

高准确度对数函数电路的探讨和实现*

孔俊宝

(南京邮电学院)

提 要

本文叙述了一个具有高准确度的对数函数和通带较宽的对数放大器。该放大器用 RC 充放电的指数函数和脉宽调制的方法,提高了对数函数的准确度,从而可以解决天文、宇航、精确测量和通信等方面的很多关键问题。

根据 RC 充放电电压与时间的指数关系,再将时间用脉冲调制转换成电压,就构成了输入输出的对数关系。使用“取样定理”、“香农基础信道容量公式”和“多级放大带宽公式”等,对该系统进行了理论分析。搭试了一个具体电路,取得了系统特性数据,证实了该系统的对数函数准确度可达 99% 以上。

一、引 言

在某些精密测量或通信系统中,常常需要测量或监测一些幅值很大的参数,这时在系统中的放大器很易饱和或已经饱和,而不能正常将其放大,如果有一个按指数变化的输入,而按线性变化输出的对数函数电路系统,则可免除放大器的饱和问题。

文献[2]介绍了利用晶体管的特性获得对数函数的方法,但不够准确。1980年作者又提出了利用 RC 充放电网络的电压与时间成指数关系的原理,利用脉宽调制、低通滤波等实现了对数函数的特性^[3]。但在上述系统中,只使用了一个简单的 RC 滤波器,所以性能不够理想。本文提出了一种能改善时延特性和幅频特性的新电路,该电路使用了由网络综合设计法设计的有源低通滤波器,选用了合适的集成运算放大器等部件。将 RC 充放电、脉宽调制、周期取样、负反馈、有源滤波和加法运算等电子线路技术,一并综合使用,形成了一个完整的、高精度的宽带对数放大器。

二、理 论 依 据

系统要求具有高准确度的对数函数,所以必须寻求一种能够产生高准确度对数函数的方法。

我们知道,电容器的放电过程是电压随时间形成准确的指数衰减关系,即

$$U = U_0 e^{-\frac{t}{RC}} \quad (1)$$

* 1985年6月13日收到,1987年3月5日修改定稿。

当 $t = t_p$ 时, $U = U_t$, U_t 为预置阈电压,

$$U_t = U_0 e^{-\frac{t_p}{RC}}.$$

该式可写成

$$t_p = RC(U_0/U_t). \quad (2)$$

由于 RC 网络的传递函数是一个很精确的指数衰减函数, 因此, 利用这个原理, 加上脉宽调制器就可以得到一个高准确度的对数放大器。系统的稳定可使用适当的反馈和温度补偿来解决, 利用多级级联还可扩大其动态范围。单级对数放大器方框图示于图 1

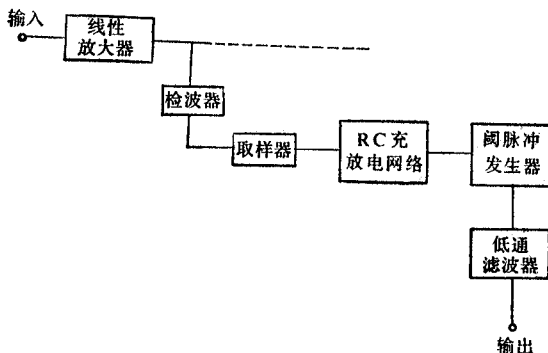


图 1 单级对数放大器的方框图

经过检波器的输出电压应与它的输入电压成正比, 这可以利用检波器线性特性区域来达到。即

$$K_d = \frac{U_d (\text{检波器输出电压})}{U_a (\text{检波器输入电压})}, \quad (3)$$

式中 K_d 为常数。检波器的输出电压 U_d 经周期取样, 使积蓄在电容器 C 上的电荷不断增加, 当取样周期终了时, 电容器两端的电压为 U_t , 通过电阻接地放电, 放电电压为

$$U = U_0 e^{-\frac{t}{RC}},$$

其衰减特性如图 2(a) 所示。

电容器两端电压从起始的 U_0 逐渐衰减, 直到 $t = t_p$ 。而触发器在输入电压达到 U_t 时, (这时 $t = t_p$) 则触发。输出的脉冲波形如图 2(b) 所示。假设脉冲的上升时间可以忽略不计的话, 那么, 当触发器的输入电压从 U_0 衰减到触发器的阈电平的电压 U_t 时, 则触发器触发, 形成宽度为 t_p 的脉冲, $t_p = RC \ln(U_0/U_t)$, 它描写了触发器电路触发电压、检波器的输出电压与脉冲宽度之间的关系。

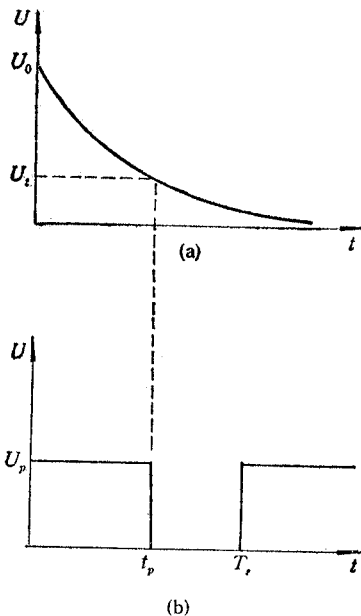


图 2 衰减特性和脉冲波形

触发器输入一连串宽度不同的脉冲输出电压,其幅度和周期都是相同的,该脉冲串经过一个低通滤波器产生一个在取样周期 T_s 内的平均值 $U_{\text{平均}}$,

$$U_{\text{平均}} = U t_p / T_s, \quad (4)$$

式中的 U 是触发器电路的输出脉冲电压的幅值, t_p 是脉冲宽度, T_s 是取样周期。若将 (2) 式代入 (4) 式,则得

$$U_{\text{平均}} = U(RC/T_s) \ln(U_0/U_i). \quad (5)$$

(5) 式说明从滤波器得到的平均电压 $U_{\text{平均}}$ 是与输入电压 U_0 的对数成正比。这个对数关系在下列假定下成立: 线性放大器的增益是常数; 检波器是线性, 即 K_d 是常数; RC 网络的元件是稳定的; 以及触发器的触发电压 U_i 是常数。合理地设计可以达到上述要求。为了使放大器的增益稳定, 可加负反馈和温度补偿电路。

这个系统能处理的最大信息率是放大器的带宽、检波器的带宽(全波检波)、低通滤波器的带宽和取样率等的函数。前两项是电路设计的问题, 在多数情况下是能够作到的。而后两项则由于滤波器的带宽和取样率不够大, 往往限制了输入信号的信息率。因此, 在决定最佳方案时, 要慎重考虑这两个因素。使用综合设计法设计成有源滤波器, 选用高速(宽带)型号的运算放大器, 这样不仅能满足上述要求, 还能使电路进一步集成化。

根据取样定理, 为了使带宽为 f_m 的信号不失真, 取样时间至少是 $1/(2f_m)$, 这就是说系统的带宽限制在取样频率的一半以下。

根据 Shannon-Hartley 基础信道容量公式, 信息最大传输率, 受高斯噪声干扰信号的限制, 其信道容量

$$C_s = W \log [1 + (S/N)], \quad (6)$$

式中 S 为信号功率; N 为噪声功率; W 为信号带宽; C_s 为信道容量, 单位是 bit/s。若要使信道容量大, 必须有高的信噪比和宽的信号带宽。要加宽带宽, 就要利用高取样频率、宽带放大器和检波器, 以及具有陡直截止频率的低通滤波器。

关于系统的动态范围加宽问题。图 1 是单级对数放大器的方框图。由于放大器的饱和和检波器的非线性, 都限制了系统的动态范围。因此, 当系统的动态范围加大到一定程度后, 就不能再增加了, 否则非线性等就要破坏对数特性的精确度, 使其不能维持 (5) 式所表示的精确的对数关系。为了既要加宽动态范围, 又要不失去对数关系的准确度, 可采用基本对数级进行级联的方法, 如图 3 所示的那样, 每一级的运用动态范围都设计在输入信号的不同范围的区间内。

只有每一级在任意的输入信号电平下, 都能运用在它自己的动态范围以内, 才能在整个范围内得到理想的(光滑的)对数特性。在这种电路的结构中, 最末一级(第 n 级)是最先导致系统的输出, 适当地选择动态范围和放大器的增益, 该系统就可以作到当某一级饱和时, 前一级就开始导致对系统的输出, 连续的逐级饱和就能使系统的动态范围展宽, 达到所要求的实用极限。

如果每一级都是工作在各自的动态范围以内, 则该系统的输出电压 e_{out} 与输入信号电压 e_{in} 的关系如下式

$$e_{out} = \left(\frac{UCR}{T_s} \right)_n \ln \left(A_1 A_2 \cdots A_n \frac{K_{dn} e_{in}}{U_{in}} \right), \quad (7)$$

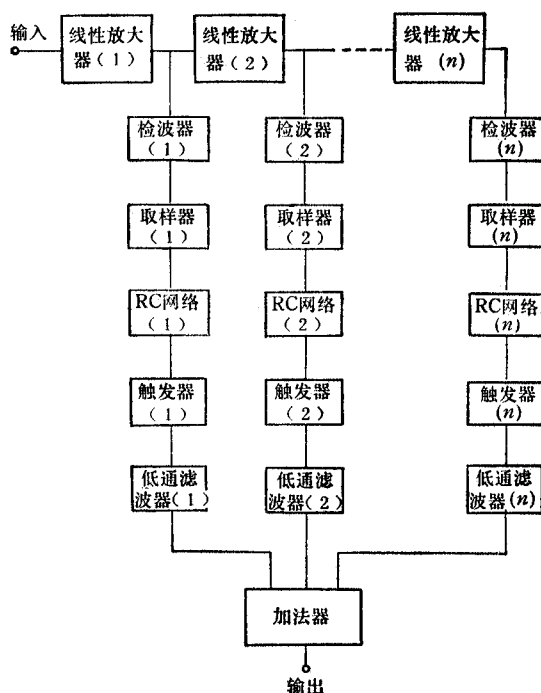


图3 宽范围系统的方框图

式中 A_n 为第 n 级线性放大器的增益; K_{dn} 为第 n 级检波器的检波增益常数; U_{in} 为第 n 级触发器的阈电压(即临界电压)。

将(5)式的输出平均电压 $U_{平均} = e_{out}$ 代入(7)式,则

$$\left(\frac{UCR}{T_s}\right)_n \ln\left(\frac{U_0}{U_{in}}\right) = \left(\frac{UCR}{T_s}\right)_n \ln\left(A_1 A_2 \cdots A_n \frac{K_{dn} e_{in}}{U_{in}}\right).$$

所以

$$U_0 = A_1 A_2 \cdots A_n K_{dn} e_{in}. \quad (8)$$

当输入信号到达某预定幅值(令这个电平为该级的饱和电平)时,这一级就不再在它的动态范围以内了,并且它的输出也不再随着输入的增加而增加了。这一级导致的输出电压

$$e_{out} = \left(\frac{UCR}{T_s}\right)_n \ln\left(K_{dn} \frac{e_{sn}}{U_{in}}\right), \quad (9)$$

式中的 e_{sn} 是第 n 级线性放大器的饱和电压。

假如第 $(n-1)$ 级在进入它自己的动态范围内,而第 n 级进入饱和时具有相同的输入电压,这时的系统输出电压就包含有两部分:一是饱和级常数电平;另一个是按对数关系变化的有效级(作用级)的输出电压。

$$e_{out} = \left(\frac{CUR}{T_s}\right)_n \ln\left(\frac{K_{dn} e_{sn}}{U_{in}}\right) + \left(\frac{UCR}{T_s}\right)_{(n-1)} \ln\left(A_1 A_2 \cdots A_{(n-1)} K_{d(n-1)} \frac{e_{in}}{U_{i(n-1)}}\right). \quad (10)$$

(10) 式说明输入与输出电压保持着对数关系。

当输入信号电平进一步增加时,使第 $(n-1)$ 级达到它的饱和电平,并且第 $(n-2)$ 级进入了它的动态范围以内,这时该系统的输出电压就包含着一个按对数关系变化项和两个常数项。这个概念可以继续下去,直到 n 级全部饱和,并且该系统达到它的最大运用输入信号电平,这时该系统的输出包含着 n 个常数项,并且该系统全部饱和。

图 4 是用 (7)、(9) 和 (10) 式描写的系统特性。图中开始一段适用于 (7) 式,也就是第 n 级在动态时,即输入信号在零的基础上增加,在输入电压为 U_A 时,第 n 级饱和。输入电压在 U_A 与 U_B 之间时,第 $(n-1)$ 级成为动态,而第 n 级的输出仍为常数。在输入电压为 U_B 时,第 $(n-1)$ 级饱和,并且第 $(n-2)$ 级进入动态。这一系列都是在全部 n 个级的运用范围内进行的。在一个动态级的动态范围内,其对数特性的斜率决定于 K_d 、 U 、 C 、 R 、 T_s 、 U_i 和该级线性放大器的增益,如图 4 所示。

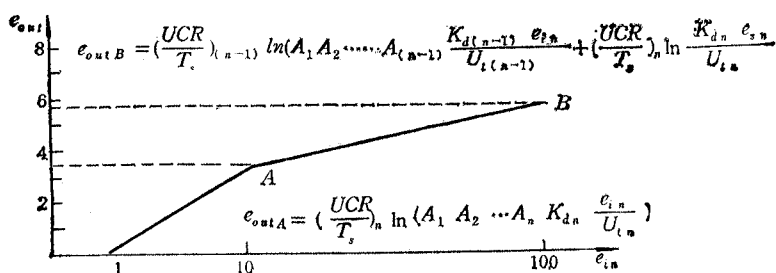


图 4 一般情况下系统方程特性

必须指出,由于采用了逐级饱和,就带来了时延问题,特别是在高频的情况下,应有相应的措施。

系统的带宽是输入电平的函数,因为这个电平决定着线性放大器的级数,一个小的输入信号电压取样后被几级线性放大器所放大,所以系统的带宽要比任何一级放大器的带宽都要窄些。在 n 级级联的情况下,系统的带宽

$$W_n = W \sqrt{2^{1/n} - 1}, \quad (11)$$

式中 W 为单级线性放大器的带宽; n 为线性放大器的级数; W_n 为第 n 级放大器的输出带宽。

这个对数放大器系统的带宽是输入电压的阶梯函数,在各级饱和点上的变化情况如 (11) 式所示。由于带宽的减小给放大器的设计带来了困难,但我们在具体实用电路分析中,已基本上解决了。

三、具体的实用电路分析

1. 对系统总的要求和总指标

为了检查上述的高准确度对数函数宽带放大器的可实行性,特设计了一个电路来试验。提出以下的具体指标:

输入动态范围: 60dB;
 级数: 3 级;
 中心频率: 1MHz;
 取样频率: 10kHz.

通过这个电路的检查,证明是可行的,它具有高准确度对数函数的特性. 在带宽、时延等方面都能达到最佳设计,超过了预定指标.

2. 对电路的具体分析

电路如图 5 所示. 由于电路比较复杂,所用级数和元、器件数目较多,因此,在时延和带宽的问题上,采取了相应的措施. 除各级有不同要求外,整个电路中所用晶体管一律为 NPN 型,所用运算放大器都尽可能为宽带型号.

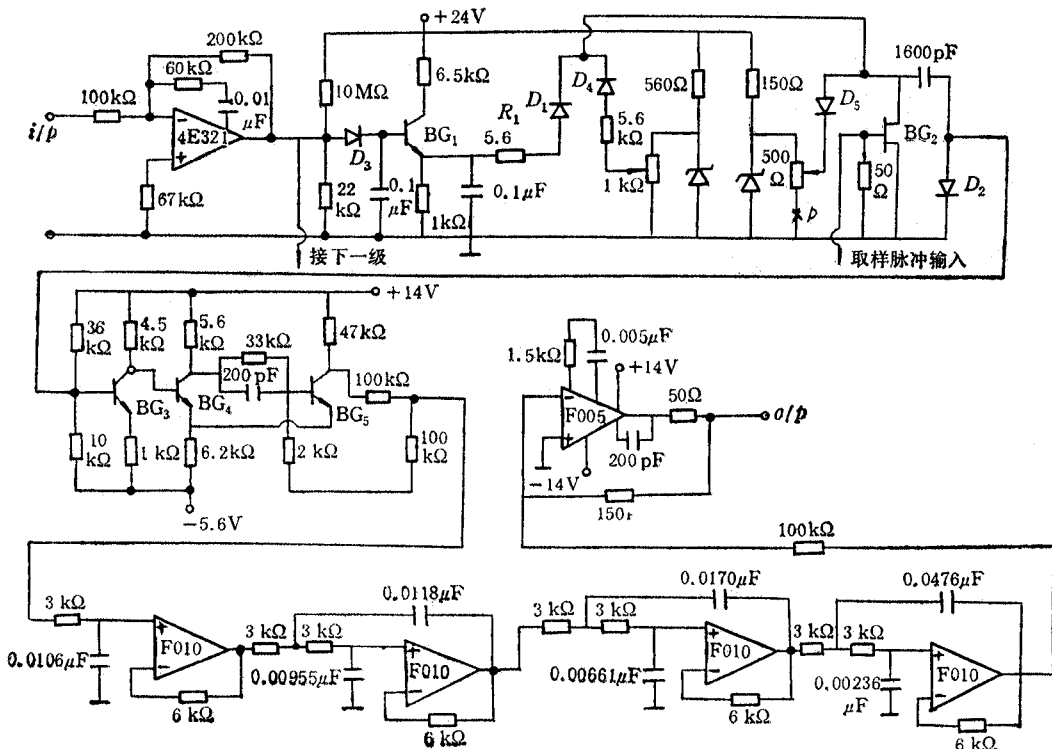


图 5 系统中一级的电路原理图

(1) 线性放大器 在设计线性放大器时, 必须注意: (a) 放大器的增益在它的运用动态范围之内, 必须保持常数. (b) 由于每级输出都是连续取样, 必须避免过载. 一般每级增益选为 20dB, 因为这是系统中使用的检波器的最大线性运用范围. (c) 由于是逐级饱和电路, 因此, 其时延和带宽的指标都要求严格. 为此, 电路选用了高速运算放大器 4E321, 其 $SR = 70V/\mu s$, $\Delta f = 15MHz$, $t_r = 800ns$. 这在一定程度上可以远远地超过所要求的频率特性, 同时把时延也压到最低. 为了进一步扩展带宽, 在运算放大器上加了前馈电路, 可使 Δf 加宽到 50MHz, 完成所要求的中心频率 1MHz 就有富裕.

因此在选择单级放大器带宽为 20kHz, 取样频率取 10kHz 时, 就决定了最大容许信息频率为 5kHz。若为三级系统, 它的带宽为 20kHz 时, 由于采取以上措施, 不单满足了单一的中心频率, 而且满足了 20kHz 的频带。

(2) 检波器 为了达到高准确度, 需要检波器在 20dB 范围内具有高度的直线特性。检波器电路由图 5 中 D_3 及其它一些元件所组成。该电路还应具有高的输入阻抗, 以免影响前级的工作。注意电路结构的选择应保证带宽不小于 5kHz。

(3) 取样电路和 RC 网络 图 5 系统中的取样电路是用 N-沟道场效应晶体管 BG_2 组成的常规分流斩波器。用场效应晶体管是由于它设计简单, 不用偏置电压, 同时它还提供给被斩信号与斩波脉冲之间一个很好的隔离。

取样频率为 10kHz, 所以取样周期为 $100\mu s$, 在 $100\mu s$ 内必须进行下面两种运用情况, 即在取样时间内, 电容器 C 必须经过 R_1 、 D_1 和 D_2 充电到检波器电压; 在一周期内剩余部分, 电容器 C 又必须经过一些电阻放电。这两种情况就可使其达到产生指数衰减脉冲的目的。在电路中放进一只二极管 D_2 是为了减小充电时间和建立参考地电位点。

在一个周期内大部分时间是放电时间, 因为这段时间是形成指数脉冲作为输出脉冲, 要有足够的时间作为其衰减变化的时间, 相当于输入的动态范围 20dB。放电时间常数是决定于 RC 衰减时间常数、最大输入电平和阈电平。

(4) 阈脉冲发生器 它是由一个施密特触发器(由 BG_4 和 BG_5 组成), 并附加一级共射放大器(由 BG_3 等组成)而产生阈脉冲。前面加共射放大器有两个作用, 一是增强触发器的有效灵敏度; 其次是提供一个高输入阻抗以减小对 RC 网络的负载效应。

(5) 有源低通滤波器 如果系统的最大信息频率靠近了滤波器的截止频率和衰减特性频段, 那么问题就很严重了。由于最大信息频率或频段靠近滤波器的截止频率和频段, 输出尽管平滑, 但其幅度要减小, 否则就必然造成滤波器的复杂化、系统带宽的变窄或输出不平滑而具有纹波等。为了避免上述现象的产生, 本电路采用伯特沃斯 (Butterworth) 设计法^[4], 得到有源低通滤波器, 并选用了宽带运算放大器。因此得到比较适合要求的特性。

如果要在输出中不显现取样频率的纹波, 那这个频率在滤波器中应该是有很大的衰减。只有使取样频率至少是最大信息频率的两倍, 才能输出不失真。

(6) 加法放大器 系统中的各级输出综合相加, 得到系统全范围内的连续特性。为了减少麻烦, 使用一个集成运算放大器作为加法放大器。为了降低带宽对加法器的要求和减少过载的可能性, 采用了各级输出分别进行滤波后再相加, 而不是加起来再总的进行滤波。

四、电路实验的结果

(1) 中心频率为 1MHz, 使用图 5 电路三级, 每级动态范围为 20dB, 所以总的动态范围是 60dB。因取三级, 根据带宽公式可知

$$W = 50\text{MHz} \sqrt{2^{1/3} - 1} \approx 50\text{MHz} \times 0.5 = 25\text{MHz}.$$

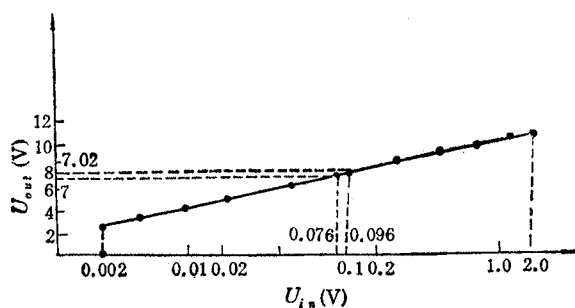


图6 三级系统的特性

所得特性如图6所示。

从图6可看出,最大误差为 $\pm 0.3\text{dB}$, 发生在 $U_{in} = 0.096\text{V}$ 附近, 这时 U_{out} 的误差 ΔU_{out}

$$\Delta U_{out} = 7.02 - 7 = 0.02.$$

而

$$\Delta U_{in} = 0.0962 - 0.0769 = 0.0193,$$

所以

$$\begin{aligned} \delta(\text{dB}) &= 20 \log \left| \frac{\Delta U_{out}}{\Delta U_{in}} \right| = 20 \log \left| \frac{0.02}{0.0193} \right| \\ &= 20 \times 0.015 = 0.3\text{dB} \end{aligned}$$

可见,在输出电平上只差 0.02V , 而输入电压的偏差尚不到 1% , 这是在最坏的情况下产生的最大偏差。

(2) 中心频率为 10MHz , 仍用图5电路三级, 所得结果与中心频率为 1MHz 时的特性略同。

可见该电路的准确度是很高的, 尽管有上述的小偏差, 尚不完全由该系统而来, 还包括仪器设备的误差在内。

五、结 束 语

在本文高准确度对数函数的基础上, 扩展了对数放大器的带宽, 并进一步将分立元件大部分改用集成电路, 压缩了时延, 因此所设计的放大器可以广泛地用于各种电路。如在可能条件下, 适当提高焊接、按装的工艺水平, 严格筛选器件, 放大器的性能还可以更好。

参 考 文 献

- [1] R. S. Hughes, Logarithmic Video Amplifier, Dedham, Mass., Artech House, 1971.
- [2] 孔俊宝, 电信科技情报, 1979年, 第5期, 第14页.
- [3] 孔俊宝, 电信科技情报, 1981年, 第4期, 第30页.
- [4] 孔有林, 集成运算放大器及其应用, 人民邮电出版社, 1980.

RESEARCH ON HIGH PRECISION LOGARITHMIC AMPLIFYING CIRCUIT

Kong Junbao

(Nanjing Institute of Posts and Communications)

A high precision logarithmic amplifier with wide passband is achieved by using the charge and discharge of RC and the method of pulse-width modulation. It can be used in the astronomy, astronavigation, accurate measurement, communication etc. The theoretical analysis of the circuit is given. A practical circuit is constructed, and the experimental result shows that the logarithmic function for the circuit reaches 99% of the theoretical value.