

产品特性

单电源供电：2.3 V至5.5 V

轨到轨共模输入电压范围

低输入失调电压(V_{CMR} 范围内)：1 mV(典型值)

在 $V_{CC} = 0.9\text{ V}$ 至欠压闭锁(UVLO)范围内保证比较器输出逻辑低电平

工作温度范围：-40°C至+125°C

8引脚窄体SOIC封装

应用

电池管理/监控

电源检测

窗口比较器

阈值检测器/鉴频器

微处理器系统

概述

ADCMP391是一款单通道轨到轨输入低功耗比较器，适用于通用应用。该器件采用2.3 V至5.5 V单电源供电，功耗极低，仅为18.6 μA 。该器件工作时具有低电压和低电流特性，非常适合电池供电系统。

功能框图

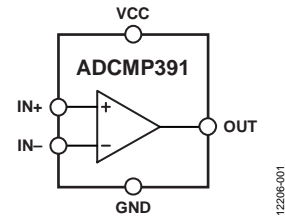


图1.

其共模输入电压范围为供电轨以外200 mV，在整个共模电压范围内的失调电压典型值为1 mV，并集成UVLO监控器。此外，该比较器的设计允许输出在上电时具备确定的状态。若电源电压低于UVLO阈值，则比较器产生逻辑低电平输出。

ADCMP391采用8引脚窄体SOIC封装，额定工作温度范围为-40°C至+125°C扩展温度范围。

Rev. 0

Document Feedback

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 ©2014 Analog Devices, Inc. All rights reserved.
Technical Support www.analog.com

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。

目录

| | | | |
|------------------|---|---------------------|----|
| 产品特性 | 1 | 开漏输出 | 9 |
| 应用 | 1 | 上电行为 | 9 |
| 功能框图 | 1 | 交越偏置点 | 9 |
| 概述 | 1 | 比较器迟滞 | 9 |
| 修订历史 | 2 | 典型应用 | 10 |
| 技术规格 | 3 | 增加迟滞 | 10 |
| 绝对最大额定值 | 4 | 用于正电压监控的窗口比较器 | 10 |
| 热阻 | 4 | 用于负电压监控的窗口比较器 | 11 |
| ESD警告 | 4 | 可编程时序控制电路 | 11 |
| 引脚配置和功能描述 | 5 | 镜像电压时序控制器示例 | 13 |
| 典型性能参数 | 6 | 阈值和超时可编程电压监控器 | 14 |
| 工作原理 | 9 | 外形尺寸 | 15 |
| 基本比较器 | 9 | 订购指南 | 15 |
| 轨到轨输入(RRI) | 9 | | |

修订历史

2014年8月—修订版0：初始版

技术规格

除非另有说明, $V_{CC} = 2.3\text{ V}$ 至 5.5 V , $T_A = -40^\circ\text{C}$ 至 $+125^\circ\text{C}$, $V_{CMR} = -200\text{ mV}$ 至 $V_{CC} + 200\text{ mV}$ 。典型值为 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 下。

表1.

| 参数 | 符号 | 最小值 | 典型值 | 最大值 | 单位 | 测试条件/备注 ¹ |
|-------------------|---------------|-------|-------|----------------|---------------|---|
| 电源 | | | | | | |
| 电源电压 | V_{CC} | 2.3 | | 5.5 | V | |
| V_{CC} 静态电流 | I_{CC} | 0.9 | 18.6 | 24.7 | μA | 保证比较器输出低电平 所有输出处于高阻态, $V_{OD} = 0.1\text{ V}$ |
| | | | 18.5 | 23.8 | μA | 所有输出为低电平, $V_{OD} = 0.1\text{ V}$ |
| 欠压闭锁 | | | | | | |
| V_{CC} 上升迟滞 | $UVLO_{RISE}$ | 2.062 | 2.162 | 2.262 | V | |
| | $UVLO_{HYS}$ | 5 | 25 | 50 | mV | |
| 比较器输入 | | | | | | |
| 共模输入范围 | V_{CMR} | -200 | | $V_{CC} + 200$ | mV | |
| 输入失调电压 | V_{OS} | | 0.5 | 2.5 | mV | $IN+ = IN- = 1\text{ V}$ |
| | | | 0.5 | 2.5 | mV | $IN+ = IN- = 1\text{ V}, T_A = -40^\circ\text{C}$ 至 $+85^\circ\text{C}$ |
| | | | 1 | 5 | mV | |
| | | | 1 | 5 | mV | $T_A = -40^\circ\text{C}$ 至 $+85^\circ\text{C}$ |
| 输入失调电流 | I_{OS} | | | 10 | nA | $V_{CMR} = -50\text{ mV}$ 至 $V_{CC} + 50\text{ mV}$ |
| 输入偏置电流 | I_{BIAS} | | | ± 30 | nA | $IN+ = IN- = 1\text{ V}$ |
| | | | | ± 80 | nA | $V_{CMR} = -50\text{ mV}$ 至 $V_{CC} + 50\text{ mV}$ |
| | | | | ± 10 | nA | $V_{CMR} = -50\text{ mV}$ 至 $V_{CC} + 50\text{ mV}$ |
| | | | | | nA | $T_A = -40^\circ\text{C}$ 至 $+85^\circ\text{C}$ |
| 输入迟滞 | V_{HYST} | | 3 | 4 | mV | $V_{CM} = 1\text{ V}$ |
| | | | 6 | 8 | mV | |
| 比较器输出 | | | | | | |
| 输出低电压 | V_{OL} | | 0.1 | 0.3 | V | $V_{CC} = 2.3\text{ V}, I_{SINK} = 2.5\text{ mA}$ |
| | | | 0.01 | 0.15 | V | $V_{CC} = 0.9\text{ V}, I_{SINK} = 100\text{ }\mu\text{A}$ |
| 输出漏电流 | I_{LEAK} | | | 150 | nA | $V_{OUT} = 0\text{ V}$ 至 5.5 V |
| 比较器特性 | | | | | | |
| 电源抑制比 | PSRR | 60 | 80 | | dB | |
| 共模抑制比 | CMRR | 50 | 74 | | dB | |
| 电压增益 | A_v | | 132 | | dB | |
| 上升时间 ² | t_r | | 1.1 | | μs | $V_{OUT} = 10\%$ 至 90% 的 V_{CC} |
| 下降时间 ² | t_f | | 0.15 | | μs | $V_{OUT} = 90\%$ 至 10% 的 V_{CC} |
| 传播延迟 | | | | | | |
| 输入上升 ² | t_{PROP_R} | | 4.7 | | μs | $V_{CM} = 1\text{ V}, V_{CC} = 2.3\text{ V}, V_{OD} = 10\text{ mV}$ |
| | | | 4.9 | | μs | $V_{CM} = 1\text{ V}, V_{CC} = 5\text{ V}, V_{OD} = 10\text{ mV}$ |
| | | | | 2.8 | μs | $V_{CM} = 1\text{ V}, V_{CC} = 2.3\text{ V}, V_{OD} = 100\text{ mV}$ |
| | | | | 3.2 | μs | $V_{CM} = 1\text{ V}, V_{CC} = 5\text{ V}, V_{OD} = 100\text{ mV}$ |
| 输入下降 ² | t_{PROP_F} | | 4.5 | | μs | $V_{CM} = 1\text{ V}, V_{CC} = 2.3\text{ V}, V_{OD} = 10\text{ mV}$ |
| | | | 9.5 | | μs | $V_{CM} = 1\text{ V}, V_{CC} = 5\text{ V}, V_{OD} = 10\text{ mV}$ |
| | | | | 2 | μs | $V_{CM} = 1\text{ V}, V_{CC} = 2.3\text{ V}, V_{OD} = 100\text{ mV}$ |
| | | | | 4.2 | μs | $V_{CM} = 1\text{ V}, V_{CC} = 5\text{ V}, V_{OD} = 100\text{ mV}$ |

¹ V_{OD} 为过驱电压。

² $R_{PULLUP} = 10\text{ k}\Omega$, 和 $C_L = 50\text{ pF}$ 。

ADCMP391

绝对最大额定值

表2.

| 参数 | 额定值 |
|------------------------|--------------|
| VCC引脚 | -0.3 V至+6 V |
| IN+和IN-引脚 | -0.3 V至+6 V |
| OUT引脚 | -0.3 V至+6 V |
| OUT引脚吸电流(I_{SINK}) | 10 mA |
| 存储温度范围 | -65°C至+150°C |
| 工作温度范围 | -40°C至+125°C |
| 引脚温度(10秒) | 300°C |
| 结温 | 150°C |

注意，等于或超出上述绝对最大额定值可能会导致产品永久性损坏。这只是额定最大值，并不能以这些条件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，推断产品能否正常工作。长期在超出最大额定值条件下工作会影响产品的可靠性。

热阻

表3. 热阻

| 封装类型 | θ_{JA} | 单位 |
|-----------|---------------|------|
| 8引脚窄体SOIC | 121 | °C/W |

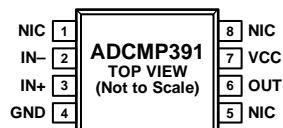
ESD警告



ESD(静电放电)敏感器件。

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

引脚配置和功能描述



NOTES
1. NIC = NOT INTERNALLY CONNECTED.

12206-002

图2. 引脚配置

表4. 引脚功能描述

| 引脚编号 | 引脚名称 | 说明 |
|---------|------|-----------|
| 1, 5, 8 | NIC | 内部不连接 |
| 2 | IN- | 比较器反相输入 |
| 3 | IN+ | 比较器同相输入 |
| 4 | GND | 器件地 |
| 6 | OUT | 比较器输出, 开漏 |
| 7 | VCC | 器件电源输入 |

典型性能参数

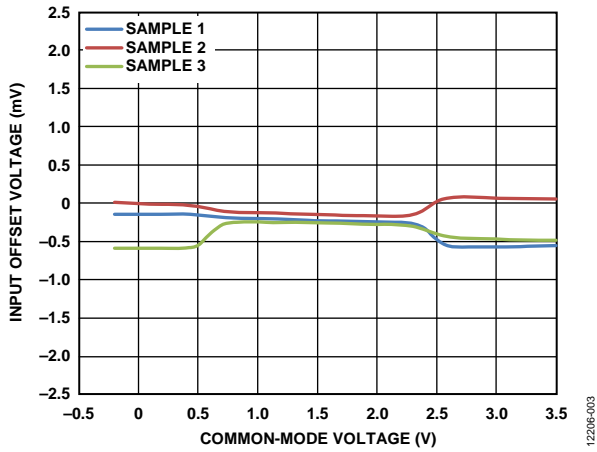


图3. 输入失调电压(V_{OS})与共模电压(V_{CM})的关系($V_{CC} = 3.3 V$)

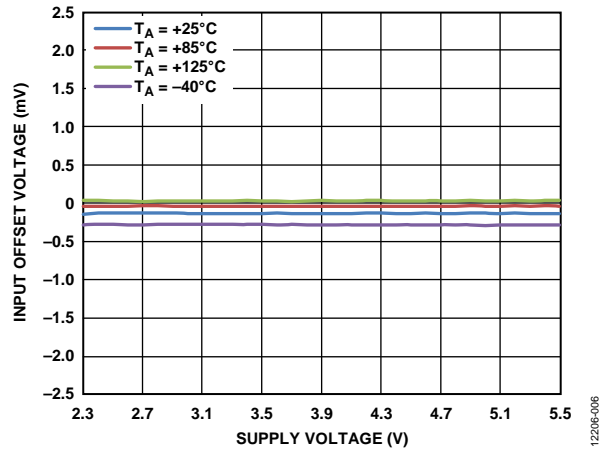


图6. 不同温度下输入失调电压(V_{OS})与电源电压(V_{CC})的关系($V_{CM} = 1 V$)

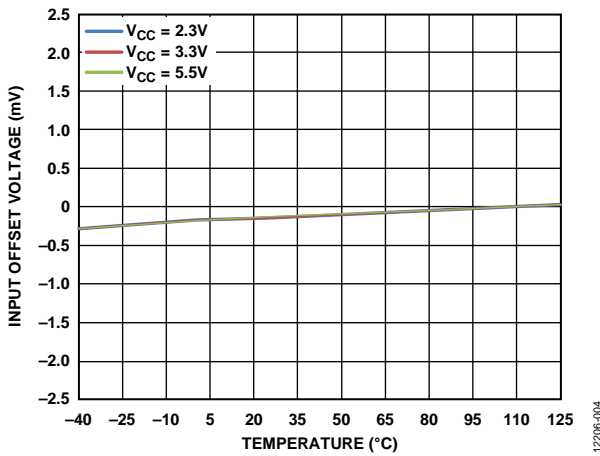


图4. 不同电源电压(V_{CC})下输入失调电压(V_{OS})与温度的关系($V_{CM} = 1 V$)

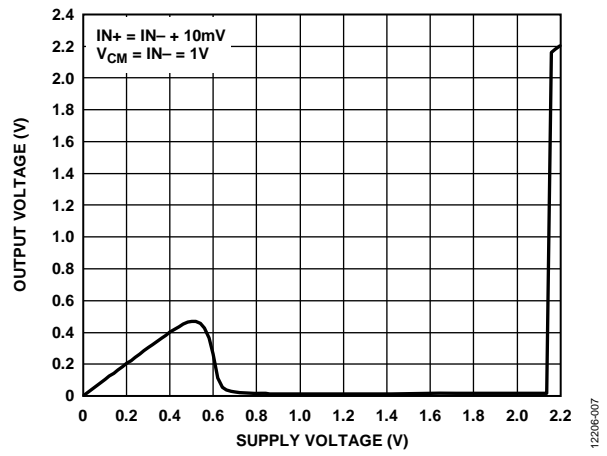


图7. 输出电压(V_{OUT})与电源电压(V_{CC})的关系($R_{PULLUP} = 10 k\Omega$)

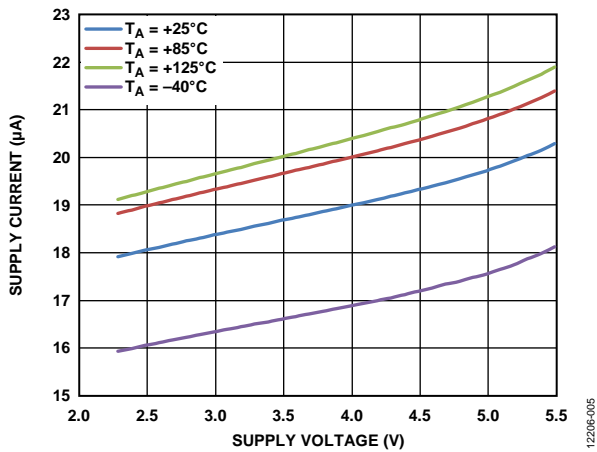


图5. 不同温度下输出低电压时电源电流与电源电压(V_{CC})的关系

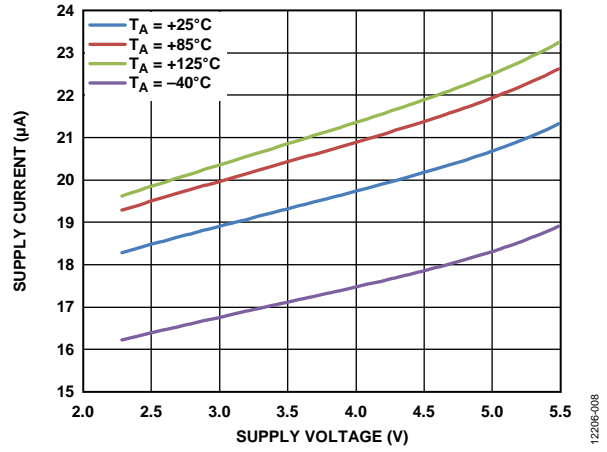


图8. 不同温度下输出高电压时电源电流与电源电压(V_{CC})的关系

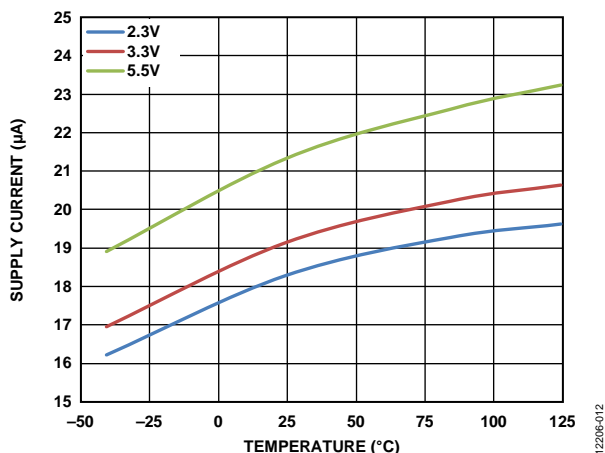


图9. 不同电源电压(V_{CC})下输出高电压时电源电流与温度的关系

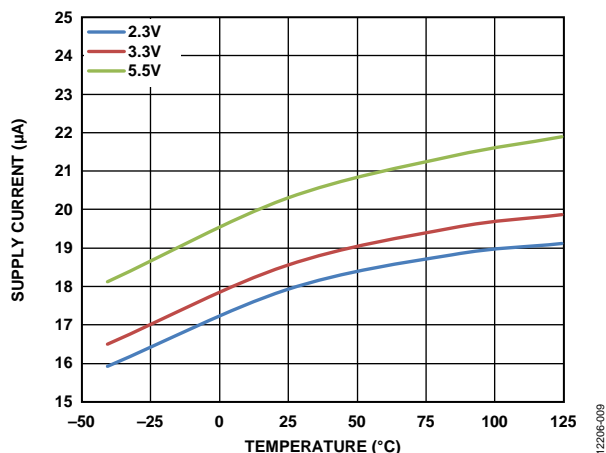


图12. 不同电源电压(V_{CC})下输出低电压时电源电流与温度的关系

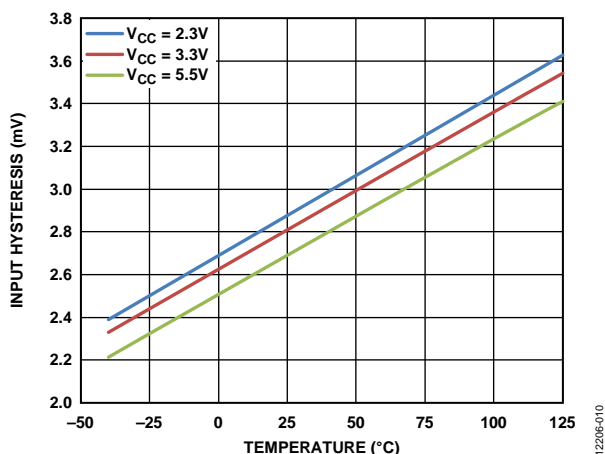


图10. 不同电源电压(V_{CC})下输入迟滞与温度的关系($V_{CM} = 1\text{V}$)

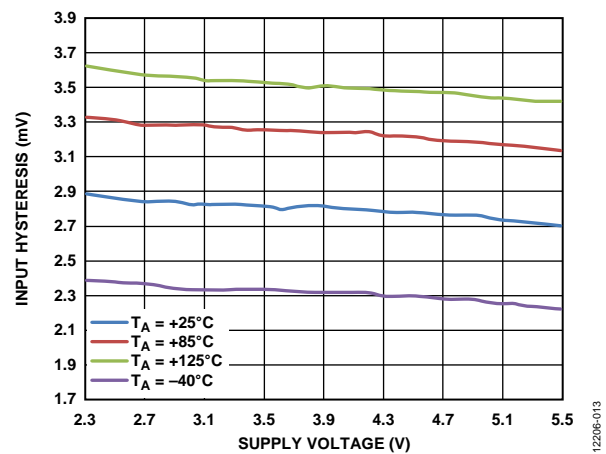


图13. 不同温度下输入迟滞与电源电压(V_{CC})的关系($V_{CM} = 1\text{V}$)

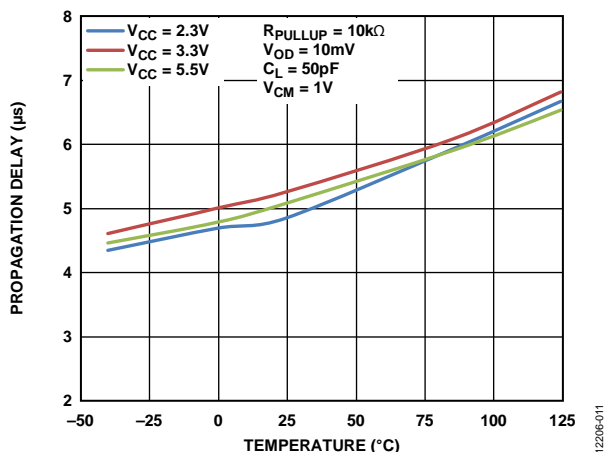


图11. 传播延迟与温度的关系(低到高, $V_{OD} = 10\text{mV}$)

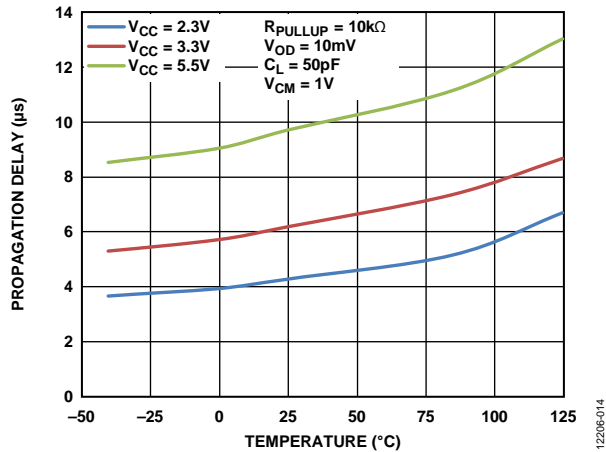


图14. 传播延迟与温度的关系(高到低, $V_{OD} = 10\text{mV}$)

ADCMP391

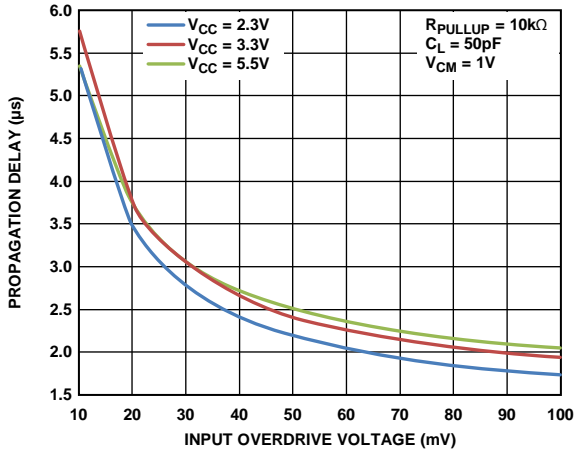


图15. 传播延迟与输入过驱电压的关系(低到高)

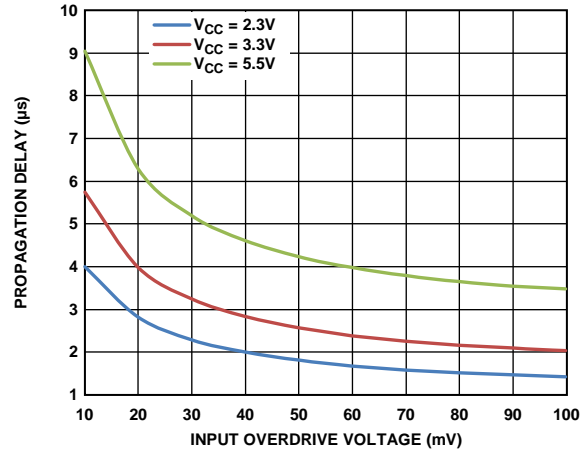


图17. 传播延迟与输入过驱电压的关系(高到低)

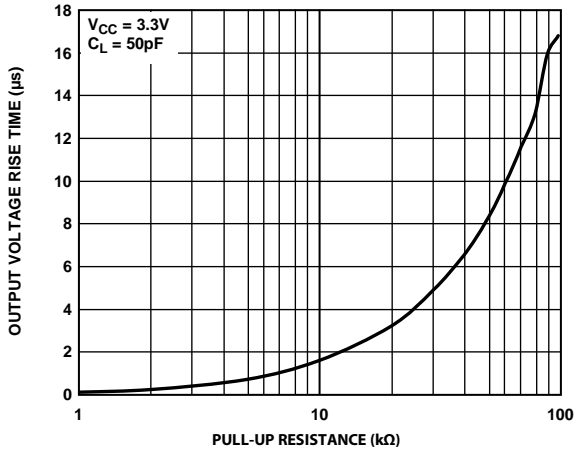


图16. 输出电压上升时间(t_r)与上拉电阻(R_{PULLUP})的关系

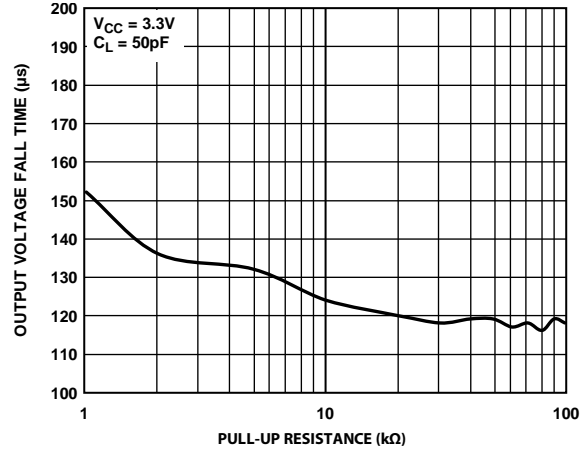


图18. 输出电压下降时间(t_f)与上拉电阻(R_{PULLUP})的关系

12206-015

12206-017

12206-016

12206-018

工作原理

基本比较器

采用最基本的配置时，比较器可用于将模拟输入信号转换为数字输出信号(见图19)。IN+上的模拟信号与IN-上的电压相比较，OUT的电压为高电平或低电平，取决于IN+电位是高于还是低于IN-电位。

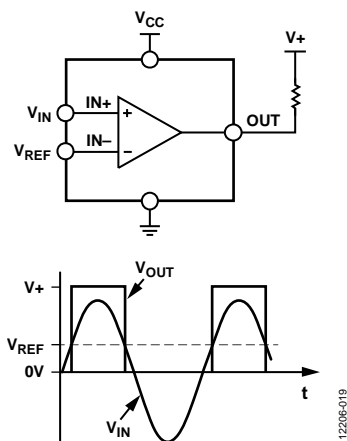


图19. 基本比较器及输入和输出信号

轨到轨输入(RRI)

采用CMOS非轨到轨输入级(即单个差分对)，可将输入电压限制为与电源线之一相差大约一个栅源电压(V_{GS})。由于正常工作时 V_{GS} 通常超过1 V，因此单个差分对输入级的比较器便极大地限制了可用输入电压范围。这可能会极大地限制低压电源的选用。为解决这个问题，RRI级允许输入信号范围扩展到电源电压范围。就ADCMP391而言，输入电压高于供电轨200 mV时，器件仍然可以正常工作。

开漏输出

ADCMP391有一个开漏输出级，当输出晶体管关闭时，需要一个外部电阻以上拉至逻辑高电平。上拉电阻必须足够大以免功耗过大，同时必须足够小，以便在比较器输出连接到其他数字电路时，能够以比较快的速度切换逻辑电平。开漏输出的上升时间取决于所用的上拉电阻(R_{PULLUP})和负载电容(C_L)。

上升时间可以通过下式计算：

$$t_r = 2.197 R_{PULLUP} C_L \quad (1)$$

上电行为

上电后，当 V_{CC} 达到0.9 V时，ADCMP391保证置位输出逻辑低电平。当 V_{CC} 引脚上的电压超过UVLO时，比较器输入获得控制权。

交越偏置点

运算放大器与比较器的此类轨到轨输入结构具有双前端设计。PMOS器件在 V_{CC} 供电轨附近无效，NMOS器件在GND附近无效。在共模范围内的某些预先确定的点上，产生交越。在该点(一般是0.8 V和 $V_{CC} - 0.8$ V)，实测失调电压会发生改变。

比较器迟滞

在嘈杂的环境中，或者当差分输入幅度相对较小或变化较慢时，通常需要在比较器中加入迟滞(V_{HYST})。具有迟滞特性的比较器传递函数如图20所示。随着输入电压从阈值区域下方以正方向接近阈值(图20中的0 V)，比较器将在输入超过 $+V_{HYST}/2$ 时从低电平切换至高电平。新开关阈值变为 $-V_{HYST}/2$ 。比较器保持在高电平状态，直到从阈值区域下方以负方向超过 $-V_{HYST}/2$ 阈值。通过这种方式，在0 V输入处置置中的噪声或反馈输出信号无法使比较器切换状态，除非它超过以 $\pm V_{HYST}/2$ 为边界的区域。

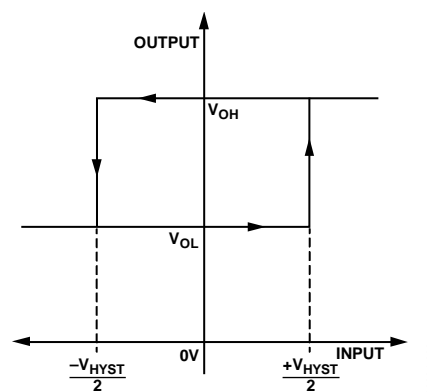


图20. 比较器迟滞传递函数

典型应用

增加迟滞

要增加迟滞，参见图21。两个电阻用来产生不同的切换阈值，取决于输入信号的幅度是逐渐提高还是降低。当输入电压提高时，阈值高于 V_{REF} ；当输入电压降低时，阈值低于 V_{REF} 。

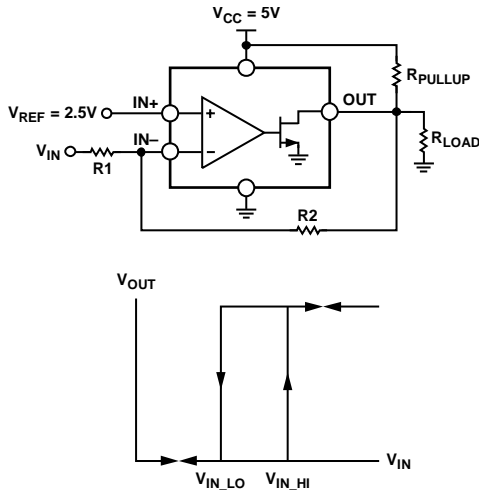


图21. 带迟滞的同相比较器配置

高输入阈值电平为：

$$V_{IN_HI} = \frac{V_{REF}(R1 + R2)}{R2} \quad (2)$$

假设 $R_{LOAD} \gg R2, R_{PULLUP}$ 。

低输入阈值电平为：

$$V_{IN_LO} = \frac{V_{REF}(R1 + R2 + R_{PULLUP}) - V_{CC}R1}{R2 + R_{PULLUP}} \quad (3)$$

迟滞指这两个电平之差：

$$\Delta V_{IN} = \frac{V_{CC}R1}{R2 + R_{PULLUP}} \quad (4)$$

用于正电压监控的窗口比较器

监控正电源时，要监控的期望标称工作电压用 V_M 表示， I_M 是通过电阻分压器的标称电流， V_{OV} 是过压跳变点， V_{UV} 是欠压跳变点。

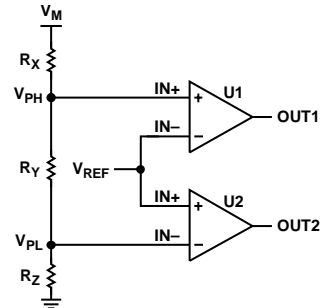


图22. 正欠压/过压监控配置

图22显示了正电压监控输入连接。三个外部电阻(R_X 、 R_Y 和 R_Z)将要监控的正电压分为高端电压 V_{PH} 和低端电压 V_{PL} 。高端电压连接到U1的IN+引脚，低端电压连接到U2的IN-引脚。

触发过压的条件是低端电压(本例中为 V_{PL})必须超过U2的IN+引脚上的 V_{REF} 阈值。低端电压 V_{PL} 通过下式计算：

$$V_{PL} = V_{REF} = V_{OV} \left(\frac{R_Z}{R_X + R_Y + R_Z} \right) \quad (5)$$

此外，

$$R_X + R_Y + R_Z = V_M / I_M \quad (6)$$

因此，设置过压监控器期望跳变点的 R_Z 为：

$$R_Z = \frac{(V_{REF})(V_M)}{(V_{OV})(I_M)} \quad (7)$$

触发欠压的条件是高端电压 V_{PH} 必须低于U1的IN-引脚上的 V_{REF} 阈值。高端电压 V_{PH} 通过下式计算：

$$V_{PH} = V_{REF} = V_{UV} \left(\frac{R_Y + R_Z}{R_X + R_Y + R_Z} \right) \quad (8)$$

由于 R_Z 为已知值，因此 R_Y 可表示为：

$$R_Y = \frac{(V_{REF})(V_M)}{(V_{UV})(I_M)} - R_Z \quad (9)$$

当 R_Y 和 R_Z 为已知值时， R_X 可通过下式计算：

$$R_X = (V_M / I_M) - R_Y - R_Z \quad (10)$$

如果 V_M 、 I_M 、 V_{OV} 或 V_{UV} 改变，则每一步都要重新计算。

用于负电压监控的窗口比较器

图23显示了负电源电压监控的电路配置。要监控负电压，需要将基准电压连接到分压器电路的末端节点(本例中为 V_{REF})。

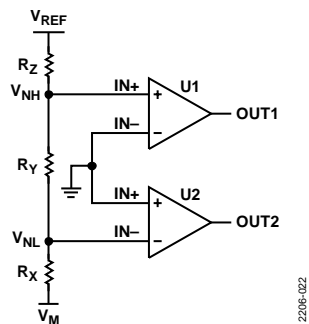


图23. 负欠压/过压监控配置

公式7、公式9和公式10需要做一些修正即可用于负电压监控。基准电压 V_{REF} 增加到总压降中，因此，必须从 V_M 、 V_{UV} 和 V_{OV} 中减去该值后，才能将其用于公式7、公式9和公式10中。

为监控负电压，电阻分压器电路将 V_{REF} 和负电源电压之间的压差分为高端电压 V_{NH} 和低端电压 V_{NL} 。高端电压 V_{NH} 连接到U1的IN+引脚，低端电压 V_{NL} 连接到U2的IN-引脚。

触发过压的条件是被监控电压在幅度上必须超过标称电压，并且U1的IN+引脚上的高端电压(本例中为 V_{NH})必须是低于地的负值。高端电压 V_{NH} 通过下式计算：

$$V_{NH} = GND = \left[(V_{REF} - V_{OV}) \left(\frac{R_X + R_Y}{R_X + R_Y + R_Z} \right) \right] + V_{OV} \quad (11)$$

此外，

$$R_X + R_Y + R_Z = \frac{(V_M - V_{REF})}{I_M} \quad (12)$$

因此，设置过压监控器期望跳变点的 R_Z 为：

$$R_Z = \frac{-V_{REF}(V_M - V_{REF})}{I_M(V_{OV} - V_{REF})} \quad (13)$$

触发欠压的条件是被监控电压在幅度上必须低于标称电压，并且U2的IN-引脚上的低端电压(本例中为 V_{NL})必须是高于地的正值。低端电压 V_{NL} 通过下式计算：

$$V_{NL} = GND = \left[(V_{REF} - V_{UV}) \left(\frac{R_X}{R_X + R_Y + R_Z} \right) \right] + V_{UV} \quad (14)$$

由于 R_Z 为已知值，因此 R_Y 可表示为：

$$R_Y = \frac{-V_{REF}(V_M - V_{REF})}{I_M(V_{UV} - V_{REF})} - R_Z \quad (15)$$

当 R_Y 和 R_Z 为已知值时， R_X 可通过下式计算：

$$R_X = \frac{(V_M - V_{REF})}{I_M} - R_Y - R_Z \quad (16)$$

可编程时序控制电路

图24所示电路用于控制电源时序。延迟由上拉电阻(R_{PULLUP})、负载电容(C_L)和电阻分压器网络共同设置。

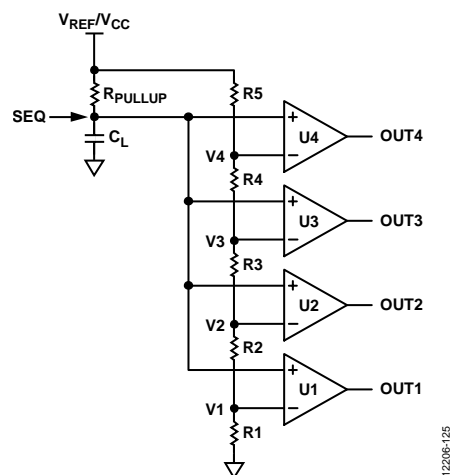


图24. 可编程时序控制电路

图25所示为可编程时序控制电路的简化框图。当开漏信号(SEQ)从低阻抗变为高阻抗时，应用以线性序延迟外部稳压器(LDO x)的使能信号EN。

ADCMP391在启动期间有确定的输出状态，若 V_{CC} 仍低于UVLO阈值，则任何稳压器都不会开启。

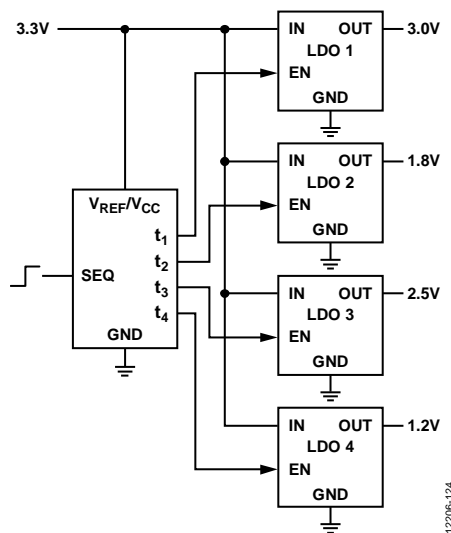


图25. 可编程时序控制电路的简化框图

ADCMP391

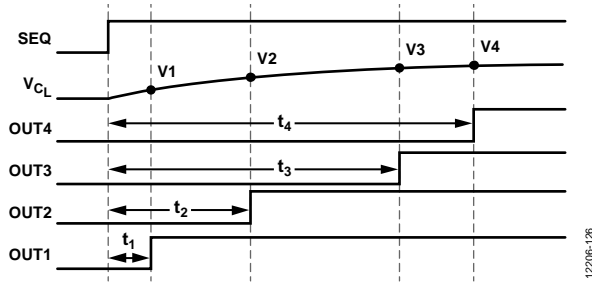


图26. 可编程时序控制电路时序图

当SEQ信号从低阻抗变为高阻抗时，负载电容 C_L 开始充电。负载电容充电到上拉电压(本例中为 V_{REF} 或 V_{CC})所需的时间为该电路可编程的最大延迟时间。建议将阈值设置在上拉电压的10%到90%范围内。允许的最大延迟时间通过下式计算：

$$t_{MAX} = t_r = 2.197 R_{PULLUP} C_L \quad (17)$$

当比较器改变输出状态时，各输出的延迟通过改变阈值电压 $V1$ 至 $V4$ 来改变。

比较器的阈值电压通过下式计算：

$$V1 = V_{REF} \left(1 - e^{\frac{-t_1}{R_{PULLUP} C_L}} \right) \quad (18)$$

$$V2 = V_{REF} \left(1 - e^{\frac{-t_2}{R_{PULLUP} C_L}} \right) \quad (19)$$

$$V3 = V_{REF} \left(1 - e^{\frac{-t_3}{R_{PULLUP} C_L}} \right) \quad (20)$$

$$V4 = V_{REF} \left(1 - e^{\frac{-t_4}{R_{PULLUP} C_L}} \right) \quad (21)$$

阈值电压可以来自基准电压源或分压器电路，如图24所示。

首先，确定允许流经电阻分压器的电流 I_{DIV} 。然后，利用下式计算 $R1$ 、 $R2$ 、 $R3$ 、 $R4$ 和 $R5$ ：

$$R_{DIV} = \frac{V_{REF}}{I_{DIV}} = R1 + R2 + R3 + R4 + R5 \quad (22)$$

$$R1 = \frac{V1 R_{DIV}}{V_{REF}} \quad (23)$$

$$R2 = \frac{V2 R_{DIV}}{V_{REF}} - R1 \quad (24)$$

$$R3 = \frac{V3 R_{DIV}}{V_{REF}} - R1 - R2 \quad (25)$$

$$R4 = \frac{V4 R_{DIV}}{V_{REF}} - R1 - R2 - R3 \quad (26)$$

$$R5 = R_{DIV} - R1 - R2 - R3 - R4 \quad (27)$$

要创建镜像电压序列，应在上拉电阻(R_{PULLUP})与负载电容(C_L)之间增加一个电阻 R_{MIRROR} ，如图27所示。

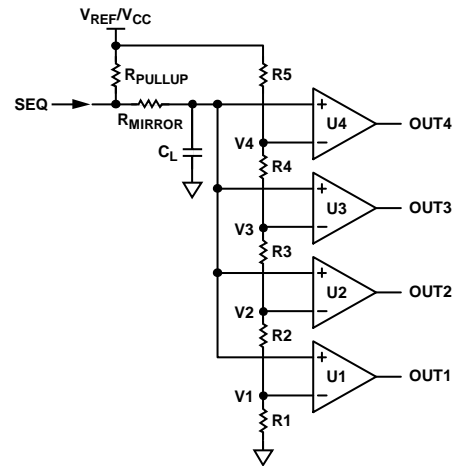


图27. 镜像电压时序控制器的电路配置

图27显示了镜像电压时序控制器的电路配置。当SEQ从低阻抗变为高阻抗时，响应与图26相似。当SEQ从高阻抗变为低阻抗时，负载电容 C_L 开始以 R_{MIRROR} 设置的速率放电。各比较器的延迟取决于先前针对 t_1 至 t_4 而设置的阈值电压。结果是一个镜像关断序列。

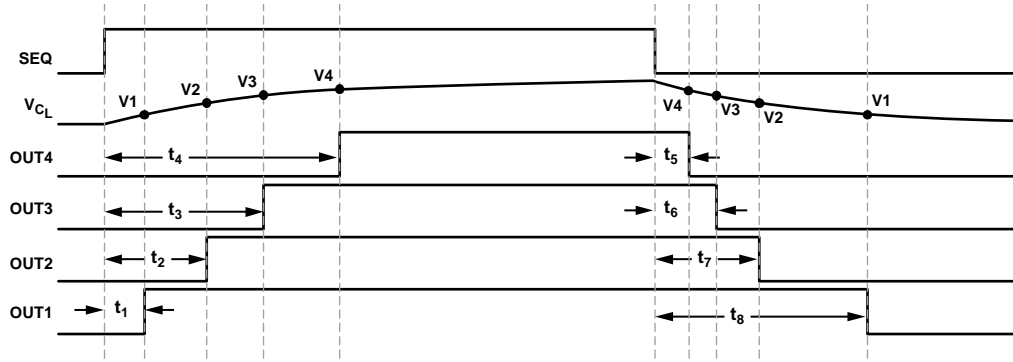


图28. 镜像电压时序控制器时序图

11206-200

图28给出了镜像电压时序控制器的时序图。

计算电压阈值时，公式18至公式21必须考虑额外电阻 R_{MIRROR} 。要计算这些新阈值，参见公式28至公式31。

$$V1 = V_{REF} \left(1 - e^{\frac{-t_1}{(R_{PULLUP} + R_{MIRROR})C_L}} \right) \quad (28)$$

$$V2 = V_{REF} \left(1 - e^{\frac{-t_2}{(R_{PULLUP} + R_{MIRROR})C_L}} \right) \quad (29)$$

$$V3 = V_{REF} \left(1 - e^{\frac{-t_3}{(R_{PULLUP} + R_{MIRROR})C_L}} \right) \quad (30)$$

$$V4 = V_{REF} \left(1 - e^{\frac{-t_4}{(R_{PULLUP} + R_{MIRROR})C_L}} \right) \quad (31)$$

R_{MIRROR} 通过延长电容的放电时间来提供镜像延迟。镜像电压时序控制器以降序使用公式28至公式31中的阈值。要计算镜像延迟时间的确切值，参见公式32至公式35。

$$t_5 = -R_{MIRROR} C_L \ln \left(\frac{V4}{V_{REF}} \right) \quad (32)$$

$$t_6 = -R_{MIRROR} C_L \ln \left(\frac{V3}{V_{REF}} \right) \quad (33)$$

$$t_7 = -R_{MIRROR} C_L \ln \left(\frac{V2}{V_{REF}} \right) \quad (34)$$

$$t_8 = -R_{MIRROR} C_L \ln \left(\frac{V1}{V_{REF}} \right) \quad (35)$$

镜像电压时序控制器示例

为了说明镜像电压时序控制器的工作原理，请看图25，然后考虑这样一个系统： V_{REF} 为1V；当SEQ从低阻抗变为高阻抗时，以及在开启各稳压器之间，需要50ms的延迟时间。对于上拉电阻(R_{PULLUP})和负载电容(C_L)，这些考虑需要至少200ms的上升时间。电阻 R_{MIRROR} 与 R_{PULLUP} 之和必须足够大，以使电容充电时间比要求的最短延迟时间要长。对于对称的镜像关断序列， R_{MIRROR} 的值必须远大于 R_{PULLUP} 。10k Ω R_{PULLUP} 值将关断电流限制在100 μ A，同时 R_{MIRROR} 可以有一个合理的值。对于典型的1 μ F电容和150k Ω R_{MIRROR} 值，

$$t_{MAX} = 2.197((160 \times 10^3) \times (1 \times 10^{-6})) = 351 \text{ ms} \quad (36)$$

各比较器要求的阈值电压通过公式28至公式31得出。例如：

$$V1 = V_{REF} \left(1 - e^{\frac{-50 \times 10^{-3}}{160 \times 10^3 \times 1 \times 10^{-6}}} \right)$$

其中， $V1 = 268.38 \text{ mV}$ 。

因此， $V2 = 464.74 \text{ mV}$ ， $V3 = 608.39 \text{ mV}$ ， $V4 = 713.5 \text{ mV}$ 。

然后，考虑流经电阻分压器网络的最大电流(I_{DIV})为10 μ A。根据该电流，利用公式22至公式27可得出分压器网络的总电阻(R_{DIV})和各电阻值：

- $R_{DIV} = 100 \text{ k}\Omega$
- $R1 = 26.84 \text{ k}\Omega \approx 26.7 \text{ k}\Omega$
- $R2 = 19.64 \text{ k}\Omega \approx 19.6 \text{ k}\Omega$
- $R3 = 14.37 \text{ k}\Omega \approx 14.3 \text{ k}\Omega$
- $R4 = 10.51 \text{ k}\Omega \approx 10.5 \text{ k}\Omega$
- $R5 = 28.65 \text{ k}\Omega \approx 28.7 \text{ k}\Omega$

ADCMP391

计算得出的电阻值不是工业标准值，若采用工业标准电阻值，新的 R_{DIV} 值将是99.8 k Ω 。由于计算电阻值与工业标准值存在差异，因此各比较器的阈值也会改变。新的阈值可利用简单的分压器公式计算：

$$V1 = V_{REF}R1/R_{DIV} \quad (37)$$

其中， $V1 = \frac{1V(26.7k\Omega)}{99.8k\Omega} = 267.54mV$ 。

因此， $V2 = 463.93mV$ ， $V3 = 607.21mV$ ， $V4 = 712.42mV$ 。

由于各比较器的阈值已改变，因此各比较器改变输出的时间也会改变。各比较器的新延迟值通过下式计算：

$$t_1 = -C_L(R_{PULLUP} + R_{MIRROR})\ln\left(1 - \frac{V1}{V_{REF}}\right) \quad (38)$$

其中， $t_1 = -1\mu F(10k\Omega + 150k\Omega)\ln\left(1 - \frac{267.54mV}{1}\right) = 49.81ms$ 。

因此， $t_2 = 99.78ms$ ， $t_3 = 149.52ms$ ， $t_4 = 199.4ms$ 。

t_5 至 t_8 通过公式32至公式35计算：

$$t_5 = -R_{MIRROR}C_L\ln\left(\frac{V4}{V_{REF}}\right)$$

其中， $t_5 = -150k\Omega \times 1\mu F \times \ln\left(\frac{712.42mV}{1}\right) = 50.86ms$ 。

因此， $t_6 = 74.83ms$ ， $t_7 = 115.2ms$ ，and $t_8 = 197.78ms$ 。

阈值和超时可编程电压监控器

图29所示为可编程阈值和超时电路的配置。超时 t_{RESET} 定义输入电压(V_{IN})必须持续高于阈值电压多长时间才能切换RESET信号，目的是防止器件在 V_{IN} 不稳定时工作。如果 V_{IN} 降至阈值电压以下，RESET信号将迅速切换。

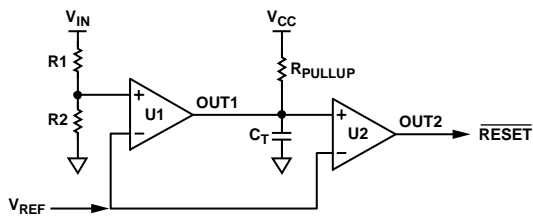


图29. 可编程阈值和超时电路

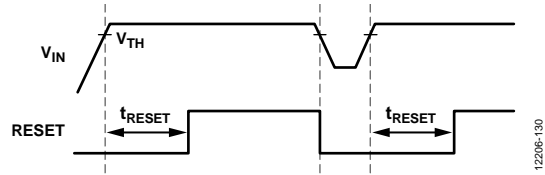


图30. 阈值和超时可编程电压监控器时序图

启动期间，当 V_{CC} 仍低于UVLO阈值时，ADCMP391保证低输出状态，防止电压监控器切换。

当 V_{IN} 达到电阻分压器($R1$ 和 $R2$)设置的阈值和 V_{REF} 时，OUT1从低电平变为高电平，开始给超时电容(C_T)充电。如果 V_{IN} 持续高于阈值电压，并且 C_T 中的电压达到 V_{REF} ，OUT2就会切换。如果在 C_T 充电期间 V_{IN} 降至阈值电压以下，超时电容将迅速放电，防止OUT2在 V_{IN} 不稳定时切换。

若 V_{IN} 连接到 V_{CC} ，则当 V_{CC} 高于最低工作电压时，电路就会工作。

阈值电压(V_{TH})通过改变电阻分压器或 V_{REF} 来配置。阈值电压计算如下：

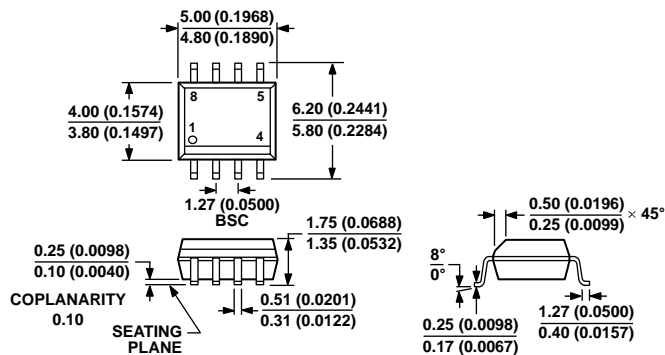
$$V_{TH} = V_{REF}\left(1 + \frac{R1}{R2}\right) \quad (39)$$

超时通过改变上拉电阻或超时电容的值来调整。为设置超时值，应确定允许流经 R_{PULLUP} 的电流 I_{PULLUP} 。已知后，通过下式计算 R_{PULLUP} 和 C_T ：

$$R_{PULLUP} = V_{CC}/I_{PULLUP} \quad (40)$$

$$C_T = \frac{-t_{RESET}}{R_{PULLUP}\ln\left(1 - \frac{V_{REF}}{V_{CC}}\right)} \quad (41)$$

外形尺寸



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

012407-A

图31. 8引脚标准小型封装[SOIC_N]

窄体
 (R-8)

图示尺寸单位: mm和(inch)

订购指南

| 型号 ¹ | 温度范围 | 封装描述 | 封装选项 |
|-----------------|--------------|-------------------|------|
| ADCMP391ARZ | -40°C至+125°C | 8引脚标准小型封装[SOIC_N] | R-8 |
| ADCMP391ARZ-RL7 | -40°C至+125°C | 8引脚标准小型封装[SOIC_N] | R-8 |

¹ Z = 符合RoHS标准的器件。