

OPA695超宽带电流反馈运算放大器, 禁用

1特点

- 增益= +2带宽 (1400 MHz)
- 增益= +8带宽 (450 MHz)
- 输出电压摆幅: ± 4.2 V
- 超高摆率: 4300 V / μ s 微秒
- 三阶截取: > 40 dBm ($f < 50$ MHz)
- 低功耗: 129 mW
- 低失效功率: 0.5 mW
- 封装: SOIC-8, VSSOP-8, SOT23-6

2应用程序

- 非常宽带ADC驱动器
- 低成本精密中频放大器
- 宽带视频线路驱动器
- 便携式仪器
- 有源滤波器
- ARB波形输出驱动器
- OPA685性能升级

3说明

OPA695是高带宽, 电流反馈运算放大器, 结合了一个例外 4300-V / μ s 压摆率和低输入电压噪声 提供精确, 低成本, 高动态范围 中频 (IF) 放大器. 优化 高增益操作, OPA695非常适合 缓冲IF中的表面声波 (SAW) 滤波器 或者以低失真传送高输出功率 用于有线调制解调器上行线路驱动器在较低 增益, 1400兆赫的更高带宽是可以实现的, 使OPA695成为一款出色的视频线路驱动程序 支持高分辨率的RGB应用程序.

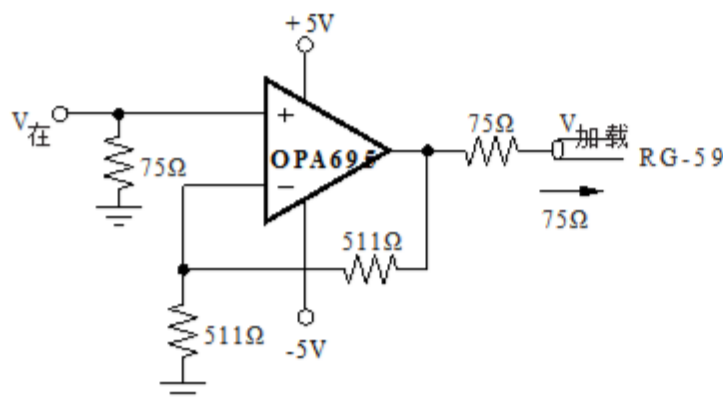
OPA695的低12.9-mA电源电流正是如此 在+ 25°C修剪. 这个修剪, 以及一个低 温度漂移, 低系统功耗 温度. 系统功率可能会进一步降低 使用可选的禁用控制引脚. 离开这个引脚 打开或保持高电平, 可以正常工作. 如果 拉低, OPA695电源电流下降到更低 比170 μ A. 这个节电功能, 以及 超常的单+ 5V操作和超小型 SOT23-6封装, 使OPA695成为理想之选 便携式应用.

设备信息 (1)

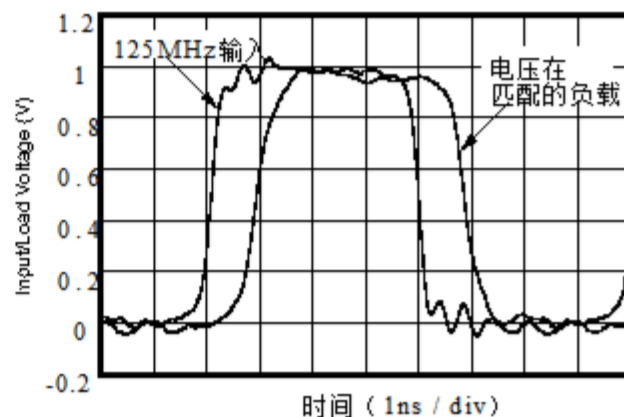
零件号	包	身体尺寸 (NOM)
OPA695	SOT-23 (6)	1.60mm $\times$ 2.90mm
	VSSOP (8)	3.00mm $\times$ 3.00mm
	SOIC (8)	3.91mm $\times$ 4.90mm

(1) 所有可用软件包请参见可订购补编 数据表的结尾.

增益2V / V视频线路驱动器



+ 2V / V视频线驱动器脉冲响应的增益



目录

1 特征	1	8.3 功能说明	21
2 应用	1	8.4 设备功能模式	28
3 说明	1	9 应用与实施	29
4 修订记录	2	9.1 申请信息	29
五 引脚配置和功能	3	9.2 典型应用	42
6 规格	3	10 电源建议	43
6.1 绝对最大额定值	3	11 布局	44
6.2 ESD等级	4	11.1 布局指南	44
6.3 推荐的操作条件	4	11.2 布局示例	45
6.4 热信息	4	12 设备和文档支持	46
6.5 电气特性	5	12.1 设备支持	46
6.6 典型特征	12	12.2 文档支持	46
7 参数测量信息	20	12.3 社区资源	46
7.1 微分小信号测量	20	12.4 商标	46
8 详细说明	21	12.5 静电放电小心	46
8.1 概述	21	12.6 词汇表	46
8.2 功能框图	21	13 机械、包装和可订购 信息	47

4修订历史

注：以前版本的页码可能与当前版本的页码不同。

从版本G（2009年4月）更改为版本H.

页

- 新增ESD额定值表，功能说明部分，器件功能模式，应用和实施部分，电源建议部分，布局部分，设备和文档支持部分和机械，封装和可订购信息部分..... 1
- 去除铅温..... 3

从版本F（2006年7月）改为版本G.

页

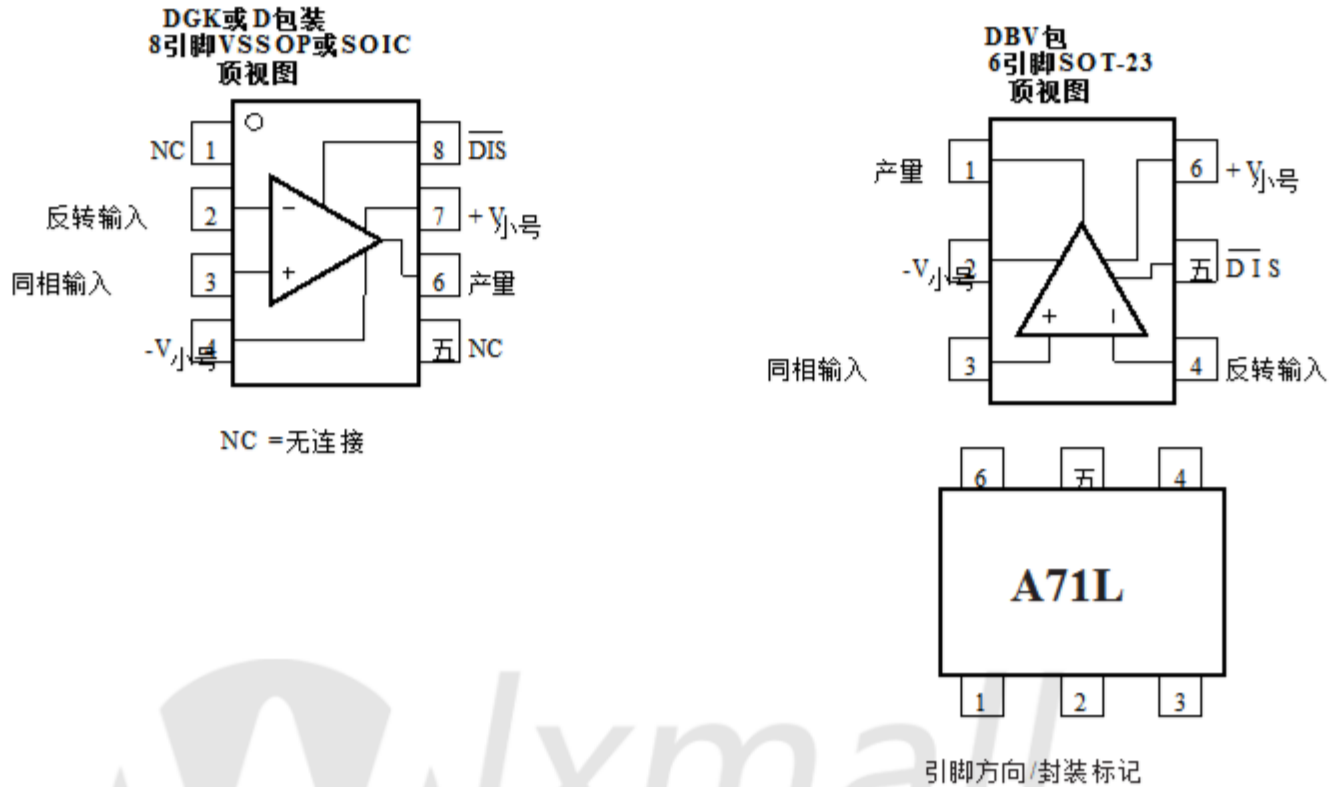
- 增加了DGK（MSOP-8）封装到封装订购信息表和热阻规格电气特性表..... 1

从版本E（2006年3月）更改为版本F.

页

- 更改存储温度范围从 -40°C至+ 125°C至-65°C至+ 125°C..... 3

5 引脚配置和功能



引脚功能

销	名称	I/O	描述
VSSOP, SOIC NO.	SOT-23 NO.		
1, 5	-	NC	未连接
2	4	反相输入	反相输入
3	3	同相输入	同相输入
4	2	-V S	负供应
6	1	产里	产里
7	6	+ V S	积极的供应
8	五	DIS	不禁用 (启用)

6 规格

6.1 绝对最大额定值

超过工作自由空气温度范围 (除非另有说明)

(1)

	MIN	MAX	单元
电源		±6.5	V
内部功耗	见热分析		
差分输入电压		±1.2	V
输入共模电压		±V S	V
TJ 结温		150	C
T stg 储存温度: D, DBV	-65	125	C

(1) 强调超出绝对最大额定值列出的可能会导致设备永久性损坏。这些是压力评级。只有在这些或任何其他超出建议的条件下的条件下，不暗示器件的功能操作运行条件。暴露在绝对最大额定条件下可能会影响器件的可靠性。

6.2 ESD等级

			值	单元
OPA695 DGK或D封装				
V (ESD) 静电放电	人体模型 (HBM) ANSI / ESDA / JEDEC JS-001 (1)	除引脚2以外的所有引脚 Pin 2	±1500 ±500	V
	充电设备模型 (CDM), 每个JEDEC 规格JESD22-C101 (2)	所有的引脚	±1000	
	机器型号 (MM)	所有的引脚	±100	
OPA695采用DBV封装				
V (ESD) 静电放电	人体模型 (HBM) ANSI / ESDA / JEDEC JS-001 (1)	除引脚4以外的所有引脚 别针 4	±1500 ±500	V
	充电设备模型 (CDM), 每个JEDEC 规格JESD22-C101 (2)	所有的引脚	±1000	
	机器型号 (MM)	所有的引脚	±100	

(1) JEDEC文件JEP 155指出, 500V HBM允许采用标准ESD控制过程进行安全制造.用制造

如果需要采取预防措施, 低于500 V的HBM是可能的.

(2) JEDEC文件JEP 157指出, 250V CDM允许使用标准ESD控制过程进行安全制造.用制造

如果需要采取预防措施, 低于250 V的CDM是可能的.

6.3 推荐的操作条件

超过工作自由空气温度范围 (除非另有说明)

		MIN	NOM	MAX	单元
V _S	分离电源电压	±2.5	±5	±6	V
V _S	单电源电压	5	10	12	V
T _A	环境温度	-40	25	85	°C

6.4 热信息

温度计 (1)		OPA695			单元
		D (SOIC)	DGK (VSSOP)	DBV (SOT-23)	
		8个 PINS	8个 PINS	6 PINS	
RθJA	结到环境热阻	125	135	150	°C / W
RθJC (上)	结到外壳 (顶部) 的热阻	63	81	108	°C / W
RθJB	结到电路板的热阻	58	56	26.4	°C / W
ψJT	结到顶部特征参数	12	8.5	15	°C / W
ψJB	结到电路板特征参数	57	48	26	°C / W
RθJC (bot)	结到外壳 (底部) 的热阻	-	-	-	-

(1) 有关传统和新型热量指标的更多信息, 请参阅半导体和IC封装热量指标应用

报告, [SPRA953](#).

6.5电气特性

除非另有说明, 否则 $R_F = 348\Omega$, $R_L = 100\Omega$ 至 $V_S/2$, $G = +8$ (仅限AC性能, 请参见图50)。

参数	测试条件	MIN	TYP	MAX	单元	测试水平 (1)
AC性能 (请参阅增益2V/V视频线路驱动器)						
小信号带宽 ($V_O = 0.5V_{PP}$)	$G = +1$, $R_F = 523\Omega$	25°C下	1700		兆赫	C
	$G = +2$, $R_F = 511\Omega$	25°C下	1400			C
	$G = +8$, $R_F = 402\Omega$	25°C (2)	400	450		乙
		0°C至70°C (3)	380			
		-40°C至+85°C (3)	350			
	$G = +16$, $R_F = 249\Omega$	25°C下	350			C
带宽为0.2 dB增益 平整度	$G = +2$, $V_O = 0.5V_{PP}$, $R_F = 523\Omega$	25°C	320		MHZ	乙
在获得+1的时候达到峰值	$R_F = 523\Omega$, $V_O = 0.5V_{PP}$	25°C (2)	4.6	5.4	Db	乙
		0°C至70°C (3)		5.8		
		-40°C至+85°C (3)		6		
大信号带宽	$G = +8$, $V_O = 4V_{PP}$	25°C下	450		兆赫	C
转换率	$G = -8$, $V_O = 4V$ 步骤	25°C (2)	3700	4300	V/微秒	乙
		0°C至70°C (3)	3600			
		-40°C至+85°C (3)	3500			
	$G = +8$, $V_O = 4V$ 步骤	25°C (2)	2600	2900		
		0°C至70°C (3)	2500			
		-40°C至+85°C (3)	2400			
上升和下降的时间	$G = +8$, $V_O = 0.5V$ 步骤	25°C下	0.8		NS	C
	$G = +8$, $V_O = 4V$ 步骤	25°C下	1			
安定时间	到0.02%	$G = +8$, $V_O = 2V$ Step	25°C下	16	NS	C
	到0.1%		25°C下	10		
谐波 失真 ($G = +8$, $f = 10MHz$, $V_O = 2V_{PP}$)	2阶 谐波	$R_L = 100\Omega$	25°C (2)	-65	dBc的	乙
			0°C至70°C (3)	-60		
			-40°C至+85°C (3)	-59		
		$R_L \geq 500\Omega$	25°C (2)	-78		
			0°C至70°C (3)	-74		
			-40°C至+85°C (3)	-73		
	3rd- 谐波	$R_L = 100\Omega$	25°C (2)	-86		
			0°C至70°C (3)	-75		
			-40°C至+85°C (3)	-72		
		$R_L \geq 500\Omega$	25°C (2)	-86		
			0°C至70°C (3)	-81		
			-40°C至+85°C (3)	-80		
输入电压噪声	$f > 1 MHz$	25°C (2)	1.8	2	nV/√Hz的	乙
		0°C至70°C (3)		2.7		
		-40°C至+85°C (3)		2.9		
同相输入电流噪声	$f > 1 MHz$	25°C (2)	18	19	nV/√Hz的	乙
		0°C至70°C (3)		21		
		-40°C至+85°C (3)		22		

(1) 测试水平: (A) 在+25°C下100%测试, 超过温度限制的特征和模拟; (B) 由特性和特性设定的限制模拟; (C) 仅用于信息的典型值。

(2) 结温+25°C规格的环境温度。

(3) 在低温极限下, 结温=环境温度; 结温=环境温度+15°C高温极限以上温度规格。

电气特性 (续)

 除非另有说明, 否则 $R_F = 348\Omega$, $R_L = 100\Omega$ 至 $V_S/2$, $G = +8$ (仅限AC性能, 请参见图50)。

参数	测试条件		MIN	TYP	MAX	单元	测试水平 (1)
反转输入电流噪声	$f > 1\text{ MHz}$	25°C (2)		22	24	$\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$	乙
		0°C至70°C (3)			26		
		-40°C至+ 85°C (3)			27		
微分增益	$G = +2$, NTSC, $V_O = 1.4\text{Vp}$, $R_L = 150\Omega$	25°C下		0.04%			C
不同阶段	$G = +2$, NTSC, $V_O = 1.4\text{Vp}$, $R_L = 150\Omega$	25°C下		0.007		度	度
DC性能 (4)							
开环互阻增益 (Z_{OL})	$V_O = 0\text{V}$, $R_L = 100$	25°C (2)	45 (5)	85	$\text{k}\Omega$	一个	
		0°C至70°C (3)	43				
		-40°C至+ 85°C (3)	41				
输入失调电压	$V_{CM} = 0\text{V}$	25°C (2)		$\pm 0.3 \pm 3.0$ (5)	毫伏	一个	
		0°C至70°C (3)		± 3.5			
		-40°C至+ 85°C (3)		± 4			
平均失调电压漂移	$V_{CM} = 0\text{V}$	0°C至70°C (3)		± 10	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$	乙	
		-40°C至+ 85°C (3)		± 15			
同相输入偏置电流	$V_{CM} = 0\text{V}$	25°C (2)		$\pm 13 \pm 30$ (5)	μA	一个	
		0°C至70°C (3)		± 37			
		-40°C至+ 85°C (3)		± 41			
平均无创输入偏差 电流漂移	$V_{CM} = 0\text{V}$	0°C至70°C (3)		150	μA	一个	
		-40°C至+ 85°C (3)		150			
反相输入偏置电流	$V_{CM} = 0\text{V}$	25°C (2)		$\pm 20 \pm 60$ (5)	μA	一个	
		0°C至70°C (3)		± 66			
		-40°C至+ 85°C (3)		± 70			
平均失调偏置电流 漂移	$V_{CM} = 0\text{V}$	0°C至70°C (3)		± 120	$\text{NA}/^\circ\text{C}$	乙	
		-40°C至+ 85°C (3)		± 160			
INPUT							
共模输入范围 (6) ($CMIR$)	25°C (2)		± 3.1 (5)	± 3.3	V	一个	
	0°C至70°C (3)		± 3				
	-40°C至+ 85°C (3)		± 3				
共模抑制比 ($CMRR$)	$V_{CM} = 0\text{V}$	25°C (2)	5 (5)	56	Db	一个	
		0°C至70°C (3)	50				
		-40°C至+ 85°C (3)	50				
同相输入阻抗	25°C (2)		280 $\parallel$ 1.2		$\text{k}\Omega \parallel \text{pF}$	C	
反相输入电阻 (R_1)	开环	25°C (2)	29		Ω	C	
OUTPUT							
电压输出摆幅	空载	25°C (2)	± 4 (5)	± 4.2	V	一个	
		0°C至70°C (3)	± 3.9				
		-40°C至+ 85°C (3)	± 3.9				
	100- Ω 负载	25°C (2)	± 3.7 (5)	± 3.9			
		0°C至70°C (3)	± 3.7				
		-40°C至+ 85°C (3)	± 3.6				

 (4) 当前被认为是不正确的。 V_{CM} 是输入共模电压。

(5) 限制在+25°C进行测试。

 (6) 在 $\pm CMIR$ 限制下测试的最小指定 $CMRR$ 以下 $< 3\text{ dB}$ 。

电气特性 (续)

 除非另有说明, 否则 $R_F = 348\Omega$, $R_L = 100\Omega$ 至 $V_S/2$, $G = +8$ (仅限AC性能, 请参见图50)。

参数	测试条件		MIN	TYP	MAX	单元	测试水平 (1)
当前产量，采购	V O = 0	25°C (2)	90 (5)	120		嘛	一个
		0°C至70°C (3)	80				
		-40°C至+ 85°C (3)	70				
电流输出，下沉	V O = 0	25°C (2)	90 (5)			嘛	一个
		0°C至70°C (3)	-80				
		-40°C至+ 85°C (3)	-70				
闭环输出阻抗	G = + 8，f = 100kHz	25°C下		0.04		Ω	C
DISABLE (禁用LOW)							
关断电源电流 (+ V S)	V DIS = 0	25°C下		-100		μA	一个
		25°C (2)		-170 (5)			
		0°C至70°C (3)		-186			
		-40°C至+ 85°C (3)		-192			
禁用时间	V IN =±0.25 V DC	25°C下		1		微秒	C
启用时间	V IN =±0.25 V DC	25°C下		1		NS	C
关闭隔离	G = + 8,10MHz	25°C下		70		Db	C
输出电容禁用	25°C下			4		pF的	C
打开故障	G = + 2，R L =150Ω，V IN = 0	25°C下		±100		毫伏	C
关闭故障	G = + 2，R L =150Ω，V IN = 0	25°C下		±20		毫伏	C
启用电压		25°C (2)	3.5 (5)	3.3		V	一个
		0°C至70°C (3)	3.6				
		-40°C至+ 85°C (3)	3.7				
禁用电压		25°C (2)		1.8 1.7 (5)		V	一个
		0°C至70°C (3)		1.6			
		-40°C至+ 85°C (3)		1.5			
控制引脚输入偏置电流 (DIS)	V DIS = 0	25°C (2)	75 130 (5)			μA	一个
		0°C至70°C (3)		143			
		-40°C至+ 85°C (3)		145			
电源							
指定的工作电压	25°C下			±5		V	C
最大工作电压 范围	25°C (2)			±6 (5)		V	一个
	0°C至70°C (3)			±6			
	-40°C至+ 85°C (3)			±6			
最大静止	V S =±5V	25°C下		12.9		嘛	一个
		25°C (2)		13.3 (5)			
		0°C至70°C (3)		13.7			
		-40°C至+ 85°C (3)		14.1			
最小的静态电流	V S =±5V	25°C下		12.9		嘛	一个
		25°C (2)	12.6 (5)				
		0°C至70°C (3)	11.8				
		-40°C至+ 85°C (3)	11				
电源抑制无线电 (-PSRR)	输入参考	25°C下		55		Db	一个
		25°C (2)	5 (5)				
		0°C至70°C (3)	48				
		-40°C至+ 85°C (3)	48				

电气特性 (续)

 除非另有说明, 否则 $R_F = 348\Omega$, $R_L = 100\Omega$ 至 $V_S/2$, $G = +8$ (仅限AC性能, 请参见图50)。

参数		测试条件		MIN	TYP	MAX	单元	测试水平 (1)
温度范围								
规格: ID, IDBV		25℃ 下		-40到85			C	C
AC性能 (见图50)								
小信号带宽 (V O=0.5V PP)	G = +1, R F=511Ω		25℃ 下	1400		兆赫	C	
	G = + 2, R F=487Ω		25℃ 下	960			C	
	G = + 8, R F=348Ω	25℃ 下	395		乙			
		25℃ (2)	980					
		0℃至70℃ (3)	330					
		-40℃至+ 85℃ (3)	300					
	G = + 16, R F=162Ω		25℃ 下	235			C	
带宽为0.2dB增益平坦度G = + 2, V O<0.5V PP, R F=487Ω			25℃ 下	230		兆赫	乙	
			25℃ (2)	180				
			0℃至70℃ (3)	135				
			-40℃至+ 85℃ (3)	110				
在获得+1的时候达到峰值	V O<0.5V PP, R F=511Ω		25℃ 下	1		Db	乙	
			25℃ (2)	2				
			0℃至70℃ (3)	2.5				
			-40℃至+ 85℃ (3)	3				
大信号带宽	G = + 8, V O=2 V PP		25℃ 下	310		兆赫	C	
摆率	G = + 8, 2-V步骤		25℃ 下	1700		v 微秒	乙	
			25℃ (2)	1300				
			0℃至70℃ (3)	1200				
			-40℃至+ 85℃ (3)	1100				
上升和下降时间	G = + 8, V O=0.5-V步骤		25℃ 下	1		NS	C	
	G = + 8, V O=2-V Step		25℃ 下	1				
安定时间	到0.02%	G = + 8, V O=2-V Step	25℃ 下	16		NS	C	
	到0.1%	G = + 8, V O=2-V Step	25℃ 下	10				
谐波失真 (G = + 8, f = 10 MHz, V O=2 V PP)	2阶谐波	R L=100Ω至V S / 2	25℃ 下	-62		dBc的	乙	
			25℃ (2)	-58				
			0℃至70℃ (3)	-58				
			-40℃至+ 85℃ (3)	-57				
		R L≥500Ω至V S / 2	25℃ 下	-70				
			25℃ (2)	-66				
			0℃至70℃ (3)	-66				
			-40℃至+ 85℃ (3)	-65				
	3rd-谐波	R L= 100Ω到V S	25℃ 下	-66				
			25℃ (2)	-64				
			0℃至70℃ (3)	-64				
			-40℃至+ 85℃ (3)	-63				
		R L≥500Ω至V S	25℃ 下	-65				
			25℃ (2)	-63				
			0℃至70℃ (3)	-63				
			-40℃至+ 85℃ (3)	-62				

电气特性 (续)

 除非另有说明, 否则 $R_F = 348\Omega$, $R_L = 100\Omega$ 至 $V_S/2$, $G = +8$ (仅限AC性能, 请参见图50)。

参数	测试条件		MIN	TYP	MAX	单元	测试水平 (1)
输入电压噪声	$f > 1\text{ MHz}$	25℃ 下	1.8			内华达的	乙
		25℃ (2)	2				
		0℃至70℃ (3)	2.7				
		-40℃至+ 85℃ (3)	2.9				
同相输入电流噪声	$f > 1\text{ MHz}$	25℃ 下	18			内华达的	乙
		25℃ (2)	19				
		0℃至70℃ (3)	21				
		-40℃至+ 85℃ (3)	22				
反转输入电流噪声	$f > 1\text{ MHz}$	25℃ 下	22			PA/Hz的	乙
		25℃ (2)	24				
		0℃至70℃ (3)	26				
		-40℃至+ 85℃ (3)	27				
DC性能 (4)							
开环互阻增益 (Z_{OL})	$V_O = V_S/2$, $R_L = 100\Omega$ 至 $V_S/2$	25℃ 下	70			kΩ	一个
		25℃ (2)	40				
		0℃至70℃ (3)	38				
		-40℃至+ 85℃ (3)	38				
输入失调电压	$V_{CM} = V_S/2$	25℃ 下	±0.3			毫伏	一个
		25℃ (2)	±3 (5)				
		0℃至70℃ (3)	±3.5				
		-40℃至+ 85℃ (3)	±4				
平均失调电压漂移	$V_{CM} = V_S$	0℃至70℃ (3)	±10			μV/℃	乙
		-40℃至+ 85℃ (3)	±15				
没有发生输入偏置电流	$V_{CM} = V_S$	25℃ 下	±5			μA	一个
		25℃ (2)	±40 (5)				
		0℃至70℃ (3)	±45				
		-40℃至+ 85℃ (3)	±50				
平均无创输入偏差 电流漂移	$V_{CM} = V_S$	0℃至70℃ (3)	±110			NA /℃的	乙
		-40℃至+ 85℃ (3)	±170				
反相输入偏置电流	$V_{CM} = V_S$	25℃ 下	±5				
		25℃ (2)	±60 (5)				
		0℃至70℃ (3)	±66				
		-40℃至+ 85℃ (3)	±70				
平均反相输入偏置 电流漂移	$V_{CM} = V_S$	0℃至70℃ (3)	±120			NA /℃的	乙
		-40℃至+ 85℃ (3)	±160				
INPUT							
最小正输入电压 (6)	25℃ 下	1.7			V	一个	
	25℃ (2)	1.8 (5)					
	0℃至70℃ (3)	1.9					
	-40℃至+ 85℃ (3)	1.9					
最正输入电压 (6)	25℃ 下	3.3			V	一个	
	25℃ (2)	3.2 (5)					
	0℃至70℃ (3)	3.1					
	-40℃至+ 85℃ (3)	3.1					

电气特性 (续)

 除非另有说明, 否则 $R_F = 348\Omega$, $R_L = 100\Omega$ 至 $V_S/2$, $G = +8$ (仅限AC性能, 请参见图50)。

参数	测试条件		MIN	TYP	MAX	单元	测试水平 (1)	
共模抑制比 (CMRR)	V CM = V S / 2	25℃ 下	54			D b	一个	
		25℃ (2)	5 (5)					
		0℃至70℃ (3)	50					
		-40℃至+ 85℃ (3)	50					
Noinverting输入阻抗	25℃ 下		280 1.2			kΩ pF的	C	
反相输入电阻 (R1)	开环	25℃ 下	32			Ω	C	
OUTPUT								
最正输出电压	空载	25℃ 下	4.2			V	一个	
		25℃ (2)	4.0 (5)					
		0℃至70℃ (3)	3.9					
		-40℃至+ 85℃ (3)	3.8					
	R L =100Ω至V S / 2	25℃ 下	4					
		25℃ (2)	3.9 (5)					
		0℃至70℃ (3)	3.8					
		-40℃至+ 85℃ (3)	3.7					
最小正输出电压	空载	25℃ 下	0.8			V	一个	
		25℃ (2)	1 (5)					
		0℃至70℃ (3)	1.1					
		-40℃至+ 85℃ (3)	1.2					
	R L =100Ω至V S / 2	25℃ 下	1					
		25℃ (2)	1.1 (5)					
		0℃至70℃ (3)	1.2					
		-40℃至+ 85℃ (3)	1.3					
当前产里，采购	V O = V S / 2	25℃ 下	90			嘛	一个	
		25℃ (2)	70 (5)					
		0℃至70℃ (3)	67					
		-40℃至+ 85℃ (3)	66					
电流输出，下沉	V O = V S / 2	25℃ 下	-90			嘛	一个	
		25℃ (2)	-70 (5)					
		0℃至70℃ (3)	-67					
		-40℃至+ 85℃ (3)	-66					
闭环输出阻抗	G = + 2, f = 100kHz		0.05			Ω	C	
DISABLE (禁用 LOW)								
关断电源电流 (+ V S) V DIS = 0	—	25℃ 下	-95			μA	C	
		25℃ (2)	-160					
		0℃至70℃ (3)	-175					
		-40℃至+ 85℃ (3)	-180					
禁用时间	25℃ 下		1			微秒	C	
启用时间	25℃ 下		25			NS	C	
关闭隔离	G = + 8.10MHz	25℃ 下	70			D b	C	
输出电容禁用	25℃ 下		4			pF的	C	
电毛刺	G = + 2, R L =150Ω, V IN = V S / 2		25℃ 下	±100			毫伏	C
关闭故障	G = + 2, R L =150Ω, V IN = V S / 2		25℃ 下	±20			毫伏	C

电气特性 (续)

除非另有说明, 否则 $R_F = 348\Omega$, $R_L = 100\Omega$ 至 $V_S/2$, $G = +8$ (仅限AC性能, 请参见图50)。

参数	测试条件		MIN	TYP	MAX	单元	测试水平 (1)
启用电压	25℃ 下		3.3			V	一个
	25℃ (2)		3.5 (5)				
	0℃至70℃ (3)		3.6				
	-40℃至+ 85℃ (3)		3.7				
禁用电压	25℃ 下		1.8			V	一个
	25℃ (2)		1.7 (5)				
	0℃至70℃ (3)		1.6				
	-40℃至+ 85℃ (3)		1.5				
控制引脚输入偏置电流 (DIS)	$\overline{V_{DIS}} = 0$	25℃ 下	75			μA	C
		25℃ (2)	130				
		0℃至70℃ (3)	143				
		-40℃至+ 85℃ (3)	149				
电源							
指定单电源供电电压	25℃ 下		五			V	C
最大单电源工作电压	25℃ (2)		12 (5)			V	一个
	0℃至70℃ (3)		12				
	-40℃至+ 85℃ (3)		12				
最大静态电流	$V_S = +5V$	25℃ 下	11.4			嘛	一个
		25℃ (2)	12 (5)				
		0℃至70℃ (3)	12.5				
		-40℃至+ 85℃ (3)	12.9				
最小静态电流	$V_S = +5V$	25℃ 下	11.4			嘛	一个
		25℃ (2)	10.9 (5)				
		0℃至70℃ (3)	9.4				
		-40℃至+ 85℃ (3)	9.1				
电源抑制比 (-PSRR)	输入参考	25℃ 下	56			Db	一个
温度范围							
规格: ID, IDBV	25℃ 下		-40到 + 85			C	C

6.6 典型特征

$G = +8$, $R_F = 402\Omega$, $R_L = 100\Omega$, 除非另有说明.

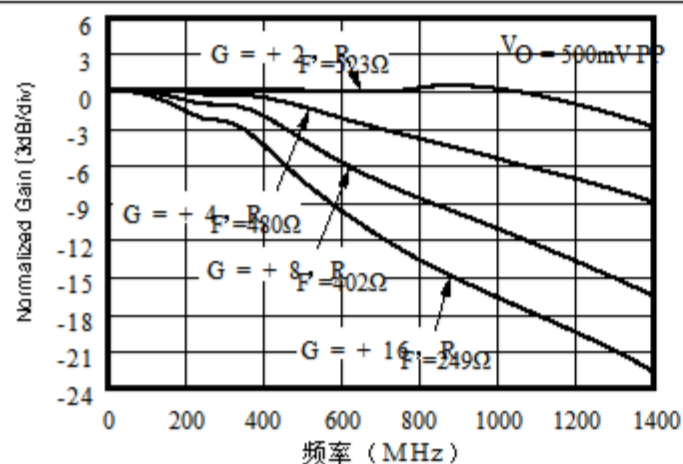


图1.同相小信号频率响应

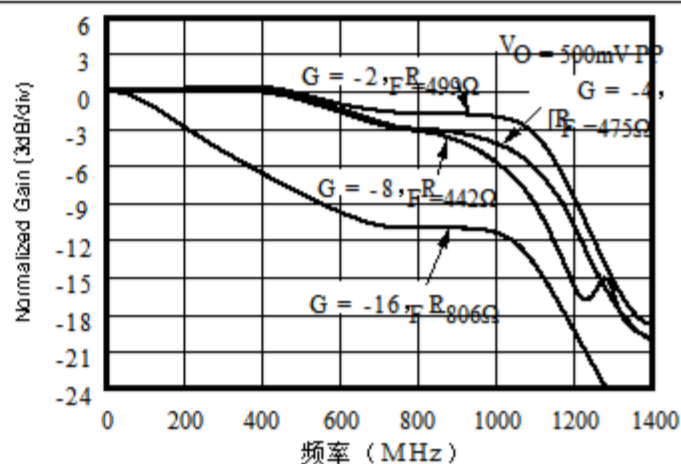


图2.反转小信号频率响应

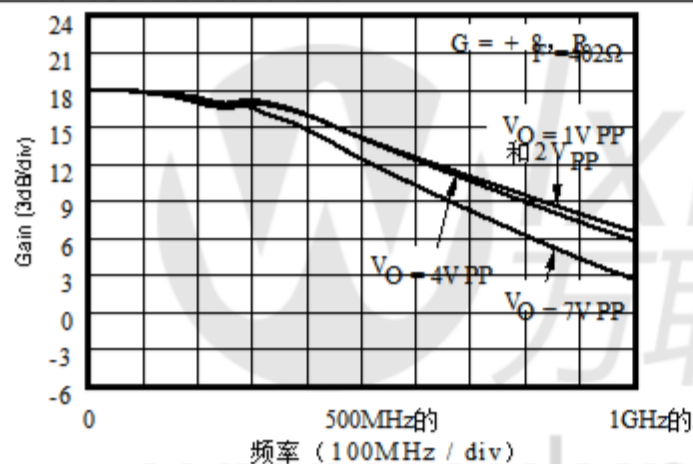


图3.同相大信号频率响应

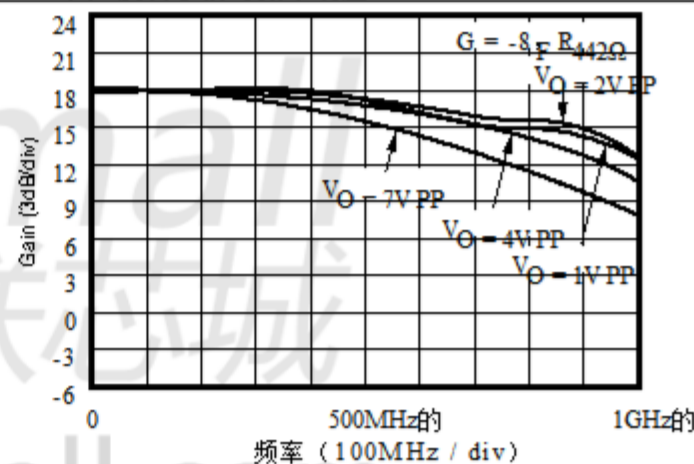


图4.反转大信号频率响应

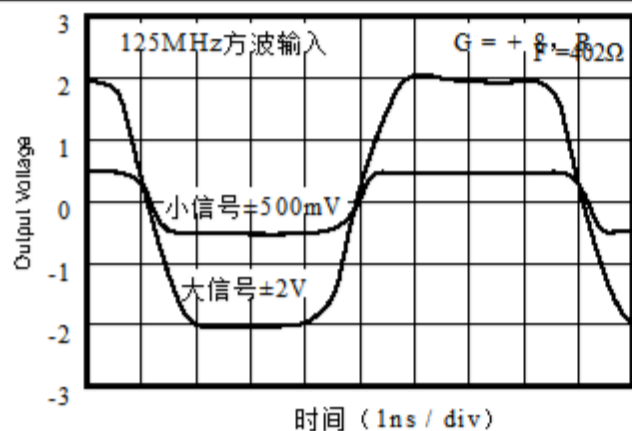


图5.同相大信号和小信号频率响应

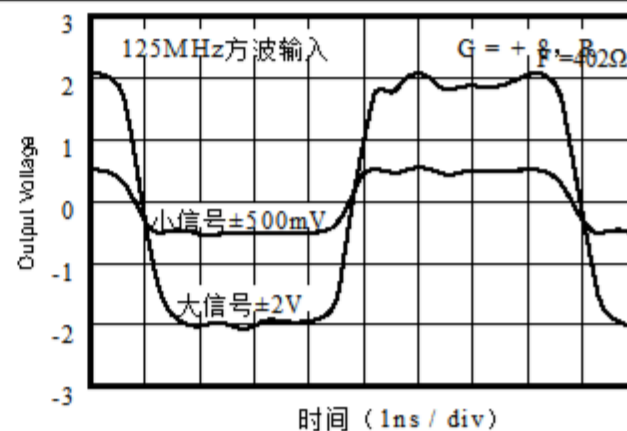


图6.反转大信号和小信号频率响应

典型特征 (续)

$G = +8$, $R_F = 402\Omega$, $R_L = 100\Omega$, 除非另有说明.

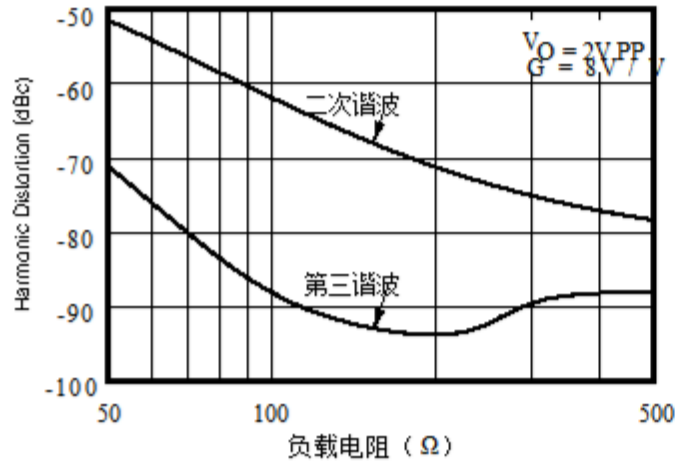


图7. 10 MHz谐波失真与负载电阻

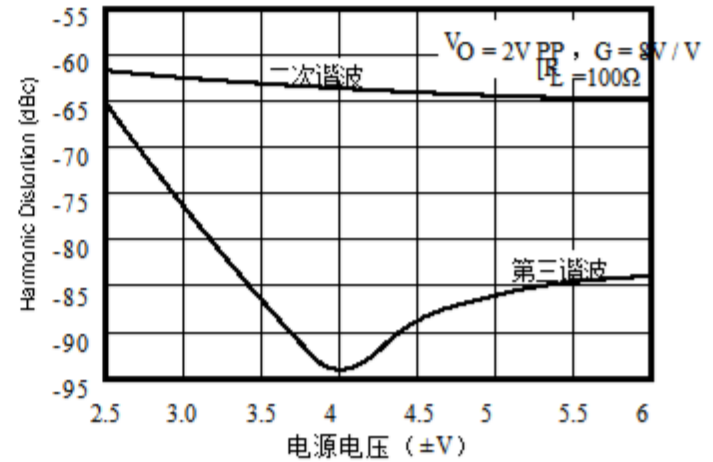


图8. 10 MHz谐波失真与电源电压

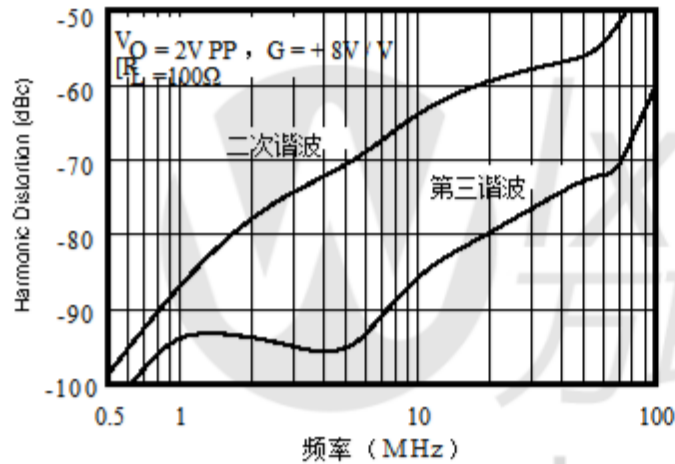


图9. 谐波失真与频率

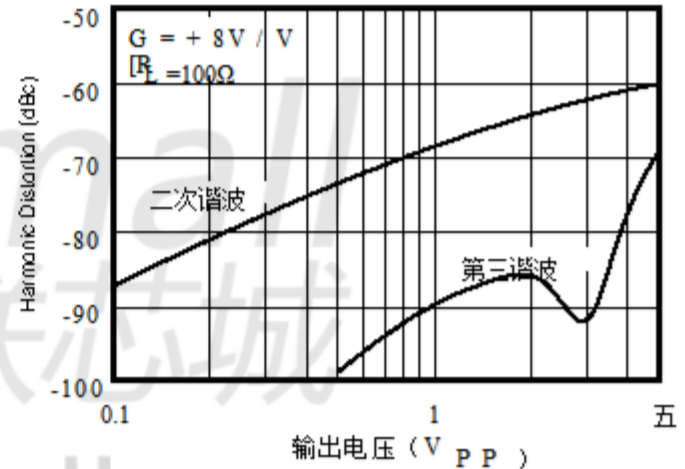


图10. 10 MHz谐波失真与输出电压的关系

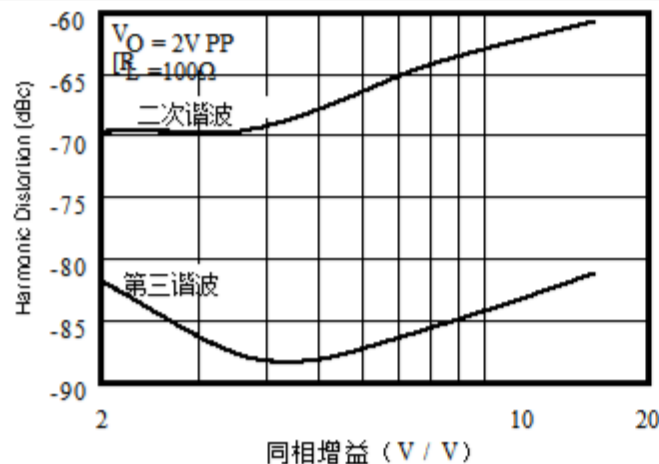


图11. 10-MHz谐波失真与同相
获得

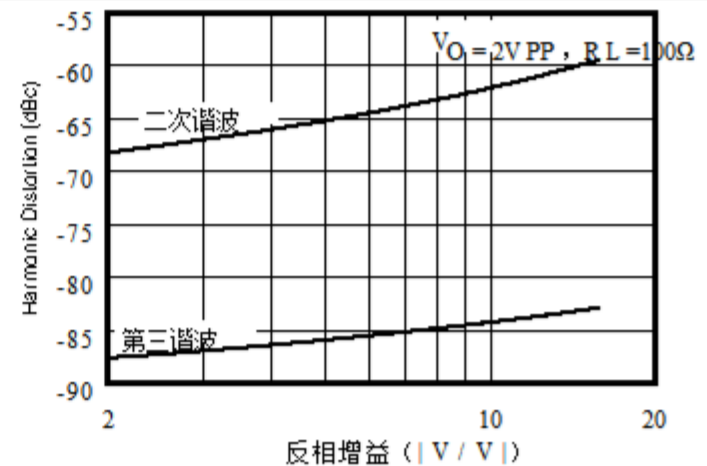
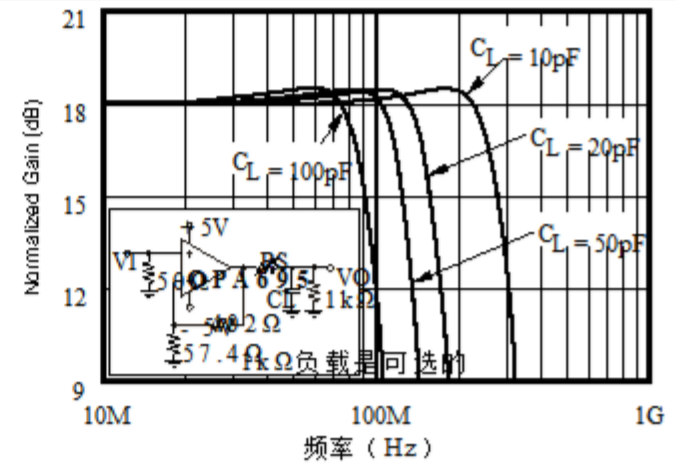
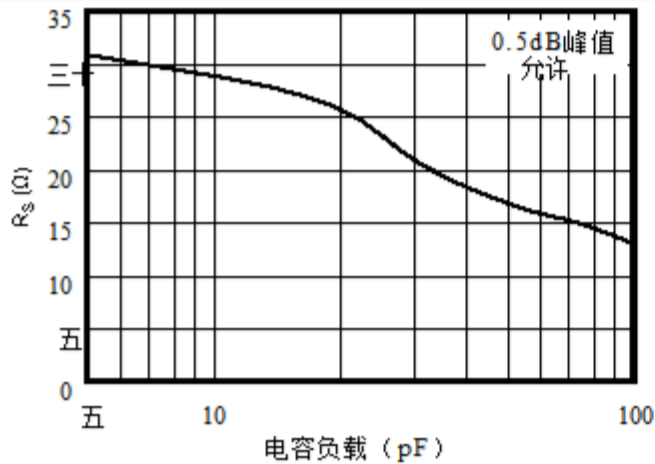
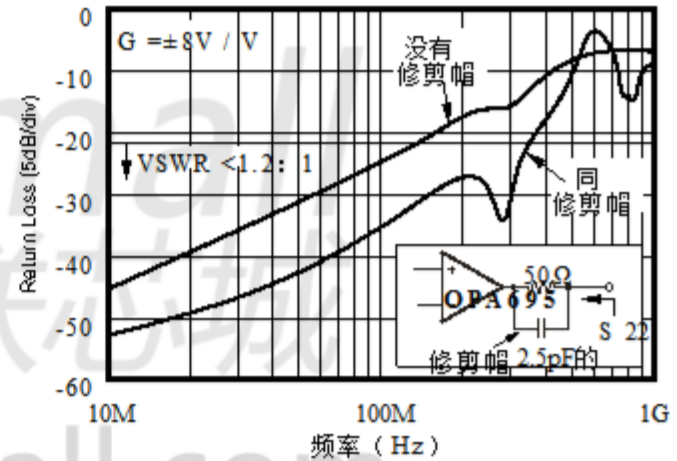
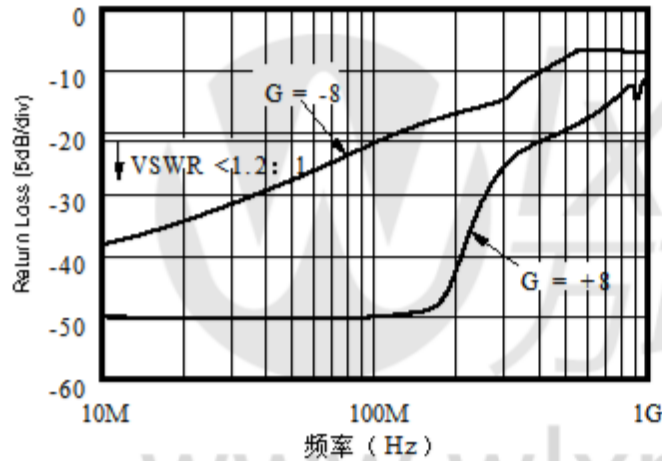
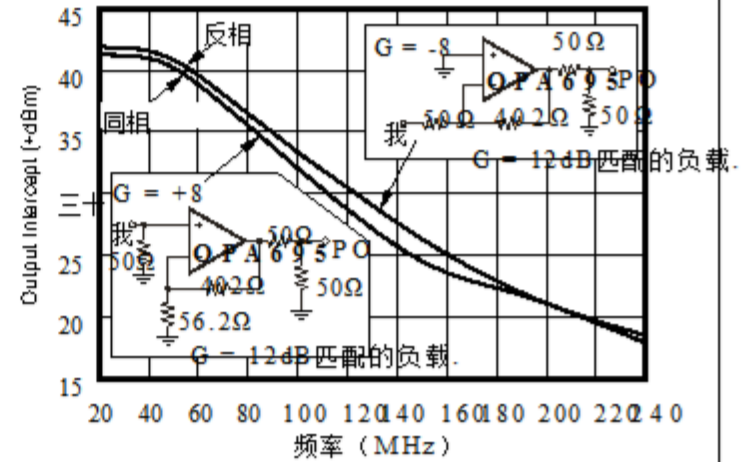
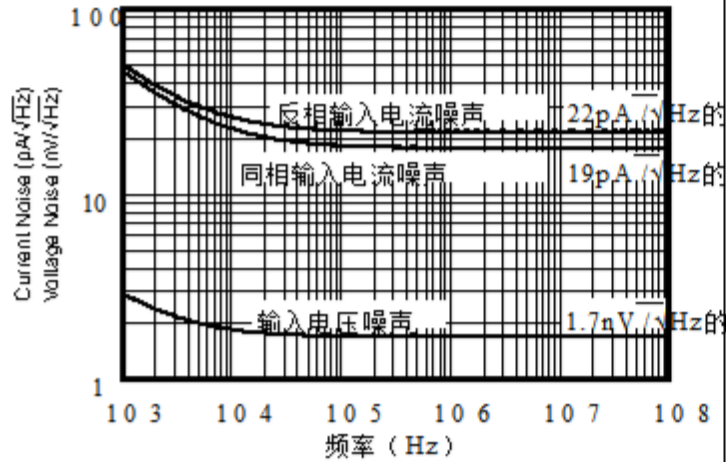


图12. 10 MHz谐波失真与反相增益

典型特征 (续)

$G = +8$, $R_F = 402\Omega$, $R_L = 100\Omega$, 除非另有说明.



典型特征 (续)

$G = +8$, $R_F = 402\Omega$, $R_L = 100\Omega$, 除非另有说明.

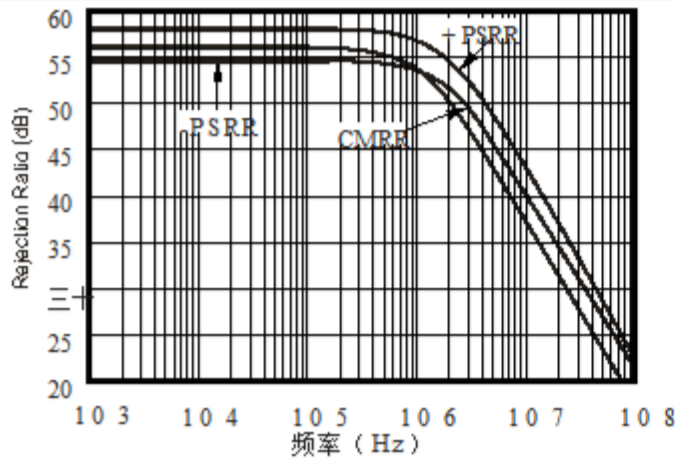


图19. CMRR和PSRR与频率

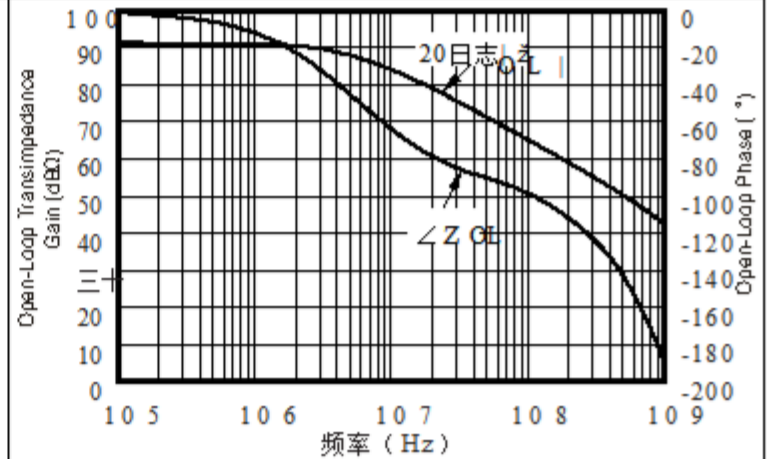


图20.开环互阻增益和相位

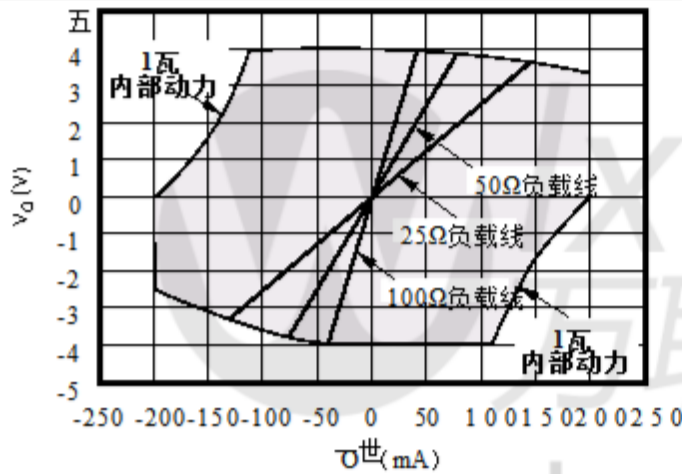


图21.输出电压和电流限制

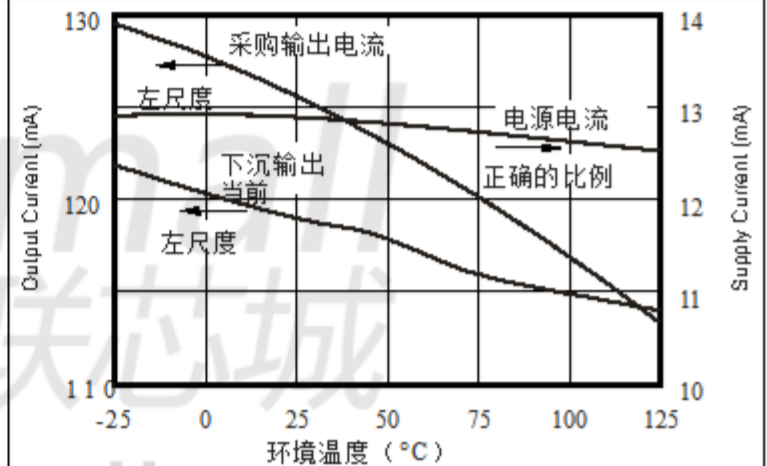


图22.供电和输出电流与温度的关系

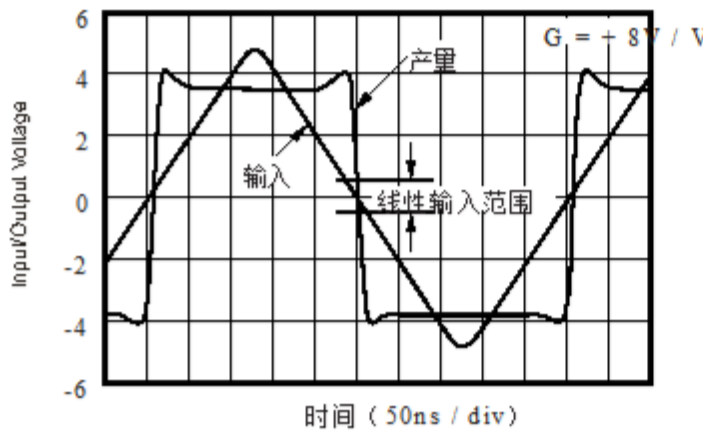


图23.同相过驱恢复

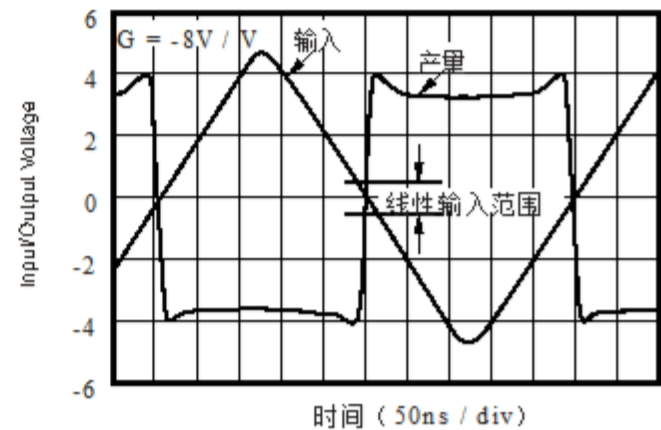


图24.反转过驱恢复

典型特征 (续)

$G = +8$, $R_F = 402\Omega$, $R_L = 100\Omega$, 除非另有说明.

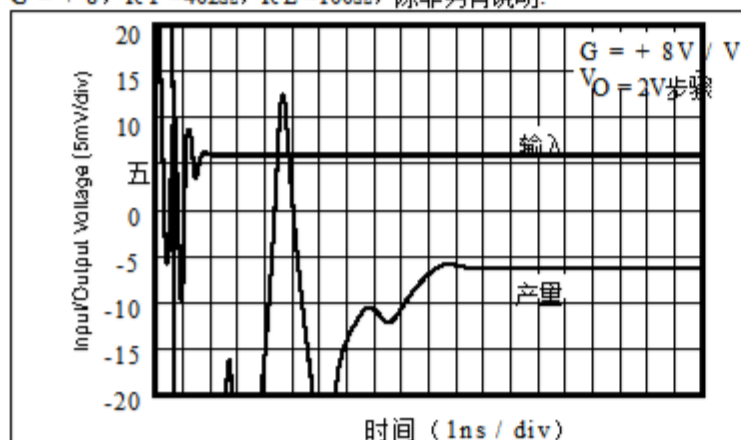


图25.建立时间

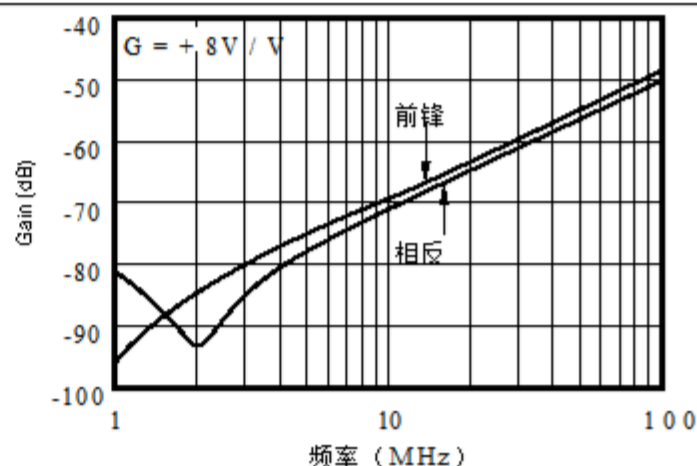


图26.禁用馈通与频率

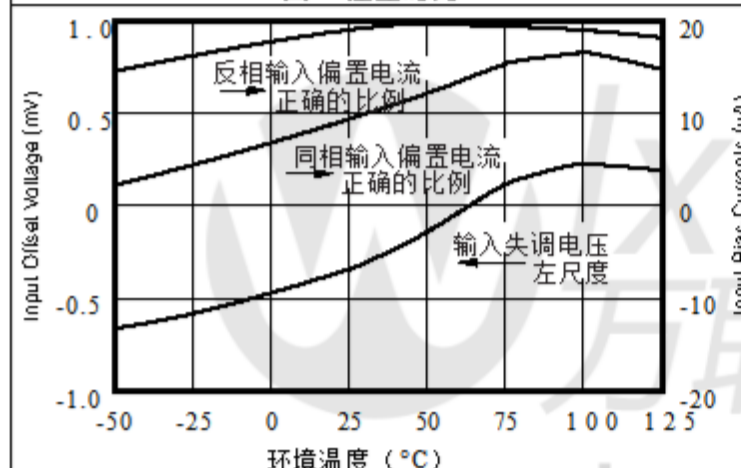


图27.典型的直流漂移过温

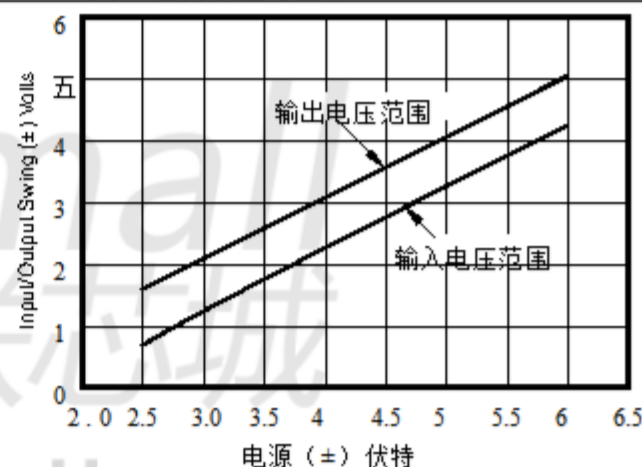


图28.共模输入和输出摆幅与电源电压

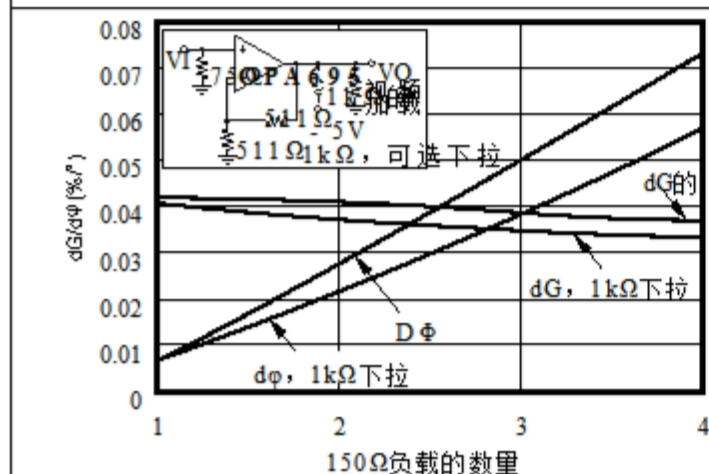


图29.复合视频 $dG/d\phi$

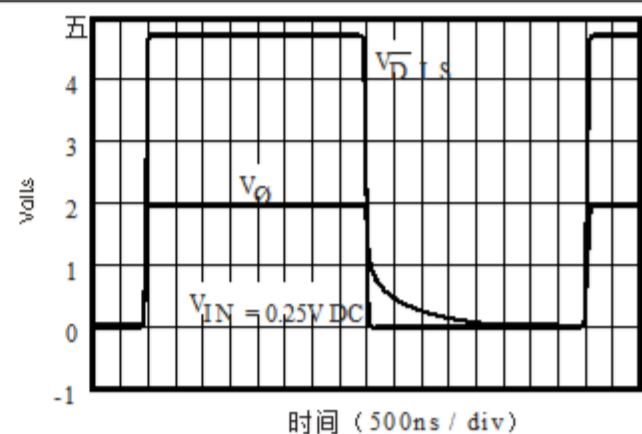
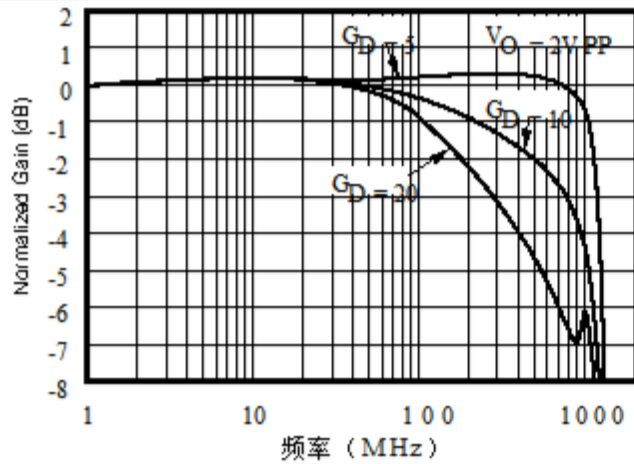


图30.大信号禁用/启用响应

典型特征 (续)

$G = +8$, $R_F = 402\Omega$, $R_L = 100\Omega$, 除非另有说明.



参见图47

图31.差分小信号频率响应

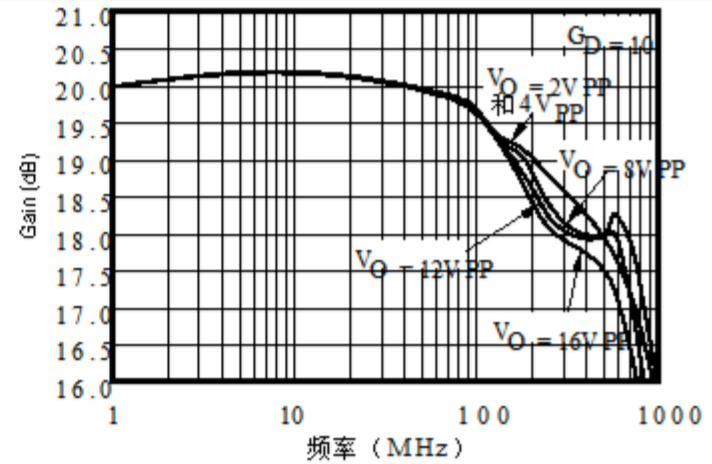


图32.大信号带宽

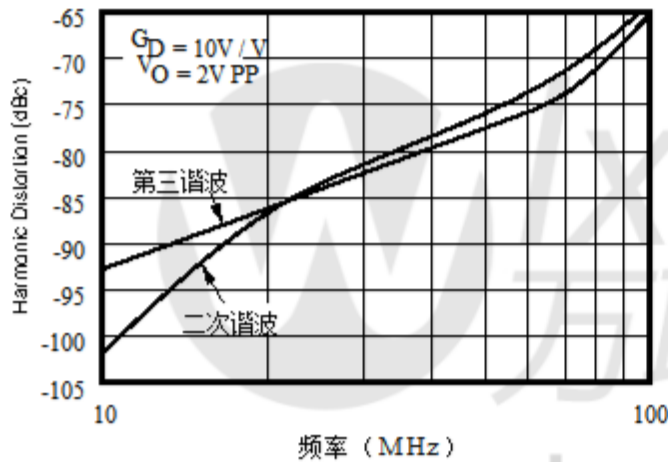


图33.失真与频率

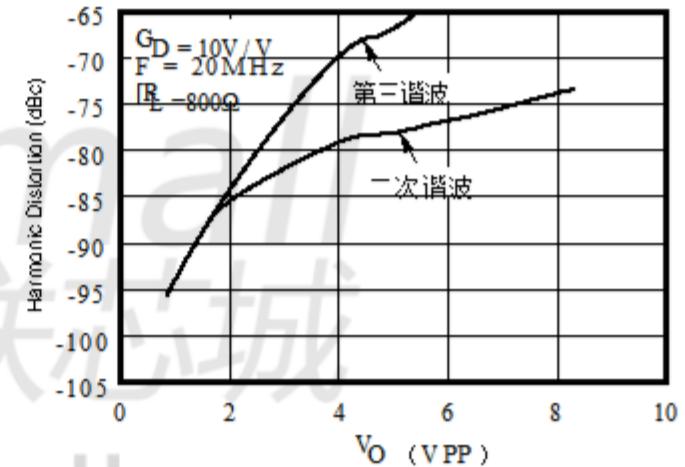


图34.失真与V_OUT

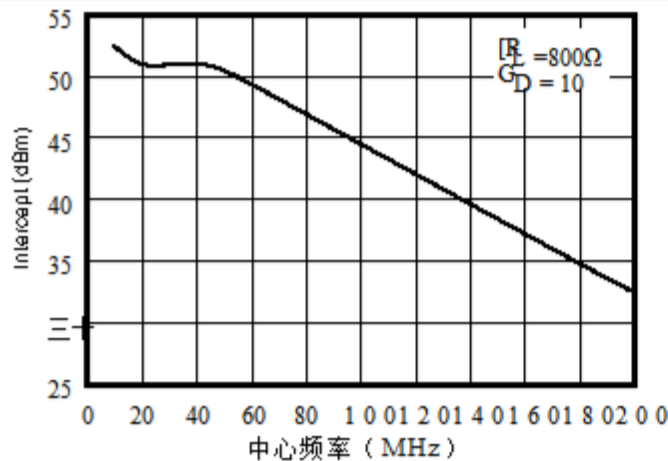


图35.2阶三阶互调截取

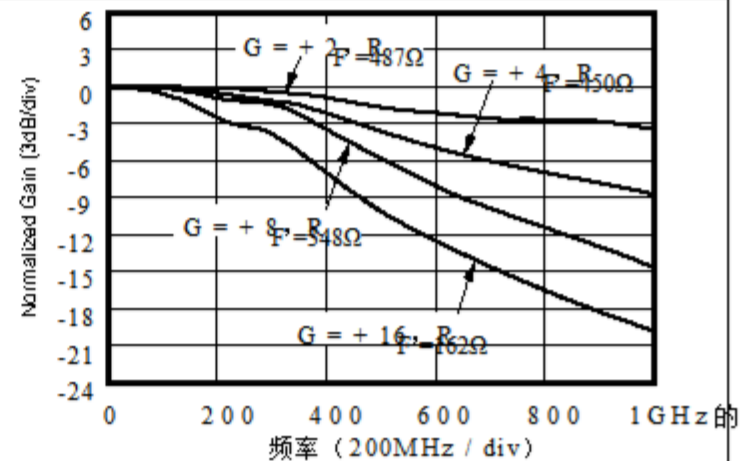


图36.同相小信号频率响应

典型特征（续）

$G = +8$, $R_F = 402\Omega$, $R_L = 100\Omega$, 除非另有说明.

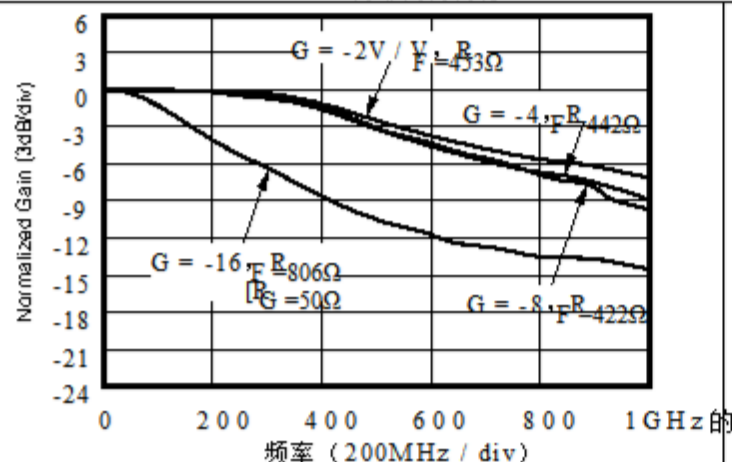


图37.反转小信号频率响应

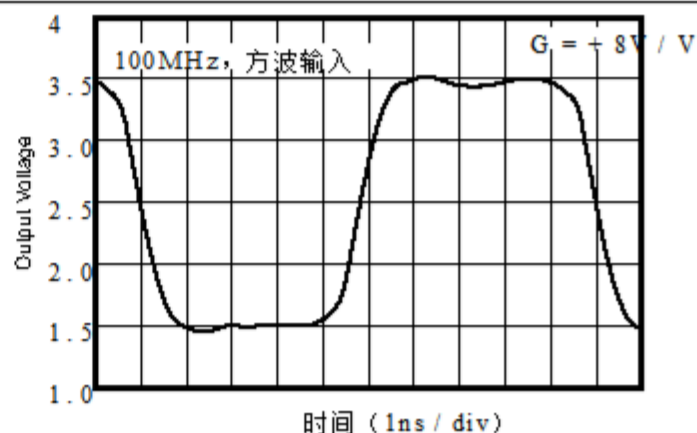


图38.同相脉冲响应

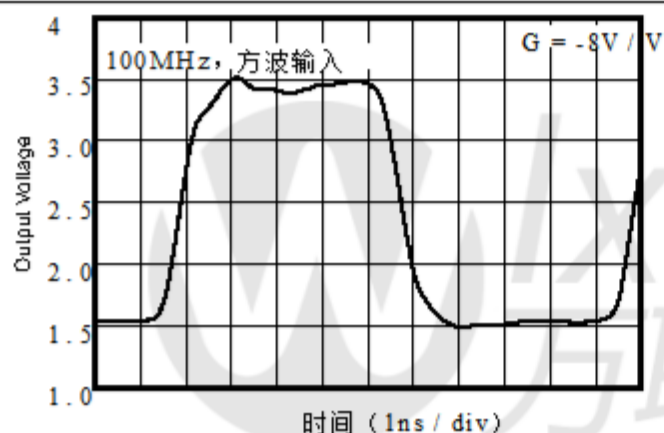


图39.反转脉冲响应

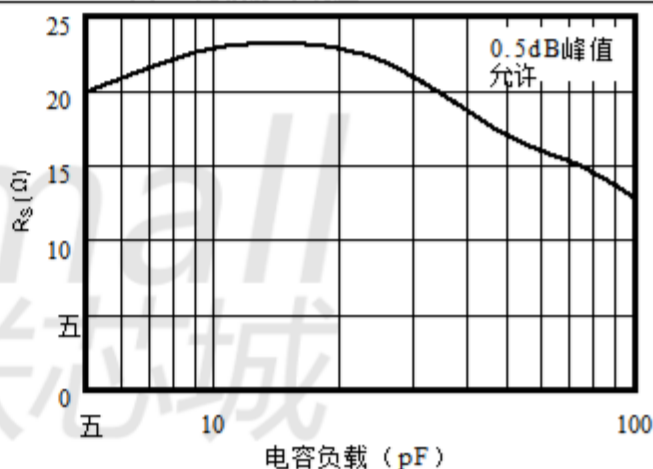


图40. RS与容性负载

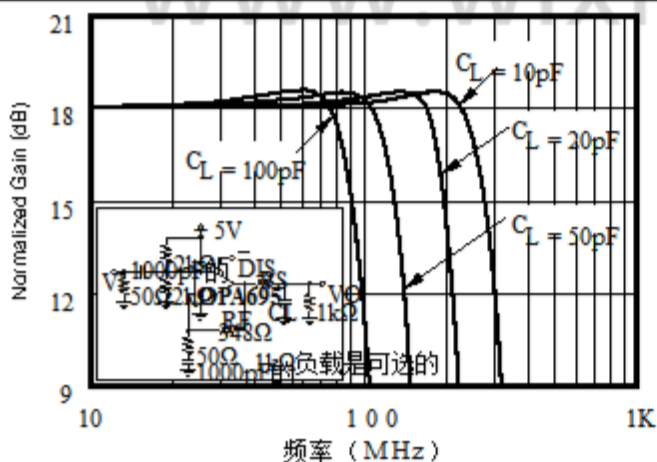


图41.小信号频率响应与电容加载

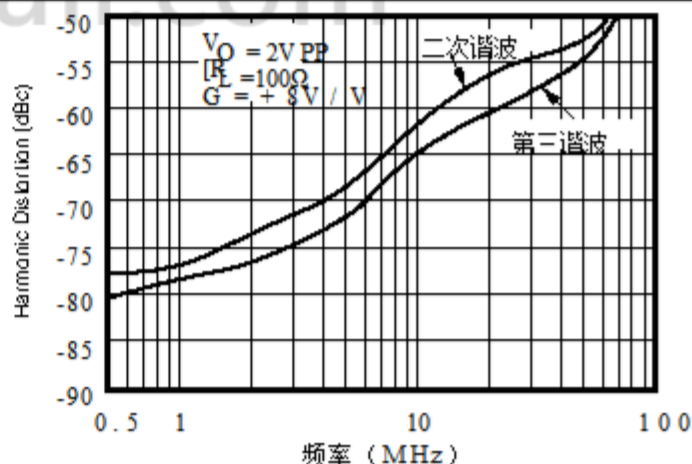


图42.谐波失真与频率

典型特征 (续)

$G = +8$, $R_F = 402\Omega$, $R_L = 100\Omega$, 除非另有说明.

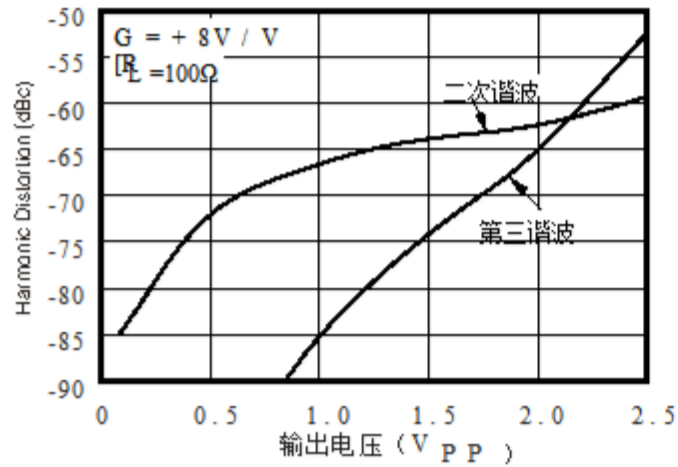


图43. 10 MHz谐波失真与输出电压的关系

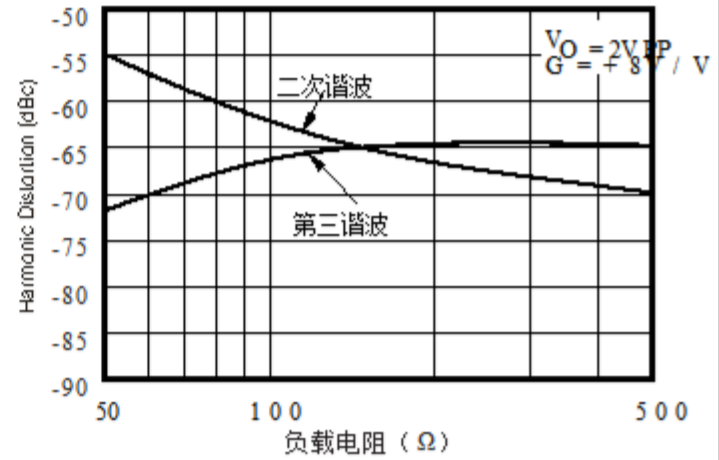


图44. 10 MHz谐波失真与负载电阻

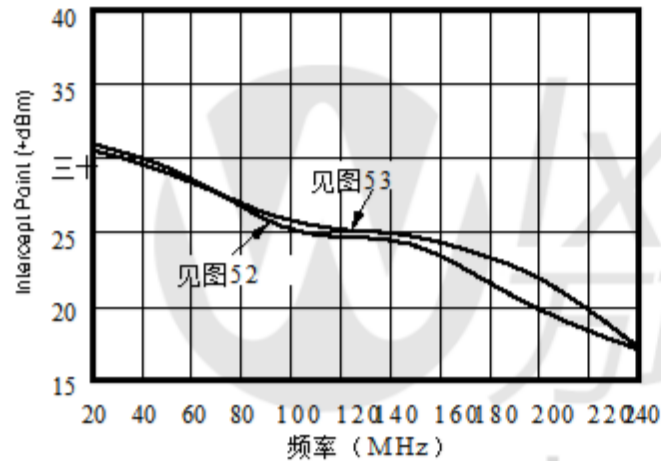


图45. 双音三阶互调截取

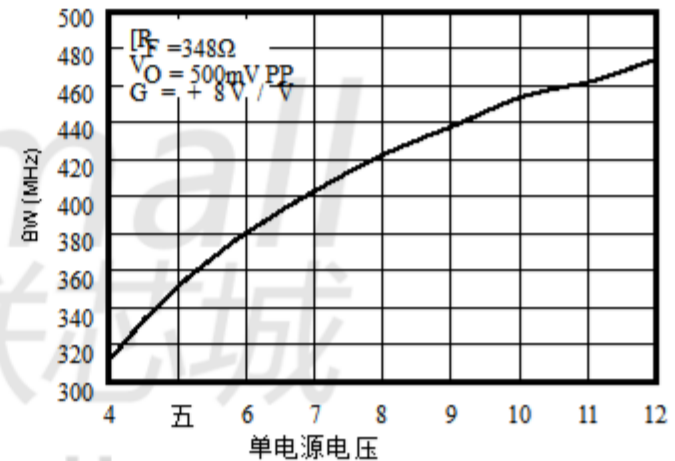


图46. 小信号带宽与单电源电压

7 参数测量信息

7.1 差分小信号测量

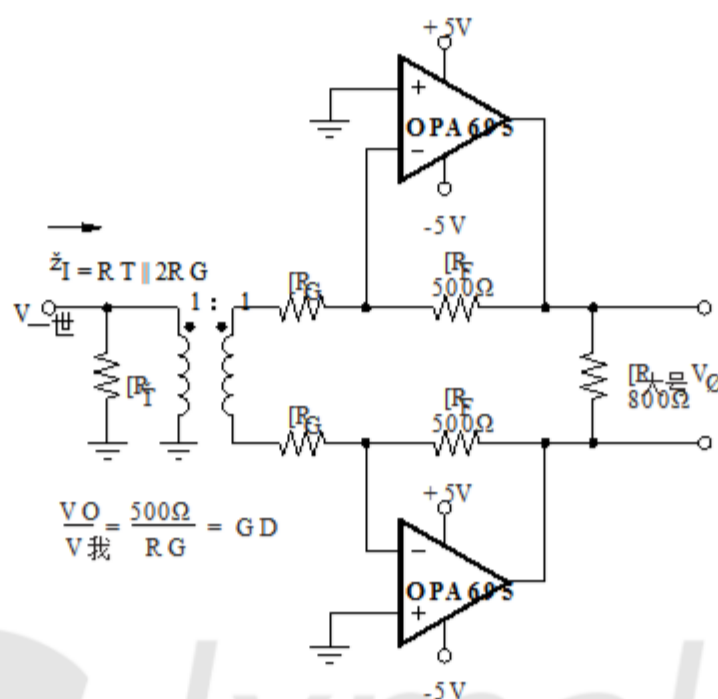


图47.差分小信号频率响应原理图

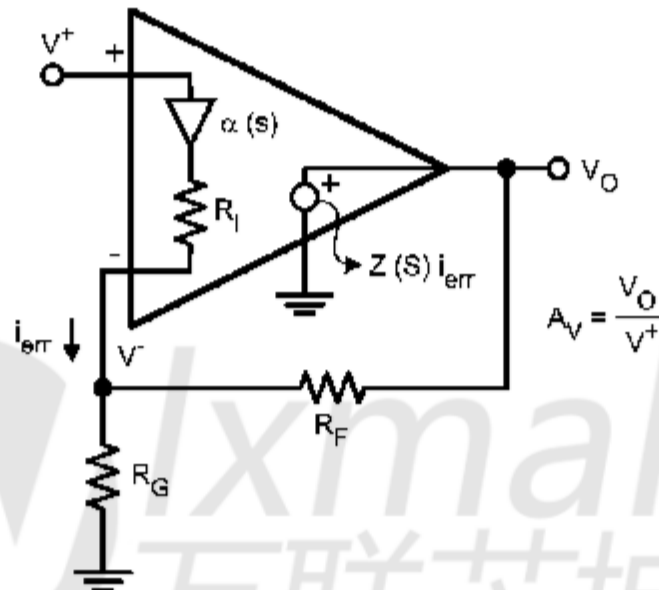
www.wlxmall.com

8 详细描述

8.1 概述

在功能框图中看到的OPA695是一款经过时间验证的运算放大器反馈架构。电流反馈的优点包括无增益带宽产品限制，快速回转速率高，信号带宽高，在高频和大振幅下具有优异的失真性能。电流反馈运算放大器的常见应用包括同轴电缆驱动器，ADC驱动器，视频放大器和高频增益模块。

8.2 功能框图



8.3 功能描述

8.3.1 宽带电流反馈操作

OPA695在宽带电流反馈运算放大器中提供了新的性能水平。几乎恒定的交流性能在宽广的增益范围内，以及4300-V/μs压摆率，降低了功耗和成本。解决方案为高截取IF放大器的要求。在+8 V/V的增益下进行优化（匹配50-Ω负载）给出450MHz的带宽，可以支持从1到40的增益的应用。作为+2视频的收益线驱动器，带宽扩展到1.4 GHz，压摆率支持最高的像素速率。在收益上面20时，信号带宽开始减少，但仍然超过180 MHz，达到40 V/V的增益（26 dB至a匹配50-Ω负载）。单+5V供电操作也支持相似的带宽，但输出减少功率能力。对于较高输出功率的低速（<250-MHz）要求，请考虑OPA691。

图48显示了直流耦合增益为+8 V/V的双电源电路，用作±5 V的基础规格和典型特性曲线。出于测试目的，输入阻抗设置为50 Ω与一个电阻接地，输出阻抗设置为50 Ω与一个串联输出电阻。电压波动报告

在规格是直接输入和输出引脚，而负载功率（dBm）定义在a匹配50-Ω负载。对于图48的电路，总有效负载是100Ω||458Ω=82Ω。禁用控制线（DIS）通常处于正常放大器工作状态。禁用行必须被置为低电平。关闭OPA695。图48中包含了一个可选组件。除了通常的电源外，将电容去耦至地，μF电容器包含在两个电源引脚之间。在实际中PCB布局，这种可选的附加电容通常可以将二次谐波失真性能提高3dB。双极电源工作时为6 dB。

图49显示了直流耦合增益为-8 V/V的双电源电路，作为反相的基础典型特性曲线。反转操作提供了几个性能优势。因为没有输入级的共模信号，反相操作的转换速率较高，失真较大性能略有提高。图49中包含一个额外的输入电阻RT，用于设置输入阻抗等于50 Ω。RT和RG的并联组合设置输入阻抗。两者都是非反相的。

功能说明 (续)

图48和图49的反相应用可从优化反馈电阻 (R_F) 值中受益 (请参阅“设置电阻值以优化带宽”中的讨论)。典型的设计顺序是选择最佳带宽的 R_F 值, 将 R_G 设置为增益, 然后将 R_T 设置为所需的输入阻抗。由于对于反相配置增益增加, 达到 R_G 等于 50Ω 的点, 其中 R_T 被去除, 输入匹配仅由 R_G 设置。当 R_G 固定以实现 50Ω 的输入匹配时, R_F 增加到增加收益。这很快降低了可实现的带宽, 如-16频率的反相增益所示。典型特性曲线中的响应。对于 $> 10 \text{ V/V}$ (匹配负载时为 14 dB) 的增益, 同相建议操作以保持更宽的带宽。

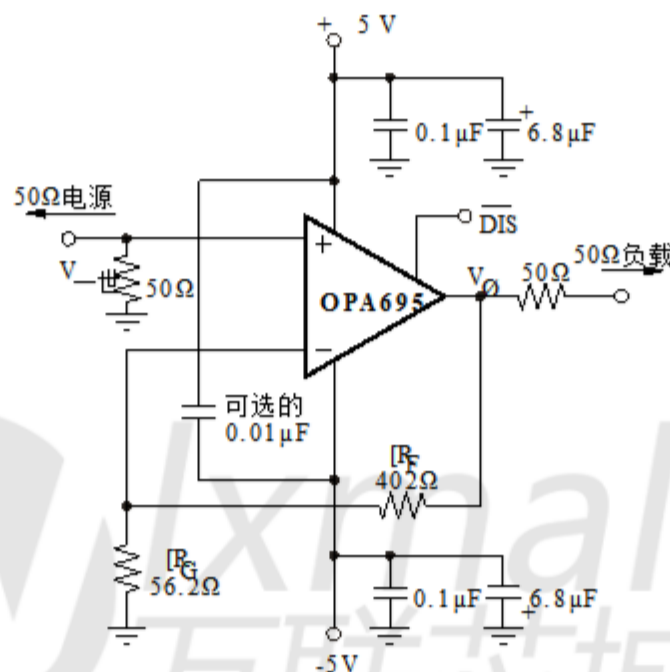


图48.直流耦合, $G = +8 \text{ V/V}$, 双极电源规范和测试电路

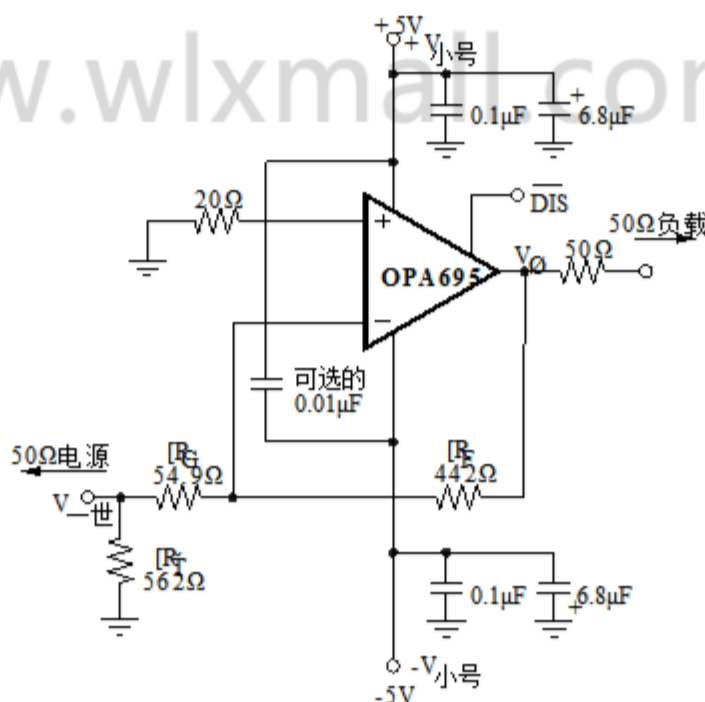


图49.直流耦合, $G = -8 \text{ V/V}$, 双极电源规范和测试电路

功能说明 (续)

图50显示了交流耦合的单+5V电源，+8V/V电路配置的增益，作为

+5V规格和典型特性曲线。宽带单电源的关键要求

操作是保持输入和输出信号在输入和输出的可用电压范围内摆动

输出。图50的电路使用一个简单的电阻分压器建立输入中点偏置

+5V电源（两个806-Ω电阻）连接到同相输入。输入信号然后交流耦合到这个

中点电压偏置。输入电压可以摆动到任一电源引脚的1.6V以内，从而产生1.8V_{PP}输入
信号范围在电源引脚之间。输入阻抗匹配电阻（57.6

Ω）用于

图50被调整以给出50-

当偏置分压器网络的并联组合时Ω输入匹配

包括在内。增益电阻（R_G）交流耦合，使电路的直流增益为+1。这将输入直流偏置

输出电压（2.5V）也是如此。反馈电阻值已由双极电源调整

条件重新优化+5V的平坦频率响应，增益+8操作（见设置电阻

值来优化带宽）。在+5V单电源上，输出电压可以摆动到1.0V以内

电源引脚，同时提供超过90mA的输出电流，使3V输出摆幅为100

Ω（最大7 dBm

Ω输出电阻，然后

在匹配的负载下）。图50中的电路显示了一个阻塞电容，

进入一个50Ω负载。或者，阻断电容可以在连接到电源中点的负载的情况下被移除，或者

如果此接地负载所需的直流电流可接受，则接地。

图51所示为交流耦合，单+5V电源，增益为-8V/V电路配置的基础

+5V的典型特性曲线。在这种情况下，同相输入上的中点直流偏置也会被解除，

再加上一个0.1-μF去耦电容。这样可以将源阻抗降低到更高

非同相输入偏置电流噪声的频率。同相输入引脚上的2.5V偏置出现在上面

反相输入引脚和R_G由输入电容直流阻断，也会出现在输出引脚上。一

反转操作的好处是，由于输入级没有信号摆动，所以转换速率更高

降低电源电压的操作是可能的。为了保持1V的PP输出能力，可以降至3V

供应是允许的。在+3V电源下，输入共模范围为0V。但是，对于反相

电流反馈放大器的配置，即使输入级饱和，宽带操作仍然保留。

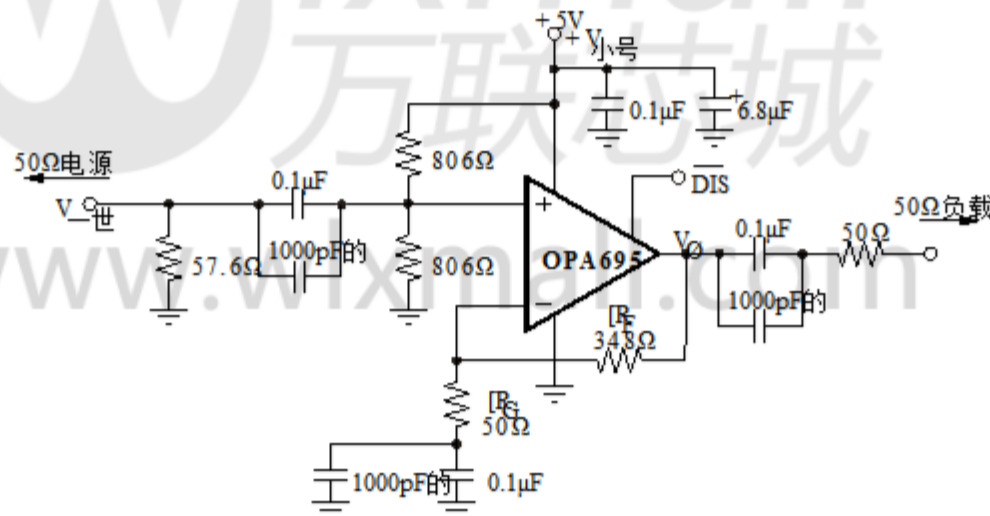


图50.交流耦合， $G = +8 \text{ V/V}$ ，单电源规范和测试电路

功能说明 (续)

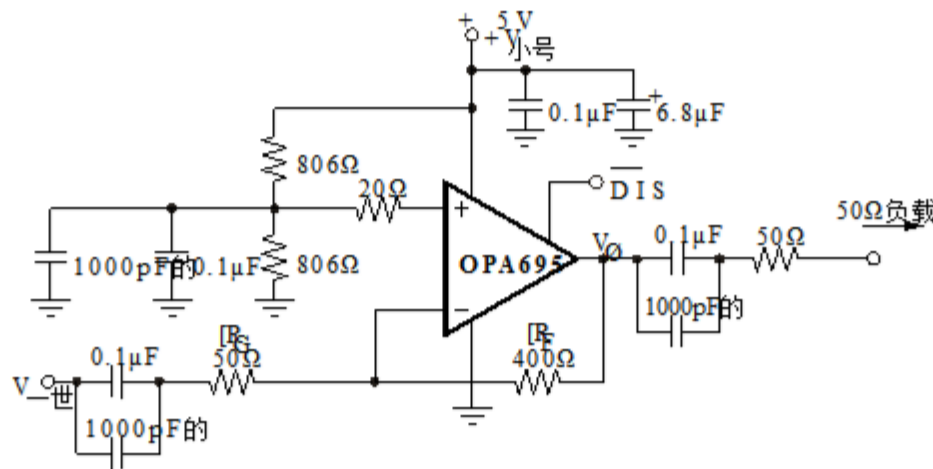


图51.交流耦合， $G = -8 \text{ V/V}$ ，单电源规范和测试电路

图50和图51的单电源测试电路显示+5V操作.可以使用这些相同的电路在+5V至+12V的单电源电压范围内工作.采用绝对最大值，采用+12V单电源供电电源电压规格为+13V，为典型的 $\pm 5\%$ 电源容差提供了足够的设计余量.

8.3.2 射频规格和应用

OPA695的超高，全功率带宽和三阶截取点是IF放大器应用的理想选择.宽带运算放大器（如OPA695）的优点包括良好的（独立的） I/O 阻抗匹配，以及高反向隔离.一个习惯于固定增益射频放大器的设计者将会获得几乎完美的增益精度，更高的 I/O 回波损耗以及超过30 dBm（最高达3 dBm）的三阶截取点110 MHz），仅使用OPA695的13 mA电源电流.使用相当大的设计自由度实现通过调整外部电阻，OPA695可以取代大范围的固定增益射频放大器单个部分.要了解（以射频放大器术语）如何利用这一点，首先考虑4-S参数（请参见图48和图49的 $\pm 5 \text{ V}$ 电源的示例电路，但类似的结果可以通过单+5V至+12V电源获得）.

8.3.3 输入回波损耗（ S_{11} ）

输入回波损耗是衡量输入阻抗与信号源的匹配程度（超过频率）的指标.阻抗.这与同相和反相配置的增益设置相对独立.

典型特性显示 图48和图49至1 GHz电路的 S_{11} 的幅度

（同相增益+8，反相增益-8操作）.同相操作提供了很多更好地匹配更高的频率，唯一的偏差是由输入的寄生输入电容造成的.同相输入匹配由电阻简单地设置为同相输入端的地，如图所示.放大器本身显示非常高的输入阻抗.反转操作也不错，但由于升高更快环路增益滚降效应出现在反相节点.反相模式输入匹配由并行设置图49中RG和RT的组合，因为反相放大器节点可以被认为是虚拟地.一个好的固定增益射频放大器的输入电压驻波比（VSWR） $< 1.2:1$.这个对应于 -21dB的 S_{11} .OPA695的反相性能超过了100 MHz工作模式，并通过400 MHz的同相模式.

8.3.4 输出回波损耗（ S_{22} ）

输出回波损耗是衡量输出阻抗与负载相匹配（超频）的度量.阻抗.这与同相和反相配置的增益设置相对独立.

通过在低阻抗输出端加一个串联电阻来设置一阶输出匹配阻抗运算放大器.

功能说明 (续)

由于运算放大器本身的输出阻抗很低, 随着频率的增加, 输出匹配的改善因此可以通过在其上增加一个小的均衡电容器来获得输出电阻. 典型特性显示了测量的 S_{22} 有和没有这个 2.5 pF 电容器 (对角线) 50- Ω 输出电阻). 同样, 固定增益射频放大器的良好匹配会使 VSWR 达到 1.2: 1 ($S_{22} < -21$ dB). 典型特性曲线显示, 一个简单的 50- Ω 输出电阻保持比 -21 dB 更好 140 MHz, 但高达 380 MHz 的调谐电容.

8.3.5 前向增益 (S_{21})

在所有的高速放大器数据手册中, 正向增益是在频率上绘制的小信号增益. 该同相和反相操作之间的区别在于 S_{21} 的相位. 从 0° 开始, 同相和 -180° 为反相. 对于大多数 IF 而言, 这种反相模式的初始相移是不重要的剥离应用. 典型特征没有显示 S_{21} 的相位, 但与频率和频率成线性关系. 可以通过放大器准确地建模为恒定的时间延迟.

典型特性显示 S_{21} 在一定范围内的信号增益, 其中外部电阻已经过了调整为在每个增益设置下重新优化平坦度. 因为这是一个电流反馈运算放大器, 随着期望的增益设置改变, 信号带宽可以保持相对恒定. 的情节. 同相带宽与增益显示带宽与增益有一些变化 (由于寄生电容对反相节点的影响), 反向操作模式的变化很小.

运算放大器数据手册中的信号增益通常被称为 V/V . 这是来自电压的增益. 输入到输出, 并由外部电阻比率设置. 因为输出阻抗是由物理串联设定的电阻, 对匹配负载的电压增益由该电阻分压器减半. 日志增益匹配

图48的同相电路的负载是:

$$G^+ = 20 \log \frac{1}{2} \left(1 + \frac{R_F}{R_G} \right) \text{ dB} \quad (1)$$

图49的反相电路的匹配负载的对数增益为:

$$G^- = 20 \log \frac{1}{2} \left(\frac{R_F}{R_G} \right) \text{ dB} \quad (2)$$

图48和图49中使用的特定电阻值给出了最大平坦带宽和 12 dB 获得匹配的负载. 噪声系数部分的设计表格总结了所需的电阻

图48和图49的电路的期望增益范围内的值.

随着期望的信号增益的增加, 可实现的带宽减小. 在同相情况下, 它减少. 典型特征如图所示. 反相配置几乎保持不变. 带宽 (正确选择外部电阻值), 直到 R_G 降低到等于 50Ω , 并保持在此值来满足输入阻抗匹配要求, 随着增益的进一步增加而获得增益. 如图49中的 R_F 所示. 然后带宽迅速下降, 如典型值中 -16 V/V 的增益所示. 特点.

8.3.6 反向隔离 (S_{12})

反向隔离是测量输入引脚返回到电源的功率的度量. 这是. 由于运算放大器几乎是单向信号, 因此很少用于运算放大器设备. 低于 300 MHz 时, 图48的同相配置给出的隔离度要好得多. 如图49所示. 两者都远低于 350 MHz 的 40 dB 隔离度.

8.3.7 动态范围的限制

RF 放大器应用的下一个注意事项是对动态范围的限定. 典型的固定 - 增益射频放大器包括:

- -1dB 压缩 (最大输出功率的测量)
- 双音三阶输出交调截点 (可实现无杂散动态范围的度量)
- 噪声系数 (通过放大器时信噪比的降低量度)

功能说明 (续)

8.3.7.1 -1dB压缩

-1dB压缩功率的定义是实际功率比输入小1dB的输出功率

功率，加上日志增益。在经典的RF放大器中，这通常比三阶截取低10 dB。那关系对于运算放大器来说并不成立，因为它们的截距是由环路增益提高得更多的

比-1dB压缩高10dB。对于OPA695的-1dB压缩的简单估计是

在匹配的负载下提供最大的非摆动限制输出电压摆幅，转换成1dB的功率

添加以满足定义。对于±5 V电源上的OPA695，其输出将在±5 V左右提供约±4.0 V。

输出引脚或匹配负载时为±2.0 V。从V_{PP}到功率（对于正弦波）的转换是：

$$P_{O \text{ dBm}} = 10 \log \left[\frac{\left(\frac{V_{PP}}{2\sqrt{2}} \right)^2}{0.001 (50\Omega)} \right] \quad (3)$$

将此4.0 V_{PP}摆幅的负载转换为dBm可得到16 dBm；为此添加1 dB（以满足定义）

在±5 V电源上运行的OPA695提供了17 dBm的-1 dB压缩。这是一个很好的估计。频率需要低于OPA695的整个压摆率。

给定可用转换速率和所需峰值输出摆幅的最大操作频率（在输出处）

引脚为正弦波）是：

$$F_{MA} = \frac{\text{转换率}}{X_2 \pi V_P (0.707)} \quad (4)$$

在4600-V/μs的反转操作模式下的压摆率以及4.0V的峰值输出摆幅

在输出引脚给出了259 MHz的最大频率。这是-1dB的最大频率

在匹配的负载下压缩将是17 dBm。较低的输出可能使用较高的带宽

如大信号带宽曲线所示。如这些图表所示，7V_{PP}输出可能与

对于非反相或反相操作，通过100MHz的频率响应平坦度几乎是完美的。

8.3.7.2 双音三阶输出互调截获 (OP3)

在窄带IF带中，每个放大器通常馈入一个衰减大部分谐波的带通滤波器

失真条款。剩下最麻烦的是三阶双音互调

与所需的信号非常接近（在频率上）并且不能被滤除。如果定义了两个测试频率

在F_O+ΔF和F_O-ΔF下，三阶互调失真产物将下降到F_O+3ΔF和F_O-3ΔF。如果

两个测试功率电平（P_T）是相等的，OPA695在这些电路上产生三阶杂散项（P_S）

频率以及在以下给出的测试功率水平之下的功率水平：

$$P_T - P_S = 2 (OP3 - P_T) \quad (5)$$

典型特性中显示的三阶截取图显示了在低频下的非常高的截距

随频率增加而减少。该截距在匹配的载荷下定义以允许直接比较

带有固定增益射频放大器。在匹配负载，每个功率电平下产生一个2-V_{PP}双音调包络

匹配负载（1 V_{PP}）时必须为4 dBm。使用公式5和反演的性能曲线

操作，在50 MHz（41.5 dBm截距）时，三阶杂散将在这些4阶杂散以下2×（41.5 - 4）= 75 dB，

dBm测试音调。对于只使用13-mA电源电流的放大器来说，这是极低的失真。

如果输出驱动器直接进入，这个性能水平的改进也是可能的

ADC输入负载较轻。

这个非常高的截距与静态功耗是通过OPA695的高回路增益实现的。这个循环增益

然而，随着频率的降低，OP3性能呈典型的下降趋势

特点。通过200 MHz的IF放大器的应用是可能的，输出截距超过21

在200 MHz的dBm。拦截性能随着增益设置而略有变化，在较高的增益（即增益）下递减

大于典型特性曲线中使用的8 V/V或12 dB增益）并在较低增益下增加。

8.3.7.3 噪声系数

所有固定增益射频放大器都显示出非常好的噪声系数（典型值<5 dB）。对于宽带放大器，这是

通过低噪声输入晶体管和通过反馈设置的输入匹配实现。这反馈大大减少了

噪声系数固定增益射频放大器，但也使输入匹配取决于负载和输出

匹配取决于输入端的源阻抗。

功能说明 (续)

运算放大器的噪声系数总是高于固定增益射频放大器，因为噪声系数更高。运算放大器的复杂内部电路（给出更高的输入噪声电压和电流条件）。另外，为简单的电路，输入匹配电阻设置。获得的是几乎完美的 I / O 阻抗匹配。更好的负载隔离，非常高的三阶截取与静态功耗。这些更高的噪音数字可以。如果 OPA695 在 IF 链中有足够的增益，那么可以接受。

运算放大器噪声系数方程包含至少六个项（见噪声性能），由于外部电阻。作为参考点，图48的电路具有14 dB的输入噪声系数，图49的反相配置具有11 dB的输入噪声系数。在更高的收益，这是典型的反相噪声系数稍好于同等增益，非反相配置。改进噪声系数为 OPA695 的同相配置，包括一个升压比为1：2的匝数比变压器输入。该配置如图52所示。

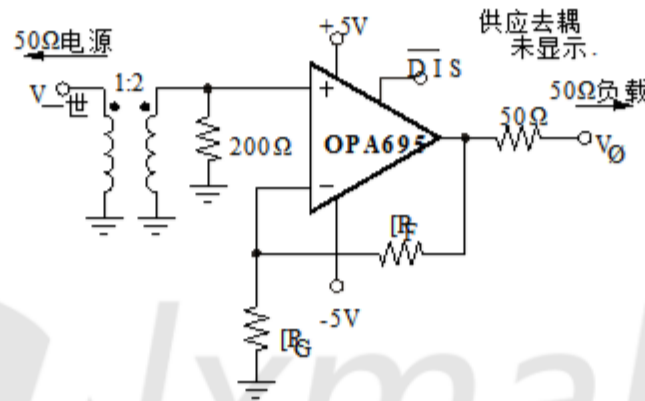


图52.具有改进的噪声系数的中频放大器

对于 OPA695 来说，变压器提供了一个无噪声的电压增益，其代价是更高的源阻抗。同相输入电流噪声。输入阻抗仍然设置为 50Ω。通过变压器上的 200Ω 电阻。次要的。1：2 匝数比变压器将反映 200Ω 作为输入端的 50Ω 阻抗。变压器的带宽。使用 1：2 升压变压器也可将所需的放大器增益降低 1/2。任何特定的理想总体收益。

表1，表2和表3总结了推荐的电阻值和由此产生的噪声指数。OPA695作为精密中频放大器的三种电路选择所需的增益设置。在每种情况下，RF和RG被调整为最佳带宽和所需增益。

在所有情况下，都会显示电阻的精确计算值。在应用程序中，选择标准电阻值最接近表中的那些。

表1.同相宽带运算放大器

增益加载 (dB)	RF (Ω)	RG (Ω)	噪音图
6	478	159	17.20
7	468	134	16.55
8	458	113	15.95
9	446	96	15.40
10	433	81	14.91
11	419	68	14.47
12	402	57	14.09
13	384	48	13.76
14	363	40	13.23
15	340	33	13.23
16	314	27	13.03
17	284	21	12.86
18	252	16	12.72

功能说明 (续)
表1.同相宽带运算放大器 (续)

增益加载 (dB)	R _F (Ω)	R _G (Ω)	噪音图
19	215	12	12.60
20	174	9	12.51

表2.采用1:2输入升压变压器的同相

增益加载 (dB)	R _F (Ω)	R _G (Ω)	噪音图
6	516	518	16.34
7	511	412	15.54
8	506	334	14.78
9	500	275	14.07
10	493	228	13.40
11	486	190	12.78
12	478	160	12.21
13	469	135	11.70
14	458	114	11.25
15	447	96	10.85
16	434	81	10.15
17	419	69	10.21
18	403	58	9.96
19	384	48	9.74
20	364	40	9.57

表3.反转宽带RF放大器

增益加载 (dB)	最佳R _F (Ω)	R _G (Ω)	输入匹配R _T	噪音图
6	463.27	116	87	16.94
7	454.61	101	98	16.06
8	444.91	88	114	15.16
9	434.07	77	142	14.23
10	421.95	66	199	13.24
11	408.42	57	380	12.16
12	398.11	50	无穷	11.03
13	446.68	50	无穷	10.92
14	501.19	50	无穷	10.83
15	562.34	50	无穷	10.75
16	630.96	50	无穷	10.67
17	707.95	50	无穷	10.61
18	794.33	50	无穷	10.55
19	891.25	50	无穷	10.49
20	1000.00	50	无穷	10.45

8.4设备功能模式

OPA695有两种功能模式.通过施加逻辑1 (> 3.3 V) 来访问第一个功能模式
 不禁用 (禁用栏) 引脚.在这种模式下, 放大器完全启用, 并将提供13的电源电流
 嘛.

第二种功能模式是禁用状态.禁用状态通过应用逻辑0 (<1.8 V)
 到非禁用引脚.在这种模式下, 放大器完全禁用, 仅消耗100μA的电流.

9应用和实例

注意

以下应用部分中的信息不是TI组件的一部分规格，TI不保证其准确性或完整性。TI的客户是负责为他们的目的确定组件的适用性。客户应该验证并测试其设计实现以确认系统功能。

9.1应用信息

9.1.1 SAW滤波器缓冲器

中频带的一个常见要求是缓冲具有足够增益的混频器的输出以恢复窄带SAW滤波器的插入损耗。图65显示了驱动SAW滤波器的一种可能的配置。图53显示了在50- Ω 负载、在-8 V/V的电压增益下工作在反相模式下的电路提供了一个50- Ω 输入匹配使用增益设置电阻，具有最大优化的反馈带宽（在这种情况下是700 MHz），并通过一个50- Ω 输出电阻进入匹配网络输入SAW滤波器。如果SAW滤波器的插入损耗为12 dB，则50 dB的净增益为0 dB，SAW输出（可能是下一个IF放大器或混频器的输入阻抗）SAW滤波器的通带。在这个应用中使用OPA695隔离第一个混频器的阻抗SAW滤波器，并在SAW滤波器带宽中提供非常低的双音三阶杂散电平。反相操作可提供最宽的带宽，达到-12 V/V（15.6 dB）的增益。同相操作给予更高在增益设置带宽比这更高，但也会略微减少截距和噪声系数性能。

Ω 负载在

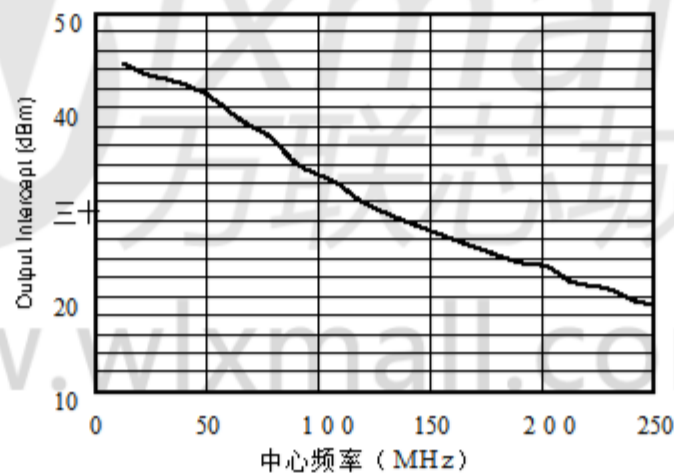


图53. 2阶三阶互调截取

9.1.2 LO缓冲放大器

OPA695也可用于缓冲来自调音台的本地振荡器（LO）。在一个电压增益下工作+2，OPA695为LO提供了几乎完美的负载隔离，对混频器的净增益为0 dB。通过1.4-GHz LO的应用可能会被考虑，但最好的操作应该是LO < 1.0 GHz的增益+2。OPA695还可以提供增益，以将更高的功率驱动到调音台。一个选项的OPA695作为LO缓冲器如图54所示。由于OPA695可以驱动多个输出负载，两个负载相同的LO信号可以通过两路输出关闭输出到分集接收机中的混频器系列50- Ω 输出电阻。该电路的输出引脚的电压增益为+2 V/V，增益为+1 V/V（0 dB）到混频器，但可以很容易地调整，以提供更高的增益。

申请信息 (续)

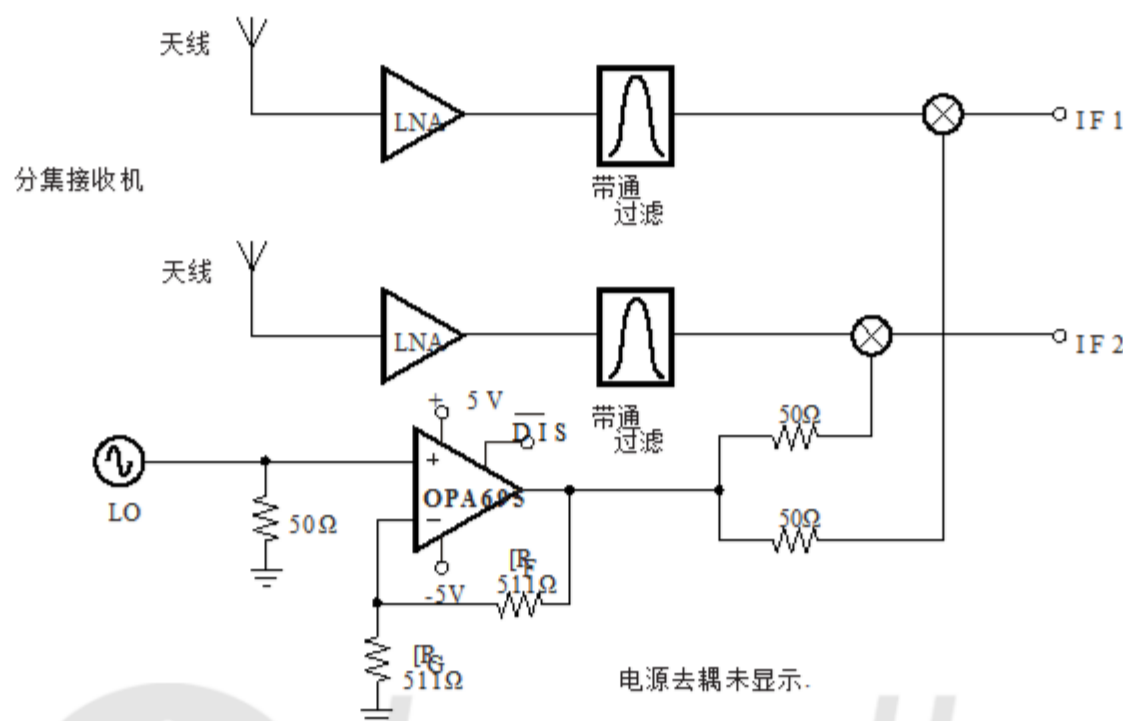


图54.双输出LO缓冲器

9.1.3 宽带电缆驱动应用

OPA695的高压摆率和带宽可用于满足最苛刻的电缆驱动应用。

9.1.3.1 电缆调制解调器返回路径驱动程序

通常需要标准电缆调制解调器上游驱动器来驱动5MHz至65MHz的高功率带宽，同时提供<-50-dBc失真。高度集成的解决方案（包括可编程增益阶段）经常达不到这个目标，因为放大器输出到线路的损耗很高。较高的增益 - OPA695的运行能力和非常高的压摆率为实现这一目标提供了一个低成本的解决方案。信号具有所需的无杂散动态范围。图55显示了使用OPA695作为一个例子。电缆调制解调器返回路径的上游驱动程序在这种情况下，驱动器的输入阻抗设置为75Ω增益电阻（RG）。可调增益阶段所需的输入电平显著降低了15.5倍，由OPA695提供的dB增益。在这个例子中，物理的75-双工器中的dB损耗，衰减输出摆幅9 dB。在这个例子中，一个+12V的电源用于实现6 VPP输出引脚电压至65 MHz的最低谐波失真。测量这个例子的性能给出了600MHz的小信号带宽和65MHz的<-54dBc失真为6 VPP输出引脚电压摆动。

Ωby

Ω输出匹配电阻器，

这种电路的另一个更低的失真是使用两个OPA695驱动的差分驱动器一个输出变压器。这可以用来加倍可用的线路功率，或通过改善失真将每个阶段所需的输出摆幅减半。MCNS规范所要求的通道禁用必须通过使用PGA禁用功能来实现。MCNS禁用规范要求输出在信号通道关闭的情况下保持阻抗匹配。OPA695的禁用功能是打算的主要是为了省电，并将输出和反相输入引脚置于高阻抗模式。这样做不保持所需的输出阻抗匹配。关闭图55输入端的信号，同时保持OPA695有效，保持阻抗匹配，同时在线上施加很少的噪声。该线噪声在图55所示的电路中是关闭的（PGA源关闭，但仍然呈现75-阻抗）将会是非常低的4 nV / √Hz（-157 dBm / Hz）由于OPA695的低输入噪声。

Ω源

申请信息 (续)

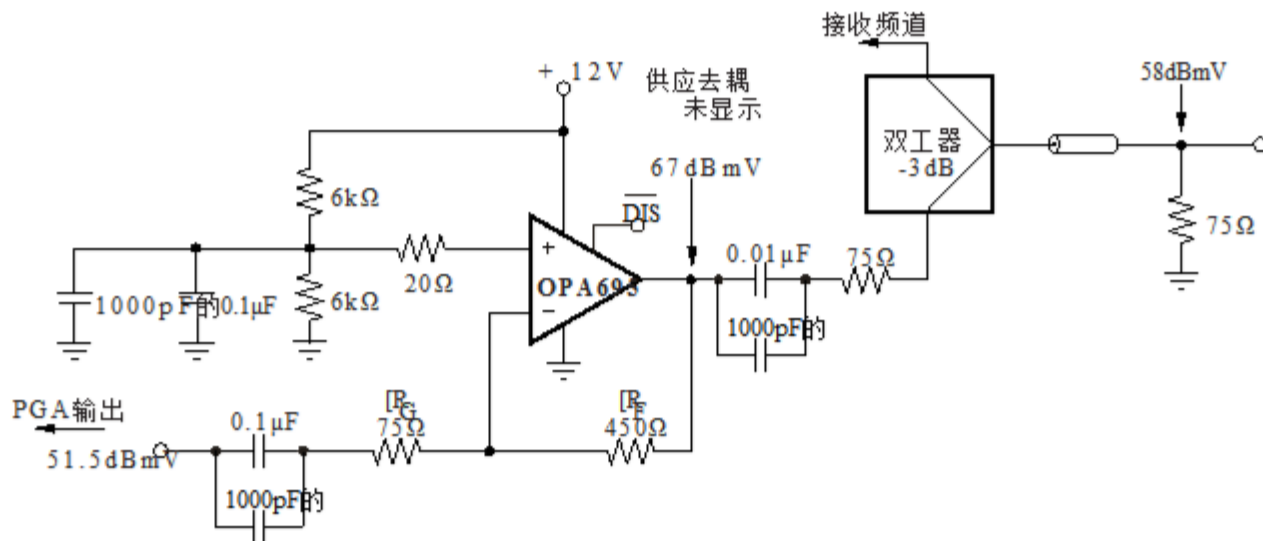


图55.电缆调制解调器上游驱动程序

9.1.3.2 RGB 视频线路驱动

运行在+2增益的OPA695的极高带宽支持最快的RAMDAC输出辅助监视器驾驶等应用。增益2V/V视频线驱动器显示的测量性能0→125 MHz时+1-V输入方波。一般来说，放大器所需的全功率带宽必须至少为像素速率的一半。其同相增益为+2，压摆率为2900 V/输出引脚电压摆幅为标准的RGB视频电平，OPA695给出了600 MHz的带宽，然后支持高达1.26-GHz的像素速率。图56显示了一个三个OPA695提供辅助的例子监视高分辨率RGB RAMDAC的输出。

另一种利用OPA695的较高反相压摆率（4300 V / 来自RAMDAC的互补电流输出，并将其转换为正视频，以提供非常高的全功率带宽RGB线驱动器。这将比图56的电路产生更清晰的像素边缘。最高速度DAC是电流转向设计，具有视频输出电流信号和互补性。通常被丢弃到匹配电阻的输出。互补电流输出可以用作一个辅助输出。如果是反相的，如图57所示。在图57的电路中，互补电流输出由一个等效的75-Ω阻抗（RT和RG的并联组合）减小。通过反馈电阻RF的信号电流的电流分配。这允许RF增加达到保持平坦频率响应的值。由于互补电流输出本质上是一个该电路在OPA695的输出端设置一个白色视频电平，以实现零DAC输出电流（使用同相输入端的0.77V直流偏置），然后将互补输出电流转换为产生一个信号，从零输出电流1.4 V到最大输出电流的0 V范围内（假设最大输出电流为20 mA）。这提供了一个非常宽带（> 800MHz）的视频信号能力。

μs 和 1.4 V PP

 $\mu\text{s})$

申请信息 (续)

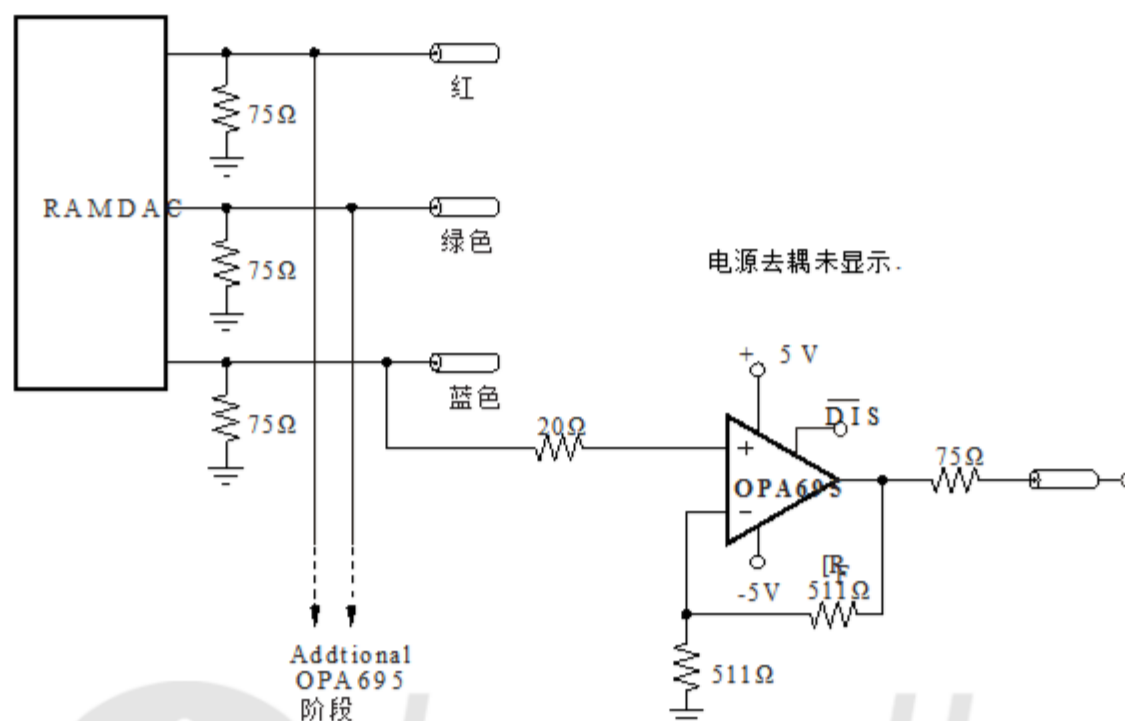


图56. +2，高分辨率RGB监视器输出的增益

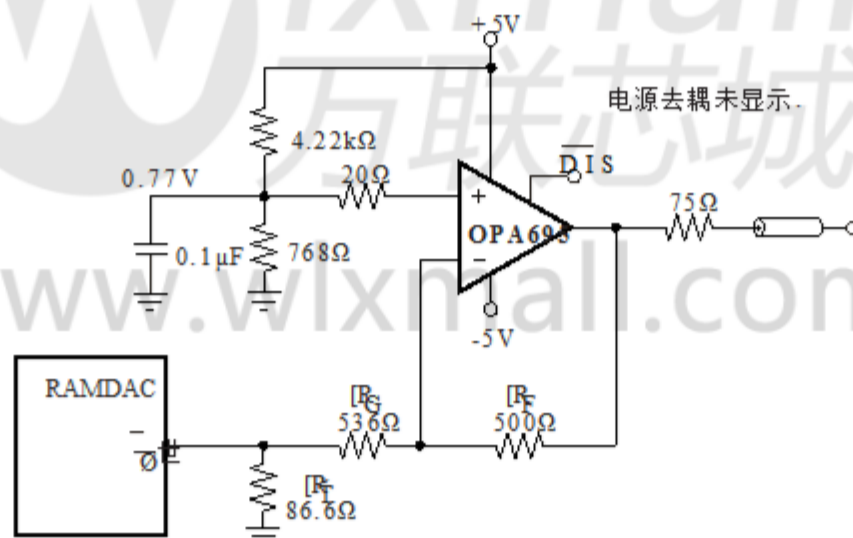


图57.使用DAC互补输出电流的高分辨率RGB驱动器

9.1.3.3 任意波形驱动

OPA695可用作中等输出功率任意波形驱动器应用的输出级。

通过一系列50年代的研究， Ω 匹配电阻到50 Ω 匹配的负载允许高达4.0 V的 PP 摆动在 ± 5 V电源上运行OPA695时的匹配负载 (15 dBm)。这个级别的权力是可用的

通过100MHz的平坦响应的 ± 8 的增益。直接从互补电流接口时

输出DAC，请考虑图57的电路，对特定DAC的峰值输出电流进行修改

考虑。在需要来自互补电流输出DAC的纯交流耦合输出信号的情况下，

考虑使用图58电路的推挽式输出级。这里的电阻值已经被计算出来了

用于20 mA峰值输出电流DAC，在匹配负载 (18 dBm) 下产生高达5 V的 PP 摆幅。这个

方法在负载时提供更高的功率，二次谐波失真更低。

申请信息 (续)

对于20 mA峰值输出电流DAC，10 mA的中间电流提供了2 V直流输出共模工作电压，由于200- Ω 电阻接地输出。每个输出的总交流阻抗是

50 Ω ，在DAC的2 V共模电压周围提供 ± 0.5 V的摆幅。这些电阻也作为一个

电流分压器，通过反馈电阻（464）发送75%的DAC输出电流

电容器将OPA695输出电压接地，并将单极性DAC输出电流转换为电流

双极摆幅为 $0.75 \times 20 \text{ mA} \times 464$ 在每个放大器输出端， $\Omega = 7 \text{ V PP}$ 。每个输出正好相位相差 180°

失真，图58的电路设置了一个1.4: 1的降压变压器。这反映了50年来，

100 Ω 在变压器的一次侧。两路输出的最大14伏 PP 摆幅

放大器时，匹配电阻将降至变压器输入端的7 V PP，然后降至5 V PP

最大值在50- Ω 负载在变压器的输出端。这种降低方法降低了峰值输出

电流至 $14 \text{ V PP} / (200\Omega) = 70 \text{ mA}$ 。

Ω) .阻塞

Ω 负载

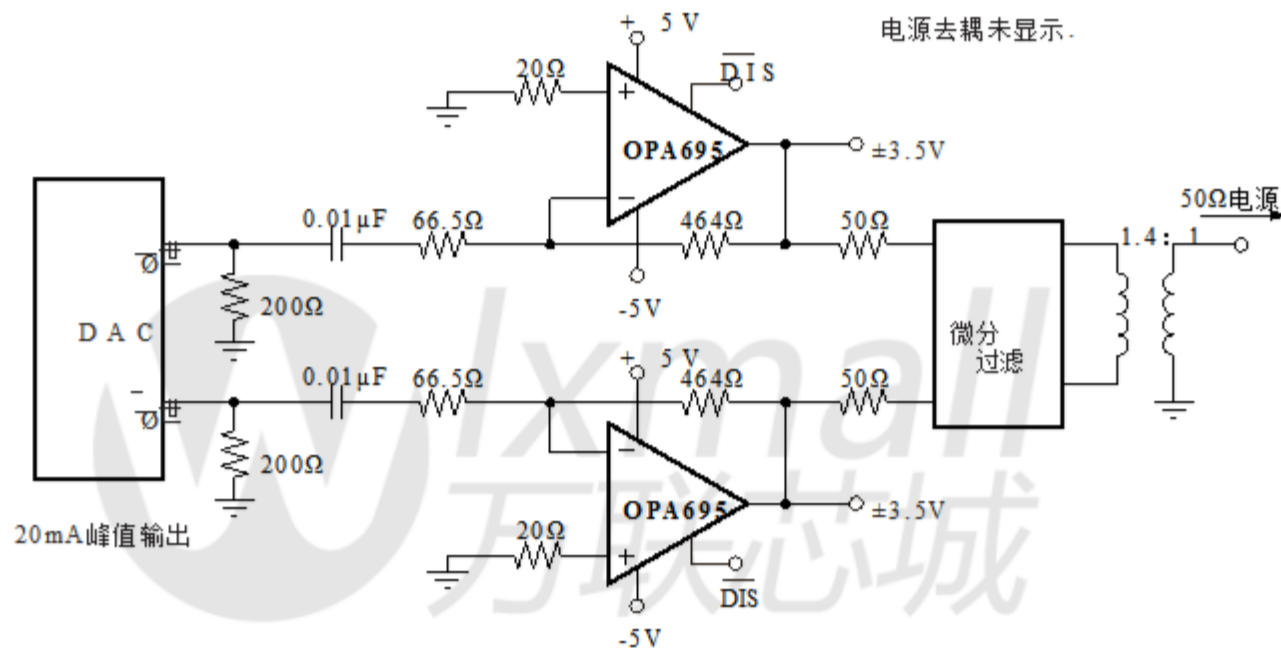


图58.高功率宽带交流耦合任意波形驱动器

9.1.4 差分 I / O 应用

OPA695提供非常低的三阶失真项，对于单声道具有显著的二阶失真放大器操作。对于最低失真，特别是在需要差分输出的情况下，使用两个差分 I / O 设计中的OPA695s抑制了这些偶数阶项，提供极低的谐波

通过高频率和功率失真。差分输出通常是高性能的首选

ADC，双绞线驱动和混频器接口。差分 I / O 的两种基本方法是同相或反相

反转配置。由于输出是差分的，所以信号极性有些没有意义；该

同相和反相术语适用于输入到两个OPA695中的地方。每

方法有其优点和缺点。图59显示了非反相的基本起点

差分 I / O 应用程序。

申请信息 (续)

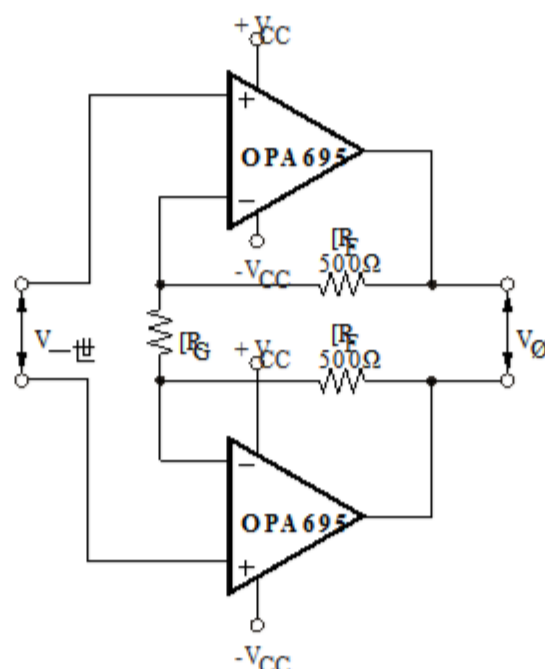


图59.同相输入差分I/O放大器

该方法允许独立于信号增益的源终端阻抗.例如,简单差分滤波器可以被包括在信号路径中直到非反相输入而不与之交互
增益设置.图59电路的差分信号增益为:

$$A_D = 1 + 2 \times R_F / R_G$$

(6)

由于OPA695是一个电压反馈放大器,其带宽主要受反馈控制电阻值:图59显示了500的典型值.但是,差分增益可能会随之调整.仅使用R_G电阻就有相当大的自由度.R_G可以是一个反应网络提供一个孤立的塑造差分频率响应.交流耦合应用通常包括与R_G串联的隔直电容.这样在低频时增益减小到1,在较高的频率上升到上面所示的A_D表达式.该图59的非反相输入方法可以用于比例相输入方法更高的增益,但也可以.由于OPA695转换速率较低,所以具有较低的全功率带宽反相输入操作模式.

单电源或交流耦合增益的各种组合也可以使用基本电路来传输.图59.两个同相输入上的共模偏置电压以1的增益传递到输出.每个反相节点处的相等的直流电压不会产生通过R_G的电流.该电路显示一个共模从输入到输出的增益为1.如果是的话,源连接必须删除这个共模信号不必要的(使用输入变压器),或输入端的共模电压可以设置输出共模偏差.如果这个电路的低共模抑制是一个问题,那么输出接口也可以被用来拒绝那个共同模式.例如,大多数现代差分输入ADC拒绝共模信号良好,而通过变压器的线路驱动器应用也消除了共模信号变压器次级.

图60显示了配置为反相放大器的差分I/O级.在这种情况下,增益电阻(R_G)成为源的输入电阻的一部分.这提供了比非接触式传感器反相配置,但是限制了将输入阻抗与增益分开设置的灵活性.

申请信息 (续)

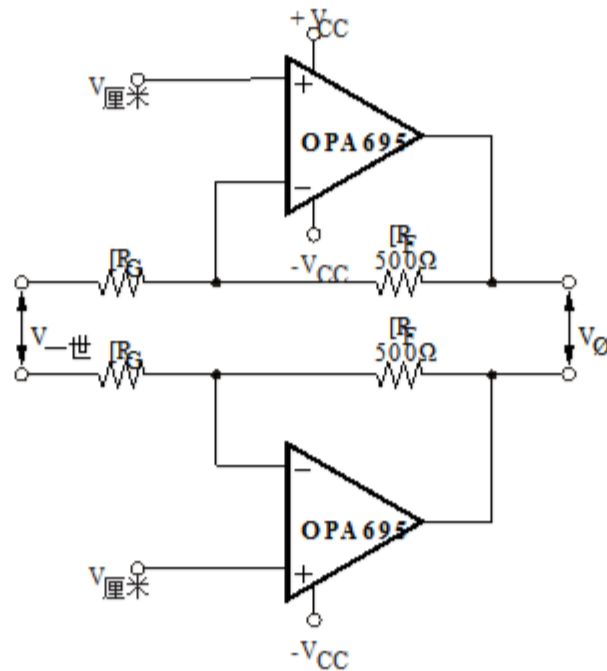


图60.反相输入差分I/O放大器

两个同相输入提供了一个简单的共模控制输入，特别是如果源是交流耦合通过阻塞帽或变压器。在任何一种情况下，两者的共模输入电压同相输入再次对输出引脚的增益为1，为单电源提供简单的共模控制操作。在这个配置的OPA695限制反馈到500-

Ω区域以获得最佳频率

响应。当R_F固定时，输入电阻可能会调整到所需的增益，但也会改变输入阻抗。这个电路从输入到输出的高频共模增益与信号增益。同样，如果信号源可能包含一个不需要的共模信号，那么可能会被拒绝输入使用阻塞电容（用于低频和直流共模）或变压器耦合。该“典型特性”中显示的差分性能曲线使用图60的配置

输入1: 1变压器。图60电路中的差分信号增益是:

$$A_D = R_F / R_G$$

(7)

使用此配置可抑制二次谐波，仅留下三次谐波项作为输出限制

SFDR. 反转配置的较高转换速率也扩展了全功率带宽和范围

在图59的电路可用的性能带宽上的低互调失真

特性表明，在A_D = 10下运行的图60的电路可以提供16V的PP信号

500-MHz -3-dB带宽。使用公式4，这意味着差分输出摆率为18000 V /

V/μsec每个输出。这个输出转换速率远高于规定值，可能是由于负载较轻用于差分测试。

μsec或9000

这种反相输入差分配置适用于高SFDR转换器接口，特别是窄带

IF频道。典型特性显示二阶三阶互调截点超过45 dBm

通过90 MHz。虽然这个数据是用800-

电路，把它的功率水平看作是50

Ω负载，拦截模型似乎为此工作

Ω。例如，在70 MHz时，差分典型值

特性曲线显示48 dBm的截距。预测2音互调SFDR，假设-1 dB

低于满量程包络到2 V_PP最大差分输入转换器时，测试功率电平将为9 dBm -

每个音调6 dBm = 3 dBm。把它放入截距方程中，给出:

$$\Delta dBc = 2 \times (48 - 3) = 90 \text{ dBc}$$

(8)

单音失真数据显示70 MHz的SFDR大约为72 dB，输出2 V_PP光

800- Ω负载。放大器之后适度的后置滤波器可以减少这些谐波（第二个在140 MHz，第三个在210

MHz）到一个转换器的完整SFDR可以处于70-MHz IF操作的85-dB范围内。

申请信息 (续)

9.1.5 操作建议

9.1.5.1 设置电阻值以优化带宽

OPA695等电流反馈型运算放大器可以在信号上保持几乎恒定的带宽。通过适当调整外部电阻值来增益设置。这在典型特征中显示。

随着增益的增加，小信号带宽仅略有下降。这些曲线也表明了反馈电阻已针对每个增益设置进行更改。电路反相端的电阻值对于一个电流反馈型运算放大器来说，可以视为频率响应补偿元件。他们的比例设置信号增益。图15显示了OPA695小信号频率的分析电路响应。

这个电流反馈运算放大器模型的关键要素是：

- α = 从非反相输入到反相输入的缓冲器增益。
- R_I = 缓冲器输出阻抗
- i_{ERR} = 反馈错误电流信号
- $Z(s)$ = 从 i_{ERR} 到 V_O 的频率相关开环互阻增益

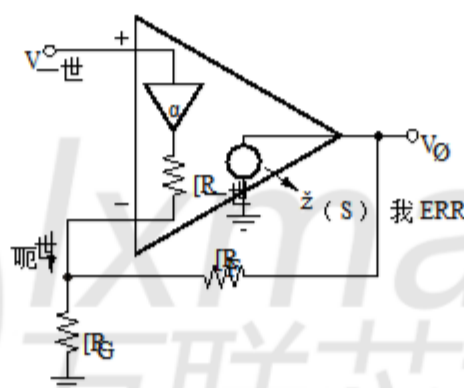


图61. 电流反馈传递函数分析电路

缓冲器增益通常非常接近1.00，通常从信号增益的考虑中被忽略。它会，然而，为单个运算放大器差分放大器配置设置CMRR。为了缓冲增益 < 1.0 ， $CMRR = -20 \log(1 - \alpha)$ 。

R_I 是缓冲器输出阻抗，是带宽控制方程的关键部分。对于OPA695，这是一般约为28 Ω 为 ± 5 V 操作，31 Ω 为单+5 V 操作。

电流反馈运算放大器检测反相节点中的误差电流（与之相反）电压反馈运算放大器的差分输入误差电压）并将其传递到输出。通过一个内部的频率相关跨阻阻抗增益。典型特征显示了这种开环互阻抗响应。这类似于电压反馈的开环电压增益曲线。运算放大器。开发图64电路的传递函数给出方程9：

$$\frac{V_O}{V_{-世}} = \frac{\alpha \cdot 1 + \left(\frac{R_F}{R_G}\right)}{1 + \frac{R_F + R_{-世} \left(\frac{R_F}{R_G}\right)}{Z(s)}} = \frac{\alpha \cdot NG}{1 + \frac{R_F + R_{-世} \cdot NG}{Z(s) \cdot 小号}}$$

哪里

- $NC = 1 + R_F / R_G$ = 噪声增益

(9)

这是写在一个循环增益分析格式，其中一个非无限的开环增益产生的误差是显示在分母中。如果 $Z(s)$ 在所有频率上都是无限的，那么等式9的分母就会减小到1，并且分子中所示的理想期望的信号增益将被实现。中的分数等式9的分母确定频率响应。公式10将其表示为环路增益方程：

申请信息 (续)

$$\frac{Z_{\text{小号}}}{[R_F + [R_I \cdot NG]]} = \text{环路增益} \quad (10)$$

如果 $20 \times \log(R_F + NG \times R_I)$ 叠加在开环互阻抗图上，
两个是在给定频率下的回路增益。最后， $Z(s)$ 滚到等于分母
等式10，此时环路增益减小到1（并且曲线相交）。这一点
公式9给出的放大器闭环频率响应开始下降，
与噪声增益等于开环电压增益的频率完全类似，
反馈运算放大器不同之处在于等式10的分母中的总阻抗可以是
与期望的信号增益（或NG）分开控制。

在 $NG = 8$ 开时，OPA695内部补偿为 $R_F = 402 \Omega$ 提供最大平坦的频率响应
 $\pm 5\text{-V}$ 电源。评估等式7的分母（反馈互阻抗）给出了最佳的目标
的 663Ω 。随着信号增益的变化， $NG \times R_I$ 项在反馈互阻抗中的贡献
改变，但总数可以通过调整 R_F 保持不变。公式11给出了一个近似公式
最佳信号增益 R_F ：

$$R_F = 663 \Omega - NG \times R_I \quad (11)$$

随着所需的信号增益的增加，这个方程将最终预测负的 R_F 。这是一个主观的限制
可以通过将 R_G 保持在 10Ω 的最小值来进行调整。较低的值将加载两个缓冲阶段
如果 R_F 太低，输入和输出级会降低带宽。图62显示了推荐的
对于 $\pm 5\text{V}$ 和单 $+5\text{V}$ 操作， R_F 与 NG 相比较。 $+5\text{V}$ 的最佳目标反馈阻抗
等式8中使用的操作是 663Ω ，而典型的缓冲器输出阻抗是 32Ω 。 R_F 的值
所示增益与用于生成典型特性曲线的值大致相等。在
在某些情况下，使用的值与此处显示的值稍有不同，因为典型值使用的值不同
特性也正在纠正简化分析中未考虑的电路板寄生效应
公式11。图62所示的值为带宽优化的设计提供了一个良好的起点
是期望的并且需要平坦的频率响应。

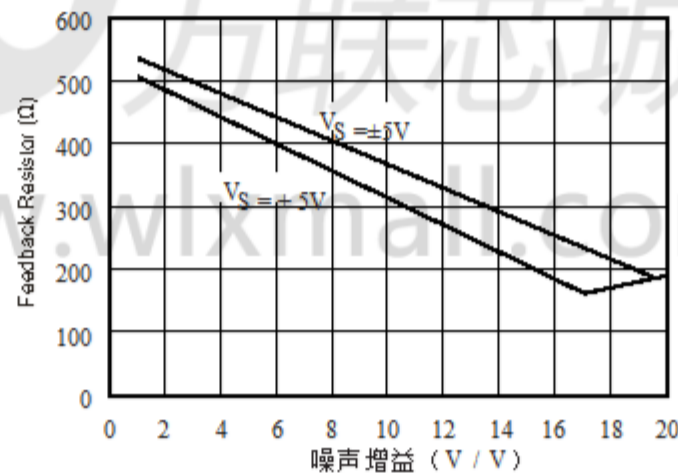


图62.推荐的反馈电阻与噪声增益

呈现给反相输入的总阻抗可以调节闭环信号带宽。插入一个
反相输入端和求和点之间的串联电阻增加了反馈阻抗
（等式10的分母），减小了带宽。OPA695的内部缓冲输出阻抗为
受到源于同相输入端子的源阻抗的轻微影响。高源电阻
增加 R_I ，降低带宽。对于那些发展单点偏差的单电源应用
通过高阻值的非反相输入，去耦电容对于电源纹波非常重要
抑制，非反相输入噪声电流分流，以及最小化图61中 R_I 的高频值。

输入端的阻抗匹配要求使反相优化变得复杂，如图所示
图49。在这种情况下，必须使用表3所示的电阻值。

申请信息 (续)

9.1.5.2 输出电流和电压

OPA695提供的输出电压和电流能力与驱动双端50- Ω 负载。对于一个100- Ω 负载的增益为+8 (见图48)，总负载是100 Ω 的并联组合负载和456- Ω 总反馈网络阻抗。这个82 Ω 的负载不需要超过45mA的输出电流支持 ± 3.7 V最小输出电压摆幅指定为100-最低 ± 90 -mA规格。

Ω
 Ω 负载.这远远低于

上述规格虽然在业界很熟悉，但考虑到电压和电流的限制。在许多应用中，与电路更相关的是电压 $\times$ 电流或VI操作。请参阅图21.图中的X和Y轴显示零电压输出电流限制，零电流输出电压限制。四个象限提供了更详细的OPA695视图输出驱动能力。在电路图上叠加电阻器的负载线显示可用的输出电压目前的具体负载。

最低规定的输出电压和电流超温是由冷态下的最坏情况模拟设定的温度极端。只有在冷启动时，输出电流和电压才会降到图中所示的数字规格表。随着输出晶体管输出功率的增加，结温逐渐降低V_{BE} (增加可用的输出电压摆幅)和增加电流增益 (增加可用输出电流)。在稳态运行中，可用的输出电压和电流始终是大于超出温度规格所示，因为输出级的结温高于规定的最低运行环境。

为了保持最大的输出级线性，不提供输出短路保护。这通常不是问题，因为大多数应用在输出端包含一个串联匹配电阻，以限制内部功率。如果这个电阻的输出端接地短路，会产生功耗。然而，短路的输出引脚直接到相邻的正电源引脚在大多数情况下会损坏放大器。如果额外的短路保护是需要考虑电源引线中的小型串联电阻。在大负荷下，这会减少可用输出电压摆动。5-每个电源引线中的 Ω 串联电阻限制了内部功率。对于输出短路，功耗小于1W，同时仅减少可用的输出电压摆幅0.25 V，用于高达50 mA的所需负载电流。始终将0.1- μ F电源去耦电容直接在这些电源限流电阻之后的电源引脚上。

9.1.5.3 驱动容性负载

对运算放大器来说，要求最苛刻但最常见的负载条件之一就是电容加载。通常，电容负载是A/D转换器的输入，包括额外的外部电容。这可能会被推荐用于改善A/D线性。像这样的高速，高开环增益放大器在容性负载情况下，OPA695可能会降低稳定性和闭环响应峰值直接放在输出引脚上。当考虑放大器的开环输出电阻时，这个容性负载在信号路径中引入了一个额外的极点，可以降低相位裕度。一些已经提出了这个问题的外部解决方案。当主要考虑是频率响应平坦度，脉冲响应保真度和失真，最简单和最有效的解决方案是隔离在放大器输出端和输入端之间插入一个串联的隔离电阻，从反馈回路中获得容性负载容性负载。这并不能消除环路响应中的极点，而是将其移位并在a处增加一个零点更高的频率。附加的零点用于消除来自电容负载极的相位滞后，从而增加相位裕度和提高稳定性。

典型的特性显示了推荐的R_S与容性负载以及由此产生的频率在负载的响应。大于2 pF的寄生电容负载可能开始降低性能。OPA695.较长的PCB走线，不匹配的电缆以及连接到多个设备的连接可能超过此值。始终仔细考虑这一效应，并尽可能靠近地增加推荐的串联电阻。OPA695输出引脚 (见布局指南)。

申请信息 (续)

9.1.5.4 失真性能

OPA695提供良好的失真性能， Ω 负载在 ± 5 V电源上.相比其他解决方案，OPA695在较高频率 (> 20 MHz) 下具有更低的失真.一般来说，直到根本信号达到非常高的频率或功率水平，二次谐波主导的失真可以忽略不计.三次谐波分量.关注二次谐波，直接提高负载阻抗.失真：总负载包括反馈网络.在同相配置中 (见图48)，这是 $R_F + R_G$ 的总和，而在反相结构中，只有 R_F . 另外，提供额外的供应去耦电容 ($0.01 \mu\text{F}$) 在电源引脚之间 (用于双极性操作) 改善了二阶失真稍微 (3分贝到6分贝).

在大多数运算放大器中，增加输出电压摆幅会直接增加谐波失真.该典型的性能曲线显示二次谐波增加略低于预期的2倍率，而三次谐波的增幅略低于预期的3倍.测试能力加倍的地方，差异它与二次谐波之间的减小幅度小于预期的6 dB，而与二次谐波之间的差值第三降低了预期的12分贝.

OPA695具有极低的三阶谐波失真.这也给了一个很高的二阶，三阶互调截取，如典型特征曲线所示.这个截距曲线定义在50- Ω 匹配电阻，允许直接比较射频MMIC器件，是当通过50- Ω 匹配电阻，允许直接比较射频MMIC器件，是显示 ± 8 的增益. OPA695在反相中的截取有一些改进.模式.输出匹配电阻衰减从输出引脚到负载的电压摆幅6 dB.如果 OPA695直接驱动到高阻抗器件 (如ADC) 的输入端，这个6 dB的衰减不是拍摄.在这些条件下，截距增加至少6 dBm.

截距预测两个紧密间隔的频率的互调产物.如果两个测试频率 F_1 和 F_2 以平均频率和频率变化量 $F_0 = (F_1 + F_2) / 2$ 和 $\Delta F = |F_2 - F_1| / 2$ 时，两个三阶伪近似音将出现在 $F_0 \pm 3 \times \Delta F$ 处.两个相等的测试音调功率水平和这些互调杂散功率水平由下式给出 $\Delta \text{dBc} = 2 \times (\text{OP3} - \text{PO})$ ，其中 OP3 是从典型特性曲线中截取的截距，PO 是50 Ω 负载下的功率电平 (dBm).对于两个紧密间隔的测试频率之一.例如，在50 MHz，增益为-8，OPA695有一个截获42 dBm的匹配50- Ω 负载.如果两个频率的全部包络必须是2 V_{PP}，则这个要求每个音调为4 dBm.三阶互调杂散音为 $2 \times (42 - 4) = 76$ dBc 低于测试音调功率电平 (-72 dBm).如果这个相同的2-V_{PP} 2音信封被直接传送进去输入一个没有匹配损耗或者50- Ω 网络，拦截会增加到至少48 dBm.具有相同的信号和增益条件，但现在直接驱动到轻负载，三阶那么杂散音在以50为中心的4 dBm测试音调功率电平以下至少 $2 \times (48 - 4) = 88$ dBc 兆赫.测试表明，实际上，由于负载较轻，三阶寄生电平要低得多由大多数ADC提供.

9.1.5.5 噪声性能

OPA695在电压和电流噪声条件之间提供了极好的平衡，以实现低输出噪声.反相电流噪声 ($22 \text{ pA} / \sqrt{\text{Hz}}$) 低于大多数其他电流反馈运算放大器，而输入电压噪声 ($1.8 \text{ nV} / \sqrt{\text{Hz}}$) 低于任何单位增益稳定的宽带电压反馈操作放大器.这种低输入电压噪声是以更高的同相输入电流噪声 ($18.5 \text{ pA} / \sqrt{\text{Hz}}$) 的价格实现的.只要从同相节点看的交流源阻抗小于50 Ω ，就是这个电流噪声对总输出噪声没有显著影响.运算放大器的输入电压噪声和两个输入电流噪声项相结合，在各种工作条件下产生低输出噪声.图63显示了包含所有噪声项的运算放大器噪声分析模型.在这个模型中，所有噪声项均取噪声电压或电流密度项，单位为 $\text{nV} / \sqrt{\text{Hz}}$ 或者 $\text{pA} / \sqrt{\text{Hz}}$.

申请信息 (续)

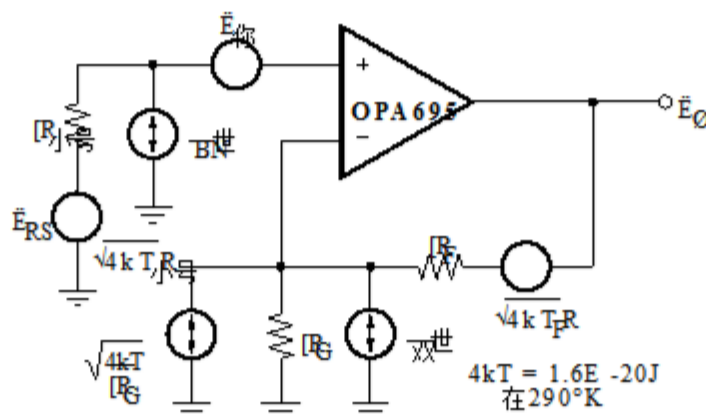


图63. 运算放大器噪声系数分析模型

总输出点噪声电压可以计算为所有平方输出噪声总和的平方根
电压贡献者。公式12显示了输出噪声电压的一般形式

图59.

$$\bar{E}_O = \sqrt{\bar{E}_{你}^2 + \left(\frac{R_F}{R_G}\right)^2 \bar{E}_{RS}^2 + 4kTR_S \left(\frac{R_F}{R_G}\right)^2 + I_{BI}^2 R_F^2 + 4kTR_F R_G} \quad (12)$$

用噪声增益 ($NG = (1 + R_F/R_G)$) 除该表达式 给出等效的输入参考点噪声
非反相输入端的电压如公式13所示:

$$\bar{E}_n = \sqrt{\bar{E}_{你}^2 + \left(\frac{R_F}{R_G}\right)^2 \bar{E}_{RS}^2 + 4kTR_S \left(\frac{R_F}{R_G}\right)^2 + \frac{I_{BI}^2 R_F^2}{NG} + \frac{4kTR_F R_G}{NG}} \quad (13)$$

评估OPA695电路的这两个方程和图48中所示的分里值给出了总数
输出点噪声电压为18.7 nV / $\sqrt{\text{Hz}}$, 总等效输入点噪声电压为2.3 nV / $\sqrt{\text{Hz}}$. 这个总数
输入参考点噪声电压高于1.8-nV / $\sqrt{\text{Hz}}$ 运算放大器电压的 $\sqrt{\text{Hz}}$ 规格
噪音独自. 这反映了通过反向电流噪声乘以反馈电阻而添加到输出的噪声.
如果反馈电阻在高增益配置下降低 (如前所述), 总输入参考
等式13给出的电压噪声刚刚接近1.8 nV / $\sqrt{\text{Hz}}$ 运算放大器本身的 $\sqrt{\text{Hz}}$. 对于
例如, 增益为+20 (使用 $R_F = 200\Omega$) 时, 总输入参考噪声为2.0 nV / $\sqrt{\text{Hz}}$.

有关运算放大器噪声计算的更完整讨论, 请参见TI应用笔记SBOA066,
高速运算放大器的噪声分析, 可通过www.ti.com获取.

9.1.5.6 直流精度和偏移控制

OPA695等电流反馈型运算放大器在高增益下提供卓越的带宽,
提供快速的脉冲稳定, 但只有适度的直流精度. 典型的规格显示输入失调电压
可与高速电压反馈放大器相媲美; 然而, 两个输入偏置电流是有点
更高, 无与伦比. 尽管偏置电流消除技术对于大多数电压 -
反馈运算放大器, 它们通常不会减少宽带电流反馈的输出直流偏移
运算放大器. 由于两个输入偏置电流的大小和极性都不相关,
匹配从每个输入端看的源阻抗, 以减少它们对输出的误差贡献
无效的. 使用最差的+25°C输入失调电压评估图48的配置
输入偏置电流, 给出最坏情况下的输出偏移范围等于:

$$\pm (NG \times V_{OS}) + (I_{BN} \times R_S / 2 \times NG) \pm (I_{BI} \times R_F)$$

哪里

• NG = 同相信号增益

(14)

$$\Rightarrow \pm (8 \times 3.0 \text{ mV}) \pm (30 \mu\text{A} \times 25 \Omega \times 8) \pm (402 \Omega \times 60 \mu\text{A})$$

$$\Rightarrow \pm 24 \text{ mV} \pm 1.6 \text{ mV} \pm 24 \text{ mV}$$

$$\Rightarrow \pm 54 \text{ mV}$$

申请信息 (续)

通常需要精确的输出偏移零点或DC操作点调整.许多技术是可用于将DC偏移控制引入运算放大器电路.最简单的调整技巧不要纠正温度漂移.

9.1.5.7 电源关闭操作

OPA695提供可选的电源关闭功能,可用于降低系统功耗.如果V_{DIS}控制引脚悬空,OPA695工作正常.这种关机仅作为一种省电模式,节约功能.正向路径隔离对于小信号是有效的.大信号隔离不能保证.运用不建议将此功能复用两个或更多个输出.大信号适用于关机.输出级会打开寄生器件,降低所需通道的信号线性度.

开机时间从关机状态开始,通常<60 ns.关机时间强烈依赖于外部电路配置,但对于图48的电路通常为200ns.

要关闭,控制引脚必须置为低电平.这个逻辑控制参考正电源,如图64的简化电路所示.

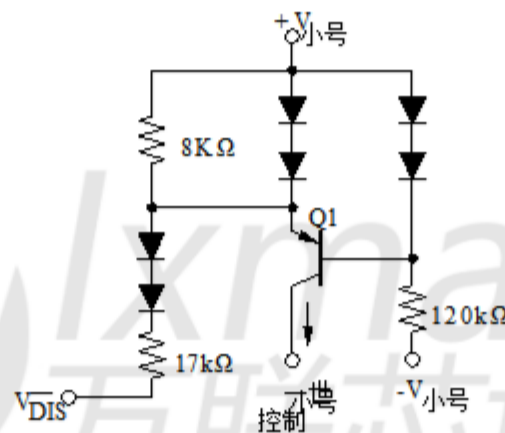


图64.运算放大器噪声系数分析模型

正常工作时,通过120-k提供到Q1的基极电流,而发射极电流通过8-kΩ电阻设置的电压降不足以导通Q1发射极中的两个二极管.由于V_{DIS}是拉低,额外的电流通过8-kΩ电阻,最终打开这两个二极管(≈180 μA).此时,从V_{DIS}引出的任何另外的电流通过保持发射极-基极的二极管Q1的电压大约为0 V.这会切断Q1的集电极电流,关闭放大器.该关断模式下的电源电流只是图64电路工作所需的电流.

禁用时,输出和输入节点将进入高阻抗状态.如果OPA695运行在一个增益+1,这将显示非常高的阻抗(3 pF || 1 MΩ)在输出和异常信号隔离.如果运作当增益大于+1时,总的反馈网络电阻(R_F+R_G)表现为阻抗看上去回到输出端,但电路仍然会显示非常高的正向和反向隔离度.如果配置为反相放大器,输入和输出通过反馈网络电阻(R_F+R_G)连接,给出输入到输出隔离度相对较差.

9.1.5.8 热分析

OPA695在大多数应用中不需要外部散热.最大所需的结温设置允许的最大内部功耗,如下所述.绝不应该最大限度的结温允许超过150°C.

工作结温(T_J)由T_A+P_D×θ_{JA}给出.总的内部功耗(P_D)是总和的静态功耗(P_{DQ})和输出级(P_{DL})耗散的额外功耗.来提供负载功率.静态功耗就是指定的空载电源电流乘以整个器件的总电源电压.P_{DL}取决于所需的输出信号和负载.但是,对于接地电阻负载,P_{DL}将在a当输出固定在等于任一电源电压的一半的电压(对于相等的双极性)时最大耗散.在这种情况下,P_{DL}=V_S²/(4×R_L),其中R_L包括反馈网络负载.

请注意,这是输出级的功耗,而不是负载决定内部功耗.

申请信息 (续)

作为绝对最差情况的例子, 使用OPA695IDBV (SOT23-6封装) 计算最大T_J。图48的电路在+85°C的最大规定环境温度下工作并驱动接地100-Ω负载。

$$P_D = 10V \times 14.1mA + 52 / (4 \times (100\Omega // 458\Omega)) = 217mW \quad (15)$$

$$\text{最大 } T_J = +85^\circ\text{C} + (0.22 \text{ W} \times 150^\circ\text{C} / \text{W}) = 118^\circ\text{C} \quad (16)$$

该最高工作结温远低于大多数系统级目标。大部分应用程序因为在这个计算中假设绝对最差情况的输出级功率。

9.2 典型应用

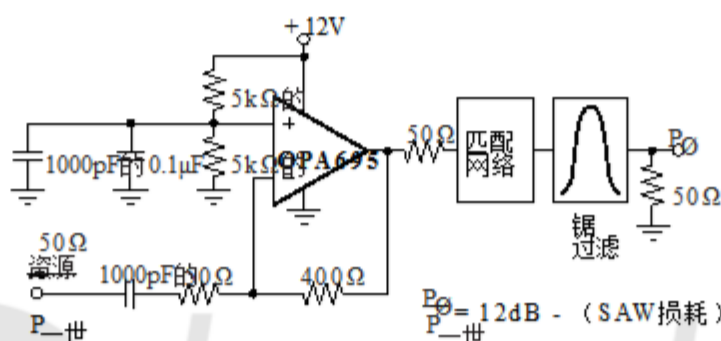


图65. 中频放大器驱动声表面波滤波器

9.2.1 设计要求

9.2.1.1 锯切过滤器缓冲区

中频带的一个常见要求是缓冲具有足够增益的混频器的输出以恢复窄带SAW滤波器的插入损耗。图65显示了驱动SAW滤波器的一种可能的配置。图53显示了在50-Ω负载、在-8 V/V的电压增益下工作在反相模式下的电路提供了一个50-Ω输入匹配使用增益设置电阻, 具有最大优化的反馈带宽 (在这种情况下是700 MHz), 并通过一个50-Ω输出电阻进入匹配网络输入SAW滤波器。如果SAW滤波器的插入损耗为12 dB, 则50 dB的净增益为0 dB, SAW输出 (可能是下一个IF放大器或混频器的输入阻抗) SAW滤波器的通带。在这个应用中使用OPA695隔离第一个混频器的阻抗 SAW滤波器, 并在SAW滤波器带宽中提供非常低的双音三阶杂散电平。反相操作可提供最宽的带宽, 达到-12 V/V (15.6 dB) 的增益。同相操作给予更高在增益设置带宽比这更高, 但也会略微减少截距和噪声系数性能。

Ω负载在

9.2.2 详细的设计程序

设计过程从计算所需的信号增益和信号摆幅开始。一旦获得和挥杆要求被确定, 选择合适的放大器以及所需的电源电压。由于输入阻抗为50-Ω增益和输入阻抗需要400Ω的反馈电阻值。

在此应用中, 电源电压为12 V单端。为了提供适当的直流工作点, 必须将中间电源电压施加到非反相输入。这是通过使用电阻来实现的分压器由两个1%精度的5-kΩ组成。Ω电阻器以及两个陶瓷旁路电容器。这些组件为非反相输入提供精确的低AC阻抗参考电压。该反相输入只需要一个交流耦合电容来隔离信号源的6 V工作电压。在这个例子中使用了一个1000 pF的陶瓷电容。

图65所示的电路显示了一个50Ω的输出电阻值。Ω。这个电阻需要调整到容纳SAW输入阻抗。可能还需要额外的L/C组件, 请咨询SAW制造商的设计指导了解更多细节。

典型应用（续）

9.2.3 应用曲线

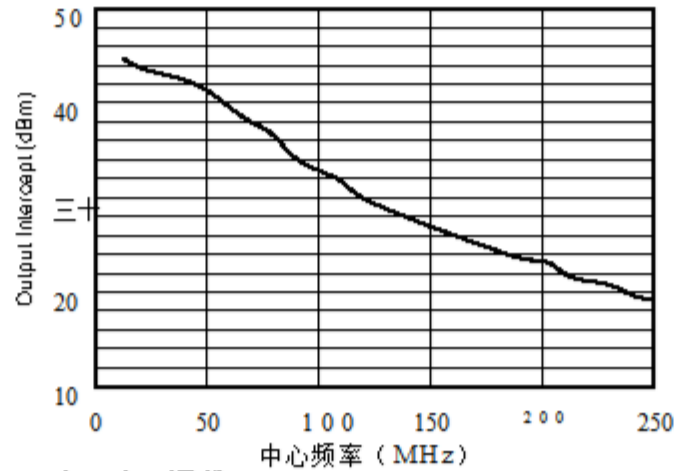


图66. 2阶三阶互调截取

10 电源建议

高速放大器需要低电感电源走线和低ESR旁路电容. 什么时候
印刷电路板设计和电源平面必须使用电源和接地层
必须与电路板堆叠中的地平面对齐. 电源电压必须居中
所需的放大器输出电压, 所以对于以地为参考的输出信号, 需要分离电源. 动力
电源电压必须从5 V到12 V.

Wixmall
万联芯城
www.wlxmall.com

11 布局

11.1 布局指南

使用像**OPA695**这样的高频放大器来实现最佳性能需要特别注意电路板布局寄生和外部元件类型.将优化性能的建议包括:

- 将所有信号I/O引脚的寄生电容减到最小.寄生电容输出和反相输入引脚会导致不稳定.在非反相输入端,它可以与之反应源阻抗引起无意的频带限制.为了减少不需要的电容,周围的一个窗口必须在这些引脚周围的所有接地层和电源层中打开信号I/O引脚.除此以外,地面和电力飞机必须在电路板上的其他地方完好无损.
- **最小化从电源引脚到高频0.1-** **μF去耦**
电容.在器件引脚处,地面和电源平面布局不得靠近信号I/O引脚.避免使用狭窄的电源和接地线,以尽量减少管脚和电源之间的电感去耦电容.电源连接必须始终与这些电容去耦.一个两个电源之间的可选电源去耦电容(用于双极性操作)谐波失真性能较大(2.2 μF 至6.8 μF)的去耦电容,效率较低频率,也必须用在主电源引脚上.这些可能会放在离一些更远的地方设备,并且可以在PCB的相同区域中的多个设备之间共享.
- **仔细选择和放置外部元件将保持高频率**
性能的**OPA695**.电阻器必须是低电抗类型.表面贴装电阻效果最好并允许更紧密的整体布局.金属薄膜和碳成分也可以提供轴向引线电阻良好的高频性能.保持导线和PCB走线尽可能短.不要使用线绕式电阻器在高频应用中.因为输出引脚和反相输入引脚是对寄生电容最敏感,总是将反馈和串联输出电阻(如果有的话)定位尽可能靠近输出引脚.其他网络组件,例如同相输入端接电阻器,也必须靠近包装放置.在允许双面元件安装的情况下,将反馈电阻直接放置在输出端和输出端之间的电路板另一侧的封装下反相输入引脚.频率响应主要由反馈电阻值决定.增加其值会降低带宽,而降低带宽会带来更高的频率响应.402- Ω 反馈电阻(在典型性能规格中使用, $\pm 5\text{ V}$ 电源上的增益为+8)是设计的一个很好的起点.请注意, 523- Ω 反馈电阻,而不是直接短路为统一增益追随者应用程序.电流反馈运算放大器需要一个反馈电阻,即使在单位增益跟随器配置,以控制稳定.
- **与电路板上的其他宽带设备的连接可以用短直接走线或通过**
机载传输线.对于短连接,请将跟踪和下一个设备的输入视为一个集总容性负载.必须使用较宽的走线(50密耳到100密耳),最好使用地面和地面电力飞机在他们周围开了.估计总容性负载并从图中设置RS图40.低的寄生电容负载(<5 pF)可能不需要RS,因为**OPA695**是名义上的补偿以2 pF的寄生负载运行.如果需要很长的踪迹,则会有6 dB的信号损失.双端终端传输线本身是可接受的,实现匹配的阻抗传输.采用微带线或带状线技术(参考ECL设计手册中的微带线和带状线)布局技术).一个50- Ω 环境通常没有必要在船上.其实阻抗较高环境可以改善失真,如失真与负载的关系图所示.具有特色的板子走线阻抗定义(基于电路板材料和迹线尺寸),使用一个匹配的串联电阻器来自**OPA695**输出的踪迹.在目的地的输入端也使用端接分流电阻设备.请记住终端阻抗是分流电阻和电阻的并联组合.目标设备的输入阻抗;这个总的有效阻抗必须设置为匹配走线阻抗. **OPA695**的高输出电压和电流能力允许多个目标器件作为单独的传输线处理,每个传输线都有自己的串联和分流终端.如果6-dB双端终端传输线的衰减是不可接受的,一个很长的轨迹可以串联终止仅源端.在这种情况下,将迹线视为容性负载,并将串联电阻值设置为如图40的曲线所示.这不会保持信号完整性,也不会保持双重终止的线路.如果目标设备的输入阻抗较低,会因电压而出现一些信号衰减由串联输出形成的分压器进入终端阻抗.
- 不推荐使用像**OPA695**这样的高速部件.额外的导线长度和引脚 - 由插座引入的引脚电容会造成麻烦的寄生网络,从而造成这种情况几乎不可能实现平稳,稳定的频率响应.最好的结果是通过焊接获得的**OPA695**直接到电路板上.

布局指南 (续)

11.1.1 输入和ESD保护

OPA695采用高速互补双极性工艺制造而成.内部结点击穿.这些小型几何设备的电压相对较低.这些故障反映在绝对报告绝对最大 ± 6.5 -V电源的最大额定值.所有器件引脚都具有有限的ESD使用内部二极管保护电源,如图67所示.

这些二极管还提供适度的保护以输入电源上方的过驱动电压.保护二极管通常可以支持30mA的连续电流.在可能有较高电流的地方(例如,带有 ± 15 V电源的系统驱动到OPA695中),必须加入限流串联电阻.这两个输入.保持这些电阻值尽可能低,因为高值会降低噪声性能和频率响应.

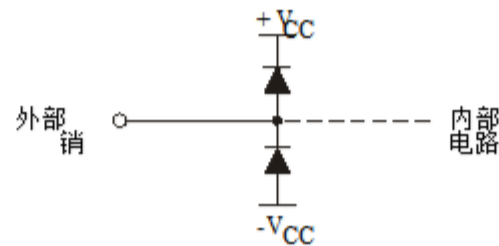


图67.内部ESD保护

11.2 布局示例

如布局指南中详细介绍的和图68所示,输入端接电阻,输出电阻和旁路电容必须靠近放大器放置.电源和地面飞机被放置在放大器,但必须在输入和输出引脚下移除,如图68所示.

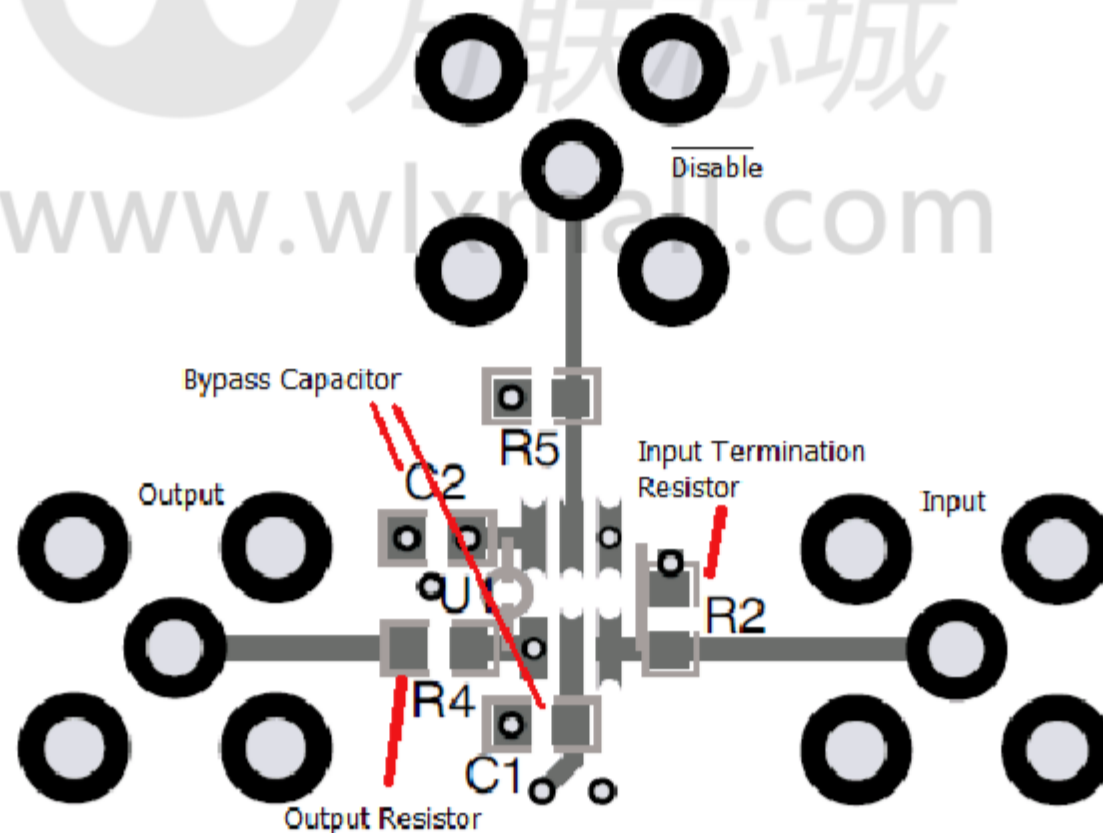


图68. SBOS293布局

12 设备和文档支持

12.1 设备支持

12.1.1 设计工具

12.1.1.1 示波器装置

两个印刷电路板 (PCB) 可用于帮助初步评估电路性能使用

OPA695 有两个封装选项, 这两种都是免费提供的, 因为没有填充 PCB
与用户指南. 表 4 列出了这些夹具的概要信息.

表 4. 示范委员会

产品	包	订购号码	用户手册 文献编号
OPA695ID	VSSOP-8	DEM-OPA-SO-1B	SBOU026
OPA691IDBV	SOT23-6	DEM-OPA-SOT-1B	SBOU027

示波器可以通过德州仪器的网站 (www.ti.com) 申请
OPA695 产品文件夹.

12.2 文档支持

12.2.1 相关文档

有关相关文档, 请参阅以下内容:

- 绝对最大额定值焊接, [SNOA549](#)
- 电流反馈运算放大器应用电路指南, 应用笔记 OA-07, [SNOA365](#)
- 使用宽带电流反馈放大器的频繁伪造, 应用笔记 OA-15, [SNOA367](#)
- 共线放大器的噪声分析, 应用笔记 OA-12, [SNOA375](#)
- 半导体和 IC 封装热量里, [SPRA953](#)

12.3 社区资源

以下链接连接到 TI 社区资源. 链接的内容由“相关”按原样提供
贡献者. 它们不构成 TI 的规范, 也不一定反映 TI 的观点. 请参阅 TI 的条款
使用.

TI E2E™ 在线社区 TI 的工程师对工程师 (E2E) 社区. 创建, 以促进合作
工程师之间. 在 e2e.ti.com, 你可以提问, 分享知识, 探索想法和帮助
与同事解决问题.

设计支持 TI 的设计支持快速找到有用的 E2E 论坛以及设计支持工具和
联系信息以获得技术支持.

12.4 商标

E2E 是德州仪器的商标.

所有其他商标均为其各自所有者的财产.

12.5 静电放电小心



这些器件具有有限的内置 ESD 保护. 引线应短接在一起, 或将器件置于导电泡沫中
在储存或处理期间防止静电损坏 MOS 门.

12.6 术语表

SLYZ022 - TI 词汇表.

本词汇表列出并解释了术语, 缩略语和定义.

13机械，封装和可订购信息

以下页面包括机械，包装和可订购信息.这个信息是最多的
当前可用于指定设备的数据.这些数据如有更改，恕不另行通知
这个文件.对于此数据表的基于浏览器的版本，请参阅左侧导航.



包装信息

可订购设备	状态 (1)	包装类型	包装 画画	引脚包 数量	生态计划 (2)	铅球完成 (6)	MSL峰值温度 (3)	操作温度 (°C)	设备标记 (4/5)	样品
OPA695ID	活性	SOIC	d	8	75	绿色 (RoHS & 没有Sb / Br)	CU NIPDAU	Level-2-260C-1 YEAR	-40至85	OPA 695
OPA695IDBVR	活性	SOT-23	DBV	6	3000	绿色 (RoHS & 没有Sb / Br)	CU NIPDAU	等级-1-260C-UNLIM	-40至85	A71L
OPA695IDBVRG4	活性	SOT-23	DBV	6	3000	绿色 (RoHS & 没有Sb / Br)	CU NIPDAU	等级-1-260C-UNLIM	-40至85	A71L
OPA695IDBVT	活性	SOT-23	DBV	6	250	绿色 (RoHS & 没有Sb / Br)	CU NIPDAU	等级-1-260C-UNLIM	-40至85	A71L
OPA695IDBVTG4	活性	SOT-23	DBV	6	250	绿色 (RoHS & 没有Sb / Br)	CU NIPDAU	等级-1-260C-UNLIM	-40至85	A71L
OPA695IDG4	活性	SOIC	d	8	75	绿色 (RoHS & 没有Sb / Br)	CU NIPDAU	Level-2-260C-1 YEAR	-40至85	OPA 695
OPA695IDGKR	活性	VSSOP	DGK	8	2500	绿色 (RoHS & 没有Sb / Br)	CU NIPDAUAG	Level-2-260C-1 YEAR	-40至85	695
OPA695IDGKT	活性	VSSOP	DGK	8	250	绿色 (RoHS & 没有Sb / Br)	CU NIPDAUAG	Level-2-260C-1 YEAR	-40至85	695
OPA695IDR	活性	SOIC	d	8	2500	绿色 (RoHS & 没有Sb / Br)	CU NIPDAU	Level-2-260C-1 YEAR	-40至85	OPA 695
OPA695IDRG4	活性	SOIC	d	8	2500	绿色 (RoHS & 没有Sb / Br)	CU NIPDAU	Level-2-260C-1 YEAR	-40至85	OPA 695

(1) 营销状况值定义如下:

ACTIVE: 推荐用于新设计的产品设备。

LIFEBUY: TI已经宣布该设备将停产, 终身购买期限已经生效。

NRND: 不建议用于新设计, 器件已投入生产以支持现有客户, 但TI不建议在新设计中使用此器件。

预览: 设备已被宣布, 但尚未投入生产, 样品或提供或不提供。

停产: TI已停止生产该设备。

(2) 环保计划 - 计划的环保分类: 无铅 (RoHS), 无铅 (RoHS豁免) 或绿色 (RoHS及无镉/溴) - 请查询[http://www.ti.com / productcontent](http://www.ti.com/productcontent)获取最新的可用性信息和附加的产品内容细节。

待定: 无铅, 绿色转换计划尚未定义。

无铅 (RoHS): TI的“无铅”或“无铅”术语表示所有6种物质都符合当前RoHS要求的半导体产品, 包括

铅在均质材料中不超过0.1重量%。在设计用于高温焊接的场合, TI无铅产品适用于特定的无铅工艺。

无铅 (RoHS豁免): 该组件对于1) 芯片和封装之间使用的基于引脚的倒装芯片焊料凸点, 或者2) 用于

模具和引线框, 该组件被视为无铅 (RoHS兼容), 如上所述。

绿色 (RoHS及无Sb / Br): TI定义“绿色”表示无铅 (RoHS兼容), 无镉 (Cd) 和镉 (Br) 基阻燃剂 (Br或Sb不超过0.1%重量在均质材料中)。

(3) **MSL, Peak Temp.** - 根据JEDEC行业标准分类的湿度敏感度等级等级, 以及峰值焊接温度。

(4) 可能会有额外的标记, 涉及设备上的徽标, 批次代码信息或环境类别。

(5) 多个设备标记将在括号内。设备上只会出现一个包含在圆括号内的设备标记, 并以“~”分隔。如果一行缩进, 那么它是一个延续的前一行, 这两个组合代表该设备的整个设备标记。

(6) **铅/球完成** - 可订购设备可能有多个材料完成选项。完成选项由垂直格线分隔。铅/球完成值可能会包装到两行, 如果完成值超过了最大列宽。

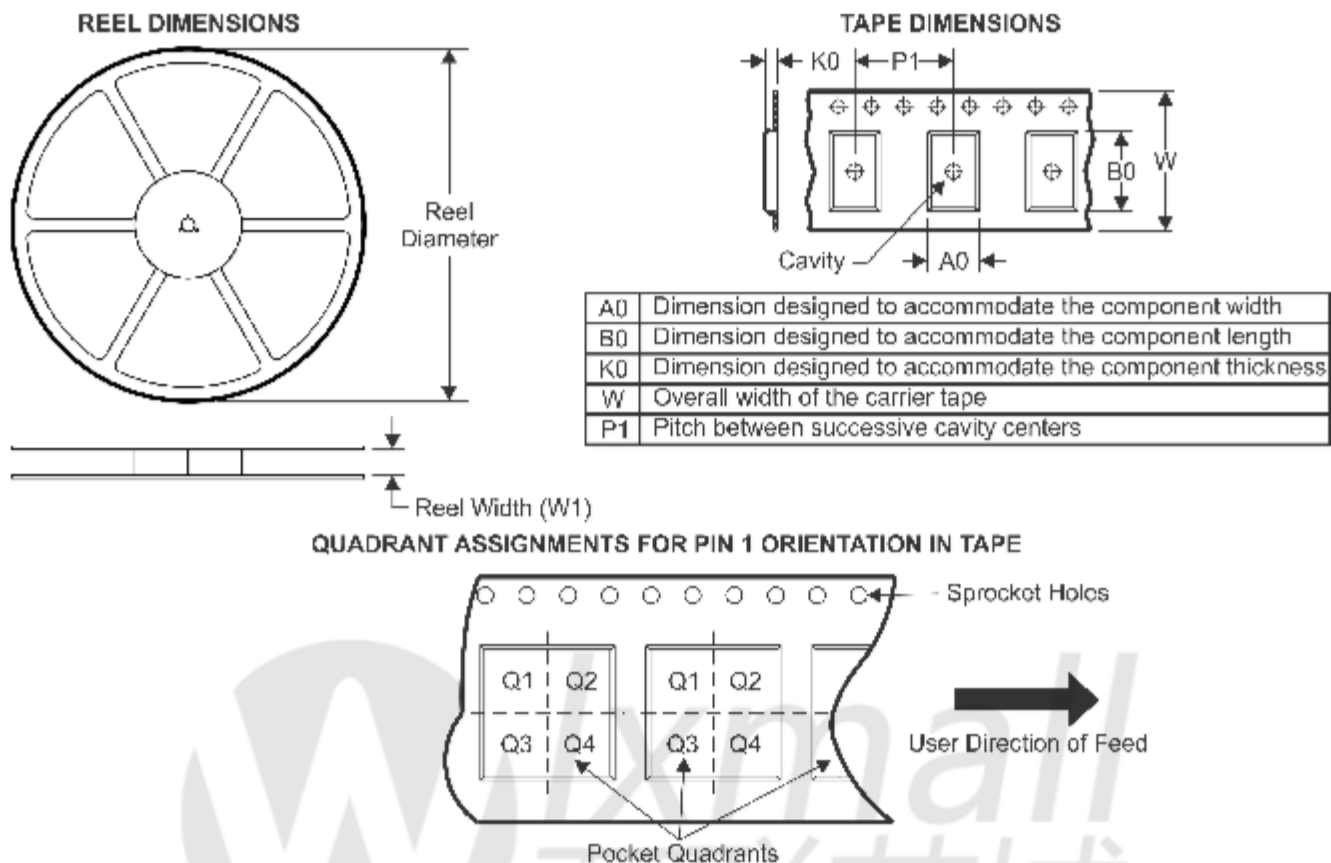
重要信息和免责声明: 本页提供的信息代表TI在提供日期的知识和信念。TI基于其信息的知识和信念由第三方提供, 对此类信息的准确性不作任何陈述或保证。正在努力更好地整合来自第三方的信息。TI采取和继续采取合理步骤提供有代表性和准确的信息, 但可能没有对来料和化学品进行破坏性测试或化学分析。TI和TI供应商认为某些信息是专有的, 因此CAS号和其他有限的信息可能无法发布。

在任何情况下, TI因此类信息所产生的责任均不得超过TI每年向客户出售本文档中涉及的TI部分的总购买价格。



lxmall
万联芯城
www.wxmall.com

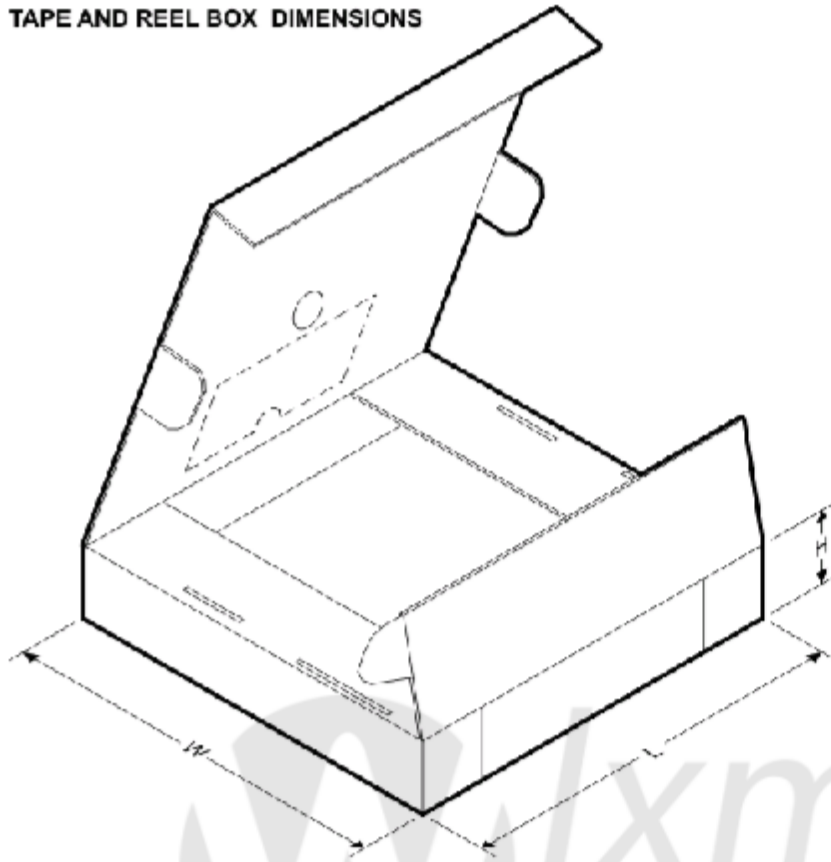
胶带和卷轴信息



*所有尺寸都是标称的

设备	包 类型	包 画	销	SPQ	卷轴 直径 (毫米)	卷轴 宽度 (毫米)	A0 (毫米)	B0 (毫米)	K0 (毫米)	P1 (毫米)	W (毫米)	PIN1 象限
OPA695IDBVR	SOT-23	DBV	6	3000	180.0	8.4	3.2	3.1	1.39	4	8	Q3
OPA695IDBVT	SOT-23	DBV	6	250	180.0	8.4	3.2	3.1	1.39	4	8	Q3
OPA695IDGKR	VSSOP	DGK	8	2500	330.0	12.4	5.3	3.4	1.4	8	12.0	Q1
OPA695IDGKT	VSSOP	DGK	8	250	180.0	12.4	5.3	3.4	1.4	8	12.0	Q1
OPA695IDR	SOIC	d	8	2500	330.0	12.4	6.4	5.2	2.1	8	12.0	Q1

TAPE AND REEL BOX DIMENSIONS

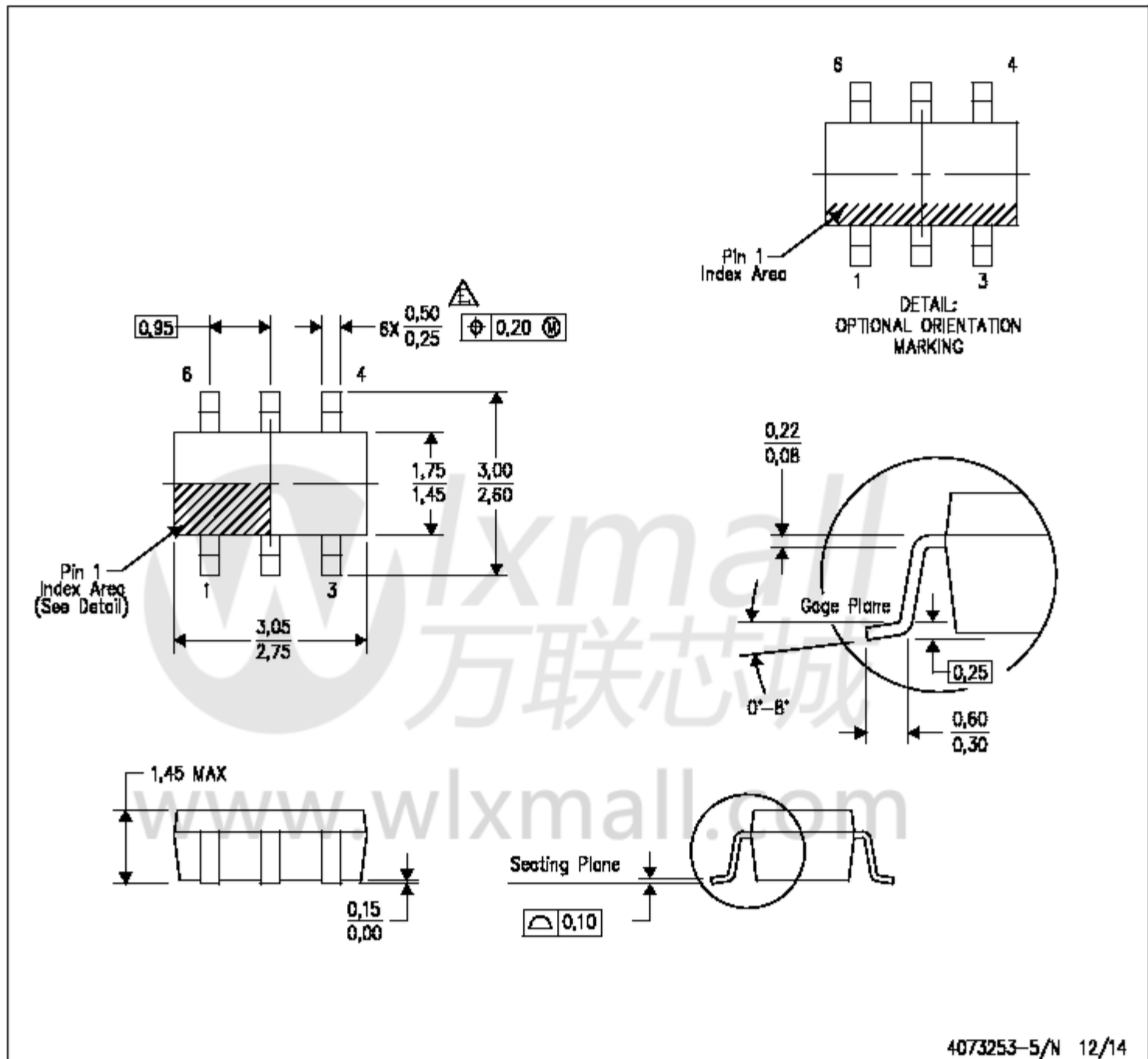


*所有尺寸都是标称的

设备	包装类型	包装图纸	销	SPQ	长度 (mm)	宽度 (mm)	高度 (mm)
OPA695IDBVR	SOT-23	DBV	6	3000	210.0	185.0	35.0
OPA695IDBVT	SOT-23	DBV	6	250	210.0	185.0	35.0
OPA695IDGKR	VSSOP	DGK	8	2500	367.0	367.0	35.0
OPA695IDGKT	VSSOP	DGK	8	250	210.0	185.0	35.0
OPA695IDR	SOIC	d	8	2500	367.0	367.0	35.0

DBV (R-PDSO-G6)

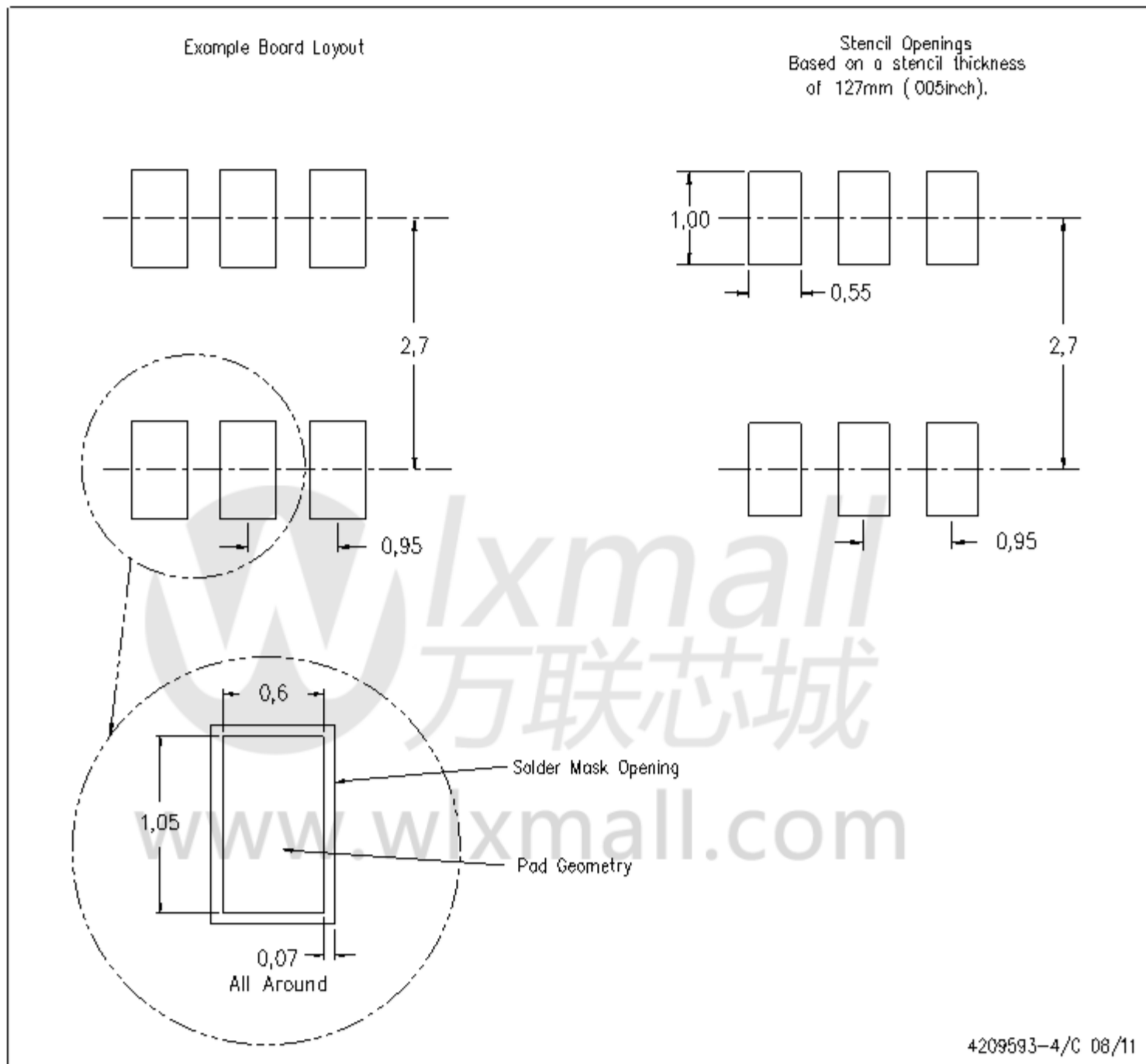
PLASTIC SMALL-OUTLINE PACKAGE



- NOTES:
- A. All linear dimensions are in millimeters.
 - B. This drawing is subject to change without notice.
 - C. Body dimensions do not include mold flash or protrusion. Mold flash and protrusion shall not exceed 0.15 per side.
 - D. Leads 1,2,3 may be wider than leads 4,5,6 for package orientation.
 - E. Falls within JEDEC MO-178 Variation AB, except minimum lead width.

DBV (R-PDSO-G6)

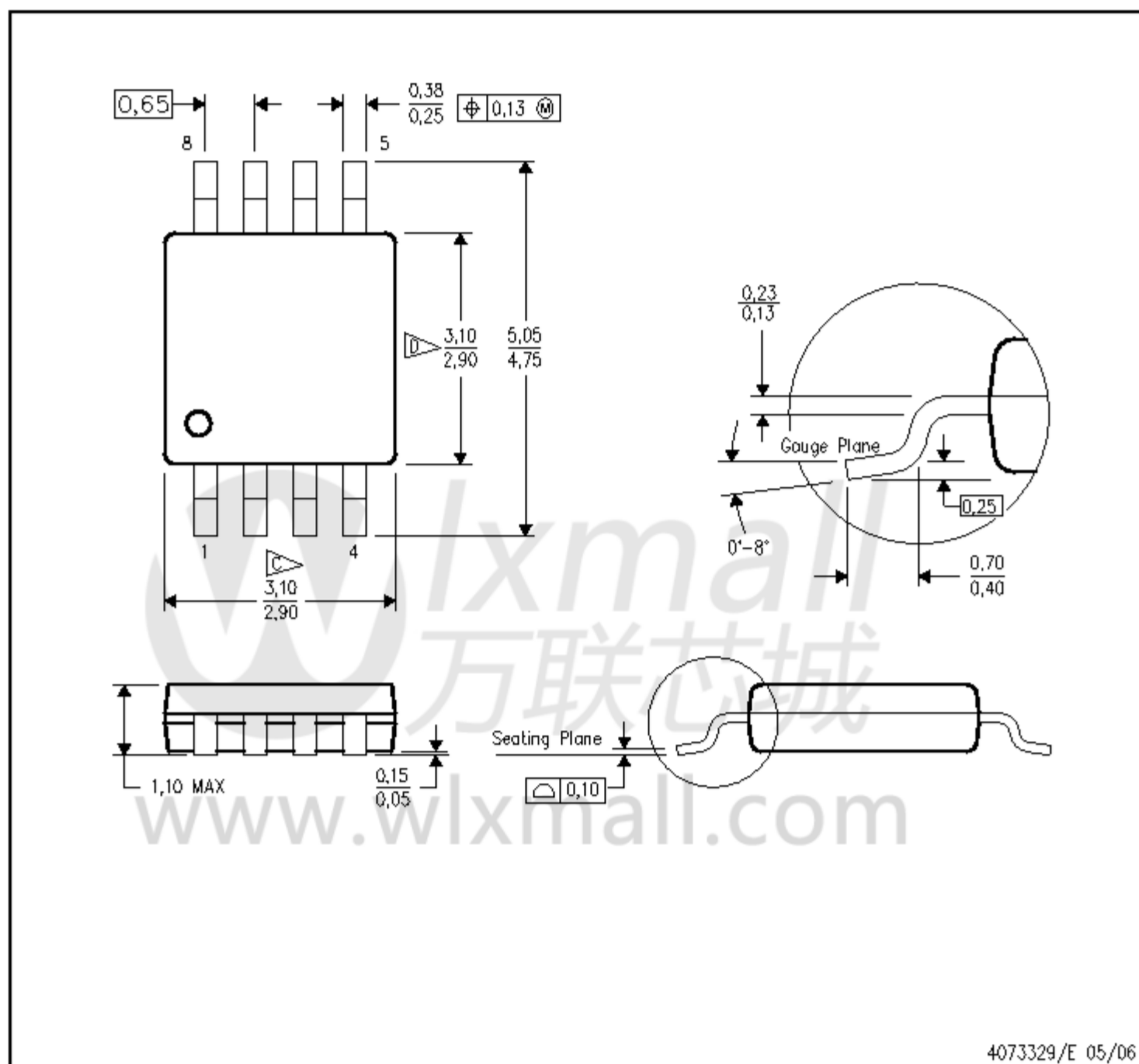
PLASTIC SMALL OUTLINE



- NOTES:
- A. All linear dimensions are in millimeters.
 - B. This drawing is subject to change without notice.
 - C. Customers should place a note on the circuit board fabrication drawing not to alter the center solder mask defined pad.
 - D. Publication IPC-7351 is recommended for alternate designs.
 - E. Laser cutting apertures with trapezoidal walls and also rounding corners will offer better paste release. Customers should contact their board assembly site for stencil design recommendations. Example stencil design based on a 50% volumetric metal load solder paste. Refer to IPC-7525 for other stencil recommendations.

DGK (S-PDSO-G8)

PLASTIC SMALL-OUTLINE PACKAGE

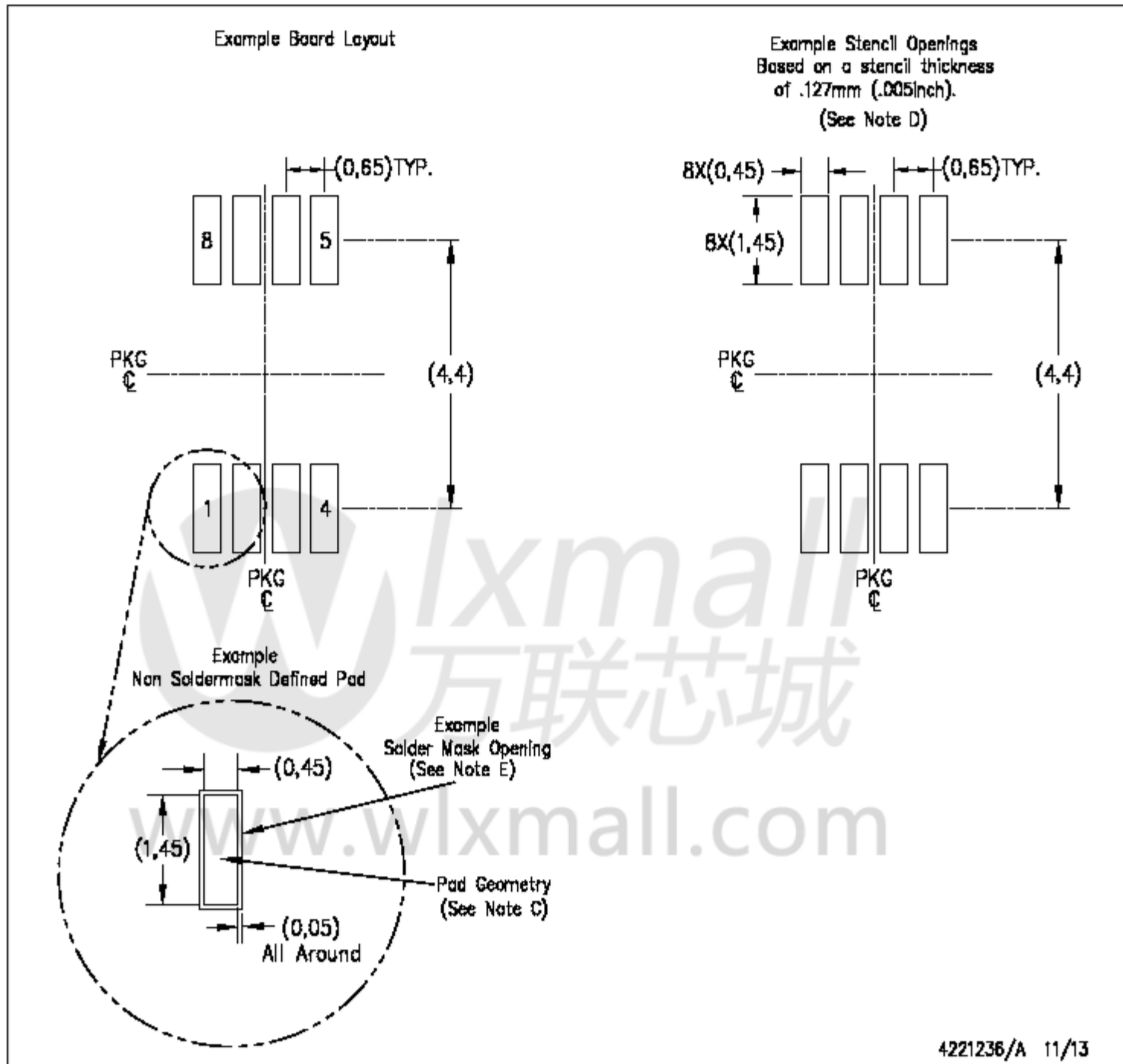


4073329/E 05/06

- NOTES:
- A. All linear dimensions are in millimeters.
 - B. This drawing is subject to change without notice.
 - C. Body length does not include mold flash, protrusions, or gate burrs. Mold flash, protrusions, or gate burrs shall not exceed 0.15 per end.
 - D. Body width does not include interlead flash. Interlead flash shall not exceed 0.50 per side.
 - E. Falls within JEDEC MO-187 variation AA, except interlead flash.

DGK (S-PDSO-G8)

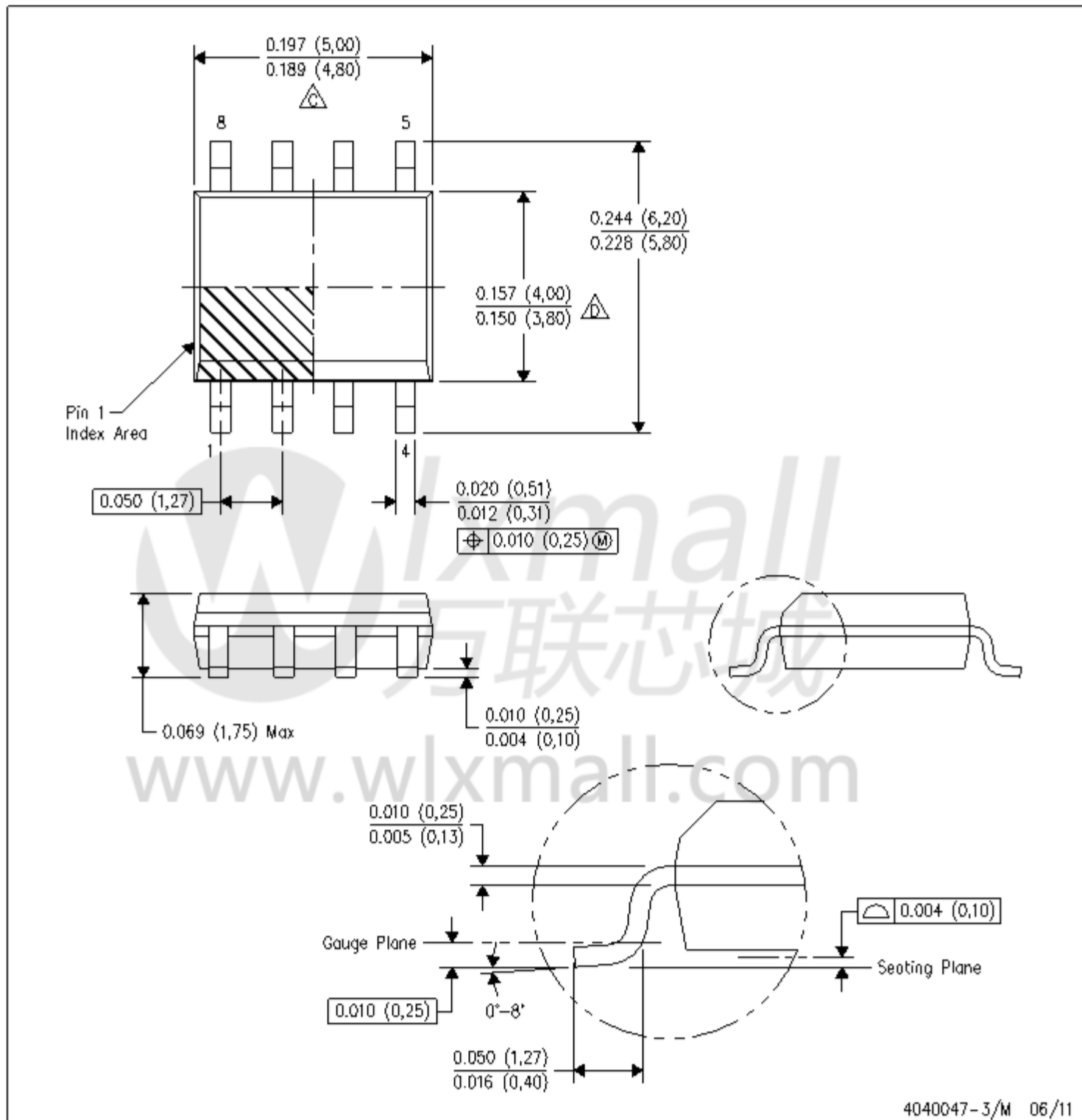
PLASTIC SMALL OUTLINE PACKAGE



- NOTES:
- All linear dimensions are in millimeters.
 - This drawing is subject to change without notice.
 - Publication IPC-7351 is recommended for alternate designs.
 - Laser cutting apertures with trapezoidal walls and also rounding corners will offer better paste release. Customers should contact their board assembly site for stencil design recommendations. Refer to IPC-7525 for other stencil recommendations.
 - Customers should contact their board fabrication site for solder mask tolerances between and around signal pads.

D (R-PDSO-G8)

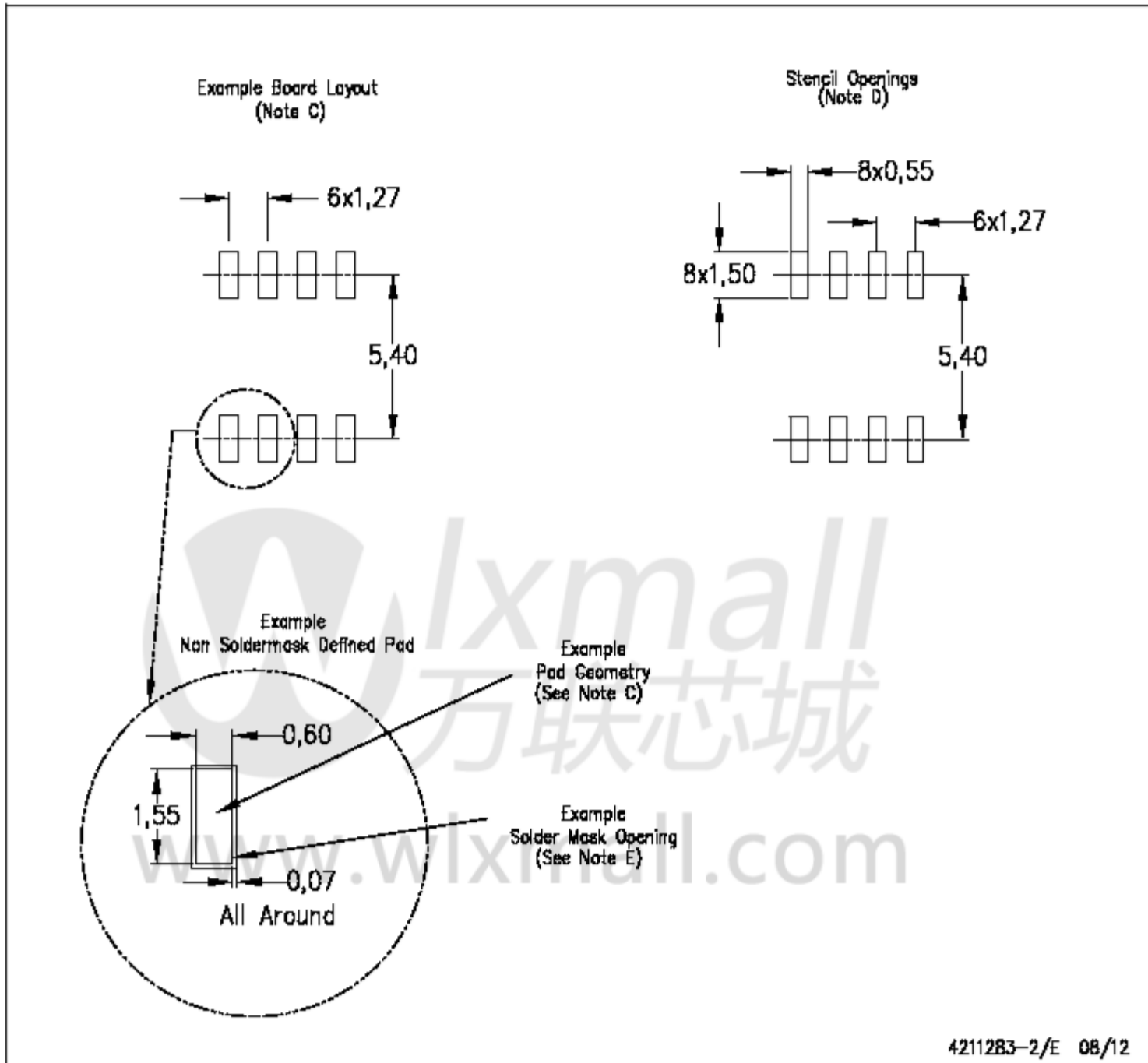
PLASTIC SMALL OUTLINE



- NOTES:
- A. All linear dimensions are in inches (millimeters).
 - B. This drawing is subject to change without notice.
 - C. Body length does not include mold flash, protrusions, or gate burrs. Mold flash, protrusions, or gate burrs shall not exceed 0.006 (0,15) each side.
 - D. Body width does not include interlead flash. Interlead flash shall not exceed 0.017 (0,43) each side.
 - E. Reference JEDEC MS-012 variation AA.

D (R-PDSO-G8)

PLASTIC SMALL OUTLINE



- NOTES:
- All linear dimensions are in millimeters.
 - This drawing is subject to change without notice.
 - Publication IPC-7351 is recommended for alternate designs.
 - Laser cutting apertures with trapezoidal walls and also rounding corners will offer better paste release. Customers should contact their board assembly site for stencil design recommendations. Refer to IPC-7525 for other stencil recommendations.
 - Customers should contact their board fabrication site for solder mask tolerances between and around signal pads.

重要的提醒

德州仪器 (TI) 及其子公司 (TI) 保留更正, 增强, 改进等方面的权利。根据最新的JESD46更改其半导体产品和服务, 并根据JESD48停止提供任何产品或服务问题。买家在下订单前应获取最新的相关信息, 并应确认这些信息是最新的。完成所有半导体产品 (在本文中也称为“组件”) 均根据TI的销售条款和条件进行销售在订单确认时提供。

根据TI条款的保证, TI保证其组件的性能符合销售时适用的规格和半导体产品的销售条件。在TI认为必要的范围内使用测试和其他质量控制技术以支持此保修。除适用法律规定的情况外, 每个组件的所有参数的测试不一定是必需的执行。

TI不承担应用协助或买方产品设计的责任。买家负责他们的产品和服务使用TI组件的应用。为了尽量减少与买家的产品和应用相关的风险, 买家应该提供适当的设计和操作保障。

德州仪器不保证或表示任何明示或暗示的许可是根据任何专利权, 版权, 掩盖作品权或或使用TI组件或服务的任何组合, 机器或流程有关的其他知识产权。信息由TI发布的关于第三方产品或服务的许可不构成使用此类产品或服务或保修的许可。使用此类信息可能需要第三方根据专利或其他知识产权的许可。TI的专利或其他知识产权的第三方或TI许可。

在TI数据手册或数据手册中复制TI信息的重要部分, 只有在没有改动的情况下才允许使用并附有所有相关的担保, 条件, 限制和通知。对于此类改变, TI不承担任何责任。文档。第三方信息可能会受到额外的限制。

TI组件或服务的转售, 其声明不同于或超出TI针对该组件或服务规定的参数。对相关的TI组件或服务均无任何明示或暗示的担保, 是不公平和欺骗性的商业行为。TI对此类声明不承担任何责任。

买方承认并同意全权负责遵守所有与法律, 法规和安全相关的要求。关于其产品, 以及在使用中应用TI组件, 尽管有任何与应用相关的信息或支持。这可能由TI提供。买方代表并同意其拥有所有必要的专业知识来制定和实施保障措施。预测故障的危险后果, 监视故障及其后果, 减少可能导致故障的可能性。伤害并采取适当的补救措施。买方将全额赔偿TI及其代表对由此引起的任何损害。在安全关键应用中的任何TI组件。

在某些情况下, 可能会特别推广TI组件, 以促进安全相关的应用。有了这样的组件, TI的目标是帮助客户设计和创建自己的终端产品解决方案, 以满足适用的功能安全标准要求。尽管如此, 这些组件也受这些条款的约束。

除非当事方的授权人员, 否则没有TI组件被授权在FDA III级 (或类似的生命关键的医疗设备) 中使用。已经执行了特别的协议来管理这种使用。

只有TI特别指定为军用等级或“增强塑料”的TI组件才被设计和使用。军事/航空应用或环境。买方承认并同意任何军事或航空航天使用TI组件。如果没有被指定, 则由买方承担全部责任, 买方应全权负责遵守所有法律和法规。与这种使用有关的监管要求。

TI特别指定某些组件符合ISO / TS16949要求, 主要用于汽车应用。在任何情况下使用非指定产品, TI将不会对任何不符合ISO / TS16949的产品负责。

制品

音频	www.ti.com/audio
放大器	amplifier.ti.com
数据转换器	dataconverter.ti.com
DLP®产品	www.dlp.com
DSP	dsp.ti.com
时钟和定时器	www.ti.com/clocks
接口	interface.ti.com
逻辑	logic.ti.com
电源管理	power.ti.com
微控制器	microcontroller.ti.com
RFID	www.ti-rfid.com
OMAP应用程序处理器	www.ti.com/omap
无线连接	www.ti.com/wirelessconnectivity

应用

汽车和运输	www.ti.com/automotive
通信和电信	www.ti.com/communications
计算机和外围设备	www.ti.com/computers
消费类电子产品	www.ti.com/consumer-apps
能源和照明	www.ti.com/energy
产业	www.ti.com/industrial
医	www.ti.com/medical
安全	www.ti.com/security
空间, 航空电子和国防	www.ti.com/space-avionics-defense
视频和影像	www.ti.com/video

TI E2E社区

e2e.ti.com