

消除了多余附加项的高精度积分电路

厦门大学 黄衍镇 蒋志迪

摘 要 本文介绍一种不会产生多余附加项的积分电路。其特点是积分精度高、电路结构简单。它可普遍用于水文、海洋等观测仪器中,在处理信号时需要将信号作积分变换的环节,以提高整机测量精度的性能。

关键词 高精度 积分器

一、引 言

气象、水文、海洋仪器所观测的各种要素,通常是首先由传感器把被观测量转换为电信号,然后采集信号,并对信号进行处理后获得观测值的。其中有一类被观测量和其转换的电信号的幅度大小(亦即强度或能量)成一定的关系,这时信号的幅度包络 $e(t)$ 就代表了被观测量的特征量(模拟量),因而观测仪器在信号预处理时要尽可能线性提取信号的幅度信息 $e(t)$ ^[1]。

可是,信号的幅度包络 $e(t)$ 往往是无规起伏的。这是由于如果所采集的信号是随机信号(如水中悬浮粒子的声反向散射信号),则检出其幅度包络亦是随机无规起伏的。如图 1 所示。即使由传感器转换所得是幅度有规的信号,一旦经过信道传输,不可避免地要受到各种噪声干扰,而干扰等价于引进了无规分量,于是在接收端采集信号 $S(e)$ 其 $e(t)$ 也是无规起伏的。既然,一般而含 $e(t)$ 是无规起伏的,而当它又代表了某一观测量的特征量时,无论是取哪个时刻 t_1 的值, $e(t_1)$ 都

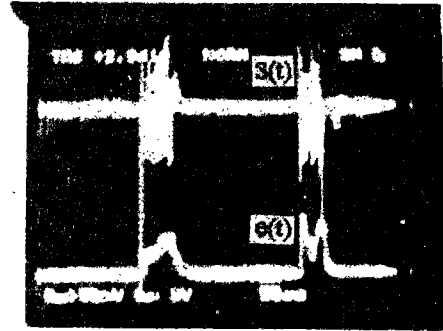


图 1 从随机信号 $S(t)$ 检出无规起伏的幅度包络 $e(t)$

不能很好地表征观测量。为了减少 $e(t)$ 的随机起伏误差,必须“平滑” $e(t)$,即将 $e(t)$ 在其所含的时间 T 上求积分

$$V_0 = \int_0^T e(t) dt = \overline{e(t)}$$

积分值 V_0 是曲线 $e(t)$ 和时间轴上的 T 之间所含的面积,相当于 $e(t)$ 在时间上求平均,亦即无规起伏的 $e(t)$ 被平滑为 $\overline{e(t)}$ 了。这时,如果积分器的精度足够高, V_0 只来自 $e(t)$ 的积分,其值只有一个,则用 V_0 来表征观测量就合理也可靠了。所以,信号的积分变换是观测仪器对信号进行处理(A/D 变换)的过程中经常要遇到的环节。重要的是要有一个高精度的积分器来实现其变换。

二、问题的提出

当前的积分器大多由集成运算放大器(IC, 简称“运放”)来构成。制作一个积分器并不难,可是对如何消除实际的集成运放所产生的多余积分附加项却往往重视不够。图2(a)是一个常用的基本积分电路(反相型)。假设集成运放是“理想”的,则其输出和输入的关系为

$$V_0 = -\frac{1}{RC} \int_0^T e_i(t) dt \quad (1)$$

式中的 RC 为积分时间常数 τ , 它表示积分速率 $(1/\tau)$ 。式(1)所示的电路输出是对输入积分运算的结果,它是基于集成运放具有“理想”特性的假设为前提而得到的。可是,任何实际的集成运放并不满足“理想”的条件;“理想”假设下 ($V_{os} = 0, I_{os} = 0$) 得到的结论只是对实际运放的近似。这是由于实际运放内部固有的不可避免的元件不对称性,总有一定的失调电压 V_{os} , 和失调电流 I_{os} , 使得运放输入 e_i 为零时,输出 V_0 不为零,引起“假”的输出“信号”。因此,失调 (V_{os}, I_{os}) 是影响积分精度的主要因素。

对图2(a),考虑实际运放的失调对积分输出的影响可用图2(b)来表示,即等效为:一个理想运放,在其输入端接入一个失调电压源 V_{os} 和一个失调电流源 I_{os} 。根据叠加原理,由图2(b)可求得

$$V_0 = -\frac{1}{RC} \int_0^T e_i dt + \frac{1}{RC} \int_0^T V_{os} dt + V_{os} + \frac{1}{C} \int_0^T I_{os} dt \quad (2)$$

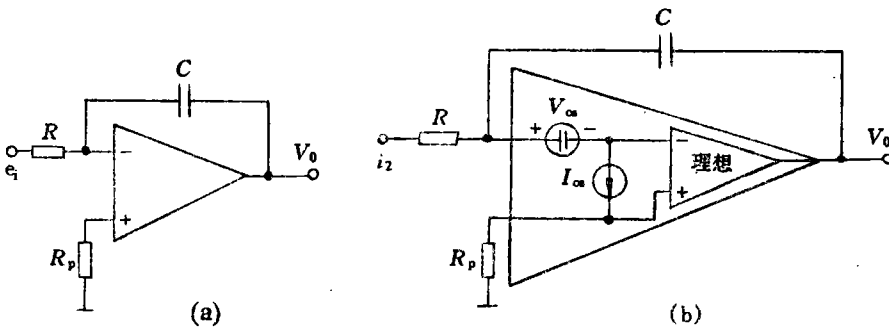


图2 基本积分电路(反相型)(a)及其考虑运放失调的等效电路(b)

由式(2)可知,实际的积分输出 V_0 中,除了第一项 $-\frac{1}{RC} \int_0^T e_i dt$ 是“理想”情况下的输出,还包含3个误差项:第二、三项是失调电压 V_{os} 引起的,而其中第二项是 V_{os} 的积分,它将随时间逐渐增大,其极性由 V_{os} 的极性而定;第四项是失调电流 I_{os} 引起的,它也随时间而渐增。由此可见,在该积分器中, V_{os} 和 I_{os} 的影响比在集成运放的放大器中严重。即使 V_{os} 、 I_{os} 很小,而积分也是在一段特定的有限时间 T 里进行,但是随着积分时间的增加,误差项越来越大,将使积分精度大大降低。

为了克服由于失调 (V_{os}, I_{os}) 造成的影响,一般是以外加的调零装置,人为地对运放差

分输入级的不对称性以恰到好处地补偿,以获得零输入($e_i = 0$)时,输出也为零($V_0 = 0$)。可是,更深层的问题在于失调(V_{os} 、 I_{os})是温度的函数,当环境温度变化时,已调好的零点又要偏离,引起输出的漂移。因此,为了提高积分电路的精度,如何从根本上消除式(2)中来自 V_{os} 和 I_{os} 的误差项是一个至关重要的问题。

三、问题的解决

为了消除式(2)中的3项误差项,固然要采用外加的“调零”措施,更重要的要巧妙地设计电路结构,由电路本身自行消除其误差项。当被积分的输入信号 e_i 由放大倍数为 -1 的反相器(IC_1)预先反相,然后加到图2(a)基本积分电路(IC_2)的输入端 V_{i2} ,就构成如图3(a)所示的积分电路。如果两个集成运放 IC_1 和 IC_2 型号相同,(最好是选用同一厂家的同一批产品,相同工艺条件下的运放参数更趋于相同),失调(V_{os} 、 I_{os})及其温度特

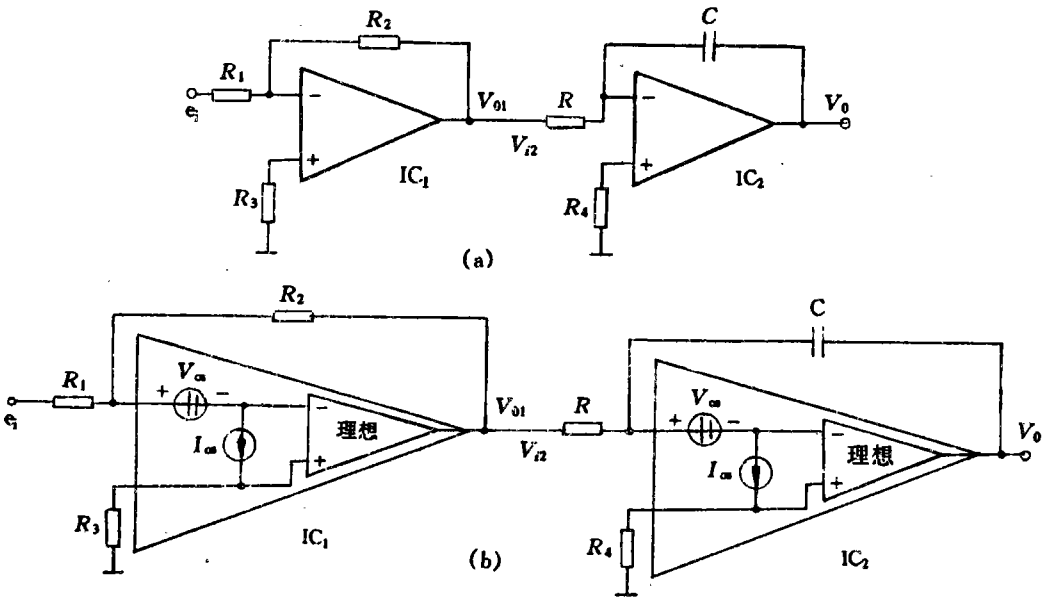


图3 改进的积分电路(同相型)(a)及其考虑运放失调的等效电路(b)

性可视为相同,则图3(a)计及失调(V_{os} 、 I_{os})影响的等效电路为图3(b)。

根据叠加原理,由图3(b)中的第一级反相器(IC_1)可得

$$V_{01} = -\frac{R_2}{R_1}e_i + 2V_{os} + R_2I_{os} \quad \because R_2 = R_1 \quad (3)$$

对于反相器而言,式(3)中的第二、三项是多余的误差项。第二级为基本积分电路(IC_2),由式(2)直接可得

$$V_0 = -\frac{1}{RC}\int_0^T V_{i2}dt + \frac{1}{RC}\int_0^T V_{os}dt + V_{os} + \frac{1}{C}\int_0^T I_{os}dt \quad (4)$$

这里 $V_{01} = V_{i2}$,故将式(3)代入式(4)得

$$\begin{aligned}
 V_0 &= -\frac{1}{RC} \int_0^T [-e_i + 2V_{os} + R_2 I_{os}] dt + \frac{1}{RC} \int_0^T V_{os} dt + V_{os} + \frac{1}{C} \int_0^T I_{os} dt \\
 &= \frac{1}{RC} \int_0^T e_i dt - \frac{1}{RC} \int_0^T V_{os} dt + V_{os} - \frac{R_2}{RC} \int_0^T I_{os} dt + \frac{1}{C} \int_0^T I_{os} dt
 \end{aligned} \quad (5)$$

当取 $R=R_2$, 积分时间 T 取 $T=\tau=RC$, 并认为在有限的积分时间 T 内的 V_{os} 不变化(这些都是合理的,也是可以做到的), 则式(5)的多余项可相消, 并得

$$V_0 = \frac{1}{RC} \int_0^T e_i dt = \overline{e_i(t)} \quad (6)$$

式(6)的结论表明, 图(3)是一个实际的而不是“理想”假设的同相积分器。它和基本积分电路图 2 的式(2)比较可知, 图(3)的电路已经考虑到并消除了失调(V_{os} 、 I_{os})所产生的多余附加项, 实现了输出 V_0 对输入 e_i 积分的结果, 相当于数学上的积分运算 $Y = \int \int X dt$ 。电路自行消除了多余误差项, 因而它是一个高精度积分电路。

四、电路参数的设计

对图 3 所示电路的参数设计如下:

1. IC_1 和 IC_2 的选用

选用型号相同、失调电压 V_{os} 和失调电流 I_{os} 及其温漂均较低、而较换速率 SR 较高的集成运放, 最好选用同一厂家的同一批产品。

2. R_1 和 R_2 的取值

R_1 的 R_2 分别为反相器的输入端电阻和反馈电阻, 要求 $R_2 = R_1$, 以获得放大倍数为 -1 。 R_1 取值大些可提高反相器的输入电阻, 又无妨其放大倍数。所以, 取 $R_1 = R_2 = 15 k\Omega$ 。

3. R 和 C 的取值

RC 是电路的积分时间常数 τ 。为了消除式(5)中由 I_{os} 产生的附加项, 应取 $R = R_2 = 15 k\Omega$; 为了消除式(5)中由 V_{os} 产生的附加项, 应取 τ 和积分时间 T 相等, 即 $\tau = RC = T$ 。所以取 $C = \tau/R = T/R_2$ 。

RC 的取值还要进一步通过实验来确定, 即选取 $\tau = RC$ 要满足电路在 e_i 的动态范围内都能线性积分, 而不出现积分“平顶”。如果 RC 取值过少, 积分速率快, 电路对较大的 e_i 积分, V_0 将出现积分饱和“平顶”。所以, 确定了 $R = R_2$ 之后, 应结合预估 e_i 的变化范围, 由实验最后确定 C 的取值。

4. R_3 和 R_4 的取值

R_3 和 R_4 分别是 IC_1 和 IC_2 的平衡补偿电阻, 其阻值应选择 $R_3 = R_2 // R_1 = 7.5 k\Omega$, $R_4 = R = 15 k\Omega$ 。

5. 电路中的阻容元件应尽可能选用精密的电阻和漏电小的电容。

五、结 束 语

图 3 的电路已经应用于声遥测水中悬浮泥沙含量的实验样机中^[2]。当采集了声反向

散射信号 $S(t)$ ，检出其无规起伏的正向幅度包络 $e(t)$ 后(见图 1)，由本文介绍的图 3 电路对 $e(t)$ 积分，把无规起伏的 $e(t)$ 平滑为积分值 $V_0 = \overline{e(t)}$ (如图 4 所示)，完成信号处理中的积分变换。图 4 表明，电路对大小不同、形状不同 $S(t)$ 的正向包络 $e(t)$ 积分，其积分过程的波形及其最后输出的积分值 V_0 也都是不同的。 V_0 紧跟 e_i 的积分而变化，说明图 3 是一个高精度积分电路。它不但自行消除了多余附加项，而且电路结构十分简单，可普遍用于仪器的信号处理过程中的积分变换。

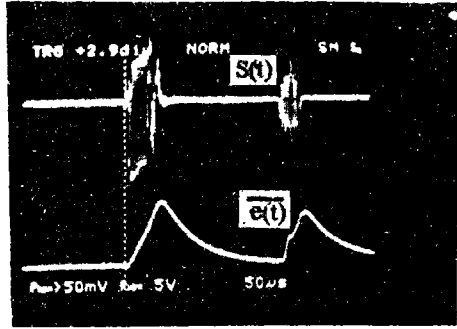


图 4 用图 3 的电路对信号的正向包络 $e(t)$ 的积分 $\overline{e(t)}$

参 考 文 献

- [1] 黄衍镇等：“线性提取幅度信息及其数据预处理在水文仪器中的应用研究”，《气象水文海洋仪器》，1996 年第 3 期
- [2] 黄衍镇等：《海洋科学》，1997 年第 4 期