

运算放大器构成的高速 模数转换器

王 本 吉

摘 要

为了适应多道数字地震仪对模数转换器高转换速度的要求,本文提出一种由运算放大器构成的高速模数转换理论模型,并就它的基本工作原理、主要电路、转换速度和转换器精度等作了较为详细的介绍。该电路完成一个子样的转换仅需 $3.14\mu\text{s}$ 。

ABSTRACT

A theoretical model of high speed analog to digital converter formed with operational amplifier is given so as to meet the requirement of the fast conversion for the multi-channel digital seismograph. presented in this paper is the detailed description of the basic principle, the main circuit, the converting speed and accuracy etc. The conversion of a sample need only $3.14\mu\text{s}$ with this kind of converter.

随着地震勘探技术的飞速发展,越来越需要研制多道数字地震仪,模数转换器转换速度的快慢决定了数字地震仪的道数。目前国产数字地震仪的模数转换器转换一个子样的速度大约需 $28\mu\text{s}$ 左右,这种模数转换器的转换速度是不能适应多道仪器的。为此,本文提出一种由运算放大器构成的高速模数转换器理论电路,用它转换一个子样的时间仅需 $3.14\mu\text{s}$ 。

由于电子技术的不断发展及制造工艺的日益先进,使得目前的电子集成元件指标越来越高,这就为我们设计先进的电路提供了可能。下面提出的高速模数转换器就是在有了高精度、高速度的集成运算放大器和比较器的基础上设计的。

工 作 原 理

用运算放大器构成的模数转换器是由符号位判别器、绝对值变换放大电路、十四个减法器、十四个比较器和经 T 网分压后获得的十四个参考电压构成的。其框图见图 1 所

高速模数转换器电路原理如图 2 所示。它处理的子样 V_i 不需要二采保持。

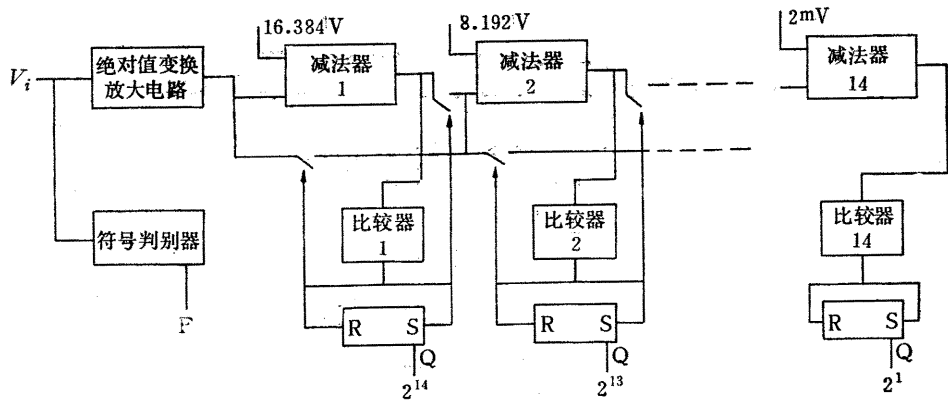


图 1 用运算放大器构成的模数转换器框图

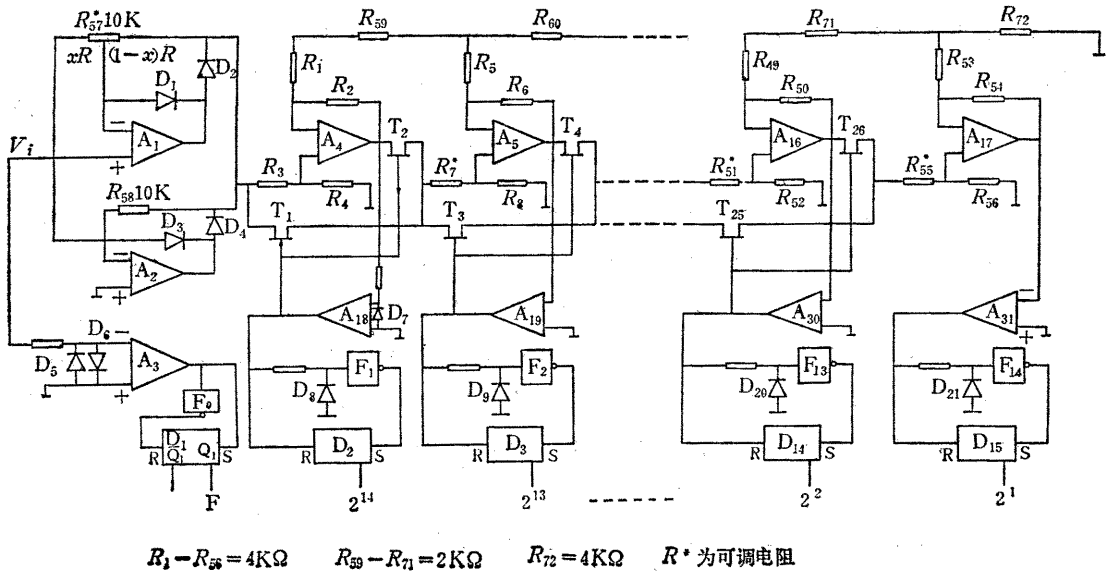


图 2 高速模数转换器电路原理图

当子样 V_i 进行模数转换时，分两路送入模数转换器。一路送入 A_3 进行符号位判别，另一路送往绝对值变换放大电路。

由 A_1 、 A_2 组成的绝对值变换放大电路对 V_i 进行绝对值转换，并将 V_i 放大 4 倍，使其输出的子样电压为 $|4V_i|$ 。

A_4 、 A_{18} 构成第一级减法器 and 比较器。被放大 4 倍的子样 V_i 与参考电压 $V_{\text{参}1}$ ($+16.384V$) 在减法器 A_4 中做减法运算，其运算结果送往 A_{18} 比较器反相端。

当 $|4V_i| < V_{\text{参}1}$ 时， A_4 输出负电压， A_{18} 输出高电平 ($+9V$)，该电平加至场效应管 T_1 、 T_2 栅极，使 T_1 导通、 T_2 截止，子样 $|4V_i|$ 直接送给下一级。 A_{18} 的输出同时加在 D_2 触发器的 R 端，使其置 0。其 Q 端为零表示本级权位电压值为零。

当 $|4V_i| > V_{\text{参}1}$ 时， A_4 输出为正电压， A_{18} 输出为负电平 ($-9V$)，使 T_1 截止，

的输出端输出, 电路增益为 $\frac{1}{x}$, 其中 x 是小于 1 的分数, 它是由 R_1 的中心插头位置所决定的。在正信号输入时, 放大器 A_2 相当于将 xR_1 电阻的一端接地, 由于 D_4 是反向偏置, A_2 的输出和整个电路的输出不连接。

负信号输入时, 二极管 D_2 、 D_3 截止, D_1 、 D_4 导通。由于 A_1 的反相输入端和输入信号相等, 这相当于输入信号通过电阻 xR_1 送至 A_2 的反相输入端, 并通过 A_2 输出, 这时的增益为 $-\frac{1}{x}$ 。因此, 不论输入是正还是负, 输出电压总是 $\left| \frac{V_i}{x} \right|$ 。

这里要求 R_1 、 R_2 严格相等, x 取 $\frac{1}{4}$, 即绝对值放大电路的输出为 $|4V_i|$ 。

A_1 、 A_2 要采用动态范围较宽的高速元件, 以达到设计要求。

减法器

图 5 是模数转换器中的减法器电路。现在推导其输入与输出的关系。

$V_{\text{参}}$ 输入时

$$V_{0-} = -\frac{R_2}{R_1} V_{\text{参}} \quad (1)$$

V_i 输入时

$$V_{0+} = \frac{R_4}{R_3 + R_4} V_i \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \quad (2)$$

取 $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = 4K$, 则式(1)、(2)分别为

$$V_{0-} = -V_{\text{参}} \quad (3)$$

$$V_{0+} = V_i \quad (4)$$

所以
$$V_0 = V_{0-} + V_{0+} = V_i - V_{\text{参}}$$

$V_i - V_{\text{参}}$ 的结果送往比较器。当 $V_i - V_{\text{参}} > 0$ 时, 运放构成的比较器输出的低电平加在 T_1 、 T_2 的栅极, 使 T_1 截止, T_2 导通, 减法运算的结果通过 T_2 送给下一级。当 $V_i - V_{\text{参}} < 0$ 时, 比较器输出高电平, T_1 导通, T_2 截止, V_0 不能输出, 而 V_i 通过 T_1 送给下一级。当 $V_i - V_{\text{参}} = 0$ 时, 比较器输出为 0V,

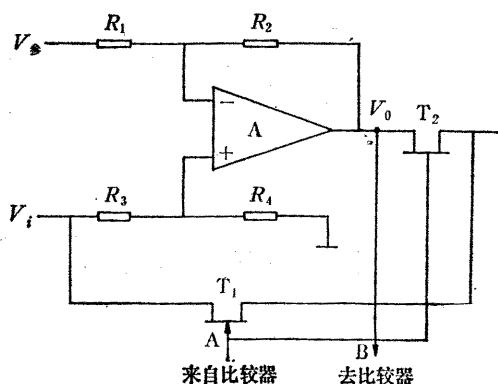


图 5 减法器电路

T_2 、 T_1 可能均截止, 也可能 T_2 导通, T_1 截止, 没有信号送给后一级。

在每一级的减法器中, R_1 、 R_2 、 R_3 、 R_4 均应选用精密电阻。实际上 R_3 应选用可调电阻, 除第一级的 R_3 外, 其它十三级的 R_3 均应比 R_1 、 R_2 、 R_4 的阻值略小些, 因为无论是 T_1 导通, 还是 T_2 导通, 两个开关在子样逐级传递过程中总有一个要导通的, 其导通电阻大约 50Ω 左右。

比较器和模数转换器的输出

图 6 是模数转换器中的比较器和权位显示电路。

减法器的输出 $V_i - V_{\text{参}}$ 加在比较器的反相端, 当 $V_i - V_{\text{参}}$ 大于零时, 比较器 A 输出低电平, 二极管 D_2 将低电平钳位在 -0.7V , 反相器 F 输出高电平, 给 D 触发器置 1, 表示本位权值电压存在, Q 即该位模数转换结果输出。比较器的输出同时送往减法器控制 T_1 、 T_2 。当 $V_i - V_{\text{参}} = 0$ 时, 比较器输出 0V , 反相器 F 仍输出为高电平, 所以, D 触发器的 Q 端仍为 1。当 $V_i - V_{\text{参}} < 0$ 时, 比较器 A 输出高电平, 给 D 触发器置 0, 表示本位权值电压不存在。

从图 2 可知, 参考电压总是加在减法器的反相端, 所以当没有子样进行转换时, 减法器总是输出低电位, 而比较器总是输出高电平, 高电平加在触发器的置零端, 使得 $Q = 0$ 。最高位中的 D_1 二极管是因为该级的参考电压比较大而加的限幅二极管。同样, 因为比较器输出低电平太低, 所以加入二极管 D_2 , 使当比较器输出为低电平时, F 的输入为 -0.7V 。

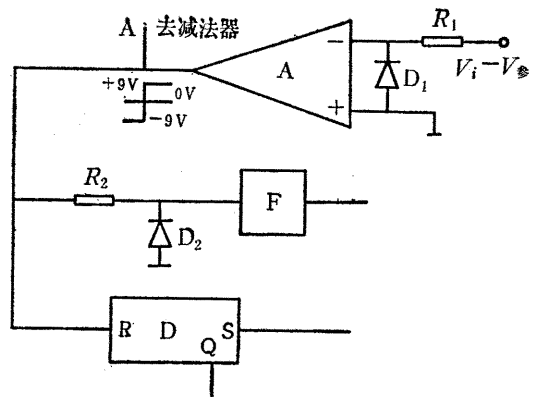


图 6 比较器和权位显示电路

采用运算放大器来作比较器, 主要是为了使比较器的输出高低电平能控制 T_1 、 T_2 的夹断与导通。对第一级比较器 (2^{14}) 的输出, 如果其输出高低电平控制不了 T_1 、 T_2 的夹断与导通, 可以在其输出端加入电平转换级, 用该电平转换器的输出去控制 T_1 、 T_2 。

后面十三级比较电路, 因为它们的参考电压较小, 就不需要 R_1 和 D_1 了, 其工作原理与第一级相同。

参考电压

第一级减法器的 $V_{\text{参}1}$ 取 16.384V , 后面十三级依权位大小分别为 8.192V , 4.096V , 2.048V , 1.024V , 512mV , 256mV , 128mV , 64mV , 32mV , 16mV , 8mV , 4mV , 2mV 。

每级的参考电压也是通过 T 网分压获得的, 在图 2 的 T 网电路中与一般 T 网所不同的只是纵臂, 除纵臂电阻外, 还串有一个减法器。下面计算带有减法器时 T 网的纵臂电阻。

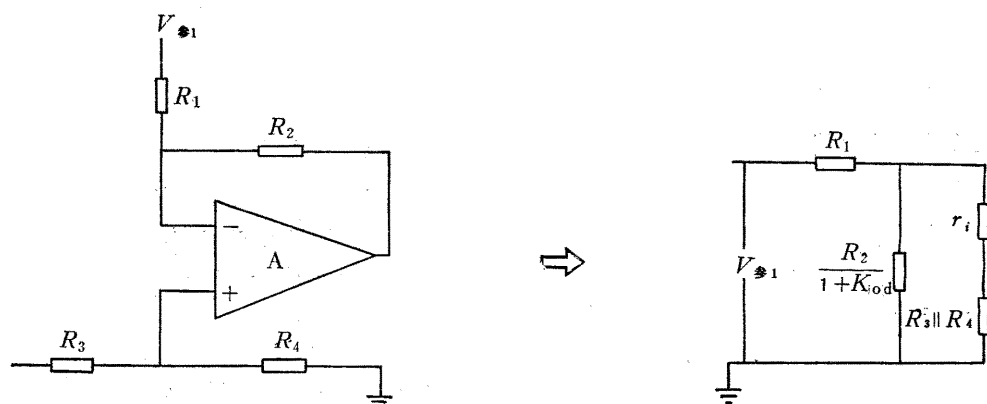
仅以 T 网的第一个纵臂为例, 计算图 7 左中由 $V_{\text{参}1}$ 点看输入阻抗。图 7 右是图 7(a) 的等效电路。

由等效电路知, 从信号源看进去的输入阻抗 R_{if} 为

$$R_{if} = R_1 + \left[\frac{R_2}{1 + K_{od}} \parallel (r_i + R_3 \parallel R_4) \right] \quad (5)$$

式中 K_{od} 为开环放大倍数, r_i 为运算放大器 A 的输入阻抗。一般 $K_{od} > 10^4$, $r_i > 10\text{M}\Omega$ 。

因 $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = 4\text{k}\Omega$, 则

图 7 由 $V_{参1}$ 点看输入阻抗及其等效电路

$$R_{if} \approx 4 + \frac{4}{10000} \text{ (k}\Omega\text{)}$$

可见, R_{if} 约等于 R_1 , 所以图 2 中的所有纵臂电阻相当于接地, 由减法器所引起电阻改变的误差很小, 对本电路无影响, 这样, 每位的参考电压就达到了按 2 的权位依次分配的要求了。第一位的 16.384V 是由标准电压源供给的。

转 换 速 度

模数转换器中的减法器选用高速型、宽频带运算放大器, 象前面提到的 HA2-2520, 其压摆率达到 $100\text{V}/\mu\text{s}$ 以上, 使用这样的运放做减法运算, 速度快, 每进行一次运算仅需 $0.1\mu\text{s}$ 。

采用运放构成的比较器响应时间一般也在 $0.1\mu\text{s}$ 左右, 场效应管的导通时间更短, 有些采用特殊工艺制作的场效应管, 开关延迟可缩短到 1ns , 这里我们为留有余量, 认为其延迟时间为 10ns 。

所以, 转换一位所需的时间应为

$$\begin{aligned} & \text{减法器时间} + \text{比较器时间} + \text{开关导通时间} \\ &= 0.1 \mu\text{s} + 0.1\mu\text{s} + 10\text{ns} \\ &= 0.21\mu\text{s} \end{aligned}$$

转换十四位所需时间

$$0.21\mu\text{s} \times 14 = 2.94\mu\text{s}$$

前面的绝对值变换放大电路所需时间为 $0.16\mu\text{s}$, 这里取 $0.2\mu\text{s}$ 。所以转换一个子样的时间为

$$0.2\mu\text{s} + 2.94\mu\text{s} = 3.14\mu\text{s}$$

符号位判别器和权位输出不占用模数转换器时间, 因为在它们工作的同时, 绝对值变换放大电路和减法器同它们并行工作

模数转换器的精度

整个模数转换器共十四位, 最高位权值为 16.384V , 最低位权值为 2mV , 转换一个子样最大误差为 2mV , 由于整个模数转换器权位电压加大, 其分辨率为 $1/2^{14}$ 。

模数转换器最低位取 2mV , 是因为一般的比较器有一个小于 2mV 的线性工作区, 为克服比较器这一缺点, 而将最小码设置为 2mV , 最大码为 16.384V 。

模数转换器中的运算放大器均应采用复合形, 如图 8 所示。

减法器采用图 8 电路, 最大的优点是抑制零漂, 如果 A_1 、 A_2 两运放参数相同, 则 A_1 、 A_2 的零漂刚好抵消, 且不影响转换速度。

除零漂外, 复合形运放对失调电压抑制也很有效, 因为 A_1 的失调电压刚好与 A_2 的失调电压抵消。

复合形运放构成的减法器对于其它因素的影响都是很小的。因为减法器本身放大倍数为 1, 不是很大。而绝对值变换放大电路放大倍数为 2, 且对所有道都一样, 所以影响也不大。

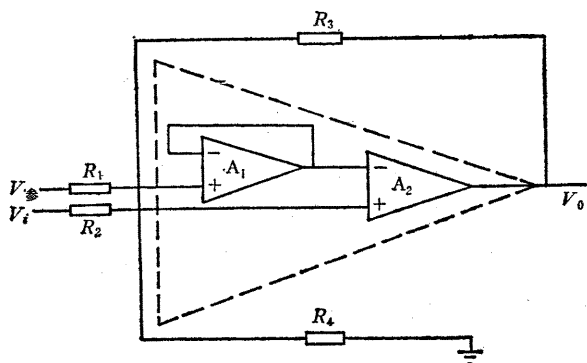


图 8 复合形运放构成的减法器

结 束 语

从整个模数转换器工作过程来看, 主放每送出一个子样, 都可以不需要二采保持, 直接进行模数转换, 转换时不需要节拍, 转换结果直接由寄存器 $D_1, \dots, D_{15}$ 送出。该模数转换器为数字地震仪而设计的, 但也可应用于其它领域。整个电路可能还不够完善, 因为它仅是一个理论模型, 加之实验条件不具备, 因而可能还存在一些问题。但是, 从转换速度的概念出发, 对一些需求高速转换器的系统还是有参考价值的。

参 考 文 献

- [1] 长春地质学院, 《地震勘探仪器》, 地质出版社, 1980
- [2] 《数字地震仪》编写组编, 《数字地震仪》, 石油工业出版社, 1979
- [3] 吕广平、徐笑貌编, 《集成电路应用 500 例》, 人民邮电出版社, 1983
- [4] 清华大学, 《晶体管脉冲电路与数字集成电路》, 下册, 人民邮电出版社, 1978