	nA		
	$V_S = 10\text{V}$	●	± 5	± 50	nA		
				± 75	nA		
$\Delta I_{\text{OS}}/\Delta T$ (注 6)	输入失调电流漂移	$V_S = 3\text{V}$	●	± 30	± 150	$\text{pA}/^\circ\text{C}$	
		$V_S = 5\text{V}$	●	± 30	± 150	$\text{pA}/^\circ\text{C}$	
		$V_S = 10\text{V}$	●	± 30	± 150	$\text{pA}/^\circ\text{C}$	
R_{IN}	输入电阻	共模		50		$\text{M}\Omega$	
		差模		40		$\text{k}\Omega$	
C_{IN}	输入电容	差模		2		pF	
e_n	差分输入噪声电压 差分输入噪声电压密度	0.1Hz 至 10Hz		2.5		$\mu\text{V}_{\text{p-p}}$	
		$f = 100\text{kHz}$ (不包括 R_I/R_F)		2.9		$\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$	
e_{nvocm}	共模噪声电压密度	$f = 100\text{kHz}$		14		$\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$	
i_n	输入噪声电流密度	$f = 100\text{kHz}$ (不包括 R_I/R_F)		0.55		$\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$	
V_{ICMR} (注 8)	输入共模范围	$V_S = 3\text{V}$	●	0	1.8	V	
		$V_S = 5\text{V}$	●	0	3.8	V	
		$V_S = 10\text{V}$	●	0	8.8	V	
CMRRI (注 9)	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 1.8V	●	78	110	dB	
		$V_S = 5\text{V}$, V_{ICM} 从 0V 至 3.8V	●	85	115	dB	
		$V_S = 10\text{V}$, V_{ICM} 从 0V 至 8.8V	●	90	120	dB	
CMRRO (注 9)	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 2.5V	●	70	120	dB	
		$V_S = 5\text{V}$, V_{OCM} 从 0.5V 至 4.5V	●	80	120	dB	
		$V_S = 10\text{V}$, V_{OCM} 从 0.5V 至 9.5V	●	90	120	dB	
PSRR (注 10)	差分电源抑制 ($\Delta V_S/\Delta V_{\text{OSDIFF}}$)	$V_S = 2.8\text{V}$ 至 11V	●	90	125	dB	
PSRRCM (注 10)	输出共模电源抑制 ($\Delta V_S/\Delta V_{\text{OSCM}}$)	$V_S = 2.8\text{V}$ 至 11V	●	70	90	dB	
GCM	共模增益 ($\Delta V_{\text{OUTCM}}/\Delta V_{\text{OCM}}$)	$V_S = 3\text{V}$, V_{OCM} 从 0.5V 至 2.5V	●	1		V/V	
		$V_S = 5\text{V}$, V_{OCM} 从 0.5V 至 4.5V	●	1		V/V	
		$V_S = 10\text{V}$, V_{OCM} 从 0.5V 至 9.5V	●	1		V/V	
ΔGCM	共模增益误差 $100 \cdot (\text{GCM} - 1)$	$V_S = 3\text{V}$, V_{OCM} 从 0.5V 至 2.5V	●	0.2	1	%	
		$V_S = 5\text{V}$, V_{OCM} 从 0.5V 至 4.5V	●	0.1	0.5	%	
		$V_S = 10\text{V}$, V_{OCM} 从 0.5V 至 9.5V	●	0.07	0.4	%	

电气特性 凡标注 ● 表示该指标适合规定的工作温度范围, 否则仅指 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。 $V^+ = 10\text{V}$, $V^- = 0\text{V}$, $V_{\text{CM}} = V_{\text{OCM}} = V_{\text{ICM}} = 5\text{V}$, $V_{\text{SHDN}} = \text{开路}$ 。 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	
BAL	输出平衡 ($\Delta V_{\text{OUTCM}}/\Delta V_{\text{OUTDIFF}}$)	$\Delta V_{\text{OUTDIFF}} = 2\text{V}$ 单端输入	●	-58	-35	dB	
		差分输入	●	-58	-35	dB	
A_{VOL}	开环电压增益			125		dB	
V_{OSCM}	共模失调电压 ($V_{\text{OUTCM}} - V_{\text{OCM}}$)	$V_S = 3\text{V}$	●	± 1	± 6	mV	
		$V_S = 5\text{V}$	●	± 1	± 6	mV	
		$V_S = 10\text{V}$	●	± 1	± 6	mV	
$\Delta V_{\text{OSCM}}/\Delta T$	共模失调电压漂移		●	10		$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$	
V_{OUTCMR} (注 8)	输出信号共模范围 (针对 V_{OCM} 引脚的电压范围)	V_{OCM} 从外部驱动, $V_S = 3\text{V}$	●	0.5	2.5	V	
		V_{OCM} 从外部驱动, $V_S = 5\text{V}$	●	0.5	4.5	V	
		V_{OCM} 从外部驱动, $V_S = 10\text{V}$	●	0.5	9.5	V	
V_{OCM}	在 V_{OCM} 引脚上的自偏置电压	V_{OCM} 未连接, $V_S = 3\text{V}$	●	1.38	1.5	1.82	V
		V_{OCM} 未连接, $V_S = 5\text{V}$	●	2.33	2.5	2.82	V
		V_{OCM} 未连接, $V_S = 10\text{V}$	●	4.79	5	5.21	V
R_{INVOCM}	输入电阻, V_{OCM} 引脚		●	1.3	1.8	2.3	$\text{M}\Omega$
V_{OUT}	输出电压, 高, 任一输出引脚	$I_L = 0\text{mA}$, $V_S = 3\text{V}$	●	2.8	2.88	V	
		$I_L = -5\text{mA}$, $V_S = 3\text{V}$	●	2.75	2.83	V	
		$I_L = 0\text{mA}$, $V_S = 5\text{V}$	●	4.8	4.88	V	
		$I_L = -5\text{mA}$, $V_S = 5\text{V}$	●	4.75	4.83	V	
		$I_L = 0\text{mA}$, $V_S = 10\text{V}$	●	9.8	9.88	V	
		$I_L = -5\text{mA}$, $V_S = 10\text{V}$	●	9.7	9.83	V	
	输出电压, 低, 任一输出引脚	$I_L = 0\text{mA}$, $V_S = 3\text{V}$	●		0.1	0.15	V
		$I_L = 5\text{mA}$, $V_S = 3\text{V}$	●		0.15	0.25	V
		$I_L = 0\text{mA}$, $V_S = 5\text{V}$	●		0.1	0.15	V
		$I_L = 5\text{mA}$, $V_S = 5\text{V}$	●		0.15	0.25	V
		$I_L = 0\text{mA}$, $V_S = 10\text{V}$	●		0.1	0.2	V
		$I_L = 5\text{mA}$, $V_S = 10\text{V}$	●		0.15	0.3	V
I_{SC}	输出短路电流, 任一输出引脚, 吸收	$V_S = 3\text{V}$, 输出短路至 1.5V	●	12	25	mA	
		$V_S = 5\text{V}$, 输出短路至 2.5V	●	13	35	mA	
		$V_S = 10\text{V}$, 输出短路至 5V	●	14	40	mA	
	输出短路电流, 任一输出引脚, 供应	$V_S = 3\text{V}$, 输出短路至 1.5V	●	25	55	mA	
		$V_S = 5\text{V}$, 输出短路至 2.5V	●	27	75	mA	
		$V_S = 10\text{V}$, 输出短路至 5V	●	30	90	mA	
SR	转换速率	差分 $18\text{V}_{\text{P-P}}$ 输出		75		$\text{V}/\mu\text{s}$	
GBW	增益带宽乘积	$f_{\text{TEST}} = 200\text{kHz}$	●	390	500	MHz	
				230		MHz	
$f_{-3\text{dB}}$	-3dB 带宽	$R_I = R_F = 1\text{k}$		35		MHz	
FPBW (注 12)	满功率带宽	10V _{P-P} 输出		2.4		MHz	
		18V _{P-P} 输出		1.3		MHz	
HD2/HD3	二次 / 三次谐波失真 单端输入	$f = 1\text{kHz}$, $V_{\text{OUT}} = 18\text{V}_{\text{P-P}}$		-113/-118		dBc	
		$f = 10\text{kHz}$, $V_{\text{OUT}} = 18\text{V}_{\text{P-P}}$		-122/-111		dBc	
		$f = 100\text{kHz}$, $V_{\text{OUT}} = 18\text{V}_{\text{P-P}}$		-76/-79		dBc	
t_s	针对一个 $8\text{V}_{\text{P-P}}$ 输出阶跃的稳定时间	0.1%		350		ns	
		0.01%		420		ns	
		0.0015% (16 位)		470		ns	
		4ppm (18 位)		780		ns	
V_S (注 11)	电源电压范围		●	2.8	11	V	

电气特性

凡标注 ● 表示该指标适合规定的工作温度范围，否则仅指 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。 $V^+ = 10\text{V}$ ， $V^- = 0\text{V}$ ， $V_{\text{CM}} = V_{\text{OCM}} = V_{\text{ICM}} = 5\text{V}$ ， $V_{\text{SHDN}} = \text{开路}$ 。 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	
I_S	电源电流	$V_S = 3\text{V}$ ，运行	●	1.7	1.8	mA	
		$V_S = 3\text{V}$ ，停机	●	20	40	μA	
		$V_S = 5\text{V}$ ，运行	●	1.75	1.85	mA	
		$V_S = 5\text{V}$ ，停机	●	30	65	μA	
		$V_S = 10\text{V}$ ，运行	●	1.9	2	mA	
		$V_S = 10\text{V}$ ，停机	●	70	130	μA	
V_{IL}	SHDN 输入逻辑低		●	$(V^+ + V^-)/2 + 0.4$		V	
V_{IH}	SHDN 输入逻辑高		●	$(V^+ + V^-)/2 + 1.2$		V	
t_{ON}	接通时间			4		μs	
t_{OFF}	关断时间			2		μs	
R_{SHDN}	输入电阻，SHDN 引脚		●	300	500	700	k Ω

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：如果输入引脚 (+IN、-IN、 V_{OCM} 和 SHDN) 应超过任一电源电压，则应把输入电流限制在小于 10mA。此外，假如差分输入电压超过 1.4V，则输入电流应被限制在小于 10mA。

注 3：当输出无限制短路时，可能需要采用一个散热器以把结温保持在绝对最大额定值以下。

注 4：LT6363I 保证在 -40°C 至 85°C 的工作温度范围内运行。LT6363H 保证在 -40°C 至 125°C 的工作温度范围内运作。

注 5：LT6363I 的规定性能指标在 -40°C 至 85°C 的温度范围内得到保证。LT6363H 的规定性能指标在 -40°C 至 125°C 的温度范围内得到保证。

注 6：最大差分输入参考失调电压漂移和失调电流漂移利用典型器件的采样来确定。漂移未经测试提供保证或在数值进行 Q/A 采样。

注 7：输入偏置电流被定义为流入输入引脚 (-IN 和 +IN) 之输入电流的平均值。输入失调电流被定义为输入偏置电流之间的差异 ($I_{\text{OS}} = I_{\text{B}^+} - I_{\text{B}^-}$)。

注 8：输入共模范围的测试方法是：验证在「电气特性」表中规定的限值条件下，差分失调 (V_{OSDIFF}) 和共模失调 (V_{OSCM}) 产生的偏离与 $V_{\text{ICM}} = 5\text{V}$ (在

$V_S = 10\text{V}$)、 $V_{\text{ICM}} = 2.5\text{V}$ (在 $V_S = 5\text{V}$) 和 $V_{\text{ICM}} = 1.5\text{V}$ (在 $V_S = 3\text{V}$) 场合相比分别不超过 $\pm 200\mu\text{V}$ 和 $\pm 10\text{mV}$ 。

输出共模范围的测试方法是：验证在「电气特性」表中规定的限值条件下，共模失调 (V_{OSCM}) 产生的偏离与 $V_{\text{OCM}} = 5\text{V}$ (在 $V_S = 10\text{V}$)、 $V_{\text{OCM}} = 2.5\text{V}$ (在 $V_S = 5\text{V}$) 和 $V_{\text{OCM}} = 1.5\text{V}$ (在 $V_S = 3\text{V}$) 场合相比不超过 $\pm 15\text{mV}$ 。

注 9：输入 CMRR 被定义为引脚 +IN 或 -IN 上的输入共模电压变化与差分输入参考失调电压变化之比。输出 CMRR 被定义为 V_{OCM} 引脚上的电压变化与差分输入参考失调电压变化之比。该指标在很大程度上取决于两个输出与其各自输入之间的反馈比匹配，而且难以估量放大器性能 (见本产品手册「应用信息」部分中的「电阻对失配的影响」)。如需了解衡量与反馈组件匹配无关之实际放大器性能的更好指标，请参阅 PSRR 规格。

注 10：差分电源抑制 (PSRR) 被定义为电源电压的变化与差分输入参考失调电压的变化之比。共模电源抑制 (PSRR_{CM}) 被定义为电源电压的变化与共模失调电压的变化之比。

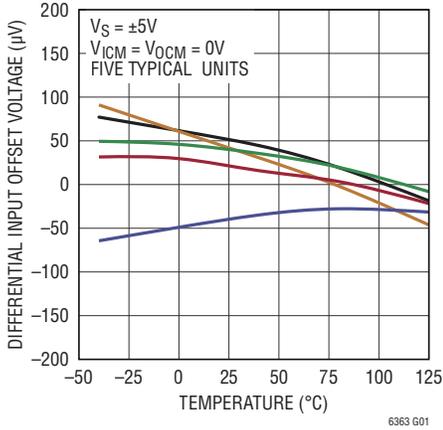
注 11：电源电压范围由电源抑制比测试提供保证。

注 12：满功率带宽采用转换速率进行计算。

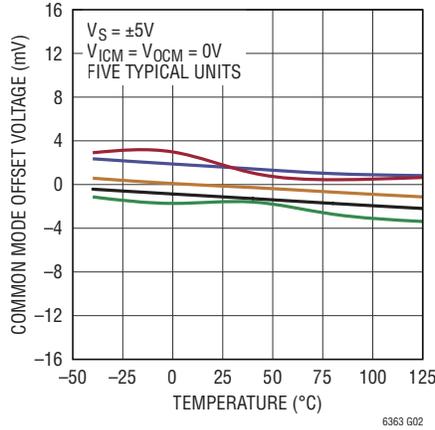
$$\text{FPBW} = \text{SR} / (2 \cdot \pi \cdot V_P)$$

典型性能特征

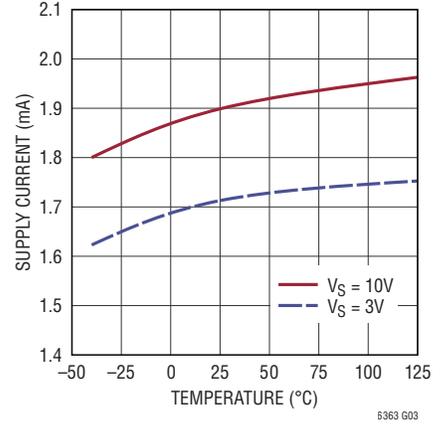
差分输入失调电压与温度的关系曲线



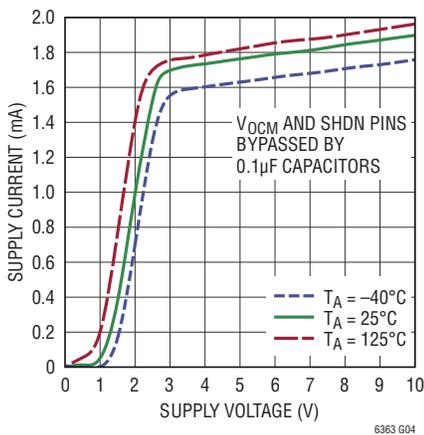
共模失调电压与温度的关系曲线



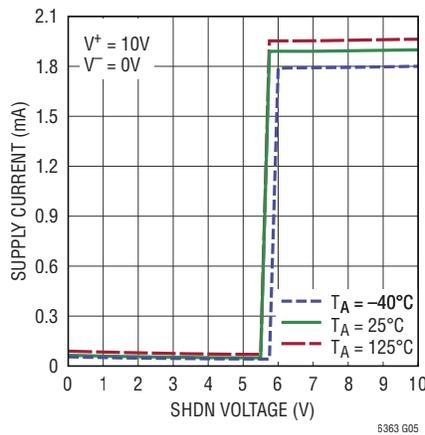
电源电流与温度的关系曲线



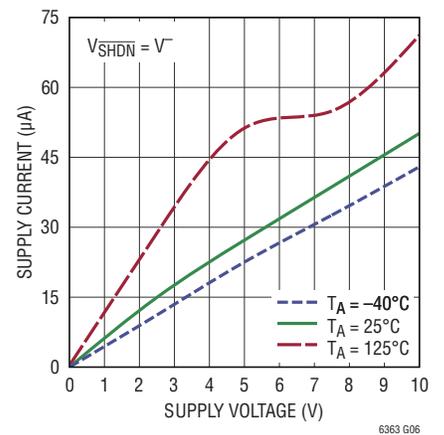
电源电流与电源电压的关系曲线



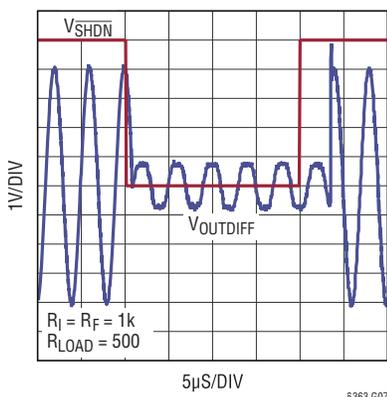
电源电流与 SHDN 电压的关系曲线



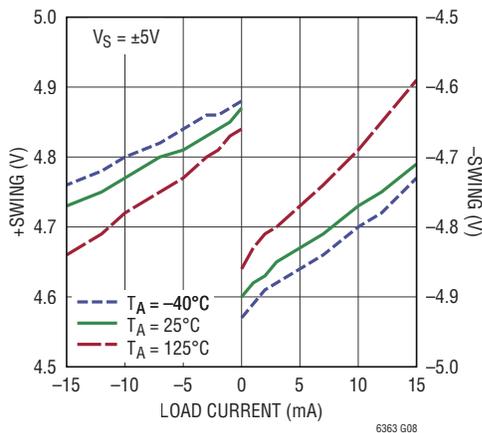
停机电源电流与电源电压的关系曲线



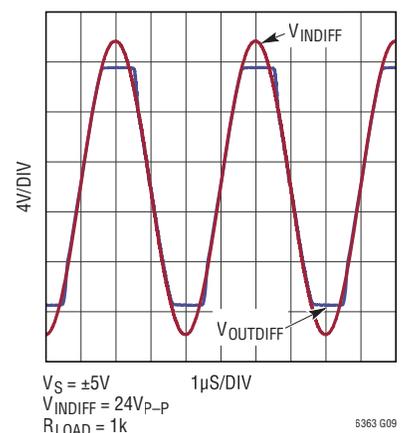
接通和关断瞬态响应



输出电压摆幅与负载电流的关系曲线

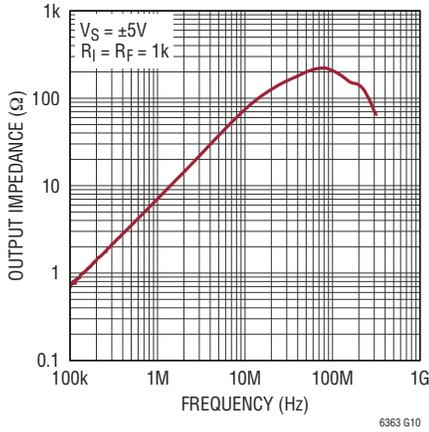


输出过驱动恢复

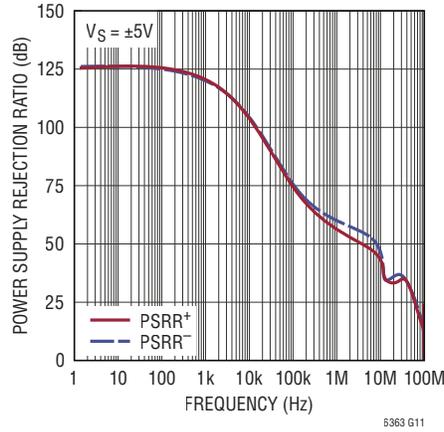


典型性能特征

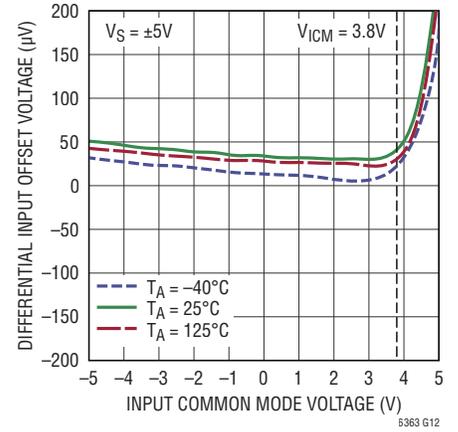
差分输出阻抗与频率的关系曲线



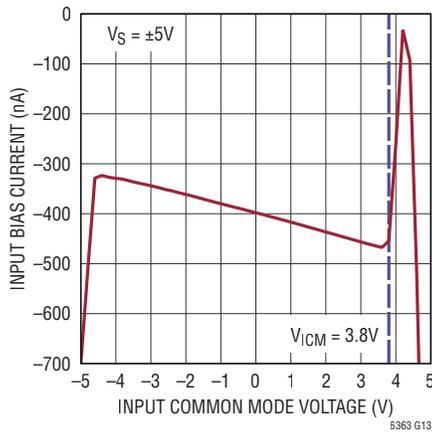
差分电源抑制比与频率的关系曲线



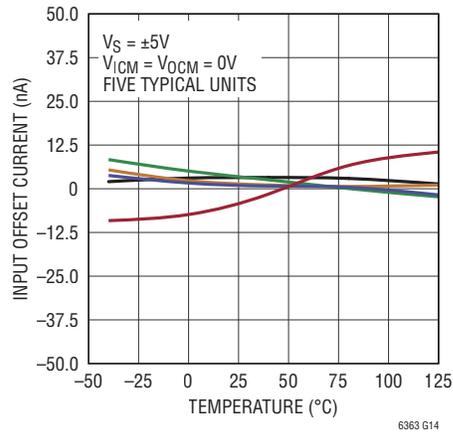
差分输入失调电压与输入共模电压的关系曲线



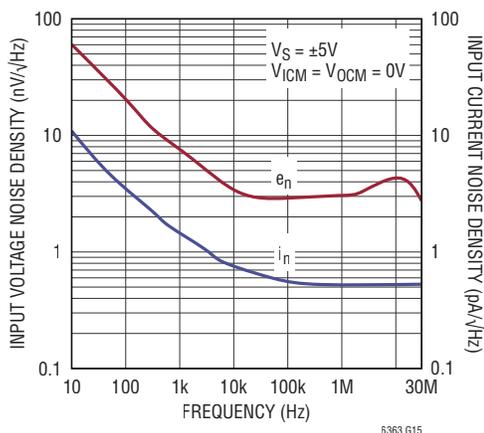
输入偏置电流与输入共模电压的关系曲线



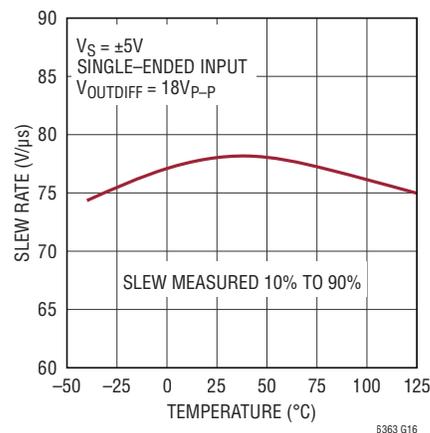
输入失调电流与温度的关系曲线



输入噪声密度与频率的关系曲线

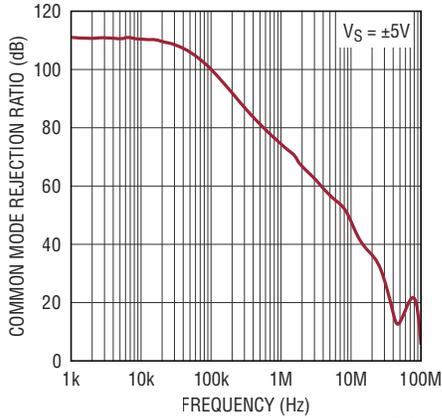


转换速率与温度的关系曲线

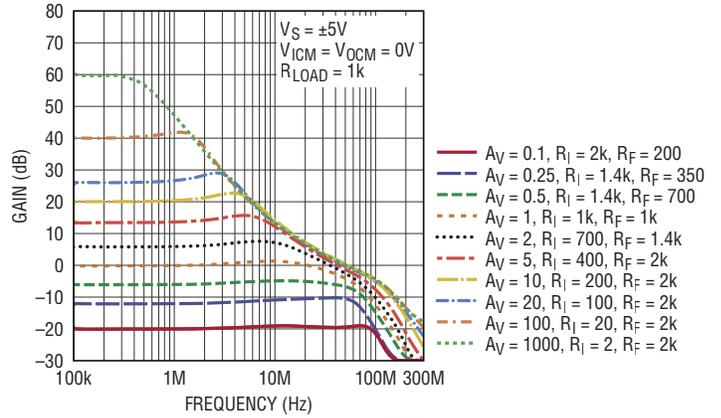


典型性能特征

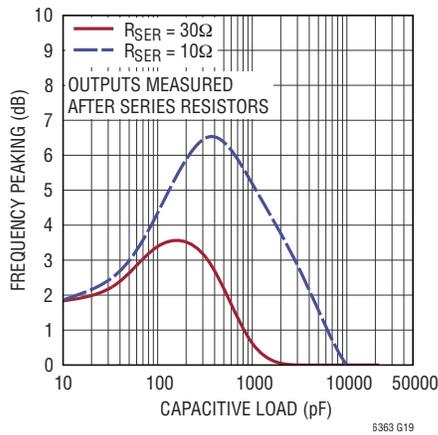
输入共模抑制比与频率的关系曲线



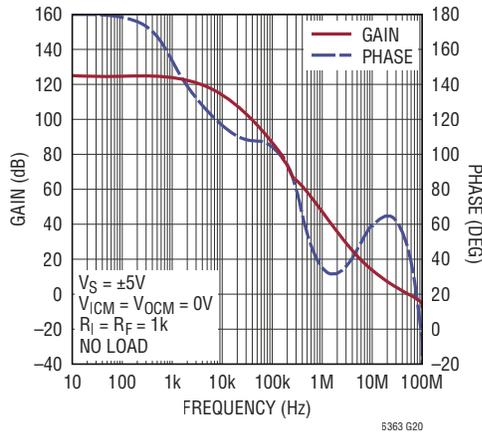
频率响应与闭环增益的关系曲线



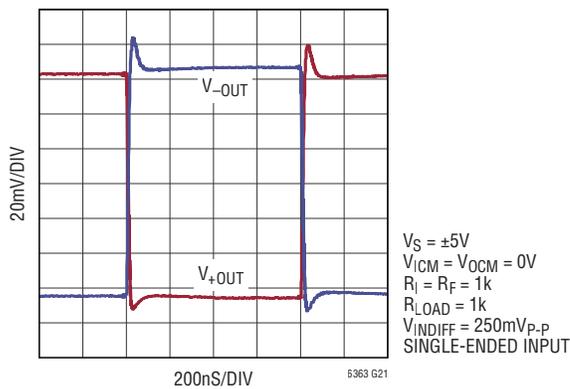
频率峰化与负载电容和串联输出电阻的关系曲线



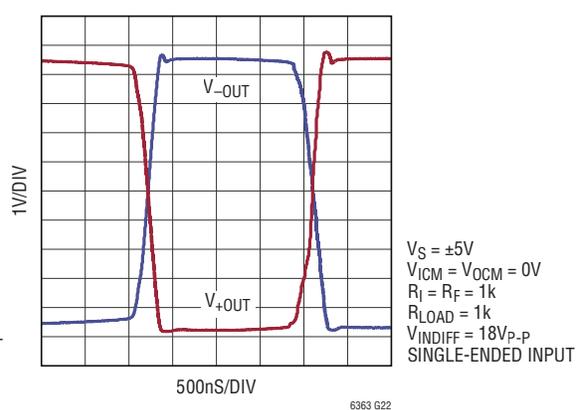
开环增益和相位与频率的关系曲线



小信号阶跃响应

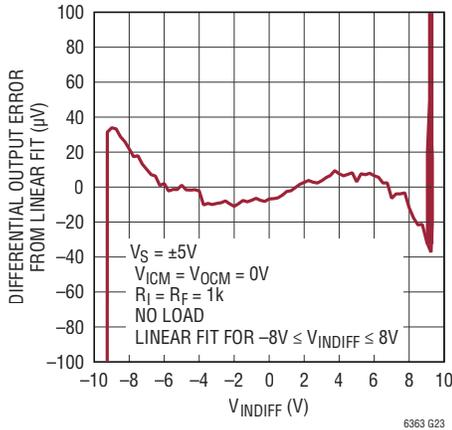


大信号阶跃响应



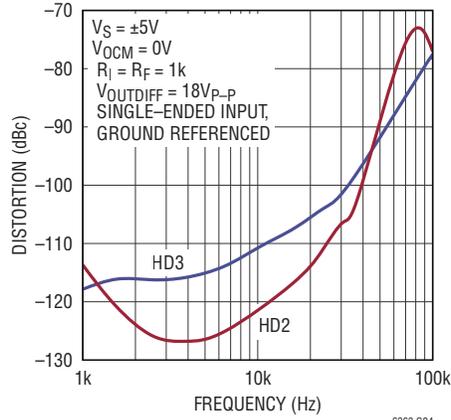
典型性能特征

DC 线性度



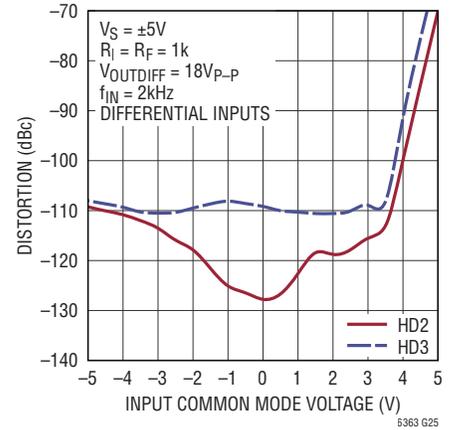
6363 G23

谐波失真与频率的关系曲线



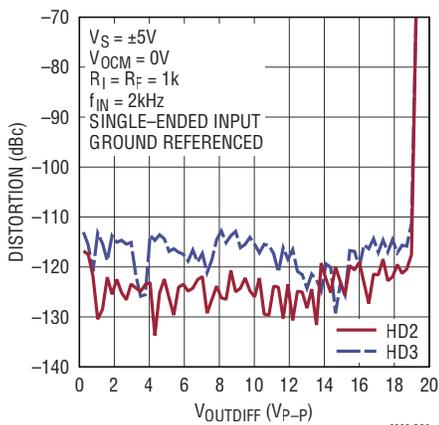
6363 G24

谐波失真与输入共模电压的关系曲线



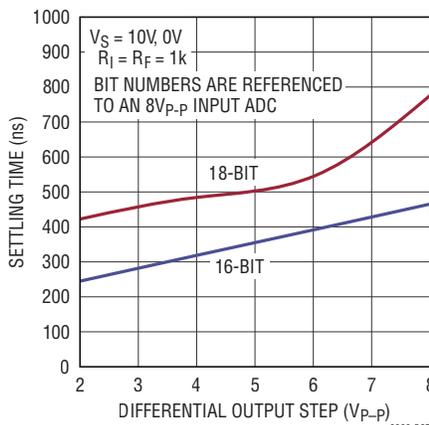
6363 G25

谐波失真与输出幅度的关系曲线



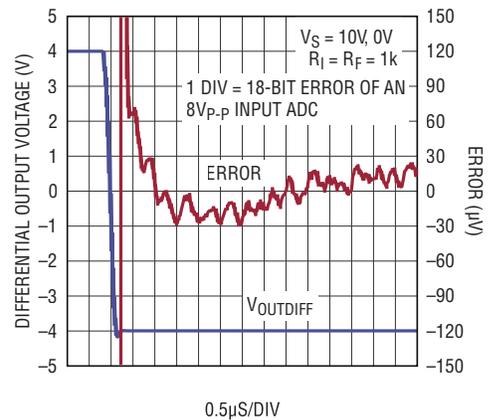
6363 G26

稳定时间与输出阶跃的关系曲线



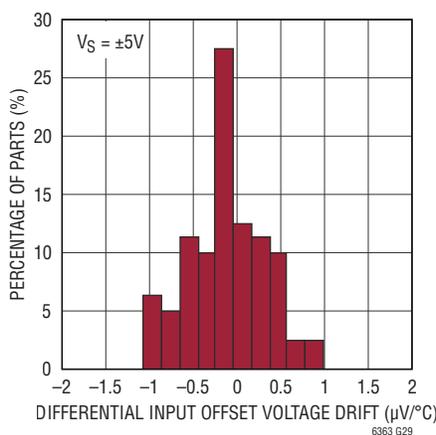
6363 G27

针对 8V_{P-P} 输出阶跃的稳定时间



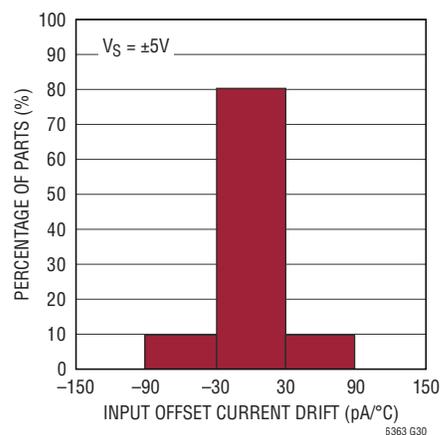
6363 G28

差分输入失调电压漂移的典型分布



6363 G29

输入失调电流漂移的典型分布



6363 G30

引脚功能

-IN (引脚 1)：放大器的反相输入。

V_{OCM} (引脚 2)：输出共模基准电压。给该引脚施加一个电压以设定输出共模电压电平。如果该引脚浮置，则一个内部电阻分压器产生一个大约介于 V⁺ 和 V⁻ 之间的默认电压。

V⁺ (引脚 3)：正电源。当 V⁻ = 0V 时，工作电源范围为 2.8V 至 11V。

+OUT (引脚 4)：正输出引脚。能够提供轨至轨摆幅的输出。

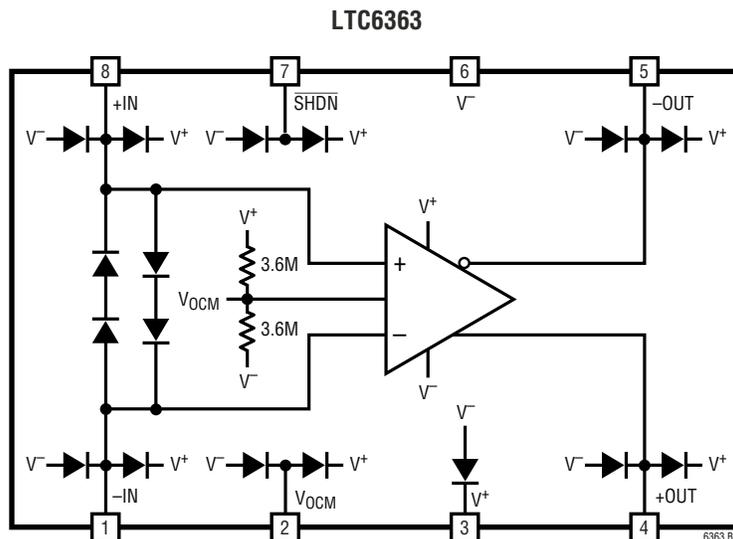
-OUT (引脚 5)：负输出引脚。能够提供轨至轨摆幅的输出。

V⁻ (引脚 6 / 裸露衬垫引脚 9)：负电源。只要 $2.8V \leq (V^+ - V^-) \leq 11V$ 仍然适用，负电源就可以为负值。

SHDN (引脚 7)：当 SHDN 引脚浮置或驱动至高电平时，LTC6363 处于正常 (运行) 操作模式。当 SHDN 引脚连接至 V⁻ 或驱动至低电平时，该器件被停用且吸收约 20μA 的电源电流 (V_S = 3V)。更多细节请参阅本产品手册「应用信息」部分中的「SHDN 引脚」。

+IN (引脚 8)：放大器的同相输入。

功能方框图



应用信息

功能描述

LTC6363 是一款全差分、低功率、低噪声、精准型放大器。该器件专为把全差分信号或单端信号转换为适合驱动高性能、低功率差分 $\Delta\Sigma$ 或 SAR ADC 的低阻抗、平衡差分输出而优化。另外，该放大器的平衡差分属性还提供了偶次谐波失真抵消功能，以及对于共模噪声（例如：电源噪声）的低敏感性。

LTC6363 的输出能够提供轨至轨摆幅，并能供应高达 90mA 或吸收高达 40mA 的电流。LTC6363 专为高带宽和低功率应用而优化。应利用 10Ω 至 50Ω 串联电阻把高于 50pF (至地) 或 25pF (差分) 的负载电容与每个输出实现去耦，以避免发生振荡或振铃。

SHDN 引脚

LTC6363 具有一个 $\overline{\text{SHDN}}$ 引脚，该引脚在连接至 V^- 或驱动至低于 $(V^+ + V^-)/2 + 0.4\text{V}$ 时将停止放大器运作，这样一来仅从电源吸收 $20\mu\text{A}$ (在 $V_S = 3\text{V}$) 至 $70\mu\text{A}$ (在 $V_S = 10\text{V}$)。下拉电路应能够吸收至少 $12\mu\text{A}$ 以保证所有情况下的全面停机。如欲执行正常的放大器操作，应对 $\overline{\text{SHDN}}$ 引脚采取以下两种处理方法中的任一种：

- 通过一个 $0.1\mu\text{F}$ 电容器旁路至地。
- 在电源电压已经建立了 30ms 或更长时间之后驱动至 $(V^+ + V^-)/2 + 1.2\text{V}$ 。

这将确保 LTC6363 将在任何工作温度和电源电压条件下于正常操作模式中上电，此外，还将避免噪声捡拾和电源轨瞬变在无意之中使放大器停机。不要把 $\overline{\text{SHDN}}$ 引脚直接连接至正电源 (V^+)。

一般放大器应用

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

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

从前面的公式注意到，差分输出电压 ($V_{+\text{OUT}} - V_{-\text{OUT}}$) 与输入和输出共模电压、或共模引脚上的电压无关。这使得 LTC6363 非常适合于前置放大、电平移位和用于驱动差分输入 ADC 的单端信号至差分输出信号转换。

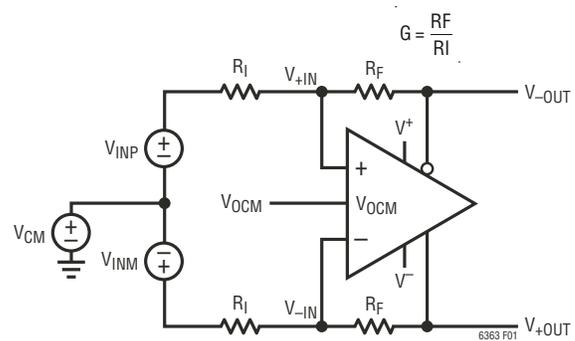


图 1：定义和术语

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：

$$V_{\text{OUTCM}} = \left(\frac{V_{+\text{OUT}} + V_{-\text{OUT}}}{2} \right) = V_{\text{OCM}}$$

如该式所示，输出共模电压与输入共模电压无关，而是由 V_{OCM} 引脚上的电压决定（借助于一个内部共模反馈环路）。

倘若 V_{OCM} 引脚被浮置，则一个内部电阻分压器产生一个大约介于 V^+ 和 V^- 之间的默认电压。如果期望的话，则可将 V_{OCM} 引脚过驱动至另一个电压，以实现更高的准确度或更大的灵活性。例如，当驱动一个 ADC 时，如果该 ADC 使一个基准可供设定共模电压之用，则它能够直接连接至 V_{OCM} 引脚，只要 ADC 能驱动由 V_{OCM} 引脚提供的 $1.8\text{M}\Omega$ 输入电阻即可。「电气特性」表规定了可应用于 V_{OCM} 引脚的有效范围 (V_{OUTCMR})。

应用信息

输入共模电压范围

LTC6363 的输入共模电压 (V_{ICM}) 被定义为两个输入引脚 (V_{+IN} 和 V_{-IN}) 的平均值。LTC6363 的输入能够在「电气特性」表中规定的范围内摆动 (见 V_{ICMR})。由于增益和反馈电阻器的外部阻性分压器作用, 可处理的信号有效范围比提供的范围更宽。运放输入端上的输入共模范围取决于电路配置 ($G =$ 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, 共模输入大约为:

$$V_{ICM} = V_{CM} \cdot \frac{G}{G+1} + V_{OCM} \cdot \frac{1}{G+1}$$

对于单端应用 ($V_{INM} = 0$), 输入共模电压还取决于输入信号。在该场合中, LTC6363 输入引脚上的输入共模电压约为:

$$V_{ICM} = (V_{CM} + V_{INP}/2) \cdot \frac{G}{G+1} + V_{OCM} \cdot \frac{1}{G+1}$$

例如, 倘若输入信号 (V_{INP}) 为正弦曲线, 则该正弦曲线的一个衰减版本还出现在 LTC6363 的输入端上。

一般来说, V_{CM} (参阅图 1) 在其满足以下不等式的情况下是有效的:

$$V^- - \frac{G+1}{G} - \frac{V_{OCM}}{G} \leq V_{CM} \leq (V^+ - 1.2) \frac{G+1}{G} - \frac{V_{OCM}}{G}$$

输入引脚保护

LTC6363 运放的输入级由两对在 $+IN$ 和 $-IN$ 之间背对背连接的串联二极管提供了针对超过 1.4V 之差分输入电压的保护。如果差分输入电压超过了 1.4V, 则输入电流应限制在低于 10mA 以防止损坏 IC。而且, 所有引脚皆具有连接到两个电源的箝位二极管。如果任何引脚被驱动至超过任一电

源的电压, 则应把电流限制在 10mA 以下, 以防止对 IC 造成损坏。

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。对于全差分输入源 ($V_{INP} = -V_{INM}$), 任一输入端上承载的输入阻抗即为:

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

对于单端输入, 由于输入端上的信号失衡, 因此输入阻抗相比平衡差分的场合有所增加。任一输入端上的输入阻抗为:

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

另外, 具有非零阻抗的输入信号源还会在反馈网络对之间引起反馈失衡。为获得最佳性能, 建议对输入源阻抗实施补偿。如果在信号源上需要阻抗匹配, 则应选择一个合适的终端电阻器 R_1 (见图 2) 以使:

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

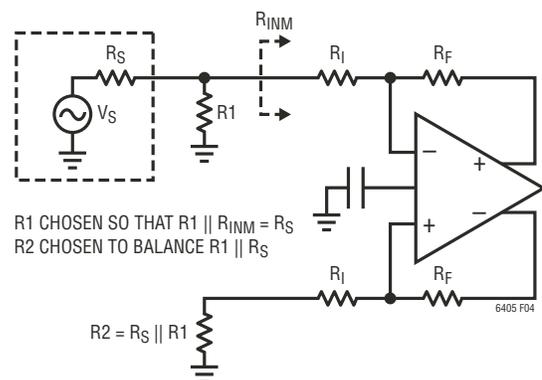


图 2: 针对信号源阻抗的最优补偿

应用信息

根据图 2，差分放大器的输入阻抗 (R_{INM}) 反映了上面给出的单端信号源场合。而且， R_2 被选择为：

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

电阻对失配的影响

图 3 给出了把电阻器失配考虑在内的电路示意图。通常，电阻器失配会把 CMRR 限制在远低于放大器的规格指标。假设无穷大的开环增益，差分输出关系由下式给出：

$$\begin{aligned} V_{OUT(DIFF)} &= V_{+OUT} - V_{-OUT} \\ &\approx V_{INDIFF} \cdot \frac{R_F}{R_I} + V_{CM} \cdot \frac{\Delta\beta}{\beta_{AVG}} - V_{OCCM} \cdot \frac{\Delta\beta}{\beta_{AVG}} \end{aligned}$$

式中的 R_F 是 R_{F1} 和 R_{F2} 的平均值，而 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：

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

$\Delta\beta$ 被定义为反馈因子中的差异：

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

这里， V_{CM} 和 V_{INDIFF} 分别被定义为两个输入电压 (V_{INP} 和 V_{INM}) 的平均值和差异。

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

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

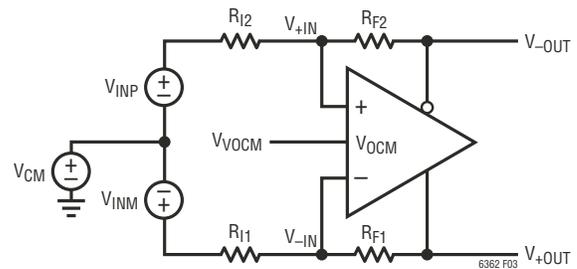


图 3：存在反馈电阻对失配的实际应用

当反馈比不匹配时 ($\Delta\beta$)，将出现共模至差分转换。把差分输入设定为零 ($V_{INDIFF} = 0$)，共模至差分转换的程度由下式给出：

$$V_{OUTDIFF} \approx (V_{CM} - V_{OCCM}) \cdot \Delta\beta / \beta_{AVG}$$

一般而言，反馈对失配的程度是导致信号和噪声的共模至差分转换的一个源由。例如，表 1 示出了最坏情况，采用外部电阻器配置为增益 = 1 的 LTC6363 放大器的 CMRR 受到了电阻器的限制。

表 1

容限	CMRR
5%	20dB
1%	34dB
0.1%	54dB
0.01%	74dB
LT5400	86dB
0.001%	94dB

应采用一个低阻抗接地平面作为输入信号源和 V_{OCCM} 引脚的基准。

应用信息

噪声

LTC6363 的差分输入参考电压和电流噪声密度分别为 $2.9\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ 和 $0.55\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$ 。除了由放大器产生的噪声之外，周围的反馈电阻器也会造成噪声的增加。简化的噪声模型示于图 4。由放大器和反馈组件产生的输出噪声由下式给出：

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

例如，倘若 $R_F = R_I = 1\text{k}$ ，则电路的输出噪声 $e_{no} = 10\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ 。

如果围绕放大器的电路处于良好的平衡状态，则共模噪声 (e_{nvocm}) 不会出现在上面给出的差分输出噪声方程中。

LTC6363 的输入参考电压噪声对噪声的影响等效于一个 510Ω 电阻器。当反馈网络由阻值大于该值的电阻器组成

时，输出噪声以电阻器噪声和放大器电流噪声为主。对于由阻值小于 510Ω 的电阻器构成的反馈网络，则输出噪声以电压噪声为主。

较低的电阻值始终产生较低的噪声，付出的代价是由于反馈网络在输出端上增加的负载而导致失真增大。较高的电阻值将产生较高的输出噪声，但是由于输出端上的负载较少通常可实现失真性能的改善。

GBW 与 $f_{-3\text{dB}}$ 的关系

在「电气特性」表中，增益带宽乘积 (GBW) 和 -3dB 频率 ($f_{-3\text{dB}}$) 已被规定为针对 LTC6363 之速度性能的两项不同衡量指标。GBW 通过测量放大器在某个特定频率 (f_{TEST}) 上的开环增益、然后计算增益 $\cdot f_{\text{TEST}}$ 来获得。GBW 是一个仅取决于放大器之内部设计和补偿的参数，而且是一个用于规定内部放大器之固有速度能力的合适度量指标。

$f_{-3\text{dB}}$ 更具实际意义，它是闭环增益比其低频值低 3dB 时的频率。 $f_{-3\text{dB}}$ 的数值取决于内部放大器的速度以及反馈因子。

在大多数放大器中，开环增益响应用于单位增益交叉频率之前的大多数频率呈现传统的单极点滚降，而且 GBW 和单位增益频率彼此靠近。然而，以这样一种方式有意地对 LTC6363 进行了补偿，使得在闭环增益 = 1 的情况下其 GBW 显著地大于其 $f_{-3\text{dB}}$ 。这意味着，在放大器输入一般处在运作状态的低频条件下，放大器的增益 (因而包括反馈环路增益) 较大。这进一步地使放大器线性化并改善这些频率下的失真。

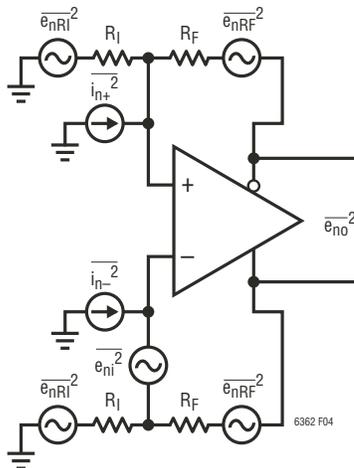


图 4：简化的噪声模型

应用信息

反馈电容器

当 LTC6363 输入端上的寄生电容组合 (器件 + PCB) 形成了一个其频率位于放大器闭环带宽之内的极点时, 可增设一个与外部反馈电阻器 (R_F) 相并联的电容器 (C_F), 以抵消稳定性的下降。应选择合适的 C_F 以使它产生一个其频率接近极点之频率的零点。

电路板布局和旁路电容器

对于单电源应用, 建议采用简短的连接线直接在 V^+ 和 V^- 之间布设高质量的 $0.1\mu\text{F}$ 陶瓷旁路电容器。 V^- 引脚应利用极少的布线直接连接至一个低阻抗接地平面。对于双 (分离型) 电源, 建议使用额外的高质量 $0.1\mu\text{F}$ 陶瓷电容器把 V^+ 和 V^- 旁路至地 (同样利用极少的布线来完成)。小几何尺寸 (例如: 0603) 表面贴装型陶瓷电容器具有远高于引线电容器的自谐振频率, 并可与 LTC6363 最好地配合运作。

为避免稳定性响应性能的下降, 强烈建议通过使印刷电路连接线尽可能地简短来把 LTC6363 输入引脚 (+IN 和 -IN) 上的任何杂散电容保持在一个绝对最小值。

在输出端, 应始终牢记 LTC6363 的差分属性, 因为两个输出所承受的负载阻抗 (杂散或预期的) 应尽可能地平衡和对称, 这一点至关重要。这将有助于保持 LTC6363 的平衡操作, 从而最大限度地遏止偶次谐波的生成并实现共模信号和噪声抑制的最大化。

V_{OCM} 引脚应通过一个高质量 $0.1\mu\text{F}$ 陶瓷电容器旁路至接地平面。这将防止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无意地转换为差分信号和噪声。

功率耗散

由于具有宽电源电压范围, 因此 LTC6363 在某些特定情况下有可能超过最大结温。最大结温 (T_J) 利用环境温度 (T_A) 和器件功率耗散 (P_D)

按下式计算: $T_J = T_A + (P_D \cdot \theta_{JA})$ 。IC 中的功率耗散是电源电压、输出电压和负载、输入和反馈电阻的一个函数。对于一个给定的电源电压, 最坏情况功率耗散 $P_{D(MAX)}$ 出现在最大静态电源电流和输出电压为任一电源电压之一半 (如果它小于电源电压的一半, 则为最大摆幅) 的时候。在此情况下, LTC6363 将给负载电阻器以及输入和反馈电阻器 R_I 和 R_F 提供电流。 $P_{D(MAX)}$ 由下式给出:

$$P_{D(MAX)} = (V^+ - V^-) \left(I_{S(MAX)} \right) + 2 \cdot \frac{\left(\frac{V^+}{2} \right)^2}{R_L} + 2 \cdot \frac{\left(\frac{V^+}{2} \left(1 + \frac{R_I}{R_F} \right) \right)^2}{R_I + R_F}$$

示例: 一个采用 8 引脚 MSOP 封装的 LTC6363HMS8 具有 $\theta_{JA} = 273^\circ\text{C}/\text{W}$ 的热阻。当依靠 $\pm 5\text{V}$ 电源工作、 $R_I = R_F = 1\text{k}$ 、并在每个输出上驱动一个接地的 1k 负载时, 最坏情况功率耗散由下式给出:

$$P_{D(MAX)} = (10\text{V})(2.2\text{mA}) + 2 \cdot \frac{(2.5\text{V})^2}{1000\Omega} + 2 \cdot \frac{(5\text{V})^2}{2000\Omega} = 60\text{mW}$$

在该例中, 允许器件工作的最大环境温度为:

$$T_A = T_J - (P_{D(MAX)} \cdot 273^\circ\text{C}/\text{W})$$

$$T_A = 150^\circ\text{C} - (60\text{mW})(273^\circ\text{C}/\text{W}) = 133.6^\circ\text{C}$$

对于相同的情况, 如需在较高的环境温度条件下运作器件, 则应使用 8 引脚 DFN 封装的 LTC6363。

应用信息

连接至 ADC

当驱动一个 ADC 时，应在 LTC6363 的输出与 ADC 的输入之间采用一个额外的无源滤波器。视应用的不同，一个单极点 RC 滤波器通常将是足够的。由于 ADC 采样电容器的接入，ADC 的采样过程会产生一个电荷瞬变。这短暂地在放大器的输出端上产生高频电流脉冲，因为电荷在放大器和采样电容器之间转移。放大器在采集周期结束之前必须从该负载瞬变恢复和稳定，以提供输入信号的有效表示。介于驱动器输出和 ADC 输入之间的 RC 网络负责对该采样瞬变实施去耦 (见图 5)。电容起的作用是在采样过程中提供大部分电荷，而 LTC6363 输出端上的两个电阻器则用于抑制和衰减由 ADC 注入的任何电荷。此外，RC 滤波器还负责对宽带输出噪声进行频带限制。

合适滤波器的选择取决于具体的 ADC，建议遵照以下程序来选择滤波器组件值。以针对输入信号选择一个合适的 RC 时间常数作为开始。一般而言，

较长的时间常数可改善 SNR，但代价是稳定时间有所延长。输出瞬变稳定至 20 位准确度将需要接近 14 的 RC 时间常数以实现完全的稳定。如欲选择电阻值，则应记住：去耦网络中的电阻器应至少为 10Ω 。需要牢记的是：这些电

阻器还起着使 LTC6363 输出与负载电容分离的作用。如果电阻过大，则留出的稳定时间将是不充足的。电阻过小将不能正确地抑制采样过程的负载瞬变，因而延长了实现稳定所需的时间。为获得最低的失真，应选择具有低介质吸收的电容器 (例如：COG 多层陶瓷电容器)。一般来说，大的电容值将衰减固定的非线性电荷回踢，然而非常大的电容值将在期望的输入频率上有害地对驱动器施加负载并引起驱动器失真。较小的输入摆幅将由于减少了对驱动器的负载需求而允许使用较大的滤波器电容值。对于特定的 ADC，差分非线性电荷回踢特别的输入幅度依存性有可能限制该特性。

在有些应用中，在 ADC 的输入端上布设串联电阻器可进一步地改善失真性能。这些串联电阻器和 ADC 采样电容器一起运行，以滤除潜在的接地反跳或其他的高速采样扰动。此外，电阻器还限制那些设法传播至驱动器输出的残留滤波器毛刺干扰的上升时间。把可能的毛刺干扰传播上升时间限制在驱动器的小信号带宽之内可实现受扰动较少的输出稳定。

对于 LTC6363 驱动 LTC2378-20 的特定应用，图 5 中提供了推荐的 RC 滤波器组件值。这些组件值是为实现最佳的失真和噪声性能而选择的。

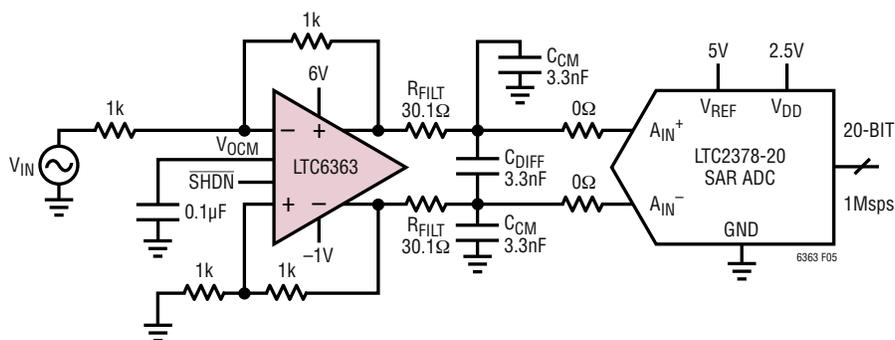
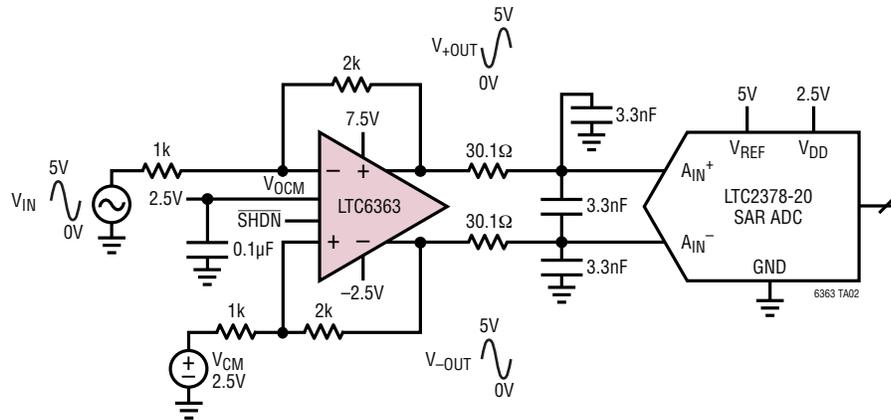


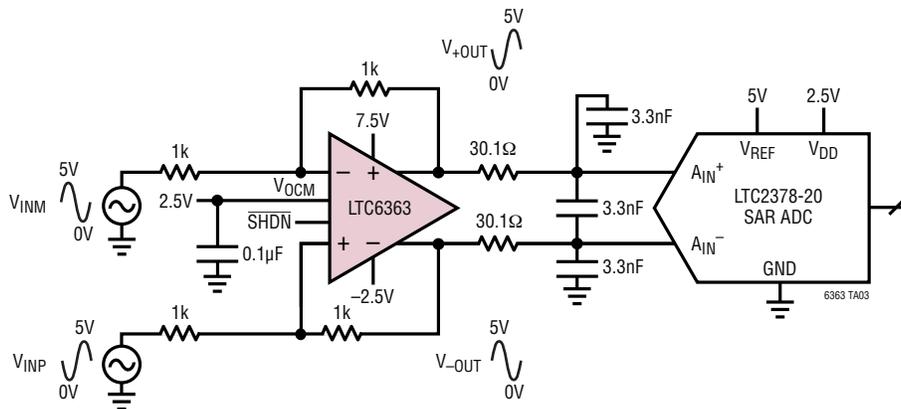
图 5：用于驱动 LTC2378-20 SAR ADC 的推荐接口解决方案

典型应用

具 $A_V = 2$ 之增益的 $5V_{P-P}$ 、 $2.5V$ 参考输入的单端至差分转换以驱动一个 ADC

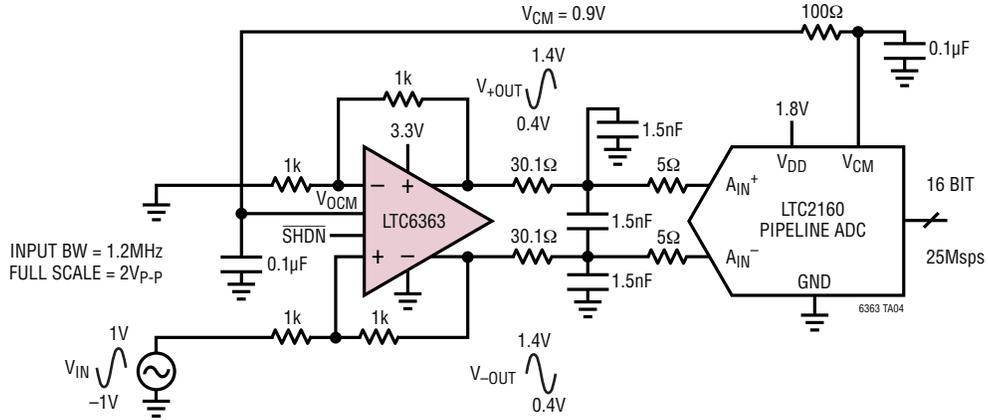


以 $\Delta V_{IN} = 10V_{P-P}$ 和 $A_V = 1$ 之增益对一个 ADC 进行差分驱动



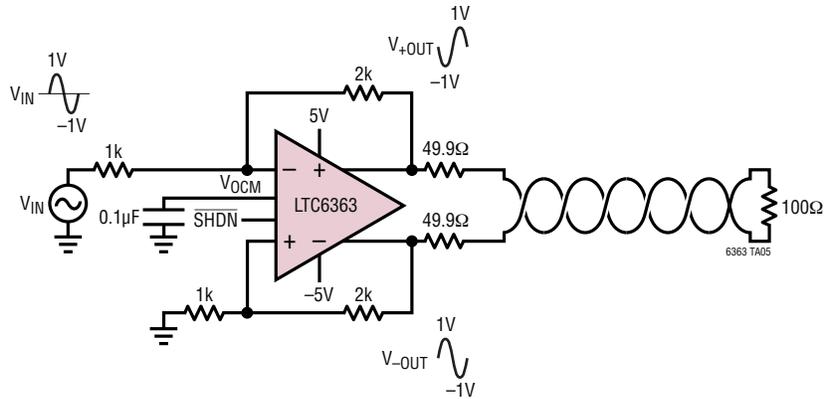
典型应用

以 $A_V = 1$ 对一个流水线型 ADC 进行差分驱动

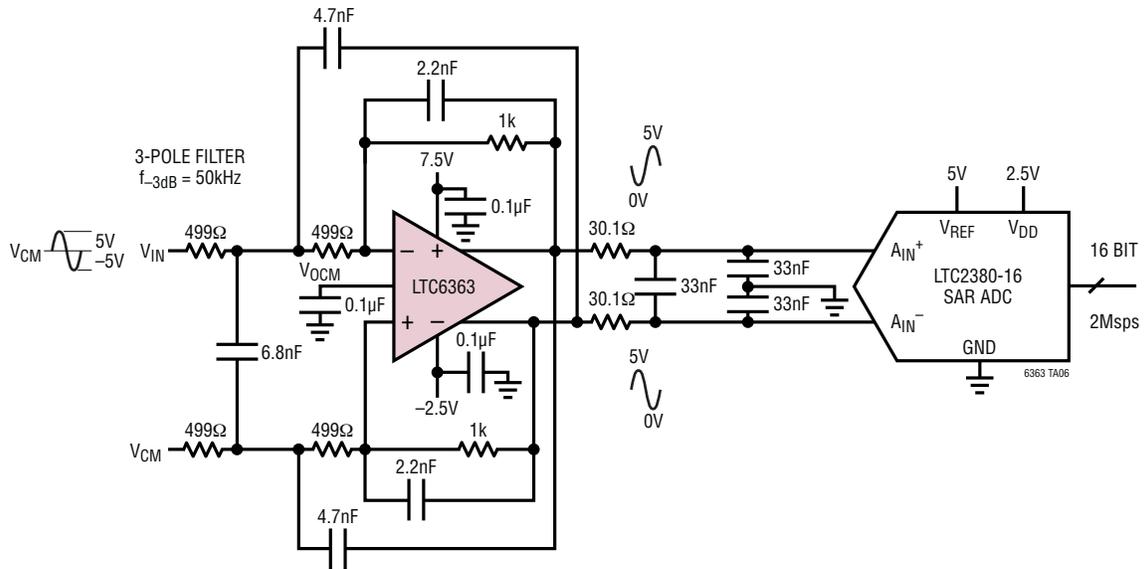
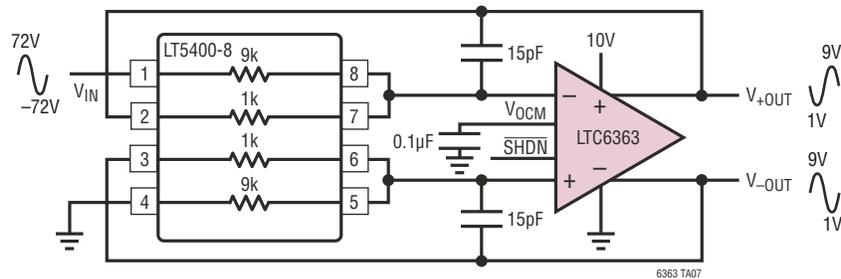


MEASURED PERFORMANCE FOR LTC6363 DRIVING LTC2160:
 INPUT: $f_{IN} = 2kHz, -1dBFS$
 SNR: 77dB
 HD2: -100.0dBc
 HD3: -100.2dBc
 THD: -96.5dB

以 $A_V = 2$ 的增益连接的差分线路驱动器



典型应用

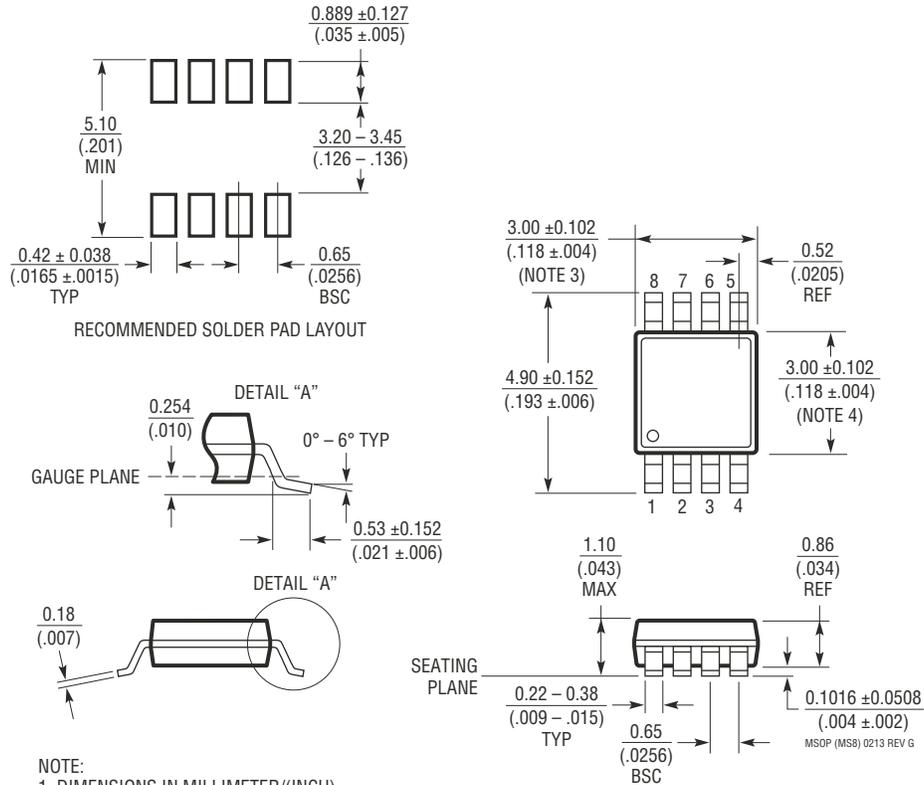
LTC6363 用作一个具 10V_{p-p} 单端输入的低通滤波器 / 驱动器，驱动一个 SAR ADC采用一个 LT[®]5400 四个匹配电阻器的网络的差分 $A_V = 1/9$ 配置

封装描述

如需了解最近的封装图样，请登录 <http://www.linear.com.cn/designtools/packaging/>

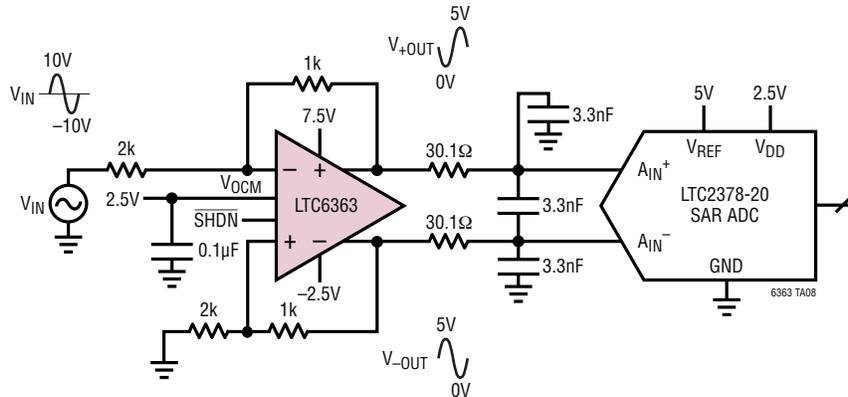
MS8 封装 8 引脚塑料 MSOP

(参考 LTC DWG # 05-08-1660 Rev G)



- 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

典型应用

具 $A_V = 0.5$ 之增益的 $20V_{P-P}$ 接地参考输入的单端至差分转换以驱动一个 ADC

相关器件

器件型号	描述	备注
全差分放大器		
LTC6362	精准、低功率轨至轨输入 / 输出差分运算放大器 / SAR ADC 驱动器	1mA, -116 dBc 失真 (在 1kHz, 8V _{P-P} 输出)
LTC1992/LTC1992-X	3MHz 至 4MHz 全差分输入 / 输出放大器	可提供内部反馈电阻器 (G = 1、2、5、10)
LT1994	70MHz 低噪声、低失真全差分输入 / 输出放大器 / 驱动器	13mA, -94dBc (在 1MHz, 2V _{P-P} 输出)
运算放大器		
LT6350	低噪声、单端至差分转换器 / ADC 驱动器	4.8mA, -97dBc (在 100kHz, 4V _{P-P} 输出)
LTC6246/LTC6247/ LTC6248	单 / 双 / 四路 180MHz 轨至轨低功率运算放大器	每个放大器的电源电流为 1mA, 4.2nV/√Hz
LTC6360	具真正零输出的 1GHz 非常低噪声单端 SAR ADC 驱动器	13.6mA, HD2/HD3 = -103dBc/-109dBc (在 40kHz, 4V _{P-P} 输出)
匹配的电阻器网络		
LT5400	精准型四个匹配的电阻器网络	比率 = 1:1、1:4、1:5、1:9、1:10
ADC		
LTC2378-20	具 0.5ppm INL 的 20 位、1Msps、低功率 SAR ADC	2.5V 电源, 差分输入, 104dB SNR, ±5V 输入范围, DGC, 采用 MSOP-16 和 4mm x 3mm DFN-16 封装的引脚兼容型系列
LTC2379-18/LTC2378-18 LTC2377-18/LTC2376-18	18 位、1.6Msps/1Msps/500ksps/250ksps 串行、低功率 ADC	2.5V 电源, 差分输入, 101.2dB SNR, ±5V 输入范围, DGC, 采用 MSOP-16 和 4mm x 3mm DFN-16 封装的引脚兼容型系列
LTC2380-16/LTC2378-16 LTC2377-16/LTC2376-16	16 位、2Msps/1Msps/500ksps/250ksps 串行、低功率 ADC	2.5V 电源, 差分输入, 96.2dB SNR, ±5V 输入范围, DGC, 采用 MSOP-16 和 4mm x 3mm DFN-16 封装的引脚兼容型系列
LTC2393-16/LTC2392-16/ LTC2391-16	16 位、1Msps/500ksps/250ksps 并行 / 串行 ADC	5V 电源, 差分输入, 94dB SNR, ±4.096V 输入范围, 采用 7mm x 7mm LQFP-48 和 QFN-48 封装的引脚兼容型系列
LTC2383-16/LTC2382-16/ LTC2381-16	16 位、1Msps/500ksps/250ksps 串行、低功率 ADC	2.5V 电源, 差分输入, 92dB SNR, ±2.5V 输入范围, 采用 MSOP-16 和 4mm x 3mm DFN-16 封装的引脚兼容型系列
LTC2355-14/LTC2356-14	14 位、3.5Msps 串行 ADC	3.3V 电源、单通道、单极 / 双极、18mW、MSOP-10 封装
LTC2366	12 位、3Msps 串行 ADC	2.35V 至 3.6V 电源, 6 引脚和 8 引脚 TSOT-23 封装
LTC2162/LTC2161/ LTC2160	16 位、65/40/25Msps、低功率 ADC	1.8V 电源, 差分输入, 77dB SNR, 2V _{P-P} 输入范围, 流水线型转换器, 采用 7mm x 7mm QFN-48 封装