

300 μ A 自动调零运放

特性

- 高直流精度:
 - V_{OS} 漂移: ± 50 nV/ $^{\circ}$ C (最大值)
 - V_{OS} : ± 2 μ V (最大值)
 - A_{OL} : 130 dB (最小值)
 - PSRR: 130 dB (最小值)
 - CMRR: 130 dB (最小值)
 - E_{ni} : 2.5 μ V_{P-P} (典型值), $f = 0.1$ Hz 至 10 Hz
 - E_{ni} : 0.79 μ V_{P-P} (典型值), $f = 0.01$ Hz 至 1 Hz
- 低功耗和低供电电压:
 - I_Q : 300 μ A/放大器 (典型值)
 - 宽供电电压范围: 1.8V 至 5.5V
- 易于使用:
 - 轨到轨输入 / 输出
 - 增益带宽积: 1.3 MHz (典型值)
 - 单位增益稳定
 - 有单运放和双运放可供选择
 - 带片选 (\overline{CS}) 功能的单运放: MCP6V03
- 扩展级温度范围: -40° C 至 $+125^{\circ}$ C

典型应用

- 便携式仪器
- 传感器调节
- 温度测量
- 直流失调校正
- 医疗仪器

设计辅助工具

- SPICE 宏模型
- FilterLab[®] 软件
- Mindi™ 电路设计器和模拟器
- Microchip 高级器件选型器 (MAPS)
- 模拟演示板和评估板
- 应用笔记

相关器件

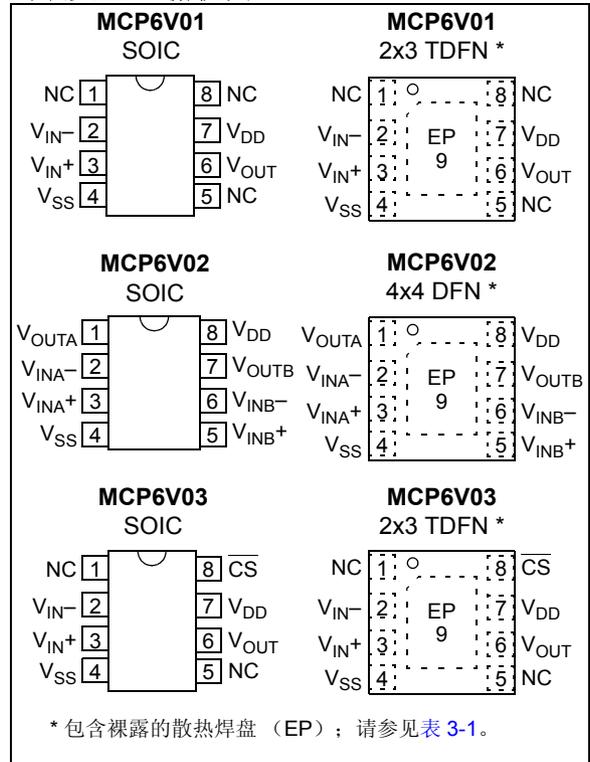
- MCP6V06/7/8: 非扩频时钟, 噪声较低

说明

Microchip Technology Inc. 的 MCP6V01/2/3 系列运算放大器可以进行输入失调电压校正, 从而达到极低的失调电压和失调电压漂移。这些器件具有很高的增益带宽积 (1.3 MHz, 典型值), 可以有效地抑制开关噪声。它们单位增益稳定, 没有 $1/f$ 噪声, 具有良好的 PSRR 和 CMRR。这些产品使用单电源工作, 电源电压最低可至 1.8V, 同时消耗 300 μ A/放大器 (典型值) 的静态电流。

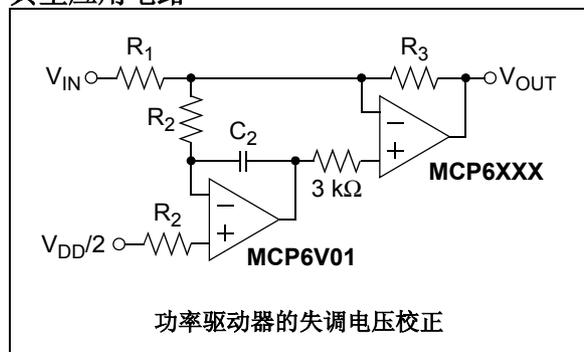
Microchip 的 MCP6V01/2/3 运放以单运放 (MCP6V01)、带片选 (\overline{CS}) 功能的单运放 (MCP6V03) 和双运放 (MCP6V02) 形式提供。它们采用先进的 CMOS 工艺进行设计。

封装类型 (俯视图)



MCP6V01/2/3

典型应用电路



1.0 电气特性

1.1 绝对最大值 †

$V_{DD} - V_{SS}$	6.5V
输入引脚上的电流	± 2 mA
模拟输入 (V_{IN+} 和 V_{IN-}) ††	$V_{SS} - 1.0V$ 至 $V_{DD} + 1.0V$
所有其他输入和输出	$V_{SS} - 0.3V$ 至 $V_{DD} + 0.3V$
输出电压差	$ V_{DD} - V_{SS} $
输出短路电流	连续
输出和电源引脚上的电流	± 30 mA
储存温度	$-65^{\circ}C$ 至 $+150^{\circ}C$
最高结温	$+150^{\circ}C$
所有引脚上的 ESD 保护 (HBM, MM)	≥ 4 kV, 300V

†注: 如果器件工作条件超过上述“绝对最大值”, 可能引起器件永久性损坏。这仅是极限参数, 我们不建议器件工作在极限值甚至超过上述极限值。器件长时间工作在极限条件下可能会影响其可靠性。

†† 请参见第 4.2.1 节“轨到轨输入”。

1.2 规范

表 1-1: 直流电气规范

电气特性: 除非另外声明, 否则 $T_A = +25^{\circ}C$, $V_{DD} = +1.8V$ 至 $+5.5V$, $V_{SS} = GND$, $V_{CM} = V_{DD}/3$, $V_{OUT} = V_{DD}/2$, $V_L = V_{DD}/2$, $R_L = 20$ k Ω 至 V_L 且 $CS = GND$ (见图 1-5 和图 1-6)。						
参数	符号	最小值	典型值	最大值	单位	条件
输入失调						
输入失调电压	V_{OS}	-2.0	—	+2.0	μV	$T_A = +25^{\circ}C$ (注 1)
输入失调电压温度漂移 (线性温度系数)	TC_1	-50	—	+50	nV/ $^{\circ}C$	$T_A = -40$ 至 $+125^{\circ}C$ (注 1)
输入失调电压二次项温度系数	TC_2	—	± 0.1	—	nV/ $^{\circ}C^2$	$T_A = -40$ 至 $+125^{\circ}C$
电源抑制	PSRR	130	143	—	dB	(注 1)
输入偏置电流和阻抗						
输入偏置电流	I_B	—	± 1	—	pA	
不同温度下的输入偏置电流	I_B	—	60	—	pA	$T_A = +85^{\circ}C$
	I_B	—	600	5000	pA	$T_A = +125^{\circ}C$
输入失调电流	I_{OS}	—	-30	—	pA	
不同温度下的输入失调电流	I_{OS}	—	-50	—	pA	$T_A = +85^{\circ}C$
	I_{OS}	-1000	-75	1000	pA	$T_A = +125^{\circ}C$
共模输入阻抗	Z_{CM}	—	$10^{13} 6$	—	ΩpF	
差分输入阻抗	Z_{DIFF}	—	$10^{13} 6$	—	ΩpF	
共模						
共模输入电压范围	V_{CMR}	$V_{SS} - 0.20$	—	$V_{DD} + 0.20$	V	(注 2)
共模抑制	CMRR	130	142	—	dB	$V_{DD} = 1.8V$, $V_{CM} = -0.2V$ 至 $2.0V$ (注 1 和注 2)
	CMRR	140	152	—	dB	$V_{DD} = 5.5V$, $V_{CM} = -0.2V$ 至 $5.7V$ (注 1 和注 2)
开环增益						
直流开环增益 (大信号)	A_{OL}	130	145	—	dB	$V_{DD} = 1.8V$, $V_{OUT} = 0.2V$ 至 $1.6V$ (注 1)
	A_{OL}	140	156	—	dB	$V_{DD} = 5.5V$, $V_{OUT} = 0.2V$ 至 $5.3V$ (注 1)

注 1: 根据设计和特性设置。由于生产环境中的热结点效应和其他影响因素, 这些参数只能在生产中进行筛选 (TC_1 除外; 见附录 B: “与失调相关的测试筛选标准”)。

2: 图 2-18 显示了前三个生产批次的 V_{CMR} 在不同温度下如何变化。

MCP6V01/2/3

表 1-1: 直流电气规范 (续)

电气特性: 除非另外声明, 否则 $T_A = +25^\circ\text{C}$, $V_{DD} = +1.8\text{V}$ 至 $+5.5\text{V}$, $V_{SS} = \text{GND}$, $V_{CM} = V_{DD}/3$, $V_{OUT} = V_{DD}/2$, $V_L = V_{DD}/2$, $R_L = 20\text{ k}\Omega$ 至 V_L 且 $CS = \text{GND}$ (见图 1-5 和图 1-6)。

参数	符号	最小值	典型值	最大值	单位	条件
输出						
最大输出电压摆幅	V_{OL}, V_{OH}	$V_{SS} + 15$	—	$V_{DD} - 15$	mV	$G = +2$, 0.5V 输入过驱动
输出短路电流	I_{SC}	—	± 7	—	mA	$V_{DD} = 1.8\text{V}$
	I_{SC}	—	± 22	—	mA	$V_{DD} = 5.5\text{V}$
电源						
供电电压	V_{DD}	1.8	—	5.5	V	
每个放大器的静态电流	I_Q	200	300	400	μA	$I_O = 0$
POR 阈值电压	V_{POR}	1.15	—	1.65	V	

注 1: 根据设计和特性设置。由于生产环境中的热结点效应和其他影响因素, 这些参数只能在生产中进行筛选 (TC_1 除外; 见附录 B: “与失调相关的测试筛选标准”)。

注 2: 图 2-18 显示了前三个生产批次的 V_{CMR} 在不同温度下如何变化。

表 1-2: 交流电气规范

电气特性: 除非另外声明, 否则 $T_A = +25^\circ\text{C}$, $V_{DD} = +1.8\text{V}$ 至 $+5.5\text{V}$, $V_{SS} = \text{GND}$, $V_{CM} = V_{DD}/3$, $V_{OUT} = V_{DD}/2$, $V_L = V_{DD}/2$, $R_L = 20\text{ k}\Omega$ 至 V_L , $C_L = 60\text{ pF}$ 且 $CS = \text{GND}$ (见图 1-5 和图 1-6)。

参数	符号	最小值	典型值	最大值	单位	条件
放大器交流响应						
增益带宽积	GBWP	—	1.3	—	MHz	
压摆率	SR	—	0.5	—	V/ μs	
相位裕度	PM	—	65	—	$^\circ$	$G = +1$
放大器噪声响应						
输入噪声电压	E_{ni}	—	0.79	—	μV_{P-P}	$f = 0.01\text{ Hz}$ 至 1 Hz
	E_{ni}	—	2.5	—	μV_{P-P}	$f = 0.1\text{ Hz}$ 至 10 Hz
输入噪声电压密度	e_{ni}	—	120	—	$\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$	$f < 2.5\text{ kHz}$
	e_{ni}	—	45	—	$\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$	$f = 100\text{ kHz}$
输入噪声电流密度	i_{ni}	—	0.6	—	$\text{fA}/\sqrt{\text{Hz}}$	
放大器失真 (注 1)						
互调失真 (交流)	IMD	—	< 1	—	μV_{PK}	V_{CM} 音调 = 50 mV_{PK} (1 kHz 时), $G_N = 1$, $V_{DD} = 1.8\text{V}$
	IMD	—	< 1	—	μV_{PK}	V_{CM} 音调 = 50 mV_{PK} (1 kHz 时), $G_N = 1$, $V_{DD} = 5.5\text{V}$
放大器阶跃响应						
启动时间	t_{STR}	—	500	—	μs	V_{OS} 处于距离其最终值 $50\text{ }\mu\text{V}$ 的范围内
失调校正稳定时间	t_{STL}	—	300	—	μs	$G = +1$, V_{IN} 阶跃 2V, V_{OS} 处于距离其最终值 $50\text{ }\mu\text{V}$ 的范围内
输出过驱动恢复时间	t_{ODR}	—	100	—	μs	$G = -100$, $\pm 0.5\text{V}$ 输入过驱动至 $V_{DD}/2$, V_{IN} 50% 点至 V_{OUT} 90% 点 (注 2)

注 1: 这些参数是根据图 1-7 中的电路得到的特征值。图 2-37 和图 2-38 均标注了直流时的 IMD 音调和 1 kHz 时的残余音调; 所有其他 IMD 和时钟音调都可通过随机化电路扩展到整个频谱。

注 2: 由于时钟边沿时序的原因, t_{ODR} 具有一些不确定性。

表 1-3: 数字电气规范

电气特性: 除非另外声明, 否则 $T_A = +25^\circ\text{C}$, $V_{DD} = +1.8\text{V}$ 至 $+5.5\text{V}$, $V_{SS} = \text{GND}$, $V_{CM} = V_{DD}/3$, $V_{OUT} = V_{DD}/2$, $V_L = V_{DD}/2$, $R_L = 20\text{ k}\Omega$ 至 V_L , $C_L = 60\text{ pF}$ 且 $\text{CS} = \text{GND}$ (见图 1-5 和图 1-6)。						
参数	符号	最小值	典型值	最大值	单位	条件
CS 下拉电阻 (MCP6V03)						
$\overline{\text{CS}}$ 下拉电阻	R_{PD}	3	5	—	M Ω	
CS 低电平规范 (MCP6V03)						
$\overline{\text{CS}}$ 逻辑门限值, 低电平	V_{IL}	V_{SS}	—	$0.3V_{DD}$	V	
$\overline{\text{CS}}$ 输入电流, 低电平	I_{CSL}	—	5	—	μA	$\overline{\text{CS}} = V_{SS}$
CS 高电平规范 (MCP6V03)						
$\overline{\text{CS}}$ 逻辑门限值, 高电平	V_{IH}	$0.7V_{DD}$	—	V_{DD}	V	
$\overline{\text{CS}}$ 输入电流, 高电平	I_{CSH}	—	V_{DD}/R_{PD}	—	μA	$\overline{\text{CS}} = V_{DD}$
$\overline{\text{CS}}$ 输入高电平, 每个放大器的地电流	I_{SS}	—	-0.7	—	μA	$\overline{\text{CS}} = V_{DD}$, $V_{DD} = 1.8\text{V}$
	I_{SS}	—	-2.3	—	μA	$\overline{\text{CS}} = V_{DD}$, $V_{DD} = 5.5\text{V}$
放大器输出漏电流, $\overline{\text{CS}}$ 高电平	I_{O_LEAK}	—	20	—	μA	$\overline{\text{CS}} = V_{DD}$
CS 动态规范 (MCP6V03)						
$\overline{\text{CS}}$ 低电平到放大器输出有效的开启时间	t_{ON}	—	11	100	μs	$\overline{\text{CS}}$ 低电平 = $V_{SS} + 0.3\text{V}$, $G = +1\text{ V/V}$, $V_{OUT} = 0.9 V_{DD}/2$
$\overline{\text{CS}}$ 高电平到放大器输出呈现高阻态的时间	t_{OFF}	—	10	—	μs	$\overline{\text{CS}}$ 高电平 = $V_{DD} - 0.3\text{V}$, $G = +1\text{ V/V}$, $V_{OUT} = 0.1 V_{DD}/2$
内部迟滞	V_{HYST}	—	0.25	—	V	

表 1-4: 温度规范

电气特性: 除非另外声明, 否则所有参数均针对以下情况指定: $V_{DD} = +1.8\text{V}$ 至 $+5.5\text{V}$, $V_{SS} = \text{GND}$ 。						
参数	符号	最小值	典型值	最大值	单位	条件
温度范围						
规定温度范围	T_A	-40	—	+125	$^\circ\text{C}$	
工作温度范围	T_A	-40	—	+125	$^\circ\text{C}$	(注 1)
储存温度范围	T_A	-65	—	+150	$^\circ\text{C}$	
封装热阻						
热阻, 8 引脚 2x3 TDFN	θ_{JA}	—	41	—	$^\circ\text{C/W}$	
热阻, 8 引脚 4x4 DFN	θ_{JA}	—	44	—	$^\circ\text{C/W}$	(注 2)
热阻, 8 引脚 SOIC	θ_{JA}	—	150	—	$^\circ\text{C/W}$	

注 1: 在工作时, 不能使 T_J 超出最大结温规范 (150°C)。

注 2: 在标准的 JC51-7 (带有地平面和过孔的 4 层印制电路板) 上测量得到。

MCP6V01/2/3

1.3 时序图

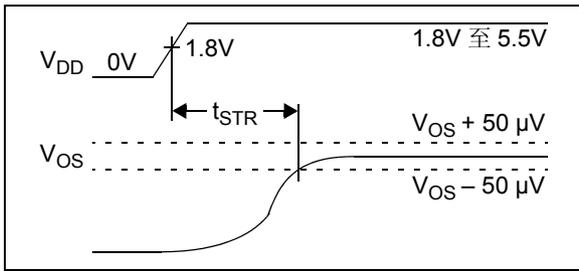


图 1-1: 放大器启动

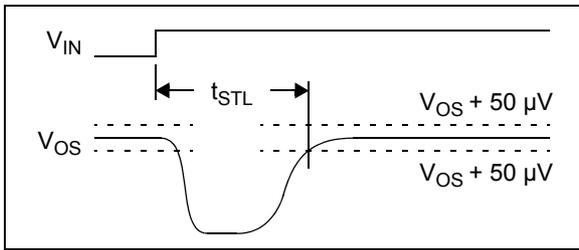


图 1-2: 失调校正稳定时间

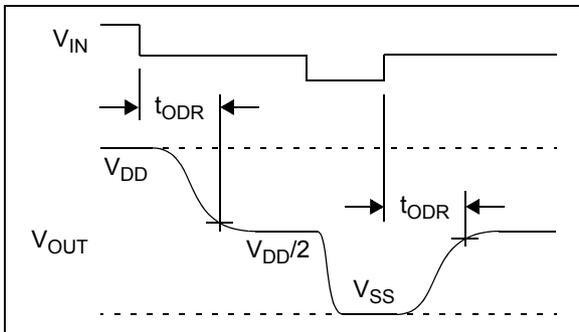


图 1-3: 输出过驱动恢复

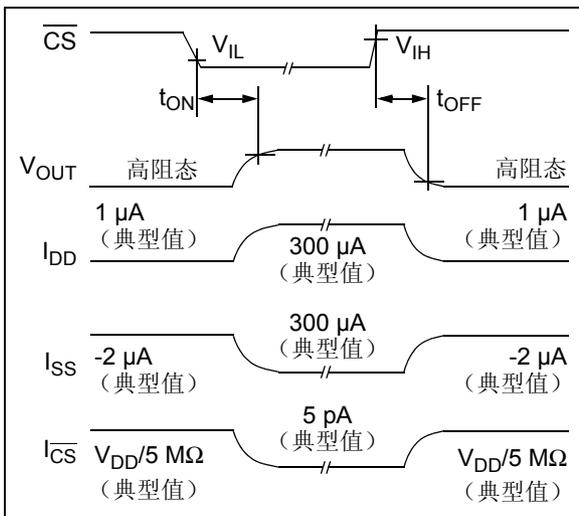


图 1-4: 片选 (MCP6V03)

1.4 测试电路

图 1-5 和图 1-6 中显示了用于直流和交流测试的电路。请按照第 4.3.8 节“电源旁路和滤波”中的讨论来布置旁路电容。 R_N 等于 R_F 和 R_G 的并联值, 以最大程度降低偏置电流的影响。

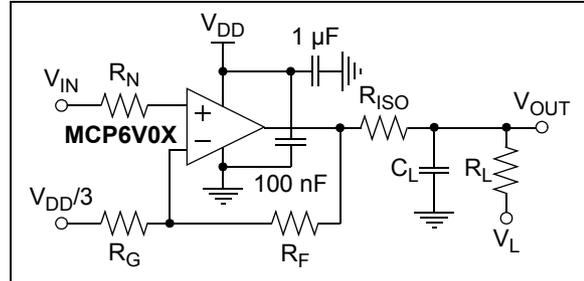


图 1-5: 大多数同相增益条件下的交流和直流测试电路

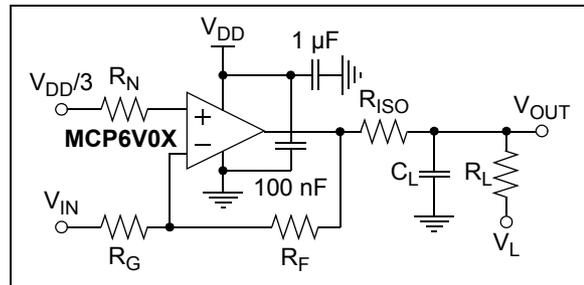


图 1-6: 大多数反相增益条件下的交流和直流测试电路

图 1-7 中的电路用于测试运放输入的动态行为 (即 IMD、 t_{STR} 、 t_{STL} 和 t_{ODR})。电位计用于平衡电阻网络 (在直流时, V_{OUT} 应等于 V_{REF})。运放的共模输入电压为 $V_{CM} = V_{IN}/2$ 。输入的误差 (V_{ERR}) 会出现在 V_{OUT} , 并且其噪声增益为 10 V/V。

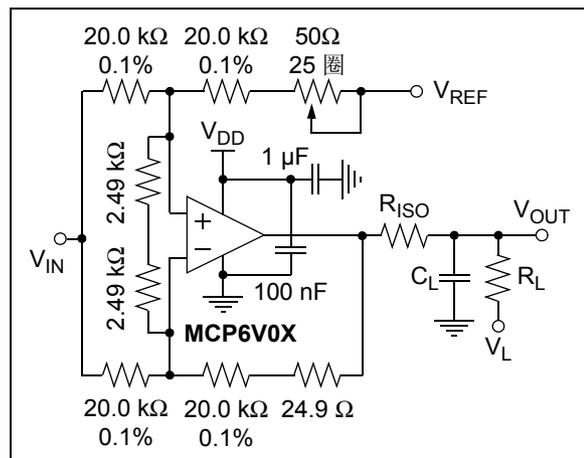


图 1-7: 动态输入行为的测试电路

2.0 典型性能曲线

注： 以下图表来自有限数量样本的统计结果，仅供参考。此处列出的性能特性未经测试，不做任何保证。一些图表中列出的数据可能超出规定的工作范围（例如，超出了规定的电源范围），因此不在担保范围内。

注： 除非另外声明，否则 $T_A = +25^\circ\text{C}$ 、 $V_{DD} = +1.8\text{V}$ 至 5.5V 、 $V_{SS} = \text{GND}$ 、 $V_{CM} = V_{DD}/3$ 、 $V_{OUT} = V_{DD}/2$ 、 $V_L = V_{DD}/2$ 、 $R_L = 20\text{ k}\Omega$ 至 V_L 、 $C_L = 60\text{ pF}$ 且 $\overline{\text{CS}} = \text{GND}$ 。

2.1 直流输入精度

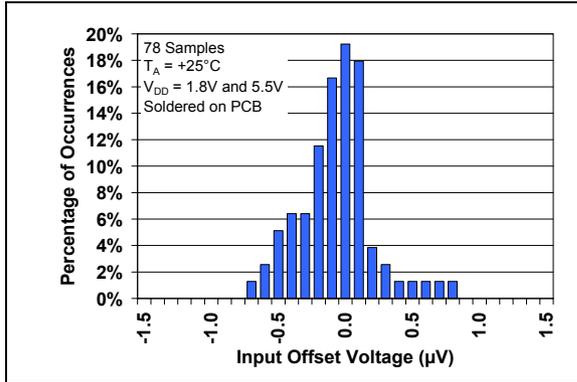


图 2-1: 输入失调电压

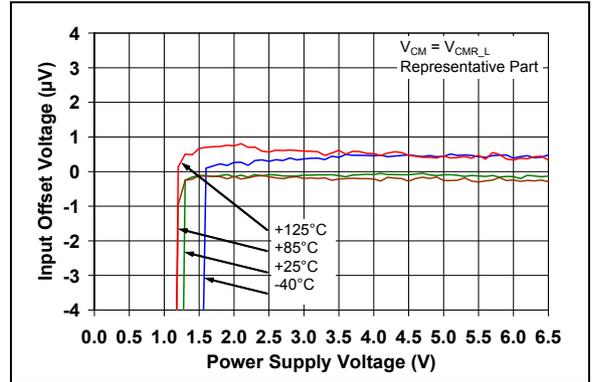


图 2-4: 输入失调电压—电源电压曲线 ($V_{CM} = V_{CMR_L}$)

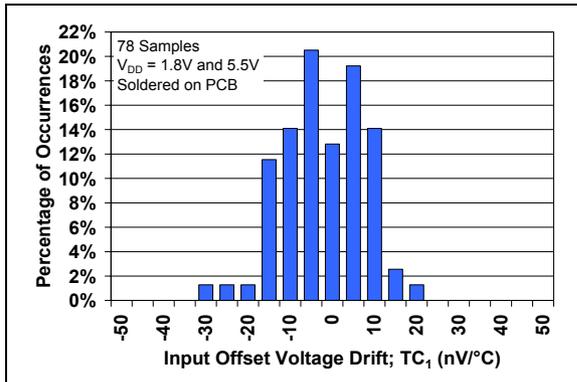


图 2-2: 输入失调电压漂移

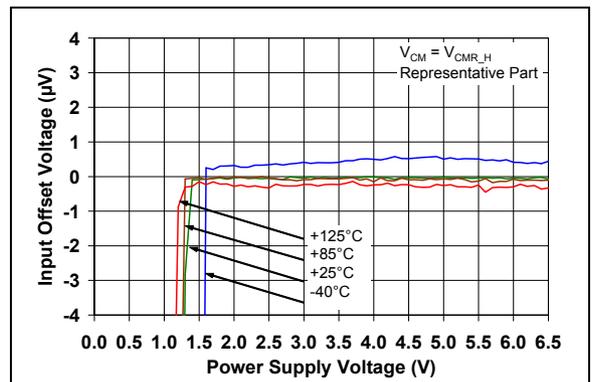


图 2-5: 输入失调电压—电源电压曲线 ($V_{CM} = V_{CMR_H}$)

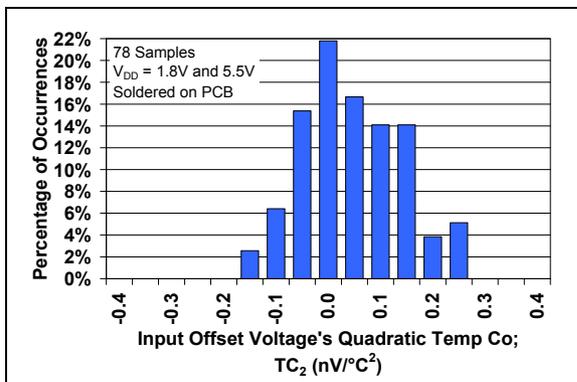


图 2-3: 输入失调电压二次项温度系数

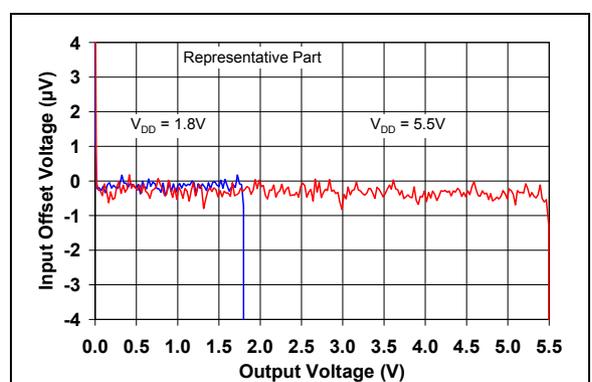


图 2-6: 输入失调电压—输出电压曲线

MCP6V01/2/3

注: 除非另外声明, 否则 $T_A = +25^\circ\text{C}$ 、 $V_{DD} = +1.8\text{V}$ 至 5.5V 、 $V_{SS} = \text{GND}$ 、 $V_{CM} = V_{DD}/3$ 、 $V_{OUT} = V_{DD}/2$ 、 $V_L = V_{DD}/2$ 、 $R_L = 20\text{ k}\Omega$ 至 V_L 、 $C_L = 60\text{ pF}$ 且 $\overline{\text{CS}} = \text{GND}$ 。

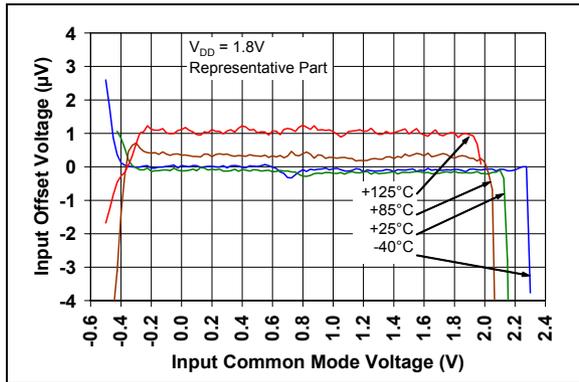


图 2-7: 输入失调电压—共模电压曲线 ($V_{DD} = 1.8\text{V}$)

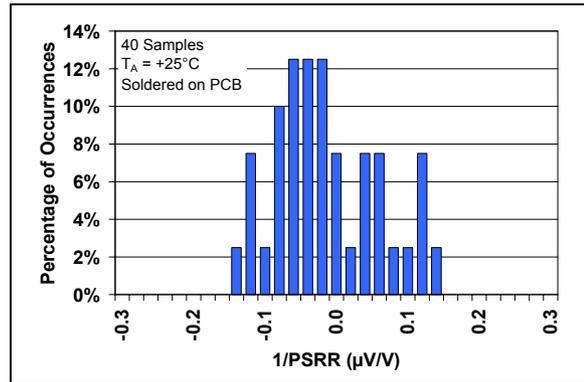


图 2-10: PSRR

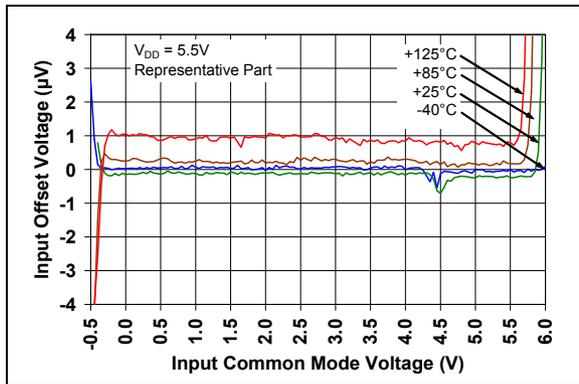


图 2-8: 输入失调电压—共模电压曲线 ($V_{DD} = 5.5\text{V}$)

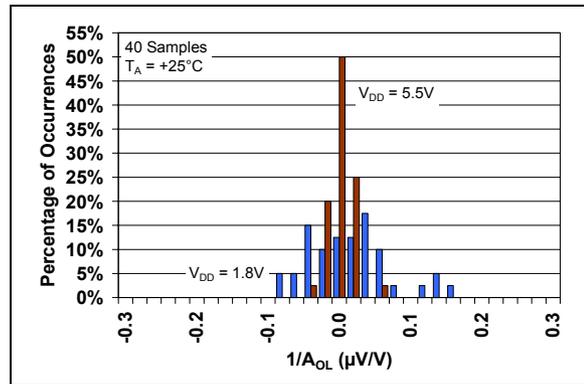


图 2-11: 直流开环增益

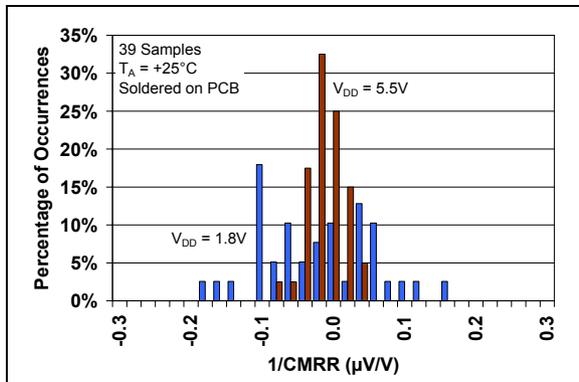


图 2-9: CMRR

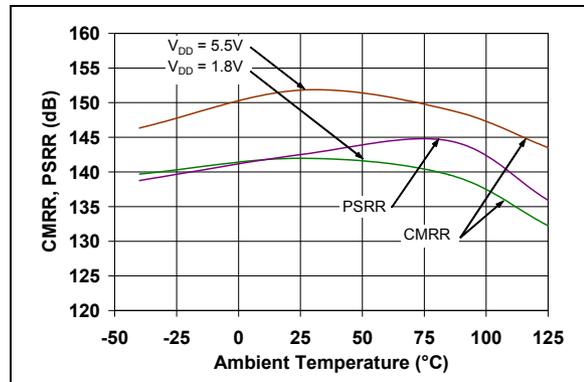


图 2-12: CMRR 和 PSRR —环境温度曲线

注: 除非另外声明, 否则 $T_A = +25^\circ\text{C}$ 、 $V_{DD} = +1.8\text{V}$ 至 5.5V 、 $V_{SS} = \text{GND}$ 、 $V_{CM} = V_{DD}/3$ 、 $V_{OUT} = V_{DD}/2$ 、 $V_L = V_{DD}/2$ 、 $R_L = 20\text{ k}\Omega$ 至 V_L 、 $C_L = 60\text{ pF}$ 且 $\overline{\text{CS}} = \text{GND}$ 。

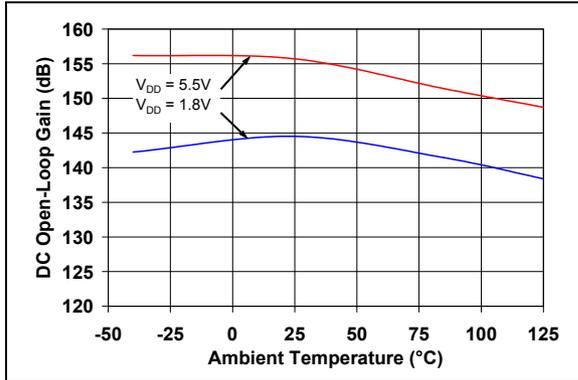


图 2-13: 直流开环增益—环境温度曲线

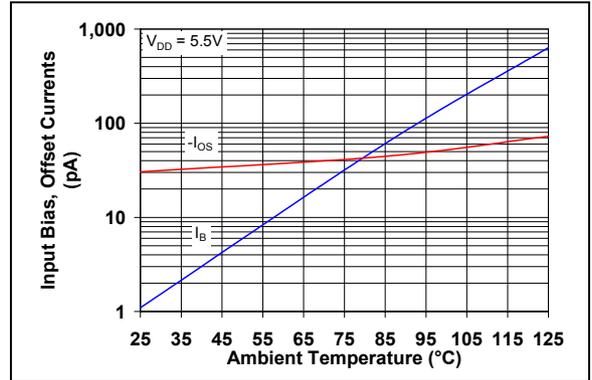


图 2-16: 输入偏置和失调电流—环境温度曲线 ($V_{DD} = +5.5\text{V}$)

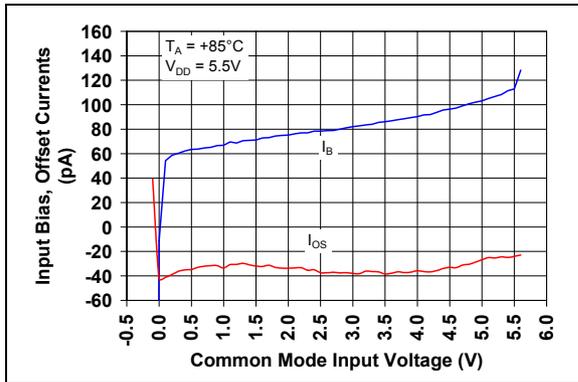


图 2-14: 输入偏置和失调电流—共模输入电压曲线 ($T_A = +85^\circ\text{C}$)

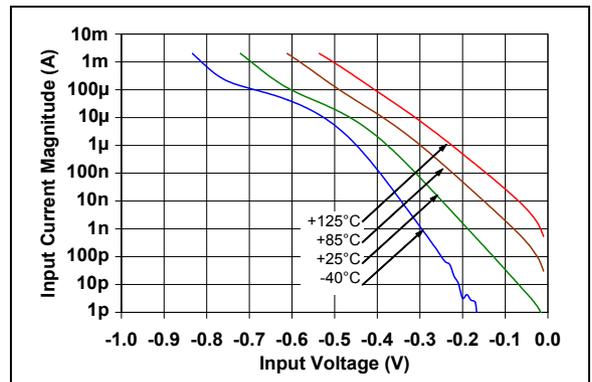


图 2-17: 输入偏置电流—输入电压曲线 (电压低于 V_{SS})

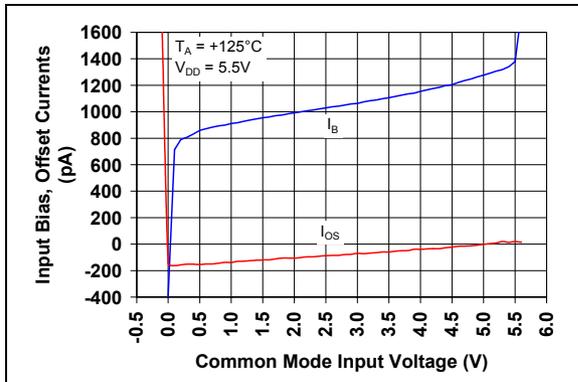


图 2-15: 输入偏置和失调电流—共模输入电压曲线 ($T_A = +125^\circ\text{C}$)

MCP6V01/2/3

注: 除非另外声明, 否则 $T_A = +25^\circ\text{C}$ 、 $V_{DD} = +1.8\text{V}$ 至 5.5V 、 $V_{SS} = \text{GND}$ 、 $V_{CM} = V_{DD}/3$ 、 $V_{OUT} = V_{DD}/2$ 、 $V_L = V_{DD}/2$ 、 $R_L = 20\text{ k}\Omega$ 至 V_L 、 $C_L = 60\text{ pF}$ 且 $\overline{\text{CS}} = \text{GND}$ 。

2.2 其他直流电压和电流

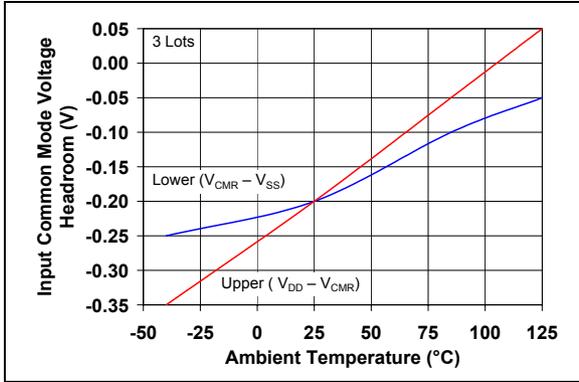


图 2-18: 输入共模电压裕度 (范围) - 环境温度曲线

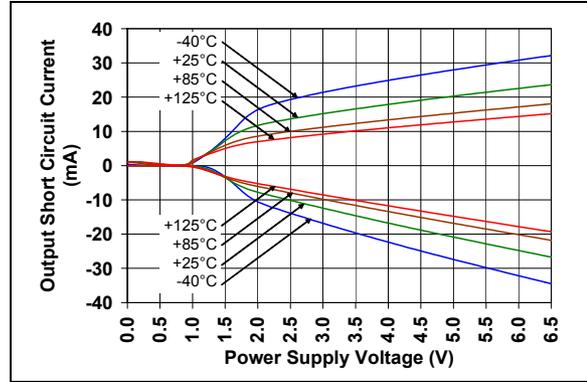


图 2-21: 输出短路电流 - 电源电压曲线

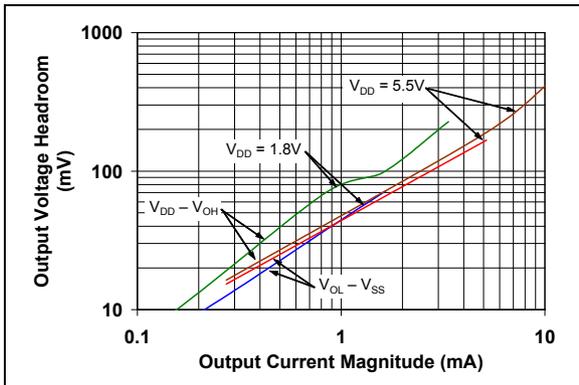


图 2-19: 输出电压裕度 - 输出电流曲线

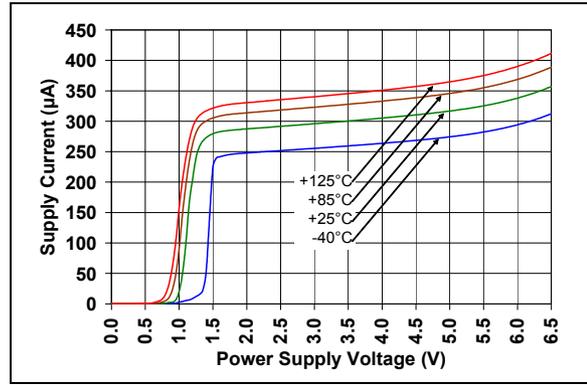


图 2-22: 供电电流 - 电源电压曲线

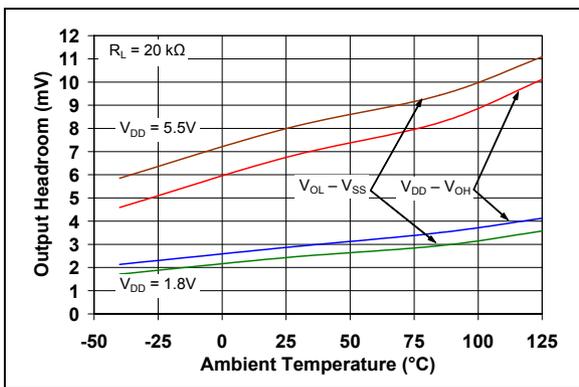


图 2-20: 输出电压裕度 - 环境温度曲线

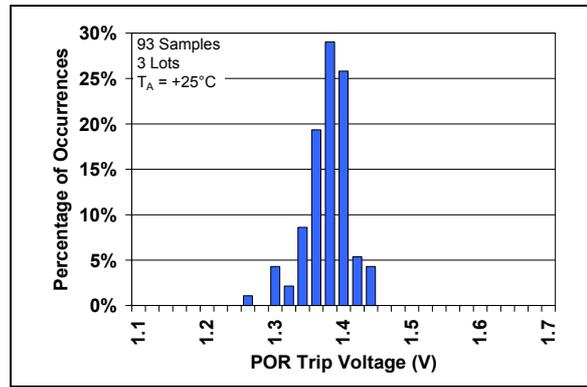


图 2-23: 上电复位阈值电压

注: 除非另外声明, 否则 $T_A = +25^\circ\text{C}$ 、 $V_{DD} = +1.8\text{V}$ 至 5.5V 、 $V_{SS} = \text{GND}$ 、 $V_{CM} = V_{DD}/3$ 、 $V_{OUT} = V_{DD}/2$ 、 $V_L = V_{DD}/2$ 、 $R_L = 20\text{ k}\Omega$ 至 V_L 、 $C_L = 60\text{ pF}$ 且 $\overline{\text{CS}} = \text{GND}$ 。

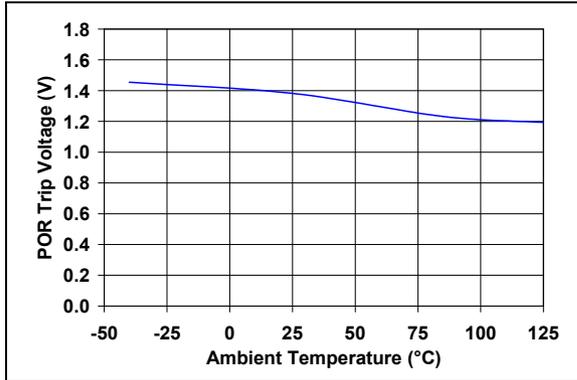


图 2-24: 上电复位电压—环境温度曲线

MCP6V01/2/3

注: 除非另外声明, 否则 $T_A = +25^\circ\text{C}$ 、 $V_{DD} = +1.8\text{V}$ 至 5.5V 、 $V_{SS} = \text{GND}$ 、 $V_{CM} = V_{DD}/3$ 、 $V_{OUT} = V_{DD}/2$ 、 $V_L = V_{DD}/2$ 、 $R_L = 20\text{ k}\Omega$ 至 V_L 、 $C_L = 60\text{ pF}$ 且 $\overline{\text{CS}} = \text{GND}$ 。

2.3 频率响应

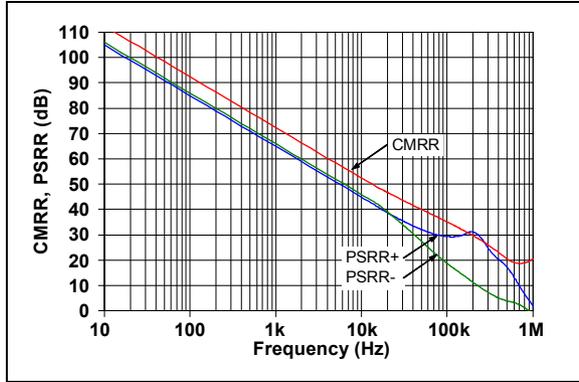


图 2-25: CMRR 和 PSRR - 频率曲线

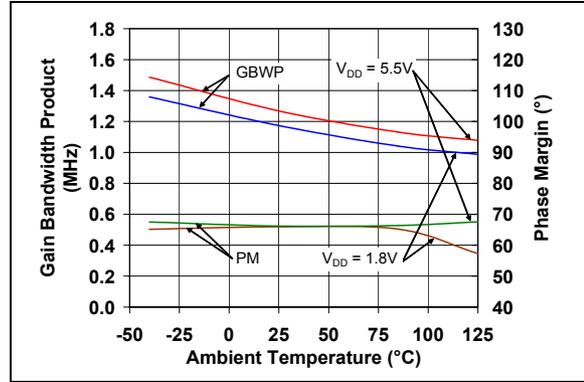


图 2-28: 增益带宽积和相位裕度 - 环境温度曲线

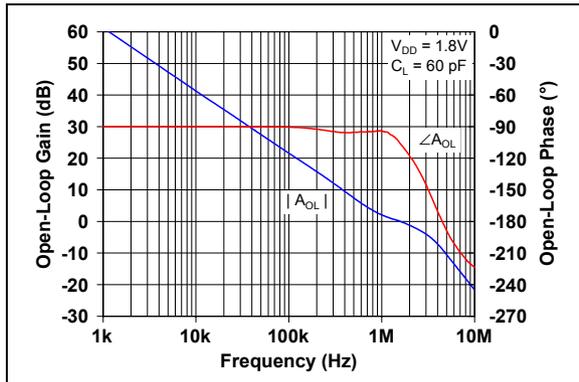


图 2-26: 开环增益 - 频率曲线 ($V_{DD} = 1.8\text{V}$)

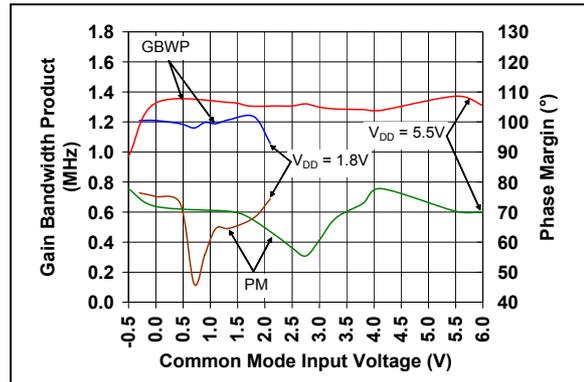


图 2-29: 增益带宽积和相位裕度 - 共模输入电压曲线

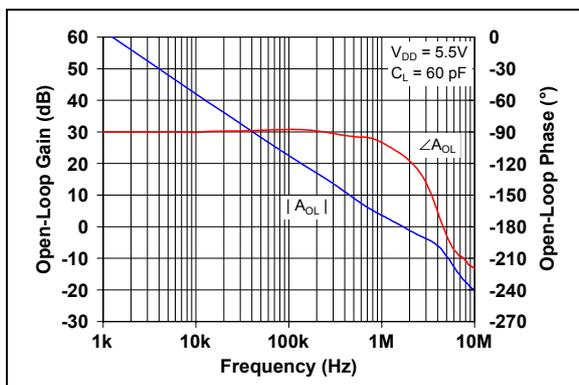


图 2-27: 开环增益 - 频率曲线 ($V_{DD} = 5.5\text{V}$)

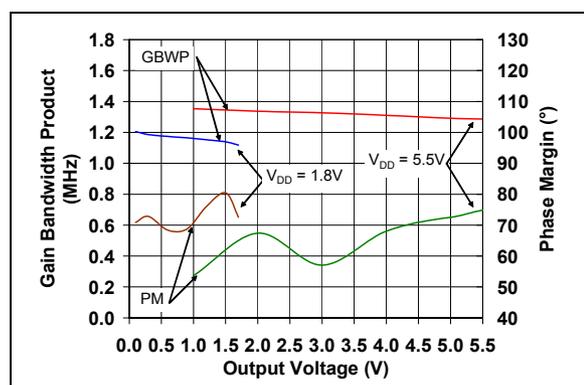


图 2-30: 增益带宽积和相位裕度 - 输出电压曲线

注: 除非另外声明, 否则 $T_A = +25^\circ\text{C}$ 、 $V_{DD} = +1.8\text{V}$ 至 5.5V 、 $V_{SS} = \text{GND}$ 、 $V_{CM} = V_{DD}/3$ 、 $V_{OUT} = V_{DD}/2$ 、 $V_L = V_{DD}/2$ 、 $R_L = 20\text{ k}\Omega$ 至 V_L 、 $C_L = 60\text{ pF}$ 且 $\overline{\text{CS}} = \text{GND}$ 。

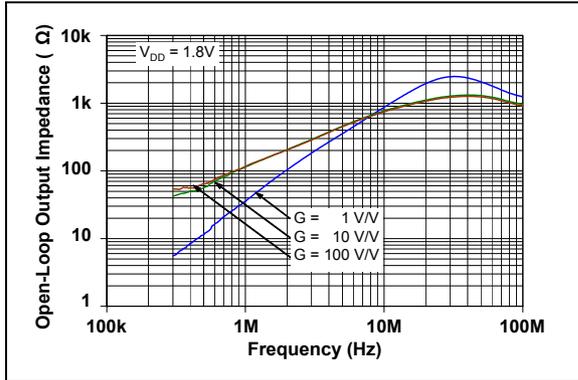


图 2-31: 闭环输出阻抗—频率曲线
($V_{DD} = 1.8\text{V}$)

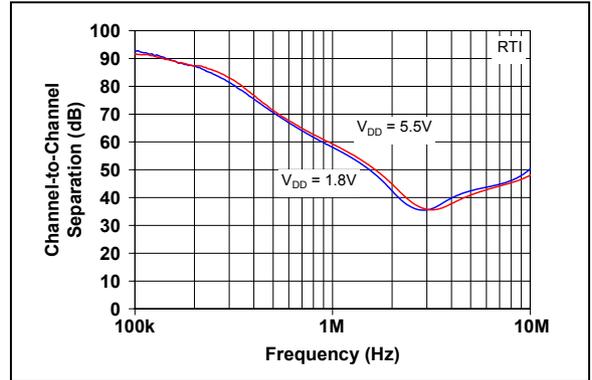


图 2-33: 通道隔离—频率曲线

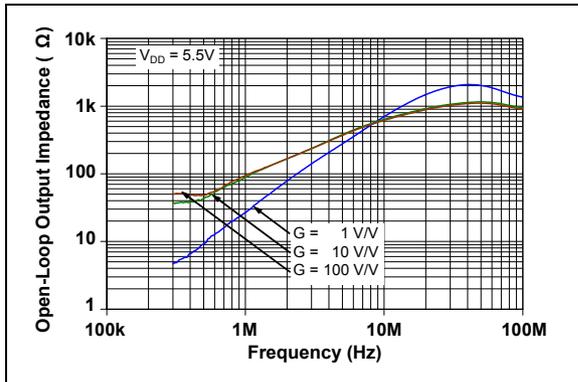


图 2-32: 闭环输出阻抗—频率曲线
($V_{DD} = 5.5\text{V}$)

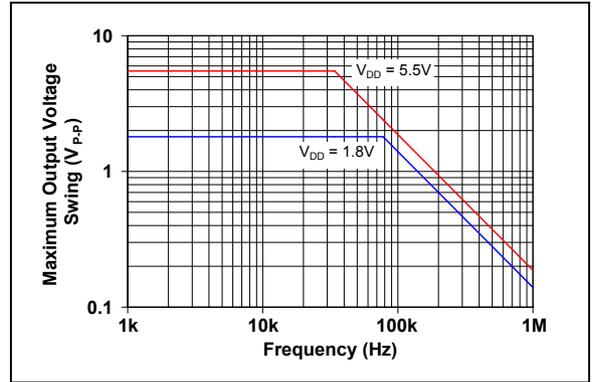


图 2-34: 最大输出电压摆幅—频率曲线

MCP6V01/2/3

注：除非另外声明，否则 $T_A = +25^\circ\text{C}$ 、 $V_{DD} = +1.8\text{V}$ 至 5.5V 、 $V_{SS} = \text{GND}$ 、 $V_{CM} = V_{DD}/3$ 、 $V_{OUT} = V_{DD}/2$ 、 $V_L = V_{DD}/2$ 、 $R_L = 20\text{ k}\Omega$ 至 V_L 、 $C_L = 60\text{ pF}$ 且 $\text{CS} = \text{GND}$ 。

2.4 输入噪声和失真

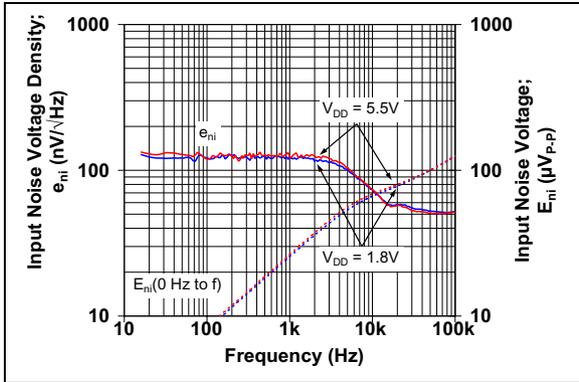


图 2-35: 输入噪声电压密度—频率曲线

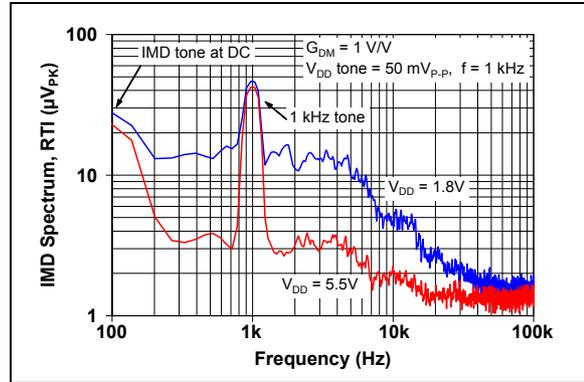


图 2-38: 互调失真—频率曲线 (带 V_{DD} 扰动)
(见图 1-7)

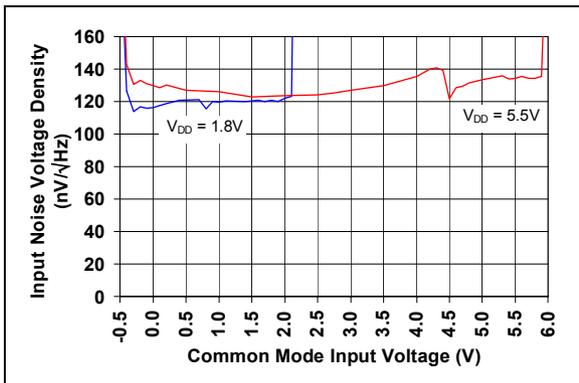


图 2-36: 输入噪声电压密度—输入共模电压曲线

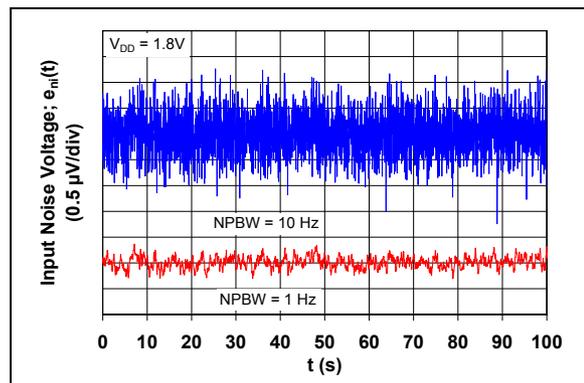


图 2-39: 输入噪声—时间曲线 (使用 1 Hz 和 10 Hz 滤波器, $V_{DD} = 1.8\text{V}$)

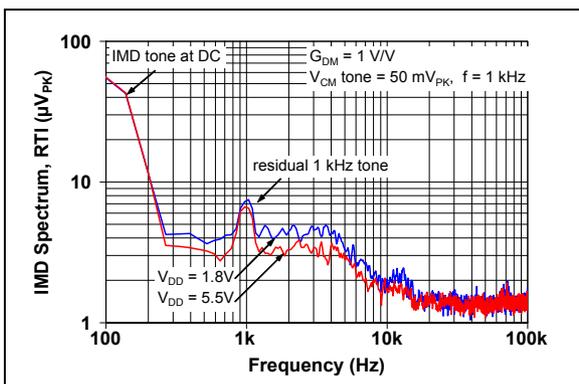


图 2-37: 互调失真—频率曲线 (带 V_{CM} 扰动)
(见图 1-7)

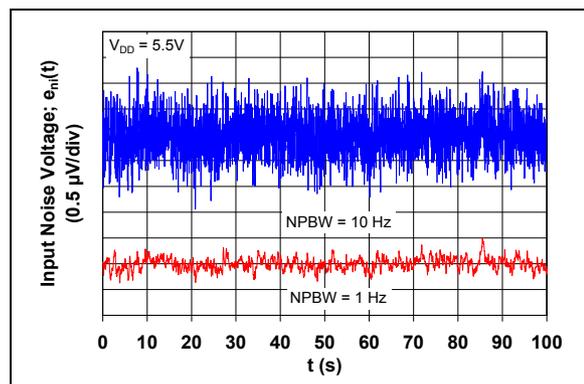


图 2-40: 输入噪声—时间曲线 (使用 1 Hz 和 10 Hz 滤波器, $V_{DD} = 5.5\text{V}$)

注: 除非另外声明, 否则 $T_A = +25^\circ\text{C}$ 、 $V_{DD} = +1.8\text{V}$ 至 5.5V 、 $V_{SS} = \text{GND}$ 、 $V_{CM} = V_{DD}/3$ 、 $V_{OUT} = V_{DD}/2$ 、 $V_L = V_{DD}/2$ 、 $R_L = 20\text{ k}\Omega$ 至 V_L 、 $C_L = 60\text{ pF}$ 且 $\overline{\text{CS}} = \text{GND}$ 。

2.5 时间响应

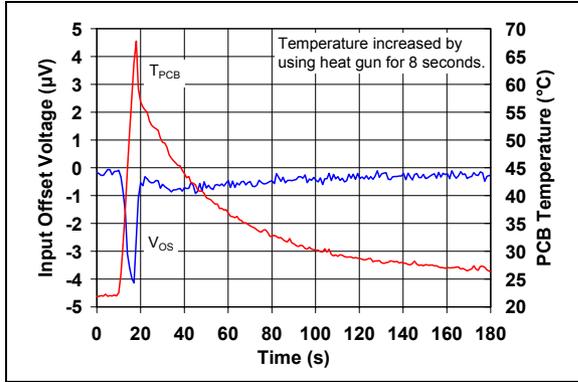


图 2-41: 不同温度下的输入失调电压—时间曲线

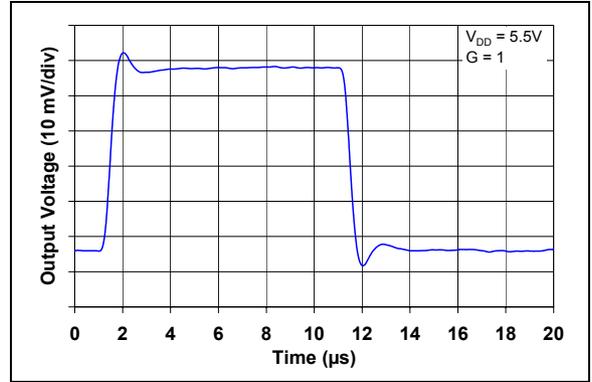


图 2-44: 同相小信号阶跃响应

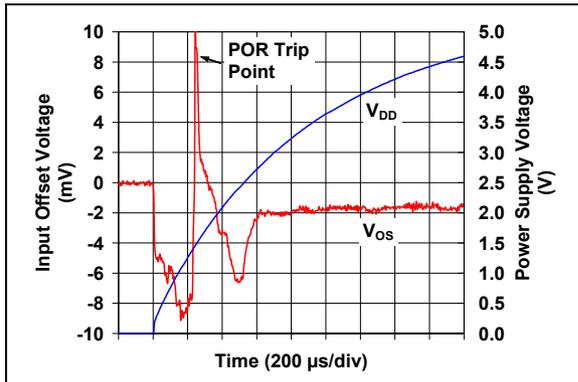


图 2-42: 上电时的输入失调电压—时间曲线

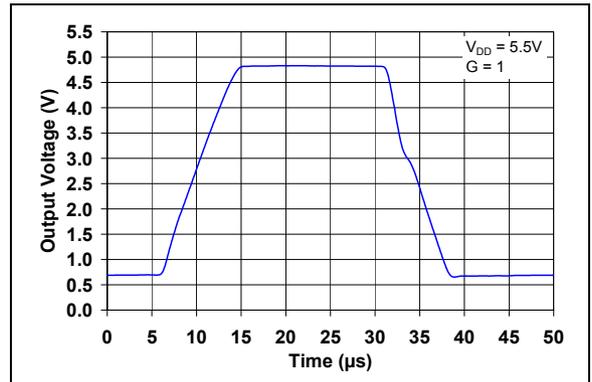


图 2-45: 同相大信号阶跃响应

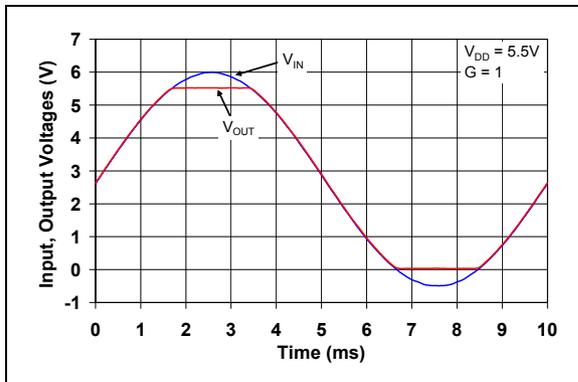


图 2-43: 过驱动时 MCP6V01/2/3 系列不发生输入相位翻转

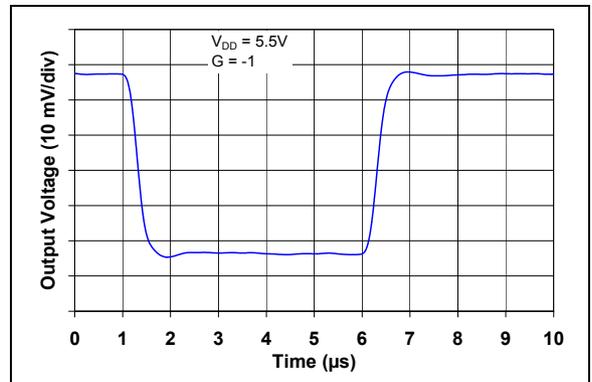


图 2-46: 反相小信号阶跃响应

MCP6V01/2/3

注: 除非另外声明, 否则 $T_A = +25^\circ\text{C}$ 、 $V_{DD} = +1.8\text{V}$ 至 5.5V 、 $V_{SS} = \text{GND}$ 、 $V_{CM} = V_{DD}/3$ 、 $V_{OUT} = V_{DD}/2$ 、 $V_L = V_{DD}/2$ 、 $R_L = 20\text{ k}\Omega$ 至 V_L 、 $C_L = 60\text{ pF}$ 且 $\overline{\text{CS}} = \text{GND}$ 。

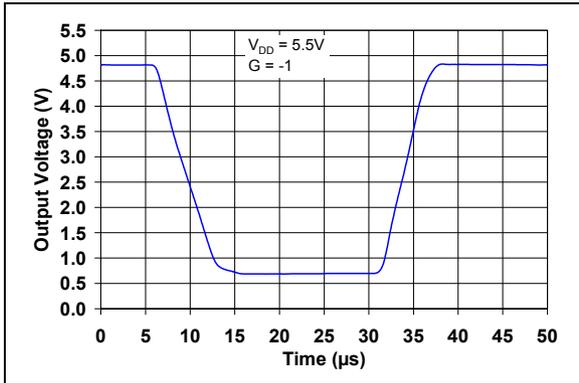


图 2-47: 反相大信号阶跃响应

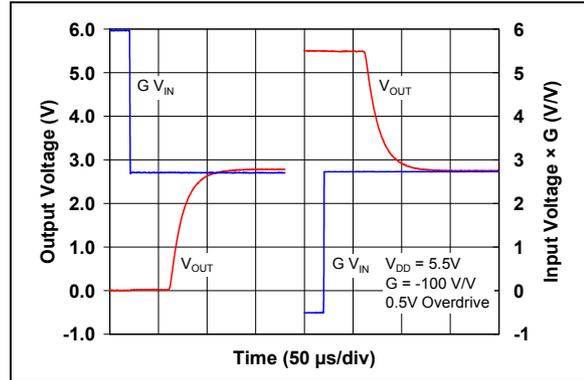


图 2-49: 输出过驱动恢复—时间曲线 ($G = -100\text{ V/V}$)

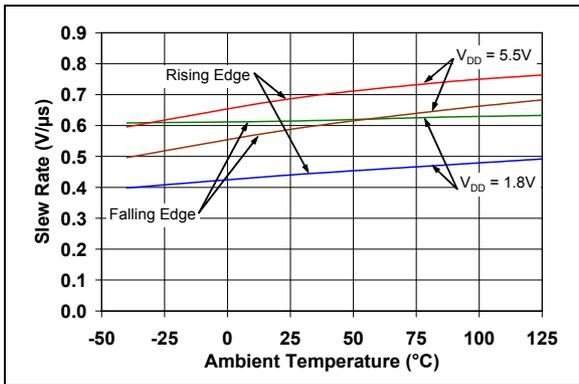


图 2-48: 压摆率—环境温度曲线

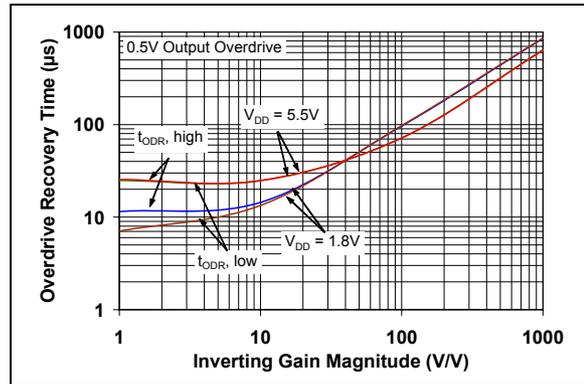


图 2-50: 输出过驱动恢复时间—反相增益曲线

注: 除非另外声明, 否则 $T_A = +25^\circ\text{C}$ 、 $V_{DD} = +1.8\text{V}$ 至 5.5V 、 $V_{SS} = \text{GND}$ 、 $V_{CM} = V_{DD}/3$ 、 $V_{OUT} = V_{DD}/2$ 、 $V_L = V_{DD}/2$ 、 $R_L = 20\text{ k}\Omega$ 至 V_L 、 $C_L = 60\text{ pF}$ 且 $\overline{\text{CS}} = \text{GND}$ 。

2.6 片选响应 (仅限 MCP6V03)

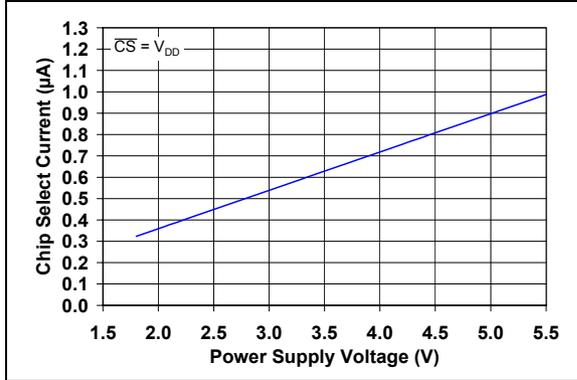


图 2-51: 片选电流—电源电压曲线

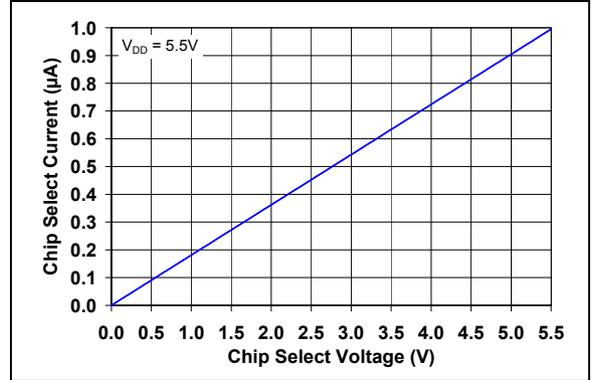


图 2-54: 片选电流—片选电压曲线

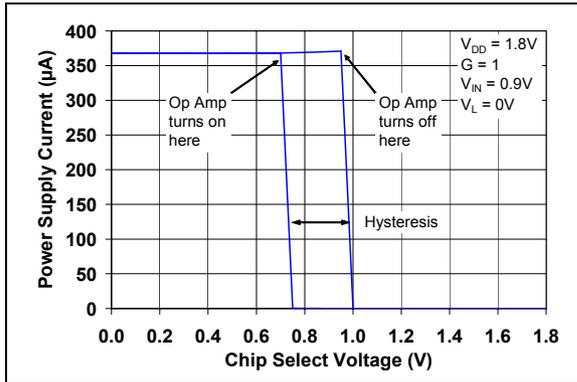


图 2-52: 电源电流—片选电压曲线 ($V_{DD} = 1.8\text{V}$)

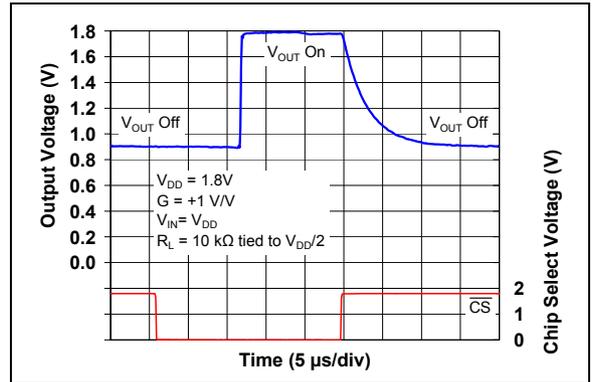


图 2-55: 片选电压和输出电压—时间曲线 ($V_{DD} = 1.8\text{V}$)

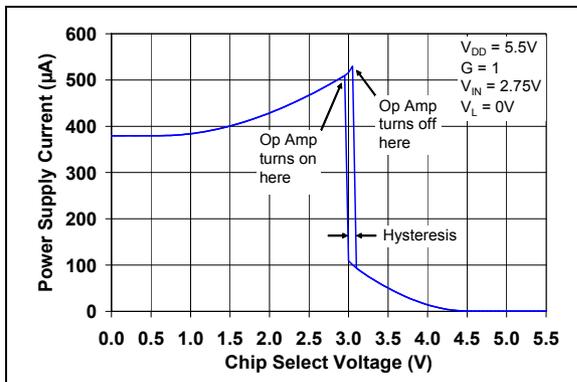


图 2-53: 电源电流—片选电压曲线 ($V_{DD} = 5.5\text{V}$)

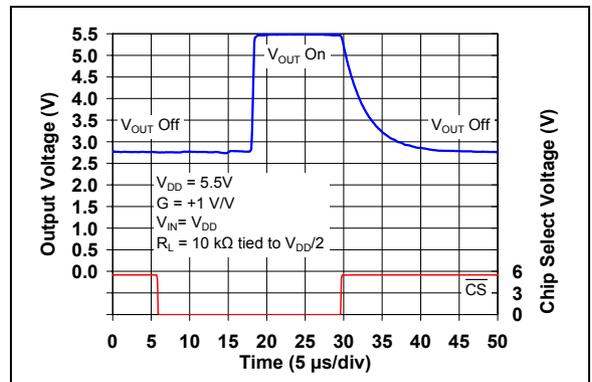


图 2-56: 片选电压和输出电压—时间曲线 ($V_{DD} = 5.5\text{V}$)

MCP6V01/2/3

注: 除非另外声明, 否则 $T_A = +25^\circ\text{C}$ 、 $V_{DD} = +1.8\text{V}$ 至 5.5V 、 $V_{SS} = \text{GND}$ 、 $V_{CM} = V_{DD}/3$ 、 $V_{OUT} = V_{DD}/2$ 、 $V_L = V_{DD}/2$ 、 $R_L = 20\text{ k}\Omega$ 至 V_L 、 $C_L = 60\text{ pF}$ 且 $\overline{\text{CS}} = \text{GND}$ 。

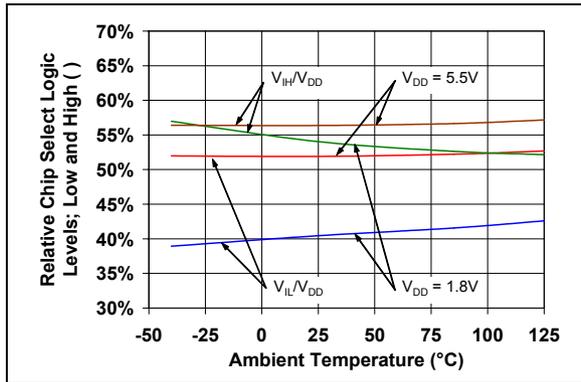


图 2-57: 片选相对逻辑门限值—环境温度曲线

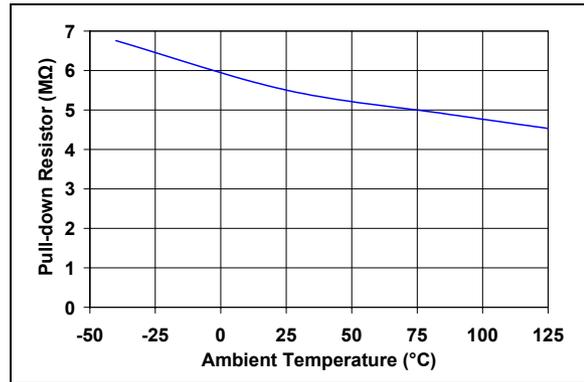


图 2-60: 片选的下拉电阻 (R_{PD})—环境温度曲线

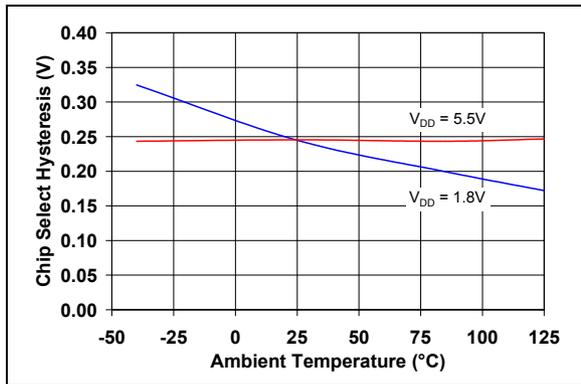


图 2-58: 片选迟滞

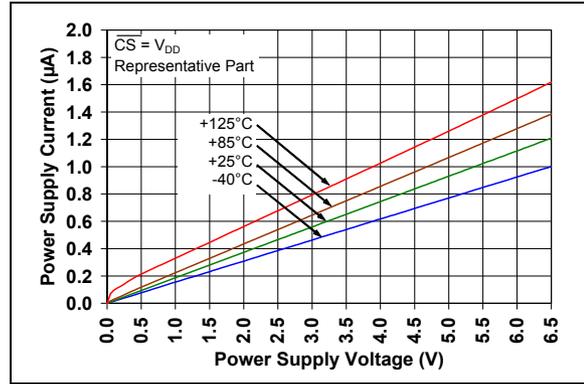


图 2-61: 关闭时的静态电流—电源电压曲线

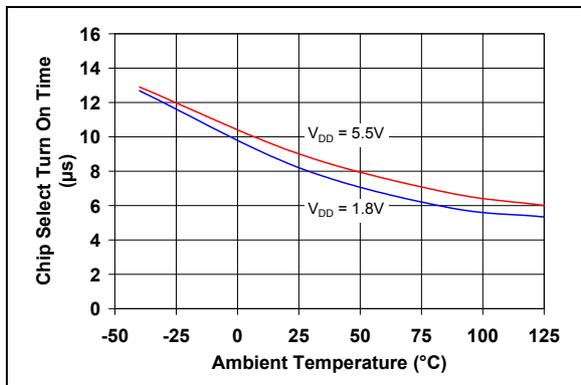


图 2-59: 片选开启时间—环境温度曲线

3.0 引脚说明

表 3-1 中列出了引脚说明。

表 3-1: 引脚功能表

MCP6V01		MCP6V02		MCP6V03		符号	说明
TDFN	SOIC	DFN	SOIC	TDFN	SOIC		
6	6	1	1	6	6	V_{OUT}, V_{OUTA}	输出 (运放 A)
2	2	2	2	2	2	V_{IN-}, V_{INA-}	反相输入 (运放 A)
3	3	3	3	3	3	V_{IN+}, V_{INA+}	同相输入 (运放 A)
4	4	4	4	4	4	V_{SS}	负电源
—	—	5	5	—	—	V_{INB+}	同相输入 (运放 B)
—	—	6	6	—	—	V_{INB-}	反相输入 (运放 B)
—	—	7	7	—	—	V_{OUTB}	输出 (运放 B)
7	7	8	8	7	7	V_{DD}	正电源
—	—	—	—	—	8	\overline{CS}	片选 (运放 A)
1, 5, 8	1, 5, 8	—	—	1, 5, 8	1, 5	NC	无内部连接
9	—	9	—	9	—	EP	裸露的散热焊盘 (EP); 必须与 V_{SS} 连接

3.1 模拟输出

模拟输出引脚 (V_{OUT}) 是低阻抗电压源。

3.2 模拟输入

同相和反相输入 (V_{IN+} 、 V_{IN-} 、……) 是低偏置电流的高阻抗 CMOS 输入。

3.3 电源引脚

正电源 (V_{DD}) 电压比负电源 (V_{SS}) 电压高 1.8V 至 5.5V。正常工作时, 其他引脚的电压介于 V_{SS} 和 V_{DD} 之间。

通常, 这些器件使用单 (正) 电源配置。这种情况下, V_{SS} 接地, V_{DD} 与电源连接。 V_{DD} 需要连接旁路电容。

3.4 片选 (\overline{CS}) 数字输入

该引脚 (\overline{CS}) 是 CMOS 施密特触发输入, 它使 MCP6V03 运放进入低功耗工作模式。

3.5 裸露的散热焊盘 (EP)

裸露的散热焊盘 (EP) 和 V_{SS} 引脚之间存在内部连接; 在印制电路板 (PCB) 上, 必须将它们与相同电位连接。

可以将该散热焊盘与 PCB 地平面连接, 使散热更加充分。这可以改善封装热阻 (θ_{JA})。

MCP6V01/2/3

注:

4.0 应用

MCP6V01/2/3 系列自动调零运放采用 Microchip 最先进的 CMOS 工艺制造。它被设计来用于低成本、低功耗且高精度的应用。它具有低供电电压、低静态电流和高带宽等特性，这些特性使 MCP6V01/2/3 成为电池供电应用的理想之选。

4.1 自动调零工作原理概述

图 4-1 显示了 MCP6V01/2/3 自动调零运放的简化框图。稍后将使用该图说明在该架构中是如何降低直流电压误差的。

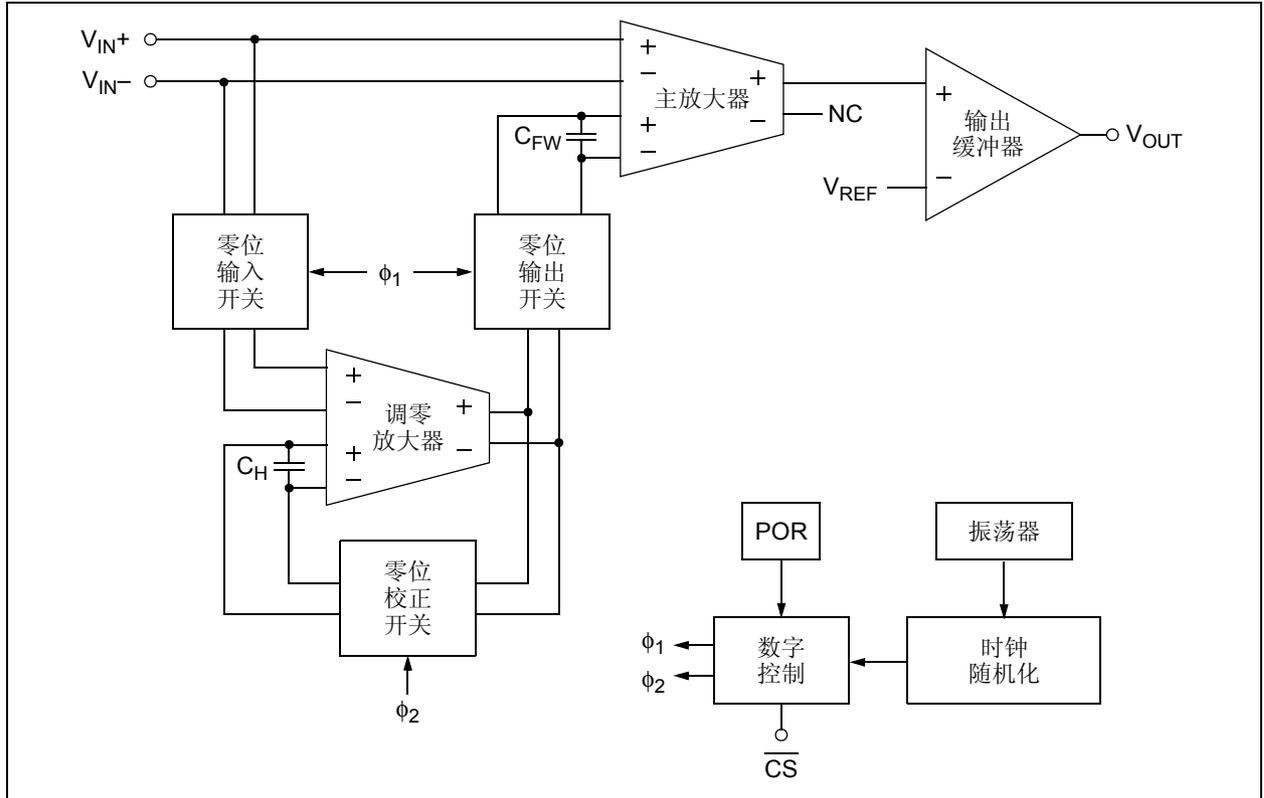


图 4-1: 简化的自动调零运放功能图

4.1.1 构成模块

调零放大器和主放大器被设计为使用差动拓扑结构，用以实现高增益和高精度。它们具有辅助输入（左下角），用于校正失调电压。两个输入在内部相加。正常工作时，辅助输入引脚上的电容（ C_{FW} 和 C_H ）用于保持校正正值。

输出缓冲器被设计为用于驱动 V_{OUT} 引脚上的外部负载。此外，它还产生单端输出电压（ V_{REF} 是内部参考电压）。

以上所有开关都是先通后断开关，以最大程度降低毛刺引起的误差。它们由两个时钟相位（ ϕ_1 和 ϕ_2 ）驱动，这两个时钟相位在正常模式和自动调零模式之间选择。

时钟基于内部 RC 振荡器产生，内部 RC 振荡器以频率 $f_{OSC1} = 300 \text{ kHz}$ 运行。对振荡器的输出进行分频，产生所需的频率。此外，还会对该输出进行随机化处理，以最大程度降低（扩展）输出中不需要的时钟音调。

内部 POR 用于确保器件以已知的良好状态启动。此外，它还用于防止发生电源欠压事件。

当片选输入为高电平时，运放进入低功耗状态。当它变为低电平时，运放会以正常的电平上电，开始正常工作。

数字控制电路负责开关操作的所有内部处理细节。此外，它还负责处理片选和 POR 事件。

MCP6V01/2/3

4.1.2 自动调零操作

图 4-2 显示了在正常工作模式期间 (ϕ_1)，放大器之间的连接。保持电容 (C_H) 用于校正调零放大器的输入失调电压。因为调零放大器的增益极高，所以主放大器的输入信号主要是调零放大器的输出。这可以极大地降

低主放大器输入失调电压对整体性能的影响。基本上，调零放大器和主放大器的功能相当于具有极高增益 (A_{OL}) 和极低失调电压 (V_{OS}) 的常规运放。

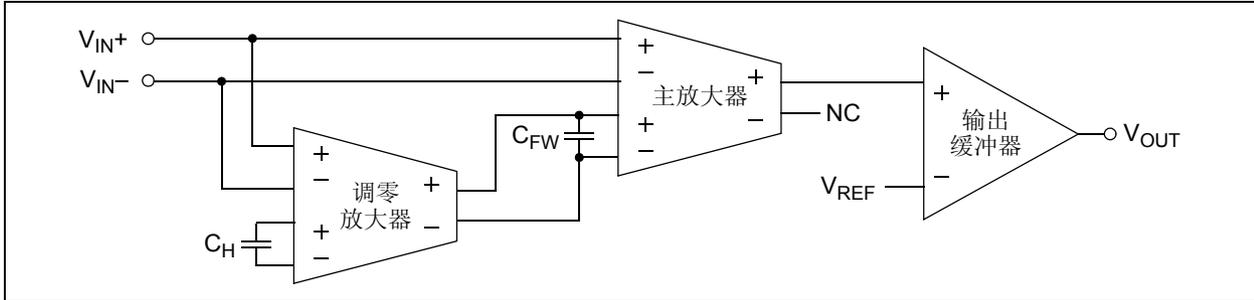


图 4-2: 正常工作模式 (ϕ_1)；等效的放大器功能框图

图 4-3 显示了在自动调零工作模式期间 (ϕ_2)，放大器之间的连接。信号直接通过主放大器，储能电容 (C_{FW}) 用于持续地对主放大器的失调电压进行校正。

调零放大器使用它自己的高开环增益来驱动 C_H 两端的电压，使放大器的输入失调电压几乎为零。因为主输入与 V_{IN+} 连接，所以自动调零操作会校正当前共模输入电压 (V_{CM}) 和供电电压 (V_{DD}) 上的失调。此外，这也可以使直流 CMRR 和 PSRR 变得极高。

因为这些校正操作大约每隔 $100 \mu s$ 进行一次，所以还可以最大程度降低慢性误差，包括失调的温度漂移 ($\Delta V_{OS}/\Delta T_A$)、 $1/f$ 噪声和输入失调累积。

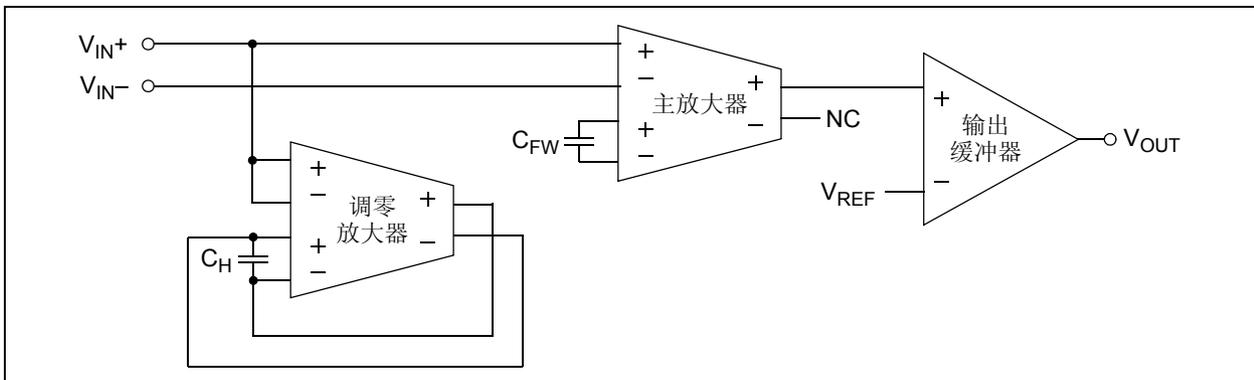


图 4-3: 自动调零工作模式 (ϕ_2)；等效的功能框图

4.1.3 互调失真 (IMD)

在出现交流信号时 MCP6V01/2/3 运放会产生互调失真 (IMD)。

信号和时钟可以分解为正弦波音调 (傅里叶级数分量)。这些音调会与自动调零电路的非线性响应相互作用

用，产生频率为和频与差频的 IMD 音调。几乎对于方波时钟的所有谐波，都会产生 IMD 失真音调。

时钟随机化可以将 IMD 音调扩展到整个频谱，但无法消除它们。能散度很低，并且与感兴趣的信号不相关，所以对于大多数高精度应用都没有问题。请参见图 2-37 和图 2-38。

4.2 其他功能模块

4.2.1 轨到轨输入

MCP6V01/2/3 运放的输入级采用的是两个并联的差分 CMOS 输入级。一个在低共模输入电压 (V_{CM} , 正常工作时大约等于 V_{IN+} 和 V_{IN-}) 下工作, 另一个在高 V_{CM} 下工作。采用这种拓扑结构, 在 $+25^{\circ}\text{C}$ 时, 输入最高可以在 V_{CM} 超出任一电源轨 0.2V 的电压下工作 (见图 2-18)。输入失调电压 (V_{OS}) 在 $V_{CM} = V_{SS} - 0.2\text{V}$ 和 $V_{DD} + 0.2\text{V}$ 的条件下测量, 以确保正常工作。

当 $V_{CM} \approx V_{DD} - 0.9\text{V}$ 时, 发生输入级之间的切换 (见图 2-7 和图 2-8)。为了保证同相增益条件下的失真最少, 增益线性度最佳, 应避免在该区域工作。

4.2.1.1 相位翻转

输入器件被设计为在输入引脚超出供电电压时, 不发生相位翻转。图 2-43 显示了在输入电压超出两个供电电压时, 未发生相位翻转。

4.2.1.2 输入电压和电流限制

输入的 ESD 保护如图 4-4 中所示。选择该结构的目的是为了保护输入晶体管, 并最大程度降低输入偏置电流 (I_B)。当输入尝试降到比 V_{SS} 低一个以上二极管压降时, 输入 ESD 二极管会对输入进行钳位。在电压超出 V_{DD} 太多时, 它们也会进行钳位; 它们的击穿电压足够高, 可以保证正常工作; 同时也足够低, 可以在规定范围内忽略快速 ESD 事件。

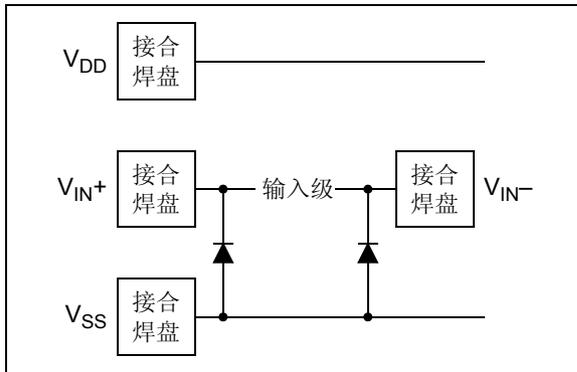


图 4-4: 简化的模拟输入 ESD 结构

为了防止这些放大器损坏和 / 或对其进行不正确的操作, 电路必须对输入引脚的电流 (和电压) 进行限制 (见第 1.1 节 “绝对最大值”)。图 4-5 显示了用于保护这些输入的建议方式。内部 ESD 二极管防止输入引脚 (V_{IN+} 和 V_{IN-}) 低于地电压太多, 电阻 R_1 和 R_2 对从输入引脚流出的电流进行限制。二极管 D_1 和 D_2 防止输入引脚的电压 (V_{IN+} 和 V_{IN-}) 超出 V_{DD} 太多, 从而

导致电流流入 V_{DD} 。按照图示方式实现电路时, 电阻 R_1 和 R_2 还会限制通过 D_1 和 D_2 的电流。

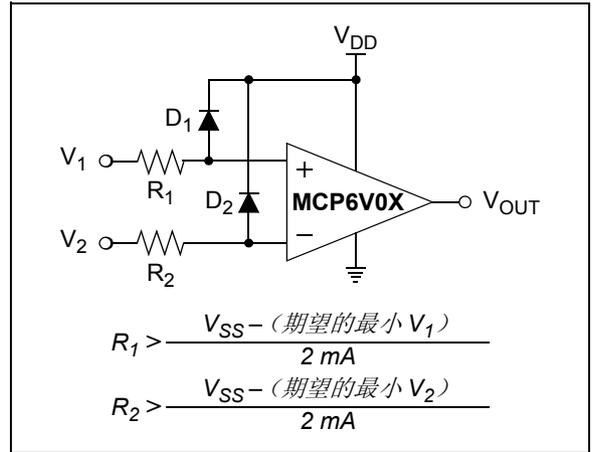


图 4-5: 保护模拟输入

此外, 也可以将二极管连接到电阻 R_1 和 R_2 的左侧。这种情况下, 需要通过其他方式来限制通过二极管 D_1 和 D_2 的电流。此时, 电阻用于限制浪涌电流; 进入输入引脚 (V_{IN+} 和 V_{IN-}) 的直流电流应极小。

当共模电压 (V_{CM}) 低于地电压 (V_{SS}) 时, 会有很大的电流从输入 (通过 ESD 二极管) 流出; 请参见图 2-17。具有高阻抗的应用可能需要限制可用电压的范围。

4.2.2 轨到轨输出

当 $R_L = 20 \text{ k}\Omega$ 与 $V_{DD}/2$ 连接, 并且 $V_{DD} = 5.5\text{V}$ 时, MCP6V01/2/3 自动调零运放的输出电压范围为 $V_{DD} - 15 \text{ mV}$ (最小值) 至 $V_{SS} + 15 \text{ mV}$ (最大值)。更多信息, 请参见图 2-19 和图 2-20。

这些运放被设计来驱动小负载; 使用另一个放大器缓冲来自大负载的输出。

4.2.3 片选 (\overline{CS})

单运放 MCP6V03 具有片选 (\overline{CS}) 引脚。当 \overline{CS} 拉为高电平时, 相应运放的供电电流将降至大约 $1 \mu\text{A}$ (典型值), 并通过 \overline{CS} 引脚拉至 V_{SS} 。发生这种情况时, 放大器进入高阻态。通过将 \overline{CS} 下拉为低电平, 可以使能放大器。如果 \overline{CS} 引脚保留为悬空, 内部下拉电阻 (约 $5 \text{ M}\Omega$) 会使器件保持开启。图 1-4 显示了 \overline{CS} 脉冲的输出电压和供电电流响应。

4.3 应用技巧

4.3.1 不同温度下的输入失调电压

表 1-1 给出了输入失调电压的线性 and 二次项温度系数 (TC_1 和 TC_2)。可以使用以下公式计算规定范围内的任意温度下的输入失调电压:

公式 4-1:

$$V_{OS}(T_A) = V_{OS} + TC_1\Delta T + TC_2\Delta T^2$$

其中:

ΔT	=	$T_A - 25^\circ\text{C}$
$V_{OS}(T_A)$	=	T_A 时的输入失调电压
V_{OS}	=	$+25^\circ\text{C}$ 时的输入失调电压
TC_1	=	线性温度系数
TC_2	=	二次项温度系数

4.3.2 直流增益图

图 2-9、图 2-10 和图 2-11 分别是 CMRR、PSRR 和 A_{OL} 倒数 (以 $\mu\text{V}/\text{V}$ 为单位) 的直方图。它们代表在共模输入电压 (V_{CM})、电源电压 (V_{DD}) 和输出电压 (V_{OUT}) 发生变化时, 输入失调电压 (V_{OS}) 的相应变化。

$1/A_{OL}$ 直方图近似以 $0 \mu\text{V}/\text{V}$ 为中心, 因为测量的主要是运放的输入噪声。所显示的负值代表噪声, 并非由运放不稳定造成。我们通过多次测量 V_{OS} 来验证运放的稳定性; 不稳定性表现为 V_{OS} 产生较大的不明原因的变化, 或者输出产生网纹干扰。

4.3.3 源电阻

输入偏置电流有两个重要成分: 开关毛刺 (在低于等于室温时占主要部分) 和输入 ESD 二极管漏电流 (在高于等于 $+85^\circ\text{C}$ 时占主要部分)。

使各输入引脚上的电阻很小且相等。这可以最大程度降低由输入偏置电流导致的输出失调。

在高频 (即高于 1 MHz) 时, 输入引脚上的电阻应为 10Ω 至 $1 \text{ k}\Omega$ 量级。这可以帮助最大程度降低开关毛刺 (速度极快) 对整体性能的影响。在某些情况下, 可能需要添加与输入引脚串联的电阻, 才能实现这种性能改善。

4.3.4 源电容

两个输入引脚上的电容应很小且匹配。与输入引脚连接的内部开关将电荷储存在这些电容上; 如果电容不匹配, 则会产生失调电压。

4.3.5 容性负载

驱动大容量的容性负载会使电压反馈运放产生稳定性问题。当负载电容增大时, 反馈环路的相位裕度会减小, 闭环带宽也会变窄。这会使频率响应产生增益尖峰, 并使阶跃响应中产生超调和振铃。由于这些自动调零运放具有独特的拓扑结构, 所以它们的输出阻抗不同于大多数运放。

使用这些运放驱动容性负载时, 在输出端上串联一个电阻 (图 4-6 中的 R_{ISO}), 可使输出负载在较高频率时呈阻性, 从而改善反馈环路的相位裕度 (稳定性)。然而, 其带宽通常会低于无容性负载时的带宽。

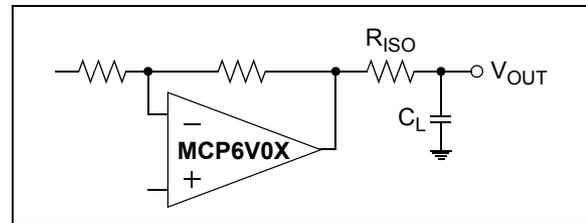


图 4-6: 输出电阻 R_{ISO} 使容性负载稳定

图 4-7 给出了不同容性负载的 R_{ISO} 建议值, 并且它与增益无关。

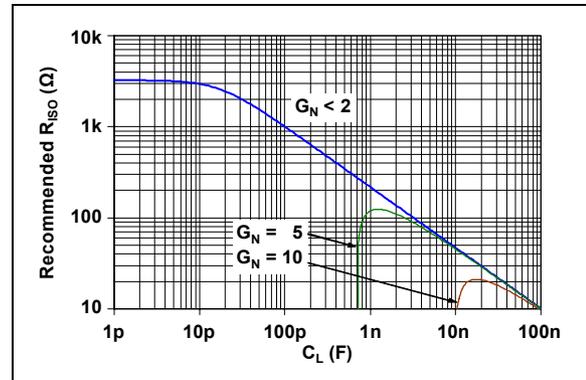


图 4-7: 不同容性负载的 R_{ISO} 建议值

为电路选择 R_{ISO} 之后，请仔细检查所产生的频率响应峰值，以及阶跃响应是否存在超调。修改 R_{ISO} 的值，直到产生合理的响应。使用 MCP6V01 SPICE 宏模型进行基准评估和模拟（对于所有 MCP6V01/2/3 运放都有益）会很有帮助。

4.3.6 稳定输出负载

当增益很低时，此系列的自动调零运放的输出阻抗（图 2-31 和图 2-32）具有双零点。对于在频率接近器件带宽时电阻很低的反馈网络，这会导致很大的相移。这种很大的相移会导致稳定性问题。

图 4-8 显示了在频率接近器件带宽时电阻很低的电路示例。 R_F 和 C_F 在频率为 0.16 kHz 处设置控制环的极点，所以频率为电路带宽（约为 1.3 MHz）时，噪声增益 (G_N) 为 1 V/V。频率为 1.3 MHz 时，运放输出端上的负载为 $R_G || R_L$ (99Ω)。该电阻太低，会产生问题。

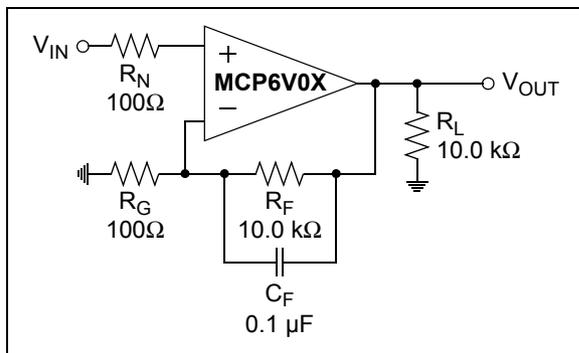


图 4-8: 输出负载问题

要解决该问题，请将阻性负载增大到至少 3 kΩ。完成该任务的方法包括：

- 增大 R_G
- 移除 C_F （调整滤波器位置）
- 在不处于信号路径的运放输出上添加 3 kΩ 电阻；请参见图 4-9

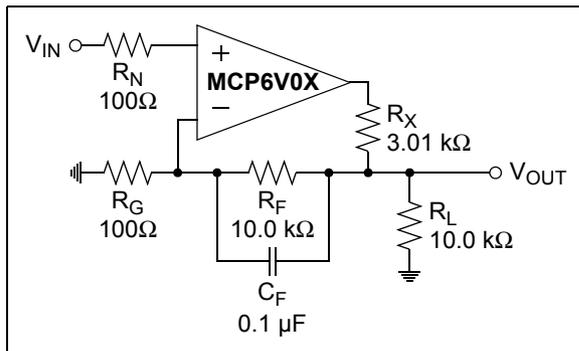


图 4-9: 输出负载问题的一种解决方案

4.3.7 降低不期望的噪声和信号

通过以下措施降低不期望的噪声和信号：

- 低带宽信号滤波器：
 - 最大程度降低随机模拟噪声
 - 降低干扰信号
- 良好的 PCB 布板技术：
 - 最大程度降低串扰
 - 最大程度降低与快速开关边沿相互影响的寄生电容和电感
- 良好的电源设计：
 - 与其他器件隔离
 - 对电源线上的干扰进行滤波

4.3.8 电源旁路和滤波

使用此系列运放时，应在靠近电源引脚（单电源时为 V_{DD} ）2 mm 范围内连接一个旁路电容（0.01 μF 至 0.1 μF），以获得良好的高频性能。

此外，还需要在距离这些器件 100 mm 的范围内连接一个大电容（1 μF 或更大），用以提供缓慢变化的大电流。该大电容可以与其他低噪声模拟器件共用。

此外，可以使用电阻来进一步滤除高频电源（例如，开关电源）噪声。这些电阻必须足够小，以防止运放的 V_{DD} 显著降低，因为这会导致输出范围减小，并可能导致负载引起的电源噪声。此外，电阻也必须足够大，以耗散快速开/关 V_{DD} 时产生的少量功耗。对于开关电源，图 4-10 中的电路可以很好地抑制超出 1 MHz 的噪声。对于噪声适度的电源，较小的电阻和电容对于设计是更好的选择。

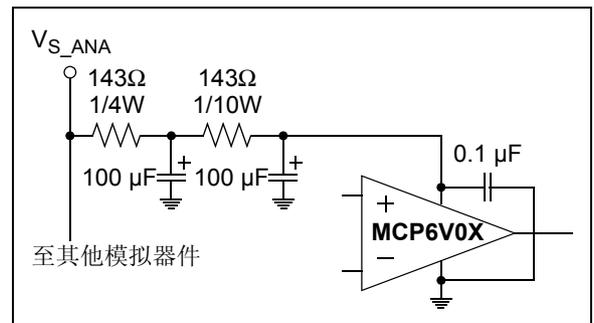


图 4-10: 附加的电源滤波

MCP6V01/2/3

4.3.9 实现高直流精度的 PCB 设计

为了实现 $\pm 1 \mu\text{V}$ 量级的高直流精度，需要最大程度降低许多物理误差。印制电路板（PCB）、接线和温度环境的设计对所实现的精度有很大的影响。拙劣的 PCB 设计很容易导致精度比 MCP6V01/2/3 运放最小值和最大值规范糟糕 100 倍以上。

4.3.9.1 热结点

将两种不同金属连接在一起时，在结点两端会产生依赖于温度的电压（Seebeck 或热结点效应）。热电偶就是利用这种效应来测量温度的。以下是 PCB 上热结点的示例：

- 焊接到铜箔焊盘上的元件（电阻和运放等）
- 与 PCB 机械连接的接线
- 跳线
- 焊接点
- PCB 过孔

典型热结点的温度 / 电压转换系数为 10 至 $100 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$ （有时更高）。

有三种基本方法可以最大程度降低热结点效应：

- 最大程度降低热梯度
- 消除热结点电压
- 最大程度降低金属之间的热势差

4.3.9.2 针对热结点的同相和反相放大器布线

图 4-11 在一张原理图中给出了建议的同相和反相增益放大器电路。通常，为了最大程度降低与输入偏置电流相关的失调电压，选择的 R_1 应等于 $R_2 \parallel R_3$ 。

防护走线（在末端具有接地过孔）可以帮助最大程度降低热梯度。通过电阻布局可以消除电阻热电压（假设电阻附近的温度梯度恒定）：

公式 4-2:

$$V_{\text{OUT}} \approx V_{\text{P}}G_{\text{P}}, \quad V_{\text{M}} = \text{GND} \\ \approx -V_{\text{M}}G_{\text{M}}, \quad V_{\text{P}} = \text{GND}$$

其中：

$$G_{\text{M}} = R_3/R_2, \quad \text{反相增益量值} \\ G_{\text{P}} = 1 + G_{\text{M}}, \quad \text{同相增益量值} \\ V_{\text{OS}} \text{ 被忽略}$$

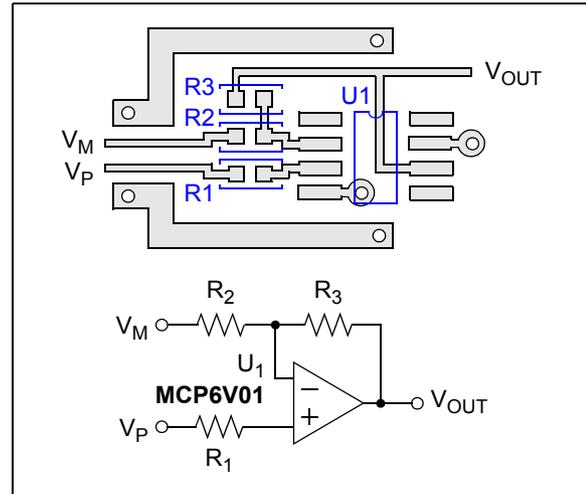


图 4-11: 单运放同相和反相放大器的 PCB 布线和原理图

注：改变电阻方向通常会导导致热电压消除效果明显下降。

4.3.9.3 针对热结点的差动放大器布线

图 4-12 显示了建议的差动放大器电路。通常，选择 $R_1 = R_2$ 和 $R_3 = R_4$ 。

防护走线（在末端具有接地过孔）可以帮助最大程度降低热梯度。通过电阻布局可以消除电阻热电压（假设电阻附近的温度梯度恒定）：

公式 4-3:

$$V_{OUT} \approx V_{REF} + (V_P - V_M)G_{DM}$$

其中：

热电压大致相等

$$G_{DM} = R_3/R_1 = R_4/R_2, \quad \text{差动增益}$$

V_{OS} 被忽略

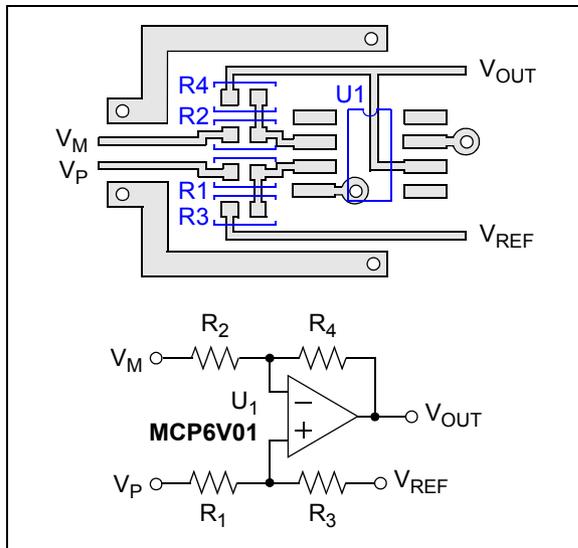


图 4-12: 单运放差动放大器的 PCB 布线和原理图

注： 改变电阻方向通常会导致热电压消除效果明显下降。

4.3.9.4 针对热结点的双运放同相放大器布线

图 4-16 和图 4-17 中显示的双运放放大器产生的同相差动增益大于 1，共模增益等于 1。它们可以使用图 4-13 中显示的布线方式。两侧之间的增益设置电阻 (R_2) 没有组合在一起，以便可以消除热电压。

防护走线（在末端具有接地过孔）可以帮助最大程度降低热梯度。通过电阻布局可以消除电阻热电压（假设电阻附近的温度梯度恒定）：

公式 4-4:

$$(V_{OA} - V_{OB}) \approx (V_{IA} - V_{IB})G_{DM}$$

$$(V_{OA} + V_{OB})/2 \approx (V_{IA} + V_{IB})/2$$

其中：

热电压大致相等

$$G_{DM} = 1 + R_3/R_2, \quad \text{差分模式增益}$$

$$G_{CM} = 1, \quad \text{共模增益}$$

V_{OS} 被忽略

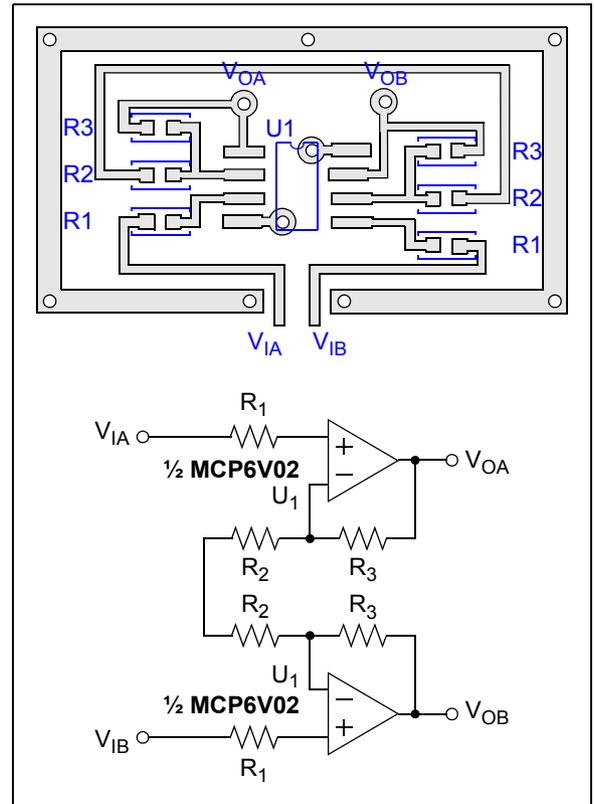


图 4-13: 双运放同相放大器的 PCB 布线和原理图

注： 改变电阻方向通常会导致热电压消除效果明显下降。

4.3.9.5 其他 PCB 热设计技巧

需要消除单个电阻的热结点电压时，可以将电阻拆分为两个相等的电阻，如图 4-14 中所示。为了使电阻附近的热梯度尽可能小，采用对称布线方式，并且在外部围绕一个金属环。使 $R_{1A} = R_{1B} = R_1/2$ ，且 $R_{2A} = R_{2B} = 2R_2$ 。

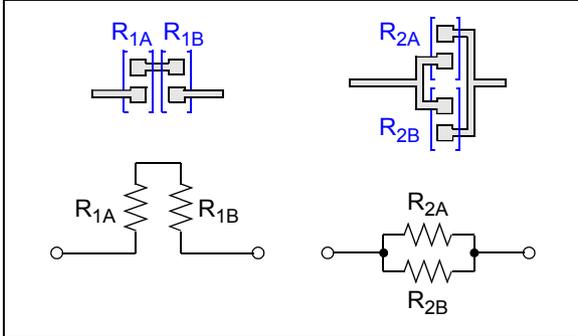


图 4-14: 单个电阻的 PCB 布线

注： 改变电阻方向通常会导导致热电压消除效果明显下降。

最大程度降低关键元件（电阻、运放和热源等）处的温度梯度：

- 最大程度降低元件处于不同温度的程度
 - 使用体积小的元件
 - 紧密排放
 - 屏蔽气流
- 与恒温线（等温线）对齐
 - 放在 PCB 中线上
- 最大程度降低梯度量值
 - 选择功耗低的元件
 - 在需要配对的热结点处使用相同金属作为接点
 - 使用温度 / 电压系数很低的金属接点
 - 远离热源
 - 在下方设计地平面（大面积）
 - FR4 填缝材料（不使用铜箔，以便绝热）
 - 在走线中插入串联电阻（增加热阻和电阻）
 - 采取散热措施

使温度梯度指向一个方向：

- 添加防护走线
 - 等温线沿走线分布
 - 连接到地平面
- 形成所有的 FR4 缝隙
 - 等温线沿边缘分布

4.3.9.6 串扰

直流串扰会导致出现较大的输入失调电压。常见的原因有：

- 共模噪声（遥感传感器）
- 接地环路（电流回路）
- 电源耦合

来自干线（频率通常为 50 Hz 或 60 Hz）和其他交流源的干扰也会影响直流性能。非线性失真会将这些信号转换为多种音调，包括电压的直流漂移。当通过 ADC 进行信号采样时，这些交流信号还会混叠到直流中，导致失调电压产生明显的漂移。

降低干扰：

- 使走线和接线尽可能短
- 采用屏蔽措施（例如，密封）
- 使用地平面（至少采用星形地）
- 将输入信号源靠近 DUT
- 使用良好的 PCB 布线技术
- 对这些自动调零运放使用单独的电源滤波器（旁路电容）

4.3.9.7 其他影响

将输入引脚上的电阻保持得尽可能小，并尽可能相等，以最大程度降低与偏置电流相关的失调电压。

使输入引脚上的（走线）电容很小且相等。这有助于最大程度降低开关毛刺引起的失调电压。

弯曲同轴电缆时，如果弯曲半径太小，会导致在中心产生很小的压降（摩擦电效应）。请确保弯曲半径足够大，使导体和绝缘材料完全接触。

机械应力会使一些电容类型（例如陶瓷电容）输出很小的电压。在信号路径中使用更适合的电容类型，并最大程度减少机械应力和振动。

潮湿会导致在电路中产生电化学势电压。适当的 PCB 清洁会有一定帮助，与密封的效果相同。

4.4 典型应用

4.4.1 惠斯通电桥

许多传感器都配置为惠斯通电桥。应变计和压力传感器是两种常见的示例。它们的信号很小，而共模噪声很大。所以需要采用具有高差分增益的放大器设计。

图 4-15 显示了如何使用最少的元件来连接惠斯通电桥。因为电路是非对称的，ADC 输入是单端输入，并且电路经过了最简单的滤波，所以 CMRR 对于中等程度的共模噪声已经足够。

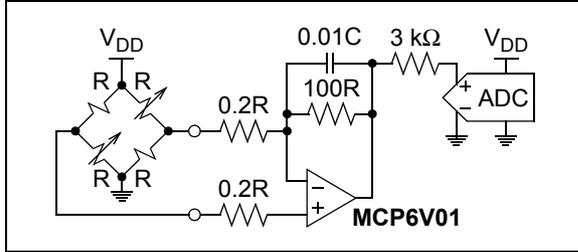


图 4-15: 简单的设计

图 4-16 显示了惠斯通电桥的较高性能电路。该电路是对称的，具有很高的 CMRR。对 ADC 使用差分输入可以帮助提高 CMRR。

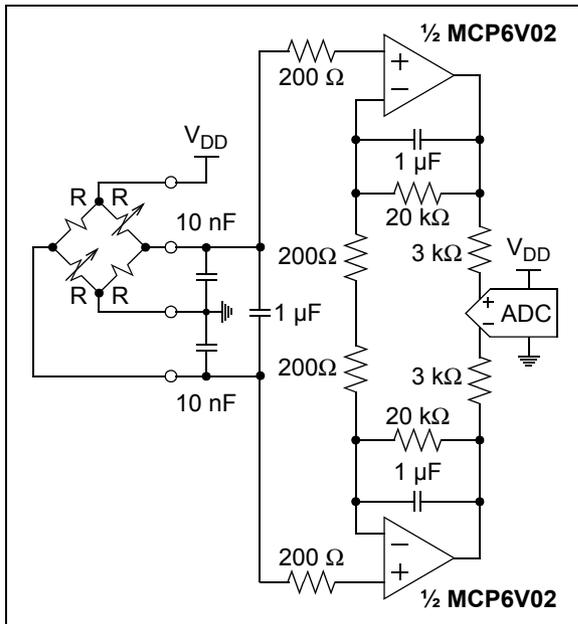


图 4-16: 高性能设计

4.4.2 RTD 传感器

图 4-17 中的比例型电路可以调节三线 RTD。它通过减去中间 R_W 两端的电压来校正传感器的接线电阻。顶部的 R_1 不会改变输出电压；它用于平衡运放输入。根据电压是否超出范围可以检测 RTD 是否发生故障（开路）。

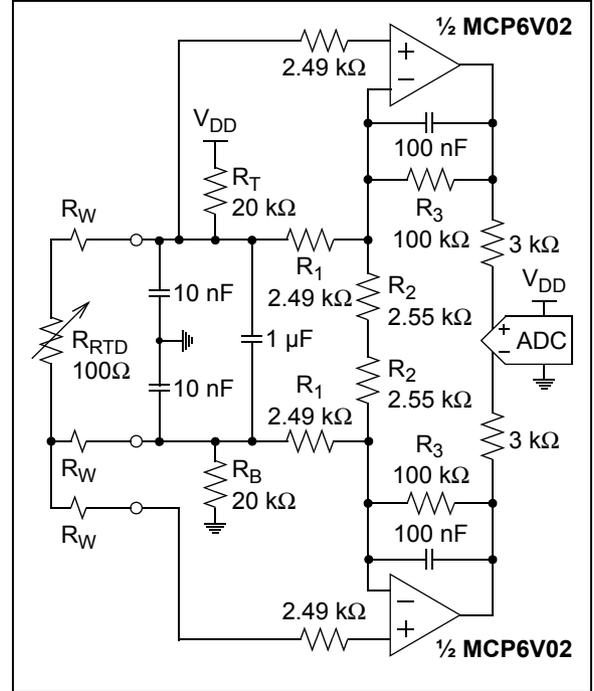


图 4-17: RTD 传感器

ADC 输入的电压可以使用以下公式计算：

$$G_{RTD} = 1 + 2 \cdot R_3 / R_2$$

$$G_W = G_{RTD} - R_3 / R_1$$

$$V_{DM} = G_{RTD}(V_T - V_B) + G_W V_W$$

$$V_{CM} = \frac{V_T + V_B + (G_{RTD} + 1 - G_W)V_W}{2}$$

其中：

- V_T = R_{RTD} 顶部的电压
- V_B = R_{RTD} 底部的电压
- V_W = 顶部和中间 R_W 两端的电压
- V_{CM} = ADC 的共模输入
- V_{DM} = ADC 的差模输入

MCP6V01/2/3

4.4.3 热电偶传感器

图 4-18 显示了热电偶应用中使用的放大器和温度传感器的简化框图。K 型热电偶可以检测热结点处的温度 (T_{HJ})，并在 V_1 端产生与 T_{HJ} (以 $^{\circ}\text{C}$ 为单位) 成正比的电压。放大器的增益设置为使 V_4/T_{HJ} 等于 $10\text{ mV}/^{\circ}\text{C}$ 。 V_3 代表温度传感器的输出，该传感器产生与冷结点处温度 (T_{CJ} ，以 $^{\circ}\text{C}$ 为单位) 成正比的电压，并偏移 0.50V 。 V_2 设置为在 $T_{HJ} - T_{CJ}$ 等于 0°C 时使 V_4 为 0.50V 。

公式 4-5:

$$\begin{aligned} V_1 &\approx T_{HJ}(40\ \mu\text{V}/^{\circ}\text{C}) \\ V_2 &= (1.00\text{V}) \\ V_3 &= T_{CJ}(10\ \text{mV}/^{\circ}\text{C}) + (0.50\text{V}) \\ V_4 &= 250V_1 + (V_2 - V_3) \\ &\approx (10\ \text{mV}/^{\circ}\text{C})(T_{HJ} - T_{CJ}) + (0.50\text{V}) \end{aligned}$$

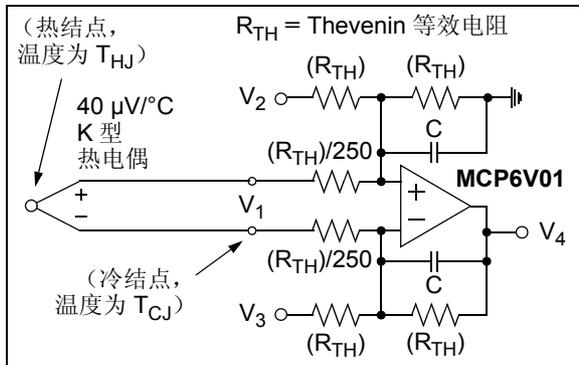


图 4-18: 热电偶传感器: 简化电路

图 4-19 演示了该电路更完整的实现。虚线红箭头指示热电偶和 MCP9700A 之间的导热连接; 它必须很短, 并且热阻很低。

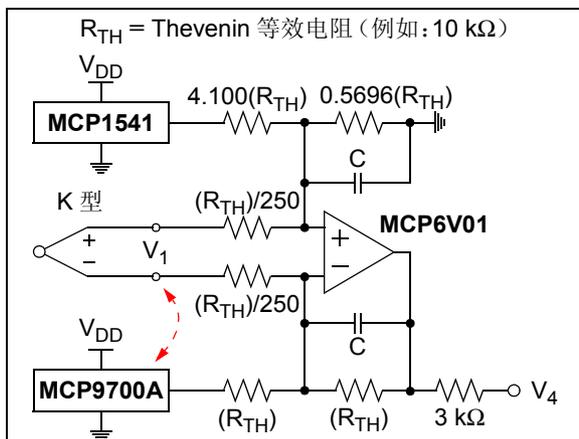


图 4-19: 热电偶传感器

MCP9700A 会检测其物理位置处的温度。它的温度需要与冷结点 (T_{CJ}) 温度相同, 并产生 V_3 (图 4-16)。

MCP1541 产生 4.10V 的输出 (假设 V_{DD} 为 5.0V)。该电压输出到 $4.100(R_{TH})$ 和 $1.3224(R_{TH})$ 构成的梯形电阻网络, 产生电压为 1.00V 、电阻为 $250(R_{TH})$ 的 Thevenin 等效电路。 $1.3224(R_{TH})$ 电阻与右上角的 R_{TH} 电阻 (图 4-18 中) 并联, 产生 $0.5696(R_{TH})$ 的电阻。

V_4 应转换为数字值, 然后针对热电偶的非线性度进行校正。ADC 可以使用 MCP1541 作为它的参考电压源。或者, 也可以使用 PIC[®] 单片机内的绝对参考电压来代替 MCP1541。

4.4.4 失调电压校正

图 4-20 显示了用于校正另一个运放的输入失调电压的 MCP6V01。 R_2 和 C_2 对另一个运放输入的失调误差进行积分; 积分需要很慢, 才能确保稳定 (使用 R_1 和 R_3 提供反馈)。

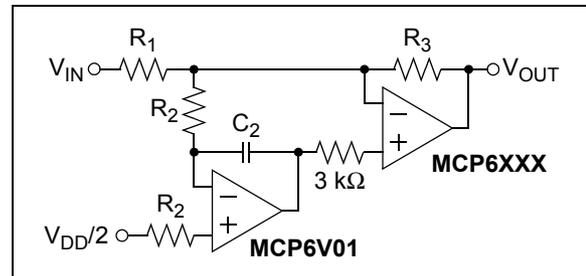


图 4-20: 失调校正

4.4.5 高精度比较器

在比较器前使用高增益运放可以改善比较器的性能。不要单独使用 MCP6V01/2/3 作为比较器; 没有反馈环路, V_{OS} 校正电路将无法正常工作。

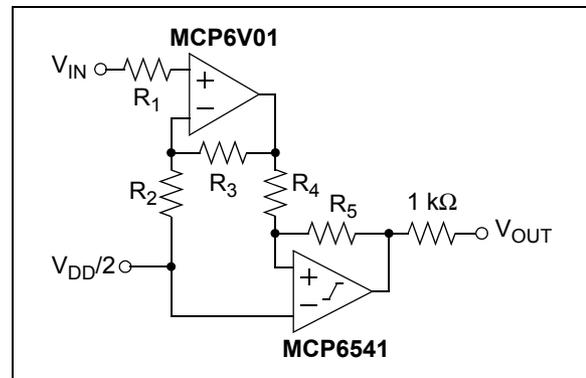


图 4-21: 高精度比较器

5.0 设计辅助工具

Microchip 提供了使用 MCP6V01/2/3 系列运放进行设计所需的基本辅助工具。

5.1 SPICE 宏模型

Microchip 网站 (www.microchip.com) 上提供了 MCP6V01/2/3 最新的 SPICE 宏模型。该模型旨在用作初始设计工具，它可以于整个温度范围内在运放的线性工作区良好地工作。关于其功能的信息，请参见模型文件。

对于任何设计，基准测试都是非常重要的组成部分，不能用模拟代替。此外，需要对使用该宏模型获得的模拟结果进行验证，方法是将结果与数据手册规范和特性曲线进行比较。

5.2 FilterLab[®] 软件

Microchip 的 FilterLab[®] 软件是一种创新性的软件工具，可以简化模拟有源滤波器（使用运放）的设计。Filter-Lab 设计工具可以从 Microchip 网站

(www.microchip.com/filterlab) 免费获取，该设计工具提供了标注有元件值的滤波器电路的完整原理图。它还可以使用 SPICE 格式输出滤波器电路，该电路可以与宏模型一起用于模拟实际的滤波器性能。

5.3 Mindi[™] 电路设计器和模拟器

Microchip 的 Mindi[™] 电路设计器和模拟器可以辅助设计各种对于有源滤波器、放大器和功耗管理应用非常有用的电路。它是免费的在线电路设计器和模拟器，可以从 Microchip 网站 (www.microchip.com/mindi) 获取。这种交互式的电路设计器和模拟器使设计人员可以快速生成电路图，并对电路进行模拟。使用 Mindi 电路设计器和模拟器开发的电路可以下载到个人计算机或工作站中。

5.4 Microchip 高级器件选型器 (MAPS)

MAPS 是一种软件工具，用于帮助高效地确定适合特定设计需求的 Microchip 器件。MAPS 可以从 Microchip 网站 (www.microchip.com/maps) 免费获取，它是针对 Microchip 所有产品系列（包括模拟器件、存储器、MCU 和 DSC）的全面选择工具。使用该工具时，客户可以定义过滤器来筛选相应的功能，通过参数来搜索器件，并导出逐项对比的技术比较报告。此外，还会提供 Microchip 器件的数据手册、购买信息和样片申请链接。

5.5 模拟演示板和评估板

Microchip 提供了范围广泛的模拟演示板和评估板，它们用于帮助客户缩短产品上市时间。关于这些电路板及其相应用户手册与技术信息的完整列表，请访问 Microchip 网站 [www.microchip.com/analog tools](http://www.microchip.com/analog_tools)。

一些特别有用的电路板包括：

- MCP6V01 热电偶自动调零参考设计
- MCP6XXX 放大器评估板 1
- MCP6XXX 放大器评估板 2
- MCP6XXX 放大器评估板 3
- MCP6XXX 放大器评估板 4
- 有源滤波器演示板工具包
- P/N SOIC8EV: 8 引脚 SOIC/MSOP/TSSOP/DIP 评估板
- P/N SOIC14EV: 14 引脚 SOIC/TSSOP/DIP 评估板

5.6 应用笔记

Microchip 网站 (www.microchip.com/appnotes) 上提供了以下 Microchip 应用笔记，建议将它们作为您的补充参考资源。

ADN003: “*Select the Right Operational Amplifier for your Filtering Circuits*”, DS21821

AN722: 《运算放大器结构和直流参数》，DS00722A_CN

AN723: 《运算放大器交流参数和应用》，DS00723A_CN

AN884: 《使用运放驱动容性负载》，DS00884A_CN

AN990: 《模拟传感器的调理电路概述》，DS00990A_CN

以下设计指南中列出了这些应用笔记和其他参考材料：

“Signal Chain Design Guide”，DS21825

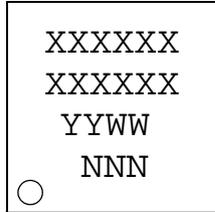
MCP6V01/2/3

注:

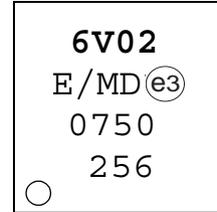
6.0 封装信息

6.1 封装标识信息

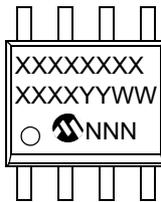
8 引脚 DFN (4x4) (MCP6V02)



示例



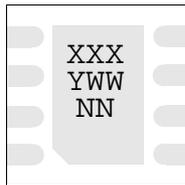
8 引脚 SOIC (150 mil)



示例:



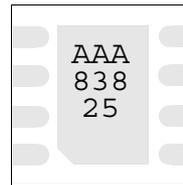
8 引脚 TDFN (2x3) (MCP6V01 和 MCP6V03)



器件	代码
MCP6V01	AAA
MCP6V03	AAB

注： 适用于8引脚2x3 TDFN

示例



图注:

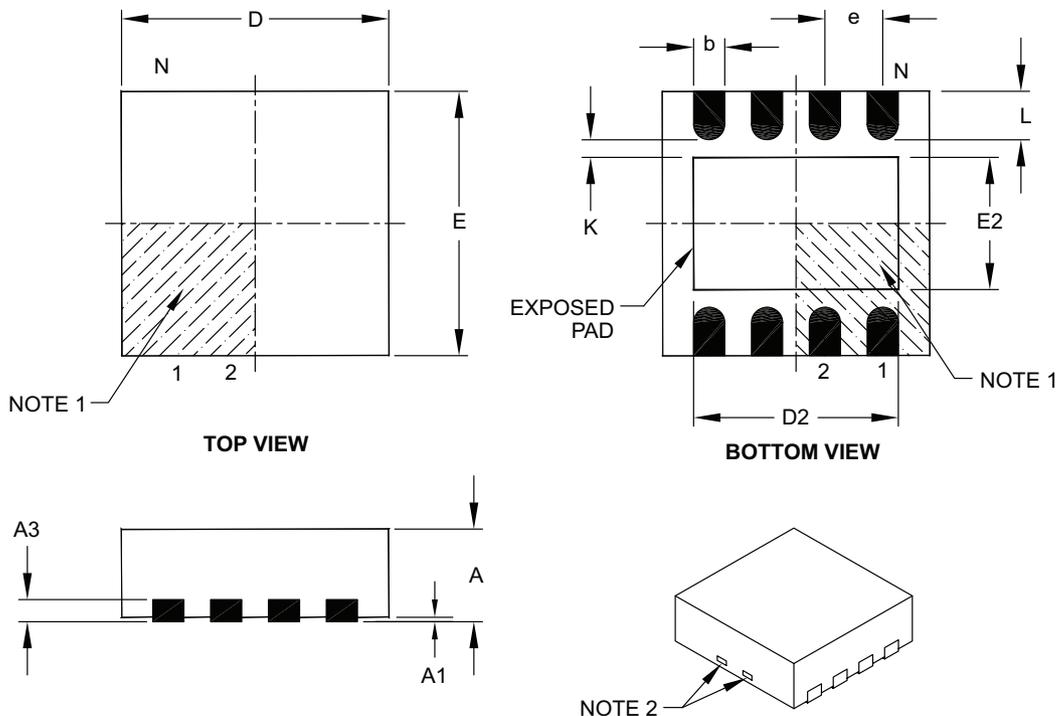
- XX...X 客户指定信息
- Y 年份代码 (日历年的最后一位数字)
- YY 年份代码 (日历年的最后两位数字)
- WW 星期代码 (一月一日的星期代码为“01”)
- NNN 以字母数字排序的追踪代码
- (e3) 雾锡 (Matte Tin, Sn) 的 JEDEC 无铅标志
- * 表示无铅封装。JEDEC 无铅标志 (e3) 标示于此种封装的外包装上。

注: Microchip 元器件编号如果无法在同一行内完整标注, 将换行标出, 因此会限制表示客户指定信息的字符数。

MCP6V01/2/3

8引脚塑封双列扁平无脚封装 (MD) —— 主体4x4x0.9 mm [DFN]

注：最新封装图请至<http://www.microchip.com/packaging>查看Microchip封装规范。



Dimension Limits	Units	MILLIMETERS		
		MIN	NOM	MAX
Number of Pins	N	8		
Pitch	e	0.80 BSC		
Overall Height	A	0.80	0.90	1.00
Standoff	A1	0.00	0.02	0.05
Contact Thickness	A3	0.20 REF		
Overall Length	D	4.00 BSC		
Exposed Pad Width	E2	0.00	2.20	2.80
Overall Width	E	4.00 BSC		
Exposed Pad Length	D2	0.00	3.00	3.60
Contact Width	b	0.25	0.30	0.35
Contact Length	L	0.30	0.55	0.65
Contact-to-Exposed Pad	K	0.20	-	-

Notes:

- Pin 1 visual index feature may vary, but must be located within the hatched area.
- Package may have one or more exposed tie bars at ends.
- Package is saw singulated.
- Dimensioning and tolerancing per ASME Y14.5M.

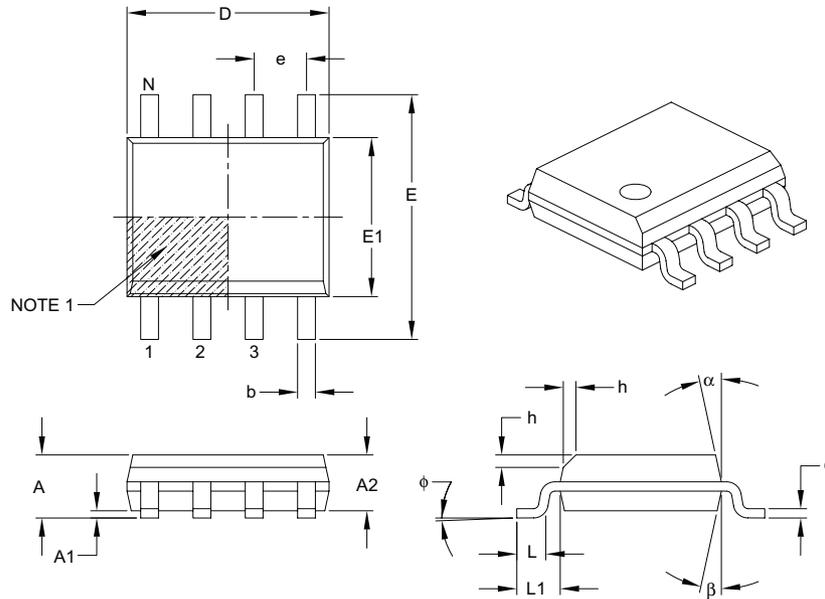
BSC: Basic Dimension. Theoretically exact value shown without tolerances.

REF: Reference Dimension, usually without tolerance, for information purposes only.

Microchip Technology Drawing C04-131C

8引脚塑封窄条小外形封装（SN）——主体3.90 mm [SOIC]

注：最新封装图请至<http://www.microchip.com/packaging>查看Microchip封装规范。



Dimension Limits	Units	MILLIMETERS		
		MIN	NOM	MAX
Number of Pins	N	8		
Pitch	e	1.27 BSC		
Overall Height	A	–	–	1.75
Molded Package Thickness	A2	1.25	–	–
Standoff §	A1	0.10	–	0.25
Overall Width	E	6.00 BSC		
Molded Package Width	E1	3.90 BSC		
Overall Length	D	4.90 BSC		
Chamfer (optional)	h	0.25	–	0.50
Foot Length	L	0.40	–	1.27
Footprint	L1	1.04 REF		
Foot Angle	φ	0°	–	8°
Lead Thickness	c	0.17	–	0.25
Lead Width	b	0.31	–	0.51
Mold Draft Angle Top	α	5°	–	15°
Mold Draft Angle Bottom	β	5°	–	15°

Notes:

- Pin 1 visual index feature may vary, but must be located within the hatched area.
- § Significant Characteristic.
- Dimensions D and E1 do not include mold flash or protrusions. Mold flash or protrusions shall not exceed 0.15 mm per side.
- Dimensioning and tolerancing per ASME Y14.5M.

BSC: Basic Dimension. Theoretically exact value shown without tolerances.

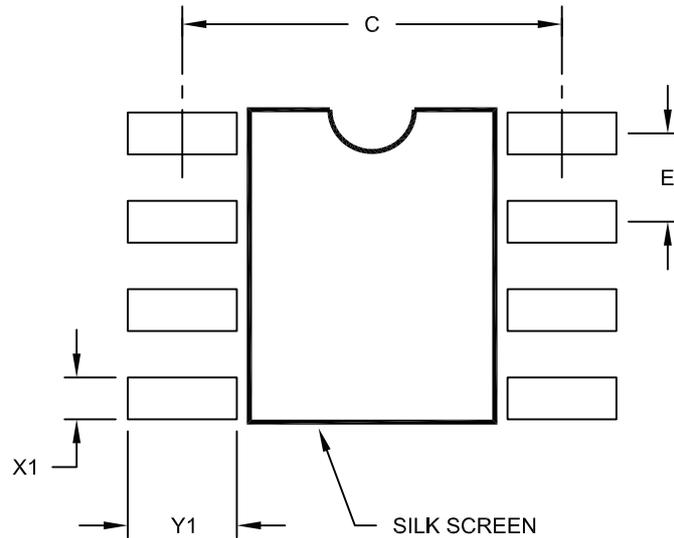
REF: Reference Dimension, usually without tolerance, for information purposes only.

Microchip Technology Drawing C04-057B

MCP6V01/2/3

8引脚塑封窄条小外形封装（SN）——主体3.90 mm [SOIC]

注：最新封装图请至<http://www.microchip.com/packaging>查看Microchip封装规范。



RECOMMENDED LAND PATTERN

Dimension Limits	Units	MILLIMETERS		
		MIN	NOM	MAX
Contact Pitch	E	1.27 BSC		
Contact Pad Spacing	C		5.40	
Contact Pad Width (X8)	X1			0.60
Contact Pad Length (X8)	Y1			1.55

Notes:

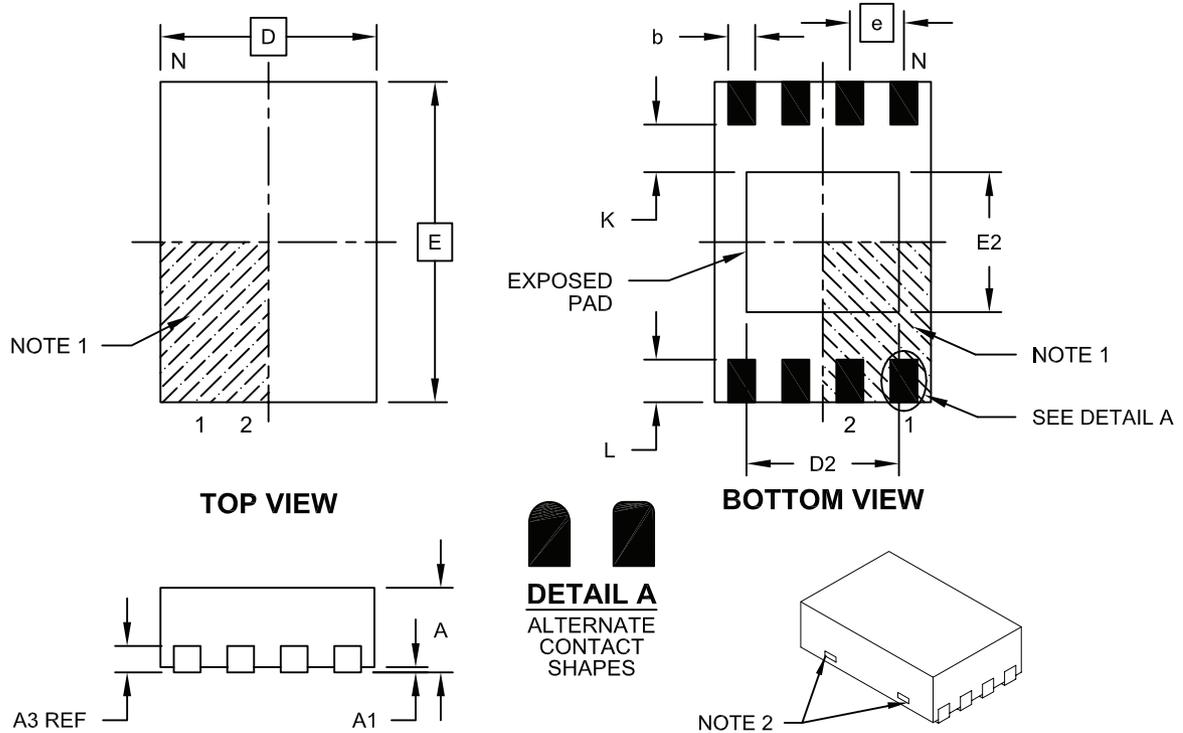
1. Dimensioning and tolerancing per ASME Y14.5M

BSC: Basic Dimension. Theoretically exact value shown without tolerances.

Microchip Technology Drawing No. C04-2057A

8引脚塑封双列扁平无脚封装（MN）——主体2x3x0.75 mm [TDFN]

注：最新封装图请至<http://www.microchip.com/packaging>查看Microchip封装规范。



Dimension Limits	Units	MILLIMETERS		
		MIN	NOM	MAX
Number of Pins	N	8		
Pitch	e	0.50 BSC		
Overall Height	A	0.70	0.75	0.80
Standoff	A1	0.00	0.02	0.05
Contact Thickness	A3	0.20 REF		
Overall Length	D	2.00 BSC		
Overall Width	E	3.00 BSC		
Exposed Pad Length	D2	1.20	-	1.60
Exposed Pad Width	E2	1.20	-	1.60
Contact Width	b	0.20	0.25	0.30
Contact Length	L	0.25	0.30	0.45
Contact-to-Exposed Pad	K	0.20	-	-

Notes:

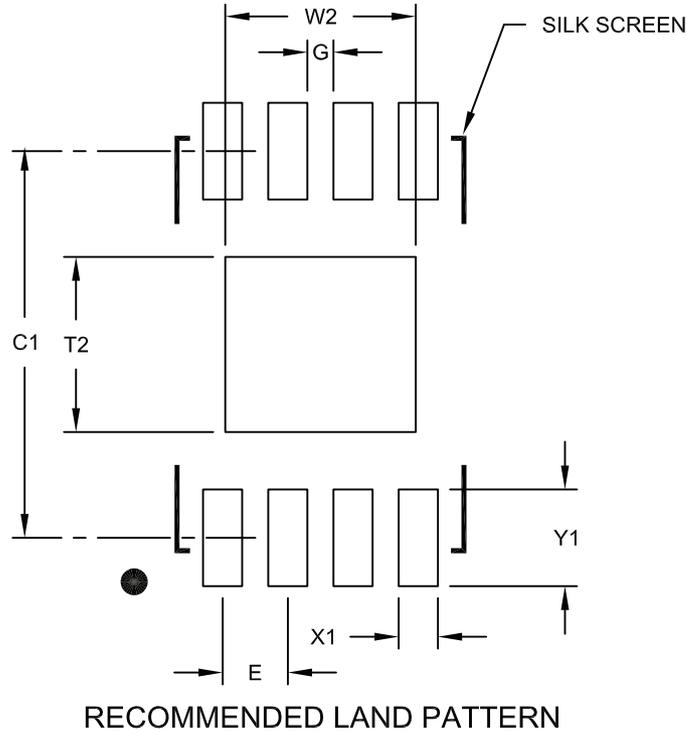
- Pin 1 visual index feature may vary, but must be located within the hatched area.
- Package may have one or more exposed tie bars at ends.
- Package is saw singulated
- Dimensioning and tolerancing per ASME Y14.5M
 - BSC: Basic Dimension. Theoretically exact value shown without tolerances.
 - REF: Reference Dimension, usually without tolerance, for information purposes only.

Microchip Technology Drawing No. C04-129B

MCP6V01/2/3

8引脚塑封双列扁平无脚封装 (MN) —— 主体2x3x0.75 mm [TDFN]

注：最新封装图请至<http://www.microchip.com/packaging>查看Microchip封装规范。



Dimension Limits	Units	MILLIMETERS		
		MIN	NOM	MAX
Contact Pitch	E	0.50 BSC		
Optional Center Pad Width	W2			1.46
Optional Center Pad Length	T2			1.36
Contact Pad Spacing	C1		3.00	
Contact Pad Width (X8)	X1			0.30
Contact Pad Length (X8)	Y1			0.75
Distance Between Pads	G	0.20		

Notes:

1. Dimensioning and tolerancing per ASME Y14.5M

BSC: Basic Dimension. Theoretically exact value shown without tolerances.

Microchip Technology Drawing No. C04-2129A

附录 A: 版本历史

版本 C (2008 年 12 月)

以下是修改清单:

1. 新增了 MCP6V01 和 MCP6V03 器件的 8 引脚 2x3 TDFN 封装。
2. 更正了表 1-2 中的 IMD 规范。
3. 在温度特性表中新增了 8 引脚 2x3 TDFN 封装信息。
4. 新增了关于 8 引脚 2x3 TDFN 和 8 引脚 4x4 DFN 封装的裸露散热焊盘 (EP) 的信息。
5. 新增了第 4.3.6 节 “稳定输出负载”。
6. 其他少量排版更正。

版本 B (2008 年 6 月)

以下是修改清单:

1. 更新了规范及其条件。
2. 更正了时序图。
3. 在测试电路中新增了内容。
4. 在所有电路图中新增了 R_{ISO} (见图 4-6)。
5. 新增了典型性能曲线。
6. 更正并扩充了应用信息。
7. 由于生产状态变化而进行了少量编辑。
8. 新增了附录 B “与失调相关的测试筛选标准”。

版本 A (2007 年 9 月)

- 本文档的最初版本。

MCP6V01/2/3

附录 B: 与失调相关的测试筛选标准

直流规范表（表 1-1）中与输入失调电压相关的规范都基于基准测量（见第 2.1 节“直流输入精度”）。由于以下因素，这些测量更加精确：

- 更紧凑的电路
- PCB 上焊接的器件
- 花更长时间的求平均操作（降低噪声）
- 更好的温度控制
 - 降低了温度梯度
 - 更高的精确度

我们根据一些生产筛选标准来确保生产出的产品的质量。这些筛选标准设置的限制范围更大，以免出现漏网之鱼；请参见表 B-1。

表 B-1: 与失调相关的测试筛选标准

电气特性：除非另外声明，否则 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 、 $V_{DD} = +1.8\text{V}$ 至 $+5.5\text{V}$ 、 $V_{SS} = \text{GND}$ 、 $V_{CM} = V_{DD}/3$ 、 $V_{OUT} = V_{DD}/2$ 、 $V_L = V_{DD}/2$ 、 $R_L = 20\text{ k}\Omega$ 至 V_L 且 $CS = \text{GND}$ （见图 1-5 和图 1-6）。						
参数	符号	最小值	最大值	单位	条件	
输入失调						
输入失调电压	V_{OS}	-10	+10	μV	$T_A = +25^\circ\text{C}$ （注 1 和注 2）	
输入失调电压温度漂移（线性温度系数）	TC_1	—	—	$\text{nV}/^\circ\text{C}$	$T_A = -40$ 至 $+125^\circ\text{C}$ （注 3）	
电源抑制	PSRR	115	—	dB	（注 1）	
共模						
共模抑制	CMRR	106	—	dB	$V_{DD} = 1.8\text{V}$ ， $V_{CM} = -0.2\text{V}$ 至 2.0V （注 1）	
	CMRR	116	—	dB	$V_{DD} = 5.5\text{V}$ ， $V_{CM} = -0.2\text{V}$ 至 5.7V （注 1）	
开环增益						
直流开环增益（大信号）	A_{OL}	114	—	dB	$V_{DD} = 1.8\text{V}$ ， $V_{OUT} = 0.2\text{V}$ 至 1.6V （注 1）	
	A_{OL}	122	—	dB	$V_{DD} = 5.5\text{V}$ ， $V_{OUT} = 0.2\text{V}$ 至 5.3V （注 1）	

- 注 1: 由于生产环境中的热结点效应和其他误差，只能在生产环境中对这些参数进行筛选。
注 2: 此外，还会在 $+125^\circ\text{C}$ 下针对 V_{OS} 进行抽样筛选。
注 3: 在生产中不测量 TC_1 。

产品标识体系

欲订货或获取价格、交货等信息，请与我公司生产厂或各销售办事处联系。

器件编号	-X	/XXX
器件	温度范围	封装
<p>器件：</p> <p>MCP6V01 单运放 MCP6V01T 单运放 (卷带形式的 2x3 TDFN 和 SOIC 封装)</p> <p>MCP6V02 双运放 MCP6V02T 双运放 (卷带形式的 4x4 DFN 和 SOIC 封装)</p> <p>MCP6V03 带片选功能的单运放 MCP6V03T 带片选功能的单运放 (卷带形式的 SOIC 封装)</p> <p>温度范围：</p> <p>E = -40°C 至 +125°C</p> <p>封装：</p> <p>MD = 8 引脚塑封双列扁平无脚封装 (4x4x0.9 mm) (仅限 MCP6V02)</p> <p>MNY * = 8 引脚塑封双列扁平无脚封装 (2x3x0.75 mm) (MCP6V01 和 MCP6V03)</p> <p>SN = 8 引脚塑封 SOIC 封装 (主体 150 mil)</p> <p>* Y = 镍钎金制造标识符。仅针对 TDFN 封装提供。</p>		<p>示例：</p> <p>a) MCP6V01T-E/SN: 扩展级温度， 8 引脚 SOIC 封装。</p> <p>b) MCP6V01-E/MNY: 扩展级温度， 8 引脚 2x3 TDFN 封装。</p> <p>a) MCP6V02-E/MD: 扩展级温度， 8 引脚 4x4 DFN 封装。</p> <p>b) MCP6V02T-E/SN: 卷带式， 扩展级温度， 8 引脚 SOIC 封装。</p> <p>a) MCP6V03-E/SN: 扩展级温度， 8 引脚 SOIC 封装。</p> <p>b) MCP6V03-E/MNY: 扩展级温度， 8 引脚 2x3 TDFN 封装。</p>

MCP6V01/2/3

注:

请注意以下有关 Microchip 器件代码保护功能的要点:

- Microchip 的产品均达到 Microchip 数据手册中所述的技术指标。
- Microchip 确信: 在正常使用的情况下, Microchip 系列产品是当今市场上同类产品中最安全的产品之一。
- 目前, 仍存在着恶意、甚至是非法破坏代码保护功能的行为。就我们所知, 所有这些行为都不是以 Microchip 数据手册中规定的操作规范来使用 Microchip 产品的。这样做的人极可能侵犯了知识产权。
- Microchip 愿与那些注重代码完整性的客户合作。
- Microchip 或任何其他半导体厂商均无法保证其代码的安全性。代码保护并不意味着我们保证产品是“牢不可破”的。

代码保护功能处于持续发展中。Microchip 承诺将不断改进产品的代码保护功能。任何试图破坏 Microchip 代码保护功能的行为均可视为违反了《数字千年版权法案 (Digital Millennium Copyright Act)》。如果这种行为导致他人在未经授权的情况下, 能访问您的软件或其他受版权保护的成果, 您有权依据该法案提起诉讼, 从而制止这种行为。

提供本文档的中文版本仅为为了便于理解。请勿忽视文档中包含的英文部分, 因为其中提供了有关 Microchip 产品性能和使用情况的有用信息。Microchip Technology Inc. 及其分公司和相关公司、各级主管与员工及事务代理机构对译文中可能存在的任何差错不承担任何责任。建议参考 Microchip Technology Inc. 的英文原版文档。

本出版物中所述的器件应用信息及其他类似内容仅为为您提供便利, 它们可能由更新之信息所替代。确保应用符合技术规范, 是您自身应负的责任。Microchip 对这些信息不作任何明示或暗示、书面或口头、法定或其他形式的声明或担保, 包括但不限于针对其使用情况、质量、性能、适用性或特定用途的适用性的声明或担保。Microchip 对因这些信息及使用这些信息而引起的后果不承担任何责任。如果将 Microchip 器件用于生命维持和 / 或生命安全应用, 一切风险由买方自负。买方同意在由此引发任何一切伤害、索赔、诉讼或费用时, 会维护和保障 Microchip 免于承担法律责任, 并加以赔偿。在 Microchip 知识产权保护下, 不得暗或以其他方式转让任何许可证。

商标

Microchip 的名称和徽标组合、Microchip 徽标、Accuron、dsPIC、KEELOQ、KEELOQ 徽标、MPLAB、PIC、PICmicro、PICSTART、rfPIC、SmartShun 和 UNI/O 均为 Microchip Technology Inc. 在美国和其他国家或地区的注册商标。

FilterLab、Linear Active Thermistor、MXDEV、MXLAB、SEEVAl、SmartSensor 和 The Embedded Control Solutions Company 均为 Microchip Technology Inc. 在美国的注册商标。

Analog-for-the-Digital Age、Application Maestro、CodeGuard、dsPICDEM、dsPICDEM.net、dsPICworks、dsSPEAK、ECAN、ECONOMONITOR、FanSense、In-Circuit Serial Programming、ICSP、ICEPIC、Mindi、MiWi、MPASM、MPLAB Certified 徽标、MPLIB、MPLINK、mTouch、PICkit、PICDEM、PICDEM.net、PICtail、PIC³² 徽标、PowerCal、PowerInfo、PowerMate、PowerTool、REAL ICE、rfLAB、Select Mode、Total Endurance、WiperLock 和 ZENA 均为 Microchip Technology Inc. 在美国和其他国家或地区的商标。

SQTP 是 Microchip Technology Inc. 在美国的服务标记。

在此提及的所有其他商标均为各持有公司所有。

© 2009, Microchip Technology Inc. 版权所有。

**QUALITY MANAGEMENT SYSTEM
CERTIFIED BY DNV
== ISO/TS 16949:2002 ==**

Microchip 位于美国亚利桑那州 Chandler 和 Tempe 与位于俄勒冈州 Gresham 的全球总部, 设计和晶圆生产厂及位于美国加利福尼亚州和印度的设计中心均通过了 ISO/TS-16949:2002 认证。公司在 PIC[®] MCU 与 dsPIC[®] DSC、KEELOQ[®] 跳码器件、串行 EEPROM、单片机外设、非易失性存储器和模拟产品方面的质量体系流程均符合 ISO/TS-16949:2002。此外, Microchip 在开发系统的设计和生产方面的质量体系也已通过了 ISO 9001:2000 认证。



MICROCHIP

全球销售及服务中心

美洲

公司总部 Corporate Office
2355 West Chandler Blvd.
Chandler, AZ 85224-6199
Tel: 1-480-792-7200
Fax: 1-480-792-7277

技术支持:
<http://support.microchip.com>
网址: www.microchip.com

亚特兰大 Atlanta
Duluth, GA

Tel: 678-957-9614
Fax: 678-957-1455

波士顿 Boston
Westborough, MA
Tel: 1-774-760-0087
Fax: 1-774-760-0088

芝加哥 Chicago
Itasca, IL
Tel: 1-630-285-0071
Fax: 1-630-285-0075

克里夫兰 Cleveland
Independence, OH
Tel: 216-447-0464

Fax: 216-447-0643

达拉斯 Dallas
Addison, TX
Tel: 1-972-818-7423
Fax: 1-972-818-2924

底特律 Detroit
Farmington Hills, MI
Tel: 1-248-538-2250
Fax: 1-248-538-2260

科科莫 Kokomo
Kokomo, IN
Tel: 1-765-864-8360
Fax: 1-765-864-8387

洛杉矶 Los Angeles
Mission Viejo, CA
Tel: 1-949-462-9523
Fax: 1-949-462-9608

圣克拉拉 Santa Clara
Santa Clara, CA
Tel: 408-961-6444
Fax: 408-961-6445

加拿大多伦多 Toronto
Mississauga, Ontario,
Canada
Tel: 1-905-673-0699
Fax: 1-905-673-6509

亚太地区

亚太总部 Asia Pacific Office
Suites 3707-14, 37th Floor
Tower 6, The Gateway
Harbour City, Kowloon
Hong Kong
Tel: 852-2401-1200

Fax: 852-2401-3431

中国 - 北京
Tel: 86-10-8528-2100
Fax: 86-10-8528-2104

中国 - 成都
Tel: 86-28-8665-5511
Fax: 86-28-8665-7889

中国 - 香港特别行政区
Tel: 852-2401-1200
Fax: 852-2401-3431

中国 - 南京
Tel: 86-25-8473-2460
Fax: 86-25-8473-2470

中国 - 青岛
Tel: 86-532-8502-7355
Fax: 86-532-8502-7205

中国 - 上海
Tel: 86-21-5407-5533
Fax: 86-21-5407-5066

中国 - 沈阳
Tel: 86-24-2334-2829
Fax: 86-24-2334-2393

中国 - 深圳
Tel: 86-755-8203-2660
Fax: 86-755-8203-1760

中国 - 武汉
Tel: 86-27-5980-5300
Fax: 86-27-5980-5118

中国 - 厦门
Tel: 86-592-238-8138
Fax: 86-592-238-8130

中国 - 西安
Tel: 86-29-8833-7252
Fax: 86-29-8833-7256

中国 - 珠海
Tel: 86-756-321-0040
Fax: 86-756-321-0049

台湾地区 - 高雄
Tel: 886-7-536-4818
Fax: 886-7-536-4803

台湾地区 - 台北
Tel: 886-2-2500-6610
Fax: 886-2-2508-0102

台湾地区 - 新竹
Tel: 886-3-572-9526
Fax: 886-3-572-6459

亚太地区

澳大利亚 Australia - Sydney
Tel: 61-2-9868-6733
Fax: 61-2-9868-6755

印度 India - Bangalore
Tel: 91-80-3090-4444
Fax: 91-80-3090-4080

印度 India - New Delhi
Tel: 91-11-4160-8631
Fax: 91-11-4160-8632

印度 India - Pune
Tel: 91-20-2566-1512
Fax: 91-20-2566-1513

日本 Japan - Yokohama
Tel: 81-45-471-6166
Fax: 81-45-471-6122

韩国 Korea - Daegu
Tel: 82-53-744-4301
Fax: 82-53-744-4302

韩国 Korea - Seoul
Tel: 82-2-554-7200
Fax: 82-2-558-5932 或
82-2-558-5934

马来西亚 Malaysia - Kuala Lumpur
Tel: 60-3-6201-9857
Fax: 60-3-6201-9859

马来西亚 Malaysia - Penang
Tel: 60-4-227-8870
Fax: 60-4-227-4068

菲律宾 Philippines - Manila
Tel: 63-2-634-9065
Fax: 63-2-634-9069

新加坡 Singapore
Tel: 65-6334-8870
Fax: 65-6334-8850

泰国 Thailand - Bangkok
Tel: 66-2-694-1351
Fax: 66-2-694-1350

欧洲

奥地利 Austria - Wels
Tel: 43-7242-2244-39
Fax: 43-7242-2244-393

丹麦 Denmark-Copenhagen
Tel: 45-4450-2828
Fax: 45-4485-2829

法国 France - Paris
Tel: 33-1-69-53-63-20
Fax: 33-1-69-30-90-79

德国 Germany - Munich
Tel: 49-89-627-144-0
Fax: 49-89-627-144-44

意大利 Italy - Milan
Tel: 39-0331-742611
Fax: 39-0331-466781

荷兰 Netherlands - Drunen
Tel: 31-416-690399
Fax: 31-416-690340

西班牙 Spain - Madrid
Tel: 34-91-708-08-90
Fax: 34-91-708-08-91

英国 UK - Wokingham
Tel: 44-118-921-5869
Fax: 44-118-921-5820

02/04/09