

特性

FET输入放大器：输入偏置电流：0.6 pA

增益≥8时性能稳定

高速

-3 dB带宽：54 MHz (G = +10)

压摆率：640 V/μs

低噪声

6.6 nV/√Hz

0.6 fA/√Hz

低失调电压：1.0 mV(最大值)

宽电源电压范围：5 V至24 V

无反相

低输入电容

单电源、轨到轨输出

出色的失真特性：无杂散动态范围(SFDR)：95 dBc (1 MHz)

高共模抑制比：-106 dB

低功耗：6.5 mA电源电流典型值

低成本

小型封装：SOT-23-5

应用

光电二极管前置放大器

精密高增益放大器

高增益、高带宽复合放大器

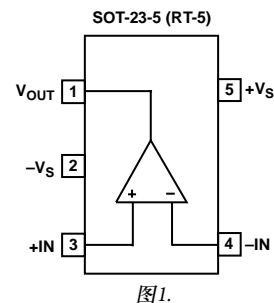
概述

AD8067 Fast FET放大器是一款电压反馈型放大器，提供FET输入，具有宽带宽(G = +10时为54 MHz)和高压摆率(640 V/μs)特性。它采用ADI公司专有的介质隔离超快速互补双极性(XFCB)工艺制造，可实现高速、低功耗和高性能FET输入等特性。

AD8067设计用于要求高速、低输入偏置电流的应用，如快速光电二极管前置放大器等。它经激光调整，具有出色的直流电压失调(最大1.0 mV)和漂移(最大15 μV/°C)特性，符合光电二极管的应用要求。

FET输入偏置电流(最大5 pA)和低电压噪声(6.6 nV/√Hz)也使它更适合精密应用。AD8067具有宽电源电压范围(5 V至24 V)和轨到轨输出，特别适合要求宽动态范围和低失真的各种应用。

连接图(顶视图)



AD8067放大器提供SOT-23-5封装，额定工作温度范围为-40°C至+85°C工业温度范围。

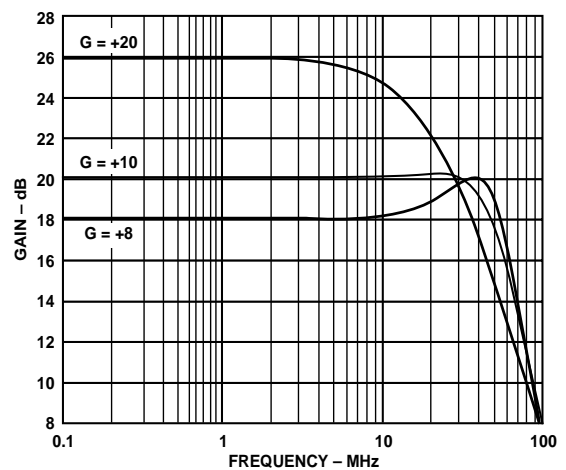


图2. 小信号频率响应

Rev. A

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
Fax: 781.461.3113 ©2006 Analog Devices, Inc. All rights reserved.

目录

特性.....	1	宽带工作的电阻选择.....	14
应用.....	1	直流误差计算.....	15
概述.....	1	输入和输出过载行为.....	15
连接图(顶视图).....	1	输入保护.....	16
修订历史.....	2	容性负载驱动.....	16
±5 V时的技术规格.....	3	布局布线、接地和旁路考虑.....	16
+5 V时的技术规格.....	4	应用.....	18
±12 V时的技术规格.....	5	宽带错误! 超链接引用无效。.....	18
绝对最大额定值.....	6	增益小于8时使用AD8067.....	19
最大功耗.....	6	单电源供电.....	20
ESD警告.....	6	高增益、高带宽复合放大器.....	20
典型工作特性.....	7	外形尺寸.....	22
测试电路.....	12	订购指南.....	22
工作原理.....	13		
基本频率响应.....	13		

修订历史

2006年5月—修订版0至修订版A

修改图51.....	18
修改图54.....	19
修改图57.....	21
更新外形尺寸.....	22
更改订购指南.....	22

2002年11月—修订版0: 初始版

±5 V时的技术规格

除非另有说明, $V_S = \pm 5\text{ V}$ 、 $T_A = +25^\circ\text{C}$ 、 $G = +10$ 、 $R_F = R_L = 1\text{ k}\Omega$

表1.

参数	条件	最小值	典型值	最大值	单位
动态性能					
-3 dB带宽	$V_O = 0.2\text{ V p-p}$	39	54		MHz
	$V_O = 2\text{ V p-p}$		54		MHz
0.1 dB平坦度带宽	$V_O = 0.2\text{ V p-p}$		8		MHz
输出过驱恢复时间(正/负)	$V_I = \pm 0.6\text{ V}$		115/190		ns
压摆率	$V_O = 5\text{ V}$ 步进	500	640		V/ μs
0.1%建立时间	$V_O = 5\text{ V}$ 步进		27		ns
噪声/失真性能					
无杂散动态范围(SFDR)	$f_c = 1\text{ MHz}$, 2 V p-p		95		dBc
	$f_c = 1\text{ MHz}$, 8 V p-p		84		dBc
	$f_c = 5\text{ MHz}$, 2 V p-p		82		dBc
	$f_c = 1\text{ MHz}$, 2 V p-p , $R_L = 150\ \Omega$		72		dBc
输入电压噪声	$f = 10\text{ kHz}$		6.6		nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
输入电流噪声	$f = 10\text{ kHz}$		0.6		fA/ $\sqrt{\text{Hz}}$
直流性能					
输入失调电压			0.2	1.0	mV
输入失调电压漂移			1	15	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
输入偏置电流			0.6	5	pA
	T_{MIN} 至 T_{MAX}		25		pA
输入失调电流			0.2	1	pA
	T_{MIN} 至 T_{MAX}		1		pA
开环增益	$V_O = \pm 3\text{ V}$	103	119		dB
输入特性					
共模输入阻抗			1000 1.5		G Ω pF
差分输入阻抗			1000 2.5		G Ω pF
输入共模电压范围		-5.0		2.0	V
共模抑制比(CMRR)	$V_{\text{CM}} = -1\text{ V}$ 至 $+1\text{ V}$	-85	-106		dB
输出特性					
输出电压摆幅	$R_L = 1\text{ k}\Omega$	-4.86至+4.83	-4.92至+4.92		V
	$R_L = 150\ \Omega$		-4.67至+4.72		V
输出电流	SFDR > 60 dBc, $f = 1\text{ MHz}$		30		mA
短路电流			105		mA
容性负载驱动	30%过冲		120		pF
电源					
工作范围		5		24	V
静态电流			6.5	6.8	mA
电源抑制比(PSRR)		-90	-109		dB

AD8067

+5 V时的技术规格

除非另有说明, $V_S = +5\text{ V}$ 、 $T_A = +25^\circ\text{C}$ 、 $G = +10$ 、 $R_F = R_L = 1\text{ k}\Omega$

表2.

参数	条件	最小值	典型值	最大值	单位
动态性能					
-3 dB带宽	$V_O = 0.2\text{ V p-p}$	36	54		MHz
	$V_O = 2\text{ V p-p}$		54		MHz
0.1 dB平坦度带宽	$V_O = 0.2\text{ V p-p}$		8		MHz
输出过驱恢复时间(正/负)	$V_I = +0.6\text{ V}$		150/200		ns
压摆率	$V_O = 3\text{ V}$ 步进	390	490		V/ μs
0.1%建立时间	$V_O = 2\text{ V}$ 步进		25		ns
噪声/失真性能					
无杂散动态范围(SFDR)	$f_C = 1\text{ MHz}$, 2 V p-p		86		dBc
	$f_C = 1\text{ MHz}$, 4 V p-p		74		dBc
	$f_C = 5\text{ MHz}$, 2 V p-p		60		dBc
	$f_C = 1\text{ MHz}$, 2 V p-p, $R_L = 150\ \Omega$		72		dBc
输入电压噪声	$f = 10\text{ kHz}$		6.6		nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
输入电流噪声	$f = 10\text{ kHz}$		0.6		fA/ $\sqrt{\text{Hz}}$
直流性能					
输入失调电压			0.2	1.0	mV
输入失调电压漂移			1	15	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
输入偏置电流			0.5	5	pA
	T_{MIN} 至 T_{MAX}		25		pA
输入失调电流			0.1	1	pA
开环增益	$V_O = 0.5\text{ V}$ 至 4.5 V	100	117		dB
输入特性					
共模输入阻抗			1000 2.3		$\text{G}\Omega \text{pF}$
差分输入阻抗			1000 2.5		$\text{G}\Omega \text{pF}$
输入共模电压范围		0		2.0	V
共模抑制比(CMRR)	$V_{\text{CM}} = 0.5\text{ V}$ 至 1.5 V	-81	-98		dB
输出特性					
输出电压摆幅	$R_L = 1\text{ k}\Omega$	0.07至4.89	0.03至4.94		V
	$R_L = 150\ \Omega$		0.08至4.83		V
输出电流	SFDR > 60 dBc, $f = 1\text{ MHz}$		22		mA
短路电流			95		mA
容性负载驱动	30%过冲		120		pF
电源					
工作范围		5		24	V
静态电流			6.4	6.7	mA
电源抑制比(PSRR)		-87	-103		dB

±12 V时的技术规格

除非另有说明, $V_S = 12\text{ V}$ 、 $T_A = +25^\circ\text{C}$ 、 $G = +10$ 、 $R_F = R_L = 1\text{ k}\Omega$

表3.

参数	条件	最小值	典型值	最大值	单位
动态性能					
-3 dB带宽	$V_O = 0.2\text{ V p-p}$	39	54		MHz
	$V_O = 2\text{ V p-p}$		53		MHz
0.1 dB平坦度带宽	$V_O = 0.2\text{ V p-p}$		8		MHz
输出过驱恢复时间(正/负)	$V_I = \pm 1.5\text{ V}$		75/180		ns
压摆率	$V_O = 5\text{ V}$ 步进	500	640		V/ μs
0.1%建立时间	$V_O = 5\text{ V}$ 步进		27		ns
噪声/失真性能					
无杂散动态范围(SFDR)	$f_C = 1\text{ MHz}$, 2 V p-p		92		dBc
	$f_C = 1\text{ MHz}$, 20 V p-p		84		dBc
	$f_C = 5\text{ MHz}$, 2 V p-p		74		dBc
	$f_C = 1\text{ MHz}$, 2 V p-p , $R_L = 150\ \Omega$		72		dBc
输入电压噪声	$f = 10\text{ kHz}$		6.6		nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
输入电流噪声	$f = 10\text{ kHz}$		0.6		fA/ $\sqrt{\text{Hz}}$
DC PERFORMANCE					
输入失调电压			0.2	1.0	mV
输入失调电压漂移			1	15	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
输入偏置电流			1.0	5	pA
	T_{MIN} 至 T_{MAX}		25		pA
输入失调电流			0.2	1	pA
开环增益	$V_O = \pm 10\text{ V}$	107	119		dB
输入特性					
共模输入阻抗			1000 1.5		G Ω pF
差分输入阻抗			1000 2.5		G Ω pF
输入共模电压范围		-12.0		+9.0	V
共模抑制比(CMRR)	$V_{\text{CM}} = -1\text{ V}$ 至 $+1\text{ V}$	-89	-108		dB
输出特性					
输出电压摆幅	$R_L = 1\text{ k}\Omega$	-11.70至+11.70	-11.85至+11.84		V
	$R_L = 500\ \Omega$		-11.31至+11.73		V
输出电流	SFDR > 60 dBc, $f = 1\text{ MHz}$		26		mA
短路电流			125		mA
容性负载驱动	30%过冲		120		pF
电源					
工作范围		5		24	V
静态电流			6.6	7.0	mA
电源抑制比(PSRR)		-86	-97		dB

绝对最大额定值

表4.

参数	额定值
电源电压	26.4 V
功耗	参见图3
共模输入电压	$V_{EE} - 0.5 \text{ V}$ 至 $V_{CC} + 0.5 \text{ V}$
差分输入电压	1.8 V
存储温度范围	-65°C至+125°C
工作温度范围	-40°C至+85°C
引脚温度(焊接10秒)	300°C
结温	150°C

注意，超出上述绝对最大额定值可能会导致器件永久性损坏。这只是额定最大值，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。

最大功耗

芯片结温(T_j)升高会限制AD8067封装的最大安全功耗。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AD8067的参数性能。长时间超过175°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)。假设负载(R_L)以中间电源电压为基准，则总驱动功耗为 $V_S/2 \times I_{OUT}$ ，其中一部分消耗在封装中，一部分消耗在负载中($V_{OUT} \times I_{OUT}$)。总驱动功耗和负载功耗之差便是消耗在封装中的功耗。应当考虑均方根输出电压。

$$P_D = \text{静态功耗} + (\text{总驱动功耗} - \text{负载功耗})$$

$$P_D = (V_S \times I_S) + \left(\frac{V_S}{2} \times \frac{V_{OUT}}{R_L} \right) - \frac{V_{OUT}^2}{R_L}$$

如果 R_L 以 V_S 为基准，像在单电源供电情况下，则总驱动功耗为 $V_S \times I_{OUT}$ 。

如果均方根信号电平未定，应考虑最差情况： R_L 以中间电源电压为基准， $V_{OUT} = V_S/4$ 。

$$P_D = (V_S \times I_S) + \frac{(V_S/4)^2}{R_L}$$

单电源供电且 R_L 以 V_S 为基准时，最差情况为 $V_{OUT} = V_S/2$ 。

气流可增强散热，从而有效降低 θ_{JA} 。此外，更多金属直接与金属走线的封装引脚、通孔、接地和电源层接触，这同样可降低 θ_{JA} 。

图3所示为在JEDEC标准4层板上，SOT-23-5 (180°C/W)封装的内部最大安全功耗与环境温度的关系。

应当注意，温度每升高10°C， I_B 大约会增加一倍(参见图22)。

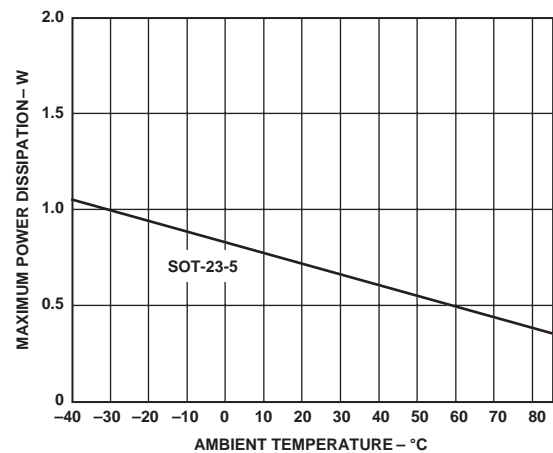


图3. 4层板最大功耗与温度的关系

ESD警告

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



典型工作特性

默认条件：除非另有说明， $V_S = \pm 5\text{ V}$ 、 $T_A = +25^\circ\text{C}$ 、 $G = +10$ 、 $R_L = R_F = 1\text{ k}\Omega$

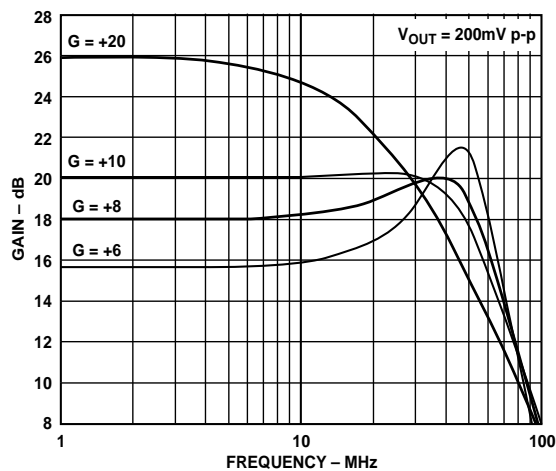


图4. 不同增益下的小信号频率响应

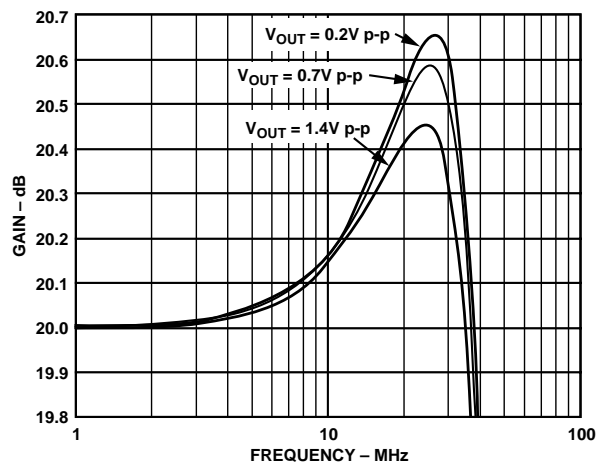


图7. 0.1 dB平坦度频率响应

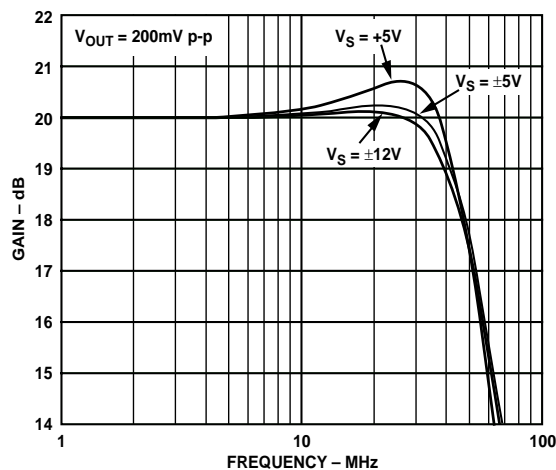


图5. 不同电源下的小信号频率响应

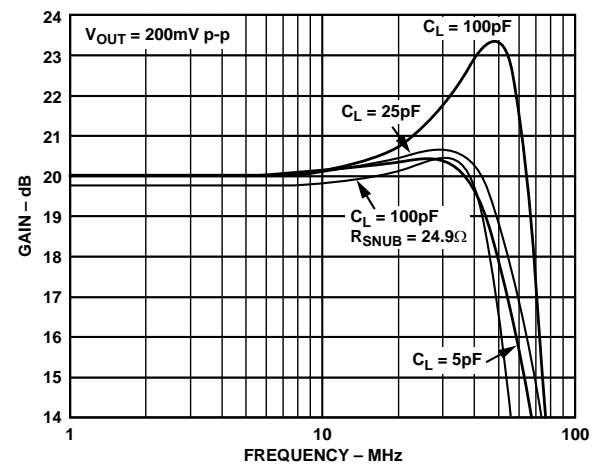


图8. 不同 C_{LOAD} 下的小信号频率响应

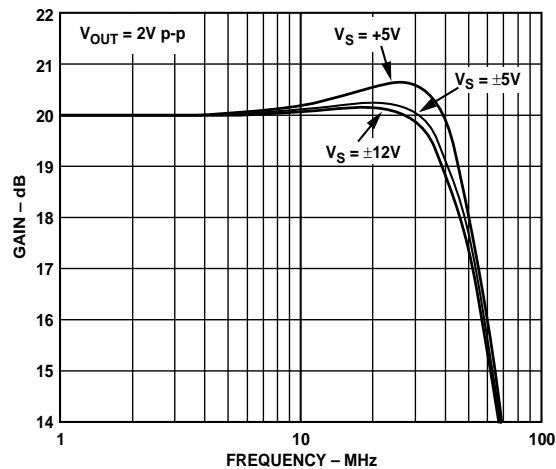


图6. 不同电源下的大信号频率响应

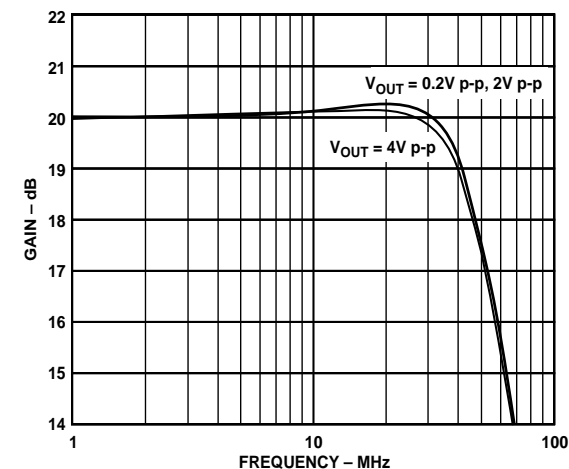


图9. 不同输出幅度下的频率响应

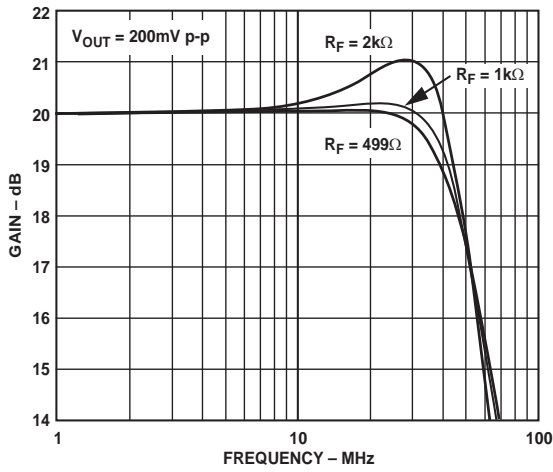


图10. 不同 R_F 下的小信号频率响应

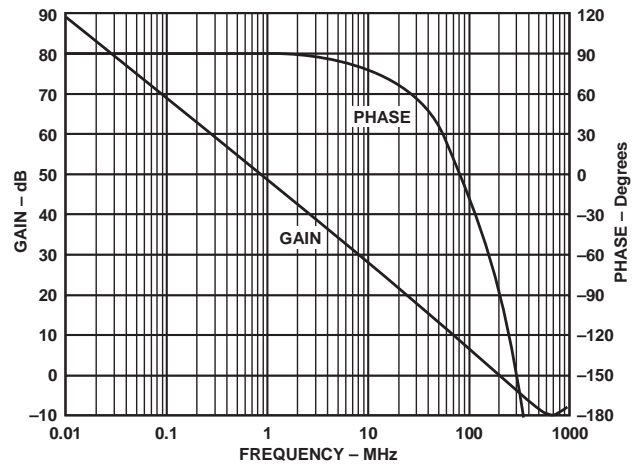


图13. 开环增益和相位

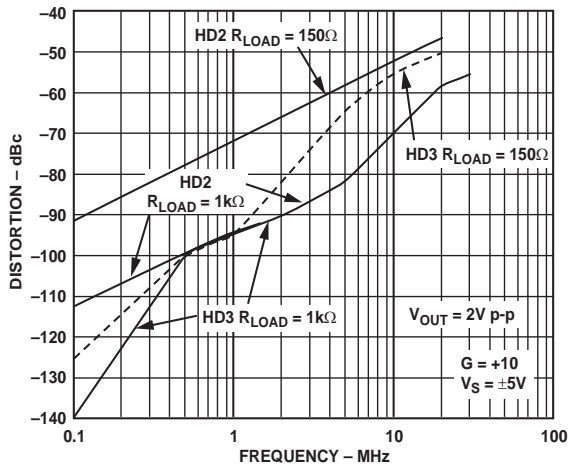


图11. 不同负载下失真与频率的关系

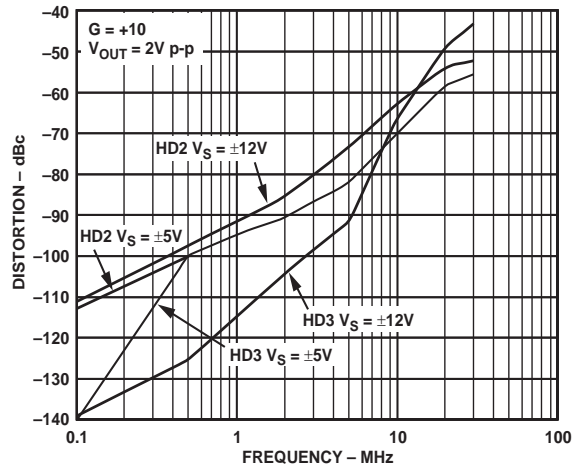


图14. 不同电源下失真与频率的关系

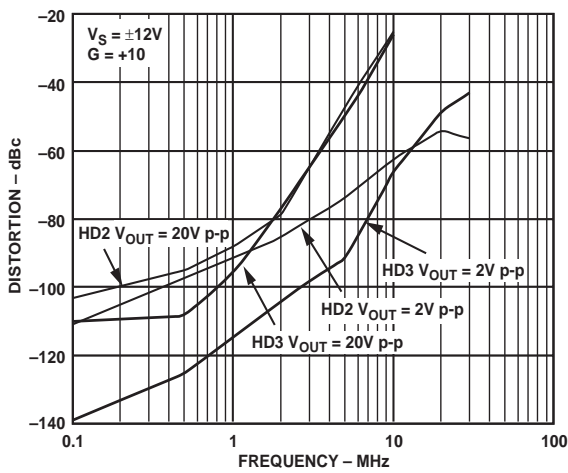


图12. 不同幅度下失真与频率的关系

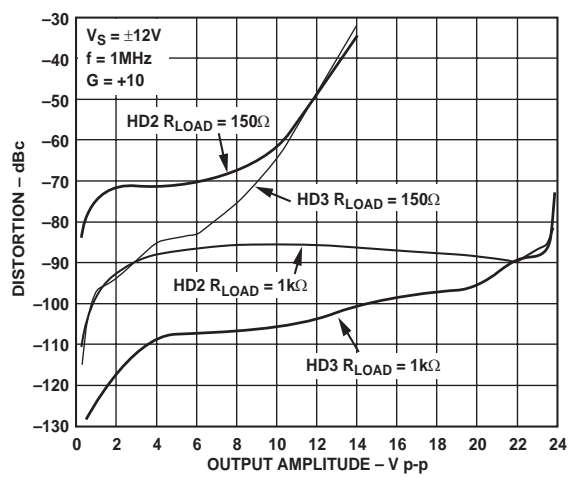


图15. 不同负载下失真与输出幅度的关系

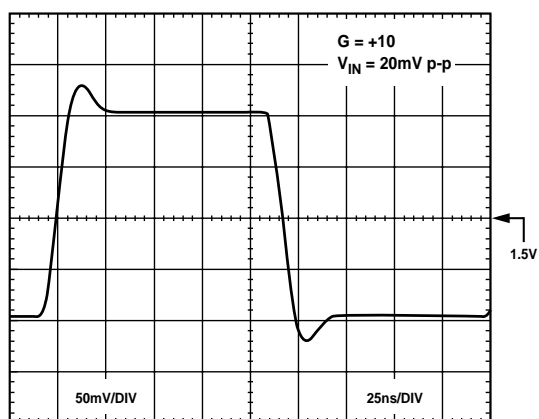


图16. 小信号瞬态响应5 V电源

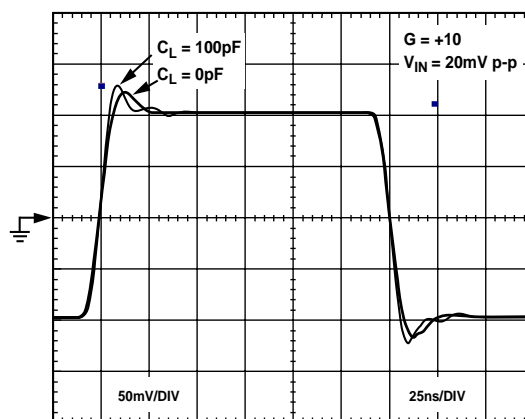


图19. 小信号瞬态响应± 5 V电源

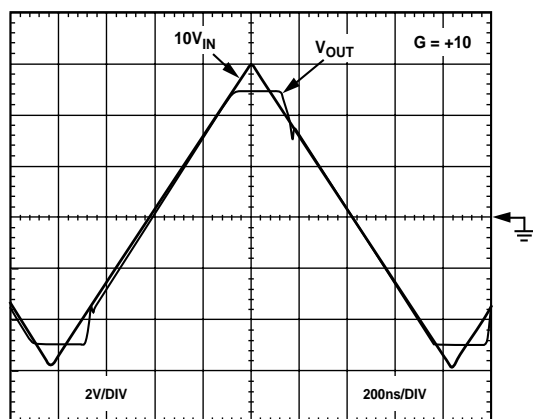


图17. 输出过驱恢复

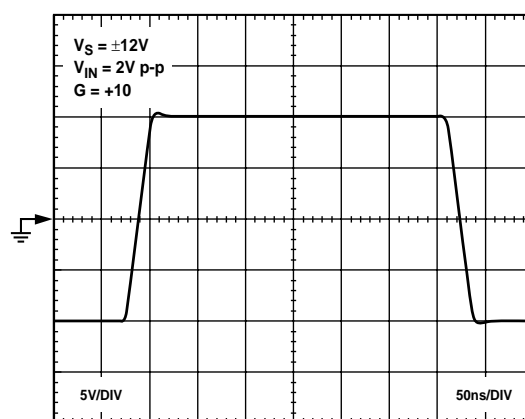


图20. 大信号瞬态响应

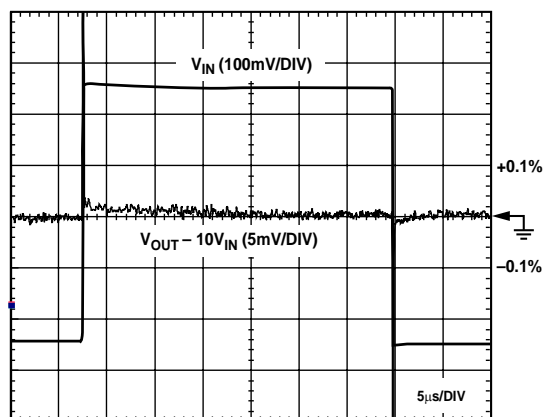


图18. 长期建立时间

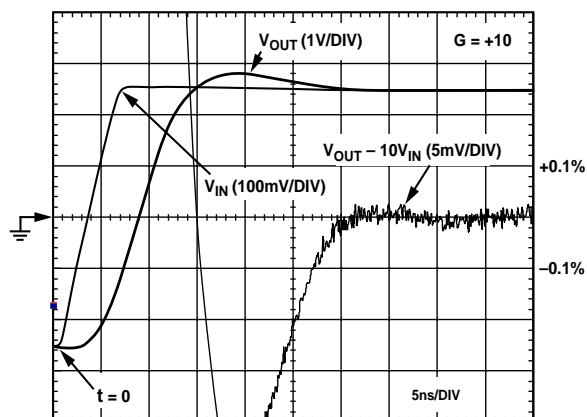


图21. 0.1%短期建立时间

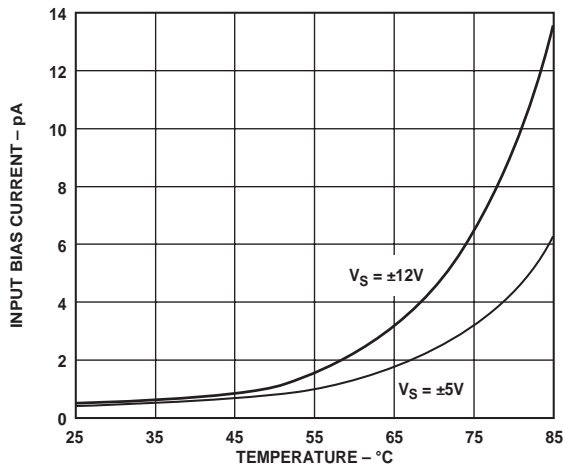


图22. 输入偏置电流与温度的关系

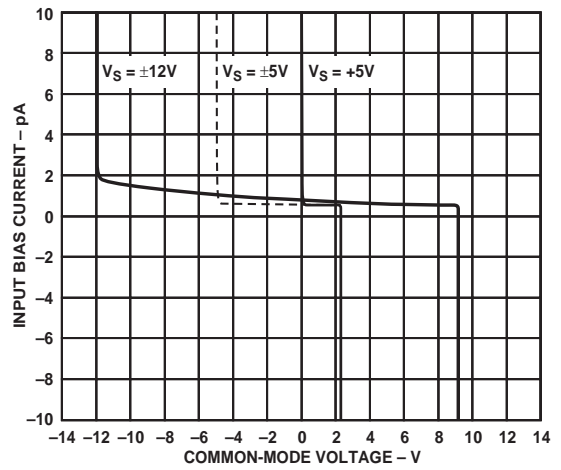


图25. 输入偏置电流与共模电压的关系

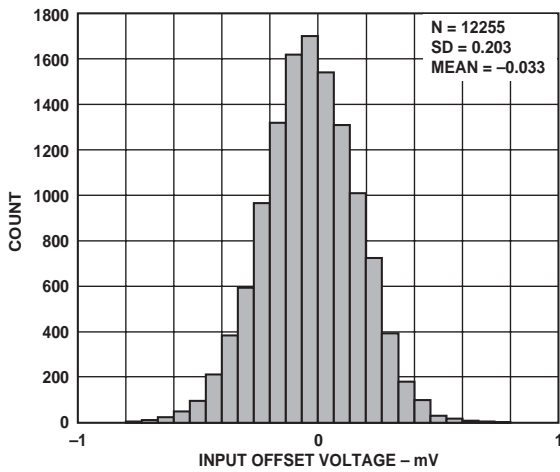


图23. 输入失调电压直方图

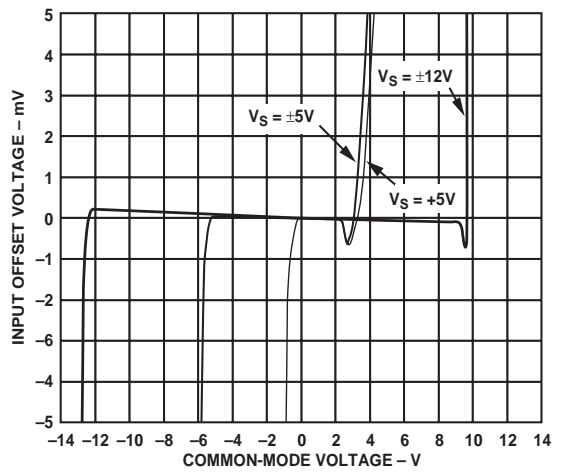


图26. 输入失调电压与共模电压的关系

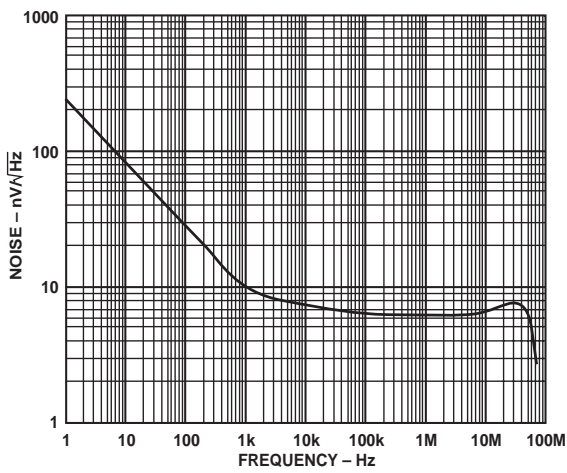


图24. 电压噪声

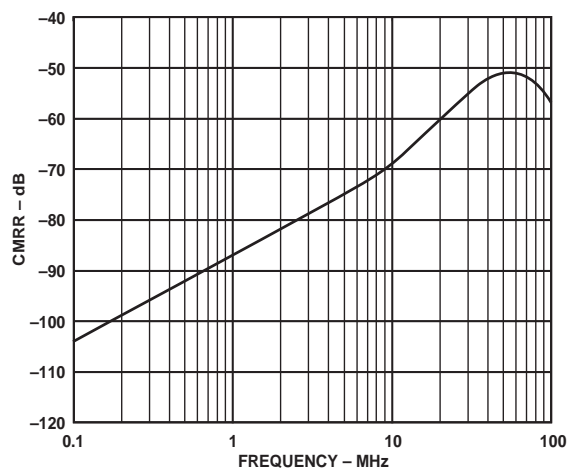


图27. CMRR与频率的关系

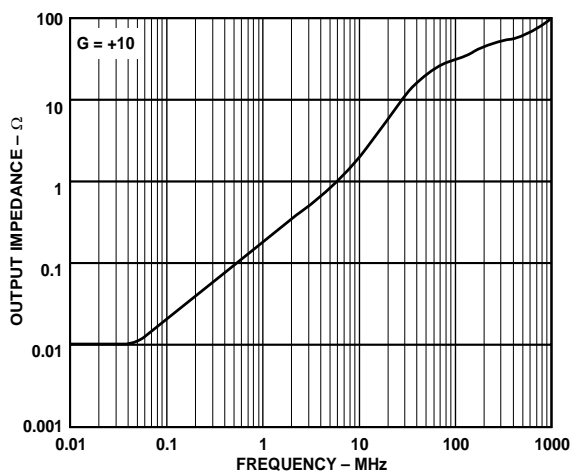


图28. 输出阻抗与频率的关系

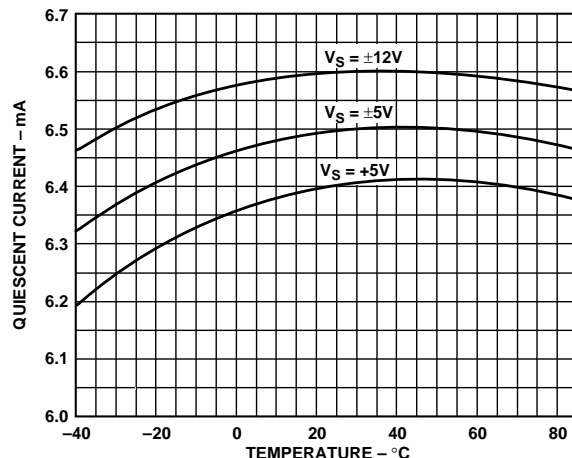


图31. 不同电源电压下静态电流与温度的关系

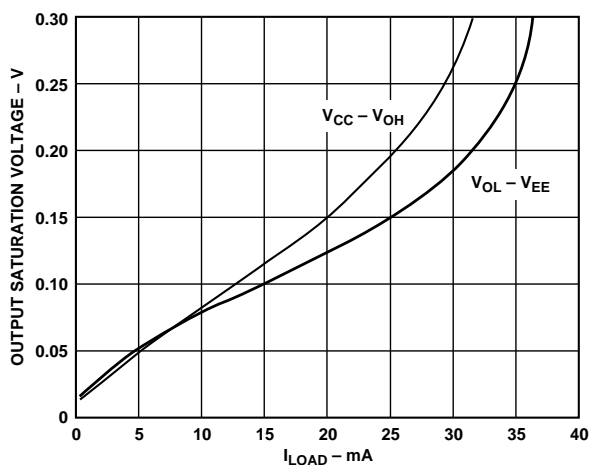


图29. 输出饱和电压与输出负载电流的关系

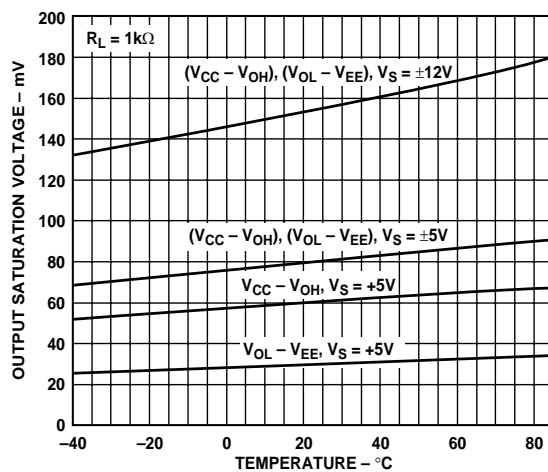


图32. 输出饱和电压与温度的关系

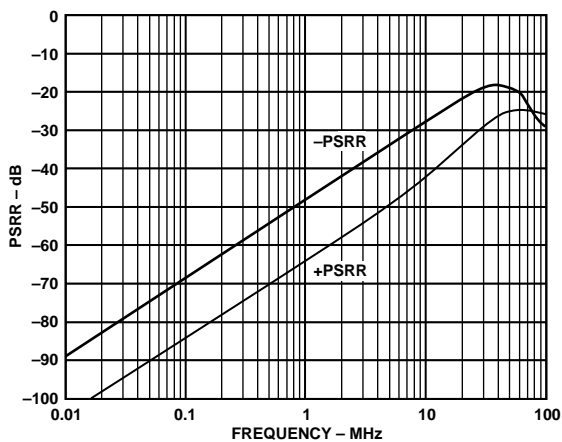


图30. PSRR与频率的关系

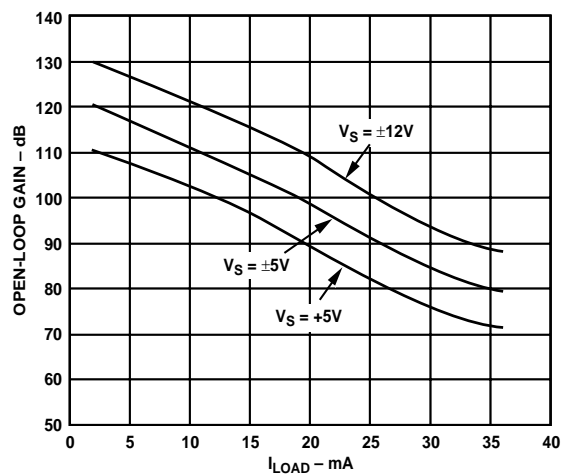


图33. 不同电源时开环增益与负载电流的关系

测试电路

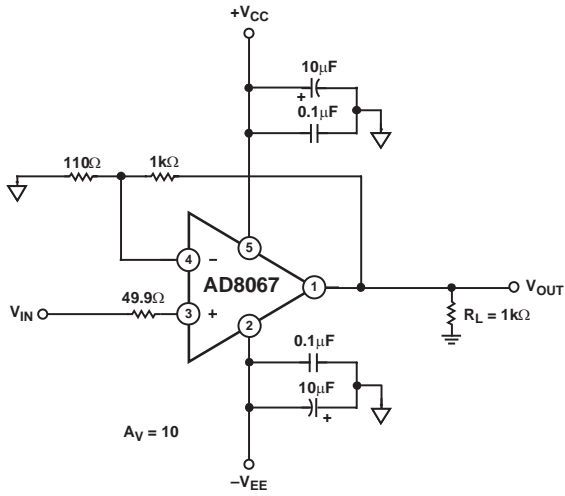


图34. 标准测试电路

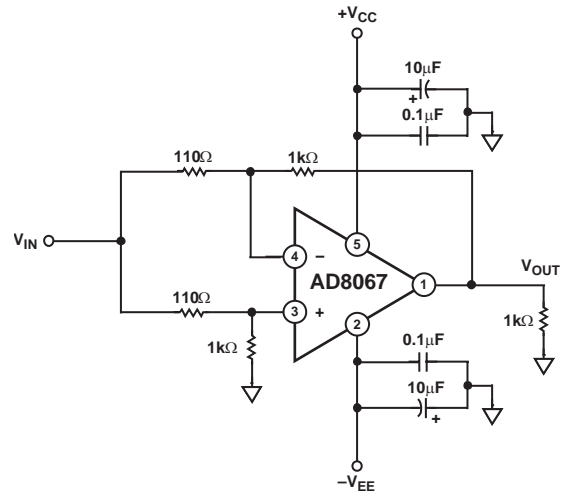


图37. CMRR测试电路

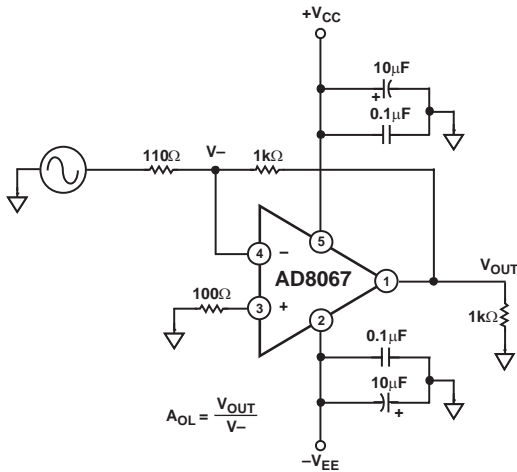


图35. 开环增益测试电路

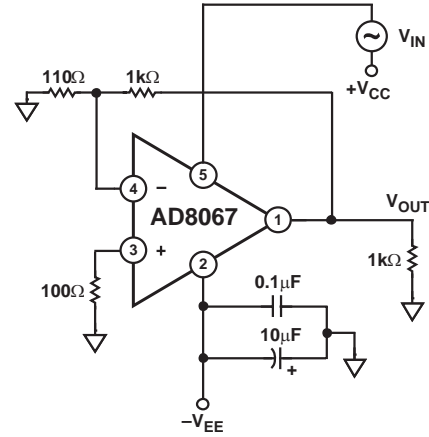


图38. 正PSRR测试电路

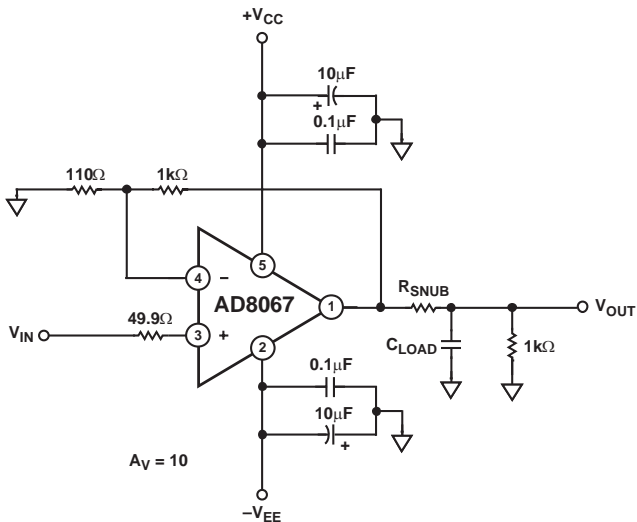


图36. 容性负载测试电路

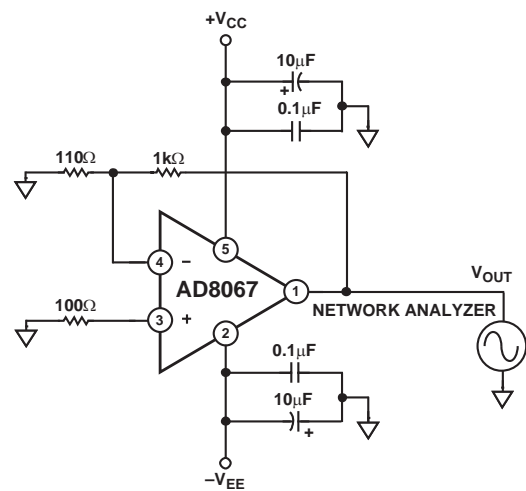


图39. 输出阻抗测试电路

工作原理

AD8067是一款低噪声、宽带宽、电压反馈型运算放大器，集成了精密JFET输入级和ADI公司的介质隔离超快速互补双极性(XFCB)工艺BJT。其工作电源电压范围为5 V至24 V。该放大器具有取得专利的轨到轨输出级，驱动范围可达任一电源的0.25 V内，可提供30 mA的源电流或吸电流。JFET输入由N沟道器件组成，其共模输入范围包括负电源轨并扩展至正电源以下3 V。此外，只要输入电压在电源范围内，便没有反相电位的现象。

AD8067集成了低噪声、直流精密性能和宽带宽，特别适合宽带宽、极高输入阻抗和高增益缓冲器应用。这款器件还适合宽带跨导应用，如需要极低输入电流和直流精度的光电二极管接口。

基本频率响应

AD8067的典型开环响应(参见图41)显示，增益为+10时，相位裕量为60°。图40和42所示为同相和反相电压增益应用的典型配置。

基本同相增益配置的闭环频率响应可按以下公式近似计算：

$$\text{闭环} - 3 \text{ dB 频率} = (\text{GBP}) \times \frac{R_G}{(R_F + R_G)}$$

$$\text{直流增益} = R_F / R_G + 1$$

GBP是放大器的增益带宽乘积。AD8067的典型GBP为300 MHz。R_G和R_F推荐值请参见表5。

$$\text{同相配置噪声增益} = \frac{R_F}{R_G} + 1$$

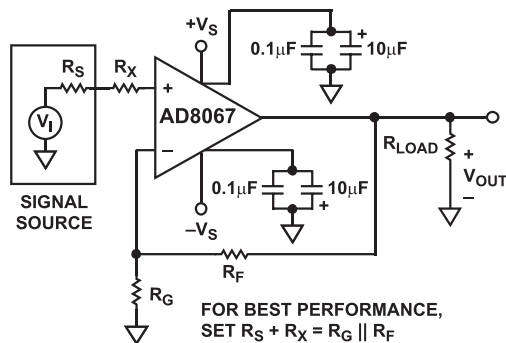


图40. 同相增益配置

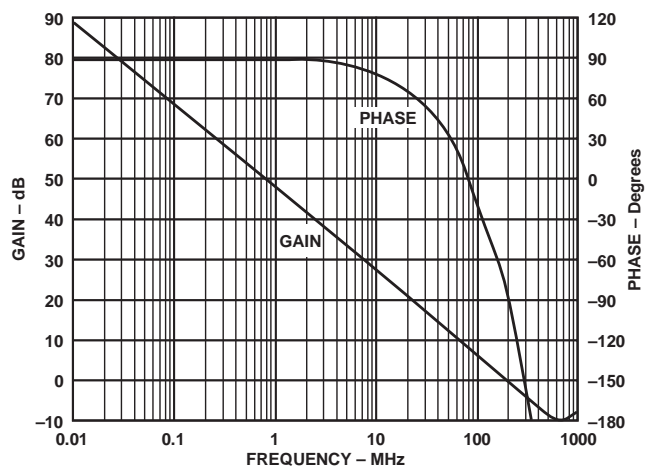


图41. 开环频率响应

带宽公式只在应用的相位裕量接近90°时适用，此时放大器处于高增益配置。AD8067用作G = +10的缓冲器时带宽为54 MHz，比闭环-3 dB频率公式的预测值30 MHz快得多。出现这部分扩展带宽是由于相位裕量处于60°，而不是90°。增益小于+10峰化量增加，如图4所示。增益小于+7时，可采用AD8065(一款单位增益稳定JFET输入运算放大器，单位增益带宽为145 MHz)，或参考“应用”部分，了解如何在增益为2的配置中使用AD8067。

表5. R_G和R_F推荐值

增益	R _G (Ω)	R _F (kΩ)	带宽(MHz)
10	110	1	54
20	49.9	1	15
50	20	1	6
100	10	1	3

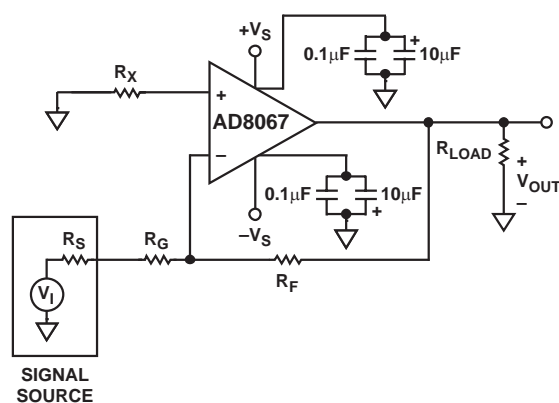


图42. 反相增益配置

AD8067

对反相电压增益应用而言，必须考虑输入信号的源阻抗，因为它可以设置应用中的噪声增益和闭环增益。反相应用的基本频率公式如下：

$$\text{闭环 } -3 \text{ dB 频率} = (\text{GBP}) \times \frac{R_G + R_S}{R_F + R_G + R_S}$$

$$\text{直流增益} = -\frac{R_F}{R_G + R_S}$$

其中，GBP为放大器的增益带宽乘积， R_S 为信号源阻抗。

$$\text{反相配置噪声增益} = \frac{R_F + R_G + R_S}{R_G + R_S}$$

出于稳定原因，反相应用的噪声增益必须保持在6以上。如果驱动反相器的信号源是另一个放大器，注意，在AD8067预期闭环带宽的频率范围内，驱动放大器显示出低输出阻抗。

宽带工作的电阻选择

电压反馈型放大器可以使用各种不同的电阻值来设置增益。正确设计应用的反馈网络需要考虑下列问题：

- 放大器的输入电容与放大器输入引脚所看到的电阻形成的极点
- 不匹配源极阻抗的影响
- 电阻值对应用的输出电压噪声的影响
- 放大器的负载效应

AD8067的共模输入电容(C_M)为1.5 pF，差模输入电容(C_D)为2.5 pF。如图43所示。驱动同相缓冲器正输入的源阻抗会和放大器的共模输入电容和由于电路板布局造成的寄生电容(C_{PAR})形成一个极点。这会限制可获得的带宽。对 $G = +10$ 的缓冲器而言，带宽限制对大于1 k Ω 的源阻抗比较明显。

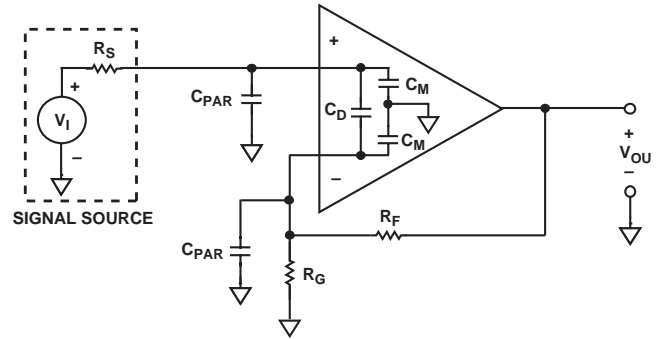


图43. 输入和电路板电容

放大器负输入的源阻抗($R_G \parallel R_F$)、与放大器差分输入电容、共模输入电容，以及所有电路板寄生电容形成反馈环路响应中的一个极点。这会减少环路相位裕量，并导致稳定性问题，即响应中不可接受的峰化和振铃。为了避免这一问题，建议在所有宽带电压增益应用中，AD8067负输入端的阻抗均保持在200 Ω 以下。

宽带电压增益应用中，还建议使AD8067的输入阻抗匹配。这样可以将非线性共模电容效应降至最低，该效应会明显减少建立时间和失真性能。

AD8067具有6.6 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ 的低输入电压噪声。若输入引脚上的源阻抗大于500 Ω ，会明显增加应用中折合到输入端(RTI)的电压噪声。

放大器必须向其反馈网络和确定的负载提供输出电流。例如，图40中提供给放大器的负载阻抗为 $R_{LOAD} \parallel (R_F + R_G)$ 。若 R_{LOAD} 为100 Ω ， R_F 为1 k Ω ， R_G 为100 Ω ，则放大器驱动的总负载阻抗约为92 Ω 。 R_F 减小时，就会出现稳定性问题。AD8067的额定低失真输出电流为30 mA。较大的输出驱动会增加器件的功耗，这是一个必须考虑的问题。

直流误差计算

图44所示为与电压反馈放大器相关的主要直流误差。对反相和同相配置：

$$\text{由 } V_{OS} \text{ 引起的输出电压误差} = V_{OS} \left(\frac{R_G + R_F}{R_G} \right)$$

$$\text{由 } I_B \text{ 引起的输出电压误差} = I_{B+} \times R_S \left(\frac{R_F + R_G}{R_G} \right) - I_{B-} \times R_F$$

总误差为两者之和。

对总 V_{OS} 进行建模如下式，还可以增加直流共模和电源效应：

$$V_{OS}(tot) = V_{OS}(nom) + \frac{\Delta V_S}{PSR} + \frac{\Delta V_{CM}}{CMR}$$

其中：

$V_{OS}(nom)$ 是标称条件下的额定失调电压(最大值为1 mV)。

ΔV_S 是相对于标称条件的电源电压变化。

PSR 是电源抑制(最小值为90 dB)。

ΔV_{CM} 是相对于标称测试条件的共模电压变化。

CMR 是共模抑制(AD8067的最小值为85 dB)。

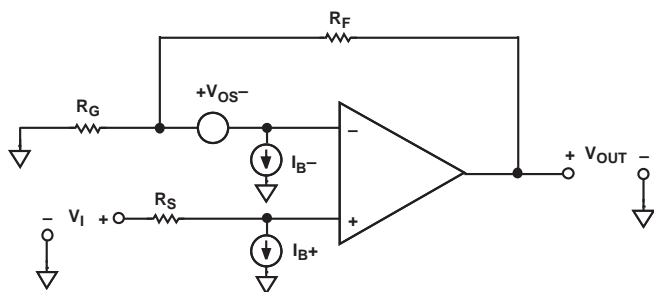


图44. 运算放大器直流误差源

输入和输出过载特性

图45所示为AD8067输入级的简化原理图。图中有串接N沟道JFET输入对、ESD和其它保护二极管，以及可以消除相位翻转的辅助NPN输入级。

放大器的共模输入电压驱动至约正电源3 V以内时，输入JFET的偏置电流会关闭，NPN对的偏置电流会打开，从而控制放大器。此时NPN差分对设置放大器的失调，输入偏置电流处变为几十毫安范围内。该特性如图25和26中所示。共模电压从正电源阈值降至3 V以下时，就会恢复正常工作。

输出晶体管具有内置电路，可以在输出过驱时限制自身的饱和程度。这可以改善输出恢复时间。图17所示为用作 $G = +10$ 缓冲器的AD8067的输出恢复时间图。

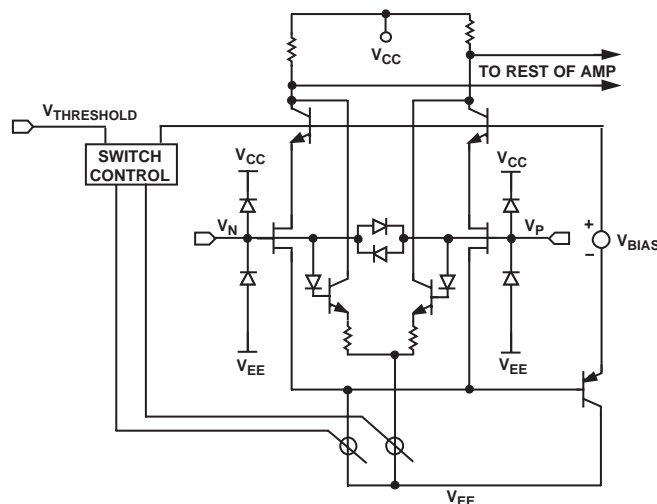


图45. 简化输入原理图

输入保护

AD8067的输入采用输入引脚之间的背靠背二极管和各电源的ESD二极管进行保护。这样会得到具有皮安级输入电流的输入级，可以承受2 kV ESD事件(人体模型)，性能不会下降。

过大功耗会损坏保护器件，从而降低放大器的性能。大于0.7 V的差分电压产生的输入电流约为 $(|V_+ - V_-| - 0.7 V)/(R_I + R_G)$ ，其中 R_I 和 R_G 为电阻(参见图46)。输入电压超出正电源电压时，输入电流约为 $(V_I - V_{CC} - 0.7 V)/R_I$ 。输入电压超出负电源电压时，输入电流约为 $(V_I - V_{EE} + 0.7 V)/R_I$ 。上述任何情况下，都应当限制 R_I 的大小，使产生的输入电流不超过50 mA。

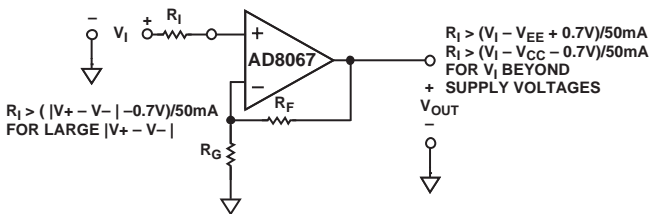


图46. 限流电阻

容性负载驱动

由于放大器的输出阻抗有限，因此容性负载会在放大器环路响应中引入一个极点，进而导致响应中产生过多的峰化和振铃。增益为+10的AD8067可以处理高达30 pF的电容负载，不会产生过量峰化(参见图8)。如需更大的容性负载驱动，可以考虑插入一个与负载串联的小电阻(至少24.9 Ω较为合理)。容性负载驱动能力还会随着放大器增益的增加而增强。

布局布线、接地和旁路考虑

布局

在极低输入偏置电流放大器应用中，杂散漏电流路径必须保持最少。放大器输入与邻近走线之间只要有电压差，就会形成一条穿过PCB的泄漏路径。假设放大器输入端存在一个1 V信号和100 GΩ接地电阻。由此产生的漏电流为10 pA，这是该放大器输入偏置电流的10倍。PCB布局不佳、污染和板材料等可能会引起较大的漏电流。电路板上的常见污染包括护肤油、水分、焊剂和清洁剂。因此，为了充分利用AD8067的低输入偏置电流特性，必须彻底清洁电路板，确保电路板无污染。

为了大幅减少泄漏路径，输入周围应使用保护环/屏蔽。保护环环绕输入引脚，并且被驱动至与输入信号相同的电位，从而降低引脚之间的电位差。为使保护环真正有效，必须用阻抗相对较低的源驱动它，并且应使用多层板，将输入引脚四周及上下完全包围起来(见图47)。对于SOT-23-5封装，要保持最少的泄漏路径很困难。其引脚间隔非常小，构建保护环时必须特别小心(图48显示了推荐的保护环结构)。

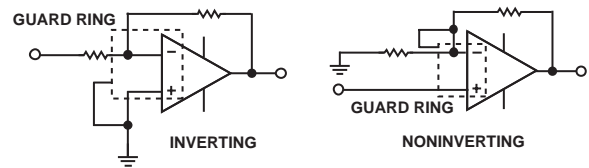


图47. 保护环配置

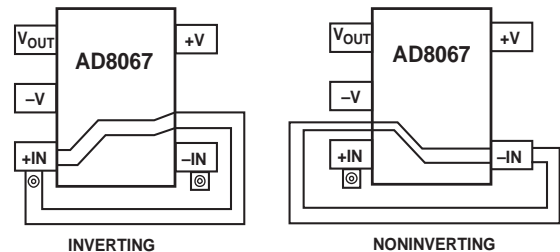


图48. 保护环布局SOT-23-5

接地

为了减少高速、高密度电路板的寄生电感和接地环路，接地层至关重要。了解电路中的电流路径对于高速电路设计十分重要。电流路径的长度与寄生电感的幅度和路径的高频阻抗成正比。感性接地回路上的快速电流变化会引起干扰噪声和振铃。

高频旁路电容引脚的长度也很重要。旁路接地的寄生电感会不利于旁路电容产生的低阻抗。负载电流不仅来自电源，也来自地，因此应将负载置于与旁路电容地相同的物理位置。对于在较低频率下发挥作用的较大电容，电流回路长度不是非常重要。

电源旁路

电源引脚实际上是输入，必须谨慎地为这些输入提供干净、低噪声的直流电压源。旁路电容有两个作用：

- 为干扰频率提供一个从电源输入到地的低阻抗路径，从而降低噪声对电源线的影响。
- 提供本地存储电荷——通常采用较大的电解电容来实现去耦方法旨在降低所有频率下的旁路阻抗，这可以通过与地并联的电容组合来实现。应当使用高质量陶瓷芯片电容(X7R或NPO)，并且务必尽可能靠近放大器封装。0.1 μF 陶瓷电容和10 μF 电解质电容的并联组合可以大范围抑制干扰噪声。10 μF 电容对于高频旁路不太重要，多数情况下，一条电源线一个电容即足够。

应用

宽带光电二极管前置放大器

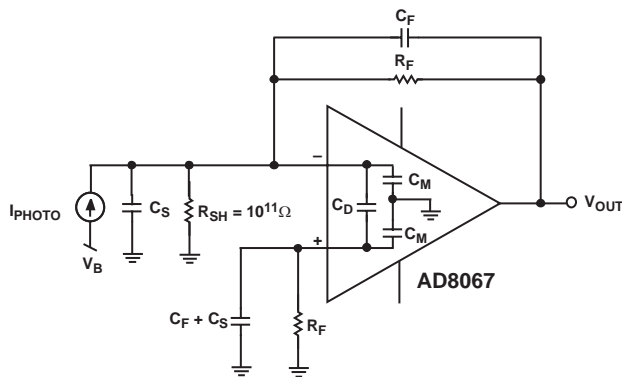


图49. 宽带光电二极管前置放大器

图49显示了一个电流电压转换器和一个光电二极管的电气模型，

其基本传递函数为：

$$V_{OUT} = \frac{I_{PHOTO} \times R_F}{1 + sC_F R_F}$$

其中， I_{PHOTO} 为光电二极管的输出电流， R_F 和 C_F 的并联组合设置信号带宽。

此前置放大器所能实现的稳定带宽是以下参数的函数： R_F 、放大器的增益带宽积，以及放大器求和点的总电容，包括 C_S 和放大器输入电容。 R_F 与该总电容在放大器的环路传输中产生一个极点，它可能会导致峰化和电路不稳定。增加 C_F 可以在环路传输中创建一个零点，它能补偿上述极点的影响并降低信号带宽。在45°相位裕量($f_{(45)}$)下产生的信号带宽为：

$$f_{(45)} = \sqrt{\frac{GBP}{2\pi \times R_F \times C_S}}$$

GBP是单位增益带宽积， R_F 是反馈电阻， C_S 是放大器求和点的总电容(放大器+光电二极管+电路板寄生电容)。

产生 $f_{(45)}$ 的 C_F 值可以表示为：

$$C_F = \sqrt{\frac{C_S}{2\pi \times R_F \times GBP}}$$

此时的频率响应显示大约2 dB的峰化和15%的过冲。将 C_F 加倍以及将带宽减半会引起平坦频率响应，瞬态过冲约5%。

前置放大器的输出噪声与频率的关系如图50所示。

表6. 光电二极管前置放大器的均方根噪声贡献

贡献因素	表达式	均方根 (RMS) 噪声 (μV) ¹
$R_F \times 2$	$\sqrt{2 \times 4kT \times R_F \times f_2 \times 1.57}$	152
放大器 (至 f_1)	$V_{NOISE} \times \sqrt{f_1}$	4.3
放大器 ($f_2 - f_1$)	$V_{NOISE} \times \sqrt{\frac{(C_S + C_M + C_F + 2C_D)}{C_F}} \times \sqrt{f_2 - f_1}$	96
放大器 (f_2 之后)	$V_{NOISE} \times \frac{(C_S + C_M + C_F + 2C_D)}{C_F} \times \sqrt{f_3 \times 1.57}$	684
RSS Total		708

¹ 均方根噪声($R_F = 50 \text{ k}\Omega$, $C_S = 0.67 \text{ pF}$, $C_F = 0.33 \text{ pF}$, $C_M = 1.5 \text{ pF}$, $C_D = 2.5 \text{ pF}$)

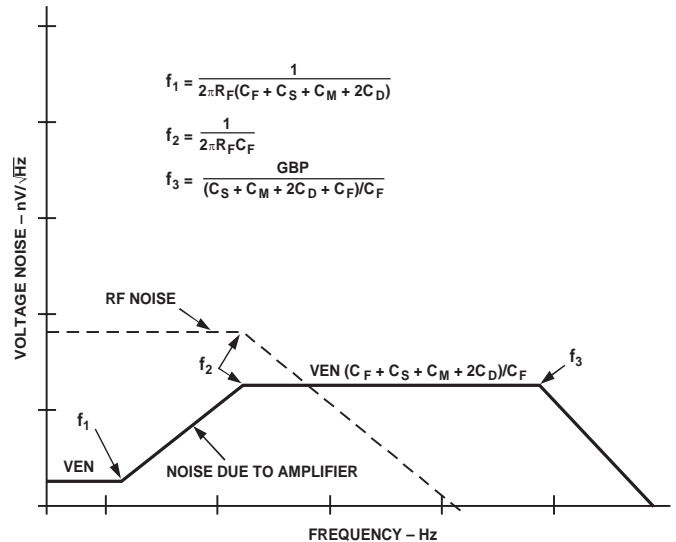
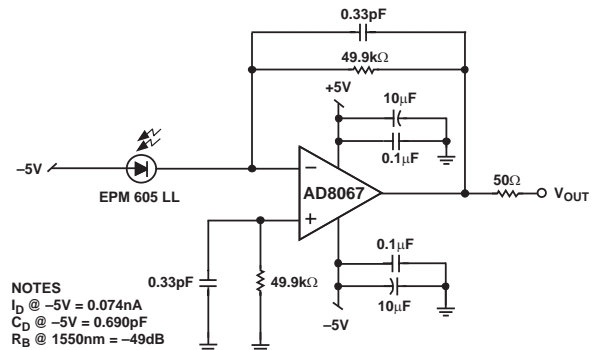


图50. 光电二极管电压噪声贡献



NOTES
 $I_D @ -5V = 0.074 \text{ nA}$
 $C_D @ -5V = 0.690 \text{ pF}$
 $R_B @ 1550 \text{ nm} = -49 \text{ dB}$

图51. 光电二极管前置放大器

前置放大器的测试数据如图52和图53所示。

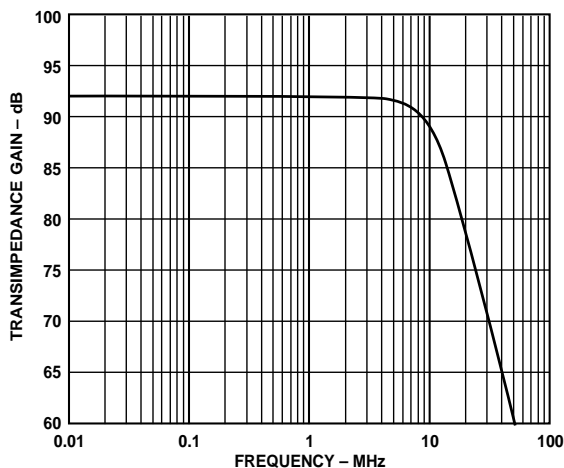


图52. 光电二极管前置放大器频率响应

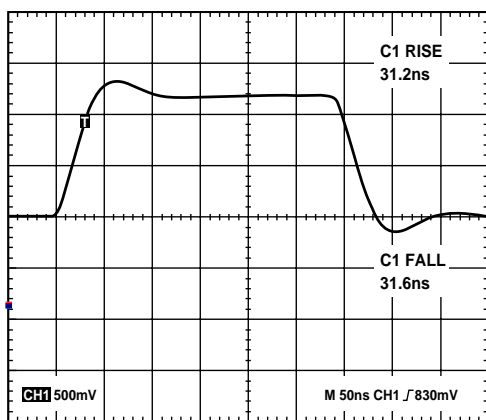


图53. 光电二极管前置放大器脉冲响应

增益小于8时使用AD8067

稳定非完全补偿放大器的常用技巧是增加噪声增益，而信号增益可以维持独立不变。AD8067可用于信号增益小于8的应用，只要注意确保放大器的噪声增益至少设置为8(参见图54)即可。

同相放大器的信号和噪声增益计算公式如下：

$$\text{信号增益} = 1 + \frac{R3}{R1}$$

$$\text{噪声增益} = 1 + \frac{R3}{R1}$$

可用额外的电阻R2来修正噪声增益公式。注意，信号增益公式不变。

$$\text{噪声增益} = 1 + \frac{R3}{R1 || R2}$$

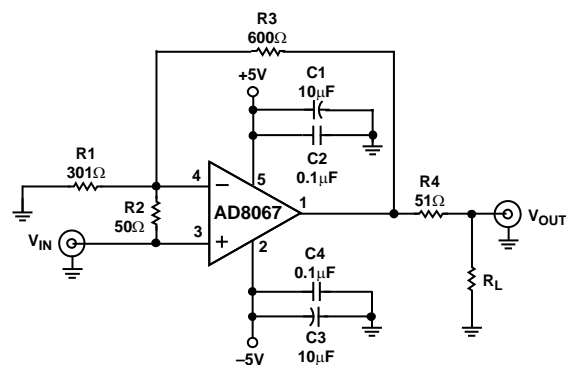


图54. 增益=3的原理示意图

这技巧允许设计人员在小于8的增益配置中使用AD8067。这种补偿方法的不足之处在于，输入噪声和失调电压也会被噪声增益值放大。而且，失真性能也会下降。为了避免驱动容性负载时出现过度的过冲和振铃，应用较小的串联电阻缓冲，本例中采用51 Ω电阻。

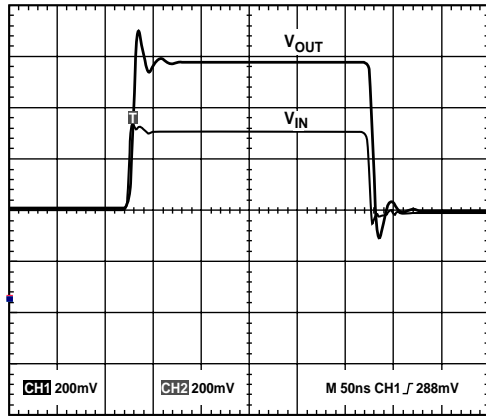


图55. 增益为3的脉冲响应

单电源工作

因为有N沟道JFET输入级和轨到轨输出级，AD8067非常适合低电压单电源应用。它的额定电源电压为5 V。要想顺利实现单电源应用，需注意将信号电压保持在放大器的输入和输出裕量限制范围内。5 V电源上的输入级裕量扩展至1.7 V(最小值)。输入范围的中间值为0.85 V。输出饱和限值决定输出裕量的硬限幅。该限值取决于放大器源电流或吸电流的电流值，如图29所示。

通常，输入网络中会引入失调电压取代地作为基准。这会使得输出在直流基准点(通常为中间电源电压)左右摆动。务必注意放大器所需的裕量，本例中，正电源所需裕量为3 V。因此，基准点选在1.5 V，从而实现100 mV的输入信号。图56所示为针对5 V电源工作配置的AD8067，基准电压为1.5 V。电容C1和C5可将信号交流耦合至放大器或从放大器中交流耦合到外部，而且会对输入和输出结构的带宽产生一定的影响。

$$V_{INPUT} - 3 \text{ dB带宽} = \frac{1}{2\pi R1 C1}$$

$$V_{OUTPUT} - 3 \text{ dB带宽} = \frac{1}{2\pi R_L C5}$$

电阻R2和R3设置了1.5 V的输出偏置点，使输出信号在其左右摆动。必须有足够的旁路为基准电压提供良好的交流接地。参考网络(R2、R3和C2)的带宽一般选为输入带宽的十分之一。这样可以确保任何低于输入带宽的频率都不会通过参考网络进入放大器。

参考网络：

$$V_{+REF} - 3 \text{ dB带宽} = \frac{1}{2\pi(R2 || R3)C2}$$

电阻R4和R1设置增益，本例中选择的反相增益为10。该应用中，输入和输出带宽设为约10 Hz。参考网络设为输入和输出带宽的十分之一，约为1 Hz。

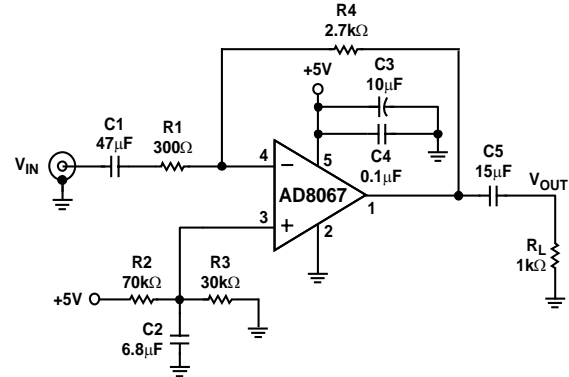


图56. 单电源工作原理示意图

高增益、高带宽复合放大器

复合放大器充分发挥关键参数组合的优势，而在传统单放大器中，这些参数可能是互斥的。例如，大多数精密放大器都有良好的直流特性，但缺少高速交流特性。复合放大器结合了两种放大器的优势，相比两种单运算放大器而言，能够实现更为出色的性能。AD8067和AD8009非常适合复合放大器电路，结合了直流精密性能和高增益及带宽。该电路采用±5 V电源供电，偏置电流约20 mA。复合放大器的增益约40 dB，能够提供低于1 pA的输入电流、6.1 GHz的增益带宽积，以及630 V/µs的压摆率。

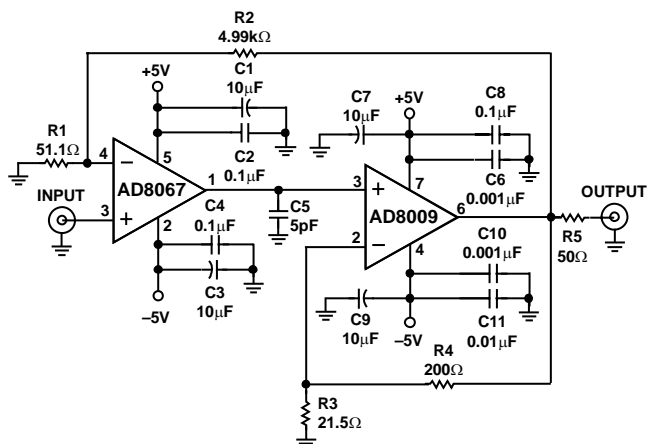


图57. AD8067/AD8009复合放大器 $AV = 100$, $GBWP = 6.1$ GHz

复合放大器增益设置为100。总增益采用以下公式设置：

$$\frac{V_O}{V_I} = \frac{R2}{R1} + 1$$

输出级增益设置为10，因此，AD8067的有效增益为10，可以保持带宽超过55 MHz。

电路可以根据不同的增益值定制，保持比值大体一致可以确保带宽完整性。根据电路板布局，可能需要电容C5来减少输出的振铃。图58、59和60所示为增益带宽和脉冲响应。

该电路的布局要求必须注意路由和反馈路径的长度。长度应当尽可能小，以便将杂散电容降至最低。

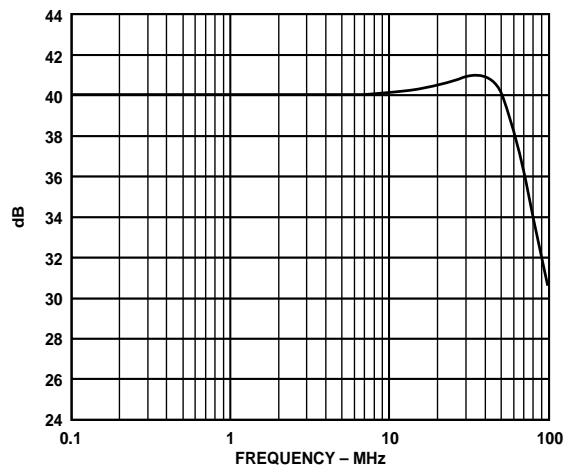


图58. 增益带宽响应

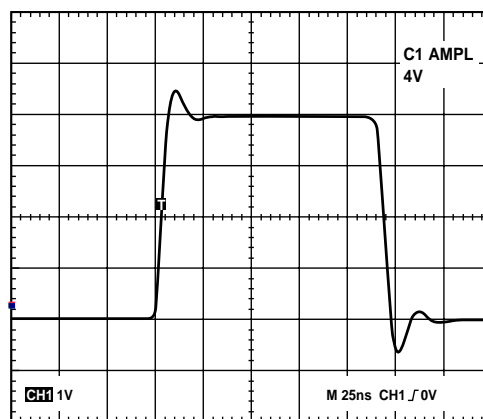


图59. 大信号响应

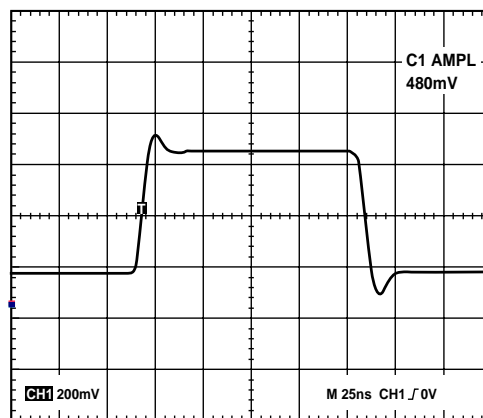
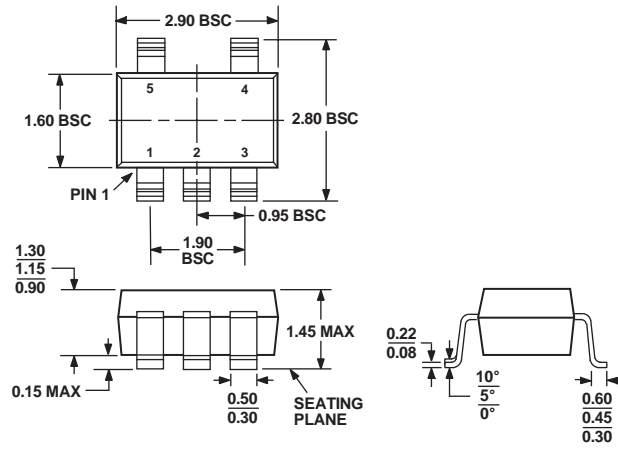


图60. 小信号响应

外形尺寸



COMPLIANT TO JEDEC STANDARDS MO-178-AA

图61. 5引脚小型晶体管封装[SOT-23]
(RT-5)

图示尺寸单位: mm

订购指南

型号	温度范围	封装描述	封装选项	标识
AD8067ART-REEL	-40℃至+85℃	5引脚 SOT-23	RT-5	HAB
AD8067ART-REEL7	-40℃至+85℃	5引脚 SOT-23	RT-5	HAB
AD8067ART-R2	-40℃至+85℃	5引脚 SOT-23	RT-5	HAB
AD8067ARTZ-REEL ¹	-40℃至+85℃	5引脚 SOT-23	RT-5	HAB#
AD8067ARTZ-REEL7 ¹	-40℃至+85℃	5引脚 SOT-23	RT-5	HAB#
AD8067ARTZ-R2 ¹	-40℃至+85℃	5引脚 SOT-23	RT-5	HAB#

¹ Z = 无铅器件, #表示无铅产品, 可能在顶部或底部进行标识。

注释

AD8067

注释