

产品特性

高速

-3 dB带宽: 350 MHz

压摆率: 1200 V/μs

通过电阻设置增益

内部共模反馈

改进的增益和相位平衡: -68 dB(10 MHz)

利用单独的输入设置共模输出电压

低失真: -99 dBc SFDR(5 MHz, 800 Ω负载)

低功耗: 10.7 mA (5 V)

电源电压范围: +2.7 V至±5.5 V

通过AEC-Q100认证(AD8132W)

应用

低功耗差分ADC驱动器

差分增益和差分滤波

视频线路驱动器

差分输入/输出电平转换

单端输入至差分输出驱动器

有源变压器

汽车驾驶辅助系统

汽车信息娱乐

概述

AD8132是一款低成本、差分或单端输入至差分输出放大器，通过电阻设置增益。相对于运算放大器，AD8132在驱动差分输入ADC或驱动信号长线路传输方面取得了重大进步。它具有独特的内部反馈特性，在10 MHz时可提供于-68 dB达成的输出增益和相位匹配平衡，能够抑制谐波并降低辐射电磁干扰(EMI)。

AD8132采用ADI公司新一代XFCB双极性工艺制造，-3 dB带宽为350 MHz，提供差分信号，5 MHz时的无杂散动态范围(SFDR)为-99 dBc，而且成本低廉。该器件无需使用具有高性能ADC的变压器，并保留低频和直流信息。在V_{OCM}引脚上施加电压便可调整差分输出的共模电平，从而使驱动单电源ADC的输入信号可轻松实现电平转换。快速过载恢复则可确保采样精度。

连接图

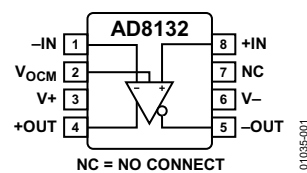


图1

AD8132也可用作通过低成本双绞线或同轴电缆实现高速信号传输的差分驱动器。可通过调整反馈网络，来提升信号的高频成分。AD8132可以用于模拟、数字视频信号或其它高速数据传输，还能够驱动3类、5类双绞线或同轴电缆，且线路衰减极小。与分立式线路驱动器解决方案相比，AD8132的成本和性能有明显改善。

差分信号处理可降低接地噪声对接地参考系统的影响。AD8132可用于整个信号链的差分信号处理(增益和滤波)，大大简化了差分 and 单端器件之间的接口转换。

AD8132W属于汽车应用级产品，通过AEC-Q100认证，适合在125°C温度下工作。更多详情参见“汽车应用级产品”部分。

AD8132提供8引脚SOIC和8引脚MSOP两种封装，工作温度范围为-40°C至+125°C扩展工业温度范围。

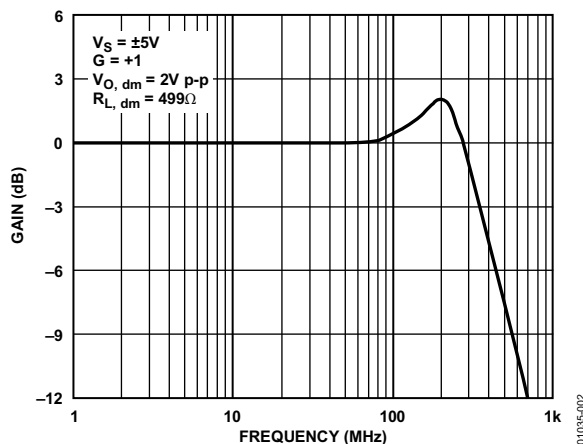


图2. 大信号频率响应

Rev. I

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 ©2000–2009 Analog Devices, Inc. All rights reserved.

目录

特性.....	1	无电阻差分放大器(高输入阻抗反相放大器).....	22
应用.....	1	其他 $\beta_2 = 1$ 电路.....	23
概述.....	1	β_2 变化.....	23
典型连接图.....	1	$\beta_1 = 0$	23
修订历史.....	3	估算输出噪声电压.....	23
技术规格.....	4	计算应用电路的输入阻抗.....	24
$\pm D_{IN}$ 至 $\pm OUT$ 技术规格.....	4	单电源应用的输入共模电压范围.....	24
V_{OCM} 至 $\pm OUT$ 技术规格.....	5	设置输出共模电压.....	24
$\pm D_{IN}$ 至 $\pm OUT$ 技术规格.....	6	驱动容性负载.....	24
V_{OCM} 至 $\pm OUT$ 技术规格.....	7	开环增益和相位.....	24
$\pm D_{IN}$ 至 $\pm OUT$ 技术规格.....	8	布局布线、接地和旁路.....	25
V_{OCM} 至 $\pm OUT$ 技术规格.....	8	电路.....	25
绝对最大额定值.....	9	应用信息.....	26
热阻.....	9	模数驱动器.....	26
最大功耗.....	9	平衡电缆驱动器.....	26
ESD警告.....	9	发射均衡器.....	27
引脚配置和功能描述.....	10	低通差分滤波器.....	27
典型工作特性.....	11	高共模输出阻抗放大器.....	28
测试电路.....	20	全波整流器.....	29
工作描述.....	21	汽车应用级产品.....	29
术语定义.....	21	外形尺寸.....	30
基本电路工作原理.....	21	订购指南.....	30
工作原理.....	22		
AD8132的一般用途.....	22		

修订历史**2009年9月—修订版H至修订版I**

更改图64的标题21

2009年5月—修订版G至修订版H

更改“特性”部分、“应用”部分和“概述”部分1

更改表14

更改表25

更改表36

更改表47

添加“汽车应用级产品”部分29

更改“订购指南”30

2009年1月—修订版F至修订版G

更改图7726

更新“外形尺寸”29

2006年11月—修订版E至修订版F

格式更新 通篇

更改表13

更改表46

更改表57

更改“订购指南”29

2005年11月—修订版D至修订版E

更改表7、“热阻”部分、“最大功耗”部分和图38

更改“订购指南”29

2004年12月—修订版C至修订版D

更改“概述”1

更改“技术规格”2

更改“绝对最大额定值”8

更新“外形尺寸”29

更改“订购指南”29

2003年2月—修订版B至修订版C

更改“技术规格”2

添加“估算输出噪声电压”部分15

更新“外形尺寸”21

2002年1月—修订版A至修订版B

编辑“发射器均衡器”部分18

AD8132

技术规格

±D_{IN}至±OUT技术规格

除非另有说明，在T_A = 25°C时，V_S = ±5 V，V_{OCM} = 0 V，G = +1，R_{L, dm} = 499 Ω，R_F = R_G = 348 Ω。对于G = +2，R_{L, dm} = 200 Ω，R_F = 1000 Ω，R_G = 499 Ω。有关测试设置和标记说明，请参见图56和图57。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大信号带宽	V _{OUT} = 2 V p-p 仅限AD8132W, T _{MIN} 至 T _{MAX}	300	350		MHz
	V _{OUT} = 2 V p-p, G = +2	280			MHz
-3 dB小信号带宽	V _{OUT} = 0.2 V p-p		190		MHz
	V _{OUT} = 0.2 V p-p, G = +2		360		MHz
0.1 dB平坦度带宽	V _{OUT} = 0.2 V p-p		160		MHz
	V _{OUT} = 0.2 V p-p, G = +2		90		MHz
压摆率	V _{OUT} = 2 V p-p 仅限AD8132W, T _{MIN} 至 T _{MAX}	1000	1200		V/μs
建立时间	0.1%, V _{OUT} = 2 V p-p		15		ns
过驱恢复时间	V _{IN} = 5 V 至 0 V 步长, G = +2		5		ns
噪声/谐波性能					
二次谐波	V _{OUT} = 2 V p-p, 1 MHz, R _{L, dm} = 800 Ω		-96		dBc
	V _{OUT} = 2 V p-p, 5 MHz, R _{L, dm} = 800 Ω		-83		dBc
	V _{OUT} = 2 V p-p, 20 MHz, R _{L, dm} = 800 Ω		-73		dBc
三次谐波	V _{OUT} = 2 V p-p, 1 MHz, R _{L, dm} = 800 Ω		-102		dBc
	V _{OUT} = 2 V p-p, 5 MHz, R _{L, dm} = 800 Ω		-98		dBc
	V _{OUT} = 2 V p-p, 20 MHz, R _{L, dm} = 800 Ω		-67		dBc
IMD	20 MHz, R _{L, dm} = 800 Ω		-76		dBc
IP3	20 MHz, R _{L, dm} = 800 Ω		40		dBm
输入电压噪声(RTI)	f = 0.1 MHz 至 100 MHz		8		nV/√Hz
输入电流噪声	f = 0.1 MHz 至 100 MHz		1.8		pA/√Hz
差分增益误差	NTSC, G = +2, R _{L, dm} = 150 Ω		0.01		%
差分相位误差	NTSC, G = +2, R _{L, dm} = 150 Ω		0.10		度
输入特性					
失调电压(RTI)	V _{OS, dm} = V _{OUT, dm} /2; V _{DIN+} = V _{DIN-} = V _{OCM} = 0 V 仅限AD8132W, T _{MIN} 至 T _{MAX}	±1.0		±3.5	mV
	T _{MIN} 至 T _{MAX} 变化		10	±6	μV/°C
输入偏置电流	T _A = 25°C 仅限AD8132W, T _{MIN} 至 T _{MAX}	3		7	μA
				8	μA
输入电阻	差分	12			MΩ
	共模	3.5			MΩ
输入电容		1			pF
输入共模电压		-4.7 至 +3.0			V
CMRR	ΔV _{OUT, dm} /ΔV _{IN, cm} ; ΔV _{IN, cm} = ±1 V; 电阻匹配精度0.01% 仅限AD8132W, T _{MIN} 至 T _{MAX}	-70		-60	dB
				-60	dB
输出特性					
输出电压摆幅	最大 ΔV _{OUT} ; 单端输出	-3.6 至 +3.6			V
输出电流		+70			mA
输出平衡误差	ΔV _{OUT, cm} /ΔV _{OUT, dm} ; ΔV _{OUT, dm} = 1 V	-70			dB

V_{OCM}至±OUT技术规格

除非另有说明，在 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 时， $V_S = \pm 5\text{ V}$ ， $V_{\text{OCM}} = 0\text{ V}$ ， $G = +1$ ， $R_{L,\text{dm}} = 499\ \Omega$ ， $R_F = R_G = 348\ \Omega$ 。对于 $G = +2$ ， $R_{L,\text{dm}} = 200\ \Omega$ ， $R_F = 1000\ \Omega$ ， $R_G = 499\ \Omega$ 。有关测试设置和标记说明，请参见图56和图57。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大信号带宽	$\Delta V_{\text{OCM}} = 600\text{ mV p-p}$		210		MHz
压摆率	$\Delta V_{\text{OCM}} = -1\text{ V 至 } +1\text{ V}$		400		V/ μs
输入电压噪声(RTI)	$f = 0.1\text{ MHz 至 } 100\text{ MHz}$		12		nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
直流性能					
输入电压范围			± 3.6		V
输入电阻			50		k Ω
输入失调电压	$V_{\text{OS,cm}} = V_{\text{OUT,cm}}; V_{\text{DIN+}} = V_{\text{DIN-}} = V_{\text{OCM}} = 0\text{ V}$ 仅限AD8132W, T_{MIN} 至 T_{MAX}		± 1.5	± 7	mV
输入偏置电流			0.5	± 9	mV
V_{OCM} CMRR	$\Delta V_{\text{OUT,dm}}/\Delta V_{\text{OCM}}; \Delta V_{\text{OCM}} = \pm 1\text{ V};$ 电阻匹配精度0.01%		-68		μA
增益	$\Delta V_{\text{OUT,cm}}/\Delta V_{\text{OCM}}; \Delta V_{\text{OCM}} = \pm 1\text{ V}$ 仅限AD8132W, T_{MIN} 至 T_{MAX}	0.985	1	1.015	dB
供电电源					
工作范围		± 1.35		± 5.5	V
静态电流	$V_{\text{DIN+}} = V_{\text{DIN-}} = V_{\text{OCM}} = 0\text{ V}$ 仅限AD8132W, T_{MIN} 至 T_{MAX}	11	12	13	mA
	T_{MIN} 至 T_{MAX} 变化	9		14.5	mA
电源抑制比	$\Delta V_{\text{OUT,dm}}/\Delta V_S; \Delta V_S = \pm 1\text{ V}$ 仅限AD8132W, T_{MIN} 至 T_{MAX}		16		$\mu\text{A}/^\circ\text{C}$
			-70	-60	dB
				-60	dB
工作温度范围		-40		+125	$^\circ\text{C}$

AD8132

±D_{IN}至±OUT技术规格

除非另有说明，在T_A = 25°C时，V_S = ±5 V，V_{OCM} = 0 V，G = +1，R_{L, dm} = 499 Ω，R_F = R_G = 348 Ω。对于G = +2，R_{L, dm} = 200 Ω，R_F = 1000 Ω，R_G = 499 Ω。有关测试设置和标记说明，请参见图56和图57。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大信号带宽	V _{OUT} = 2 V p-p 仅限AD8132W, T _{MIN} 至 T _{MAX}	250	300		MHz
	V _{OUT} = 2 V p-p, G = +2	240			MHz
-3 dB小信号带宽	V _{OUT} = 0.2 V p-p V _{OUT} = 0.2 V p-p, G = +2		180		MHz
	V _{OUT} = 0.2 V p-p		360		MHz
0.1 dB平坦度带宽	V _{OUT} = 0.2 V p-p V _{OUT} = 0.2 V p-p, G = +2		155		MHz
	V _{OUT} = 0.2 V p-p		65		MHz
压摆率	V _{OUT} = 2 V p-p 仅限AD8132W, T _{MIN} 至 T _{MAX}	800	1000		V/μs
建立时间	0.1%, V _{OUT} = 2 V p-p		20		ns
过驱恢复时间	V _{IN} = 2.5 V 至 0 V 步长, G = +2		5		ns
噪声/谐波性能					
二次谐波	V _{OUT} = 2 V p-p, 1 MHz, R _{L, dm} = 800 Ω V _{OUT} = 2 V p-p, 5 MHz, R _{L, dm} = 800 Ω V _{OUT} = 2 V p-p, 20 MHz, R _{L, dm} = 800 Ω		-97		dBc
			-100		dBc
			-74		dBc
三次谐波	V _{OUT} = 2 V p-p, 1 MHz, R _{L, dm} = 800 Ω V _{OUT} = 2 V p-p, 5 MHz, R _{L, dm} = 800 Ω V _{OUT} = 2 V p-p, 20 MHz, R _{L, dm} = 800 Ω		-100		dBc
			-99		dBc
			-67		dBc
IMD	20 MHz, R _{L, dm} = 800 Ω		-76		dBc
IP3	20 MHz, R _{L, dm} = 800 Ω		40		dBm
输入电压噪声(RTI)	f = 0.1 MHz 至 100 MHz		8		nV/√Hz
输入电流噪声	f = 0.1 MHz 至 100 MHz		1.8		pA/√Hz
差分增益误差	NTSC, G = +2, R _{L, dm} = 150 Ω		0.025		%
差分相位误差	NTSC, G = +2, R _{L, dm} = 150 Ω		0.15		度
输入特性					
失调电压(RTI)	V _{OS, dm} = V _{OUT, dm} /2; V _{DIN+} = V _{DIN-} = V _{OCM} = 2.5 V 仅限AD8132W, T _{MIN} 至 T _{MAX}	±1.0		±3.5	mV
	T _{MIN} 至 T _{MAX} 变化			±6	mV
输入偏置电流	T _A = 25°C	6			μV/°C
		3		7	μA
				8	μA
输入电阻	仅限差分AD8132W, T _{MIN} 至 T _{MAX} 共模	10			MΩ
		3			MΩ
输入电容		1			pF
输入共模电压		0.3 至 3.0			V
CMRR	ΔV _{OUT, dm} /ΔV _{IN, cm} ; ΔV _{IN, cm} = ±1 V; 电阻匹配精度0.01% 仅限AD8132W, T _{MIN} 至 T _{MAX}	-70		-60	dB
				-60	dB
输出特性	仅限AD8132W, T _{MIN} 至 T _{MAX}				
输出电压摆幅	最大 ΔV _{OUT} ; 单端输出	1.0 至 4.0			V
输出电流		50			mA
输出平衡误差	ΔV _{OUT, cm} /ΔV _{OUT, dm} ; ΔV _{OUT, dm} = 1 V	-68			dB

V_{OCM}至±OUT技术规格

除非另有说明，在 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 时， $V_S = \pm 5\text{ V}$ ， $V_{OCM} = 0\text{ V}$ ， $G = +1$ ， $R_{L, dm} = 499\ \Omega$ ， $R_F = R_G = 348\ \Omega$ 。对于 $G = +2$ ， $R_{L, dm} = 200\ \Omega$ ， $R_F = 1000\ \Omega$ ， $R_G = 499\ \Omega$ 。有关测试设置和标记说明，请参见图56和图57。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大信号带宽	$\Delta V_{OCM} = 600\text{ mV p-p}$		210		MHz
压摆率	$\Delta V_{OCM} = 1.5\text{ V至}3.5\text{ V}$		340		V/ μs
输入电压噪声(RTI)	$f = 0.1\text{ MHz至}100\text{ MHz}$		12		nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
直流性能					
输入电压范围			1.0 to 3.7		V
输入电阻			30		k Ω
输入失调电压	$V_{OS, cm} = V_{OUT, cm}; V_{DIN+} = V_{DIN-} = V_{OCM} = 2.5\text{ V}$ 仅限AD8132W, T_{MIN} 至 T_{MAX}		± 5	± 11	mV
输入偏置电流			0.5		μA
V_{OCM} CMRR	$\Delta V_{OUT, dm}/\Delta V_{OCM}; \Delta V_{OCM} = 2.5\text{ V} \pm 1\text{ V}$; 电阻匹配精度0.01%		-66		dB
增益	$\Delta V_{OUT, cm}/\Delta V_{OCM}; \Delta V_{OCM} = 2.5\text{ V} \pm 1\text{ V}$ 仅限AD8132W, T_{MIN} 至 T_{MAX}	0.985	1	1.015	V/V
		0.985		1.015	V/V
供电电源					
工作范围		2.7		11	V
静态电流	$V_{DIN+} = V_{DIN-} = V_{OCM} = 2.5\text{ V}$ 仅限AD8132W, T_{MIN} 至 T_{MAX}	9.4	10.7	12	mA
	T_{MIN} 至 T_{MAX} 变化	6		13	mA
电源抑制比	$\Delta V_{OUT, dm}/\Delta V_S; \Delta V_S = \pm 1\text{ V}$ 仅限AD8132W, T_{MIN} 至 T_{MAX}		10		$\mu\text{A}/^\circ\text{C}$
			-70	-60	dB
				-60	dB
工作温度范围		-40		+125	$^\circ\text{C}$

AD8132

±D_{IN}至±OUT技术规格

除非另有说明，在T_A = 25°C时，V_S = ±5 V，V_{OCM} = 0 V，G = +1，R_{L, dm} = 499 Ω，R_F = R_G = 348 Ω。对于G = +2，R_{L, dm} = 200 Ω，R_F = 1000 Ω，R_G = 499 Ω。有关测试设置和标记说明，请参见图56和图57。除非另有说明，所有规格适用于单端输入、差分输出。

表5

参数	条件	最小值	典型值	最大值	单位
动态性能					
-3 dB大信号带宽	V _{OUT} = 1 V p-p		350		MHz
	V _{OUT} = 1 V p-p, G = +2		165		MHz
-3 dB小信号带宽	V _{OUT} = 0.2 V p-p		350		MHz
	V _{OUT} = 0.2 V p-p, G = +2		150		MHz
0.1 dB平坦度带宽	V _{OUT} = 0.2 V p-p		45		MHz
	V _{OUT} = 0.2 V p-p, G = +2		50		MHz
噪声/谐波性能					
二次谐波	V _{OUT} = 1 V p-p, 1 MHz, R _{L, dm} = 800 Ω		-100		dBc
	V _{OUT} = 1 V p-p, 5 MHz, R _{L, dm} = 800 Ω		-94		dBc
	V _{OUT} = 1 V p-p, 20 MHz, R _{L, dm} = 800 Ω		-77		dBc
三次谐波	V _{OUT} = 1 V p-p, 1 MHz, R _{L, dm} = 800 Ω		-90		dBc
	V _{OUT} = 1 V p-p, 5 MHz, R _{L, dm} = 800 Ω		-85		dBc
	V _{OUT} = 1 V p-p, 20 MHz, R _{L, dm} = 800 Ω		-66		dBc
输入特性					
失调电压(RTI)	V _{OS, dm} = V _{OUT, dm} /2; V _{DIN+} = V _{DIN-} = V _{OCM} = 1.5 V		±10		mV
输入偏置电流			3		μA
输入共模电压			0.3 至 1.0		V
CMRR	ΔV _{OUT, dm} /ΔV _{IN, cm} ; ΔV _{IN, cm} = ±0.5 V; 电阻匹配精度0.01%		-60		dB

V_{OCM}至±OUT技术规格

除非另有说明，在T_A = 25°C时，V_S = ±3 V，V_{OCM} = 1.5 V，G = +1，R_{L, dm} = 499 Ω，R_F = R_G = 348 Ω。对于G = +2，R_{L, dm} = 200 Ω，R_F = 1000 Ω，R_G = 499 Ω。有关测试设置和标记说明，请参见图56和图57。除非另有说明，所有规格适用于单端输入、差分输出。

表6

参数	条件	最小值	典型值	最大值	单位
直流性能					
输入失调电压	V _{OS, cm} = V _{OUT, cm} ; V _{DIN+} = V _{DIN-} = V _{OCM} = 1.5 V		±7		mV
增益	ΔV _{OUT, cm} /ΔV _{OCM} ; ΔV _{OCM} = ±0.5 V		1		V/V
电源					
工作范围		2.7		11	V
静态电流	V _{DIN+} = V _{DIN-} = V _{OCM} = 0 V		7.25		mA
电源抑制比	ΔV _{OUT, dm} /ΔV _S ; ΔV _S = ±0.5 V		-70		dB
工作温度范围		-40		+125	°C

绝对最大额定值

表7

参数	额定值
电源电压	$\pm 5.5\text{ V}$
V_{OCM}	$\pm V_s$
内部功耗	250 mW
工作温度范围	-40°C 至 $+125^\circ\text{C}$
存储温度范围	-65°C 至 $+150^\circ\text{C}$
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8

封装类型	θ_{JA}	单位
8引脚 SOIC, 4层	121	$^\circ\text{C}/\text{W}$
8引脚 MSOP, 4层	142	$^\circ\text{C}/\text{W}$

最大功耗

AD8132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AD8132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 $1\text{ k}\Omega$ 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 ($\theta_{\text{JA}} = 121^\circ\text{C}/\text{W}$)和8引脚MSOP ($\theta_{\text{JA}} = 142^\circ\text{C}/\text{W}$)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。

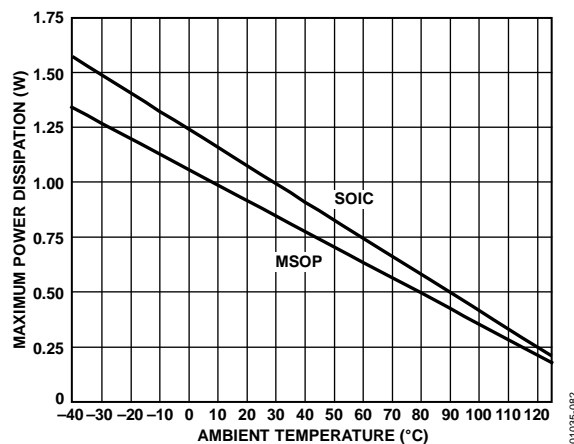


图3. 最大功耗与环境温度的关系

ESD 警告



ESD(静电放电)敏感器件。

带电器件和电路板可能会在没有察觉的情况下放电。尽管本产品具有专利或专有保护电路，但在遇到高能量ESD时，器件可能会损坏。因此，应当采取适当的ESD防范措施，以避免器件性能下降或功能丧失。

AD8132

引脚配置和功能描述

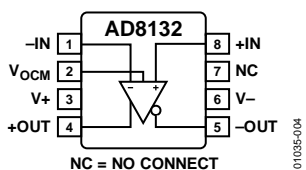


图4.引脚配置

表9.引脚功能描述

引脚编号	引脚名称	描述
1	-IN	负输入。
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1V直流，则+OUT和-OUT的直流偏置电平将设为1V。
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64)。
5	-OUT	负输出。注意+D _{IN} 端的电压在-OUT处反相(见图64)。
6	V-	负电源电压。
7	NC	不连接。
8	+IN	正输入。

典型工作特性

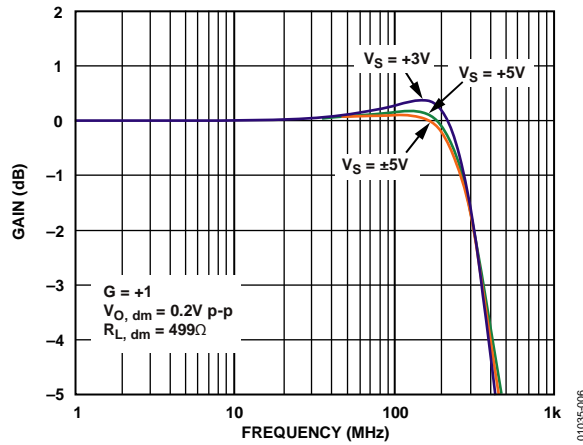


图5. 小信号频率响应(见图56)

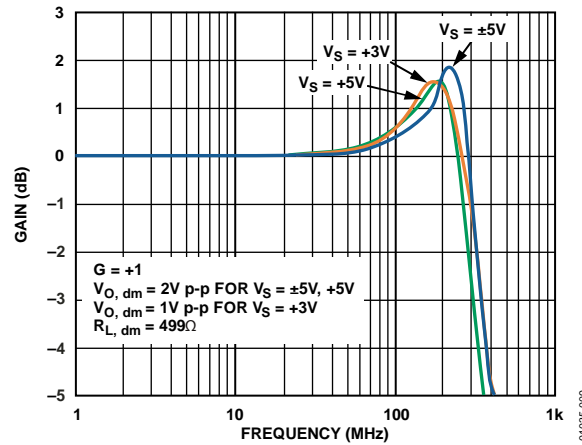


图8. 大信号频率响应; $C_F = 0$ pF(见图56)

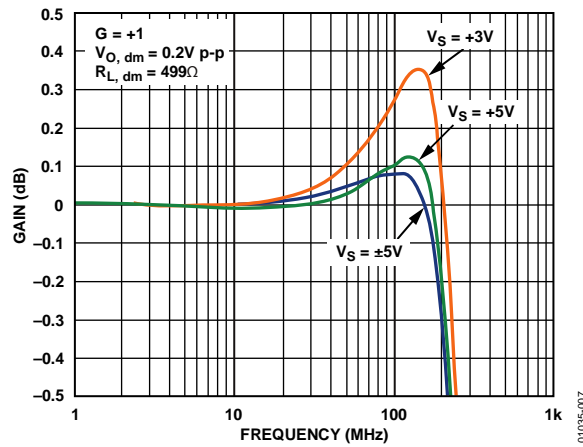


图6. 0.1 dB平坦度与频率的关系; $C_F = 0$ pF(见图56)

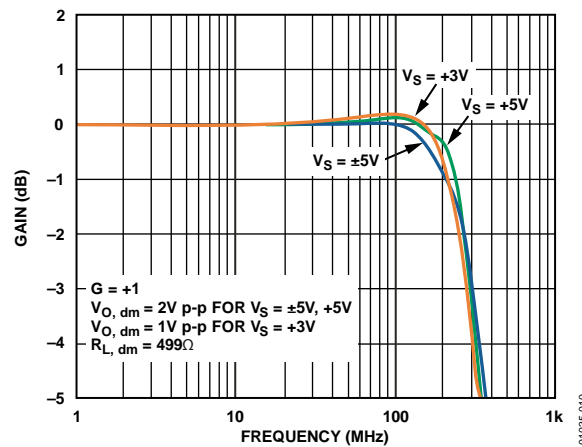


图9. 大信号频率响应; $C_F = 0.5$ pF(见图56)

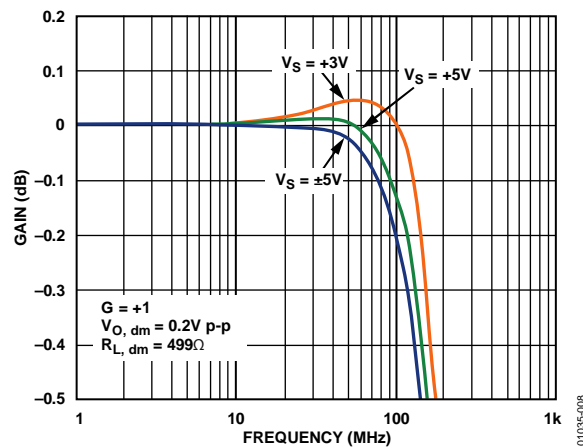


图7. 0.1 dB平坦度与频率的关系; $C_F = 0.5$ pF(见图56)

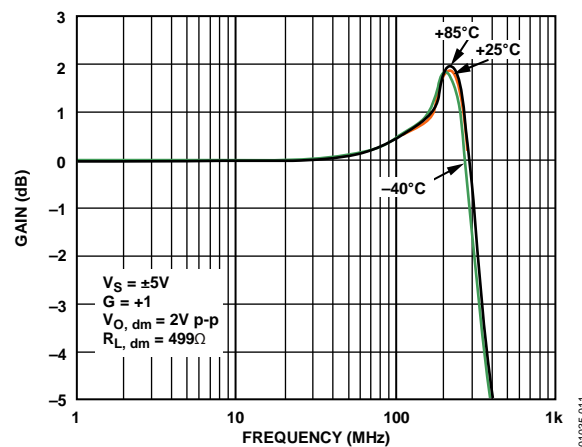


图10. 不同温度下的大信号频率响应(见图56)

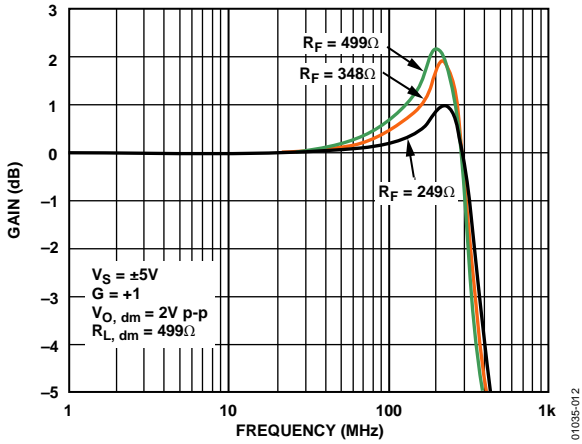


图11. 大信号频率响应与 R_F 的关系(见图56)

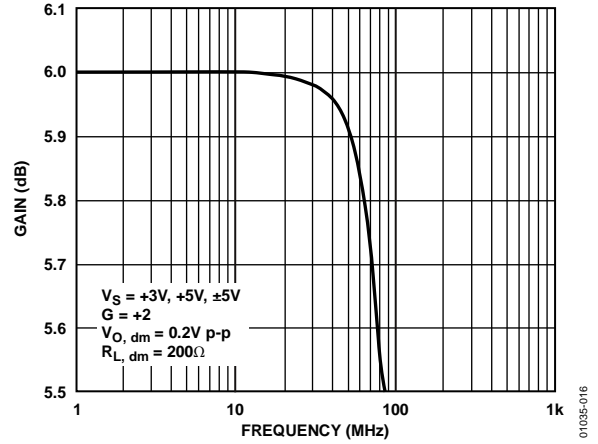


图14. 0.1 dB平坦度与频率的关系(见图57)

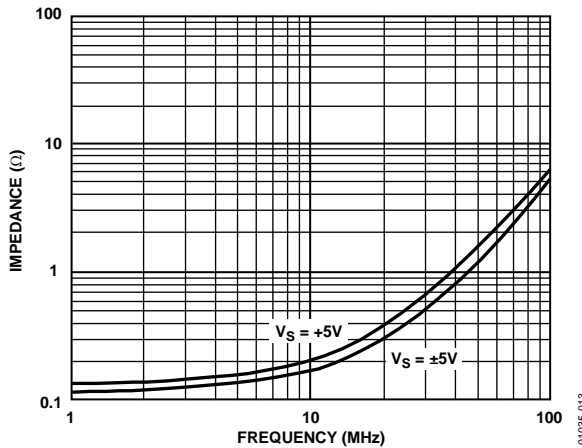


图12. 闭环单端 Z_{OUT} 与频率的关系; $G = +1$ (见图56)

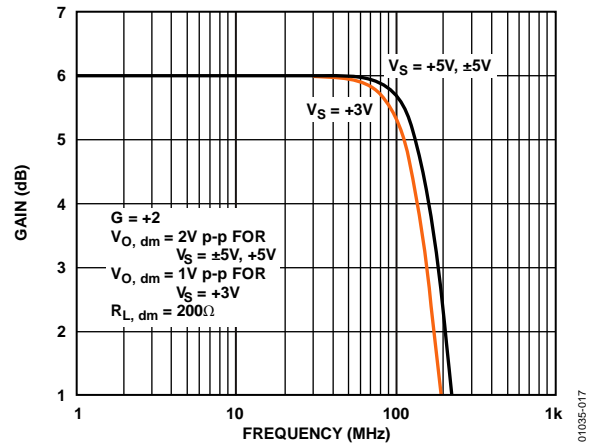


图15. 大信号频率响应(见图57)

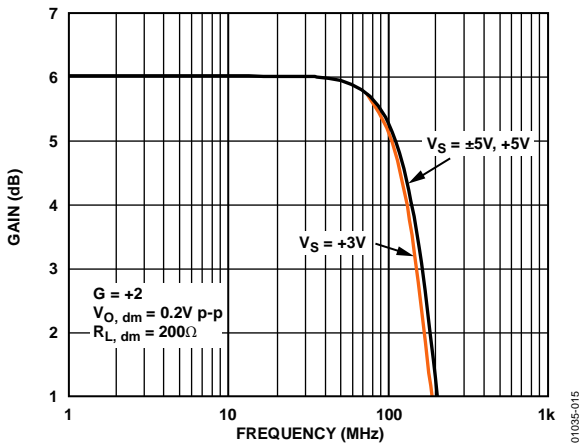


图13. 小信号频率响应(见图57)

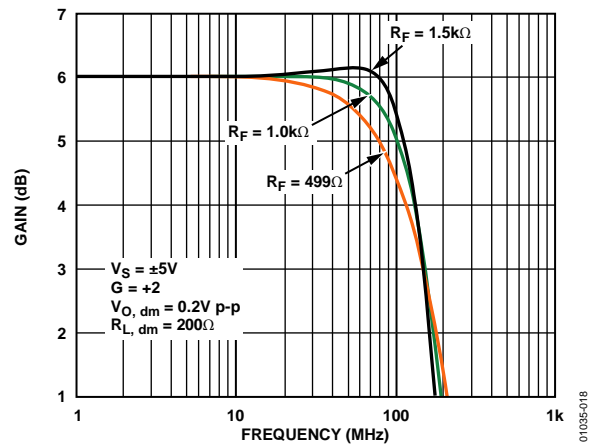


图16. 小信号频率响应与 R_F 的关系(见图57)

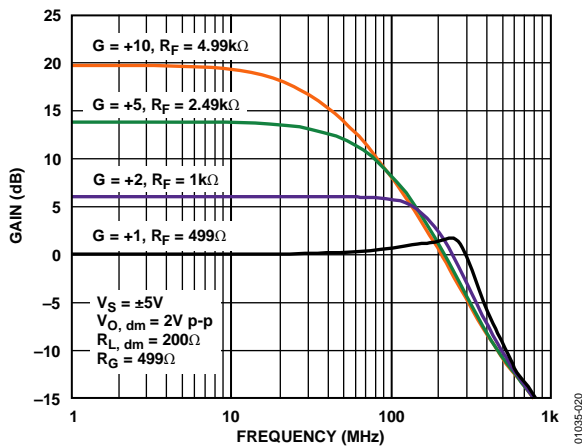


图17. 不同增益下的大信号频率响应(见图58)

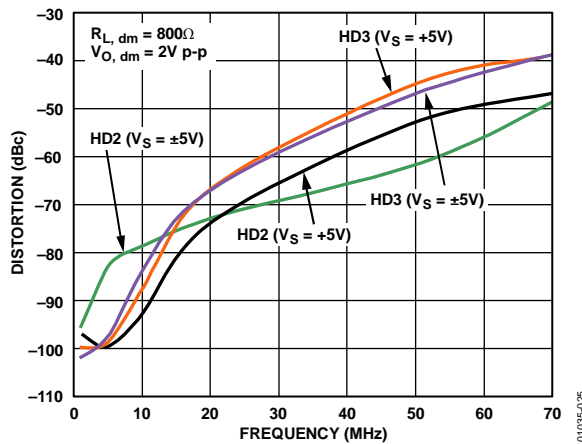


图20. 谐波失真与频率的关系, $G = 1$ (见图62)

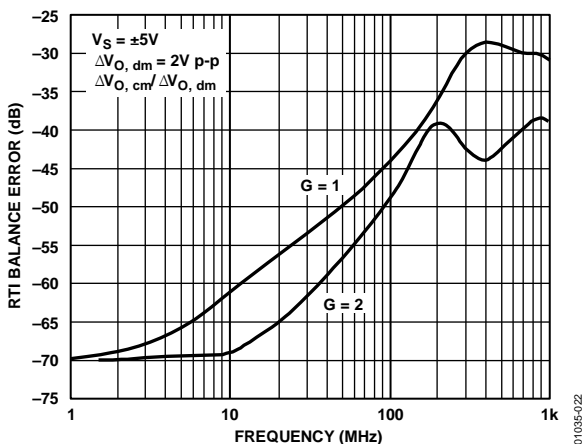


图18. RTI输出平衡误差与频率的关系(见图59)

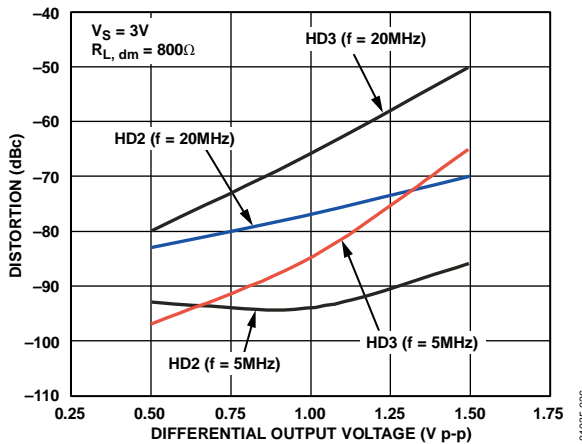


图21. 谐波失真与差分输出电压的关系, $G = 1$ (见图62)

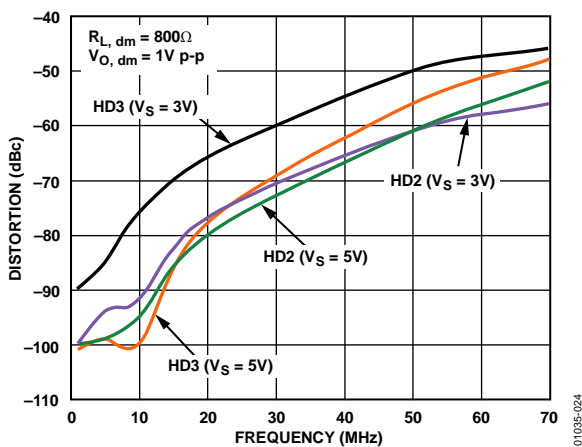


图19. 谐波失真与频率的关系, $G = +1$ (见图62)

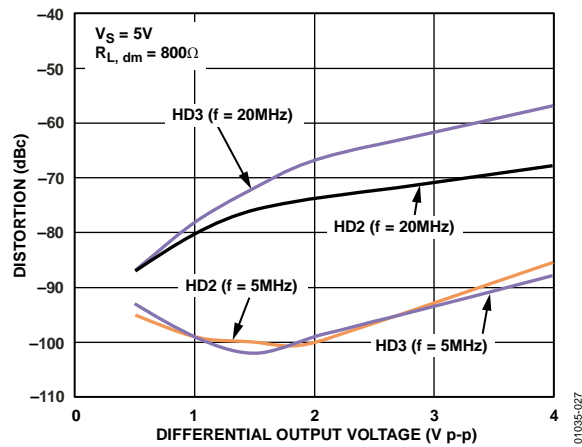


图22. 谐波失真与差分输出电压的关系, $G = +1$ (见图62)

AD8132

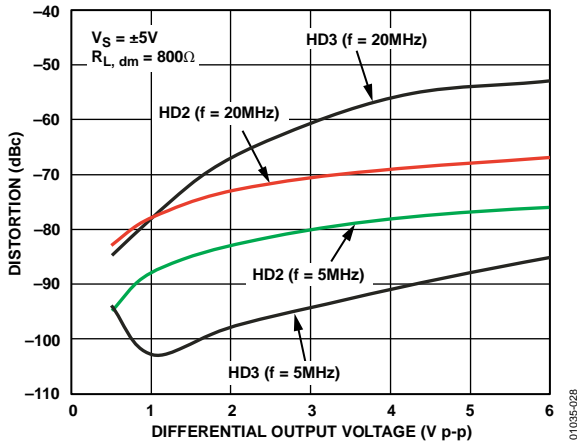


图23. 谐波失真与差分输出电压的关系, $G = +1$ (见图62)

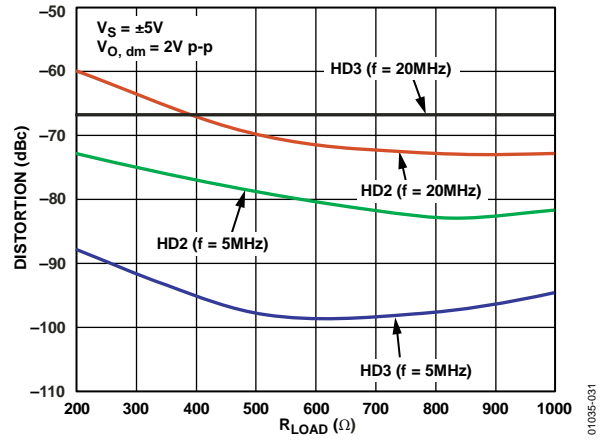


图26. 谐波失真与 R_{LOAD} 的关系, $G = +1$ (见图62)

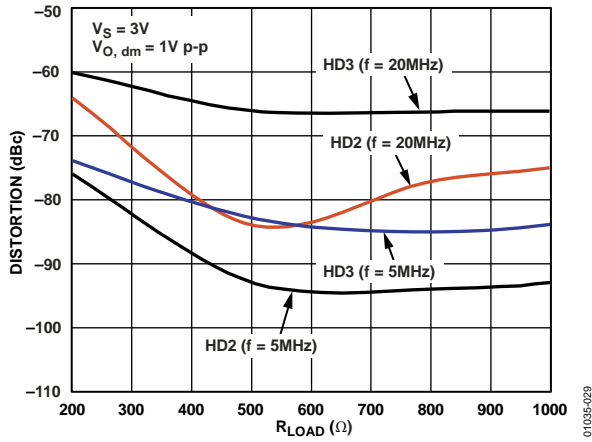


图24. 谐波失真与 R_{LOAD} 的关系, $G = +1$ (见图62)

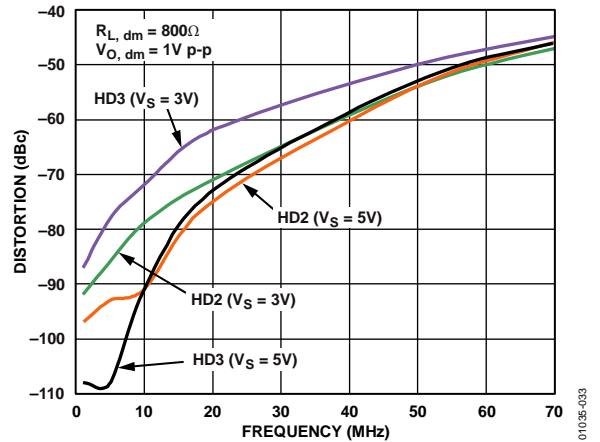


图27. 谐波失真与频率的关系, $G = +2$ (见图63)

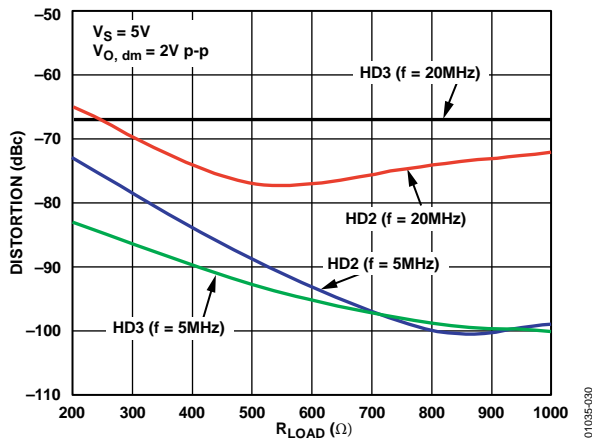


图25. 谐波失真与 R_{LOAD} 的关系, $G = +1$ (见图62)

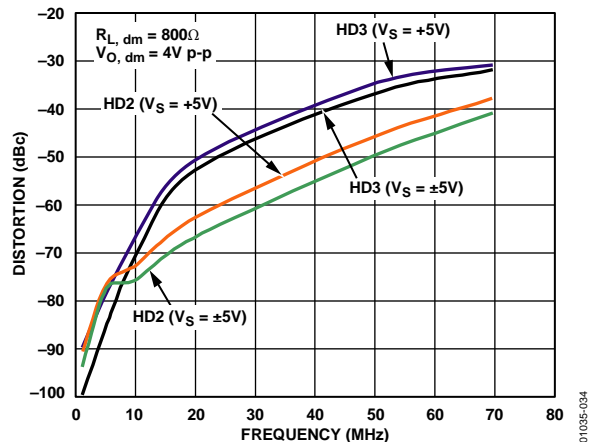


图28. 谐波失真与频率的关系, $G = +2$ (见图63)

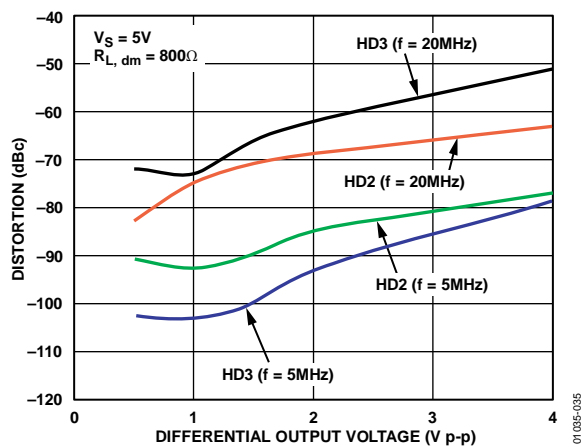


图29. 谐波失真与差分输出电压的关系, $G = +2$ (见图63)

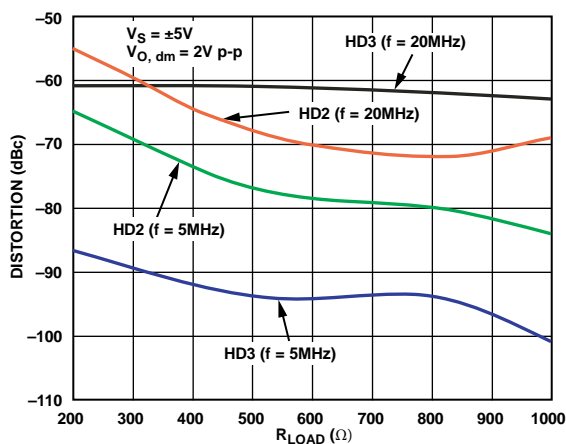


图32. 谐波失真与 R_{LOAD} 的关系, $G = +2$ (见图63)

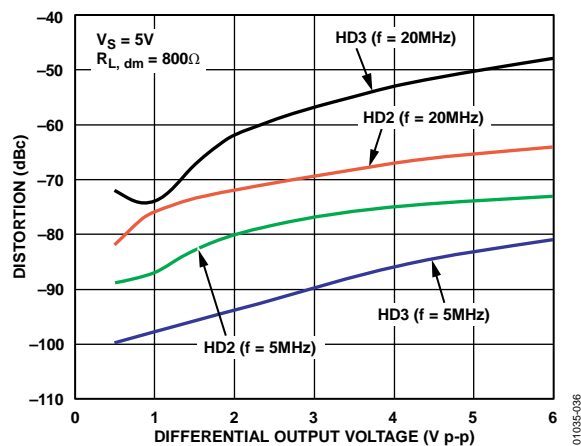


图30. 谐波失真与差分输出电压的关系, $G = +2$ (见图63)

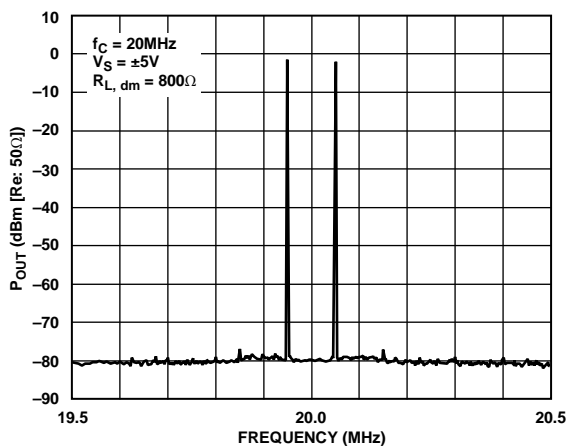


图33. 交调失真, $G = +1$

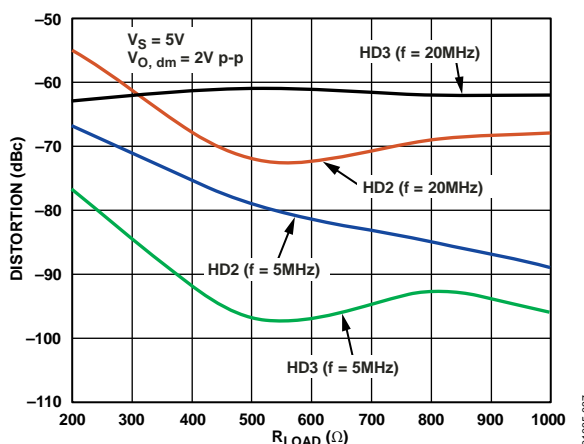


图31. 谐波失真与 R_{LOAD} 的关系, $G = +2$ (见图63)

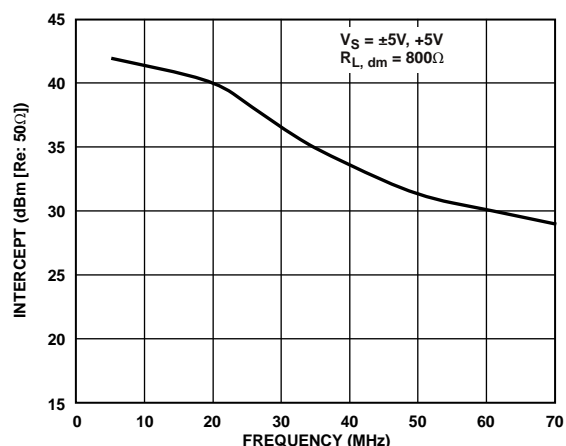


图34. 三阶交调截点与频率的关系, $G = +1$

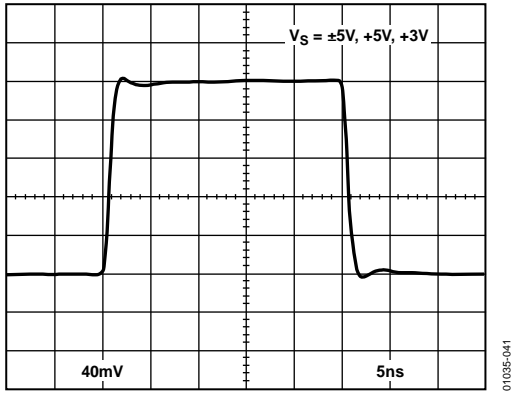


图35. 小信号瞬态响应, $G = +1$

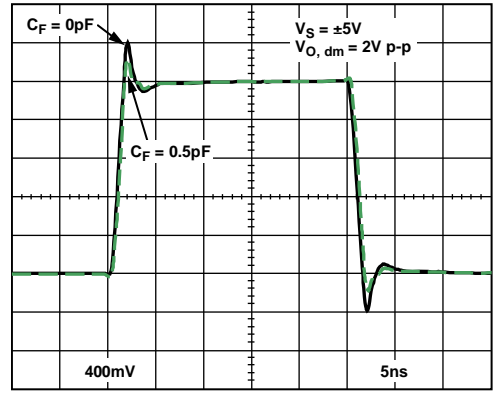


图36. 大信号瞬态响应, $G = +1$

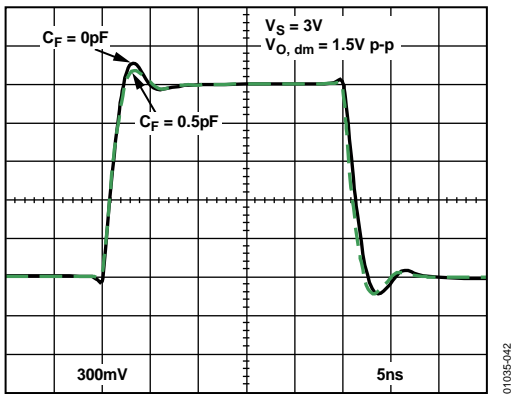


图36. 大信号瞬态响应, $G = +1$

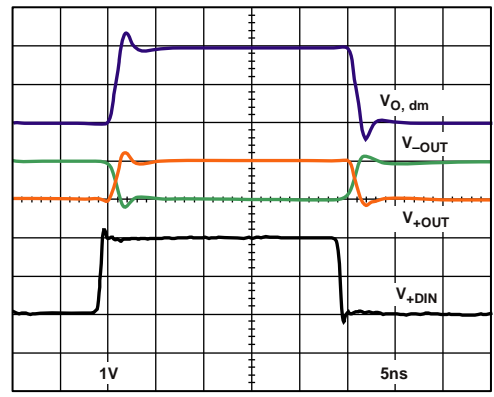


图36. 大信号瞬态响应, $G = +1$

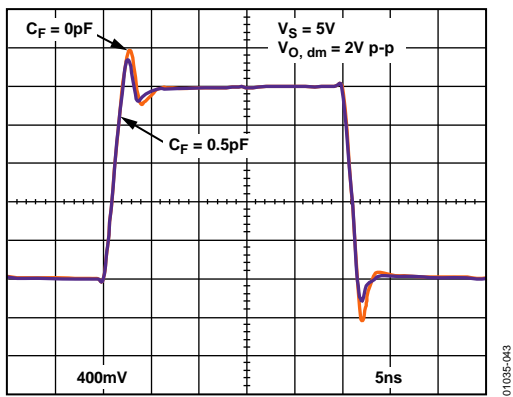


图36. 大信号瞬态响应, $G = +1$

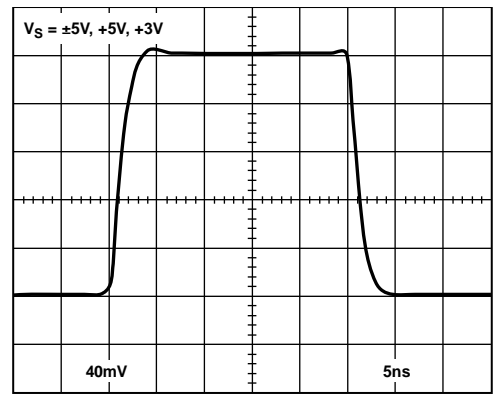


图40. 小信号瞬态响应, $G = +2$

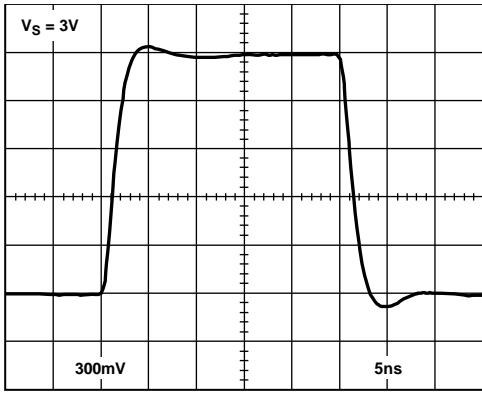


图41. 大信号瞬态响应, $G = +2$

01035-047

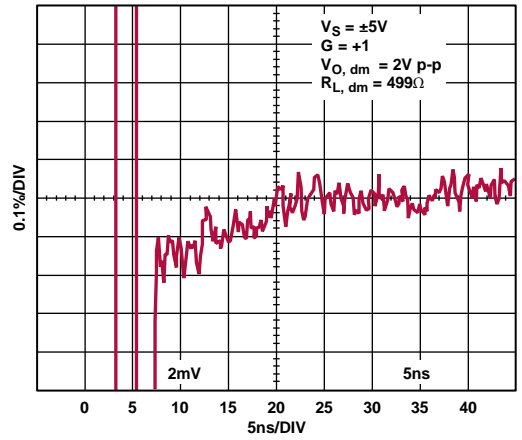


图44. 0.1%建立时间

01035-050

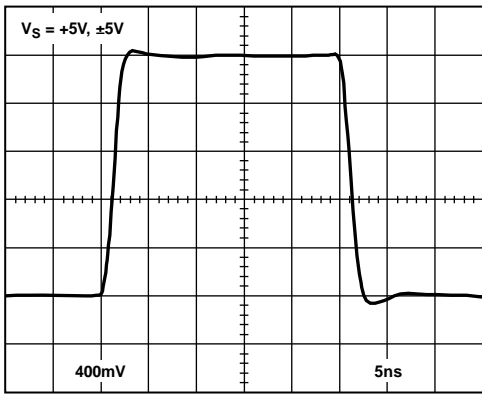


图42. 大信号瞬态响应, $G = +2$

01035-048

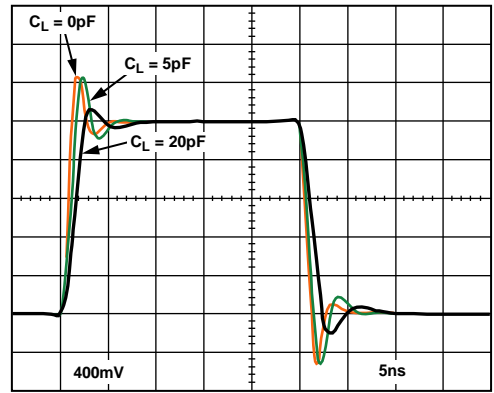


图45. 不同电容负载下的大信号瞬态响应(见图60)

01035-052

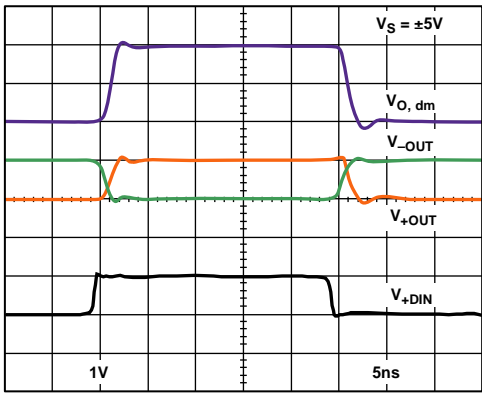


图43. 大信号瞬态响应, $G = +2$

01035-049

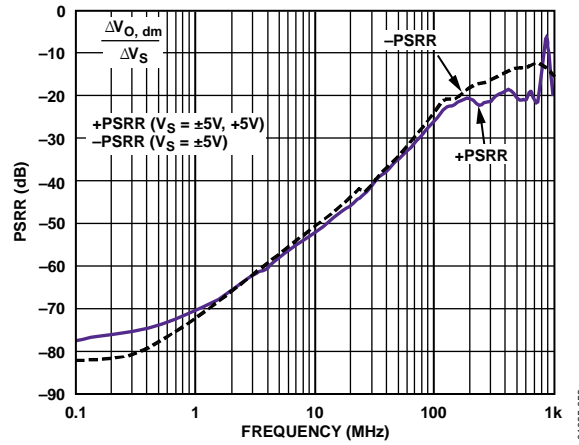


图46. PSRR与频率的关系

01035-053

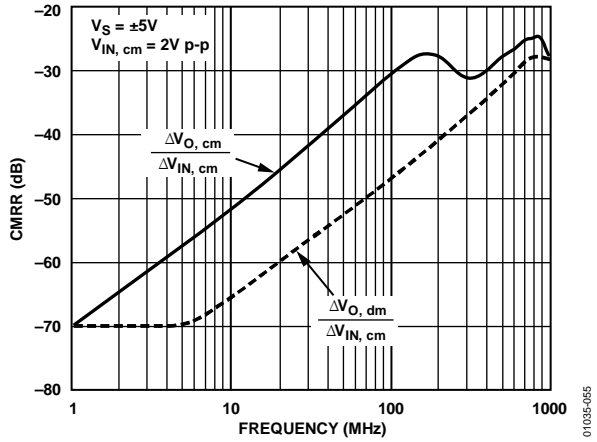


图47. CMRR与频率的关系(见图61)

01035-055

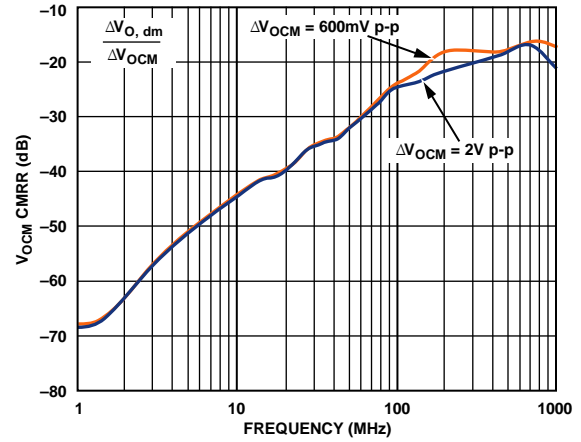


图50. V_{OCM} CMRR与频率的关系

01035-058

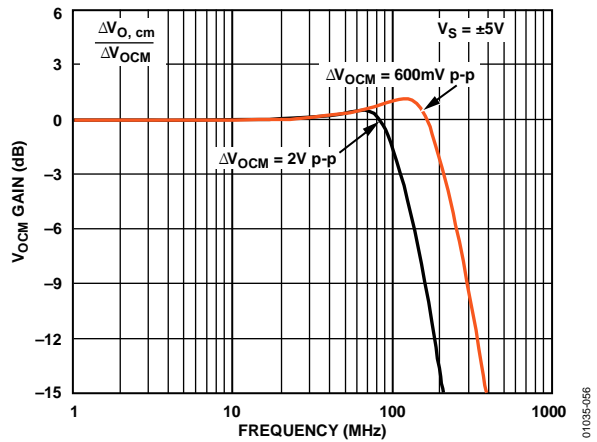


图48. V_{OCM} 增益响应

01035-056

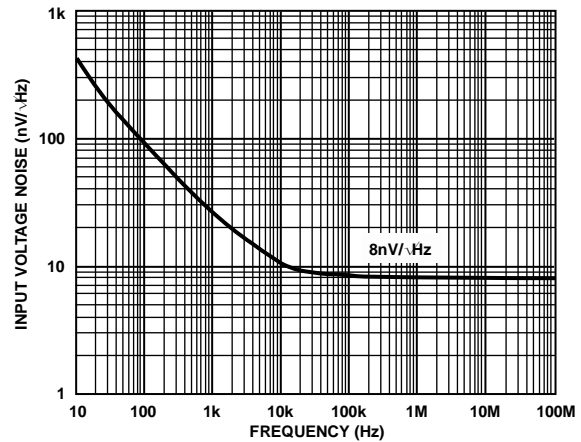


图51. 输入电压噪声与频率的关系

01035-059

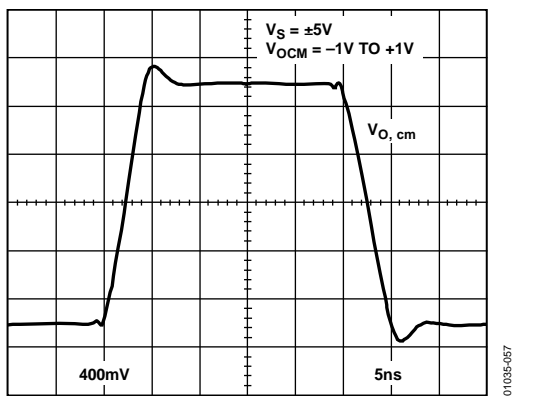


图49. V_{OCM} 瞬态响应

01035-057

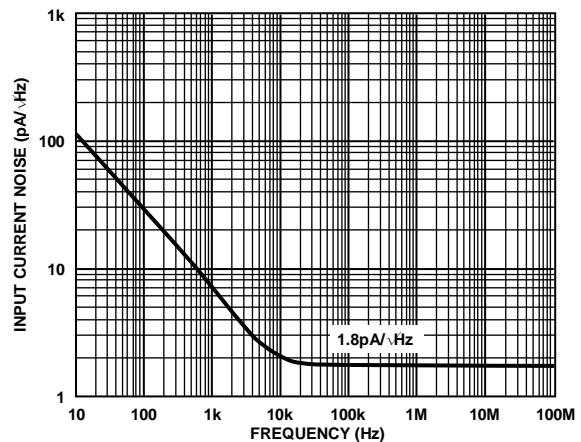


图52. 输入电流噪声与频率的关系

01035-060

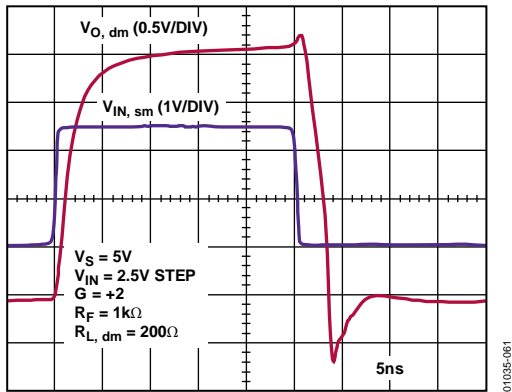


图53. 过驱恢复

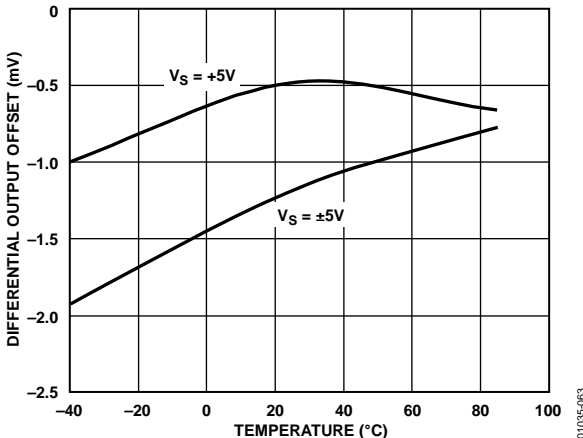


图55. 差分输出偏移电压与温度的关系

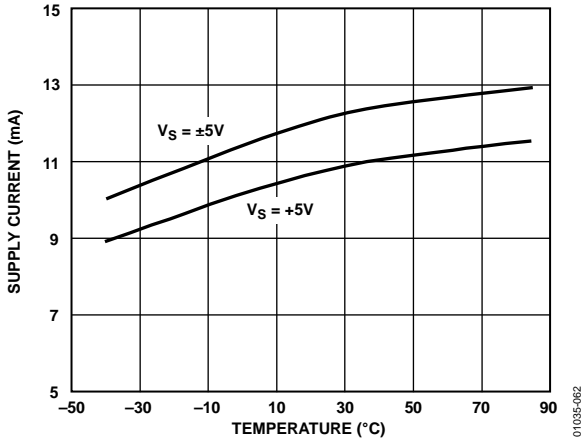


图54. 电源电流与温度的关系

测试电路

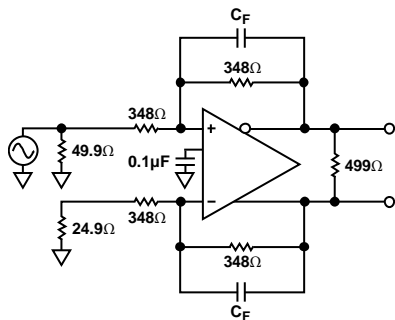
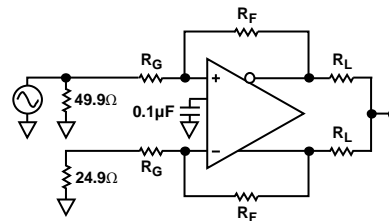


图56. 基本测试电路, $G = +1$

01035-005



$G = +1: R_F = R_G = 348\Omega, R_L = 249\Omega (R_{L, dm} = 498\Omega)$
 $G = +2: R_F = 1000\Omega, R_G = 499\Omega, R_L = 100\Omega (R_{L, dm} = 200\Omega)$

图59. 输出平衡的测试电路

01035-021

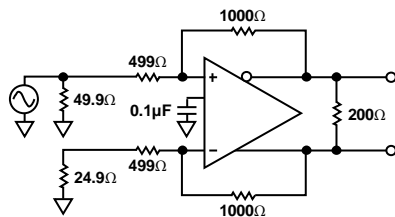


图57. 基本测试电路, $G = +2$

01035-014

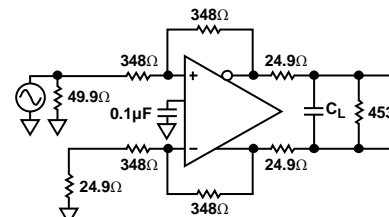


图60. 电容负载驱动的测试电路

01035-051

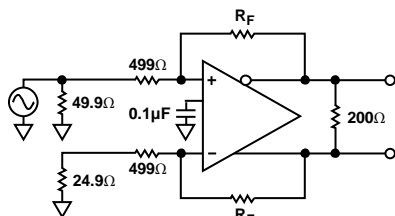
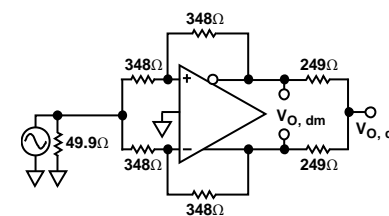


图58. 不同增益的测试电路

01035-019



NOTES
RESISTORS MATCHED TO 0.01%.

图61. CMRR测试电路

01035-054

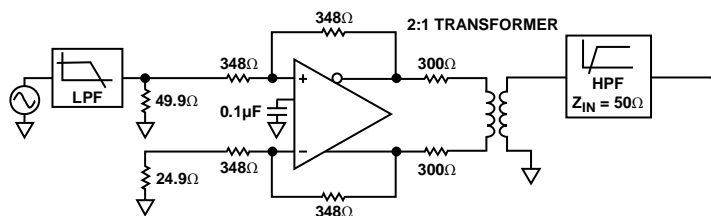


图62. 谐波失真测试电路, $G = +1, R_{L, dm} = 800\Omega$

01035-023

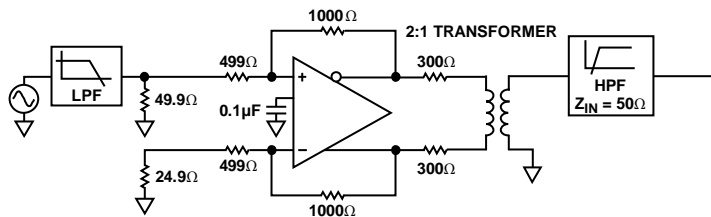


图63. 谐波失真测试电路, $G = +2, R_{L, dm} = 800\Omega$

01035-032

工作描述

术语定义

差分电压

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-OOUT引脚相对于同一基准电压的电压。

共模电压

共模电压指两个节点电压的平均值。输出共模电压定义为

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

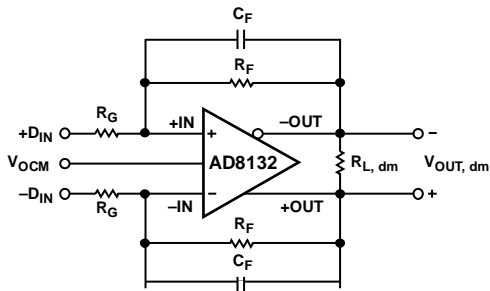


图64. 电路定义

基本电路工作原理

AD8132更有用且易于理解的一种用法是提供两个等比反馈网络。为了匹配寄生效应，这两个网络由两个等值反馈电阻(R_F)和两个等值增益电阻(R_G)构成。此电路如图64所示。

与常规运算放大器类似，AD8132有两个差分输入端，既可以使用差模输入电压($V_{IN,dm}$)驱动，也可以使用共模输入电压($V_{IN,cm}$)驱动。

还有一个在常规运算放大器中并不存在的输入端(V_{OCM})。该输入端与先前输入端完全分开。

另有两个互补的输出端，其响应可由差模输出($V_{OUT,dm}$)和共模输出($V_{OUT,cm}$)决定。

表10列出了从三类输入到两类输出的增益。

表10. 差模和共模增益

输入	$V_{OUT,dm}$	$V_{OUT,cm}$
$V_{IN,dm}$	R_F/R_G	0 (设计值)
$V_{IN,cm}$	0	0 (设计值)
V_{OCM}	0	1 (设计值)

如表10所列，差分输出($V_{OUT,dm}$)等于差分输入电压($V_{IN,dm}$)乘以 R_F/R_G 。此时，无论两个差分输入端均被驱动，还是只有一个输入端被驱动而另一输入端与基准电压（如接地电压）相关联，都无关紧要。如上表 $V_{OUT,dm}$ 列中两个为零的条目所示，两个共模输入对增益均无影响。

从 $V_{IN,dm}$ 到 $V_{OUT,cm}$ 的增益为0。并且，在一阶分析中，并不考虑反馈网络的比率匹配。AD8132中的共模反馈环路提供一种校正作用，可使该增益项保持最小值。“平衡误差”描述该增益项与0之间差别的大小程度。

从 $V_{IN,dm}$ 到 $V_{OUT,cm}$ 的增益直接取决于反馈网络的匹配。常规运算放大器中用到的类似传递函数称为“共模抑制比(CMRR)”。因此，如需获得高CMRR，则必须妥善匹配反馈比。

从 $V_{IN,dm}$ 到 $V_{OUT,cm}$ 的增益理想值为0，其一阶增益与反馈比匹配无关。与 $V_{IN,dm}$ 到 $V_{OUT,cm}$ 的增益一样，共模反馈环路使该项保持最低值。

仅当反馈比相匹配时，从 V_{OCM} 到 $V_{OUT,cm}$ 的增益才为理想值0。通过改变 V_{OCM} 产生的差分输出信号与反馈网络的不匹配程度相关。

V_{OCM} 通过单位增益传递函数控制输出共模电压 $V_{OUT,cm}$ 。对于等比反馈网络(如上述假设)，其对各输出的影响相同，即从 V_{OCM} 到 $V_{OUT,cm}$ 的增益为0。如果 V_{OCM} 不被驱动，则使用内部分压器将输出共模电压设为标称中间电源电压电平。建议在 V_{OCM} 处连接一个0.1 μ F的旁路电容。

使用不相等的反馈比时，与 $V_{OUT,dm}$ 关联的两个增益不等于零。这极大地增加了数学分析的复杂程度，加大了器件工作原理的理解难度。

工作原理

AD8132与常规运算放大器的不同之处在于，其外部有一个附加的输入端和一个附加的输出端。附加输入端 V_{OCM} 用于控制输出共模电压。附加输出端相当于常规运算放大器单端输出的模拟互补输出。在工作时，AD8132采用两个反馈环路，常规运算放大器则采用单个环路。虽然这种配置为各种新型电路的设计提供了极大自由，但仍然可以使用运算放大器的基本原理来分析其工作模式。

其中一个反馈环路用于控制输出共模电压 $V_{OUT,cm}$ ，其输入为 V_{OCM} （引脚2），输出为两个差分输出（+OUT和-OUT）的共模电压或平均电压。该电路的增益从内部设定为单位增益。AD8132在其线性区域工作时，这种设置将确立一种运算约束，即： $V_{OUT,cm} = V_{OCM}$ 。

第二个反馈环路用于控制差分运算。与运算放大器类似，传递函数的增益和增益成形可通过添加无源反馈网络进行控制。不过，只需要一个反馈网络即可完全闭环，并完全约束运算，但根据所需功能，也可使用两个反馈网络。这是由于有两个均相对于差分输入端反向的输出端。

AD8132的一般用法

此处针对一阶分析提出几条假设，这些也是用于运算放大器分析的典型假设。

- 输入偏置电流足够小，可忽略不计。
- 输出阻抗无限低。
- 开环增益无限大，可将放大器驱动至输入差分电压为0的状态。
- 假定失调电压为0。

尽管可用纯差分输入驱动AD8132，但许多应用均要求采用带有单端输入和差分输出的电路。

对于单端转差分电路，未被驱动的输入端的RG连接至基准电压或接地电压，其他条件将在之后章节中加以介绍。另外，假定 V_{OCM} 及 $V_{OUT,cm}$ 处的电压为接地电压。图67所示为采用AD8132的此类电路的一般原理图，其中包括两个反馈通道。

对于每个反馈网络，可定义一个反馈系数，该系数为输出信号反馈回异号输入端的一小部分。这些项为：

$$\beta_1 = R_{G1}/(R_{G1} + R_{F1})$$

$$\beta_2 = R_{G2}/(R_{G2} + R_{F2})$$

反馈系数 β_1 用于驱动端，而反馈系数 β_2 则用于连接至基准电压(地)的一端。另需注意，各反馈系数可能为0与1之间的任意数。

可由以下公式推导出单端转差分增益等式(适用于所有 β_1 和 β_2 值)：

$$G = \frac{2(1 - \beta_1)}{(\beta_1 + \beta_2)}$$

这个表达式不太直观，但另外一些示例更能揭示其含义。但显而易见的是， β_1 容差误差和 β_2 容差误差对增益的影响并不相同。

无电阻差分放大器(高输入阻抗反相放大器)

最简单的可行闭环电路不需要任何电阻，如图70所示。在此电路中， β_1 等于0，而 β_2 等于1。增益等于2。

要计算增益，更为直观的方法是通过简单检验。+OUT连接到-IN，后者电压在平衡条件下等于+IN处电压。因此， $+V_{OUT}$ 等于 V_{IN} ，且此路径中增益为1。受共模约束影响，-OUT必须在与+OUT相反的方向上摆动，其效应就是造成输出信号倍增，因此会产生大小为2的增益。

该电路可以提供一种有用的功能，即高输入阻抗反相器。如果忽略+OUT，则增益为1，从+IN至-OUT形成高输入阻抗放大器。除非使用另一放大器进行缓冲，大多数常规运算放大器反相器的阻抗都相对较低。

假设 V_{OCM} 为中间电源电压。因为仍存在 $+V_{OUT}$ 必须等于 V_{IN} 的限制，改变 V_{OCM} 电压不会改变 $+V_{OUT}$ (等于 V_{IN})。因此，改变 V_{OCM} 的效应必然呈现在-OUT处。

例如，如果 V_{OCM} 升高1 V，则 $-V_{OUT}$ 一定会增加2 V。这使 $V_{OUT,cm}$ 也增加1 V，因为它定义为两个差分输出电压的平均值。这意味着从 V_{OCM} 至差分输出的增益为2。

其他 $\beta_2 = 1$ 电路

前述 $\beta_2 = 1$ 及增益2的简单配置是在此条件下可以实现的最高增益电路。由于之前 β_1 等于0，因此 β_1 值只能更大。 β_1 值更大时，电路增益会小于2。但是， β_1 等于1的电路并不可行，因为此类电路没有有效的输入并会导致增益为0。

要使 β_1 从0向上增加，必须在一个反馈网络中添加两个电阻。 β_1 值大于0的一般电路如图69所示。这样可以得到两个不同的方便增益：当 β_1 等于1/3时，增益为1；当 β_1 等于0.6时，增益为0.5。

这些电路中 β_2 等于1时， V_{OCM} 用作基准电压来测量输入电压和个别输出电压。一般情况下，当反馈网络不匹配的电路中 V_{OCM} 发生变化时，就会产生一个与施加的 V_{OCM} 电压成比例的差分输出信号。

β_2 变化

虽然 $\beta_2 = 1$ 电路将 β_2 设为1，但将 β_2 设为0也可以得到另一类简单电路。这意味着从+OUT到-IN没有任何反馈。这类电路和常规反相运算放大器非常相似。不过，AD8132电路具有可单独分析的附加输出端和共模输入端(见图71)。

在-IN接地时，+IN变成虚拟地，也就是说该术语适用于常规运算放大器。两个输入必须保持相同电压以均衡运行，因此如果一个接地，则另一个要驱动至地。正如常规运算放大器一样，输入阻抗也可视为等于 R_G 。

但在此情况下，正输入和负输出均可用于反馈网络。因为常规运算放大器不具有负输出，只有其反相输入可用于反馈网络。AD8132是对称的，因此任何一端的反馈网络均可用于产生相同的结果。

因为+IN为求和点，与常规运算放大器相似，从 V_{IN} 到-OUT的增益为 $-R_F/R_G$ 。无论 V_{OCM} 上的电压如何，这均适用，并且因为+OUT会在-OUT的相反方向上移动相同的数量，整体增益为 $-2(R_F/R_G)$ 。

V_{OCM} 仍决定 $V_{OUT, cm}$ ，因此+OUT必须是 V_{OCM} 变化时唯一会移动的输出。因为 $V_{OUT, cm}$ 是两个输出的平均值，+OUT必须在 V_{OCM} 的相同方向上移动多达两倍以产生适当的 $V_{OUT, cm}$ 。因此，从 V_{OCM} 到+OUT的增益必须为2。

当这些电路中 β_2 等于0时，正如常规运算放大器在反相模式下的情况一样，该增益理论上可设为从接近0到无穷大范围内的任何值。不过，实际限制和寄生效应将可接受增益的范围限制在更适中的几个值。

$\beta_1 = 0$

还有另一类电路从-OUT到+IN没有任何反馈。这时 $\beta_1 = 0$ 。在“无电阻差分放大器(高输入阻抗反相放大器)”部分中介绍的无电阻差分放大器满足这种条件，但它只在 $\beta_2 = 1$ 时存在。如前所述，该电路增益等于2。

如果该电路中 β_2 降至1以下，则更小部分的 $+V_{OUT}$ 会反馈回-IN，而增益会增加(见图68)。除了存在额外互补输出外，该电路与同相运算放大器配置极其相似。因此，整体增益是同相运算放大器的两倍，也即 $2 \times (1 + R_{F2}/R_{G2})$ 或 $2 \times (1/\beta_2)$ 。

同样地，当 V_{OCM} 发生变化时，两个输出受到影响的方式并不相同，因此通过更改 V_{OCM} 不仅能够以单位增益改变 $V_{OUT, cm}$ ，而且还会影响 $V_{OUT, dm}$ 。

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：

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

要计算出图64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。有关各闭环增益下的输出噪声电压密度估算值，请参阅表11。

表11. 特定增益下的建议电阻值和噪声性能

增益	R_G (Ω)	R_F (Ω)	带宽 -3 dB (MHz)	输出噪声 AD8132 Only (nV/ \sqrt{Hz})	输出噪声 AD8132 + R_G, R_F (nV/ \sqrt{Hz})
1	499	499	360	16	17
2	499	1.0 k	160	24.1	26.1
5	499	2.49 k	65	48.4	53.3
10	499	4.99 k	20	88.9	98.6

AD8132

当AD8132用于 $\beta_1 \neq \beta_2$ 的增益配置时，由于 V_{OCM} 电路中存在折合到输入端的电压噪声，因此会出现差分输出噪声，具体如下列公式所示：

$$V_{OND} = 2 V_{NOCM} \left[\frac{\beta_1 - \beta_2}{\beta_1 + \beta_2} \right]$$

其中：

V_{OND} 为输出差分噪声。

V_{NOCM} 为 V_{OCM} 上折合到输入端的电压噪声。

计算应用电路的输入阻抗

图64所示电路的有效输入阻抗(在 $+D_{IN}$ 和 $-D_{IN}$ 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：

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

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

AD8132针对以电平转换、以地为基准的输入信号进行优化。对于单端输入，这就意味着当图64中放大器的负电源电压(V^- 处)设为0 V时， $-D_{IN}$ 处的电压也为0。

设置输出共模电压

AD8132的 V_{OCM} 引脚采用内部偏置，偏置电压约等于电源电压的中点值(V^+ 和 V^- 处电压的平均值)。使用该内部偏置得到的输出共模电压与预期值的偏差约在100 mV之内。

对于需要对输出共模电平进行更精确控制的情况，建议使用外部源或电阻分压器(其中， $R_{SOURCE} < 10 \text{ k}\Omega$)。“技术规格”部分列出的输出共模失调值假定 V_{OCM} 输入由低阻抗电压源驱动。

驱动容性负载

纯容性负载可与AD8132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。该附加电容必须非常小，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60所示。

开环增益和相位

开环增益和相位曲线图如图65和图66所示。

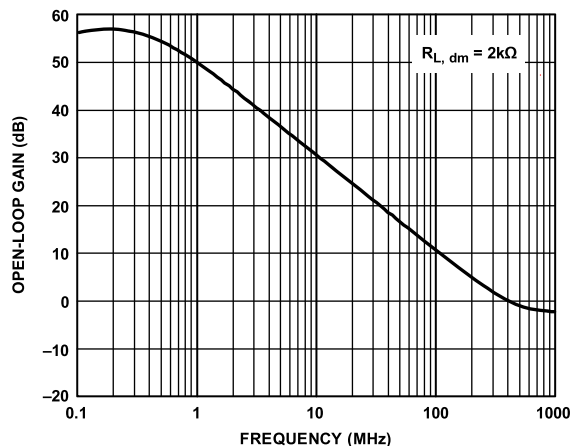


图65. 开环增益与频率的关系

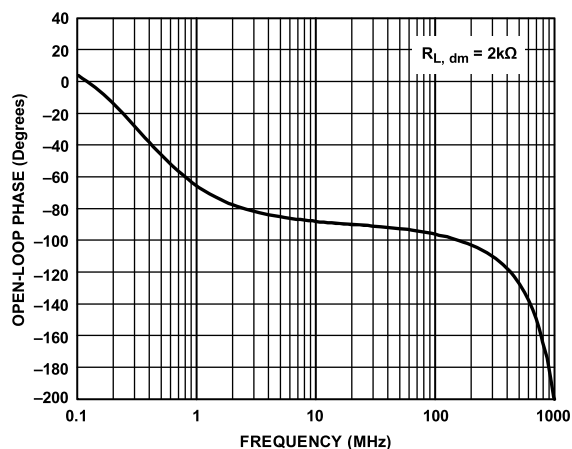


图66. 开环相位与频率的关系

布局布线、接地和旁路

AD8132作为高速器件，对其所工作的印刷电路板(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AD8132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)与接地层保持数毫米的距离，并从内层和输入引脚底下电路板的相反一侧去除该地。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。

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。针对每个电源使用0.01 μF 至0.1 μF 的电容器进行此旁路。在较远的地方，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，都必须提供匹配长度的对称布局，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，以尽量降低形成的环路面积。这样可以降低辐射能量，并使电路不容易受干扰影响。

电路

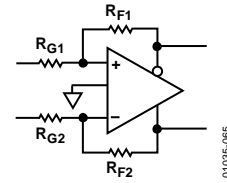


图67. 典型四电阻反馈电路

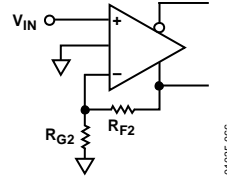


图68. $\beta_1 = 0$ 的典型电路

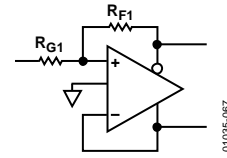


图69. $\beta_2 = 1$ 的典型电路

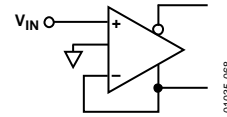


图70. $\beta_1 = 0$ 且 $G = +2$ 的电路，无电阻

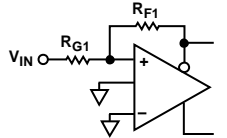


图71. $\beta_2 = 0$ 的典型电路

应用信息

模数驱动器

许多最新的高速ADC都采用单电源供电并具有差分输入。因此，除了具有较低失真和噪声外，这类器件的驱动器可将单端信号转换为差分信号并提供输出共模电平转换。在驱动10位、40MSPS ADC AD9203时，AD8132可轻松地执行这些功能。

在图73中，1 V p-p信号驱动采用单位增益配置的AD8132输入端。AD8132和AD9203均采用3 V单电源供电。分压器在中间电源下偏置 V_{OCM} ，进而驱动 $V_{OUT,cm}$ 至电源电压的一半。这在AD9203的共模范围内。

ADC和驱动器之间是一个单极差分滤波器，用以帮助过滤部分噪声并协助ADC的开关电容输入。每个ADC输入端均由1.25 V dc至1.75 V dc范围内的0.5 V p-p信号驱动。图72所示为时钟速率为40 MSPS而输入频率为2.5 MHz时电路性能的FFT曲线图。

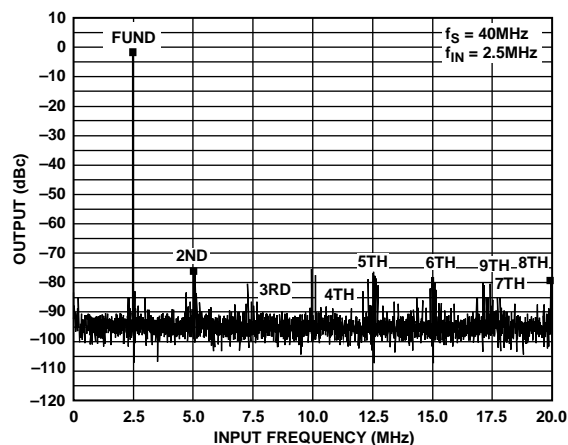


图72. 用AD8132驱动AD9203的FFT响应

平衡电缆驱动器

驱动双绞线电缆时，最好只将纯差分信号输入线路中。如果信号为纯差分(完全平衡)信号，且传输线路为平衡双绞线，则可将信号辐射降至最低。

互补电场将主要限制在两条双绞导线之间的空间中，而不会从电缆中大量辐射出去。电缆中的电流会产生磁场，而磁场会产生一定辐射。但是，扭绞会降低辐射量，因为对于每对扭绞，两个相邻双绞线磁场极性相反。如果扭绞节距足够小，这些小磁场环路将容纳大部分磁通量，远场磁场强度可忽略不计。

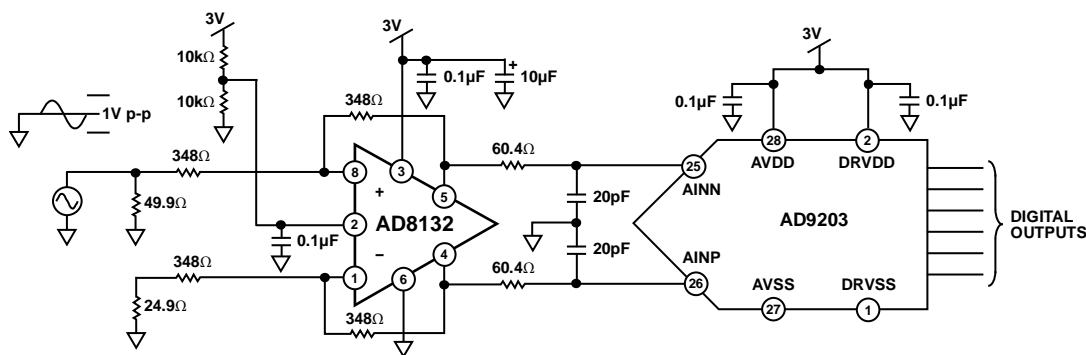


图73. 用AD8132驱动10位40 MSPS ADC AD9203

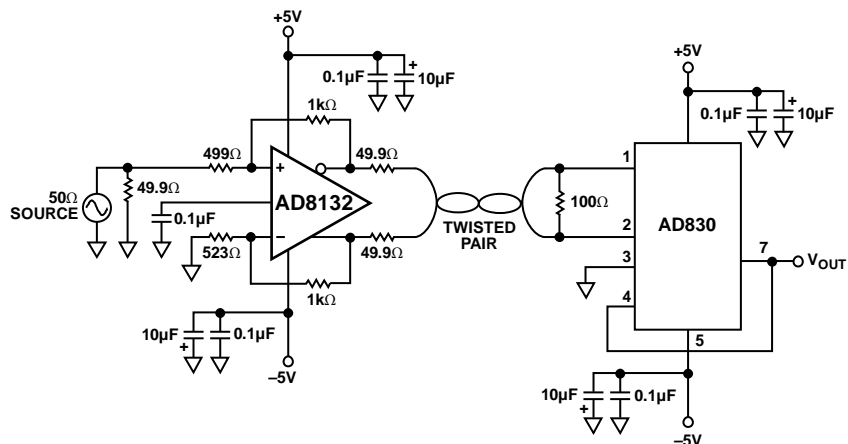


图74. 使用AD8132和AD830的平衡线路驱动器和接收器

差分驱动信号的任何不平衡将在电缆中表现为共模信号，相当于用共模信号驱动的单线。此时，该电缆充当着天线的作用而会产生辐射。因此，为了最大程度地降低驱动差分双绞线电缆时产生的辐射，请确保差分驱动信号高度平衡。

AD8132中的共模反馈环路有助于最大程度地降低输出端的共模电压量，因而可用于设计高度平衡的差分线路驱动器。图74所示为以AD8132作为平衡线路驱动器并以AD830作为差分接收器来配置单位增益的应用。这种电路使用10米5类电缆。

发射均衡器

无论传输线路长度如何，其上传输的信号都会发生衰减。而且频率越高，这种效应就越严重。一种补偿办法是使用均衡器电路来增强发射器电路中的高频成分，从而减弱电缆接收端的衰减效应。

通过在较高频率下降低反馈网络中 R_C 元件的阻抗，可增加高频增益。图75所示为一个双通道线路驱动器的增益部分，该驱动器的RG电阻与10 pF电容并联。其效应如图76中的频率响应曲线所示。

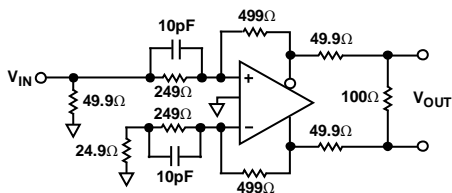


图75. 升频电路

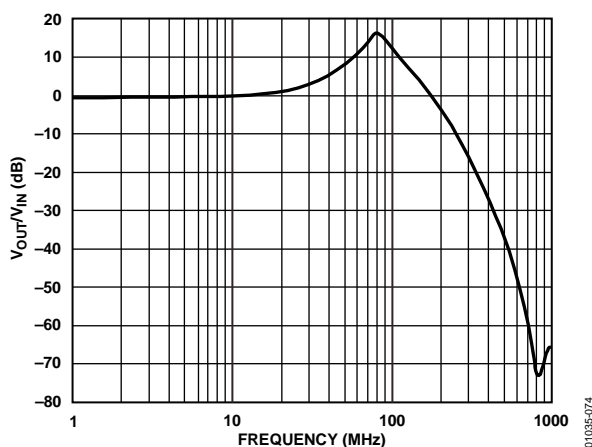


图76. 发射升压电路的频率响应

低通差分滤波器

与运算放大器类似，可通过AD8132构建各类有源滤波器。这类滤波器可采用单端输入和差分输出，驱动差分ADC时可提供抗混叠功能。

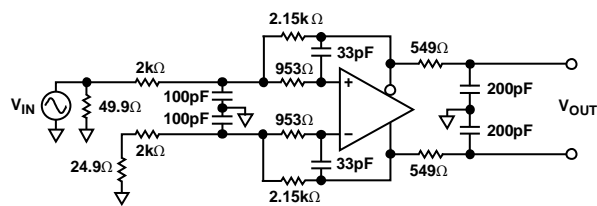


图77. 1 MHz、3极点差分输出低通多反馈滤波器

图77为一种低通多反馈滤波器的电路原理图。有源部分含有两个极点，输出端还有另外一个极点。该滤波器设计的-3 dB频率为1 MHz。

实际测得的-3 dB频率为1.12 MHz，如图78所示。

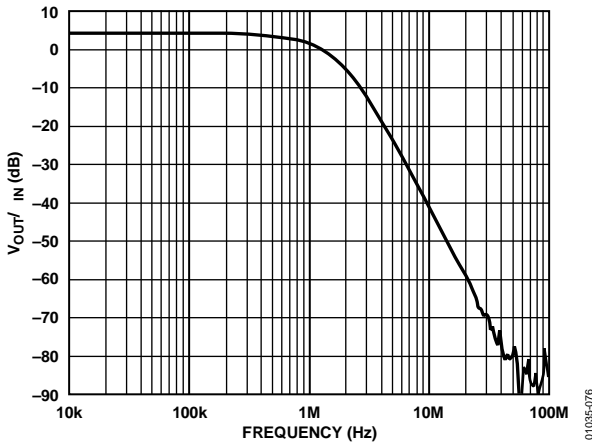


图78. 1 MHz低通滤波器的频率响应

高共模输出阻抗放大器

通过更改与 V_{OCM} (引脚2)的连接可将共模从低阻抗更改成高阻抗。如果主动将 V_{OCM} 设为一个特定电压，则AD8132会以相对较低的输出阻抗强制 $V_{OUT,cm}$ 输出相同电压。之前的所有分析均假定此输出阻抗任意无限低，足以驱动该电路上的负载状况。

但是，有些应用受益于高共模输出阻抗。这可通过图79所示的电路来实现。

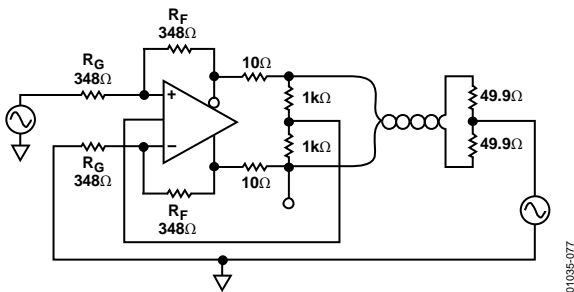


图 79. 高共模输出阻抗差分放大器

V_{OCM} 由测量输出共模电压的电阻分压器驱动。因而，共模输出电压采取被驱电路所设定的值。此时，它来自于10米长5类双绞线电缆接收端的端接中心点。

如果接收端共模电压设为地，则它在接收端清楚定义。电缆上因噪声而拾取的任何共模信号都会出现在发射端并必须被发射器所吸收。因而，发射器必须具有足够的共模输出范围来吸收耦合到电缆上的全幅共模信号并进而防止出现削波现象。

从另一个方面来看，该电路会执行有时称为变压器动作的操作。主要差别在于AD8132可以通过直流，而变压器则不能。

变压器还可轻松配置为具有高或低共模输出阻抗。如果变压器中心抽头连接至固定基准电压源，则它设定变压器副边的共模电压。此时，如果其中一个差分输出端接地，则另一输出端的差分输出信号为一半。这样可以将共模电压保持为接地电压，而且由于中心抽头连接也必须如此。这点类似于在低输出阻抗共模下运行的AD8132(见图80)。

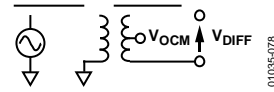


图80. 低输出阻抗副边设为 V_{OCM} 的变压器

如果变压器副边的中心抽头可如图81所示浮动(或如果没有中心抽头)，则变压器具有高共模输出阻抗。这意味着副边共模取决于其连接的对象，而与变压器自身无关。

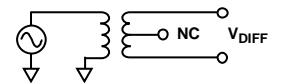


图 81. 高输出阻抗副边的变压器

如果变压器的其中一个差分端接地，则另一端会随全输出电压而摆动。这意味着输出电压的共模为差分输出电压的一半。但是，这表明未通过低阻抗将共模强制设为特定电压。可通过其他输出端子轻松地将共模输出电压更改为任何电压。

当图79的其中一个输出端接地时，AD8132可展现相同的性能。另一输出在全差分输出电压下摆动。共模信号通过 V_{OCM} 输出和输入上的分压器来测量。然后将 $V_{OUT,cm}$ 驱动至相同电压。在较高频率下，必须尽可能减少 V_{OCM} 节点上的电容，否则相移可能会损害性能。也可以降低分压器电阻以获得更出色的频率响应。

全波整流器

利用AD8132的平衡输出端和一对肖特基二极管可构成一种超高速全波整流器。这种电路可用于测量交流电压和执行其他计算任务。

图82所示即为这样一种电路配置。AD8132的每个输出端驱动一个HP2835肖特基二极管的阳极。选择这些肖特基二极管的原因是它们支持高速工作。在较低频率下(大约低于10 MHz)，可使用1N4148之类的硅信号二极管。两个二极管的阴极相互连接，且该输出节点通过一个100 Ω电阻接地。

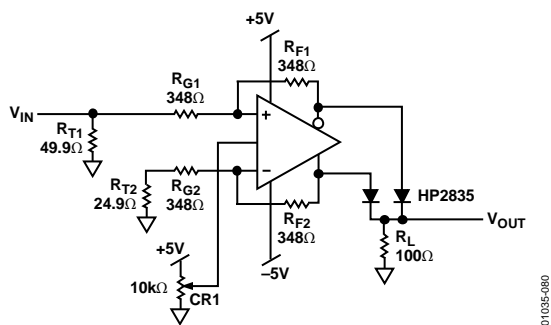


图 82. 全波整流器

当差分输出电压为零时，二极管需要工作在略呈正偏的状态。对于肖特基二极管，该电压值约为400 mV。通过CR1可以方便地调节正偏量，而在本电路中，CR1可以提高或降低 $V_{OUT,cm}$ 而不形成差分输出电压。

这种电路的优点之一是，当二极管在环路中反转其极性时，反馈环路不会暂时断开。这种方案有时用于采用常规运算放大器的全波整流器中。当频率超过约1 MHz时，这种常规电路表现欠佳。

如果正偏不足(即 $V_{OUT,cm}$ 过低)，全波整流输出波形的较低尖波峰会被圆化。另外，随着频率的增加，较低波峰也趋于圆化。可增加正偏，以在较高频率下产生更尖的波峰。

目前没有一种可靠的、可以完全量化的全波整流器性能测量方法。由于理想波形存在周期性的尖锐不连续点，所以会存在无频率上限的(主要为偶次)谐波。然而，对于实际电路来说，随着频率的增加，较高谐波会发生衰减，低频下存在的尖波峰会显著圆化。

当电路工作频率高达300 MHz时，虽然其仍处于工作状态，但输出中保留的主要为二次谐波。其看似600 MHz的正弦波。图83的示波器曲线图给出的是在100 MHz、2.5 V p-p 输入驱动下的输出。

有时二次谐波发生器非常有用，比如用于产生一个时钟来对DAC进行2倍过采样。如果将本电路的输出通过一个低通滤波器，则可将其用作二次谐波发生器。

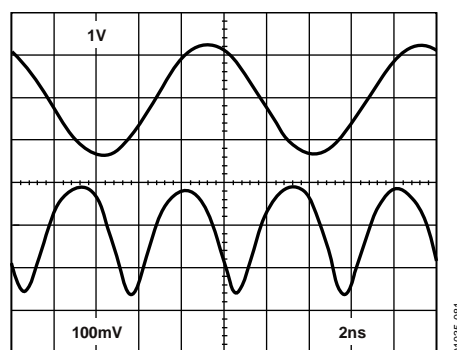


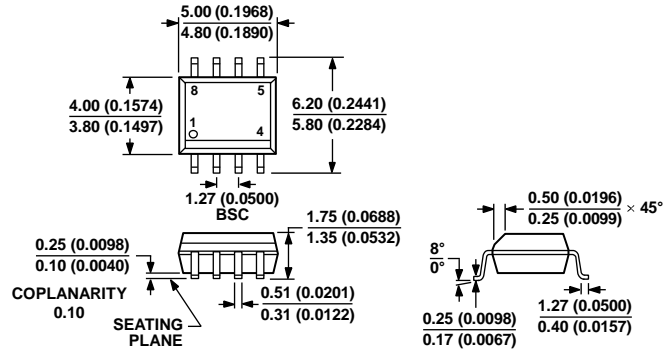
图83. 100 MHz输入下的全波整流器响应

汽车应用级产品

AD8132W通过AEC-Q100汽车应用认证。本产品提供定制版本以满足严格的汽车性能和质量要求。

AD8132

外形尺寸

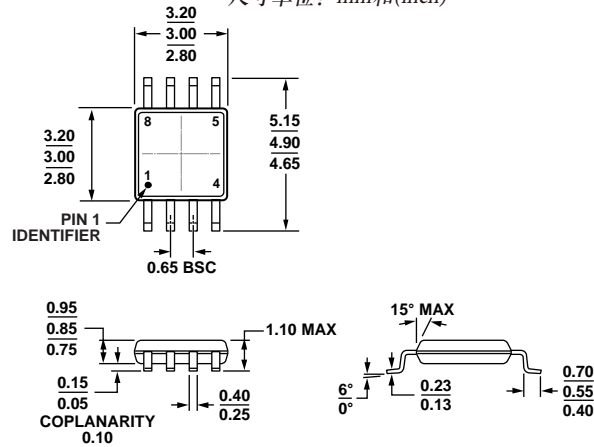


COMPLIANT TO JEDEC STANDARDS MS-012-AA
CONTROLLING DIMENSIONS ARE IN MILLIMETERS; INCH DIMENSIONS (IN PARENTHESES) ARE ROUNDED-OFF MILLIMETER EQUIVALENTS FOR REFERENCE ONLY AND ARE NOT APPROPRIATE FOR USE IN DESIGN.

012407-A

图84. 8引脚标准小型封装[SOIC_N]
窄体(R-8)

尺寸单位: mm和(inch)



COMPLIANT TO JEDEC STANDARDS MO-187-AA

图85. 8引脚超小型封装[MSOP]
(RM-8)

尺寸单位: mm

091705-A

订购指南

型号	温度范围	封装描述	封装选项	标识	订购数量
AD8132AR	-40°C 至 +125°C	8引脚 SOIC_N	R-8		
AD8132AR-REEL	-40°C 至 +125°C	8引脚 SOIC_N, 13" 卷带和卷盘	R-8		2,500
AD8132AR-REEL7	-40°C 至 +125°C	8引脚 SOIC_N, 7" 卷带和卷盘	R-8		1,000
AD8132ARZ ¹	-40°C 至 +125°C	8引脚 SOIC_N	R-8		
AD8132ARZ-RL ¹	-40°C 至 +125°C	8引脚 SOIC_N, 13" 卷带和卷盘	R-8		2,500
AD8132ARZ-R7 ¹	-40°C 至 +125°C	8引脚 SOIC_N, 7" 卷带和卷盘	R-8		1,000
AD8132ARM	-40°C 至 +125°C	8引脚 MSOP	RM-8	HMA	
AD8132ARM-REEL	-40°C 至 +125°C	8引脚 MSOP, 13" 卷带和卷盘	RM-8	HMA	3,000
AD8132ARM-REEL7	-40°C 至 +125°C	8引脚 MSOP, 7" 卷带和卷盘	RM-8	HMA	1,000
AD8132ARMZ ¹	-40°C 至 +125°C	8引脚 MSOP	RM-8	HMA#	
AD8132ARMZ-REEL ¹	-40°C 至 +125°C	8引脚 MSOP, 13" 卷带和卷盘	RM-8	HMA#	3,000
AD8132ARMZ-REEL7 ¹	-40°C 至 +125°C	8引脚 MSOP, 7" 卷带和卷盘	RM-8	HMA#	1,000
AD8132WARMZ-R7 ^{1, 2}	-40°C 至 +125°C	8引脚 MSOP, 7" 卷带和卷盘	RM-8	H14	1,000

¹Z = RoHS兼容器件, #表示RoHS兼容器件的产品可能在顶部或底部进行标识。

²汽车应用认证产品。

注释

AD8132

注释