

# 快速高精度采样—保持器

刘天夫

(长春物理所)

## 一、前言

快速高精度采样—保持器是比较复杂的装置。目前大多由分立元件组成。采样—保持器在A/D变换及模拟控制系统中起着十分重要的作用，它担负着各种模拟量与数字信号之间的翻译工作。

模拟信号通过采样—保持电路，在采样脉冲作用下，对信号快速采样。采样脉冲过后，将信号保持在原有电平上，直到下一个采样脉冲到来，在保持期间，完成A/D变换。

采样脉冲宽度的选择，主要取决于电路本身的动态反应速度，以及系统对采样精度的要求。一般不宜选得太窄。在我们电路中，采样脉冲宽度选 $2.3\mu\text{s}$ 。该电路应用在“太阳磁场望远镜”A/D变换系统中，变换速度为 $1 \times 10^6$ 次/秒。由此规定电路保持时间 $10\mu\text{s}$ 左右。

## 二、采样—保持器实际指标

1. 相位特性  
输入信号与输出信号相位差值 $< 8^\circ$ 。
2. 采样速度  
当采样脉冲宽度为 $1\mu\text{s}$ 时，存储器（ $3000\text{PF}$ ）电压可达输入信号电压幅值90%以上。
3. 采样脉冲宽度的选择  
本机器采样脉冲宽度选为 $2.3\mu\text{s} (> 8\tau)$ 。
4. 开环增益  
开环增益为 $4 \times 10^6$ 左右。
5. 闭环增益  
闭环增益等于1倍。
6. 保持精度  
保持 $10\mu\text{s}$ 时，精度不劣于 $0.007\% \sim 0.009\%$ 。

## 三、电路主要参数测试、分析与计算

### 1. 概述

采样—保持器方框图如图1所示。当加到开关的数字控制信号D是低电平时，模拟信号 $V_A$ 就通过串通开关与存储器相连。电路中存储介质是 $3000\text{PF}$ 聚四氟乙烯电容，在这种情况下，存

储介质两端的电压  $V_B'$  大小随模拟信号  $V_A$  而变。当  $D$  为高电平时，开关断开，而且电压  $V_B'$  保持在开关断开时  $V_A$  值不变。其数学式表示如下：

$$\text{如果 } D=0, \quad V_B(t) = V_A(t);$$

$$\text{如果 } D=1, \quad V_B(t) = V_A(t_0);$$

式中  $t_0$  是  $D$  从低电平“0”变到高电平“1”那一时刻。

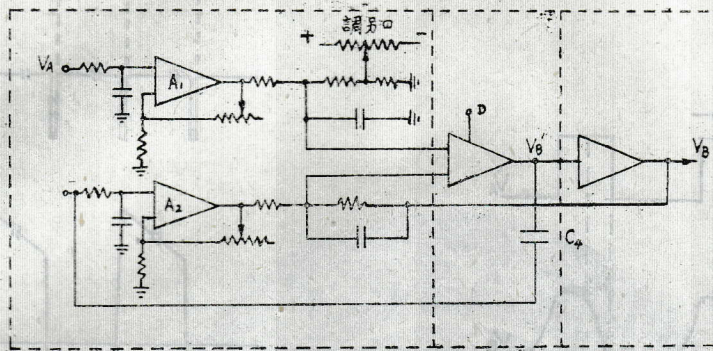


图1 采样-保持电路方框图

目前，比较简单的采样-保持电路典型工作过程大致可以分为两类：一类是存储介质放在正向缓冲放大器前面，信号不经过放大器而直接通过开关对存储介质充电，所以有短的“捕获”时间的优点。其电路框图如图2 a所示。另一类电路的特点是存储器通过放大器后，做为负反馈系统接入输入端。其优点是这种采样-保持电路的输入阻抗的变化较小。其电路框图如图2 b所示。

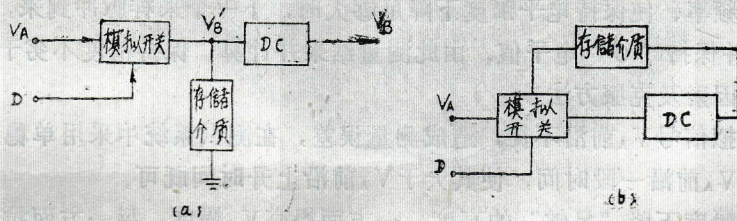


图2. 采样-保持器典型电路方框图

在我们的电路中，采用了这两类电路的优点。  $A_1$ 、 $A_2$  运算放大器，提高了输入阻抗，从而提高了运算放大器的精度。同时，电路采用了较深的电压串联负反馈，减少了采样-保持电路的输入阻抗变化，提高了电路的运算稳定性。由  $Q_7$  PNP管与  $Q_8$  NPN管组成的复合充放电回路，正向导通电阻很低。跟踪速度主要取决于电路的充放电时间常数  $\tau$ ， $\tau = R \cdot C$ ； $R = (R_s + R_{on})$ ，其中  $R_s$  是信号源内阻， $R_{on}$  是开关的导通电阻。由实验测得存储器上升或下降到输入幅值90%以上，需要的时间为  $1 \mu s$ 。为了保证采样精度，采样脉宽选  $2.3 \mu s$ 。（ $> 8 \tau$ ）

未级输出器由NPN管和PNP管组成的复合互补型射随器，输出阻抗低、负载能力强。

## 2. 采样速度和保持精度的测量

采样速度的测量波形如图3所示。输入信号  $V_A$  由标准脉冲源产生，前后沿小于  $20 ns$ ，

幅度为 4 V。此时控制端 D 接“0”V 指令，输出波形  $V_B$ 。测量结果，存储器电压充电到 90% 以上所需要的时间为  $1 \mu s$ 。

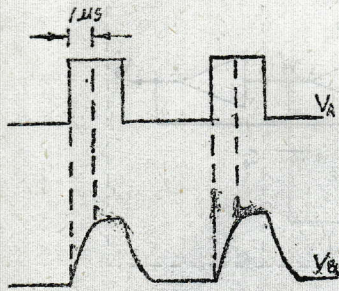


图3. 采样速度测量波形

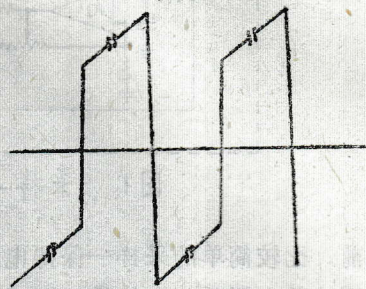
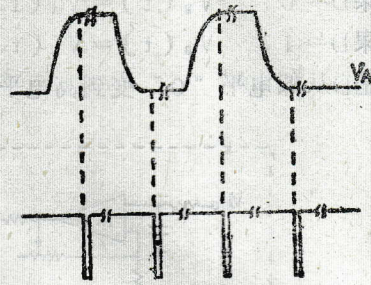


图4. 保持精度测量波形

保持精度的测量波形如图 4 所示。输入信号  $V_A$  是 0~12V 方波脉冲。采样脉冲 D 应这样选取：当  $V_A$  前沿已经上升到 12V 时，开始来采样脉冲信号 D。采样后保持电平为 12V，保持时间为方波脉冲频率、使保持电平幅度下降足够大时，下一个采样脉冲到来，采样后  $V_B$  由 12V 降至 0V，并保持“0”电平值。由此测量结果并计算，保持精度不劣于 0.007%。

### 3. 测量误差因素及克服方法

为了避免模拟信号  $V_A$  前沿不陡，造成测量误差，在测试系统中采用单稳态将采样脉冲滞后于模拟信号  $V_A$  前沿一段时间，使其大于  $V_A$  前沿上升时间既可。

为了使保持幅度下降“足够”的高度，一方面提高  $V_A$  幅度，另一方面拉长保持时间，使其扩展原保持时间的  $10^6$  倍左右，测试系统采用连续可调电路。

此外，有些误差因素，在我们实际工作条件下从属次要地位，例如频率高时，存储电容存在着漏电感，也影响采样—保持器的精度。另一方面，由于采样—保持器是将幅度连续变化的输入信号，变成幅度不连续的阶跃电平，即所谓“量化处理”，而量化本身则完全是非线性的，量化系统带来的误差影响也是比较复杂的。

### 4. 采样速度和保持精度的理论计算

采样速度的计算方法，首先应考虑影响采样精度的因素。文献记载及理论推导，当采样脉冲宽度  $T \geq 8\tau$  时，采样精度可达 0.01~0.05%。因此，我们只需研究存储器部份充放电回路  $\tau$  值的计算方法。在采样—保持电路中，我们假设某一时刻采样脉冲作用期间， $Q_7$  导通并对  $C_A$  存储电容充电。此时  $U_{Q_7sc} \downarrow \rightarrow I_{bQ_7} \uparrow \rightarrow U_{Q_7sc} \downarrow$ ；另一方面，分压电阻  $R_{24}$  及  $R_{23}$  使  $Q_{10}$  基极电位不变。而  $U_{Q_7sc} \downarrow \rightarrow U_{Q_{10}b} \uparrow \rightarrow I_{bQ_{10}} \downarrow \rightarrow I_{eQ_{10}} \uparrow$ ；因此，由于  $Q_{10}$  的作用，

更加加快了 $C_4$ 充电过程。下面我们定量计算一下此时的充电时间常数 $\tau$ 值，其等效电路如图5所示。因 $\tau=R \cdot C$ ； $R$ 为从A点看进去的等效电阻， $C=3000\text{PF}$ 。图中 $R_1$ 为由 $Q_5$ 及 $Q_7$ 所组成电路的等效阻抗，由等效电路算出 $R_1=32\Omega$ 。将电路进一步简化，经计算后得：

$$R=32+\frac{R_{24} // R_{23} + r_b + (\beta+1) \frac{26}{I_{e010}}}{\beta_{010}}$$

$$=50.3\Omega$$

其中 $I_{e010}=I_{e07}-I_{R17}=10.6\text{mA}$ 。时间常数 $\tau=R \cdot C=0.15\mu\text{s}$ ，而 $8\tau=1.2\mu\text{s}$ 。实际电路中，采样脉冲宽度取 $2.3\mu\text{s}$ ，因此采样脉冲精度足以保证在 $0.01\%$ 。定量计算结果和实际测量结果完全吻合。

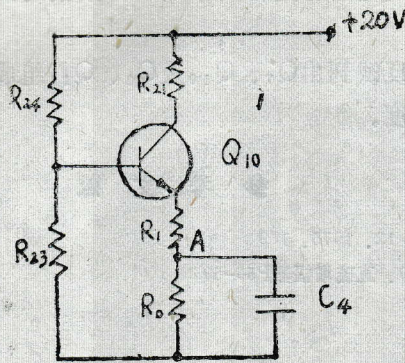


图5. 计算阈值等效电路

保持精度的计算方法，首先应考虑在保持期间，存储器 $C_4$ 有两条泄漏电荷的途径。并计算出保持期间电压泄漏幅值，求出相对保持精度。保持期间，泄漏电荷的途径，一条由 $+20\text{V}$ 正电源开始，经 $R_{17}$ 、 $Q_7$ （包括 $R_{21}$ 、 $Q_{10}$ ）分两路，一路向存储器 $C_4$ 充电，另一路通过 $Q_8$ 、 $R_{20}$ 、 $R_{10}$ （包括 $R_{22}$ 、 $Q_{11}$ ）到负电源 $-20\text{V}$ 。

另外一条途径是存储器 $C_4$ 向绝缘栅场效应管 $Q_{12}$ 栅极泄漏电荷。显然，第一条泄漏途径，主要是由于晶体管存在着反向漏电流，其影响不可忽略。 $Q_7$ 漏电流的方向是自 $+20\text{V}$ 电源，通过 $R_{17}$ 、 $Q_7$ （ $R_{21}$ 、 $Q_{10}$ ）流出并分成两路，一部份对存储器 $C_4$ 充电，另一部份通过 $Q_8$ 、 $R_{20}$ 到负电源。第二条泄漏途径，对保持精度的影响比起第一条途径可以忽略不计。这是由于 $Q_{12}$ 绝缘栅场效应管的输入阻抗极高 $10^8\Omega$ 以上，因此 $C_4$ 对 $Q_{12}$ 栅极泄漏电荷很小。也就是说影响保持精度的主要途径是第一条通路。

存储器 $C_4$ 接在由 $R_{17}+R_{18}+Q_7$ 与 $R_{10}+R_{20}+Q_8$ 组成的分压器之间，保持期间对 $C_4$ 充电电流可由下式确定：

$$I_{C4充} = I_{ce010} + I_{ce007} + I_{bc007} - I_{ce008}$$

因此，保持期间存储器 $C_4$ 电压变化量可由下式确定：

$$\Delta U_{C4} = \frac{\Delta Q_{C4}}{C_4} = \frac{I_{C4充} \times t_0}{C_4}$$

式中 $t_0$ 为保持时间。查晶体管特性参数，经计算得相对保持精度不劣于 $0.009\%$ ，和实际测

量结果基本一致。

#### 四、结 语

为了提高输入阻抗, 保证精度, 第一级应采用场效应管差分对。由于场效应管噪声系数小, 具有零温度系数等特点, 用在第一级能提高正机电路的性能。调正时, 应尽量将第一级静态工作电流调得小些, 进一步压低噪声的影响。同时调正场效应管, 使其工作在“零温度系数”点附近, 提高电路的温度稳定性。

存储介质电容的选择, 应选择损耗小、漏电少, 电容值稳定的优质电容, 我们选用聚四氟乙烯3000PF电容。

为了减少环境温度变化对电路稳定性的影响, 用紫铜均温槽将第一级第二级差分对管封闭起来。

由于电源的波动, 能够反映到由 $Q_7$ 、 $Q_{10}$ 及 $Q_8$ 、 $Q_{11}$ 组成的射随电路中, 因此采样—保持器的电源应保证一定的精度。

#### 参 考 文 献

- (1) 蒲生良治 トランジスタ技术: 12, 1975, 169
- (2) 卢室晃一、电子科学シリーズ19, 直流增幅器P56-59

## A QUICK AND HIGH PRECISION SAMPL-HOLDER

Liu Tian-Fu

(Chang Chun Institute of physics, )

### Abstract

This paper describes the performance and structure of a quick and high precision sampl-hold circuit. The circuit is mainly constructed by individual components. Valtage analoge signal is processed into digital signal in it, and its last stage is power output stage. So the circuit can be directly used in measurement, autocontrol, A/D conversion systems.

The frequency band of the circuit isn't small than 50 mhz. when sample time is 1  $\mu$ s, it precision will be higher 0.05%. Because CMOS difference components are used in the cicuit, its hold-precision can reach higher than 0.005%.