



**ANALOG  
DEVICES**

# 双通道、高输出电流、高速放大器

## AD8017

### 产品特性

#### 高输出驱动能力

20 V p-p差分输出电压,  $R_L = 50 \Omega$

10 V p-p单端输出电压, 同时将200 mA电流提供给25  $\Omega$ 负载

#### 低功耗工作

5 V至12 V电源电压, 每个放大器7 mA

#### 低失真

-78 dBc @ 500 kHz SFDR,  $R_L = 100 \Omega$ ,  $V_o = 2 \text{ V p-p}$

-58 dBc最高谐波@ 1 MHz,  $I_o = 270 \text{ mA}$

( $R_L = 10 \Omega$ )

#### 高速

-3 dB带宽: 160 MHz ( $G = +2$ )

压摆率: 1,600 V/ $\mu$ s

### 应用

xDSL PCI卡

消费型DSL调制解调器

线路驱动器

视频分配

### 产品描述

AD8017是一款低成本、双通道、高速放大器, 能够驱动在供电轨1.0 V范围内的低失真信号。它主要用于单电源xDSL系统, 在这种系统中, 低失真和低成本均至关重要。每个放大器可驱动最小200 mA的输出电流。500 kHz时SFDR为-78 dBc, 满足许多xDSL应用的要求。

AD8017采用ADI公司的高速XFCB工艺制造, 高带宽和快速压摆率使失真和功耗极小。其静态电流为每放大器7 mA。

低失真、高输出电压驱动及高输出电流驱动, 使AD8017非常适合用于ADSL、SDSL、VDSL和专有xDSL系统的低成本用户端设备(CPE)。

AD8017结构非常紧凑。它采用ADI公司专有散热增强型封装, 采用12 V电源时的总(静态和动态)功耗所产生的热量很容易散去, 无需外部散热器, 只需将AD8017放在一个4层PCB上。

AD8017的工作温度范围是-40°C至+85°C的商业温度范围。

引脚配置  
8引脚散热增强型SOIC封装(SO-8)

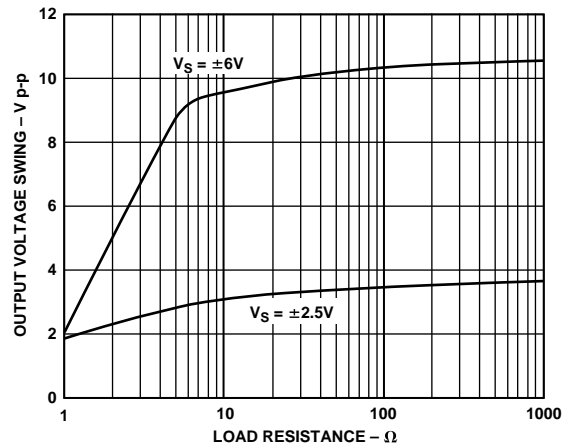
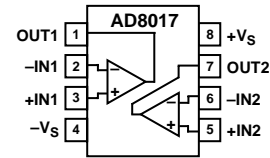


图1. 输出摆幅与负载阻抗的关系

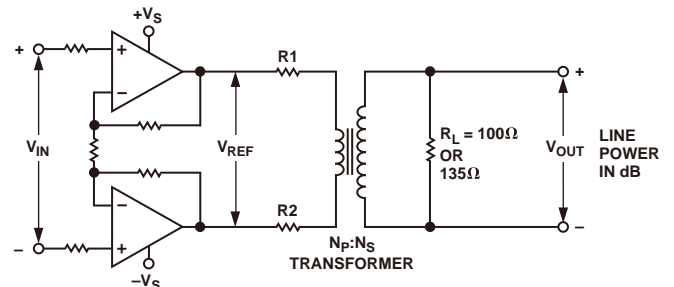


图2. xDSL应用的差分驱动电路

#### Rev. C

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.

One Technology Way, P.O. Box 9106, Norwood, MA 02062-9106, U.S.A.

Tel: 781.329.4700

[www.analog.com](http://www.analog.com)

Fax: 781.326.8703

© Analog Devices, Inc., 2002

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。

# AD8017

## AD8017-技术规格

除非另有说明, 25°C、 $V_S = \pm 6\text{ V}$ 、 $R_L = 100\ \Omega$ 、 $R_F = R_G = 619\ \Omega$ 。

参数	条件	最小值	典型值	最大值	单位
动态性能					
-3 dB带宽	$G = +2$ , $V_{OUT} < 0.4\text{ V p-p}$	100	160		MHz
0.1 dB带宽	$V_{OUT} < 0.4\text{ V p-p}$		70		MHz
大信号带宽	$V_{OUT} = 4\text{ V p-p}$		105		MHz
压摆率	同相, $V_{OUT} = 4\text{ V p-p}$ , $G = +2$		1600		V/ $\mu\text{s}$
上升和下降时间	同相, $V_{OUT} = 2\text{ V p-p}$		2.0		ns
建立时间	0.1%, $V_{OUT} = 4\text{ V}$ 步进		35		ns
过载恢复	$V_{IN} = 5\text{ V p-p}$		74		ns
噪声/谐波性能					
失真	$V_{OUT} = 2\text{ V p-p}$				
二次谐波	500 kHz, $R_L = 100\ \Omega/25\ \Omega$ 1 MHz, $R_L = 100\ \Omega/25\ \Omega$		-78/-71		dBc
三次谐波	500 kHz, $R_L = 100\ \Omega/25\ \Omega$ 1 MHz, $R_L = 100\ \Omega/25\ \Omega$		-105/-91		dBc
IP3	500 kHz, $R_L = 100\ \Omega/25\ \Omega$		40/35		dBm
IMD	500 kHz, $R_L = 100\ \Omega/25\ \Omega$		-76/-66		dBc
MTPR	26 kHz至1.1 MHz		-66		dBc
输入电压噪声	$f = 10\text{ kHz}$		1.9		nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
输入电流噪声	$f = 10\text{ kHz}$ (正输入) $f = 10\text{ kHz}$ (负输入)		23 21		pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$
串扰	$f = 5\text{ MHz}$ , $G = +2$		-66		dB
直流性能					
输入失调电压	$T_{MIN}$ 至 $T_{MAX}$		1.8	3.0	mV
开环跨阻	$V_{OUT} = 2\text{ V p-p}$ $T_{MIN}$ 至 $T_{MAX}$	185 143	700	4.0	mV k $\Omega$ k $\Omega$
输入特性					
输入电阻	正输入		50		k $\Omega$
输入电容	正输入		2.4		pF
输入偏置电流(+)	$T_{MIN}$ 至 $T_{MAX}$		16	$\pm 45$	$\mu\text{A}$
输入偏置电流(-)	$T_{MIN}$ 至 $T_{MAX}$		1.0	$\pm 25$	$\mu\text{A}$
共模抑制比(CMRR)	$T_{MIN}$ 至 $T_{MAX}$ $V_{CM} = \pm 2.5\text{ V}$	59	63	$\pm 32$	dB
输入共模电压范围			$\pm 5.1$		V
输出特性					
输出电阻	$R_L = 25\ \Omega$		0.2		$\Omega$
输出电压摆幅	最高谐波 $< -58\text{ dBc}$	$\pm 4.6$	$\pm 5.0$		V
输出电流 <sup>1</sup>	$f = 1\text{ MHz}$ , $R_L = 10\ \Omega$ $T_{MIN}$ 至 $T_{MAX}$ , 最高谐波 $< -52\text{ dBc}$	200	270		mA
短路电流		100	1500		mA
电源					
每个放大器的电源电流	$T_{MIN}$ 至 $T_{MAX}$ 双电源		7.0	7.7	mA
工作范围		$\pm 2.2$		7.8	mA
电源抑制比		58	61	$\pm 6.0$	dB
工作温度范围		-40		+85	$^{\circ}\text{C}$

### 注意

<sup>1</sup> 这里的输出电流定义为各放大器的输出提供给指定阻性负载( $R_L = 10\ \Omega$ )的最高电流, 同时在给定频率( $f = 1\text{ MHz}$ )下能维持合理的失真水平(即最高谐波低于 $-60\text{ dBc}$ )。

规格如有变更恕不另行通知。

## 技术规格

除非另有说明, 25°C、 $V_S = \pm 2.5\text{ V}$ 、 $R_L = 100\ \Omega$ 、 $R_F = R_G = 619\ \Omega$ 。

参数	条件	最小值	典型值	最大值	单位
动态性能					
-3 dB带宽	$G = +2$ , $V_{OUT} < 0.4\text{ V p-p}$	75	120		MHz
0.1 dB带宽	$V_{OUT} < 0.4\text{ V p-p}$		40		MHz
大信号带宽	$V_{OUT} = 4\text{ V p-p}$		100		MHz
压摆率	同相, $V_{OUT} = 2\text{ V p-p}$ , $G = +2$		800		V/ $\mu\text{s}$
上升和下降时间	同相, $V_{OUT} = 2\text{ V p-p}$		2.2		ns
建立时间	0.1%, $V_{OUT} = 2\text{ V}$ 步进		35		ns
过载恢复	$V_{IN} = 2.5\text{ V p-p}$		74		ns
噪声/谐波性能					
失真	$V_{OUT} = 2\text{ V p-p}$				
二次谐波	500 kHz, $R_L = 100\ \Omega/25\ \Omega$		-75/-68		dBc
	1 MHz, $R_L = 100\ \Omega/25\ \Omega$		-73/-66		dBc
三次谐波	500 kHz, $R_L = 100\ \Omega/25\ \Omega$		-91/-88		dBc
	1 MHz, $R_L = 100\ \Omega/25\ \Omega$		-79/-74		dBc
IP3	500 kHz, $R_L = 100\ \Omega/25\ \Omega$		40/36		dBc
IMD	500 kHz, $R_L = 100\ \Omega/25\ \Omega$		-78/-64		dBc
MTPR	26 kHz至1.1 MHz		-66		dBc
输入电压噪声	$f = 10\text{ kHz}$		1.8		nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
输入电流噪声	$f = 10\text{ kHz}$ (正输入)		23		pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$
	$f = 10\text{ kHz}$ (负输入)		21		pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$
串扰	$f = 5\text{ MHz}$ , $G = +2$		-66		dB
直流性能					
输入失调电压	$T_{MIN}$ 至 $T_{MAX}$		0.8	2.0	mV
				2.6	mV
开环跨阻	$V_{OUT} = 2\text{ V p-p}$	40	166		k $\Omega$
	$T_{MIN}$ 至 $T_{MAX}$	45			k $\Omega$
输入特性					
输入电阻	正输入		50		k $\Omega$
输入电容	正输入		2.4		pF
输入偏置电流(+)	$T_{MIN}$ 至 $T_{MAX}$		16	$\pm 40$	$\mu\text{A}$
				$\pm 62$	$\mu\text{A}$
输入偏置电流(-)	$T_{MIN}$ 至 $T_{MAX}$		2	$\pm 25$	$\mu\text{A}$
				$\pm 32$	$\mu\text{A}$
共模抑制比(CMRR)	$V_{CM} = \pm 1.0$ ( $\pm 1.0$ )	57	60		dB
输入共模电压范围			$\pm 1.6$		V
输出特性					
输出电阻			0.2		$\Omega$
输出电压摆幅	$R_L = 25\ \Omega$	$\pm 1.55$	$\pm 1.65$		V
输出电流 <sup>1</sup>	最高谐波 $< -55\text{ dBc}$	100	120		mA
	$f = 1\text{ MHz}$ , $R_L = 10\ \Omega$				
	$T_{MIN}$ 至 $T_{MAX}$ , 最高谐波 $< 50\text{ dBc}$	60			mA
短路电流			1300		mA
电源					
每个放大器的电源电流	$T_{MIN}$ 至 $T_{MAX}$		6.2	7	mA
	双电源			7.3	mA
工作范围		$\pm 2.2$		$\pm 6.0$	V
电源抑制比		59	62		dB
工作温度范围		-40			$^{\circ}\text{C}$

注意

<sup>1</sup> 这里的输出电流定义为各放大器的输出提供给指定阻性负载( $R_L = 10\ \Omega$ )的最高电流, 同时在给定频率( $f = 1\text{ MHz}$ )下能维持合理的失真水平(即最高谐波低于 $-60\text{ dBc}$ )。

规格如有变更恕不另行通知。

# AD8017

## 绝对最大额定值<sup>1</sup>

电源电压 .....	13.2 V
内部功耗 <sup>2</sup>	
小型封装(R) .....	1.3 W
输入电压(共模) .....	$\pm V_S$
差分输入电压 .....	$\pm 2.5 V$
输出短路持续时间 .....	见功率减额曲线
存储温度范围 .....	$-65^{\circ}\text{C}$ 至 $+125^{\circ}\text{C}$
工作温度范围 .....	$-40^{\circ}\text{C}$ 至 $+85^{\circ}\text{C}$
引脚温度范围(焊接, 10秒) .....	$300^{\circ}\text{C}$

### 注意

<sup>1</sup> 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。这只是额定最大值, 并不能以这些条件或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, 推断器件能否正常工作。长期在绝对最大额定值条件下工作会影响器件的可靠性。

<sup>2</sup> 规格针对两层板上的器件, 板面积为 $2500 \text{ mm}^2$ , 含2盎司铜, 温度为 $+25^{\circ}\text{C}$ , 采用8引脚SOIC封装,  $\theta_{JA} = 95.0^{\circ}\text{C}/\text{W}$ 。

## 最大功耗

AD8017安全工作的最大功耗受限于结温的升高。塑封器件的最大安全结温由塑料的玻璃化转变温度决定, 约为 $150^{\circ}\text{C}$ 。即便只是暂时超过此限值, 由于封装对芯片作用的应力改变, 参数性能也可能会发生变化。长时间超过 $175^{\circ}\text{C}$ 的结温可能会导致器件失效。

AD8017的输出级设计用于最大负载电流能力。因此, 输出端与公共地短路可能导致AD8017流出或吸入500 mA电流。为了确保正常工作, 必须观察最大功率减额曲线。输出端与任一电源轨直接连接均可能损坏器件。

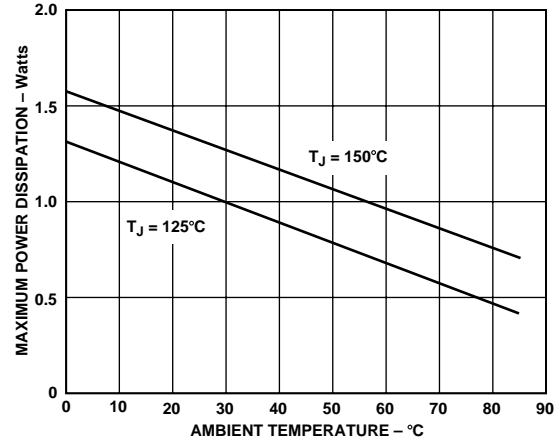


图3. AD8017最大功耗与温度的曲线图

## 订购指南

型号	温度范围	封装描述	封装选项
AD8017AR	$-40^{\circ}\text{C}$ 至 $+85^{\circ}\text{C}$	8引脚SOIC	SO-8
AD8017AR-REEL	$-40^{\circ}\text{C}$ 至 $+85^{\circ}\text{C}$	卷带和卷盘13"	SO-8
AD8017AR-REEL7	$-40^{\circ}\text{C}$ 至 $+85^{\circ}\text{C}$	卷带和卷盘7"	SO-8
AD8017AR-EVAL		评估板	

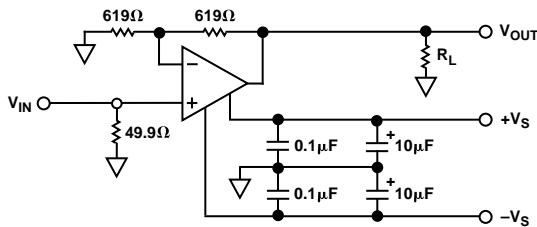


图4. 测试电路：增益 = +2

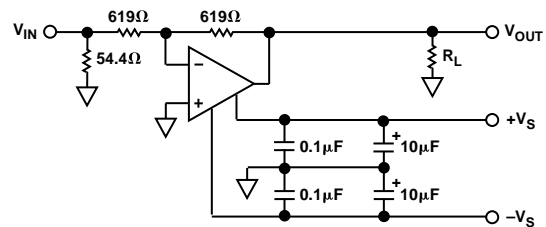


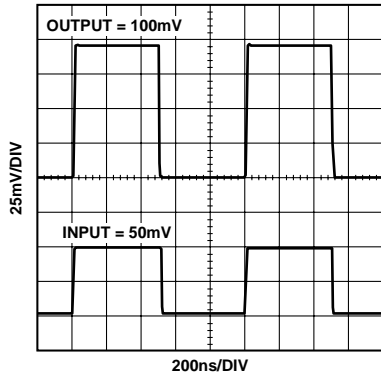
图5. 测试电路：增益 = -1

## ESD警告

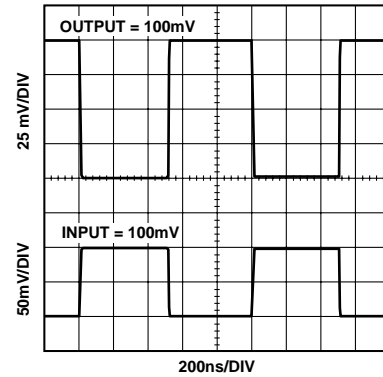
**ESD(静电放电)敏感器件。**静电电荷很容易在人体和测试设备上累积, 可高达4000 V, 并可能在没有察觉的情况下放电。尽管AD8017具有专有ESD保护电路, 但在遇到高能量静电放电时, 可能会发生永久性器件损坏。因此, 建议采取适当的ESD防范措施, 以避免器件性能下降或功能丧失。



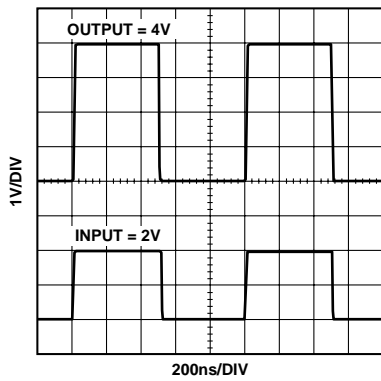
## 典型性能参数-AD8017



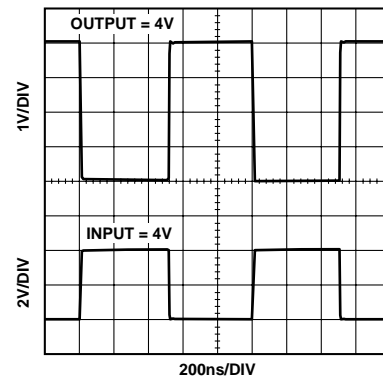
TPC 1. 100 mV阶跃响应;  
 $G = +2$ ,  $V_s = \pm 2.5 \text{ V}$ 或 $\pm 6 \text{ V}$ ,  $R_L = 100 \Omega$



TPC 3. 100 mV阶跃响应;  $G = -1$ ,  
 $V_s = \pm 2.5 \text{ V}$ 或 $\pm 6 \text{ V}$ ,  $R_L = 100 \Omega$

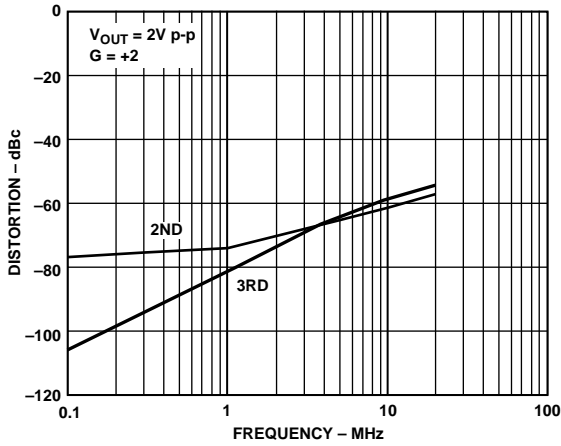


TPC 2. 4 V阶跃响应;  
 $G = +2$ ,  $V_s = \pm 6 \text{ V}$ ,  $R_L = 100 \Omega$

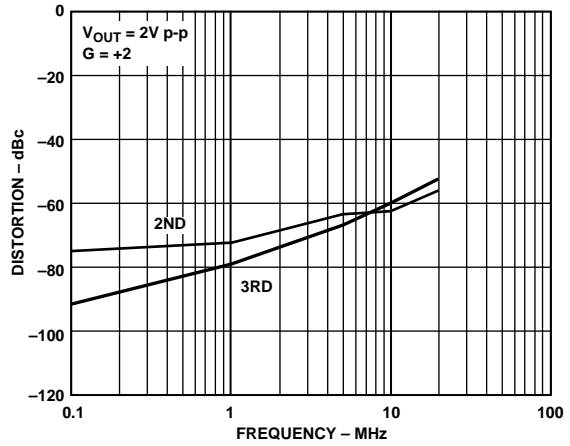


TPC 4. 4 V阶跃响应;  
 $G = -1$ ,  $V_s = \pm 6 \text{ V}$ ,  $R_L = 100 \Omega$

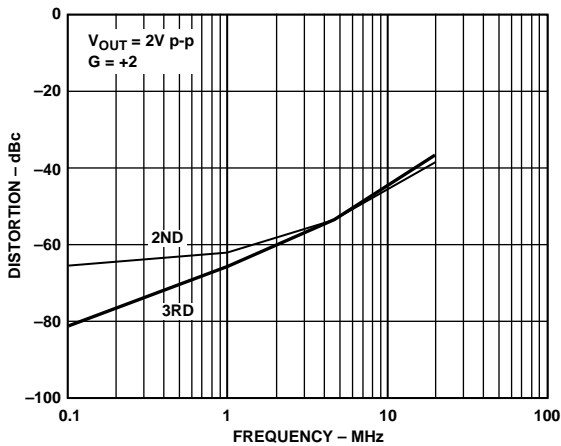
# AD8017



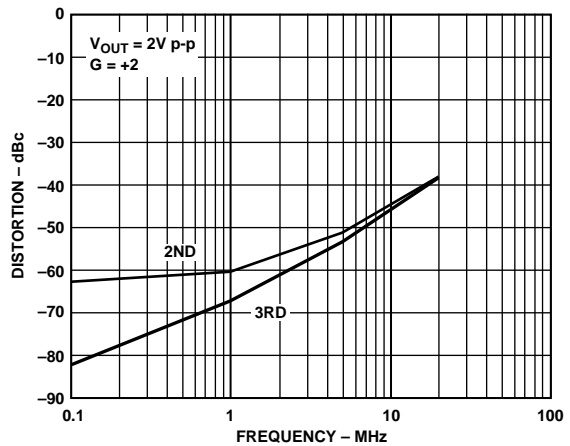
TPC 5. 失真与频率的关系;  $V_s = \pm 6\text{ V}$ ,  $R_L = 100\ \Omega$



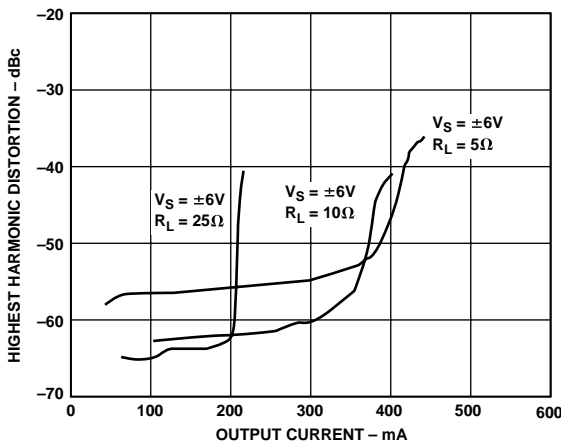
TPC 8. 失真与频率的关系;  $V_s = \pm 2.5\text{ V}$ ,  $R_L = 100\ \Omega$



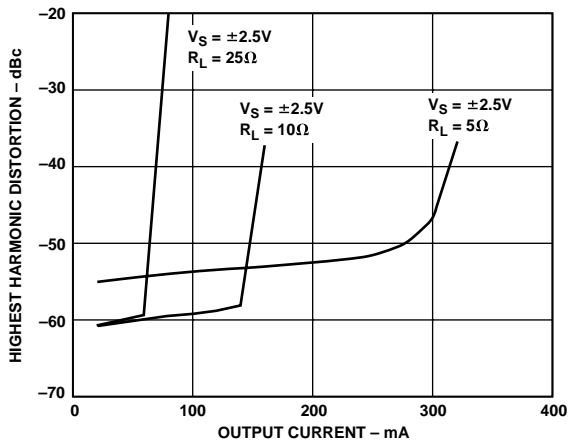
TPC 6. 失真与频率的关系;  $V_s = \pm 6\text{ V}$ ,  $R_L = 25\ \Omega$



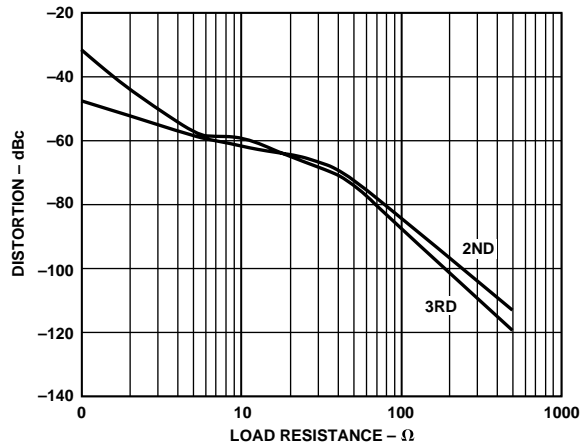
TPC 9. 失真与频率的关系;  $V_s = \pm 2.5\text{ V}$ ,  $R_L = 25\ \Omega$



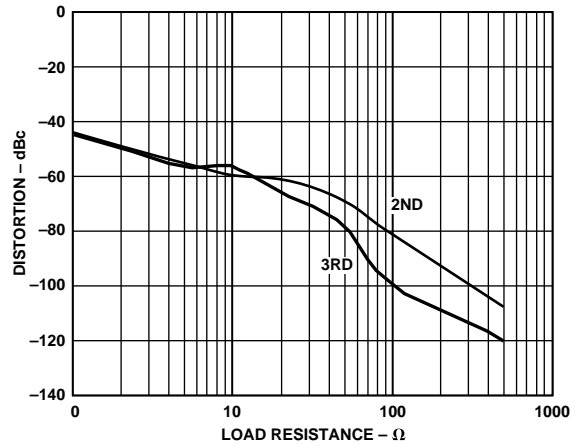
TPC 7. 失真与输出电流的关系;  
 $V_s = \pm 6\text{ V}$ ,  $f = 1\text{ MHz}$ ,  $G = +2$



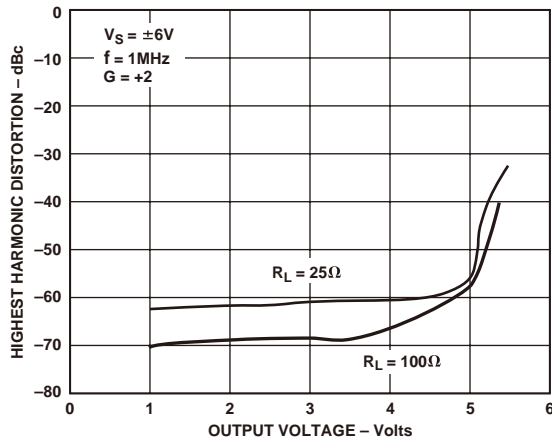
TPC 10. 失真与输出电流的关系;  
 $V_s = \pm 2.5\text{ V}$ ,  $f = 1\text{ MHz}$ ,  $G = +2$



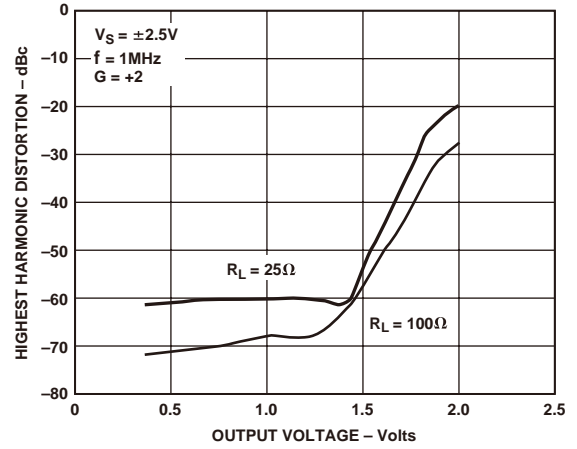
TPC 11. 失真与 $R_L$ 的关系,  
 $V_S = \pm 6V$ ,  $G = +2$ ,  $V_{OUT} = 2V_{p-p}$ ,  $f = 1MHz$



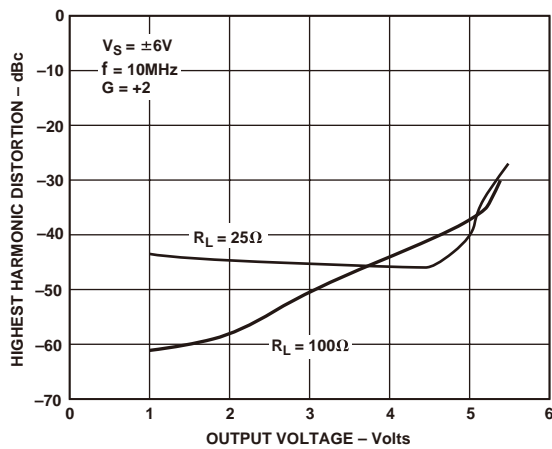
TPC 14. 失真与 $R_L$ 的关系,  
 $V_S = \pm 2.5V$ ,  $G = +2$ ,  $V_{OUT} = 2V_{p-p}$ ,  $f = 1MHz$



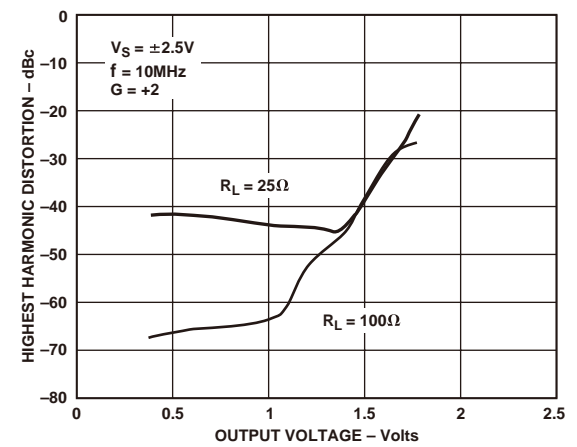
TPC 12. 失真与输出电压的关系,  
 $V_S = \pm 6V$ ,  $G = +2$ ,  $f = 1MHz$



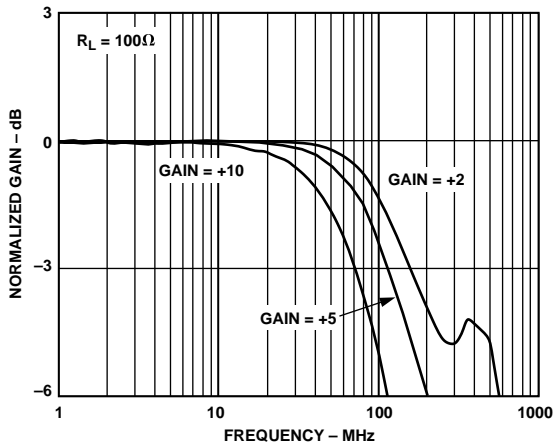
TPC 15. 失真与输出电压的关系,  
 $V_S = \pm 2.5V$ ,  $G = +2$ ,  $f = 1MHz$



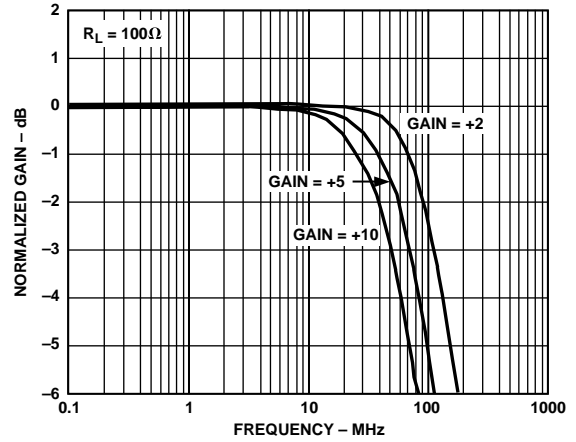
TPC 13. 失真与输出电压的关系,  
 $V_S = \pm 6V$ ,  $G = +2$ ,  $f = 10MHz$



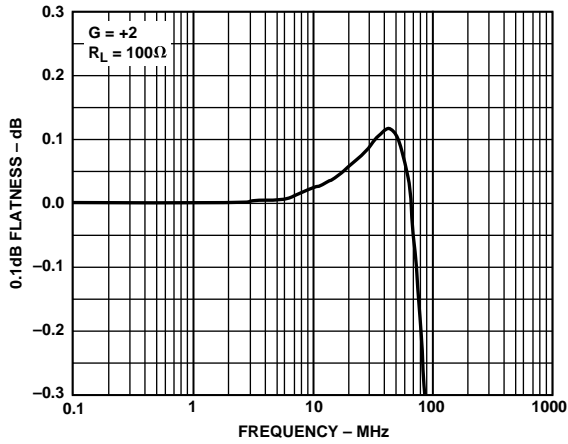
TPC 16. 失真与输出电压的关系,  
 $V_S = \pm 2.5V$ ,  $G = +2$ ,  $f = 10MHz$



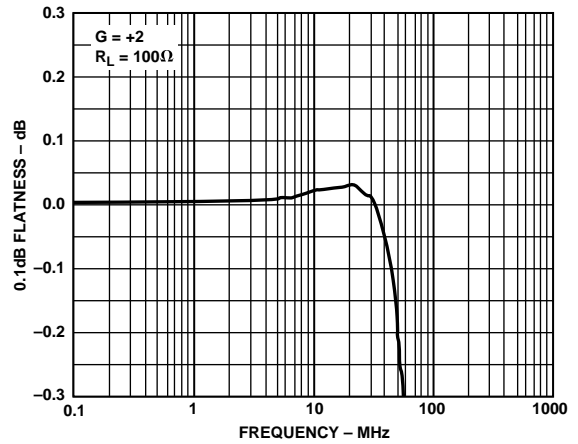
TPC 17. 频率响应;  $V_s = \pm 6 V$



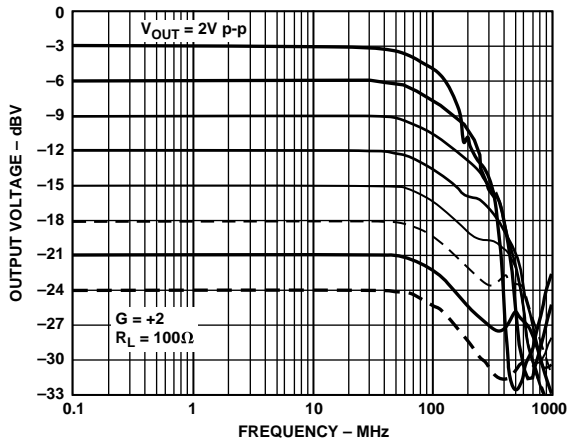
TPC 20. 频率响应;  $V_s = \pm 2.5 V$



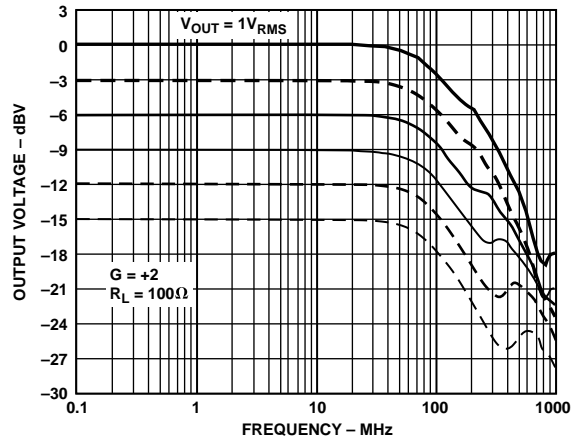
TPC 18. 增益平坦度;  $V_s = \pm 6 V$



TPC 21. 增益平坦度;  $V_s = \pm 2.5 V$

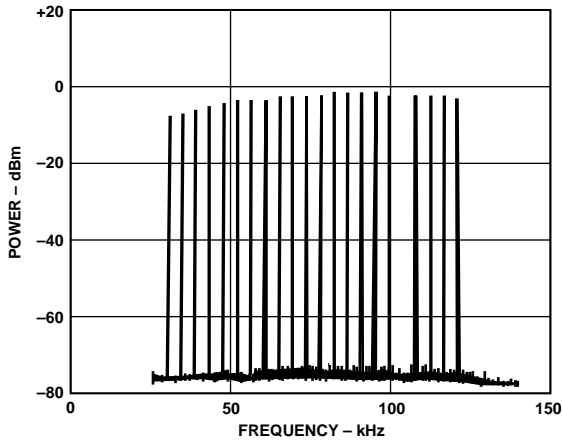


TPC 19. 输出电压与频率的关系;  $V_s = \pm 6 V$

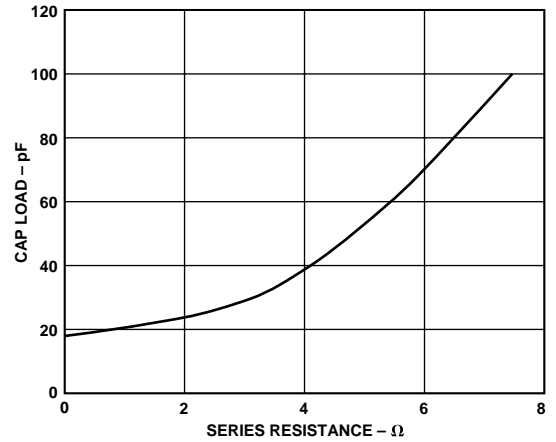


TPC 22. 输出电压与频率的关系;  $V_s = \pm 2.5 V$

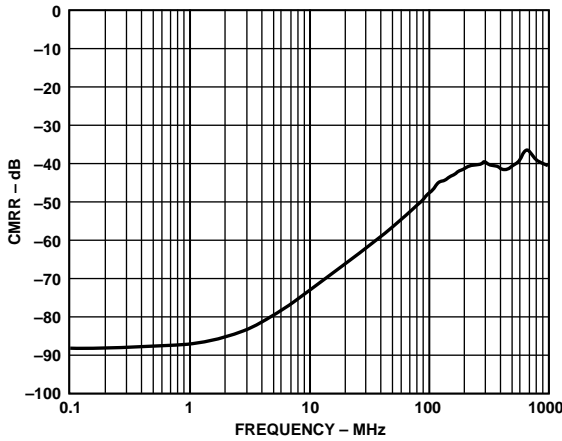




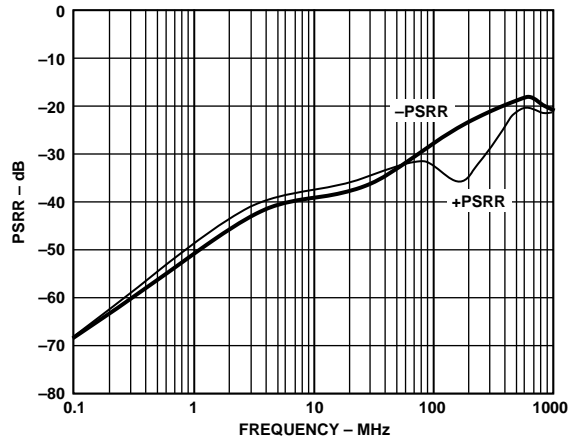
TPC 23. 多音功率比:  $V_s = \pm 6\text{ V}$ , 13 dBm输出功率驱动到25  $\Omega$



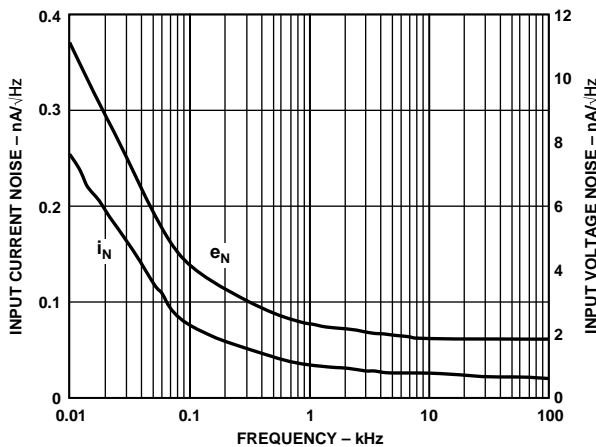
TPC 26.  $R_s$ 和 $C_L$ 与30%过冲的关系



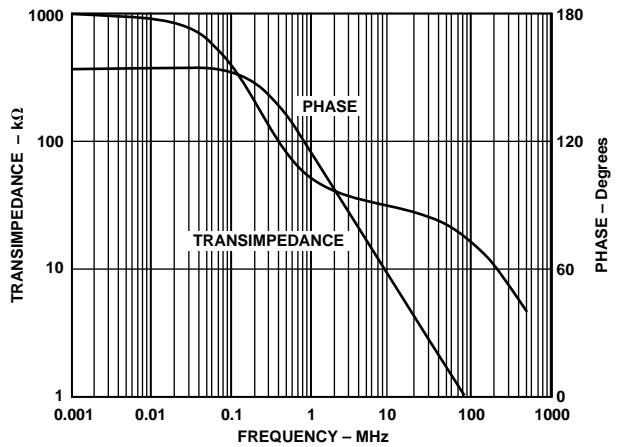
TPC 24. CMRR与频率的关系;  $V_s = \pm 6\text{ V}$ 或 $V_s = \pm 2.5\text{ V}$



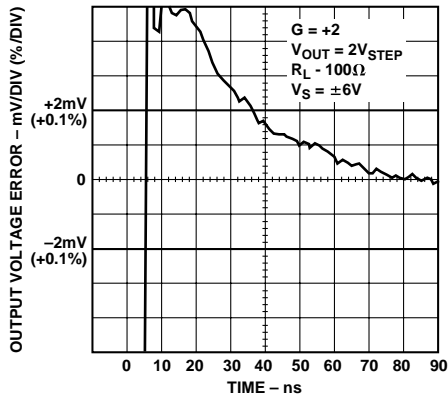
TPC 27. PSRR与频率的关系;  $V_s = \pm 6\text{ V}$ 或 $V_s = \pm 2.5\text{ V}$



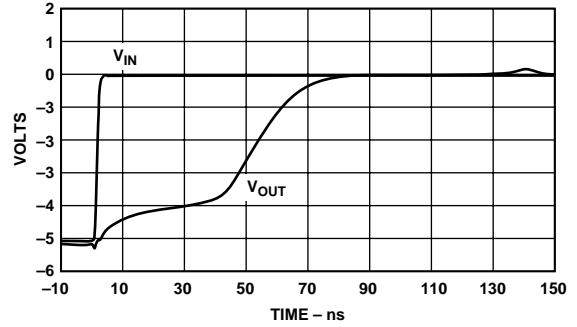
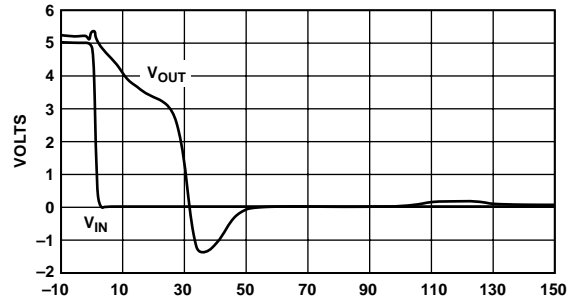
TPC 25. 噪声与频率的关系



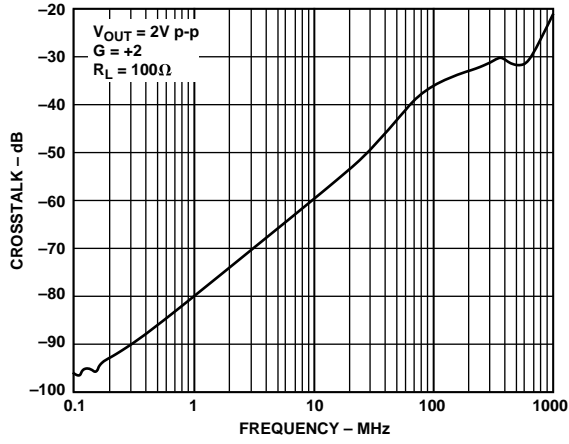
TPC 28. 开环跨阻和相位与频率的关系



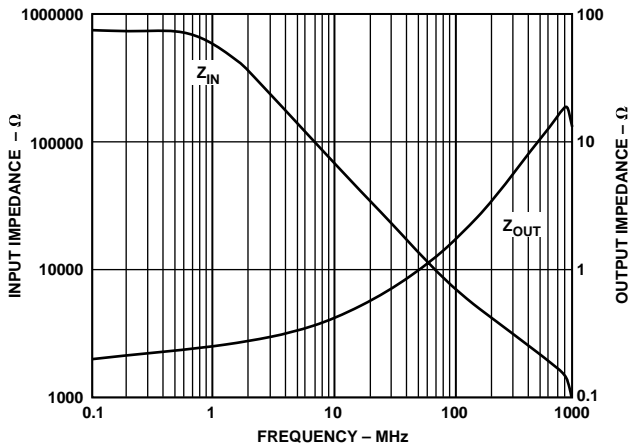
TPC 29. 建立时间;  $V_S = \pm 6.0 V$



TPC 32. 过载恢复;  
 $V_S = \pm 6 V$ ,  $G = +2$ ,  $R_L = 100 \Omega$ ,  $V_{IN} = 5 V p-p$ ,  $T = 1 \mu s$



TPC 30. 输出串扰与频率的关系



TPC 31. 输入和输出阻抗与频率的关系

## 工作原理

AD8017是一款双通道高速电流反馈型放大器，在重电流负载下实现了更高水平的带宽(BW)、功耗、失真和信号摆幅。其宽动态性能(包括噪声)是新型互补高速双极性工艺和新颖独特的架构设计的综合结果。AD8017采用双增益级互补设计方法，而不是传统的“单级”互补镜式结构(有时也称为“尼尔森放大器”)。以前也尝试过双级，但由于采用的是折叠共源共栅设计(与AD9617非常相像)，功耗一般很高。

本设计允许将稳定或静态电流增加到高信号或压摆电流感应级。在时域，大信号输出上升/下降时间和压摆率通常分别由放大器的小信号带宽和输入信号阶跃幅度控制，而不是增益级的直流静态电流(输入电平转换二极管Q1/Q2除外)。相比于单级，使用两级的另一个好处是在相同功耗下能够实现更高的总增益带宽积(GBWP)，从而提供较低的信号失真以及驱动较大外部负载的能力。此外，第二增益级还能隔离(减小)A3的输入反射负载驱动以及所产生的非线性，从而实现相对较低的失真和更高的开环增益。参见图6。

总体而言，当要求高外部负载驱动和低交流失真时，与传统的单级互补器件相比，像AD8017一样集成双增益级的放大器可提供出色的低功耗性能。此外，CF放大器的闭环带宽随外部增益(改变 $R_G$ )的变化比VF运算放大器要小得多，后者的带宽与增益成反比。此放大器的另一个重要特性是能够采用5V单电源供电，部分原因是它具有宽共模输入和输出电压范围。以5V电源供电时，该器件的功耗明显低于以12V电源供电时的静态功耗的一半，而交流和直流性能几乎没有降低。详细比较参见技术规格部分。

## 直流增益特性

增益级A1/A1和A2/A2共同提供跨阻增益。参见图6。A3级是单位增益缓冲器，为A2提供外部负载隔离。各级采用对称式互补设计。(A3也是互补型，不过图中未明确显示。)这样可以降低二阶信号失真和总静态功耗，如上所述。在直流至低频区域，闭环增益关系可以近似表示为：

$$G = 1 + R_F/R_G \text{ (同相工作)}$$

$$G = -R_F/R_G \text{ (反相工作)}$$

以上这些基本关系适用于所有传统运算放大器。

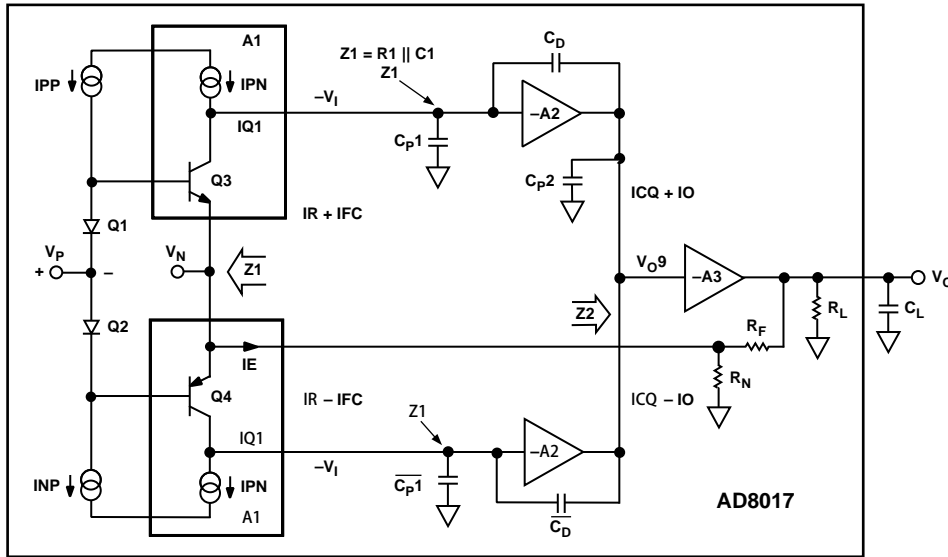


图6. 简化功能框图

# AD8017

## 应用

### 应用于ADSL信号时的输出功率特性

AD8017设计用于提供相对较高的电流和电压输出能力。TPC 12和15定量显示了在100 Ω和25 Ω负载下及1 MHz时，器件的交流负载电流与失真的关系。以大约-50 dBc作为最差情况失真限值，AD8017表现出合理的线性度，达到任一供电轨(12 V或±6 V)的大约1.4 V范围，同时提供200 mA的负载电流，而每个放大器的静态功耗仅为7 mA。

ADSL应用要求13 dBm的信号线功率，其随机峰值可能达到28.5 dBm的瞬时功率(或 $V \times I$ 乘积)，这相当于5.3:1的峰值与均方根电压比。将1:2变压器用于下面给出的ADSL电路，线路电阻为100 Ω，则线路驱动器输出需要提供4.2 V的峰值电压和168 mA的峰值电流(见表I)。应用详情如下所述。为了降低放大器的原边输出电压摆幅(针对无电压摆幅但有电流驱动能力的器件)，可以使用更高匝数比的变压器。然而，这要求电流提高更多，原因是对于相同的接收器功率，变压器的 $I \times R$ 损耗会增加。一般而言，这会导致失真增加。下面的表I显示了1:1和1:2两种变压器匝数比对应的ADSL交流电流和电压要求。

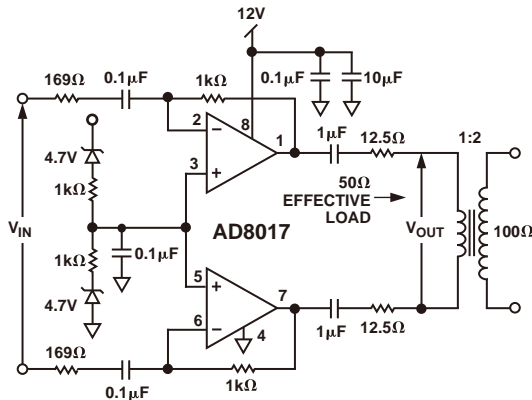


图7. 12 V单电源ADSL远程终端发射器

### 12 V单电源ADSL远程终端(RT)发射器

消费应用需要的是一个可作为配件插入PC的ADSL调制解调器。这种应用中，电路在满足ADSL规范的同时，其功耗应降到最低。

图7显示了一个将AD8017用作远程终端发射器的12 V单电源电路。此电源电压可以在PC的PCI连接器上轻松获得。该电路将AD8017的每一半配置为一个增益约为6倍的反相器。两个放大器电路的输入端和输出端均为交流耦合，因而该电路的直流电平与信号链的其它直流电平无关。

输入一般由有源滤波器的输出驱动，其输出阻抗很低。因此，通带中的169 Ω输入阻抗会产生一个最低的源负载。输出需要一个1:2升压变压器来驱动100 Ω线路。反射回原边的阻抗为25 Ω。增加25 Ω串联端接电阻(各输出中有12.5 Ω)后，差分驱动器输出驱动的有效负载为50 Ω。

输入和输出交流耦合提供两个高通电路。输入端由0.1 μF电容和169 Ω电阻组成，提供大约9.4 kHz的拐点频率。输出端的两个1 μF电容与50 Ω有效负载一起提供6.4 kHz的拐点频率。这两个电路均需要抑制普通老式电话系统(POTS)频段(DC至4 kHz)，而让从大约20 kHz开始的ADSL上游频段通过。

正输入必须偏置到中间电源电压，其标称值为6 V。这将维持输出在各方向上的最大动态范围，无论电源的容差是多少。电路选择反相配置，因为它要求此电源提供稳定的直流电流；若是同相配置，则要求提供信号相关的电流。为产生此电源，我们研究了多个方案。

可以使用稳压器，但这种方案有几个缺点。第一个缺点是无法跟踪中间电源电压，因为它总是有一个对地固定的电压输出。这种方案还要求额外的有源元件，导致解决方案总成本增加。

还可以使用双电阻分压器。电阻值的选择需要权衡。电阻越小，它们消耗的功率越大。两个1 kΩ电阻在此电路中的功耗为72 mW。因此，为将此功耗降至最低，电阻值应尽可能大。

表I. 线路功率、线路阻抗和匝数比的不同组合下的DSL驱动放大器要求

线路功率	插入损耗	线路负载	匝数比	波峰因数	反射阻抗	R1 = R2	每个放大器电压	每个放大器的峰值电压输出	峰值电流输出
13 dBm	1 dB	100 Ω	1:1	5.3	100 Ω	50 Ω	1.585 V rms	8.4 V峰值	84 mA
13 dBm	1 dB	100 Ω	1:2	5.3	25 Ω	12.5 Ω	0.792 V rms	4.2 V峰值	168 mA

这些电阻的实际最大值由流经其中的输入偏置电流所产生的失调电压决定。正输入端的最大输入偏置电流为45 μA，对于每个1 kΩ偏置电阻，这会产生45 mV的失调电压。幸运的是，增益级的交流耦合仅为此直流失调电压提供单位增益，这是该配置的另一个优势。输出端的任何直流失调都会限制供电轨之间可用的动态信号摆幅。

所示电路使用两个4.7 V齐纳二极管，提供一个压降，用于限制偏置电路的功耗。因此，偏置电路可以使用值更小的电阻。对于此电路，电流为 $(12\text{ V} - (2 \times 4.7\text{ V})) / 2\text{ k}\Omega = 1.3\text{ mA}$ 。因此，该电路的功耗仅为15.6 mW，在输出端引起的最大失调电压为40 mV。此电路还能在额定容差范围内跟踪中间电源电压。

电路的失真利用50 Ω负载测量。所用的频率为500 kHz，超过上游信号要求的最大频率。对于POTS上的ADSL，要求的最大频率为135 kHz。对于ISDN上的ADSL，最大频率为276 kHz。幅度为20 V p-p(每个放大器10 V p-p)，这是要求的最大波峰信号。二次谐波优于-80 dBc，三次谐波为-64 dBc。这代表最差情况的绝对最大信号，仅非常小的统计基础才需要，其频率高于要求的最大频率。绝大部分时候，信号的幅度和频率较低，失真性能较佳。

当电路运行并提供ADSL系统中的上游驱动信号时，测得的器件电源电流为25 mA。因此，驱动电路的总功耗为300 mW。该功耗消耗在三个地方：驱动放大器、线路以及终端与接口电路。

ADSL规范要求13 dBm或20 mW的线路功率。线路端接电阻消耗相同的功率，因为它具有相同的电阻值。接口电路的损耗预计为1 dB，相当于大约10 mW的功率。因此，在这种应用中，用作驱动器的AD8017的总功耗约为250 mW。

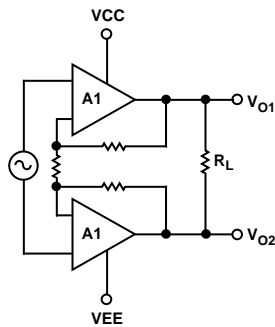


图8. 差分驱动器原理示意图

为了正确选择应用所需的散热器面积，必须考虑AD8017的总功耗。 $V_{IN} = 0$ 时的直流功耗为 $I_Q (V_{CC} + V_{EE})$ ，或 $2 \times I_Q \times V_S$ 。对于AD8017，此值为0.17 W。在这个纯差分电路中，可以利用对称性来简化直流输入信号的计算。

$$P_D = 2 \times I_Q \times V_S + 4 \times (V_S - V_O) \times \frac{V_O}{R_L}$$

此公式略微保守，因为在流出或流入电流至负载时，有些静态电源电流会换向。对于正弦源，半个周期的积分结果为：

$$P_D = 2 \times I_Q \times V_S + 2 \times \left( \frac{4V_O V_S}{\pi R_L} - \frac{V_O^2}{R_L} \right) \text{ (Refer to Figure 41)}$$

对于复数调制信号，情况要更复杂。对于DMT信号，使用等效正弦波功率会高估功耗15%以上。例如：

$$P_{OUT} = 16\text{ dBm} = 40\text{ mW}$$

$$V_{OUT @ 50\ \Omega} = 1.41\text{ V rms or } V_O = 1.0\text{ V}$$

这是放大器各输出端的电压，因而PD为0.436 W。实际测量发现，16 dBm DMT信号的 $P_D$ 要求AD8017的功耗为0.38 W。

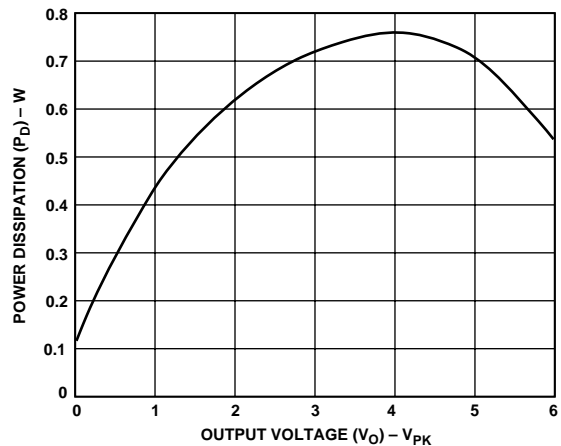


图9. 功耗( $P_D$ )与输出电压( $V_O$ )的关系,  $R_L = 50\ \Omega$

### 散热考虑

AD8017采用散热增强型SO-8封装，依赖器件引脚帮助芯片散热，散热速度高于常规封装。其结果是器件的 $\theta_{JC}$ 较低。为了最有效地利用器件，印刷电路板的铜走线应进行特殊的细部处理。

但是，设计电路板时，最大散热效率与理想交流性能不可兼得，需要权衡。这是因为增加额外的散热铜走线会增加某些引脚的寄生电容。

# AD8017

实现最大散热效率的第一种方法是使用较重的铜层。2盎司铜的散热效果优于1盎司铜。还可以使用额外的内部电路层来提高散热效率，并且更好地分配电源和地。

AD8017本身没有“地”引脚(采用双电源时)，但电源(引脚4和8)处于交流地。因此，可以将这些引脚安全地连接到最大面积的铜箔，而不会影响器件的性能。在电路板的表面侧，连接到引脚4和8的铜面积应扩大以展开到最大程度。实际上，离开引脚几厘米后，增加铜面积带来的好处会递减。

当电源在板上的内部电源层工作时，这些电源层也应尽可能大，并且应在AD8017电源引脚附近的元件层与内层之间提供多个过孔(约0.012 in或0.3 mm)。这些过孔不应具有任何传统的“散热”轮辐，因为其作用是阻止热量流动以便于焊接，这与散热效应相反。

在板上与元件相对的一侧，可以在过孔附近增加铜面积以提供额外的散热途径，从而进一步降低热阻。各处都可以提供过孔来将热量更好地从内层传导到外层。

器件的其余引脚是有源信号引脚，必须更慎重地对待。引脚2和6是运算放大器的负输入端，受杂散电容的影响最大。因此，这些引脚的铜面积应最小。此外，元件层附近的铜应尽可能与这些引脚相距3 mm–5 mm以上。负输入端正下方的内层和相对的电路层也应无铜。

与负输入相比，正输入和输出可以承受略高的电容而不影响交流性能。然而，应慎重处理这些引脚，并且应根据应用分析和调整散热量及超过的电容。如果需要最高交流性能且功耗不是特别大，则连接到这些引脚的铜面积应最小化。如果交流性能不太重要且必须消耗最大功率，则可以提高连接到这些引脚的铜面积。像模拟设计的其它许多领域一样，为了获得令人满意的设计，设计工程师必须根据以上考虑做一些判断。

## 布局考量

要实现AD8017的额定高速性能，需要精心考虑电路板布局和元件选择。

表II给出了AD8017的推荐元件值，图10–12显示了8引脚SOIC封装在正增益下的推荐布局。必须采用适当的RF设计技术并选择低寄生元件。

表II.典型带宽与增益设置电阻  
( $V_s = 6\text{ V}$ ,  $R_L = 100\ \Omega$ )

增益	$R_F\ (\Omega)$	$R_G\ (\Omega)$	$R_T\ (\Omega)$	小信号 -3 dB带宽(MHz)
-1	619	619	54.5	110
+1	619		49.9	320
+2	619	619	49.9	160
+10	619	68.8	49.9	40

$R_T$ 针对50  $\Omega$ 特征输入阻抗而选择。

PCB应有一个接地层，覆盖电路板元件侧的所有未使用部分，以提供低阻抗接地路径。输入引脚附近区域的接地层应清除，以降低杂散电容。

电源旁路应使用贴片电容(参见图4和图5)。一端应连接到接地层，另一端位于各电源引脚的1/8英寸范围内。此外还应并联一个(4.7  $\mu\text{F}$ –10  $\mu\text{F}$ )钽电解电容。

反馈电容应位于反相输入引脚附近，使此节点处的杂散电容保持最小。以低同相增益工作时，反相输入的电容如果大于1.5 pF，将显著影响高速性能。

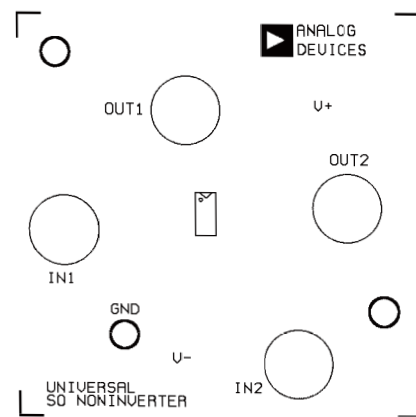


图10. 通用SOIC同相器顶层丝网图

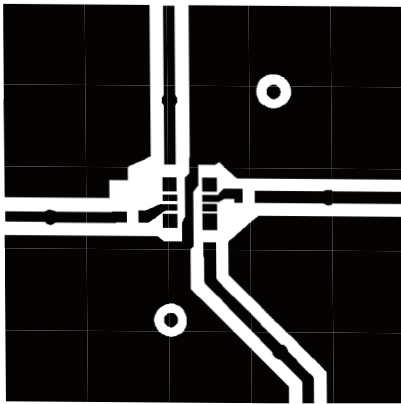


图11. 通用SOIC同相器顶层

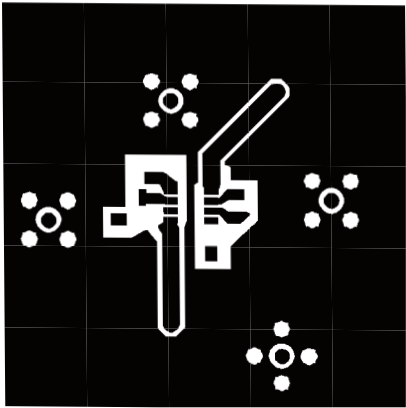
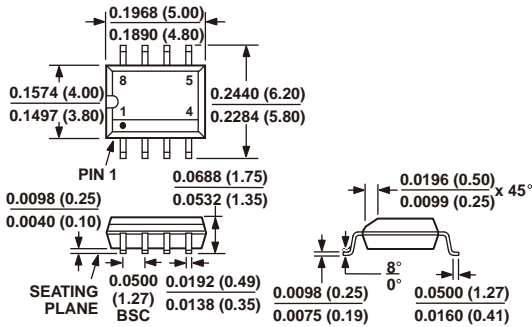


图12. 通用SOIC同相器底层

外形尺寸

图示尺寸单位: inch和(mm)。

8引脚SOIC  
(R-8)



## 修订历史

位置	页码
数据手册从修订版B升级到修订版C。 编辑“技术规格”部分 .....	2,3