

特性

单端转差分转换器

出色的线性度

失真: -110 dBc (100 KHz, $V_{Odm} = 2\text{ V}$ 峰峰值)

低噪声: $10.2\text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ (折合到输出端, $G = 2$)

极低功耗: 2.2 mA (3 V电源)

高输入阻抗: $24\text{ M}\Omega$

用户可调增益

高速: -3 dB 带宽为 31 MHz ($G = +2$)

0.005% 快速建立时间: 300 ns (2 V 步进)

低失调: 0.8 mV (最大值) (折合到输出端, $G = 2$)

轨到轨输出

禁用特性

宽电源电压范围: 2.7 V 至 12 V

采用节省空间的 $3\text{ mm} \times 3\text{ mm}$ LFCSP 封装

应用

单电源数据采集系统

仪器仪表

过程控制

电池供电系统

医疗仪器

功能框图

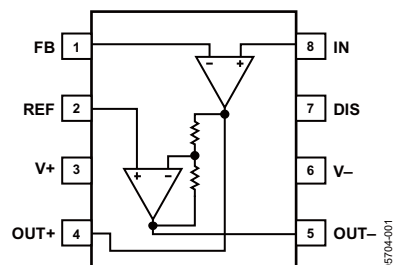


图1

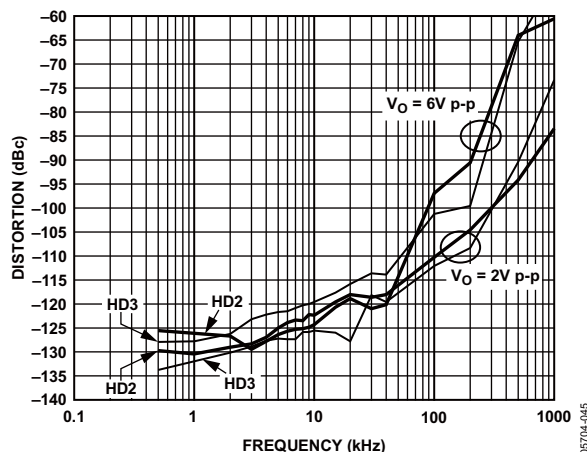


图2. 不同输出幅度下失真与频率的关系

概述

ADA4941-1 是一款低功耗、低噪声差分驱动器，用于驱动功耗敏感系统中最高18位的ADC。它采用易于使用的单端转差分配配置，无需外部元件就能获得增益为2增加电阻反馈网络便可实现大于2的增益，同时提供驱动高分辨率ADC所需的低失真和高信噪比(SNR)等重要特性。

ADA4941-1 具有宽输入电压范(采用5 V单电源时0 V至3.9 V)、轨到轨输出、高输入阻抗和用户可调增益，可用于驱动包括电池供电设备和单电源数据采集系统等各种低功耗应用中的单电源、差分输入ADC。

ADA4941-1 非常适合驱动AD7687、AD7690和AD7691等16位和18位PulSAR® ADC。

ADA4941-1 采用ADI公司的专有第二代XFCB工艺制造，使放大器可以在低电源电流条件下实现18位性能。

AD4941-1 提供8引脚小型LFCSP封装和8引脚标准SOIC封装，额定工作温度范围为 -40°C 至 $+125^{\circ}\text{C}$ 扩展工业温度范围。

Rev. B

Information furnished by Analog Devices is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed by Analog Devices for its use, nor for any infringements of patents or other rights of third parties that may result from its use. Specifications subject to change without notice. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of Analog Devices. Trademarks and registered trademarks are the property of their respective owners.

ADI 中文版数据手册是英文版数据手册的译文，敬请谅解翻译中可能存在的语言组织或翻译错误，ADI 不对翻译中存在的差异或由此产生的错误负责。如需确认任何词语的准确性，请参考ADI 提供的最新英文版数据手册。

One Technology Way, P.O. Box 9106, Norwood, MA 02062-9106, U.S.A.
Tel: 781.329.4700 www.analog.com
Fax: 781.461.3113 ©2006–2010 Analog Devices, Inc. All rights reserved.

目录

特性	1	输出电压噪声	17
应用	1	频率响应与闭环增益	19
功能框图	1	应用	20
概述	1	概述	20
修订历史	2	使用REF引脚	20
技术规格	3	内部反馈网络功耗	20
绝对最大额定值	6	禁用特性	20
热阻	6	添加3极点Sallen-Key滤波器	21
ESD警告	6	驱动AD7687 ADC	22
引脚配置和功能描述	7	-2增益配置	22
典型工作特性	8	外形尺寸	23
工作原理	15	订购指南	23
基本工作原理	15		
直流误差计算	16		

修订历史

2009年3月—修订版0至修订版A	
更改增益误差漂移参数(表1)	3
更改增益误差漂移参数(表2)	4
更改增益误差漂移参数(表3)	5
更新外形尺寸	23
2006年4月—修订版0：初始版	

技术规格

除非另有说明, $T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_S = 3\text{ V}$, OUT+接FB ($G = 2$), $R_{L, dm} = 1\text{ k}\Omega$, $\text{REF} = 1.5\text{ V}$ 。

表1

参数	条件	最小值	典型值	最大值	单位
动态性能					
-3 dB带宽	$V_O = 0.1\text{ V峰峰值}$	21	30		MHz
	$V_O = 2.0\text{ V峰峰值}$	4.6	6.5		MHz
过驱恢复时间	+恢复/-恢复		320/650		ns
压摆率	$V_O = 2\text{ V步进}$		22		V/ μs
0.005%建立时间	$V_O = 2\text{ V峰峰值步进}$		300		ns
噪声/失真性能					
谐波失真	$f_c = 40\text{ kHz}$, $V_O = 2\text{ V峰峰值}$, HD2/HD3		-116/-112		dBc
	$f_c = 100\text{ kHz}$, $V_O = 2\text{ V峰峰值}$, HD2/HD3		-101/-98		dBc
	$f_c = 1\text{ MHz}$, $V_O = 2\text{ V峰峰值}$, HD2/HD3		-75/-71		dBc
RTO电压噪声	$f = 100\text{ kHz}$		10.2		nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
输入电流噪声	$f = 100\text{ kHz}$		1.6		pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$
直流性能					
差分输出失调电压	放大器A1或放大器A2		0.2	0.8	mV
差分输入失调电压漂移			1.0		$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
单端输入失调电压			0.1	0.4	mV
单端输入失调电压漂移			0.3		$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
输入偏置电流	IN和REF		3	4.5	μA
输入失调电流	IN和REF		0.1		μA
增益	(+OUT - -OUT)/(IN - REF)	1.98	2.00	2.01	V/V
增益误差		-1		+1	%
增益误差漂移			1	5	ppm
输入特性					
输入电阻	IN和REF		24		M Ω
输入电容	IN和REF		1.4		pF
输入共模电压范围		0.2		1.9	V
共模抑制比(CMRR)	$\text{CMRR} = V_{OS, dm} / V_{CM}$, $V_{REF} = V_{IN}$, $V_{CM} = 0.2\text{ V至}1.9\text{ V}$, $G = 4$	81	105		dB
输出特性					
输出电压摆幅	各单端输出, $G = 4$	± 2.90	± 2.95		V
输出电流			25		mA
容性负载驱动	20%过冲, $V_{O, dm} = 200\text{ mV峰峰值}$		20		pF
电源					
工作范围		2.7		12	V
静态电流			2.2	2.4	mA
静态电流—禁用			10	16	μA
电源抑制比(PSRR)					
+PSRR	$\text{PSRR} = V_{OS, dm} / \Delta V_S$, $G = 4$	86	100		dB
-PSRR		86	110		dB
禁用 (开关功能)					
DIS输入电压	禁用, DIS = 高		≥ 1.5		V
	使能, DIS = 低		≤ 1.0		V
DIS输入电流	禁用, DIS = 高		5.5	8	μA
	使能, DIS = 低		4	6	μA
开启时间			0.7		μs
关闭时间			30		μs

ADA4941-1

除非另有说明, $T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_S = 5\text{ V}$, OUT+接FB (G = 2) , $R_{L, dm} = 1\text{ k}\Omega$, $\text{REF} = 2.5\text{ V}$ 。

Table 2.

参数	条件	最小值	典型值	最大值	单位
动态性能					
-3 dB带宽	$V_O = 0.1\text{ V峰峰值}$	22	31		MHz
	$V_O = 2.0\text{ V峰峰值}$	4.9	7		MHz
过驱恢复时间	+恢复/-恢复		200/600		ns
压摆率	$V_O = 2\text{ V步进}$		24.5		V/ μs
0.005%建立时间	$V_O = 6\text{ V峰峰值步进}$		610		ns
噪声/失真性能					
谐波失真	$f_c = 40\text{ MHz}$, $V_O = 2\text{ V峰峰值}$, HD2/HD3		-118/-119		dBc
	$f_c = 100\text{ MHz}$, $V_O = 2\text{ V峰峰值}$, HD2/HD3		-110/-112		dBc
	$f_c = 1\text{ MHz}$, $V_O = 2\text{ V峰峰值}$, HD2/HD3		-83/-73		dBc
RTO电压噪声	$f = 100\text{ kHz}$		10.2		nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
输入电流噪声	$f = 100\text{ kHz}$		1.6		pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$
直流性能					
差分输出失调电压	放大器A1或放大器A2		0.2	0.8	mV
差分输入失调电压漂移			1.0		$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
单端输入失调电压			0.1	0.4	mV
单端输入失调电压漂移			0.3		$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
输入偏置电流	IN和REF		3	4.5	μA
输入失调电流	IN和REF		0.1		μA
增益	(+OUT - -OUT)/(IN - REF)	1.98	2	2.01	V/V
增益误差		-1		+1	%
增益误差漂移			1	5	ppm
输入特性					
输入电阻	IN和REF		24		M Ω
输入电容	IN和REF		1.4		pF
输入共模电压范围		0.2		3.9	V
共模抑制比(CMRR)	$\text{CMRR} = V_{OS, dm}/V_{CM}$, $V_{REF} = V_{IN}$, $V_{CM} = 0.2\text{ V至}3.9\text{ V}$, $G = 4$	84	106		dB
输出特性					
输出电压摆幅	各单端输出, $G = 4$	± 4.85	± 4.93		V
输出电流			25		mA
容性负载驱动	20%过冲, $V_{O, dm} = 200\text{ mV峰峰值}$		20		pF
电源					
工作范围		2.7		12	V
静态电流			2.3	2.6	mA
静态电流—禁用			12	20	μA
电源抑制比(PSRR)	$\text{PSRR} = V_{OS, dm}/\Delta V_S$, $G = 4$				
+PSRR		87	100		dB
-PSRR		87	110		dB
禁用 (开关功能)					
DIS输入电压	禁用, DIS = 高		≥ 1.5		V
	使能, DIS = 低		≤ 1.0		V
DIS输入电流	禁用, DIS = 高		5.5	8	μA
	使能, DIS = 低		4	6	μA
开启时间			0.7		μs
关闭时间			30		μs

除非另有说明, $T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_S = \pm 5\text{ V}$, OUT+ 接FB ($G = 2$), $R_{L, \text{dm}} = 1\text{ k}\Omega$, $\text{REF} = 0\text{ V}$ 。

表3

参数	条件	最小值	典型值	最大值	单位
动态性能					
-3 dB带宽	$V_O = 0.1\text{ V}$ 峰峰值	23	32		MHz
	$V_O = 2.0\text{ V}$ 峰峰值	5.2	7.5		MHz
过驱恢复时间	+恢复/-恢复		200/650		ns
压摆率	$V_O = 2\text{ V}$ 步进		26		V/ μs
0.005%建立时间	$V_O = 12\text{ V}$ 峰峰值步进		980		ns
噪声/失真性能					
谐波失真	$f_c = 40\text{ kHz}$, $V_O = 2\text{ V}$ 峰峰值, HD2/HD3		-118/-119		dBc
	$f_c = 100\text{ kHz}$, $V_O = 2\text{ V}$ 峰峰值, HD2/HD3		-109/-112		dBc
	$f_c = 1\text{ MHz}$, $V_O = 2\text{ V}$ 峰峰值, HD2/HD3		-84/-75		dBc
RTO电压噪声	$f = 100\text{ kHz}$		10.2		nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
输入电流噪声	$f = 100\text{ kHz}$		1.6		pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$
直流性能					
差分输出失调电压	放大器A1或放大器A2		0.2	0.8	mV
差分输入失调电压漂移			1.0		$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
单端输入失调电压			0.1	0.4	mV
单端输入失调电压漂移			0.3		$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
输入偏置电流	IN和REF		3	4.5	μA
输入失调电流	IN和REF		0.1		μA
增益	(+OUT - -OUT)/(IN - REF)	1.98	2	2.01	V/V
增益误差		-1		+1	%
增益误差漂移			1	5	ppm
输入特性					
输入电阻	IN和REF		24		M Ω
输入电容	IN和REF		1.4		pF
输入共模电压范围		-4.8		+3.9	V
共模抑制比(CMRR)	$\text{CMRR} = V_{\text{OS, dm}}/V_{\text{CM}}$, $V_{\text{REF}} = V_{\text{IN}}$, $V_{\text{CM}} = -4.8\text{ V}$ 至 $+3.9\text{ V}$, $G = 4$	85	105		dB
输出特性					
输出电压摆幅	各单端输出, $G = 4$	$V_S - 0.25$	$V_S \pm 0.14$		V
输出电流			25		mA
容性负载驱动	20%过冲, $V_{\text{O, dm}} = 200\text{ mV}$ 峰峰值		20		pF
电源					
工作范围		2.7		12	V
静态电流			2.5	2.7	mA
静态电流—禁用			15	26	μA
电源抑制比(PSRR)					
+PSRR	$\text{PSRR} = V_{\text{OS, dm}}/\Delta V_S$, $G = 4$	87	100		dB
-PSRR		87	110		dB
禁用(开关功能)					
DIS输入电压	禁用, DIS = 高		≥ -3		V
	使能, DIS = 低		≤ -4		V
DIS输入电流	禁用, DIS = 高		7	10	μA
	使能, DIS = 低		4	6	μA
开启时间			0.7		μs
关闭时间			30		μs

绝对最大额定值

表4

参数	额定值
电源电压	12 V
功耗	见图3
存储温度范围	-65°C至+125°C
工作温度范围	-40°C至+85°C
引脚温度(焊接10秒)	300°C
结温	150°C

注意，超出上述绝对最大额定值可能会导致器件永久性损坏。这只是额定最值，不涉及器件在这些或任何其它条件下超出本技术规格指标的功能性操作。长期在绝对最大额定值条件下工作会影响器件的可靠性。

热阻

θ_{JA} 针对最差条件，即零气流时器件焊接在电路板上(即其焊盘焊接到PCB表面上的焊盘(若适用)，其中PCB接口与铜层热相连。

表5. 热阻

封装类型	θ_{JA}	θ_{JC}	单位
8-Lead SOIC on 4-Layer Board	126	28	°C/W
8-Lead LFCSP with EP on 4-Layer Board	83	19	°C/W

最大功耗

ADA4941-1封装内的最大安全功耗受限于相应的芯片结温(T_J)的升高情况。达到玻璃化转变温度150°C左右时，塑料的特性会发生改变。即使只是暂时超过这一温度限值也有可能改变封装对芯片作用的应力，从而永久性地转变ADA4941-1的参数性能。长时间超过150°C的结温会导致芯片器件出现变化，因而可能造成故障。

封装的功耗(P_D)为静态功耗与封装中所有输出的负载驱动所导致的功耗之和，而静态功耗则为电源引脚之间的电压(V_S)乘以静态电流(I_S)。负载驱动所导致的功耗取决于具体应用。对于各输出，负载驱动所导致的功耗等于负载电流乘以器件内的相关压降。所有负载的功耗等于各负载功耗的总和。上述计算中必须使用RMS电压和电流。

气流可增强散热，从而有效降低 θ_{JA} 。此外，更多金属直接与金属走线的封装引脚、通孔、地和电源层接触，这同样可降低 θ_{JA} 。封装底部裸露的焊盘必须焊接到与铜层热相连的PCB接口上的焊盘，从而实现指定的 θ_{JA} 。

图3显示在JEDEC标准4层板上，8引脚SOIC(126°C/W)和8引脚LFCSP(83°C/W)两种封装的最大安全功耗与环境温度的关系。LFCSP的底部焊盘必须焊接到与PCB层热相连的焊盘。 θ_{JA} 值均为近似值。

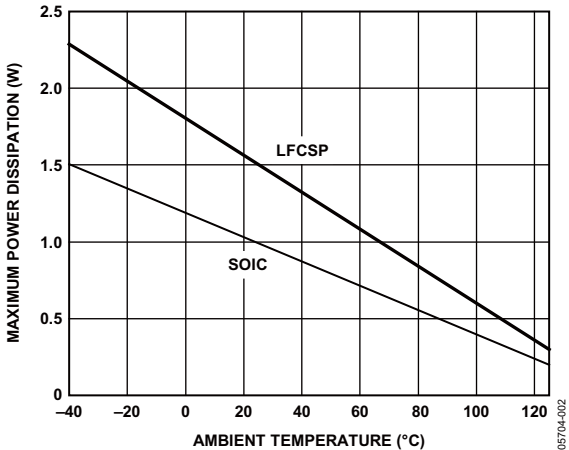


图3. 4层板最大功耗与温度的关系

ESD警告

ESD(静电放电)敏感器件。静电电荷很容易在人体和测试设备上累积，可高达4000 V，并可能在没有察觉的情况下放电。尽管本产品具有专用ESD保护电路，但在遇到高能量静电放电时，可能会发生永久性器件损坏。因此，建议采取适当的ESD防范措施，以避免器件性能下降或功能丧失。



引脚配置和功能描述

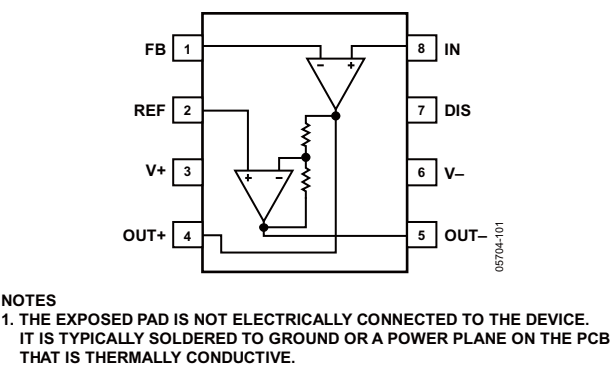


图4.引脚配置

表6. 引脚功能描述

引脚编号	引脚名称	描述
1	FB	反馈输入
2	REF	基准电压输入
3	V+	正电源
4	OUT+	同相输出
5	OUT-	反相输出
6	V-	负电源
7	DIS	禁用
8	IN	输入

典型工作特性

除非另有说明, $V_S = 5\text{ V}$, $R_{L, dm} = 1\text{ k}\Omega$, $\text{REF} = 2.5\text{ V}$, $\text{DIS} = \text{LOW}$, OUT+ 直接连接到 FB ($G = 2$), $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。

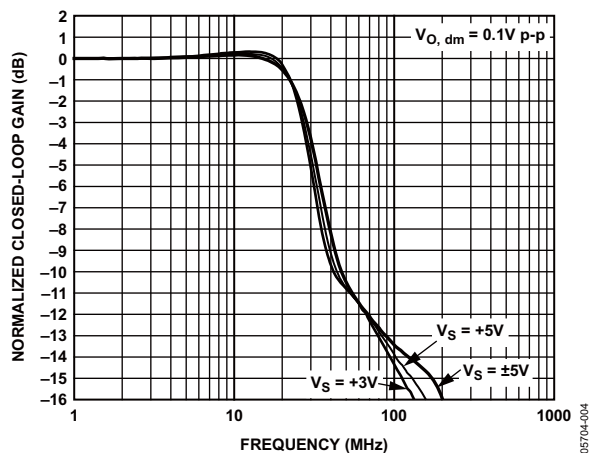


图5. 不同电源下的小信号频率响应

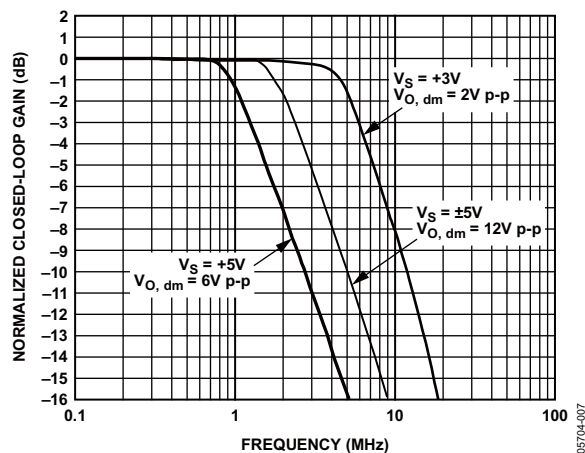


图8. 不同电源下的大信号频率响应

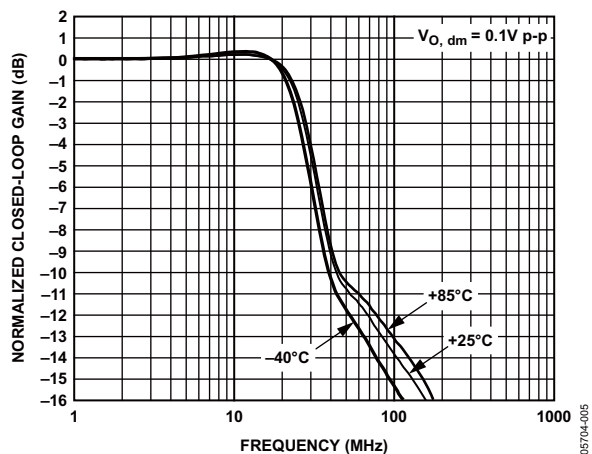


图6. 不同温度下的小信号频率响应

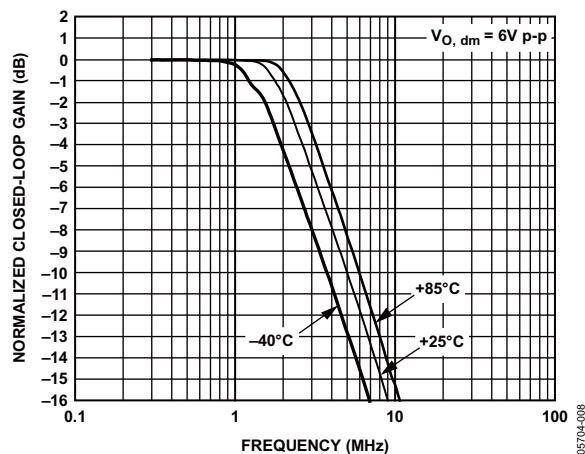


图9. 不同温度下的大信号频率响应

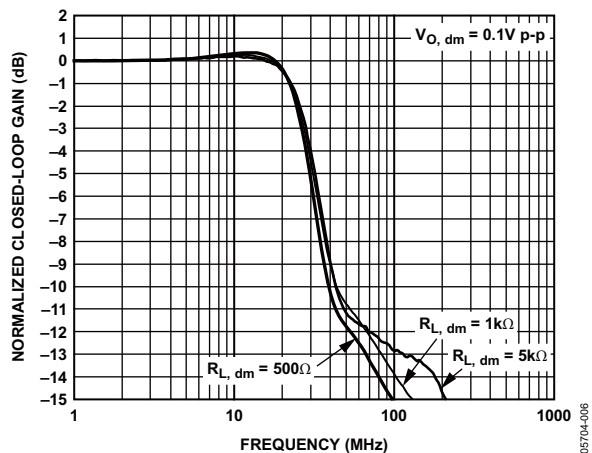


图7. 不同阻性负载下的小信号频率响应

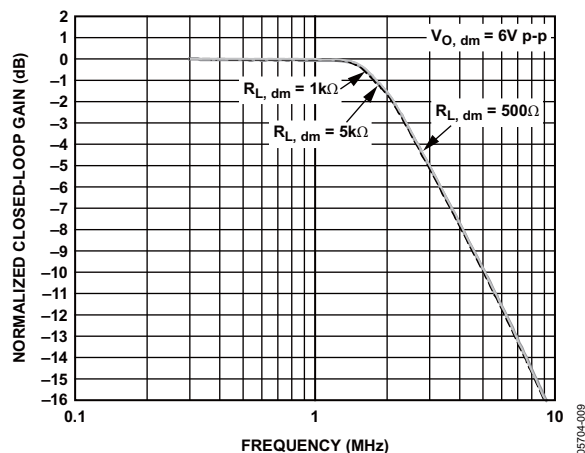


图10. 不同阻性负载下的大信号频率响应

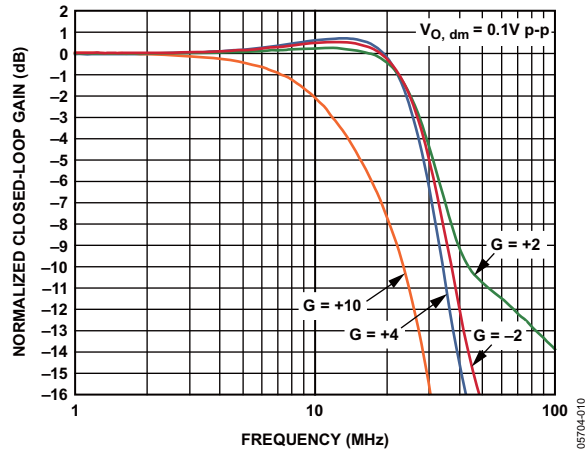


图11. 不同增益下的小信号频率响应

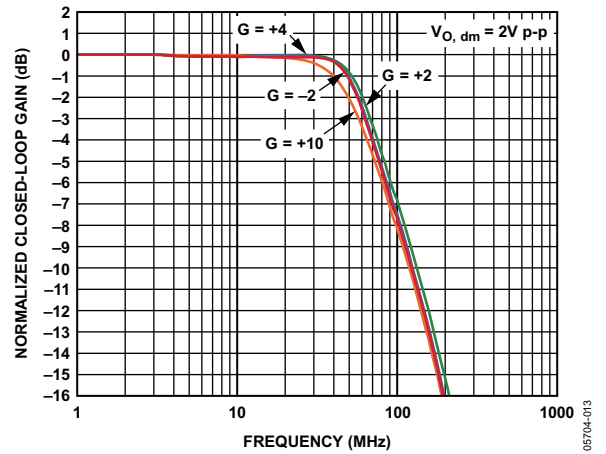


图14. 不同增益下的大信号频率响应

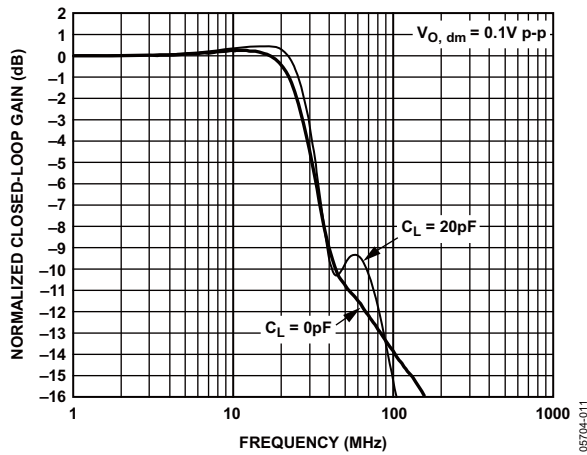


图12. 不同容性负载下的小信号频率响应

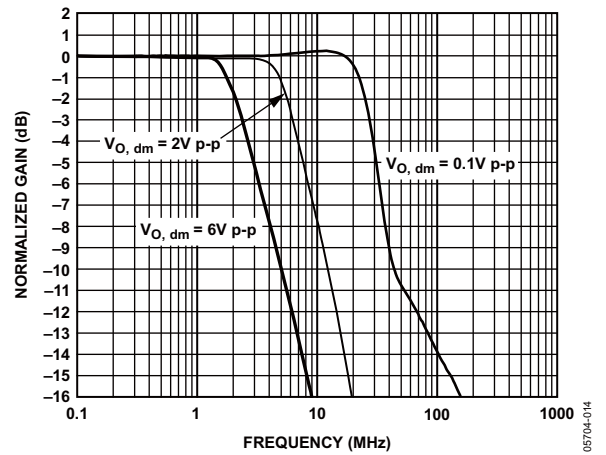


图15. 不同输出幅度下的频率响应

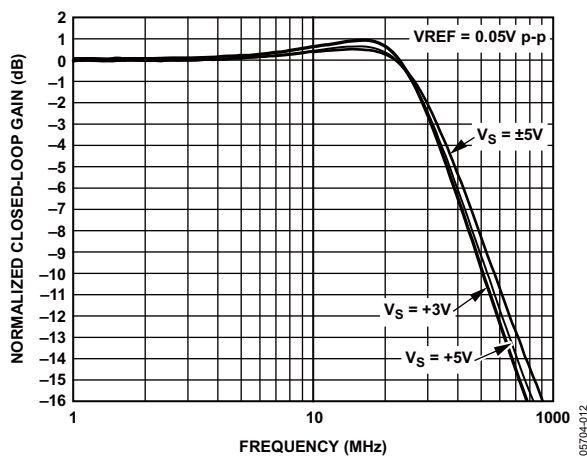


图13. 不同电源下的REF输入小信号频率响应

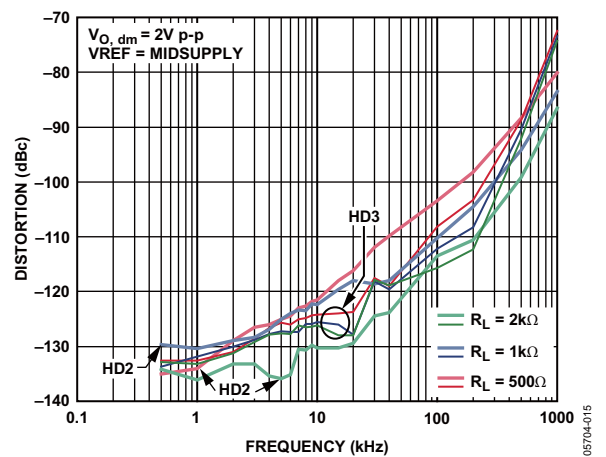


图16. 不同负载下失真与频率的关系

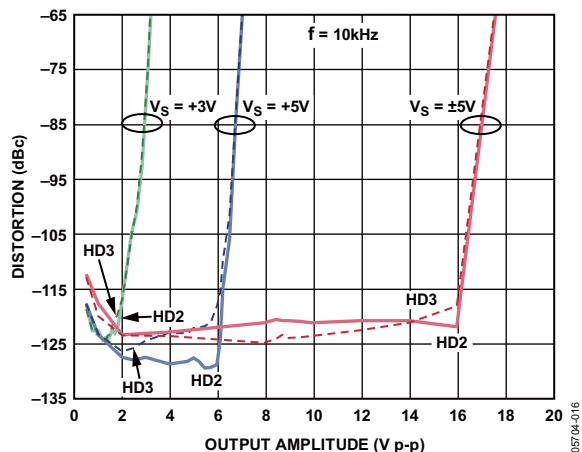


图17. 不同电源下失真与输出幅度的关系($G = +2$)

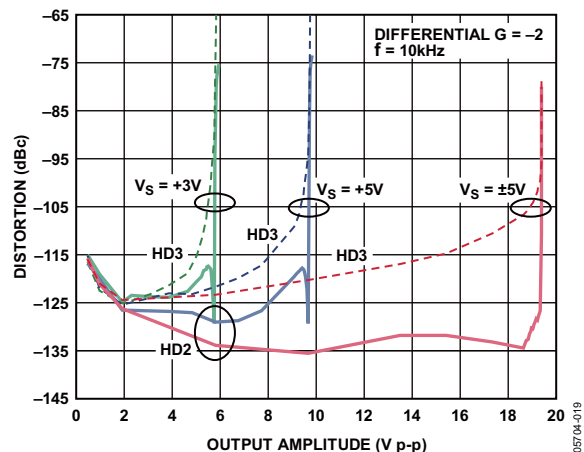


图20. 不同电源下失真与输出幅度的关系($G = -2$)

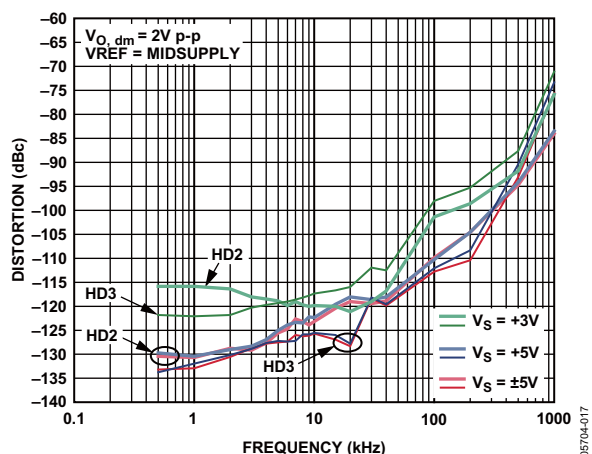


图18. 不同电源下失真与频率的关系

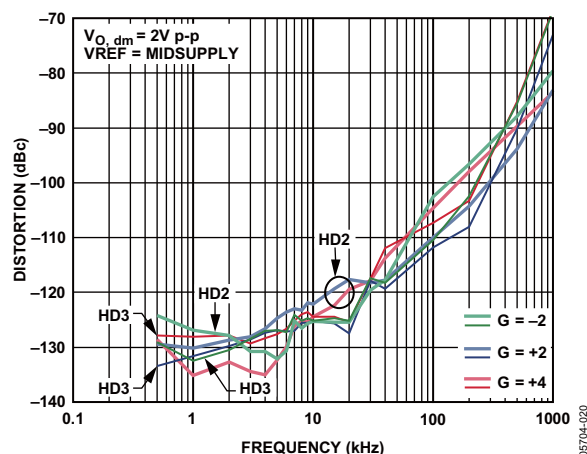


图21. 不同增益下失真与频率的关系

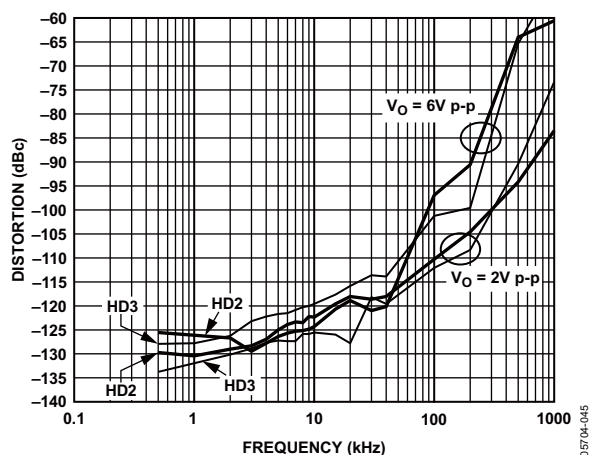


图19. 不同输出幅度下失真与频率的关系

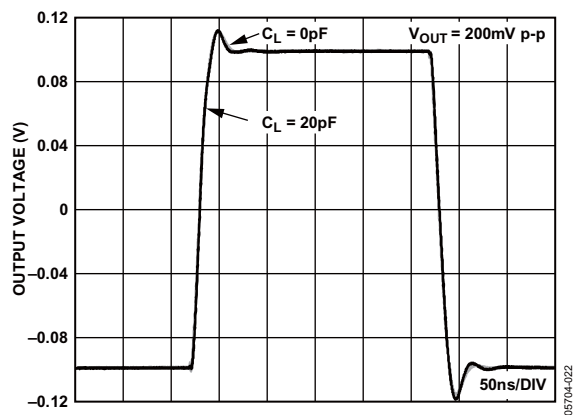


图22. 不同容性负载下的小信号瞬态响应

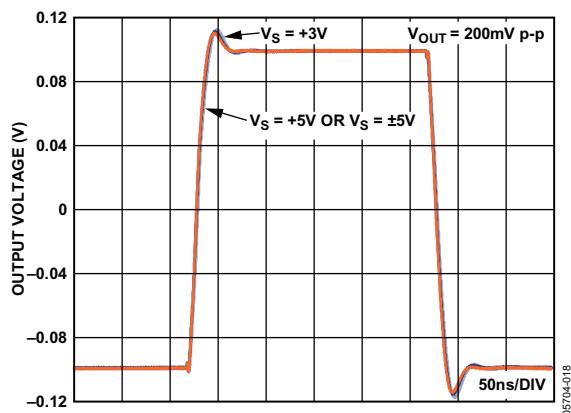


图23. 不同电源下的小信号瞬态响应

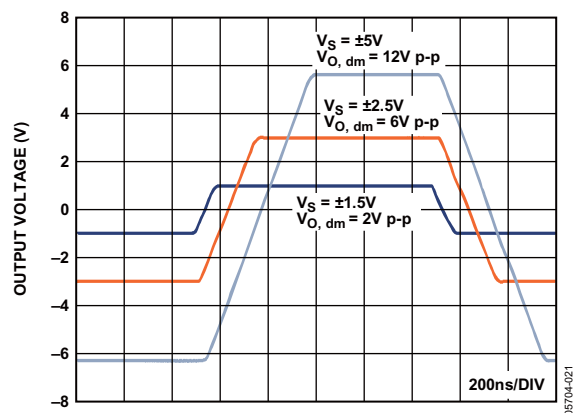


图26. 不同电源下的大信号瞬态响应

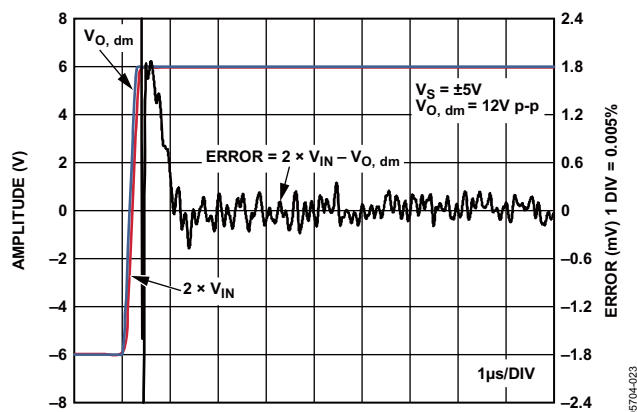


图24. 建立时间(0.005%), $V_S = \pm 5V$

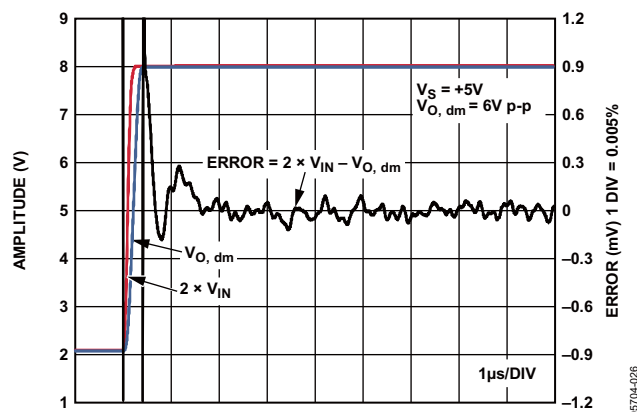


图27. 建立时间(0.005%), $V_S = +5V$

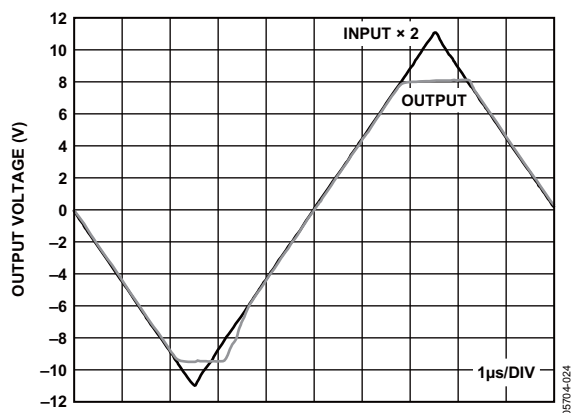


图25. 输入过驱恢复, $V_S = \pm 5V$

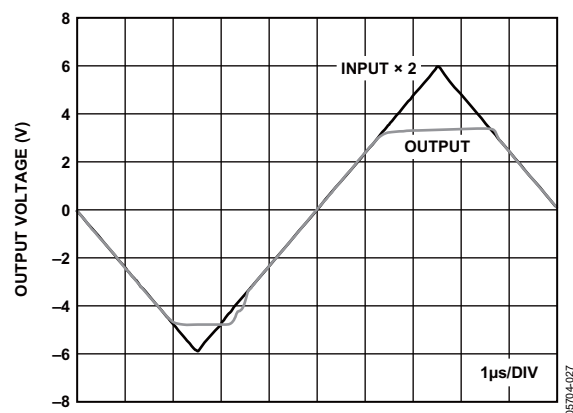


图28. 输入过驱恢复, $V_S = +5V$

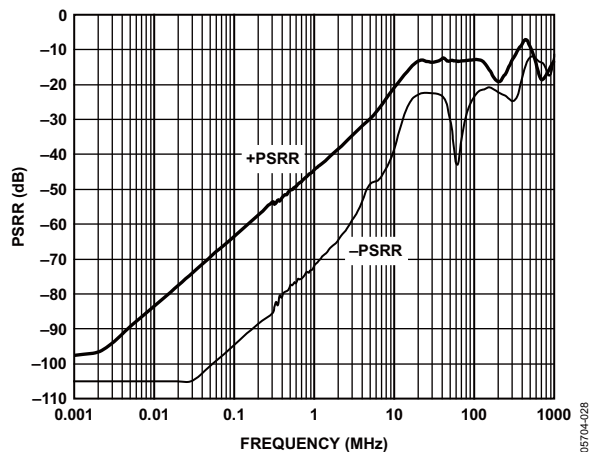


图29. 电源抑制比与频率的关系

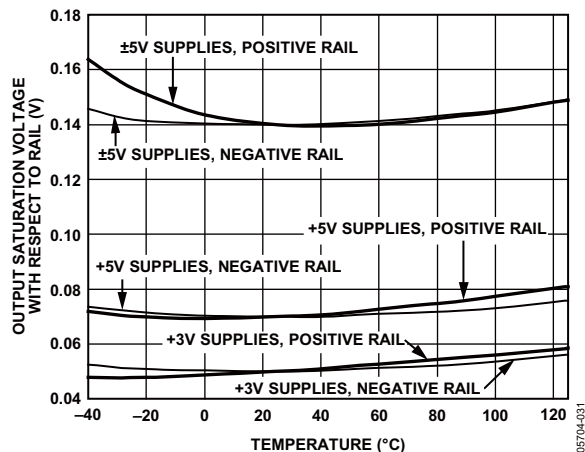


图32. 输出饱和电压与温度的关系

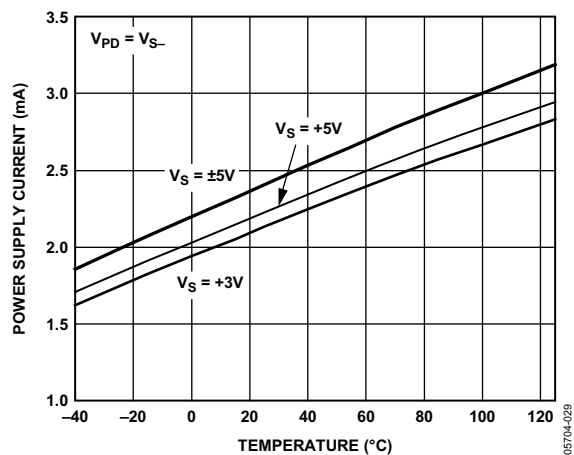


图30. 电源电流与温度的关系

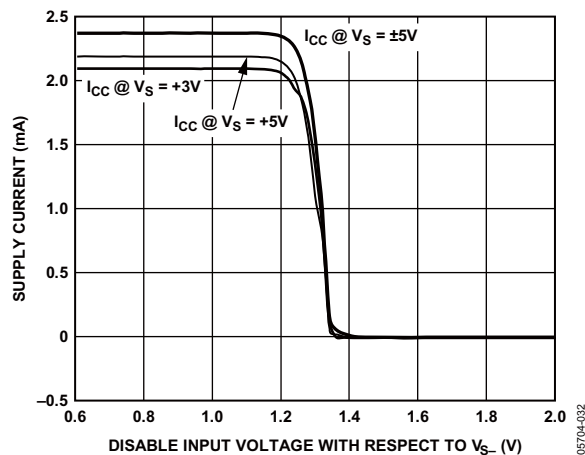


图33. 电源电流与开关电压的关系

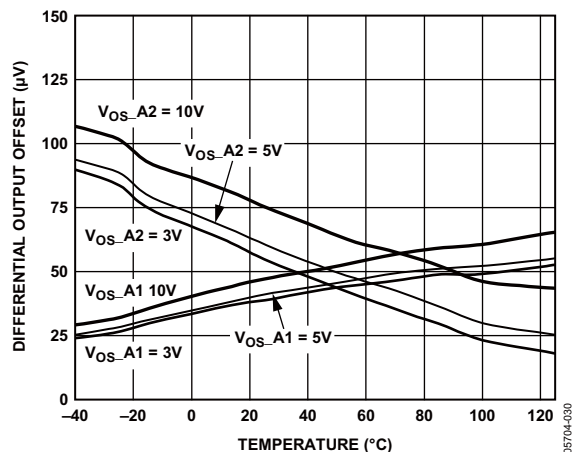


图31. 差分输出失调电压与温度的关系

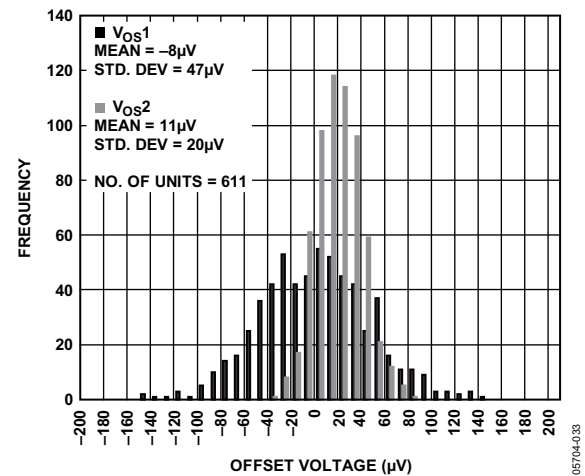


图34. 差分输出失调分布图

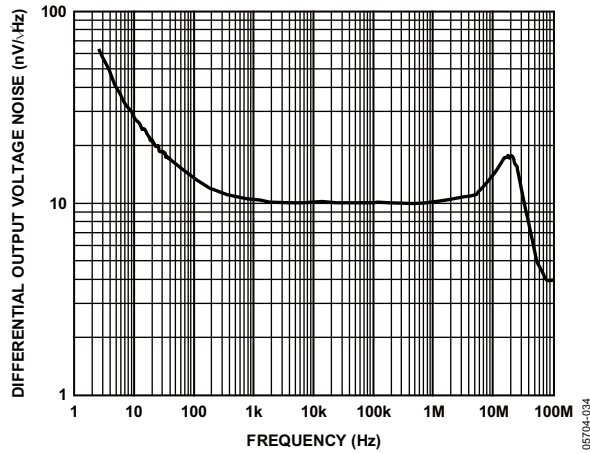


图35. 差分输出电压噪声与频率的关系

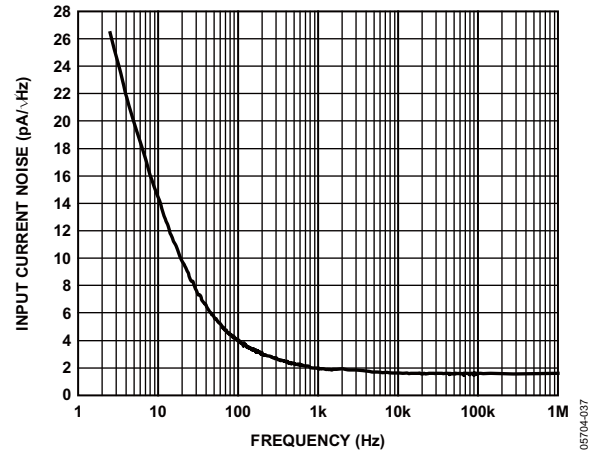


图38. 输入电流噪声与频率的关系

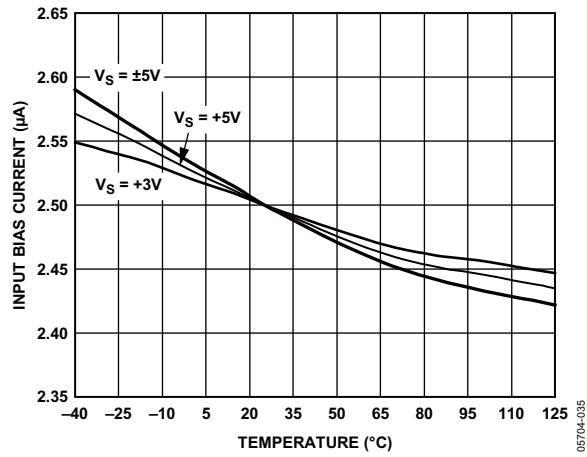


图36. 不同电源下输入偏置电流与温度的关系

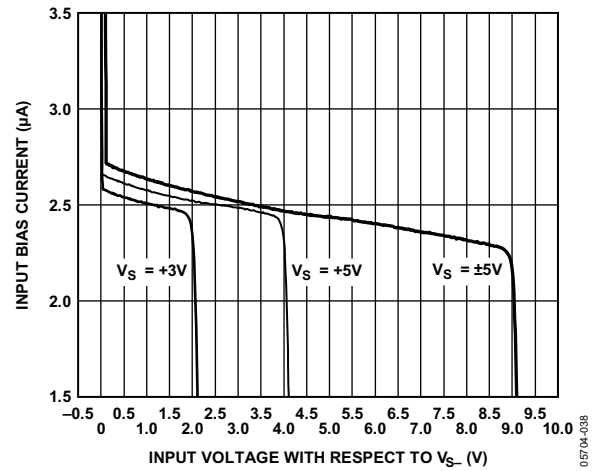


图39. 输入偏置电流与输入电压的关系

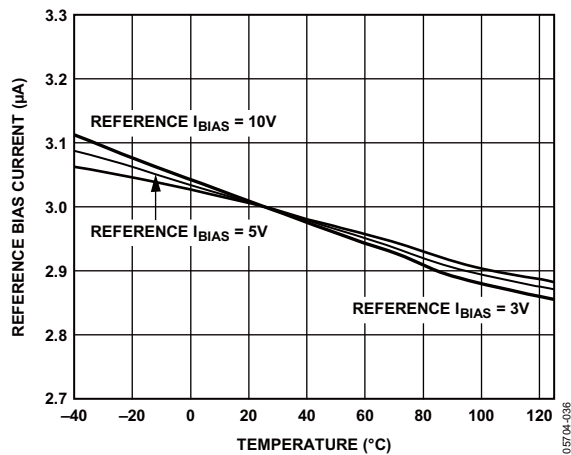


图37. REF输入偏置电流与温度的关系

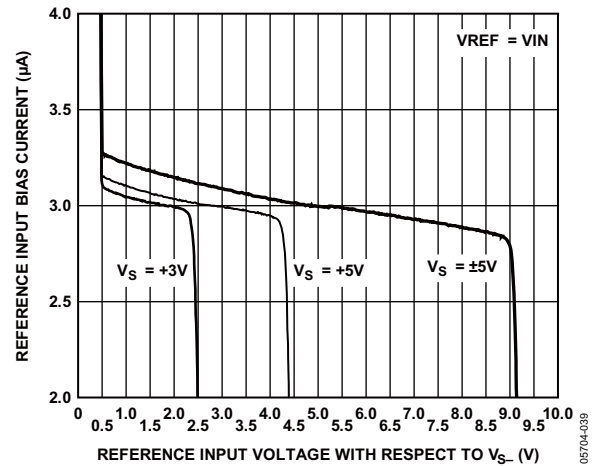


图40. REF输入偏置电流与REF输入电压的关系

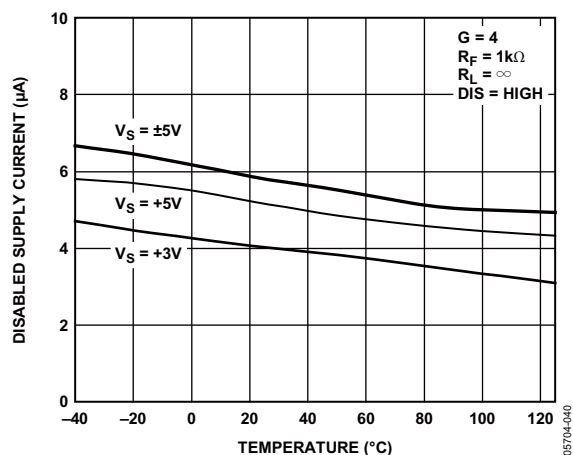


图41. 运放关闭时不同电源下电源电流与温度的关系

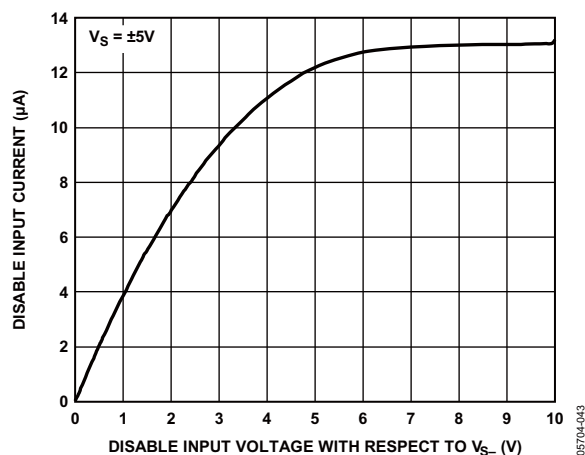


图44. 开关输入电流与开关输入电压的关系

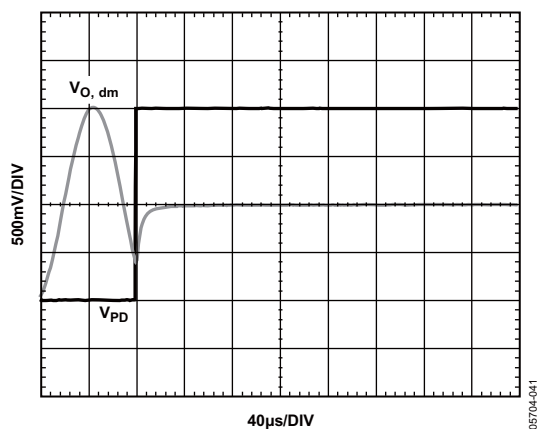


图42. 关闭置位时间

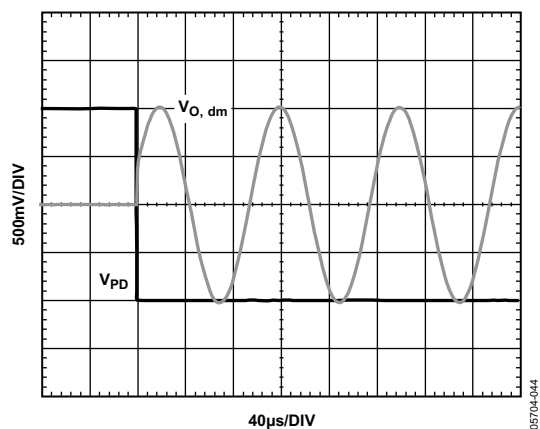


图45. 关闭复位时间

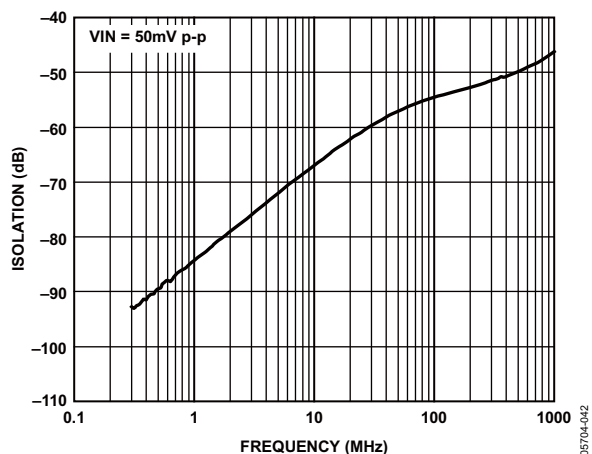


图43. 运放关闭时输入至输出隔离与频率的关系

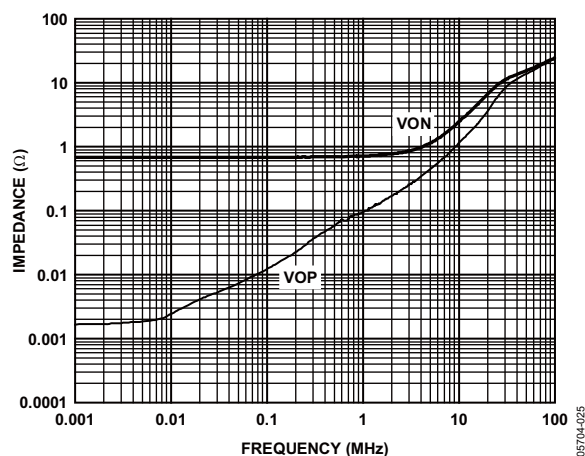


图46. 单端输出阻抗与频率的关系

工作原理

ADA4941-1是一款低功耗、单端输入、差分输出放大器，并针对驱动高分辨率ADC进行了优化。图47展示了ADA4941-1的典型连接方式。该放大器由一个非专用放大器A1驱动一个精密逆变器A2。A1的负极输入被引出到引脚1(FB)，从而允许用户对增益进行编程。反相运算放大器A2精确反转A1的输出信号 V_{OP} ，进而产生输出信号 V_{ON} 。

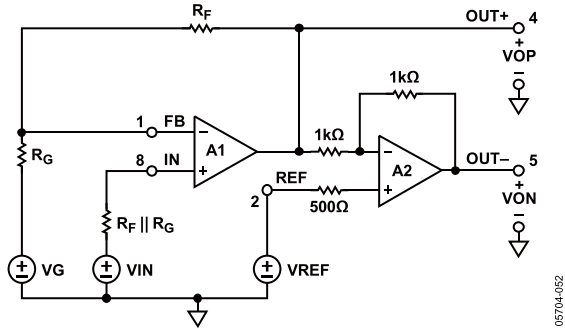


图47. 基本连接(未显示电源)

施加到REF引脚的电压就是输出共模电压。请注意，施加到REF引脚的电压并不会影响OUT+引脚处的电压。因此，输出之间可以存在差分失调，而同时能够获得所需的输出共模电压。例如， $V_{OP} = 3.5\text{ V}$ 且 $V_{ON} = 1.5\text{ V}$ 时，输出共模电压等于 2.5 V ，就和两个输出均为 2.5 V 时一样。在前一种情况下，差分电压(或失调)为 2.0 V ，而在后一种情况下，差分电压为 0 V 。计算输出电压时，必须同时考虑差分电压和共模电压，以避免不需要的差分失调。

基本工作原理

图47中， R_G 和 R_F 构成外部增益设置网络。 V_G 和 V_{REF} 均为外部施加的电压。 $V_{O, cm}$ 定义为输出共模电压，而 $V_{O, dm}$ 定义为输出差分电压。从图47可以得出以下方程：

$$V_{OP} = VIN \left(1 + \frac{R_F}{R_G} \right) - VG \left(\frac{R_F}{R_G} \right) \quad (1)$$

$$V_{ON} = -VIN \left(1 + \frac{R_F}{R_G} \right) + VG \left(\frac{R_F}{R_G} \right) + 2(V_{REF}) \quad (2)$$

$$V_{O, dm} =$$

$$V_{OP} - V_{ON} = 2(VIN) \left(1 + \frac{R_F}{R_G} \right) - 2VG \left(\frac{R_F}{R_G} \right) - 2(V_{REF}) \quad (3)$$

$$V_{O, cm} = \left(\frac{V_{OP} + V_{ON}}{2} \right) = V_{REF} \quad (4)$$

当 $R_F = 0$ 而 R_G 被除去时，方程3可简化为下式：

$$V_{O, dm} = 2(VIN) - 2(V_{REF}) \quad (5)$$

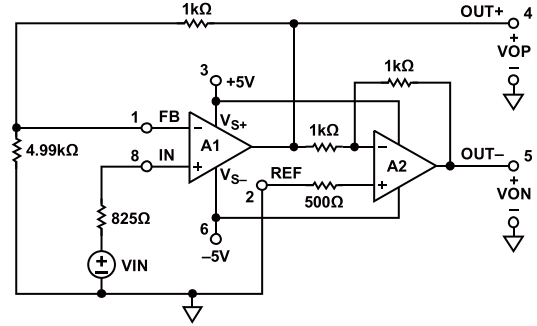


图48. 双电源、 $G = 2.4$ 、单端转差分放大器

图48是双电源连接的示例。本例中， V_G 和 V_{REF} 均设为 0 V ，且外部 R_F 和 R_G 网络使A1提供 1.2 的同相增益。本例充分利用轨到轨输出级。增益公式为：

$$V_{OP} - V_{ON} = 2.4(VIN) \quad (6)$$

串联的 $825\text{ }\Omega$ 电阻与引脚8可补偿A1输入失调电流产生的电压误差。A1和A2的线性输出范围可以扩展至各供电轨 200 mV 以内，从而允许在采用 $\pm 5\text{ V}$ 电源供电时实现 19.2 V 的峰峰值差分输出电压。

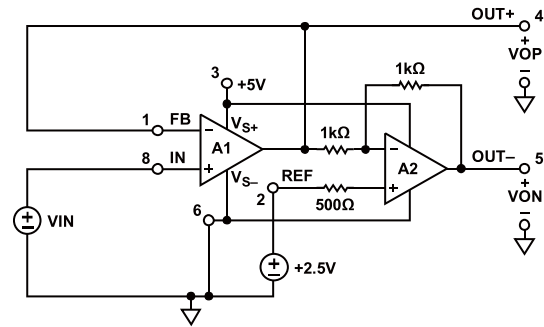


图49. $+5\text{ V}$ 单电源、 $G=2$ 单端转差分放大器

图49显示的是用 5 V 单电源连接的单位增益跟随器A1。REF引脚处的 2.5 V 电压将输出共模电压设置为 2.5 V 。传递函数为：

$$V_{OP} - V_{ON} = 2(VIN) - 5\text{ V} \quad (7)$$

ADA4941-1

其中，线性输出电压受限于A1。低端时，随着VOP逐渐接近200 mV，A1的输出开始饱和并且线性度出现下降。高端时，一旦VIN超过4 V(VCC的1 V范围内)，A1输入即变成饱和并且线性度出现下降。这会将图49所示电路的线性差分输出电压限制在大约7.6 V峰峰值。

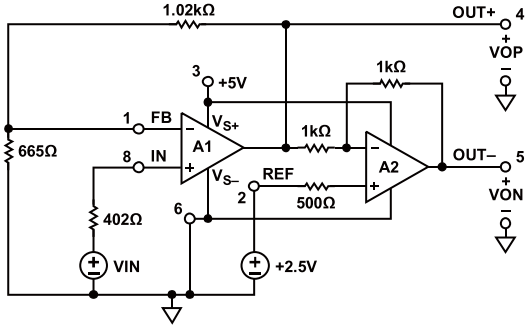


图50. 5 V电源供电、G = 5、单端转差分放大器

图50显示的是G = 5时的5 V单电源连接。R_F和R_G网络将A1的增益设置为2.5，而REF输入处的2.5 V电压可提供以2.5 V为中心的输出共模电压。传递函数为：

$$VOP - VON = 5(VIN) - 5V \quad (8)$$

A1和A2的输出范围限制会将图50所示电路的差分输出电压限制在大约8.4 V峰峰值。

直流误差计算

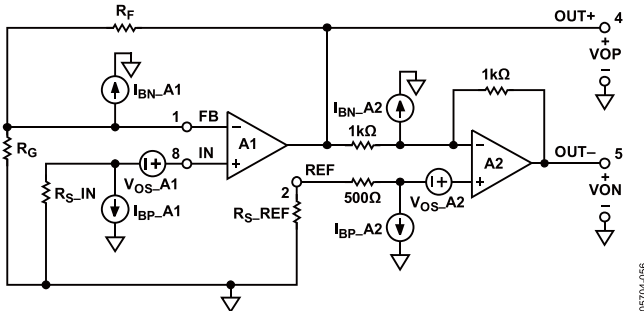


图51. 直流误差源

图51显示的是直流输出电压误差的主要来源。对于各输出，总电压误差可使用熟悉的运算放大器概念进行计算。方程9表示的是VOP输出处的直流电压误差。

$$VOP_error = \left(1 + \frac{R_F}{R_G}\right) \left[V_{OS_A1} - (I_{BP_A1})(R_{S_IN}) \right] + (I_{BP_A1})R_F \quad (9)$$

采用规格特性表中的数据在计算误差时，使用输入失调电流来代替各输入偏置电流通常效果会更好。输入失调电流定义为两个输入偏置电流之间的差值。利用此定义，各输入偏置电流均可采用两个输入偏置电流的平均值(I_B)和输入失调电流(I_{OS})的形式表示，即 $I_{BP} N = I_B \pm I_{OS}/2$ 。当R_S = R_F || R_G时，直流误差最小。此时，方程9可以简化为：

$$VOP_error = \left(1 + \frac{R_F}{R_G}\right) \left[V_{OS_A1} \right] + (I_{OS})R_F \quad (R_S = R_F || R_G)$$

方程10表示的是VON输出处的直流电压误差。

$$VON_error = -(VOP_error) + 2[V_{OS_A2} - (I_{BP_A2})(R_{S_REF} + 500)] + 1000(I_{BN_A2}) \quad (10)$$

片内集成500 Ω的内部电阻，可将因A2中输入失调电流而造成的直流误差降到最低。当R_S_REF = 0 Ω时，误差最小。此时，方程10可以简化为：

$$VON_error = -(VOP_error) + 2[V_{OS_A2}] + (I_{OS})1000 \quad (R_{S_REF} = 0 \Omega)$$

差分输出电压误差(V_{O_error,dm})是VOP_error和VON_error之间的差值：

$$V_{O_error, dm} = VOP_error - VON_error \quad (11)$$

此外，ADA4941-1上各放大器的输出失调电压还具有有限共模抑制比(CMRR)、电源抑制比(PSRR)和直流开环增益(A_{VOL})等效应。

$$V_{OS} = V_{OS_nom} + \frac{\Delta V_{CM}}{CMRR} + \frac{\Delta V_S}{PSRR} + \frac{\Delta VOUT}{A_{VOL}} \quad (12)$$

其中：

V_{OS_nom}是不包括CMRR、PSRR和A_{VOL}效应的标称输出失调电压。

Δ表示标称条件变化。

V_{CM}为输入共模电压(对于A1，为IN处的电压，而对于A2，则为REF处的电压)。

V_S为电源电压。

VOUT为任一运算放大器输出。

表7、表8和表9显示的是图48、图49和图50所示电路的典型误差预算。

$R_F = 1.0 \text{ k}\Omega$, $R_G = 4.99 \text{ k}\Omega$, $R_{S_IN} = 825 \Omega$, $R_{S_REF} = 0 \Omega$

表7. 图48所示G = 2.4放大器的输出电压误差预算

误差源	典型值	VOP_error	VON_error	Vo_dm_error
VOS_A1	0.1 mV	+0.12 mV	-0.12 mV	+0.24 mV
IBP_A1	3 μA	+2.48 mV	-2.48 mV	-4.96 mV
IBN_A1	3 μA	-2.48 mV	+2.48 mV	+4.96 mV
VOS_A2	0.1 mV	0 mV	+0.2 mV	+0.2 mV

总 $V_{O_error, dm} = 0.44 \text{ mV}$

$R_F = 0 \Omega$, $R_G = \infty$, $R_{S_IN} = 0 \Omega$, $R_{S_REF} = 0 \Omega$

表8. 图49所示放大器的输出电压误差预算

误差源	典型值	VOP_error	VON_error	Vo_dm_error
VOS_A1	0.1 mV	+0.1 mV	-0.1 mV	+0.2 mV
IBP_A1	3 μA	+2.48 mV	-2.48 mV	-4.96 mV
IBN_A1	3 μA	-2.48 mV	+2.48 mV	+4.96 mV
VOS_A2	0.1 mV	0 mV	+0.2 mV	+0.2 mV

总 $V_{O_error, dm} = 0.4 \text{ mV}$

$R_F = 1.02 \text{ k}\Omega$, $R_G = 665 \Omega$, $R_{S_IN} = 402 \Omega$, $R_{S_REF} = 0 \Omega$

表9. 图50所示G = 5放大器的输出电压误差预算

误差源	典型值	VOP_error	VON_error	Vo_dm_error
VOS_A1	0.1 mV	+0.25 mV	-0.25 mV	+0.5 mV
IBP_A1	3 μA	+1.21 mV	-1.21 mV	-2.4 mV
IBN_A1	3 μA	-1.21 mV	+1.21 mV	+2.4 mV
VOS_A2	0.1 mV	0 mV	+0.2 mV	+0.2 mV

总 $V_{O_error, dm} = 0.7 \text{ mV}$

输出电压噪声

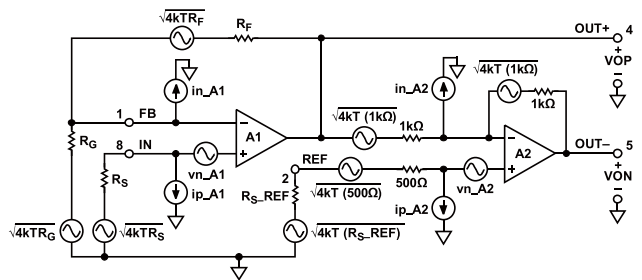


图52. 噪声源

图52显示的是ADA4941-1差分输出电压噪声的主要来源。差分输出噪声均方电压等于同相通道(A1)噪声均方电压的两倍加上与反相通道(A2)相关的噪声均方电压项。

$$\begin{aligned} \overline{V_{O, dm_n}}^2 = & 2 \left[\left(1 + \frac{R_F}{R_G} \right) \times (\overline{vn_A1}) \right]^2 + 2 \times \\ & \left[\left(1 + \frac{R_F}{R_G} \right) \times (\overline{ip_A1} \times R_S) \right]^2 + 2 [\overline{in_A1} \times R_F]^2 + \\ & 2 \left[\sqrt{4kTR_F} \right]^2 + 2 \left[\sqrt{4kTR_G} \times \frac{R_F}{R_G} \right]^2 + 2 \times \\ & \left[\left(1 + \frac{R_F}{R_G} \right) \times \sqrt{4kTR_S} \right]^2 + \overline{VON_n}^2 \end{aligned} \quad (13)$$

其中 $\overline{VON_n}^2$ 的计算公式如下：

$$\begin{aligned} \overline{VON_n}^2 = & 4 (\overline{vn_A2})^2 + \\ & 4 [(\overline{ip_A2})(500 + R_{S_REF})]^2 + [1000(\overline{in_A2})]^2 + \\ & 8 kT(1000) + 16 kT(500) + 16 kT(R_{S_REF}) \end{aligned} \quad (14)$$

其中：

$\overline{vn_A1}$ 和 $\overline{vn_A2}$ 分别是A1和A2的输入电压噪声，并均等于2.1 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ 。

$\overline{in_A1}$ 、 $\overline{in_A2}$ 、 $\overline{ip_A1}$ 和 $\overline{ip_A2}$ 是放大器的输入电流噪声项，并均等于1 pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$ 。

R_S 、 R_F 和 R_G 分别是外部源、反馈和增益电阻。

kT 是绝对温度乘以波尔兹曼常数，室温下等于4.2 x 10⁻²¹ W-s。

R_{S_REF} 是REF引脚处的源阻抗。

将A1用作单位增益跟随器时，输出电压噪声频谱密度最小，为10 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ 。电压增益越高，输出电压噪声越大。

表10、表11和表12显示的是图48、图49和图50所示电路的噪声贡献和输出电压噪声。

ADA4941-1

表10. 图48所示G = 2.4差分放大器的输出电压噪声

噪声源	典型值	VOP贡献值(nV/√Hz)	VON贡献值(nV/√Hz)	V _{o, dm} 贡献值(nV/√Hz)
$\overline{vn_{A1}}$	2.1 nV/√Hz	2.5	2.5	5
$\overline{ip_{A1}}$	1 pA/√Hz	1	1	2
$\overline{in_{A1}}$	1 pA/√Hz	1	1	2
$\sqrt{4 kTR_F}$	4 nV/√Hz	4	4	8
$\sqrt{4 kTR_G}$	9 nV/√Hz	1.8	1.8	3.6
$\sqrt{4 kTR_S}$	3.6 nV/√Hz	4.4	4.4	8.8
$\overline{vn_{inverter}}$	9.2 nV/√Hz	0	9.2	9.2
$\sqrt{R_{S_REF}}$	0	0	0	0
$\overline{ip_{A2} \times R_{S_REF}}$	0	0	0	0
总计		6.8	11.4	16.5

$R_F = 1.0 \text{ k}\Omega$, $R_G = 4.99 \text{ k}\Omega$, $R_S = 825 \text{ }\Omega$, $R_{S_REF} = 0 \text{ }\Omega$ 。

$\overline{vn_{inverter}}$ = A2及其相关内部1 k Ω 反馈电阻和500 Ω 失调电流平衡电阻的噪声贡献。

表11. 图49所示G = 2差分放大器的输出电压噪声

噪声源	典型值	VOP贡献值(nV/√Hz)	VON贡献值(nV/√Hz)	V _{o, dm} 贡献值(nV/√Hz)
$\overline{vn_{A1}}$	2.1 nV/√Hz	2.1	2.1	4.2
$\overline{ip_{A1}}$	0	0	0	0
$\overline{in_{A1}}$	0	0	0	0
$\sqrt{4 kTR_F}$	0	0	0	0
$\sqrt{4 kTR_G}$	0	0	0	0
$\sqrt{4 kTR_S}$	0	0	0	0
$\overline{vn_{inverter}}$	9.2 nV/√Hz	0	9.2	9.2
$\sqrt{R_{S_REF}}$	0	0	0	0
$\overline{ip_{A2} \times R_{S_REF}}$	0	0	0	0
总计		2.1	9.4	10

$R_F = 0 \text{ }\Omega$, $R_G = \infty$, $R_S = 0 \text{ }\Omega$, $R_{S_REF} = 0 \text{ }\Omega$ 。

表12. 图50所示G = 5差分放大器的输出电压噪声

噪声源	典型值	VOP贡献值(nV/√Hz)	VON贡献值(nV/√Hz)	V _{o, dm} 贡献值(nV/√Hz)
$\overline{vn_{A1}}$	2.1 nV/√Hz	5.25	5.25	10.5
$\overline{ip_{A1}}$	1 pA/√Hz	1	1	2
$\overline{in_{A1}}$	1 pA/√Hz	1	1	2
$\sqrt{4 kTR_F}$	4 nV/√Hz	4	4	8
$\sqrt{4 kTR_G}$	3.26 nV/√Hz	4.9	4.9	9.8
$\sqrt{4 kTR_S}$	2.54 nV/√Hz	6.54	6.54	13.1
$\overline{vn_{inverter}}$	9.2 nV/√Hz	0	9.2	9.2
$\sqrt{R_{S_REF}}$	0	0	0	0
$\overline{ip_{A2} \times R_{S_REF}}$	0	0	0	0
总计		10.7	14.1	23.1

$R_F = 1.02 \text{ k}\Omega$, $R_G = 665 \text{ }\Omega$, $R_S = 402 \text{ }\Omega$, $R_{S_REF} = 0 \text{ }\Omega$ 。

频率响应与闭环增益

ADA4941-1中使用的是电压运算放大器。它的开环频率响应跟积分器响应类似。看图53。

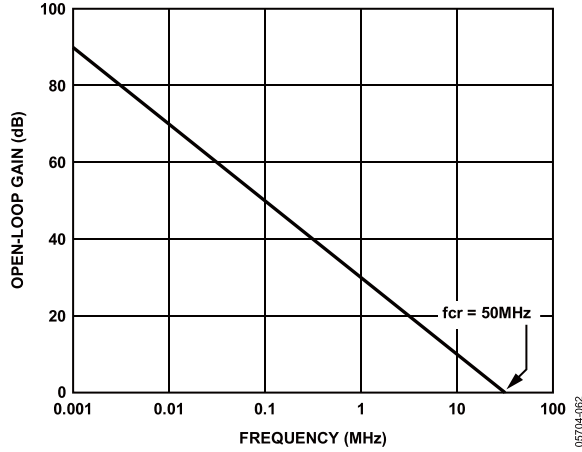


图53. ADA4941-1运算放大器开环增益与频率的关系

对于每个放大器，频率响应可通过下式进行近似计算：

$$V_{O_A1} = VIN \times \left(1 + \frac{R_F}{R_G} \right) \times \left(\frac{1}{1 + \left[\frac{R_F + R_G}{R_G} \right] \times \frac{f}{f_{cr}}} \right) \quad (15)$$

(同相响应)

$$V_{O_A2} = VIN \times \left(\frac{-R_F}{R_G} \right) \times \left(\frac{1}{1 + \left[\frac{R_F + R_G}{R_G} \right] \times \frac{f}{f_{cr}}} \right) \quad (16)$$

(反相响应)

f_{cr} 为放大器的增益带宽频率(其中图53所示的开环增益等于1)。两个放大器的 f_{cr} 均约为50 MHz。

反相放大器A2具有一个固定的反馈网络。传递函数大致为：

$$V_{O_A2} = -VIN \times \left(\frac{1}{1 + \frac{2 \times f}{50 \text{ MHz}}} \right) = -VOP \times \left(\frac{1}{1 + \frac{f}{25 \text{ MHz}}} \right) \quad (17)$$

A1的频率响应取决于方程15所表示的外部反馈网络。因此，总差分输出电压为：

$$V_{O, dm} = VOP - VON = VOP + VOP \times \left(\frac{1}{1 + \frac{f}{25 \text{ MHz}}} \right) \quad (18)$$

$$V_{O, dm} = VIN \times \left(1 + \frac{R_F}{R_G} \right) \times \left(\frac{1}{1 + \left[\frac{R_F + R_G}{R_G} \right] \times \frac{f}{50 \text{ MHz}}} \right) \times \quad (19)$$

$$\left(1 + \frac{1}{1 + \frac{f}{25 \text{ MHz}}} \right)$$

将各项相乘并省去可忽略不计的项即可得到以下近似值：

$$V_{O, dm} = VIN \times \left(1 + \frac{R_F}{R_G} \right) \times \left[\frac{2}{\left(1 + \left[\frac{R_F + R_G}{R_G} \right] \times \frac{f}{50 \text{ MHz}} \right) \times \left(1 + \frac{f}{25 \text{ MHz}} \right)} \right] \quad (20)$$

此传递函数有两个极点，而较低频率的极点会限制差分放大器的带宽。如果VOP短路至IN-(A1为单位增益跟随器)，反相通道的25 MHz闭环带宽会限制整体带宽。当A1采用较高噪声增益时，带宽会受限于A1的闭环带宽，而后者与噪声增益 $(1 + R_F/R_G)$ 成反比。例如，如果外部反馈网络的噪声增益为10，则带宽会降至5 MHz。

应用

概述

ADA4941-1是一款可调增益、单端转差分电压放大器，并针对驱动高分辨率ADC进行了优化。单端转差分增益由一个反馈网络控制，该网络由以下两个外部电阻构成： R_F 和 R_G 。

使用REF引脚

REF引脚将输出基线设置在反相路径中，并用作输入信号的基准。在大部分应用中，REF引脚设置为输入信号中间摆幅电平，很多时候也称为中间电源电压。对于双极性信号和双电源供电，REF通常设置为地电压。在单电源应用中，将REF设置为输入信号中间摆幅电平可提供具有最小差分失调的最优输出动态范围性能。请注意，REF输入只会影响反相信号路径或VON。

大多数应用要求在各输出端提供具有相同直流共模电平的差分输出信号。在VOP和VON上测量到的信号可能具有所需电平的共模电压，但每端的输出电压可能不一样。通常会避免此类信号，因为它无法有效地利用放大器的输出动态范围。

若将VIN定义为施加到输入引脚的电压，则决定两个信号路径的方程分别为方程21和方程22。

$$VOP = VIN \quad (21)$$

$$VON = -VIN + 2(REF) \quad (22)$$

当REF电压设置为输入信号的中间摆幅电平，则两个输出信号会重叠，而且失调会减少到最小。而将REF电压设置到任何其它地方，则会导致两个输出之间出现失调。

为了进一步说明REF引脚的最佳用法，下面来看看电源电压为10 V且输入信号位于2 V和7 V之间的单电源案例。本例中输入信号的中间摆幅电平并不是中间电源电压，而是4.5 V。通过将REF输入设置为4.5 V并忽略失调，则可使用方程21和方程22来计算结果。当输入信号位于中间点4.5 V时，OUT+为4.5 V，大小与VON一样。这可视作一种基线状态，此时差分输出电压为0。当输入增加到7 V时，VOP跟踪输入增加到7 V，而VON会降至2 V。这可视作一个正峰值信号，此时差分输出电压等于5 V。当输入信号降至2 V时，VOP再次跟踪至2 V，而VON会增加到7 V。这可视作一个负峰值信号，此时差分输出电压等于-5 V。因此，所得差分输出电压为10 V峰峰值。

从之前的讨论可以看出大小为2的单端转差分增益是如何实现的。

内部反馈网络功耗

传统运算放大器并不包含片内反馈元件，而ADA4941-1配有两个片内1 kΩ电阻，这两个电阻构成了一个内部反馈环路。在计算该器件的总功耗时，必须考虑这些电阻的功耗。某些情况下，这些电阻的功耗可能与该器件的静态功耗不相上下。例如，电源电压为±5 V、REF引脚接地，且OUT-为+4 VDC时，每个1 kΩ电阻上的电流为4 mA，因此每个电阻的功耗为16 mW，两个电阻的总功耗为32 mW。这与静态功耗不相上下，因此计算器件总功耗时必须考虑在内。对于直流信号，则需要均方根分析。

禁用特性

ADA4941-1具有开关功能，可在特定时间将无用器件的功耗降至最低。置位时，开关功能不会将器件输出置于高阻抗或三态条件下。开关特性为高电平有效。有关高低电平电压特性，请参见规格特性表。

添加3极点Sallen-Key滤波器

ADA4941-1中的同相放大器可用作Sallen-Key滤波器的缓冲放大器。而3极点低通滤波器可设计用于在ADC之前限制信号带宽。输入信号首先流过同相级并在该处进行过滤。接着，滤波后的信号流过反相级，以获得互补输出。

图54展示的是3极点Sallen-Key低通滤波器，它的截至频率是100 kHz。所包含的1.69 k Ω 电阻用于将因A1中输入失调电流造成的直流误差降至最小。所驱动的ADC转换器通常需要差分运放在输出端配置无源RC滤波器。该滤波器的频率响应曲线如图55所示。

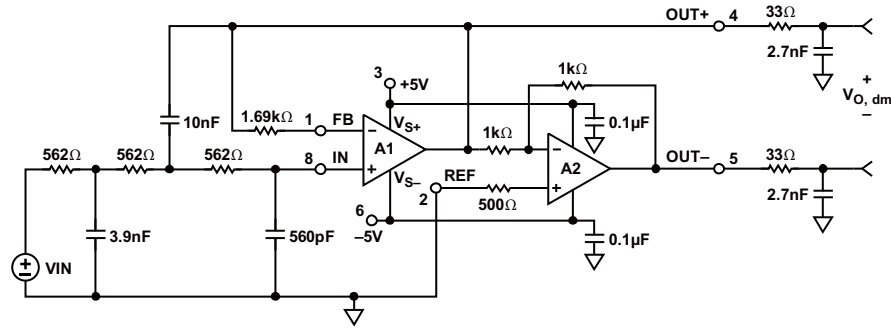


图54. Sallen-Key低通滤波器与100 kHz截止频率

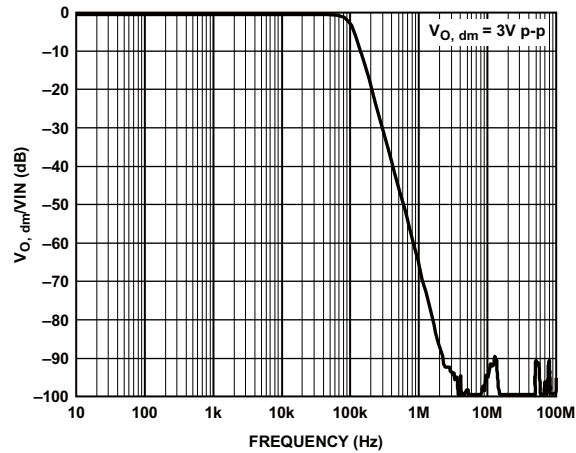


图55. 图54所示电路的频率响应

ADA4941-1

驱动AD7687 ADC

ADA4941-1是一款适合AD7687等高分辨率ADC的出色驱动器，如图56所示。本例包含图54所示的Sallen-Key低通滤波器，但实际上可有可无。图56所示的电路接受摆幅在0 V和3 V之间的单端输入信号。

ADR443提供稳定、低噪声的3 V基准电压源，然后该基准电压源由其中一个AD8032放大器缓冲并施加到AD7687 REF输入端，从而提供6 V的差分输入满量程电平。同时，基准电压还会进行二分频和缓冲处理，从而向ADA4941-1提供1.5 V的中间电源电压REF电平。

-2增益配置

ADA4941-1可以在增益为-2的配置下工作。显然，-2的增益可通过简单地互换+2增益电路的输出来实现，但是此处介绍的配置有所不同。该配置采用负增益来强调输入放大器(A1)是作为反相放大器使用，而不是在其常见同相模式下工作。正如其名称所示，从VIN到 $V_{O, dm}$ 的电压增益为-2 V/V。有关电源电压为 ± 5 V时-2增益配置的情况，请参见图57。

-2增益配置在具有宽输入摆幅的应用中最为有用，因为输入共模电压会保持恒定电平。因此，信号大小受限于输出摆幅限制。-2增益具有低输入阻抗，大小等于 R_G 。

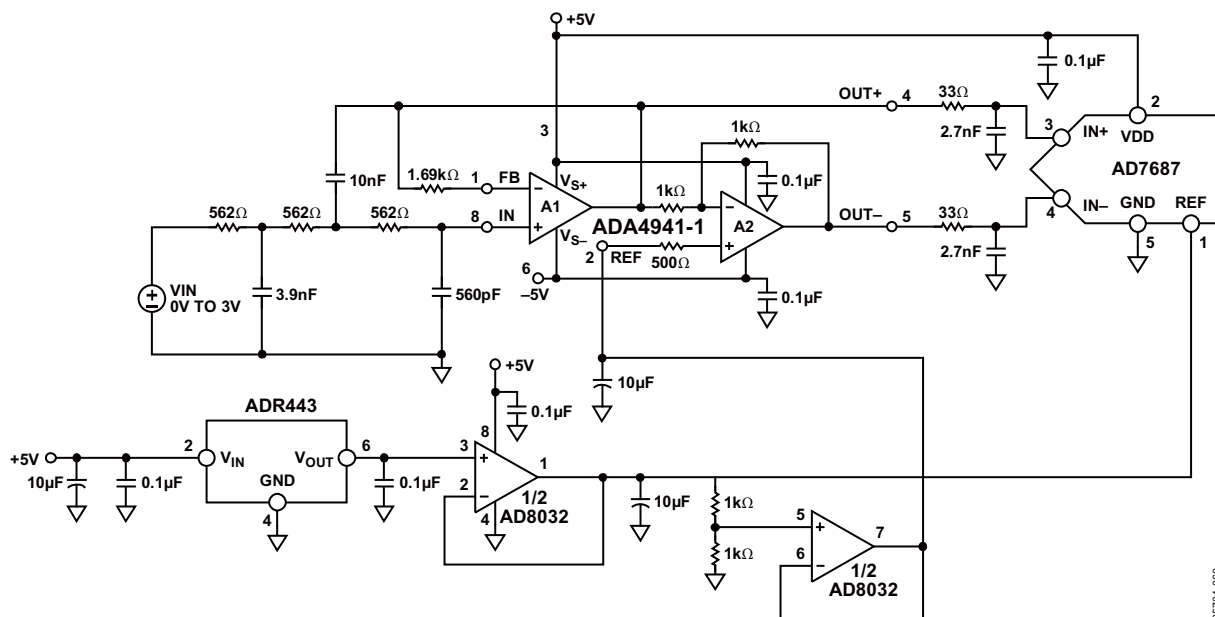


图56. ADA4941-1驱动AD7687 ADC

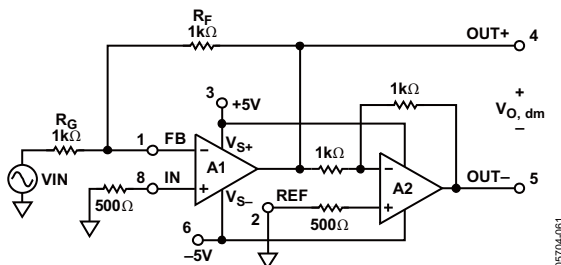
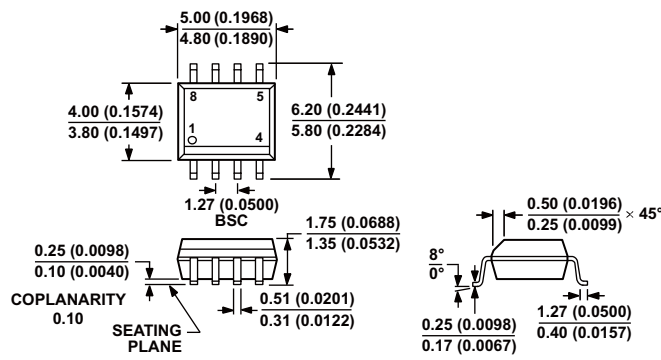


图57. -2增益配置

外形尺寸



COMPLIANT TO JEDEC STANDARDS MS-012-AA
CONTROLLING DIMENSIONS ARE IN MILLIMETERS; INCH DIMENSIONS
(IN PARENTHESES) ARE ROUNDED-OFF MILLIMETER EQUIVALENTS FOR
REFERENCE ONLY AND ARE NOT APPROPRIATE FOR USE IN DESIGN.

图58. 8引脚标准小型封装[SOIC_N]
窄体(R-8)
图示尺寸单位: mm和(inches)

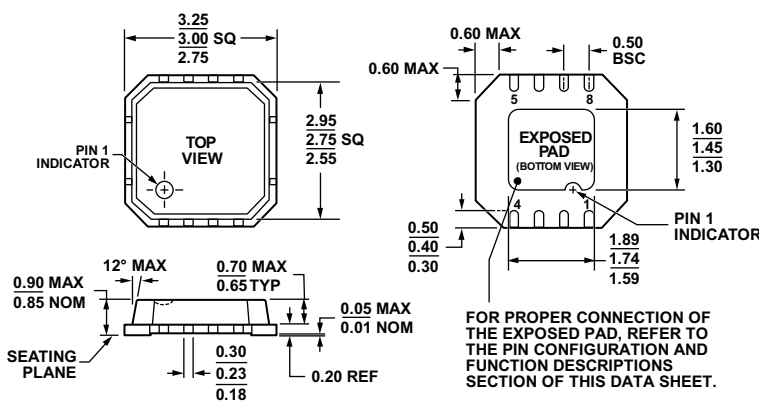


图59. 8引脚脚架构芯片级封装[LFCSP_VD]
3 mm x 3 mm, 超薄体, 双列引脚(CP-8-2)
图示尺寸单位: mm

订购指南

型号	温度范围	封装描述	封装选项	订购数量	标识
ADA4941-1YRZ	-40°C 至 +125°C	8引脚SOIC_N	R-8	98	
ADA4941-1YRZ-RL	-40°C 至 +125°C	8引脚SOIC_N	R-8	2,500	
ADA4941-1YRZ-R7	-40°C 至 +125°C	8引脚SOIC_N	R-8	1,000	
ADA4941-1YCPZ-R2	-40°C 至 +125°C	8引脚LFCSP_VD	CP-8-2	250	H0C
ADA4941-1YCPZ-RL	-40°C 至 +125°C	8引脚LFCSP_VD	CP-8-2	5,000	H0C
ADA4941-1YCPZ-R7	-40°C 至 +125°C	8引脚LFCSP_VD	CP-8-2	1,500	H0C

¹ Z = 符合RoHS标准的兼容器件。

注释