

使用 IC 采样保持放大器

作者: Walt Jung

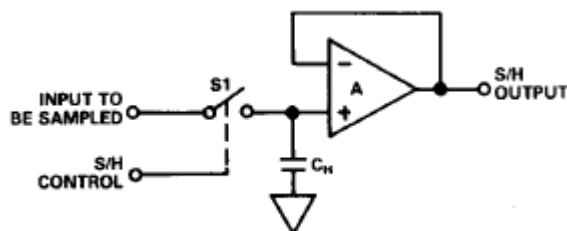
采样保持(S/H)功能是数据采集和模数转换过程的基础。S/H 放大器电路有两种不同的基本工作状态。在第一种状态下,对输入信号采样,同时传送到输出端(采样)。在第二种状态下,保持最后一个采样值(保持),直到再次对输入采样。在大多数应用中,S/H 用作数据采集系统中模数转换器的“前端”。这样使用时,S/H 主要用于在执行模数转换所需的时间段内,让模拟输入电压电平保持恒定不变。

具体来说,S/H 是数据转换系统必须具备的系统功能模块,所用的模数转换器在进行转换期间,必须提供恒定且准确的模拟输入。逐次逼近类型模数转换器就是这种用法的一个示例。理想情况下,S/H 会在接到 HOLD 命令之前“冻结”最后的瞬时输入电压,并将该电压原样提供给模数转换器,随后由模数转换器将该电压转换成相应的数字字。实际上,在实施 S/H 的过程中会涉及许多误差因素。所以,本应用笔记将探讨这些基本考量因素,以及具有代表性的器件拓扑和应用。

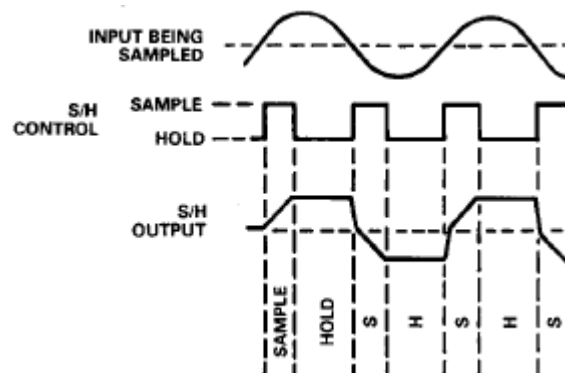
S/H 放大器的基本操作

图 1 显示了 S/H 的一些基本信息,图 1a 是基本的 S/H 电路结构。图中显示,待数字化的模拟输入信号直接传输至电子开关 S1。根据 S1 的状态,该信号将传输至保持电容 C_H ,或者被拦截。开关 S1 的状态由 S/H 控制线控制,该控制线是一个数字输入。

当 S1 关闭时,传输至 C_H 的输入信号由 A1 缓存。该信号也可能传输至 S/H 输出端(本次讨论不考虑低通滤波器可能造成的影响)。如果在输入变化(与交流波形一样)期间,S1 保持连接一段时间,则该操作也可称为跟踪,也就是说,任何输入变化都会传输至输出。



a. 基本的 S/H 电路, 由开关、保持电容和缓冲放大器组成



b. S/H 波形, 显示被采样的输入 (顶部)、S/H 控制 (中间) 和 S/H 输出 (底部)

图 1. S/H 基本信息

当 S1 打开时,最后的输入电压值作为电荷保留在 C_H 上;也就是保持电压不变。A1 继续读取该电压,直到进入下一个采样周期。图 1b 通过输入、输出和控制波形展示了此操作。S/H 电路用于实现各种信号处理功能;不仅可用于实现模数接口,还可用于实现更通用的模拟存储器功能,例如自稳零型放大器。

图 1b 中所示的 S/H 工作波形几乎是理想波形,假设开关、跟踪、保持特性和负载/源抗扰性均是理想状态。但实际上,在该器件的各个状态(四个状态)下,都存在 S/H 误差。这些状态包括:

- (1) 保持采样转换
- (2) 采样间隔
- (3) 采样保持转换
- (4) 保持间隔

很明显，这些误差对很多应用可能非常重要，对于高精度应用（>10 位，或精度为 0.1% 或更低）则全部都很重要。具体的定义和说明如下文所述。

保持采样转换误差

当器件从保持状态切换至采样状态时，这些误差与时间间隔相关。由于自最后一次采样电压之后，输入可能发生了很大变化（例如，可能是满量程），因此 S/H 必须重新获取输入信号，并再次在其额定精度范围内稳定下来。如图 2 所示。

采集时间是 S/H 在收到采样命令后采集并跟踪输入信号所需的时间。通常指定为满量程电平变化（-10V 至 +10V，反之亦然），因为这代表了获取任意电平信号所需时间的最坏情况。输出必须假设所需的电平在额定误差范围内，与转换或采样所需的精度水平一致。例如，可能是 0.01% 或 0.1%。图 2a 所示为保持采样采集波形。

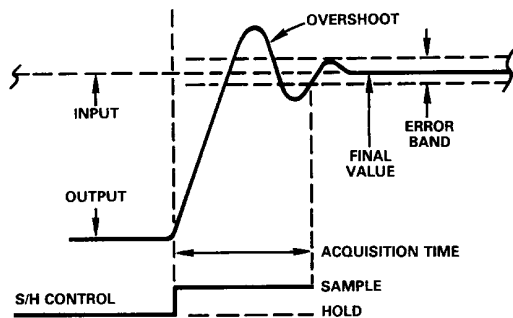


图 2a. 保持采样节点采集时间，
显示新信号采集（顶部）和 S/H 控制（底部）

对于大幅度的保持采样变化，采集时间的大部分都是初始摆动间隔。在这个高误差间隔之后，输出可能过冲，随之将稳定在 $\pm 2\text{mV}$ 额定精度范围内；以 20V 刻度为例，该范围为 $\pm 0.01\%$ 。注意，当信号稳定并保持在额定误差范围内时，采集时间结束。

采集时间是保持采样误差的主要组成部分，也是决定转换系统 S/H 部分工作速度的主要因素。典型时间为约几毫秒至 0.1% 或 0.01% 或更高的精度。采集时间很大程度上取决于所用的保持电容的值，因为该电容（通常）会影响压摆率。

图 2b 所示为**保持采样瞬态**，即从保持模式转换至采样模式时产生的切换瞬态。注意，即使之前的保持电压和新样本之间相差不大，也会出现这种瞬变。由于这种瞬变幅度可能远远超过 S/H 额定精度（可能多达几百毫伏），在确定

输出电压样本有效之前，必须留出足够的时间让这种瞬变消失。

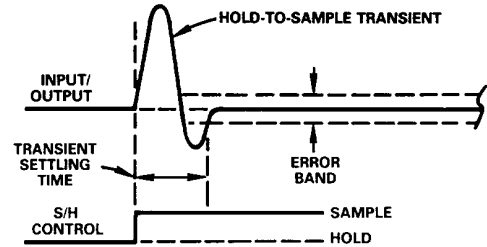


图 2b. 保持采样模式瞬态和建立时间

由于该瞬态的建立时间会延续到保持采样命令开始之后，系统时序必须允许此种情况。但是，实际上，与保持采样瞬态相关的建立时间通常都远远短于采集时间。因此，相当于最坏情况（或采集时间）的时间间隔通常都会自动考虑保持采样瞬态误差及其相关的建立时间。

采样误差

在采样间隔内，S/H 器件会像运算放大器一样跟踪输入信号。事实上，大部分 S/H 器件要么是专用运算放大器，要么是使用运算放大器（其特性非常适合 S/H 使用）构建。因此，由于大部分 S/H 放大器都会降低至或等同于运算放大器电压跟随器或反相器，所以可以采用类似方法来计算它们的采样模式误差。

S/H 中的纯比例误差通常可以被视为良性误差，因为它们大体上可以通过校准调整来消除。通常情况下，要执行此操作，模数基准源是一个非常方便的点，这样可以一次性消除所有系统比例误差。当然，这种方法适合传统用法，例如一个模数转换器一个 S/H。如果模数转换器之前有多个 S/H，或者如果 S/H 只是其他电路的一部分，则需要通过增益比例电阻来调节局部增益。

在任何情况下，都必须了解最坏情况与理想 S/H 比例系数之间的偏差，并在计算误差预算时考虑这种偏差。通常情况下，比例系数都为 $1 \pm 0.001\%$ 或更低的误差。也就是与电压跟随器连接相关的增益误差类型。

在使用增益电阻的情况下，例如当 S/H 用于同相增益而不是单位增益时，电阻公差会使这个误差明显增大。对于反相模式操作 S/H，无论如何，都必须使用增益比例电阻。无论在何种情况下，在 S/H 芯片上安装应用电阻都是非常有利的，因为它们将获得更高的预调精度，以及最大偏移的技术规格。对于器件，近来的趋势是采用预调电阻来支持常用的增益 -1、+2 等。

注意，虽然可以通过系统比例校准来调节实际增益（比例）误差，但增益非线性并不等同于非可调误差。

增益非线性是一个临界 S/H 误差，它表现为与理想传输特性之间的偏差。此误差分量是器件在其额定信号输出范围（通常为 $\pm 10\text{V}$ ）内运行时，与理想 S/H 增益数值（例如+1、+2、-1、-2 等）之间的动态偏差。其最大误差分量通常是输入级共模误差，这是跟随器类型连接中的典型情况（总体上最普遍）。在反相器类型连接中，共模误差消失，但电阻匹配误差会成为误差源。

在 $\pm 10\text{V}$ 信号范围内，S/H 非线性典型值为 0.001% 至 0.01%。显然，为了保持系统性能，S/H 非线性必须优于使用的模数转换器所确立的整体非线性。对于 S/H 非线性，可以遵循一个很好的法则：数值应比转换器的基本分辨率高一个数量级。例如，0.01% 或更好的 S/H 非线性度与 10 位转换器配合使用。注意，用户可能需要根据 S/H 的共模抑制比(CMRR) 计算非线性，例如 80dB CMRR 相当于 0.01% 的非线性。

偏移是指 S/H 输入接地时输入和输出之间的直流偏移。通常通过可选的微调电位计将其调节至零。典型的直流偏置规格为 $\pm 2\text{mV}$ 或以下。对于 S/H 应用，自身的纯偏移不是问题，因为在系统整体校准过程中，始终可以将其调节至零。也可以进行模数转换器微调校准时，以手动方式或通过软件完成。

失调温度漂移则是另一回事，因为很难将其与实际信号区分开来。除非包含自稳零校准周期，否则 S/H 失调漂移误差分量无法降低，会随着温度变化产生误差。S/H 漂移的典型值为 1 至 $10\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ ，无论是要求更高的精度，还是需要广泛的温度范围，此误差都属于严重误差。

S/H 失调电压也会随电源电压而变化，这一点也应该说明。通常，电源抑制约为 80dB 或 $100\mu\text{V}/\text{V}$ 。对于调节良好的电源或使用自动校准周期时，此参数通常不太重要。

建立时间适用于输入电压快速变化的采样模式。跟踪输入信号时，S/H 受到动态限制，这与其他运算放大器配置类似。

建立时间由压摆率和小信号带宽决定，如果步长大幅变化，压摆率是主因。典型压摆率为 5 至 $10\text{V}/\mu\text{s}$ ，建立时间为 5- $10\mu\text{s}$ 。正如采集时间部分所述，确切规格很大程度上取决于保持电容。

采样保持转换误差

孔径时间或孔径延迟是指发出保持命令到实际打开 S/H 开关经过的时间。对于快速变化的输入电压，在确定实际保持电

压的过程中会产生误差。由此产生的电压误差将等于有效孔径时间间隔内输入电压的变化。

图 3 大体显示了与孔径时间相关的误差，图 3a 显示孔径延迟如何在保持电压内产生误差。对于快速变化的输入电压，在开关从开启到关闭期间，S/H 电压以接近 $1/2\text{LSB}$ 的幅度变化。

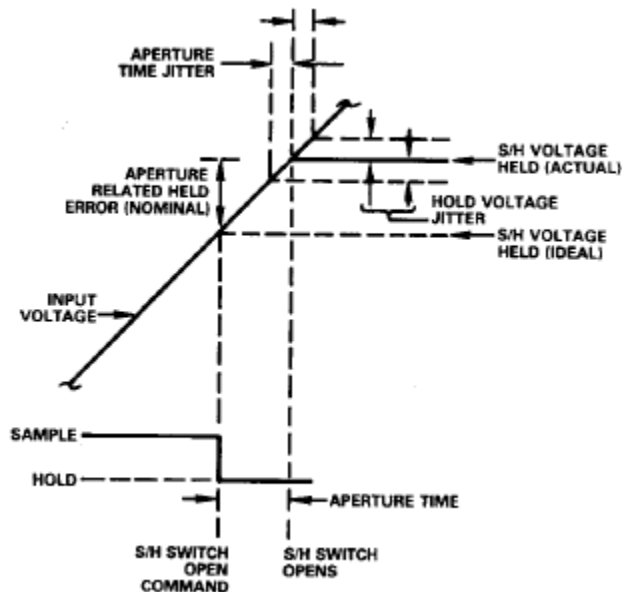


图 3a. 与孔径相关的时间/电压误差。

模拟输入/输出（顶部），采样/保持驱动（底部）。

作为孔径时间影响的一般示例，考虑变化速率（信号斜率）为 $1\text{V}/\mu\text{s}$ ，以 10ns 孔径时间采样的输入信号。由于与孔径时间相关的 dV/dt 误差，这会产生 10mV 采样误差。

这种误差通常很严重。有效孔径延迟可以通过按照标称孔径延迟时长提前在系统中执行保持命令来补偿，但这并非全部误差。

去除标称孔径延迟之后，剩余的误差称为孔径抖动（或不确定性），它具有高信号斜率输入，是真正限制 S/H 采样误差的因素。孔径抖动是指样本与样本之间的实际 S/H 开关时序的净变化量。这种抖动对孔径时间相关误差产生最终限制。对于 $1\text{V}/\mu\text{s}$ 压摆率示例， 1ns 孔径抖动会导致 $\pm 1\text{mV}$ 电压不确定性。

可以通过图形显示极限孔径时间和由此产生的允许满量程电平正弦波输入频率之间的一般关系。如图 3b 所示。此图基于最大（满量程）正弦波输入频率，其误差不超过 $1/2\text{LSB}$ 。此频率 f_{max} 的计算公式如下：

$$f_{\text{max}} = 1/[2^{(n+1)} \pi t_a] \quad (1)$$

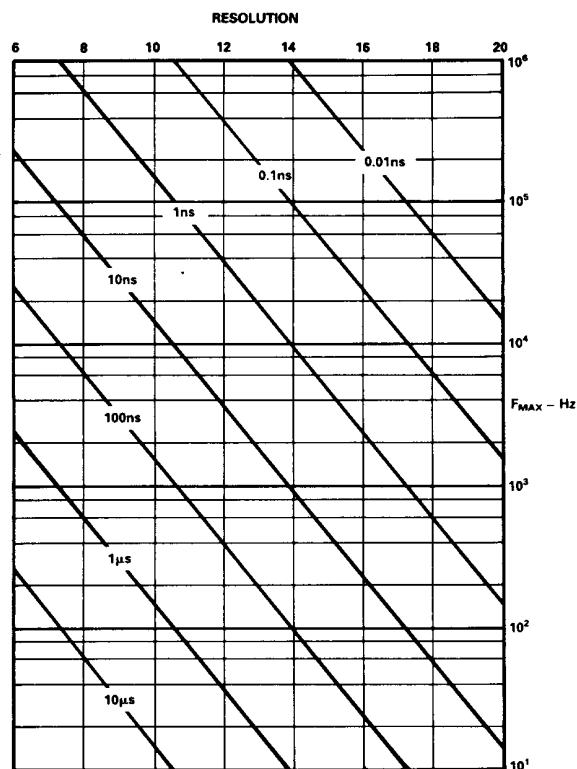


图 3b. 各种孔径时间和分辨率下的最大满量程输入正弦波频率(f_{max})

其中 $\pi = 3.14$, t_a 为限制孔径时间, “n” 为转换器的分辨率 (单位: 位)。

由于这些数据是针对限制孔径, 所以可用于带有 S/H 的模数转换器, 或者是单独的模数转换器操作。在后一种情况下, 模数转换时间将定义有效孔径时间。

该数据清楚表明了最大化允许输入频率时所采用的 S/H 的值。不带 S/H 的 $10\mu s$ 8 位模数转换器支持的最大输出频率约为 60Hz。另一方面, 在使用孔径时间仅为 100ns 的 S/H 时, 相同的模数转换器支持 6kHz 最大频率。注意, 还存在一种更一般的关系; 当转换分辨率增加时, f_{max} 在给定的转换时间内降低。所以, 当分辨率或频率增加时, 对 S/H 的需求变得更加关键。

显然, S/H 内的孔径时间越短越好, 因为这样对配合使用的模数转换器造成的限制就越少。描述中引用的时间对中速 IC 来说非常典型。S/H 电路不是限制系统时序的最终因素, 因为最大吞吐率通常出现在孔径时间限制频率之前。

S/H 偏移 (也称为 S/H “基座”、“跳变”或“步进”) 是 S/H 进行采样保持转换时, 瞬变电荷导致的模拟误差。它是由所用 S/H 开关的有限电容造成的, 在较小程度上是由布局和/或封装电容造成的。这些电容通过数字控制信号的一部分

直接馈送到保持电容。一般来说, 由于寄生耦合电容在给定的器件和布局中是固定的, 所以可以通过使用较大的保持电容来降低这种误差。图 4 显示了这种影响。

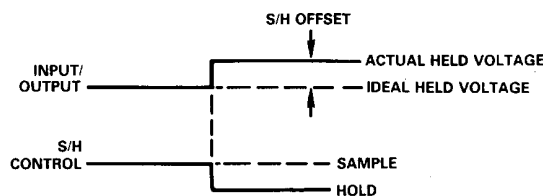


图 4. 采样保持偏移 (顶部), S/H 控制 (底部)

此误差可能为几 mV, 在有些情况下, 可以利用小型外部耦合电容将反相控制信号馈送至保持电容来进行补偿。一般来说, 可以通过将数字控制信号的峰峰电平降至绝对最小值, 以及通过屏蔽/保护此信号和 C_H 节点之间的耦合路径来减小这种误差。

注意, 采样保持偏移并非始终这样来直接指定, 特别是在使用外部保持电容的 IC 器件中。在这种情况下, 会给出电荷的技术规格, 以 pC 为单位。在这些情况下, 可以使用以下公式计算 S/H 偏移:

$$S/H \text{ offset}_{(V)} = \text{Charge (pC)} / C_H \text{ (pF)} \quad (2)$$

例如, 使用 1000pF C_H 进行 10pC 电荷传输将导致 10mV S/H 偏移。很显然, 传输的电荷越小, 此误差也越小。在更好的器件内, 电荷传输可能低至 1pC 或更低。

与纯直流偏移一样, S/H 偏移最初也被视为可调节误差。但是, 如果它随时间、输入电压和/或温度改变, 那么也必须考虑这些不稳定性。对于一些使用浮动开关 (参见图 7b, 类型 2) 的 S/H 器件, S/H 偏移会随输入信号值变化。这显然不可取, 因为如果无法补偿, 则难以实现。S/H 类型 3 (图 7c) 没有这个问题, 因为其开关始终保持恒定电平 (虚地)。

采样保持建立时间是指 S/H 输出收到保持命令后, 在额定精度范围内稳定下来所需的时间。其中包括开关转换消隐的时间。

保持间隔误差

压降也叫倾斜, 是指保持时间间隔 (Δt) 内保持电压 (ΔV) 的变化, 由流入 (或流出) 保持电容的净漏电流导致。由于导致压降的电流可能是一个 S/H 至下一个 S/H 的符号, 所以下降电流会导致电容上的电压升高或降低, 如图 5 所示。但是, 重要的是保持间隔内的误差幅度, 而不是该符号。压降由简单的电荷/电压关系决定:

$$\Delta V / \Delta t = I_L / C_H \quad (3)$$

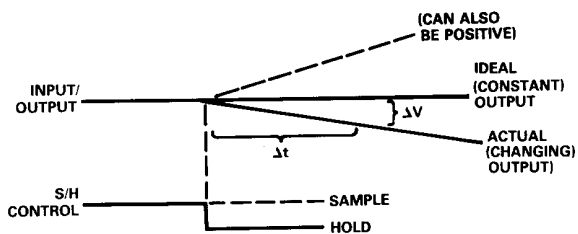


图5. 压降误差 (顶部), S/H 控制 (底部)

注意, “压降”可以为正, 也可为负。

其中, I_L 为漏电流, C_H 为保持电容的值。举例来说, 对于 $100\text{pF } C_H$, 电流降低 1nA 会导致 $10\mu\text{V}/\mu\text{s}$ 压降。在 $10\mu\text{s}$ 保持期间, 这会产生最大 $100\mu\text{V}$ 压降误差, 此误差不是问题。在给定的 S/H 器件中, 电流 I_L 按技术规格设定, C_H 则 (通常) 由用户控制。所以, 压降可通过 C_H 调节, 会随着 C_H 增加而减小。

但是, 这也需要权衡取舍。当 C_H 增加以降低压降时, 一般会使采集时间延长。这是因为对 C_H 充电以实现采集摆动所需的电流是固定的。所以, 通常需要尽可能将漏电流 I_L 保持在最低水平, 以使压降最低。一般来说, 此参数由 S/H 输出放大器的输入偏置电流和开关漏电流决定, 通常随温度升高而升高。在高温下压降最大。注意, 用于计算压降的 I_L 值应考虑到温度与净漏电流之间的关系。使用 FET 输入缓冲器时, 温度每上升 10°C , 偏置电流翻倍。

实际上, 中等温度下 S/H 中电压的典型下降率接近 $1\mu\text{V}/\mu\text{s}$, 算的上很小的误差。在计算最高温度下的最大偏置电流时, 这种情况可能并非一直保持不变。可以计算最高预期温度下的漏电流, 以确定最差的电压下降率。

馈通是在保持 (关闭) 状态下, 通过 S/H 开关的交流信号泄漏导致的模拟误差。与 S/H 偏移一样, 它基本上由开关电容引起, 但也会受到布局相关电容耦合的影响。由于开关电容和保持电容可以构成分压器, 馈通会随保持电容增大而降低, 就像压降和 S/H 偏移一样。馈通的影响如图 6 所示。

馈通一般由高频率下 (例如 10kHz) 的满量程峰峰正弦输入指定。在良好的 S/H 中, 它一般达到 80dB (或更高)。这相当于 0.01% (或更低) 的馈通误差。如果 S/H 是在多路复用器之后, 该多路复用器能够在保持状态下选择高电平, 且可能因信号馈通导致误差, 那么此参数非常重要。

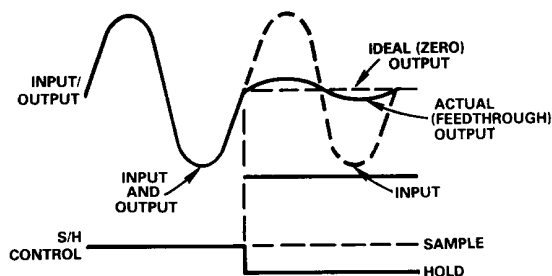


图6. 馈通误差电压 (顶部), S/H 控制 (底部)

电介质吸收

对于一些常见的电容类型, 电介质不会在充电/放电周期后完全释放所有电能。这种现象导致的结果是: 在保持模式持续一段时间后, 存储电压出现误差。可以使用某些电介质, 尤其是薄膜来最大限度降低这种影响。应使用指定的低 DA 电介质, 例如聚四氟乙烯、聚苯乙烯和聚丙烯。注意, 在使用外部 C_H , 或者是使用外部 C_H 来增强内部 C_H 的 S/H 中, 都需要考虑 DA。

漂移和噪声

与采样模式下的 S/H 相比, 保持模式下的 S/H 具有不同的漂移特性。在保持模式下, 输出端只有输出缓冲放大器的漂移。在采样模式下, 可能只有输出放大器的漂移, 也可能是两个放大器串联产生漂移。

通常, 保持模式下和采样模式下的漂移特性不同没有什么危害。转换通常在几微秒内完成, 此时由温度变化导致的漂移误差尚不是问题。当保持时间异乎寻常的长时, 则需考虑这种误差。

噪声则是另一种情况。例如, 处于保持模式时, 可以考虑图 7 中的 S/H 类型 2 和 3。如果输出放大器的噪声过大, 则会在保持期间显示, 并随所需信号一起数字化。如果此噪声很高, 且转换器的线性度并不低于 $1/2\text{LSB}$, 则某些代码会因噪声调制而出错。

MOSFET 输入缓冲器输入电流极低, 因而会用于一些 S/H 中。遗憾的是, 这些缓冲器类型通常具有相对较高的输入电压噪声, 这会限制某些应用的整体精度。JFET 的输入电流不会像 MOSFET 那么低, 但其噪声电压明显更低。

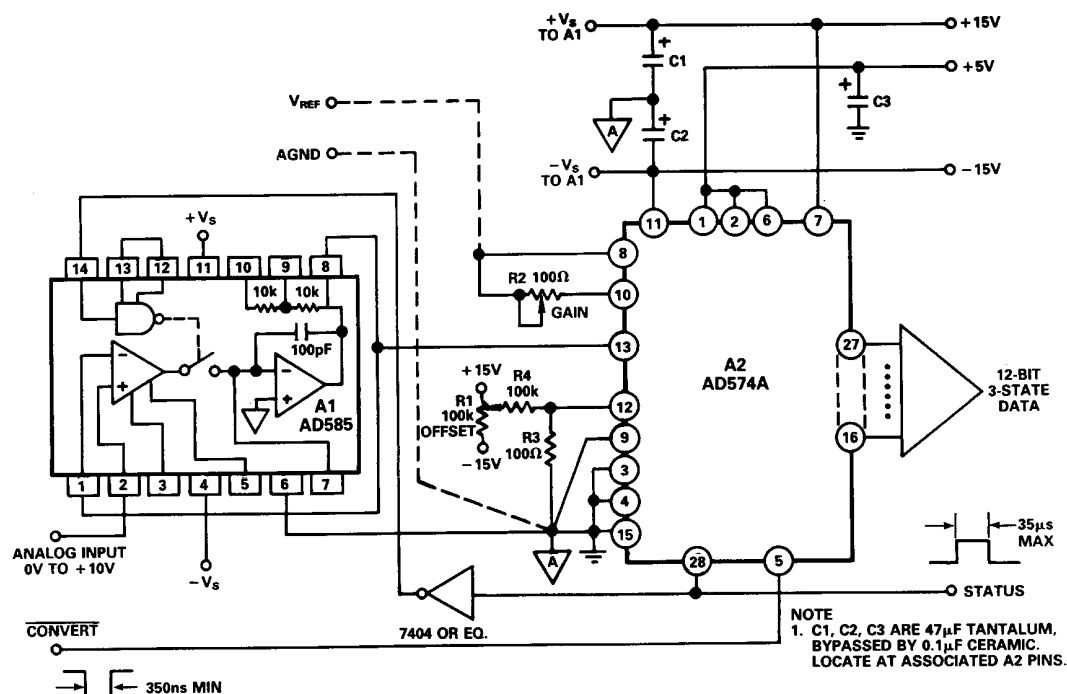


图8a.带S/H的独立12位单极性模数转换器

在带有 S/H 放大器的高速逐次逼近模数转换应用中，潜在误差源是来自模数转换器的回退误差。逐次逼近模数转换器表示 S/H 的动态负载，而转换周期开始时的 MSB 负载会因为非零 S/H 输出阻抗，在模数转换器输入电压（S/H 输出）上产生瞬变。如果 S/H 阻抗在高频率下不够低，回退误差可能会超过 LSB。

要解决这个问题，需要使用具有低阻抗输出级的 S/H，或具有高反馈的 S/H，以实现低回退误差。如果阻抗足够低，可以使动态电压误差忽略不计，那么模数转换器负载不会引发问题。AD585 输出级用于实现低动态输出阻抗，以最小化此误差。图 8b 所示为转换期间 AD585 输出驱动 AD574A 的放大照片，可说明这一点。注意，MSB 开关点上的负向瞬态误差在持续时间内低而短。

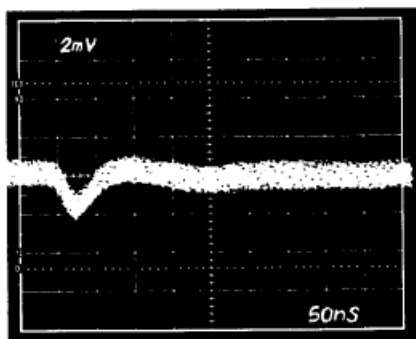


图8b.AD585 S/H 放大器的输出驱动AD574A，MSB 转换

对于既需要快速采集时间，也需要低下降率的应用，可以使用级联 S/H 同时满足这些相互冲突的性能参数。图 9 所示的是这样一个电路， $\overline{\text{HOLD}}_1$ 和 $\overline{\text{HOLD}}_2$ 控制线的驱动方式如时序图所示。基本理念是，级联的第一个 S/H 在第二个达到额定精度之前快速获取输入。然后，第一个 S/H 进入保持状态，第二个继续获取第一个（快速）S/H 的输出端上出现的“输入”。由于这构成了输入信号的串线路径，因此两个 S/H 的误差会加在一起。

该电路使用两个串联的 AD585，第一个通常配置用于实现快速采集。使用 AD585 的内部电容，该级将实现 1mV/ms（最大）压降率。该级进行 5µs ($\overline{\text{HOLD}}_1$ 信号的宽度) 采样。第二个 S/H 对第一个的输出进行 500µs（或 $\overline{\text{HOLD}}_2$ 的宽度）采样。在这 500µs 期间，第一级的输出电压会下降，最高达 0.5mV。这一般是 $\overline{\text{HOLD}}_2$ 宽度（单位：ms）乘以 1mV/ms。第二个 AD585 使用一个 0.01µF 外部 C_H ，它会最大限度降低此级的电压降幅，降低 100 倍（第二级和第一级 C_H 的比率）。之后，整个电路的有效压降变为 0.5mV（第一级），加上 0.01 mV/ms（第二级）。第二级的保持间隔达几十 ms，所以，此级联 S/H 的净压降接近 500µs 间隔的压降，在本例中为 $\approx 0.5\text{mV}$ 。

当然，此方案作出的取舍是：整体信号吞吐量降低。实际上，因为该应用本就打算与速度较慢的模数转换器配合使用，所以这种取舍可能只会造成很小或根本不会造成影响。此外，如果多路复用器之前使用了多个级联 S/H，此方案可能非常有用，即使很少对单个频道采样也能保持较高的整体吞吐率。注意，就此级联的孔径时间而言，有效 $f_{\max}$ 仍由两个 S/H 中的第一个决定。本示例所示是同相单位增益 S/H。原则上，任一（或两个）S/H 都可以使用其他比例。

对于布局，用户需要遵循一些重要的通用实用规则。只要使用外部 C_H ，就需要注意使用保护走线将与引脚 7 相关的 PC 走线包围起来。应将其连接至模拟地，连接此引脚的导线越短越好。外部 C_H 应该是低 DA 型电容，其外部箔片连接至 S/H 输出（引脚 8）。还请注意，许多 S/H 应用可能永远不需要使用外部 C_H 或引脚 7。在这种情况下，可以沿封装附近切割引线，将拾取线路剪至最短。

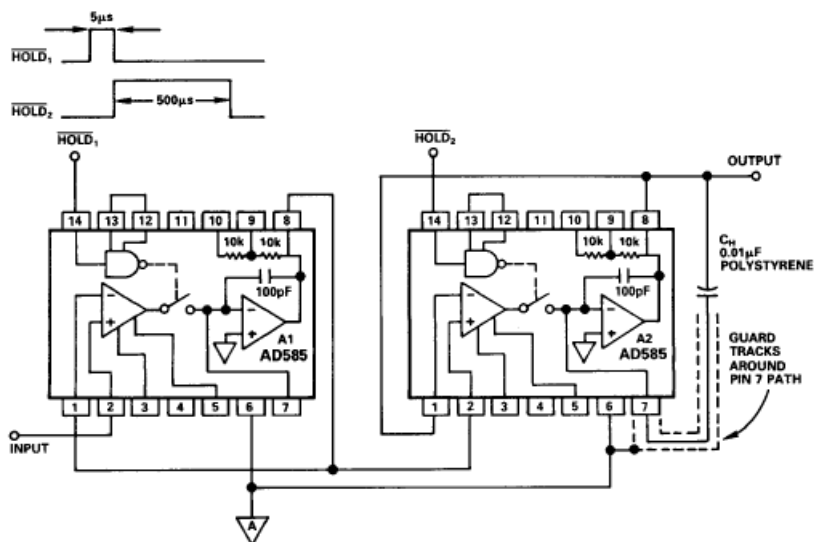


图9.环路压降级联 S/H

