

特性

易于使用，单端至差分转换

可调输出共模电压

外部可调增益

低谐波失真

无杂散动态范围(SFDR): -94 dBc (5 MHz)

无杂散动态范围(SFDR): -85 dBc (20 MHz)

-3 dB带宽: 320 MHz ($G = +1$)

0.01%快速建立时间: 16 ns

压摆率: 1150 V/ μ s

快速过驱恢复: 4 ns

低输入电压噪声: 5 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$

失调电压: 1 mV(典型值)

宽电源电压范围: +3 V至 ± 5 V

低功耗: 90 mW (5 V)

0.1 dB增益平坦度达40 MHz

提供8引脚SOIC和MSOP封装

应用

ADC驱动器

单端转差分转换器

中频和基带增益模块

差分缓冲器

线路驱动器

概述

相对于运算放大器，AD8138在差分信号处理方面取得了重大进步。AD8138可以用作单端至差分放大器或差分至差分放大器。它像运算放大器一样易于使用，并且大大简化了差分信号放大与驱动。该器件采用ADI公司的专有XFCB双极性工艺制造，-3 dB带宽为320 MHz，提供差分信号，谐波失真在现有差分放大器中最低。AD8138具有独特的内部反馈特性，可以提供输出增益和相位匹配平衡，从而抑制偶数阶谐波。内部反馈电路则可以使外部增益设置电阻不匹配的任何相关增益误差最小。

AD8138的差分输出有助于平衡差分ADC的输入，使ADC性能达到最高。

引脚配置

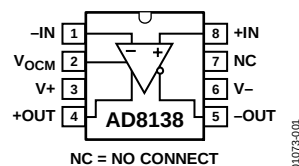


图1.

典型应用电路

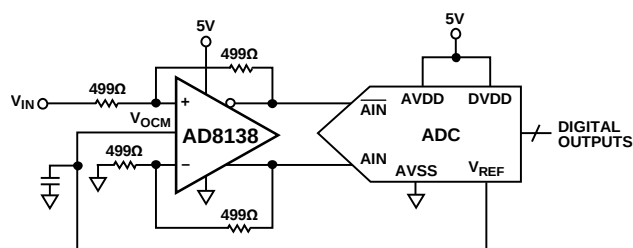


图2.

AD8138无需使用变压器去驱动具有高性能ADC，并保留低频和直流信息。在VOCM引脚上施加电压便可调整差分输出的共模电平，从而可轻松实现电平转换去驱动单电源ADC的输入。快速过载恢复则可确保采样精度。

AD8138拥有良好的失真性能，堪称通信系统的理想ADC驱动器，足以在较高频率条件下驱动最新型的10位至16位转换器。高带宽和IP3特性使它适合作为中频及基带信号链中的增益模块。出色的失调和动态性能则使该器件特别适合各种信号处理与数据采集应用。

AD8138提供SOIC和MSOP两种封装，工作温度范围为-40°C至+85°C。

Rev. F

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
Fax: 781.461.3113

www.analog.com

©2006 Analog Devices, Inc. All rights reserved.

目录

特性.....	1	工作原理.....	17
应用.....	1	应用电路分析.....	17
引脚配置.....	1	设置闭环增益.....	17
典型应用电路.....	1	估算输出噪声电压.....	17
概述.....	1	反馈网络失配的影响.....	18
修订历史.....	2	计算应用电路的输入阻抗.....	18
技术规格.....	3	单电源应用中的输入共模电压范围.....	18
$\pm D_{IN}$ 至 $\pm OUT$ 规格.....	3	设置输出共模电压.....	18
V_{OCM} 至 $\pm OUT$ 规格.....	4	驱动容性负载.....	18
$\pm D_{IN}$ 至 $\pm OUT$ 规格.....	5	布局布线、接地和旁路.....	19
V_{OCM} 至 $\pm OUT$ 规格.....	6	平衡变压器驱动器.....	20
绝对最大额定值.....	7	高性能ADC驱动.....	21
热阻.....	7	3 V工作.....	22
ESD警告.....	7	外形尺寸.....	23
引脚配置和功能描述.....	8	订购指南.....	23
典型工作特性.....	9		
测试电路.....	15		
工作描述.....	16		
术语定义.....	16		

修订历史

2006年1月—修订版E至修订版F

更改特性部分.....	1
增加“热阻”部分和“最大功耗”部分.....	7
更改“平衡变压器驱动器”部分.....	20
更改订购指南部分.....	23

2003年3月—修订版D至修订版E

更改技术规格.....	2
更改订购指南部分.....	4
更改TPC 16.....	6
更改表I.....	9
表I后新增段落.....	10
更新外形尺寸部分.....	14

2002年7月—修订版C至修订版D

增加TPC 35和TPC 36.....	8
----------------------	---

2001年6月—修订版B至修订版C

编辑技术规格部分.....	2
编辑订购指南部分.....	4

2000年12月—修订版A至修订版B

1999年9月—修订版0至修订版A

1999年3月—修订版0：初始版

技术规格

$\pm D_{IN}$ 至 $\pm OUT$ 规格

除非另有说明, $T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_S = \pm 5\text{ V}$, $V_{OCM} = 0$, $G = +1$, $R_{L, dm} = 500\ \Omega$ 。测试设置和标签说明参见图39。除非另有说明, 所有规格适用于单端输入、差分输出。

表1.

参数	条件	最小值	典型值	最大值	单位
动态性能					
–3 dB小信号带宽	$V_{OUT} = 0.5\text{ V p-p}$, $C_F = 0\text{ pF}$	290	320		MHz
	$V_{OUT} = 0.5\text{ V p-p}$, $C_F = 1\text{ pF}$		225		MHz
0.1 dB平坦度带宽	$V_{OUT} = 0.5\text{ V p-p}$, $C_F = 0\text{ pF}$		30		MHz
大信号带宽	$V_{OUT} = 2\text{ V p-p}$, $C_F = 0\text{ pF}$		265		MHz
压摆率	$V_{OUT} = 2\text{ V p-p}$, $C_F = 0\text{ pF}$		1150		V/ μs
建立时间	0.01%, $V_{OUT} = 2\text{ V p-p}$, $C_F = 1\text{ pF}$		16		ns
过驱恢复时间	$V_{IN} = 5\text{ V}$ 至 0 V 步进, $G = +2$		4		ns
噪声/谐波性能 ¹					
二次谐波	$V_{OUT} = 2\text{ V p-p}$, 5 MHz, $R_{L, dm} = 800\ \Omega$		–94		dBc
	$V_{OUT} = 2\text{ V p-p}$, 20 MHz, $R_{L, dm} = 800\ \Omega$		–87		dBc
	$V_{OUT} = 2\text{ V p-p}$, 70 MHz, $R_{L, dm} = 800\ \Omega$		–62		dBc
三次谐波	$V_{OUT} = 2\text{ V p-p}$, 5 MHz, $R_{L, dm} = 800\ \Omega$		–114		dBc
	$V_{OUT} = 2\text{ V p-p}$, 20 MHz, $R_{L, dm} = 800\ \Omega$		–85		dBc
	$V_{OUT} = 2\text{ V p-p}$, 70 MHz, $R_{L, dm} = 800\ \Omega$		–57		dBc
IMD	20 MHz		–77		dBc
IP3	20 MHz		37		dBm
电压噪声(RTI)	$f = 100\text{ kHz}$ 至 40 MHz		5		nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
输入电流噪声	$f = 100\text{ kHz}$ 至 40 MHz		2		pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$
输入特性					
失调电压	$V_{OS, dm} = V_{OUT, dm}/2$; $V_{DIN+} = V_{DIN-} = V_{OCM} = 0\text{ V}$ T_{MIN} 至 T_{MAX} 变化	–2.5	± 1 ± 4	+2.5	mV $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
输入偏置电流	T_{MIN} 至 T_{MAX} 变化		3.5	7	μA $\mu\text{A}/^\circ\text{C}$
输入电阻	差分 共模		–0.01 6 3		$\mu\text{A}/^\circ\text{C}$ $\text{M}\Omega$ $\text{M}\Omega$
输入电容			1		pF
输入共模电压			–4.7至+3.4		V
CMRR	$\Delta V_{OUT, dm}/\Delta V_{IN, cm}$; $\Delta V_{IN, cm} = \pm 1\text{ V}$		–77	–70	dB
输出特性					
输出电压摆幅	最大 ΔV_{OUT} ; 单端输出		7.75		V p-p
输出电流			95		mA
输出平衡误差	$\Delta V_{OUT, cm}/\Delta V_{OUT, dm}$; $\Delta V_{OUT, dm} = 1\text{ V}$		–66		dB

¹ $R_{L, dm}$ 值较高时, 谐波失真性能相当或略差。更多信息参见图17和图18。

AD8138

V_{OCM}至±OUT规格

除非另有说明，T_A = 25°C，V_S = ±5 V，V_{OCM} = 0，G = +1，R_{L, dm} = 500 Ω。测试设置和标签说明参见图39。除非另有说明，所有规格适用于单端输入、差分输出。

表2.

参数	条件	最小值	典型值	最大值	单位
动态性能					
–3 dB带宽			250		MHz
压摆率			330		V/μs
输入电压噪声(RTI)	f = 0.1 MHz至100 MHz		17		nV/√Hz
直流性能					
输入电压范围			±3.8		V
输入电阻			200		kΩ
输入失调电压	V _{OS, cm} = V _{OUT, cm} ; V _{DIN+} = V _{DIN–} = V _{OCM} = 0 V	–3.5	±1	+3.5	mV
输入偏置电流			0.5		μA
V _{OCM} CMRR	ΔV _{OUT, dm} /ΔV _{OCM} ; ΔV _{OCM} = ±1 V		–75		dB
增益	ΔV _{OUT, cm} /ΔV _{OCM} ; ΔV _{OCM} = ±1 V	0.9955	1	1.0045	V/V
电源					
工作范围		±1.4		±5.5	V
静态电流		18	20	23	mA
	T _{MIN} 至T _{MAX} 变化		40		μA/°C
电源抑制比	ΔV _{OUT, dm} /ΔV _S ; ΔV _S = ±1 V		–90	–70	dB
工作温度范围		–40		+85	°C

±D_{IN}至±OUT规格

除非另有说明， $T_A = 25^\circ\text{C}$ ， $V_S = 5\text{ V}$ ， $V_{\text{OCM}} = 2.5\text{ V}$ ， $G = +1$ ， $R_{L, \text{dm}} = 500\ \Omega$ 。测试设置和标签说明参见图39。除非另有说明，所有规格适用于单端输入、差分输出。

表3.

参数	条件	最小值	典型值	最大值	单位
动态性能					
–3 dB小信号带宽	$V_{\text{OUT}} = 0.5\text{ V p-p}$, $C_F = 0\text{ pF}$	280	310		MHz
	$V_{\text{OUT}} = 0.5\text{ V p-p}$, $C_F = 1\text{ pF}$		225		MHz
0.1 dB平坦度带宽	$V_{\text{OUT}} = 0.5\text{ V p-p}$, $C_F = 0\text{ pF}$		29		MHz
大信号带宽	$V_{\text{OUT}} = 2\text{ V p-p}$, $C_F = 0\text{ pF}$		265		MHz
压摆率	$V_{\text{OUT}} = 2\text{ V p-p}$, $C_F = 0\text{ pF}$		950		V/ μs
建立时间	0.01%, $V_{\text{OUT}} = 2\text{ V p-p}$, $C_F = 1\text{ pF}$		16		ns
过驱恢复时间	$V_{\text{IN}} = 2.5\text{ V}$ 至0 V步进, $G = +2$		4		ns
噪声/谐波性能 ¹					
二次谐波	$V_{\text{OUT}} = 2\text{ V p-p}$, 5 MHz, $R_{L, \text{dm}} = 800\ \Omega$		–90		dBc
	$V_{\text{OUT}} = 2\text{ V p-p}$, 20 MHz, $R_{L, \text{dm}} = 800\ \Omega$		–79		dBc
	$V_{\text{OUT}} = 2\text{ V p-p}$, 70 MHz, $R_{L, \text{dm}} = 800\ \Omega$		–60		dBc
三次谐波	$V_{\text{OUT}} = 2\text{ V p-p}$, 5 MHz, $R_{L, \text{dm}} = 800\ \Omega$		–100		dBc
	$V_{\text{OUT}} = 2\text{ V p-p}$, 20 MHz, $R_{L, \text{dm}} = 800\ \Omega$		–82		dBc
	$V_{\text{OUT}} = 2\text{ V p-p}$, 70 MHz, $R_{L, \text{dm}} = 800\ \Omega$		–53		dBc
IMD	20 MHz		–74		dBc
IP3	20 MHz		35		dBm
电压噪声(RTI)	$f = 100\text{ kHz}$ 至40 MHz		5		nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
输入电流噪声	$f = 100\text{ kHz}$ 至40 MHz		2		pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$
输入特性					
失调电压	$V_{\text{OS, dm}} = V_{\text{OUT, dm}}/2$; $V_{\text{DIN+}} = V_{\text{DIN-}} = V_{\text{OCM}} = 0\text{ V}$	–2.5	±1	+2.5	mV
	T_{MIN} 至 T_{MAX} 变化		±4		$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
输入偏置电流			3.5	7	μA
	T_{MIN} 至 T_{MAX} 变化		–0.01		$\mu\text{A}/^\circ\text{C}$
输入电阻	差分		6		M Ω
	共模		3		M Ω
输入电容			1		pF
输入共模电压			–0.3至+3.2		V
CMRR	$\Delta V_{\text{OUT, dm}}/\Delta V_{\text{IN, cm}}$; $\Delta V_{\text{IN, cm}} = 1\text{ V}$		–77	–70	dB
输出特性					
输出电压摆幅	最大 ΔV_{OUT} ; 单端输出		2.9		V p-p
输出电流			95		mA
输出平衡误差	$\Delta V_{\text{OUT, cm}}/\Delta V_{\text{OUT, dm}}$; $\Delta V_{\text{OUT, dm}} = 1\text{ V}$		–65		dB

¹ $R_{L, \text{dm}}$ 值较高时，谐波失真性能相当或略差。更多信息参见图17和图18。

AD8138

V_{OCM}至±OUT规格

除非另有说明，T_A = 25°C，V_S = 5 V，V_{OCM} = 2.5 V，G = +1，R_{L, dm} = 500 Ω。测试设置和标签说明参见图39。除非另有说明，所有规格适用于单端输入、差分输出。

表4.

参数	条件	最小值	典型值	最大值	单位
动态性能					
–3 dB带宽			220		MHz
压摆率			250		V/μs
输入电压噪声(RTI)	f = 0.1 MHz至100 MHz		17		nV/√Hz
直流性能					
输入电压范围			1.0 to 3.8		V
输入电阻			100		kΩ
输入失调电压	V _{OS, cm} = V _{OUT, cm} ; V _{DIN+} = V _{DIN–} = V _{OCM} = 0 V	–5	±1	+5	mV
输入偏置电流			0.5		μA
V _{OCM} CMRR	ΔV _{OUT, dm} /ΔV _{OCM} ; ΔV _{OCM} = 2.5 V ±1 V		–70		dB
增益	ΔV _{OUT, cm} /ΔV _{OCM} ; ΔV _{OCM} = 2.5 V ±1 V	0.9968	1	1.0032	V/V
电源					
工作范围		2.7		11	V
静态电流		15	20	21	mA
	T _{MIN} 至T _{MAX} 变化		40		μA/°C
电源抑制比	ΔV _{OUT, dm} /ΔV _S ; ΔV _S = ±1 V		–90	–70	dB
工作温度范围		–40		+85	°C

绝对最大额定值

表5.

参数	额定值
电源电压	±5.5 V
V _{OCM}	±V _S
内部功耗	550 mW
工作温度范围	−40°C至+85°C
存储温度范围	−65°C至+150°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，不表示在这些条件下或者在任何其它超出本技术规范操作章节中所示规格的条件下，器件能够正常工作。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，即在静止空气中焊接在电路板上的器件。

表6.

封装类型	θ_{JA}	单位
8引脚 SOIC/4层	121	°C/W
8引脚 MSOP/4层	145	°C/W

最大功耗

AD8138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会改变封装对芯片作用的应力，从而永久性地转变AD8138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。

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。

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)。负载电流由流至负载的差分电流和共模电流构成，同时包括流经外部反馈网络和内部共模反馈环路的电流。共模反馈环路中使用的内部电阻抽头在输出端应用一个可忽略不计的差分负载。处理交流信号时，应考察均方根电压和电流。

气流会降低 θ_{JA} 。此外，更多金属直接与金属走线的封装引脚、通孔、接地和电源层接触，这同样可降低 θ_{JA} 。

图3显示在JEDEC标准4层板上，8引脚SOIC ($\theta_{JA} = 121^\circ\text{C/W}$)和8引脚MSOP ($\theta_{JA} = 145^\circ\text{C/W}$)两种封装的最大安全功耗与环境温度的关系。 θ_{JA} 值为近似值。

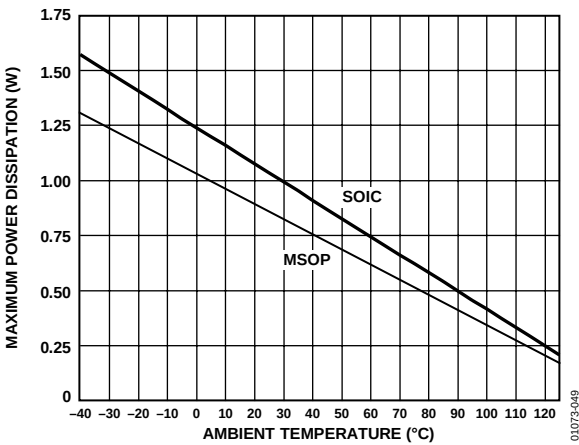


图3. 最大功耗与温度的关系



引脚配置和功能描述

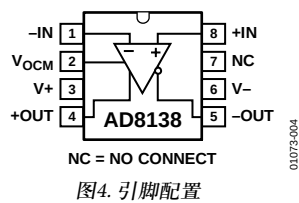


表7. 引脚功能描述

引脚编号	引脚名称	描述
1	-IN	负输入求和节点。
2	V _{OCM}	输入此引脚的电压以1:1的比例设定共模输出电压。例如，若V _{OCM} 为1 V直流，则+OUT和-OUT的直流偏置电平将设为1 V。
3	V+	正电源电压。
4	+OUT	正输出。注意-D _{IN} 端的电压在+OUT处反相(见图42)。
5	-OUT	负输出。注意+D _{IN} 端的电压在-OUT处反相(见图42)。
6	V-	负电源电压。
7	NC	不连接。
8	+IN	正输入求和节点。

典型工作特性

除非另有说明, $G = 1$, $R_G = R_F = R_{L, dm} = 499 \Omega$, $T_A = 25^\circ\text{C}$; 测试设置参见图39。

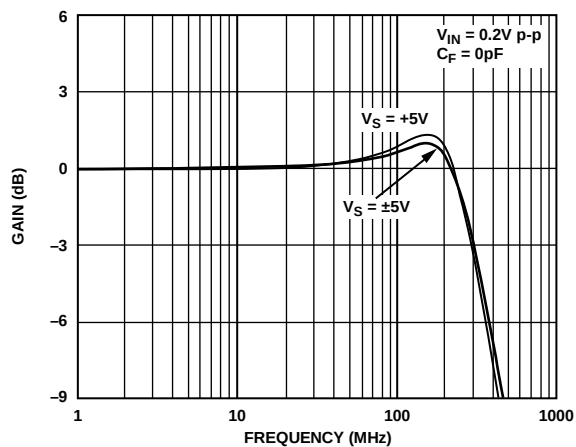


图5. 小信号频率响应

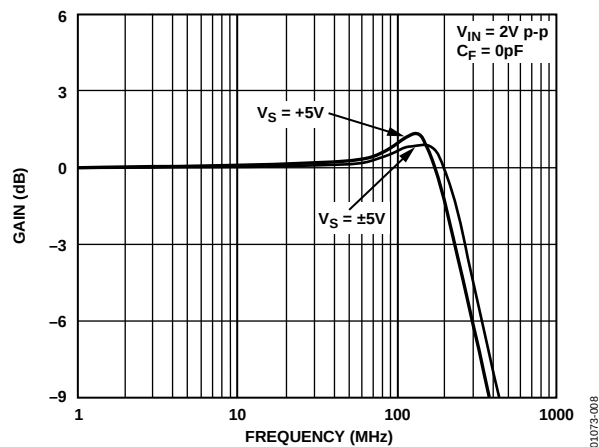


图8. 大信号频率响应

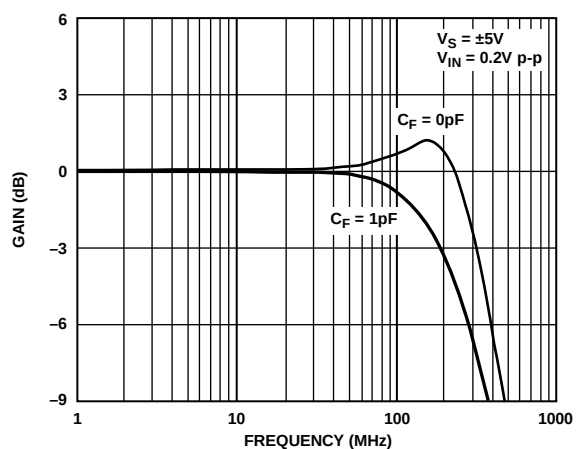


图6. 小信号频率响应

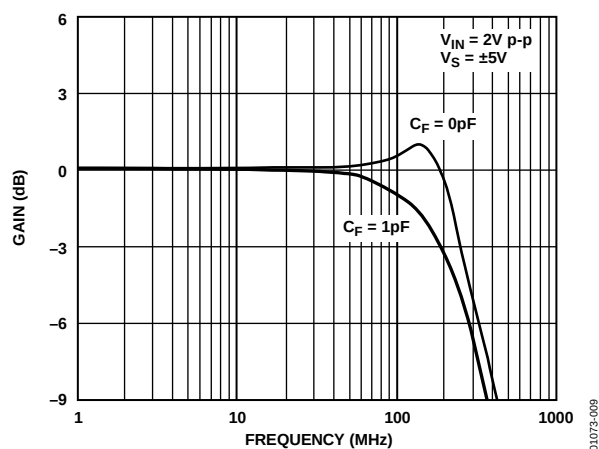


图9. 大信号频率响应

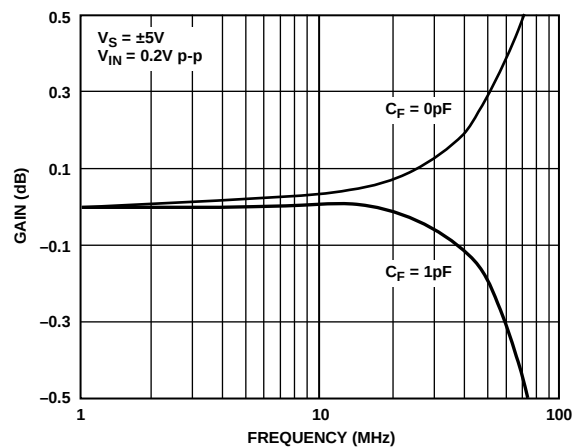


图7. 0.1 dB平坦度与频率的关系

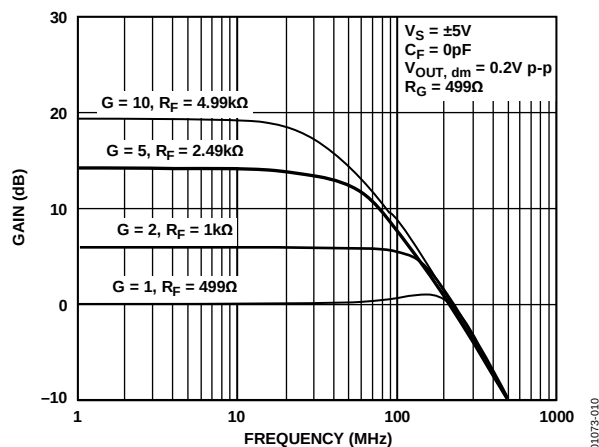


图10. 不同增益下的小信号频率响应

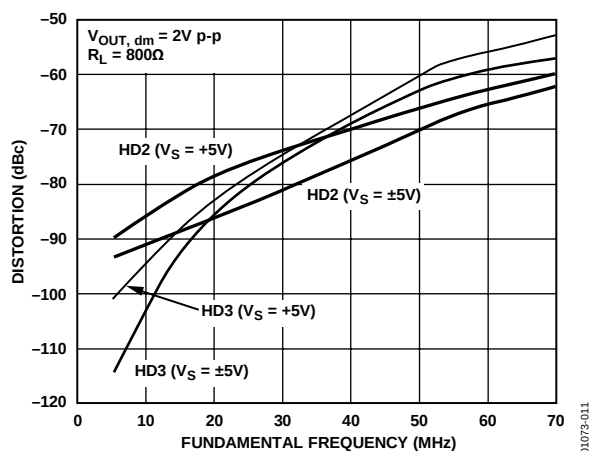


图11. 谐波失真与频率的关系

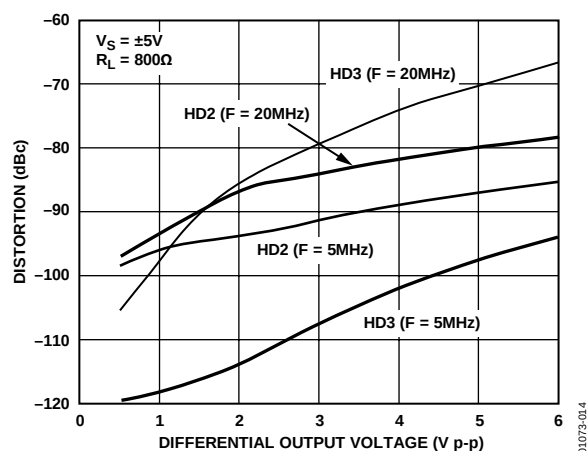


图14. 谐波失真与差分输出电压的关系

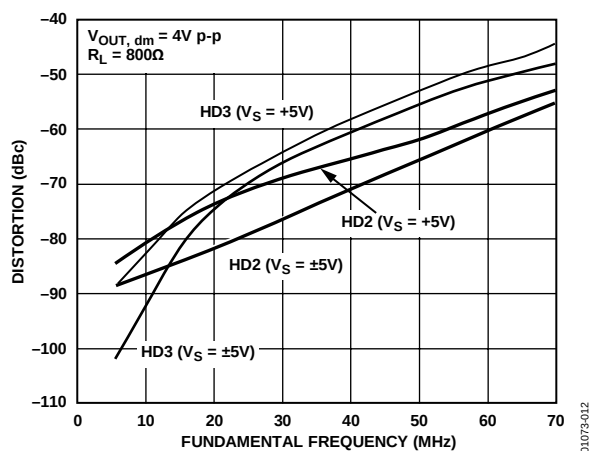


图12. 谐波失真与频率的关系

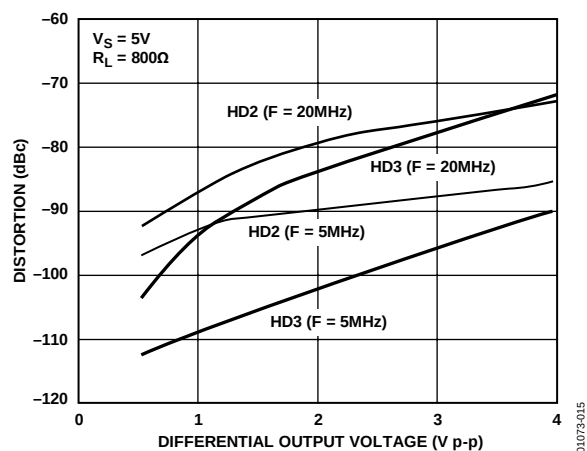


图15. 谐波失真与差分输出电压的关系

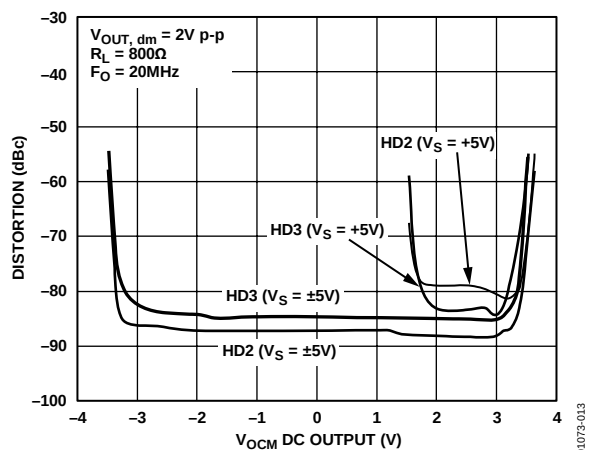


图13. 谐波失真与 V_{OCM} 的关系

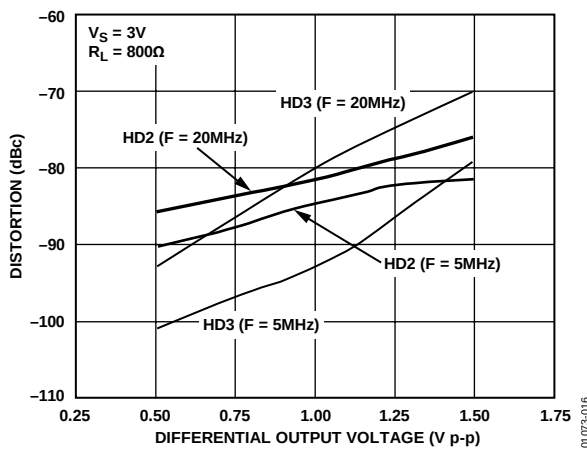


图16. 谐波失真与差分输出电压的关系

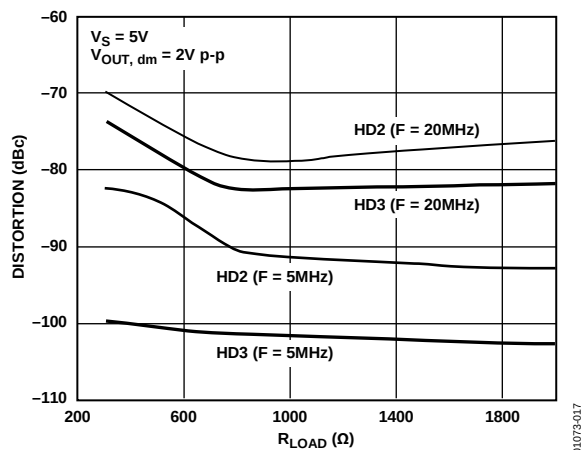
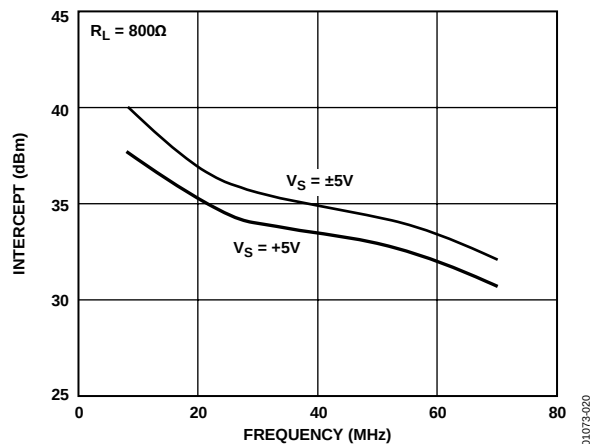
图17. 谐波失真与 R_{LOAD} 的关系

图20. 三阶交调截点与频率的关系

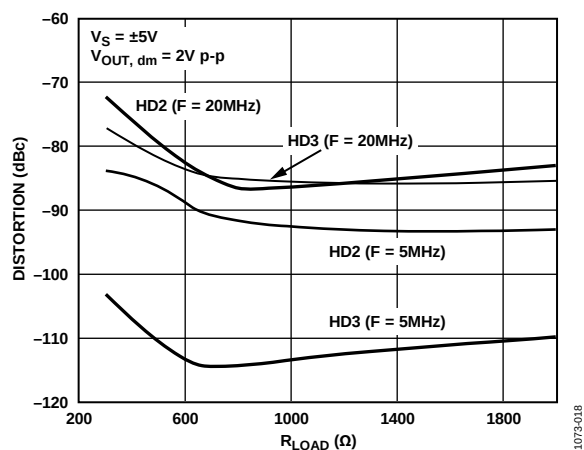
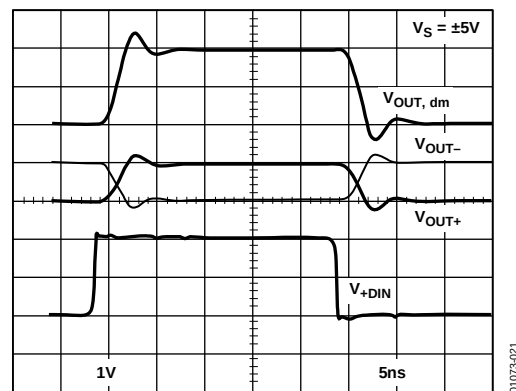
图18. 谐波失真与 R_{LOAD} 的关系

图21. 大信号瞬态响应

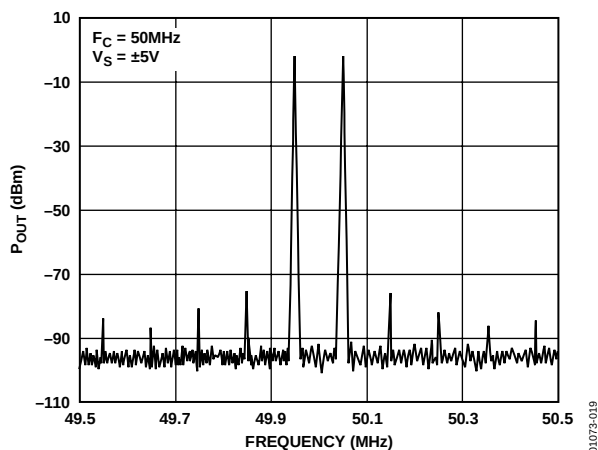


图19. 交调失真

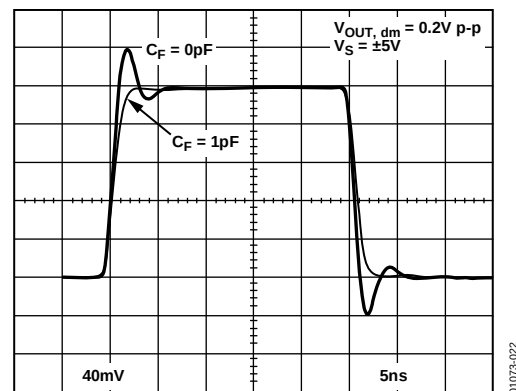


图22. 小信号瞬态响应

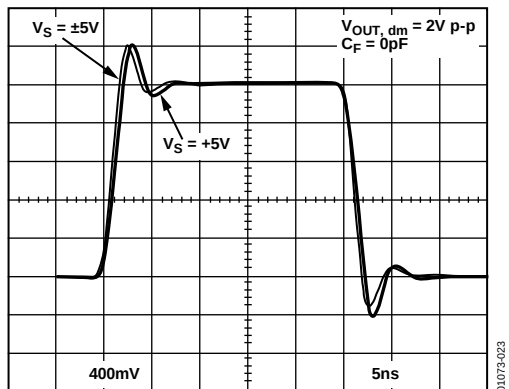


图23. 大信号瞬态响应

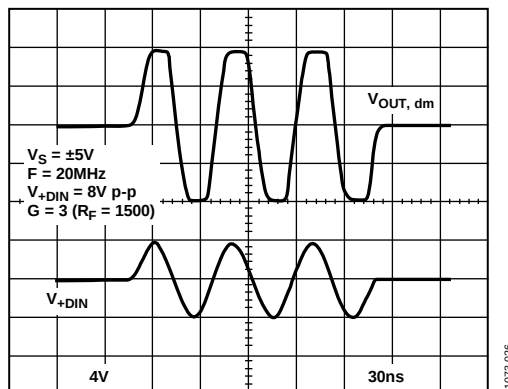


图26. 输出过冲

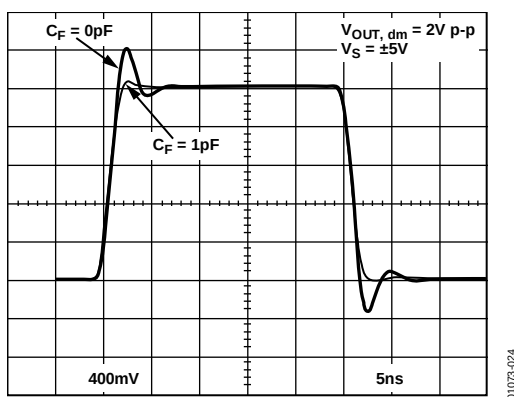


图24. 大信号瞬态响应

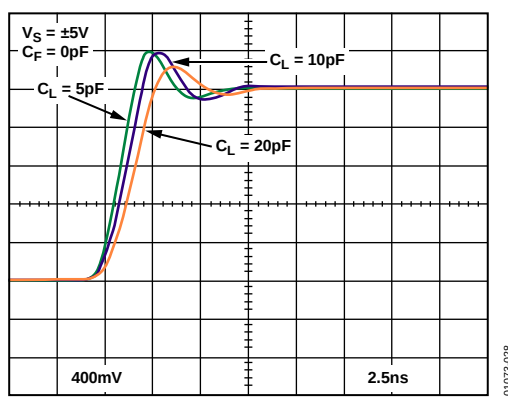


图27. 不同电容负载下的大信号瞬态响应(见图40)

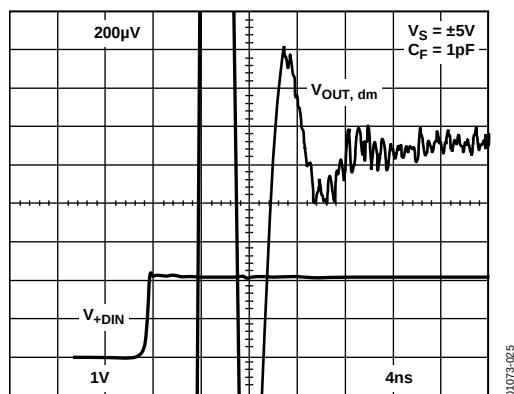


图25. 建立时间

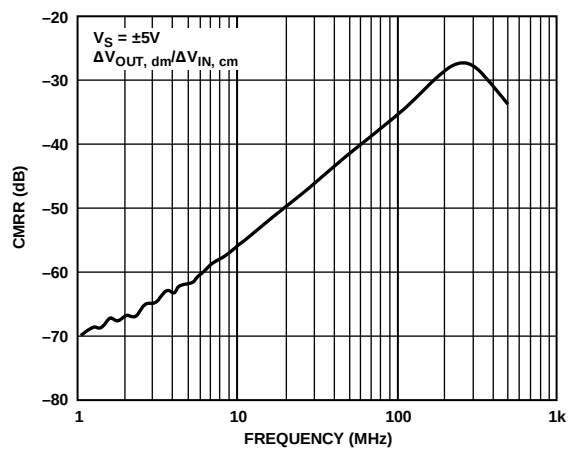


图28. CMRR与频率的关系

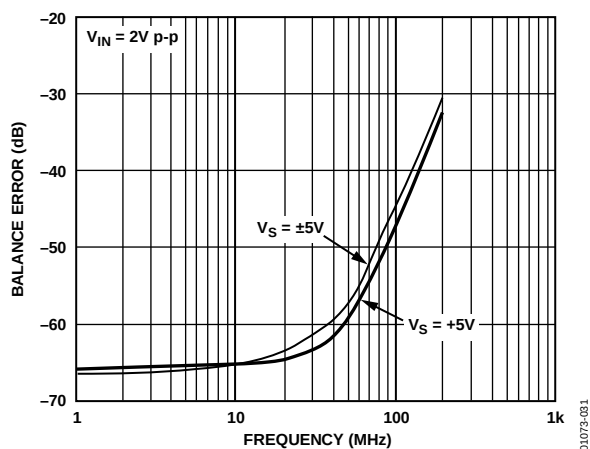


图29. 输出平衡误差与频率的关系(见图41)

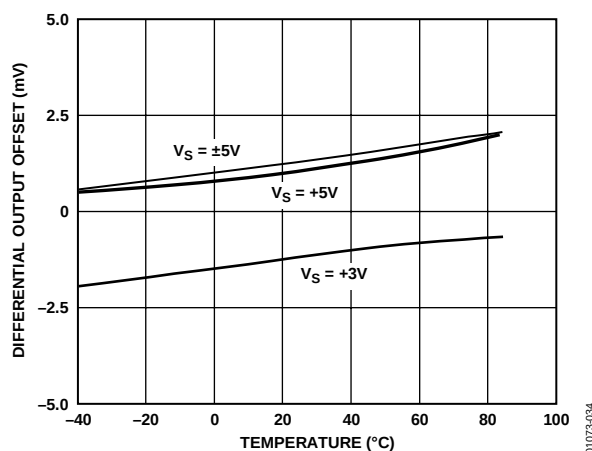


图32. 等效输出差分失调电压与温度的关系

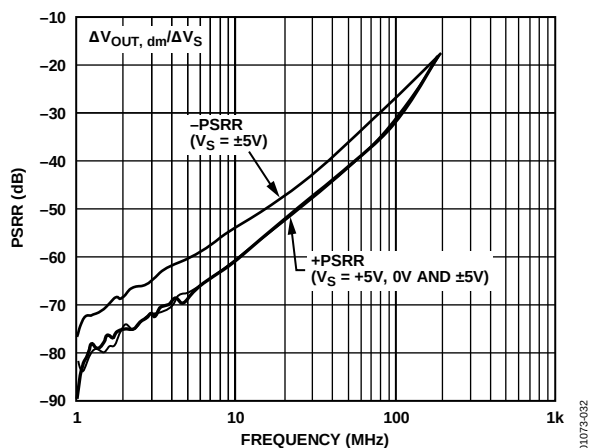


图30. PSRR与频率的关系

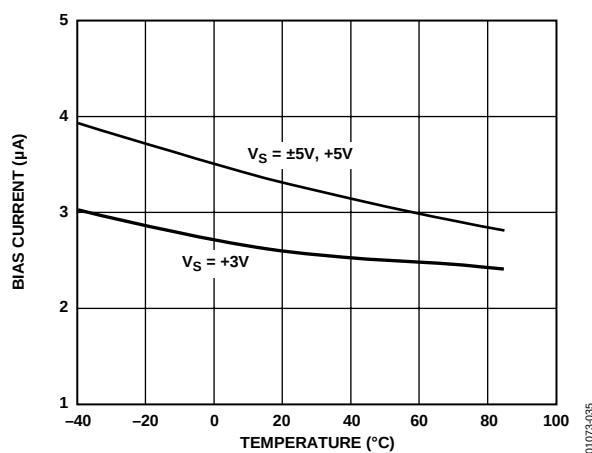


图33. 输入偏置电流与温度的关系

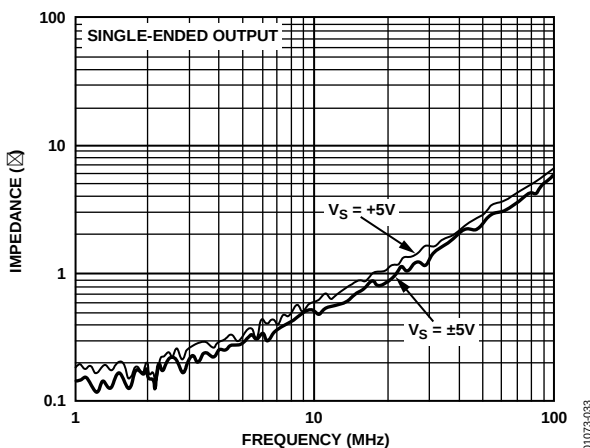


图31. 输出阻抗与频率的关系

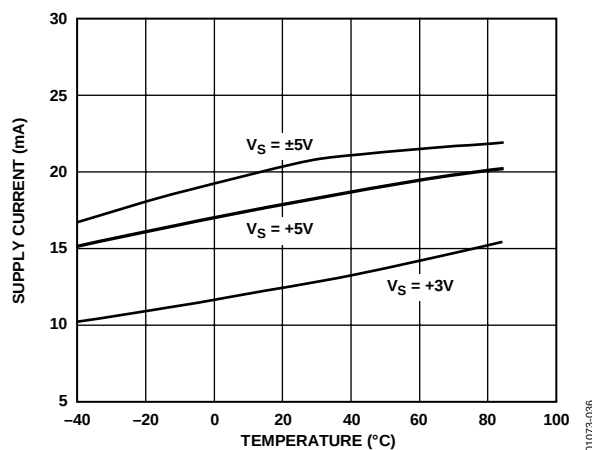


图34. 电源电流与温度的关系

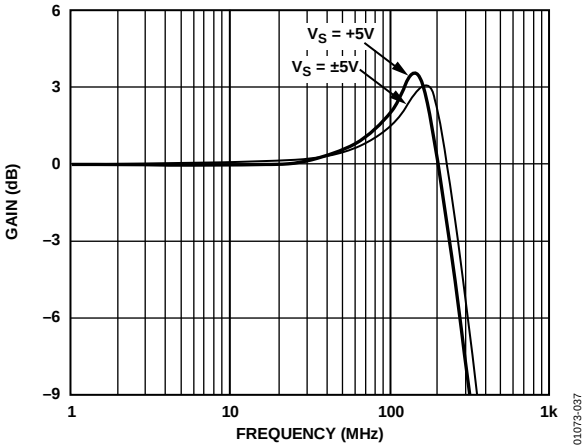


图35. V_{OCM} 频率响应

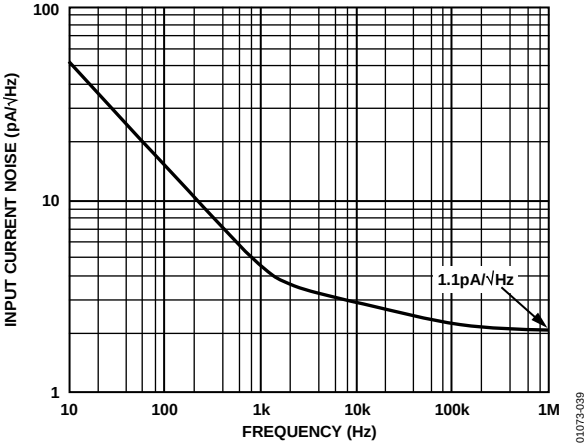


图37. 电流噪声(RTI)

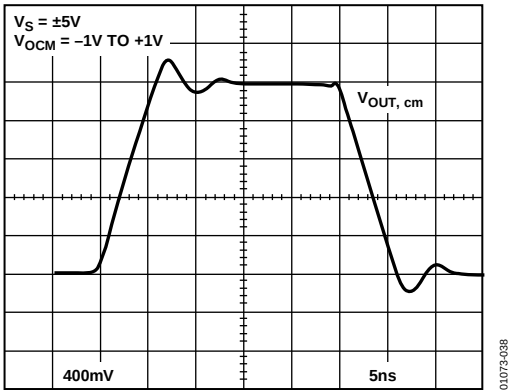


图36. V_{OCM} 瞬态响应

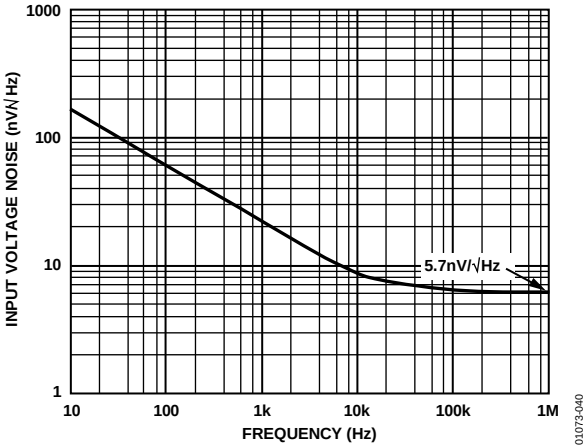


图38. 电压噪声(RTI)

测试电路

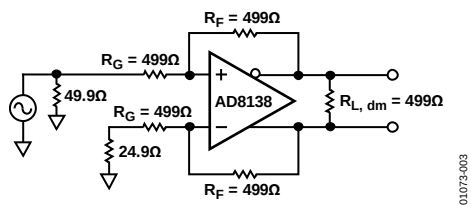


图39. 基本测试电路

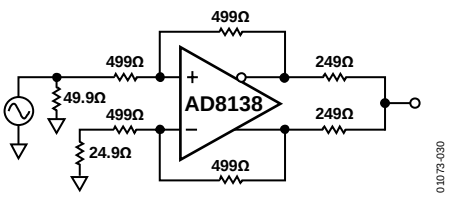


图41. 输出平衡的测试电路

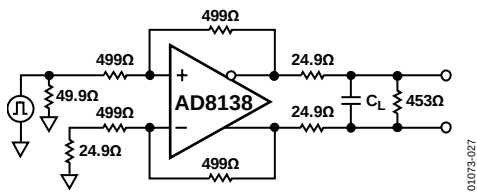
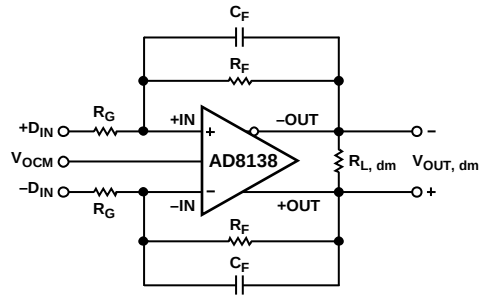


图40. 电容负载驱动的测试电路

工作描述

术语定义



差分电压指两个节点电压之差。例如，输出差分电压(亦称输出差模电压)定义为：

$$V_{OUT, dm} = (V_{+OUT} - V_{-OUT})$$

其中， V_{+OUT} 和 V_{-OUT} 分别指+OUT引脚和-OUT引脚相对于同一基准电压的电压。

共模电压指两个节点电压的平均值。输出共模电压定义为

$$V_{OUT, cm} = (V_{+OUT} + V_{-OUT})/2$$

平衡是衡量差分信号的幅度匹配情况以及相位恰好相差180°的一项指标。确定平衡的最简单方法是在差分电压节点之间放置一个匹配良好的电阻分压器，并将分压器中点的信号幅度与差分信号的幅度进行比较(见图41)。根据这种定义，输出平衡等于输出共模电压的幅度除以输出差模电压的幅度。

$$Output\ Balance\ Error = \left| \frac{V_{OUT, cm}}{V_{OUT, dm}} \right|$$

工作原理

AD8138与常规运算放大器不同，它有两个电压反向的输出。与运算放大器类似，它通过高开环增益和负反馈强制这些输出达到所期望的电压。AD8138很像标准电压反馈型运算放大器，容易实现单端到差分转换、共模电平转换和差分信号放大。另外，与运算放大器类似，AD8138也有高输入阻抗和低输出阻抗。

以前的差分驱动器，无论分立还是集成设计，均使用两个独立的放大器和两个独立的反馈环路，以便分别控制一路输出。当这些电路采用单端源驱动时，产生的输出通常不太平衡。实现平衡输出一般要求放大器和反馈网络严格匹配。

以前的差分驱动器同样难以实现直流共模电平转换。电平转换要求使用第三个放大器和反馈环路来控制输出共模电平。该第三放大器有时也被用来校正内在不平衡的电路。已经证明，利用这种方法难以在宽频率范围实现出色的性能。

AD8138利用两个反馈环路来分别控制差分输出电压和共模输出电压。外部电阻设定的差分反馈只控制差分输出电压。共模反馈控制共模输出电压。这种架构方便任意设定输出共模电平。内部共模反馈强制其等于V_{OCM}输入上施加的电压，而不影响差分输出电压。

AD8138架构使得输出可以在很宽的频率范围内保持高度平衡，而不需要严格匹配的外部元件。共模反馈环路强制输出共模电压中的信号分量清零，结果得到近乎完美的平衡差分输出，幅度完全相等，相位相差180°。

应用电路分析

AD8138使用高开环增益和负反馈来强制设定其差分 and 共模输出电压，使差分 and 共模误差电压降到最低。差分误差电压定义为差分输入+IN和-IN之间的电压(见图42)。在多数应用中，可以假设此电压为0。同样，实际输出共模电压与V_{OCM}上的电压之差也可以假设为0。从这两个假设出发，可以分析任何应用电路。

设置闭环增益

忽略电容C_F，可以确定图42所示电路的差模增益：

$$\left| \frac{V_{OUT,dm}}{V_{OUT,dm}} \right| = \frac{R_F^S}{R_G^S}$$

假定各端的输入电阻(R_G^S)和反馈电阻(R_F^S)相等。

估算输出噪声电压

与常规运算放大器类似，可通过用折合到输入端(+IN和-IN)的误差项乘以电路噪声增益来估算差分输出误差(噪声和失调电压)。噪声增益定义为：

$$G_N = 1 + \left(\frac{R_F}{R_G} \right)$$

为了计算图42所示电路折合到输出端的总噪声，还必须考虑电阻R_F和R_G的贡献。有关在各闭环增益下的输出噪声电压密度估算值，请参阅表8。

表8.

增益	R _G (Ω)	R _F (Ω)	-3 dB带宽	输出噪声 (仅 AD8138)	输出噪声 AD8138 + R _G 、R _F
1	499	499	320 MHz	10 nV/√Hz	11.6 nV/√Hz
2	499	1.0 k	180 MHz	15 nV/√Hz	18.2 nV/√Hz
5	499	2.49 k	70 MHz	30 nV/√Hz	37.9 nV/√Hz
10	499	4.99 k	30 MHz	55 nV/√Hz	70.8 nV/√Hz

当AD8138用于增益配置时，如果一个反馈网络的

$$\frac{R_F}{R_G}$$

不等于另一个反馈网络的

$$\frac{R_F}{R_G}$$

则 V_{OCM} 电路中折合到输入端的电压会引起差分输出噪声。输出噪声根据以下反馈项定义(参见图42)：

$$\beta_1 = \frac{R_G}{R_F + R_G}$$

对应于-OUT至+IN环路，以及

$$\beta_2 = \frac{R_G}{R_F + R_G}$$

对应于+OUT至-IN环路。然后，

$$V_{nOUT, dm} = 2V_{nIN, V_{OCM}} \left[\frac{\beta_1 - \beta_2}{\beta_1 + \beta_2} \right]$$

其中， $V_{nOUT, dm}$ 为输出差分噪声， $V_{nIN, V_{OCM}}$ 为 V_{OCM} 中折合到输入端的电压噪声。

反馈网络失配的影响

前面提到，即使外部反馈网络(R_F/R_G)不匹配，内部共模反馈环路仍然会强制输出保持平衡。每个输出端的信号幅度保持相等，相位相差180°。输入到输出的差模增益变化与反馈的不匹配成比例，但输出平衡不受影响。

外部电阻的比例匹配误差会导致电路抑制输入共模信号的能力降低，非常类似于使用常规运算放大器制成的四电阻差动放大器。

而且，如果输入和输出共模电压的直流电平不同，匹配误差会导致一个细小的差模输出失调电压。对于 $G = 1$ ，具有一个地基准输入信号且针对2.5 V设定输出共模电平的情况，如果使用1%容差电阻，则可产生高达25 mV的输出失调(1%共模电平差)。由于2.5 V电平转换，1%容差的电阻将导致一个约40 dB的输入CMRR(最差情况)、25 mV的差模输出失调(最差情况)，不会对输出平衡误差造成明显恶化。

计算应用电路的输入阻抗

诸如图42所示电路的有效输入阻抗(在+DIN和-DIN端)取决于放大器是由单端信号源驱动，还是由差分信号源驱动。对于平衡差分输入信号，两个输入端(+D_{IN}和-D_{IN})之间的输入阻抗($R_{IN, dm}$)为：

$$R_{IN, dm} = 2 \times R_G$$

若为单端输入信号(例如，若-D_{IN}接地，输入信号接入+D_{IN})，输入阻抗则为：

$$R_{IN, dm} = \left(\frac{R_G}{1 - \frac{R_F}{2 \times (R_G + R_F)}} \right)$$

该电路的输入阻抗高于作为反相器连接的常规运算放大器，因为一小部分差分输出电压在输入端表现为共模信号，从而部分增加了输入电阻 R_G 两端的电压。

单电源应用中的输入共模电压范围

AD8138针对以电平转换、以地为基准的输入信号进行优化。举例来说，对于单端输入来说，这就意味着当图42中放大器的负电源电压(V-处)设为0 V时，-D_{IN}处的电压也需要为0 V。

设置输出共模电压

AD8138的 V_{OCM} 引脚采用内部偏置，偏置电压约等于供电电压的中间点(V+和V-电压的平均值)。使用该内部偏置得到的输出共模电压与预期值的偏差在100 mV之内。

对于需要对输出共模电平进行更加精确控制的情况，建议使用外部源或电阻分压器(由10 kΩ电阻构成)。技术规格部分列出的输出共模失调假设 V_{OCM} 输入由一个低阻抗电压源驱动。

驱动容性负载

纯容性负载可与AD8138的引脚和焊线电感发生反应，进而在脉冲响应中导致高频振铃。一种最大程度降低此效应的方法是在各反馈电阻上放置一个小电容。该附加电容应非常小，以免造成放大器不稳定。另一种技术是在放大器输出端上串联一个小电阻，如图40所示。

布局布线、接地和旁路

AD8138作为高速器件，对其所工作的PCB环境非常敏感。要实现其优异的性能，必须注意优异高速PCB设计的各种细节。

第一个要求是实心地层应尽可能覆盖AD8138所在的电路板区域。唯一的例外是两个输入引脚(引脚1和引脚8)与接地层应保持数毫米的距离，并去除内层和输入引脚底下相反一侧的地。这样可以最大程度地降低这些节点上的寄生电容，并有助于保持增益平坦度和频率的关系。

应在尽可能靠近器件处将电源引脚旁路至附近的接地层，并使用良好的高频陶瓷芯片电容。针对每个电源，都应使用0.01 μF 至0.1 μF 的电容进行此旁路。在较远的地方，应利用10 μF 钽电容在每个电源到地之间提供低频旁路。

信号路径应该短而直接，避免寄生效应。只要存在互补信号，都应提供对称布局，以使平衡性能最佳。当差分信号经过较长路径时，要让PCB上的走线相互靠近或将任何差分线路缠绕在一起，以尽量减小所形成的环路面积。这样可以降低辐射能量，并使电路不容易受干扰影响。

平衡变压器驱动器

变压器是最早用来实现单端到差分转换(反之亦然)的器件之一。变压器还可以实现电流隔离、电压升压或降压以及阻抗变换等功能。因此,许多应用都需要变压器。

然而,当以单端模式驱动变压器时,输出会因为变压器固有的寄生效应而不平衡。对于变压器的初级(或受驱一侧),当其中一端受驱动时,另一端则为直流电位(通常为接地)。在要求变压器差分输出信号良好平衡的系统中,这可能带来一些问题。

若假定绕组间电容(C_{STRAY})呈均匀分布,来自驱动源的信号将耦合至离初级受驱一端最近的次级输出端。另一方面,次级另外一端将没有耦合信号,因为离其最近的初级端未受驱动(见图43)。这种不平衡的大小取决于变压器的具体寄生效应,在较高频时通常会有问题。

测量差分电路的平衡性时,可以先将一个等值电阻分压器跨接至差分输出端,然后测量分压器的中点与地之间的电压。由于两个差分输出端的幅度应相等,且为 180° 反相,因此对理想的平衡输出来说,测得的值应该为0。

图43所示电路为一个Mini-Circuits® T1-6T变压器,其初级侧采用单端驱动,次级侧通过一个精密分压器与其输出端端跨接。分压器由两个 $500\ \Omega$ 、 0.005% 精密电阻构成。电压 V_{UNBAL} 等于交流共模电压,是输出平衡度的一个衡量指标。

图45比较了变压器由一个信号发生器单端驱动和利用AD8138差分驱动两种情况。图45中,上面的曲线显示的是单端配置下的平衡,下面的曲线则是差分驱动下的平衡响应。在 $100\ \text{MHz}$ 下,使用AD8138可使平衡度提高 $35\ \text{dB}$ 。

AD8138高度平衡的输出信号,向变压器的每个初级输入端提供一个驱动信号(幅度相等、 180° 反相)。因此,取决于次级侧极性的连接方式,通过绕组间电容的信号或者等量地增强变压器的次级信号,或者同时降低次级信号。两种情况下,寄生效应均具对称性,可提供高度平衡的变压器输出(见图45)。

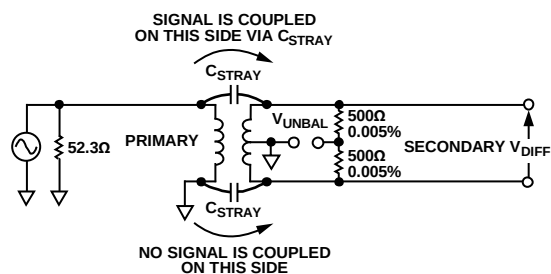


图43. 变压器单端到差分转换器的固有不平衡

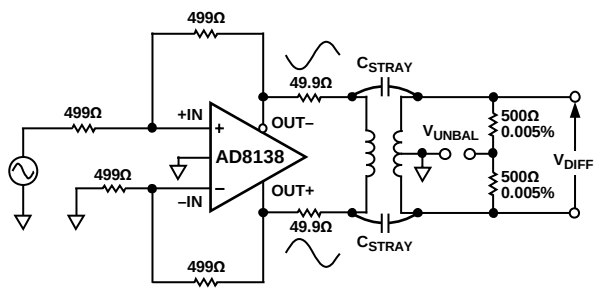


图44. AD8138构成一个平衡变压器驱动器

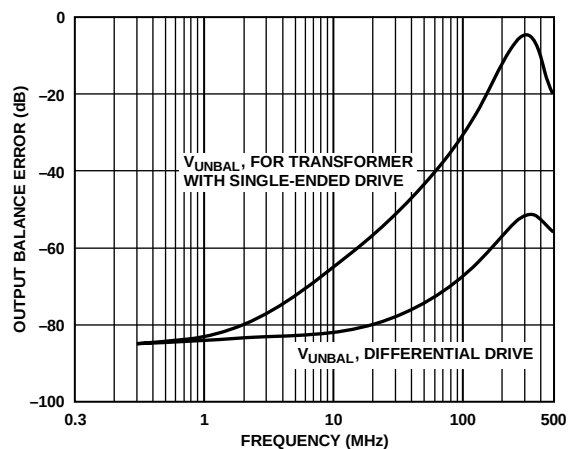


图45. 图43和图44所示电路的输出平衡误差

高性能ADC驱动

图46所示的电路是用于驱动AD9224(一款12位、40MSPS模数转换器)的AD8138简化前端连接。差分驱动时,该ADC性能最佳,失真最小。AD8138可以实现单端到差分转换、共模电平移位和驱动信号缓存等功能,而不需要使用变压器来驱动ADC。

AD8138的正负输出端通过一对49.9 Ω 的电阻与AD9224的相应差分输入端相连,以使AD9224开关电容前端的影响最小。为获得最佳失真性能,该器件采用 ± 5 V电源供电。

AD8138针对单端输入到差分输出转换配置为单位增益。为了平衡信号源的50 Ω 并联阻抗及其驱动同相输入端的50 Ω 端接电阻,需要在-IN输入端增加23 Ω , 合计523 Ω 。

信号发生器有一个以接地电压为基准的双极性输出端,就是说接地电压之上和之下采用对称驱动模式。通过把 V_{OCM} 连接至AD9224的CML引脚可将AD8138的输出共模电压设为2.5 V,此值为AD9224的供电电平的中间值。该电压由一个0.1 μ F的电容旁路。

把SENSE端短接至AVSS,可将AD9224的满量程模拟输入范围设为4 V峰峰值。经证明,该量程能提供最小的谐波失真。

若AD8138的摆幅为4 V峰峰值,则各输出端的摆幅为2 V峰峰值,而且是180°反相信号。若输出端共模电压为2.5 V,则AD8138的各输出端将在1.5 V与3.5 V之间摆动。

将以接地电压为基准的4 V峰峰值、5 MHz信号输入到 D_{IN+} 端,来对图46所示电路进行测试。当组合器件电路以20 MSPS的采样速率工作时,SFDR(无杂散动态范围)测得值为-85 dBc。

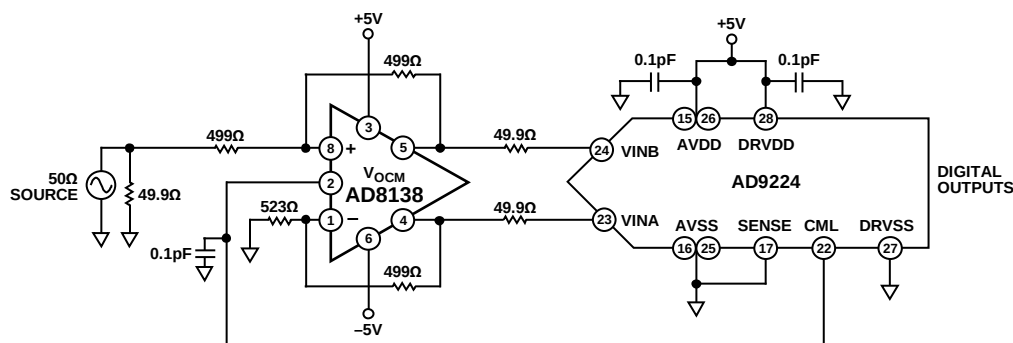


图46. AD8138驱动12位、40 MSPS ADC AD9224

01073-J45

3 V工作

图47所示的电路是用于驱动AD9203的AD8138简化前端连接；AD9203是一款10位、40MSPS模数转换器，额定采用3 V单电源供电。该ADC以差分方式驱动时性能最佳，可充分利用3 V电源提供的信号摆幅。AD8138的输出通过低通滤波器连接到AD9203的相应差分输入。

AD8138针对单端输入到差分输出转换配置为单位增益。为了平衡信号源的50 Ω阻抗及其驱动同相输入端的50 Ω端接电阻，需要在-IN输入端增加23 Ω。

信号发生器有一个以接地电压为基准的双极性输出端，就是说接地电压之上和之下采用对称驱动模式。虽然AD8138已将其负电源接地，但对于这种输入信号，它仍可用作电平转换器。

输出共模电压由偏置 V_{OCM} 的分压器提升到中间电源电压。这样，AD8138提供双极性信号的直流耦合和电平转换，无需反转输入信号。

AD8138与AD9203之间的低通滤波器提供滤波功能，有助于提高信噪比(SNR)。通过降低极点频率可以实现更低的噪声，但电路带宽也会降低。

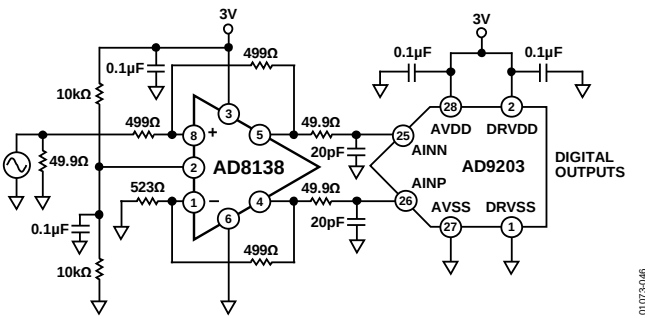


图47. 驱动AD9203(一款10位40 MSPS模数转换器)的AD8138

该电路已用不同频率下的-0.5 dBFS信号进行测试。图48显示1 V和2 V差分驱动电平的信号幅度下，总谐波失真(THD)与频率的关系图。

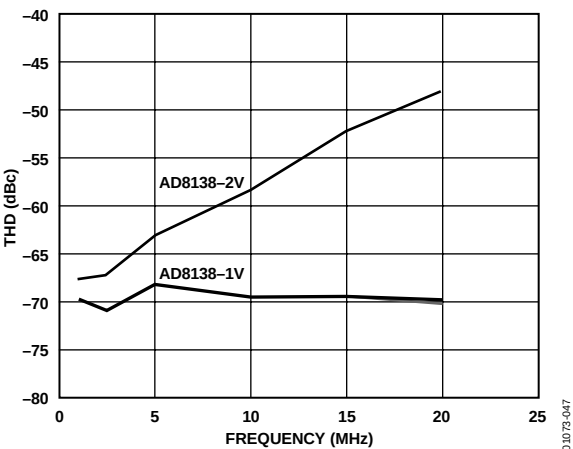


图48. AD9203 THD @ -0.5 dBFS AD8138

图49显示上述条件下的信纳比(SINAD)。信号摆幅较小时，AD8138的性能非常好，但如果摆幅接近供电轨，其性能会下降。

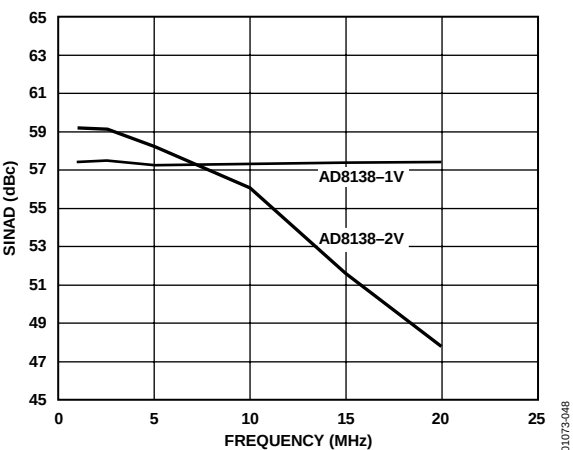
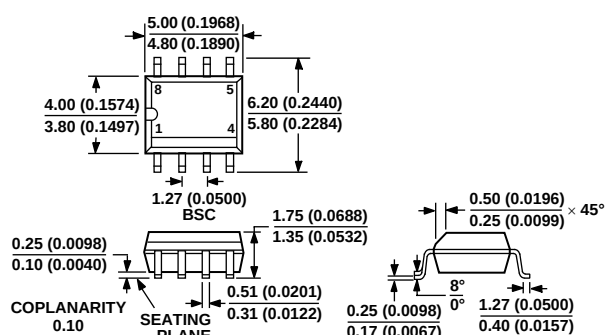


图49. AD9203 SINAD @ -0.5 dBFS AD8138

外形尺寸

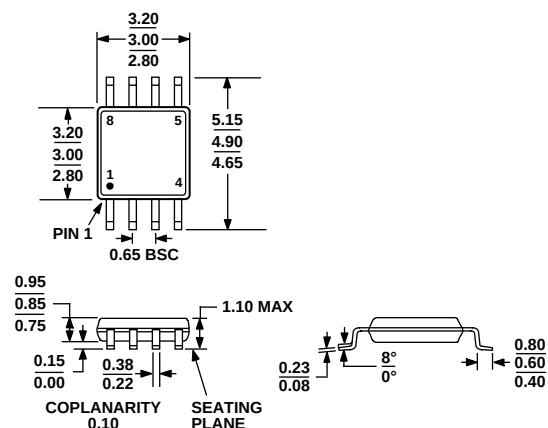


COMPLIANT TO JEDEC STANDARDS MS-012-AA
CONTROLLING DIMENSIONS ARE IN MILLIMETERS; INCH DIMENSIONS
(IN PARENTHESES) ARE ROUNDED-OFF MILLIMETER EQUIVALENTS FOR
REFERENCE ONLY AND ARE NOT APPROPRIATE FOR USE IN DESIGN.

图50. 8引脚标准小型封装[SOIC]

(R-8)

图示尺寸单位: mm和(inch)



COMPLIANT TO JEDEC STANDARDS MO-187-AA

图51. 8引脚超小型MSOP封装

(RM-8)

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	标识
AD8138AR	-40°C至+85°C	8引脚 SOIC	R-8	
AD8138AR-REEL	-40°C至+85°C	8引脚 SOIC, 13"卷带和卷盘	R-8	
AD8138AR-REEL7	-40°C至+85°C	8引脚 SOIC, 7"卷带和卷盘	R-8	
AD8138ARZ ¹	-40°C至+85°C	8引脚 SOIC	R-8	
AD8138ARZ-RL ¹	-40°C至+85°C	8引脚 SOIC, 13"卷带和卷盘	R-8	
AD8138ARZ-R7 ¹	-40°C至+85°C	8引脚 SOIC, 7"卷带和卷盘	R-8	
AD8138ARM	-40°C至+85°C	8引脚 MSOP	RM-8	HBA
AD8138ARM-REEL	-40°C至+85°C	8引脚 MSOP, 13"卷带和卷盘	RM-8	HBA
AD8138ARM-REEL7	-40°C至+85°C	8引脚 MSOP, 7"卷带和卷盘	RM-8	HBA
AD8138ARMZ ¹	-40°C至+85°C	8引脚 MSOP	RM-8	HBA#
AD8138ARMZ-REEL ¹	-40°C至+85°C	8引脚 MSOP, 13"卷带和卷盘	RM-8	HBA#
AD8138ARMZ-REEL7 ¹	-40°C至+85°C	8引脚 MSOP, 7"卷带和卷盘	RM-8	HBA#

¹ Z = 无铅器件, #表示无铅产品, 可能在顶部或底部进行标识。

注释