

自适应智能型积分器设计

杜晓英, 季振山, 王 勇, 李 实

DU Xiao-ying, JI Zhen-shan, WANG Yong, LI Shi

中国科学院 等离子体物理研究所, 合肥 230031

Institute of Plasma Physics, Chinese Academy of Sciences, Hefei 230031, China

E-mail: xydu@ipp.ac.cn

DU Xiao-ying, JI Zhen-shan, WANG Yong, et al. Design of self-adapting intelligent integrator. Computer Engineering and Applications, 2009, 45(9): 85-87.

Abstract: Because the operation amplifier and capacitor is not ideal, analog integrator has many problems such as drift, nonlinear error and capacity leakage. Along with the growth of the integrator time, the integrator's drift is linearly increasing, so it becomes one of the most important factors affecting integrator's output precision. Design the self-adapting intelligent integrator. The main idea is using the former drift's slope to deduct this integral value in order to decrease the drift.

Key words: integrator; drift; slope

摘 要: 传统模拟积分器由于运放和积分电容的不理想, 存在着零点漂移、非线性误差以及泄漏等问题。而当积分时间不断增加时, 积分漂移随之线性增加, 并成为影响积分输出精度的重要因素之一。对此设计了自适应智能型积分器。主要思想: 利用积分器前一次的漂移斜率来扣除本次的积分值, 以达到减小漂移的目的。

关键词: 积分器; 漂移; 斜率

DOI: 10.3778/j.issn.1002-8331.2009.09.024 文章编号: 1002-8331(2009)09-0085-03 文献标识码: A 中图分类号: TP214

托卡马克实验装置测量中, 分布在真空室周围的磁探针输出的感生电压信号往往只是某些待测物理量的微分量, 需要通过积分运算, 将他们还原成相应的磁场强度或磁通量信号, 才可用于等离子体的诊断和反馈控制。积分器便是实现这一转换不可或缺的设备。积分器对输入信号进行时域积分运算, 这一特点使得积分器的输入误差随积分时间累积, 时间越长积分误差越大。随着托卡马克核聚变研究的不断发展, 等离子体的放电时间越来越长, 积分时间也要求越来越长。以等离子体托卡马克装置为例, HT-6M 托卡马克的放电时间为百毫秒量级, 而 HT-7 超导托卡马克的放电时间已达数 10 秒, 未来建成的 EAST 超导托卡马克的放电时间将达到千秒量级, 因此需要研制长时间低零漂的积分器。

一般的模拟积分器都需有调零电路, 在每次实验前, 需要通过调零电路将积分器调到最好状态——漂移最小。这样调零工作就较为繁重, 而且即使在实验前将每路积分器调得很好, 实验过程中, 温度和电磁场环境都在不断地发生变化, 先前调好的零点也不可避免地会发生变化。鉴于以上这些原因, 如果要完成千秒量级的低漂移积分, 有必要研制自适应(自动调零)的智能型积分器。

1 传统模拟积分电路

基本积分电路^[1]如图 1 所示, 在 A 为理想情况下的运放时, 其输出电压和输入电压呈积分关系, 函数表达式为

$$V_o = -\frac{1}{RC} \int V_i dt + V_c(t_1) \quad (1)$$

式中 RC 是积分常数, $V_c(t_1)$ 是 t_1 时刻电容 C 两端的电压值, 即初始值。

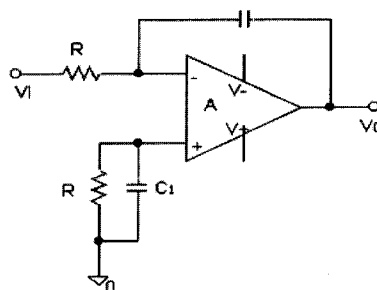


图 1 基本积分电路

然而, 实际应用中模拟积分电路所采用的运算放大器、电容等均非理想器件, 造成了积分误差。将这些非理想因素包括在内的实际基本模拟积分器可等效成图 2 的电路^[2]。

基金项目: 中国科学院知识创新工程重要方向性项目(No. KJ CX3, SYW. N4)。

作者简介: 杜晓英(1983-), 女, 硕士, 主要从事电子技术和数据采集的研究; 季振山(1963-), 男, 高级工程师, 硕士生导师, 主要从事计算机控制和数据采集系统的研究; 王勇(1981-), 男, 博士, 主要从事电子技术和数据采集的研究; 李实(1980-), 男, 博士, 主研方向计算机控制和数据采集。

收稿日期: 2008-02-01 修回日期: 2008-04-29

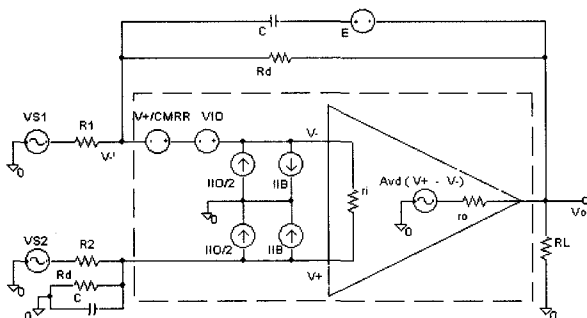


图2 基本模拟积分器的等效电路

由图2可以得到实际积分电路的函数表达式为:

$$V_o(t) = -\frac{1}{RC} \int_0^t [V_i(\tau) + V'_i(\tau)] e^{-\frac{t-\tau}{R_i C}} d\tau - E e^{-\frac{t}{R_i C}} \quad (2)$$

1.1 基本积分电路的误差

由于运算放大器的输入失调电压、输入失调电流和输入偏置电流都作为等效的输入偏移量积分,并且漂移量随着积分时间的增加而增加,在长时间等离子体放电过程中,这部分误差是影响积分精度的最主要部分。

当 $V_i(t)$ 是幅值为 V_i 的阶跃函数,并假设 $V'_i(t)$ 为常数 V'_i , 则式(2)可化为

$$V_o(t) = -\frac{R_A}{R} (V_i + V'_i) \left(1 - e^{-\frac{t}{R_i C}} \right) - E e^{-\frac{t}{R_i C}} \quad (3)$$

$$V_o(t) = -\left(\frac{V_i t}{RC} + E \right) - \frac{V'_i t}{RC} + \frac{V_i t^2}{2R_A R C^2} + \frac{E t}{R_A C} + \delta \quad (4)$$

式中第一项为理想状况下对输入信号的积分及积分保持项,第二项为因输入失调 V'_i 引起的积分漂移,第三项和第四项是由运放的非理想性和电容的介质损耗和漏电引起的误差。 δ 是相对小量,可以忽略。

传统模拟积分器采用模拟的方法,要在很长时间内实现准确的积分运算,难度很大,对于模拟器件的品质要求很高。鉴于过去的经验,纯数字积分器也存在其固有的问题,而且成本比较高。现在比较可行的方案是前端用模拟积分器积分,后端通过 AD 将模拟量数字化,由信号处理单元运用合适的处理算法完成数字化积分。数字化的积分值可通过网络或相应的总线传输到服务器,也可由 DA 将其转换为模拟量,由统一的采集系统来采集。

2 系统设计

方案思路:根据连续两次积分器的漂移情况基本是一致的,将积分器上一次的漂移斜率作为依据来扣除本次的积分值,这样可以大大减小漂移;另一种方案:以某次积分器的漂移斜率作为依据,以后每次积分器采集都以这个斜率为基准进行扣除。

2.1 前端模拟积分器

前端模拟积分器部分是由模拟积分电路构成的,尽管模拟积分器有积分漂移、非线性误差等固有缺点,但随着模拟器件水平的提高,这些方面得到了很大的改善,目前,它依然是实现积分器的主要方式。

如果选用高性能电子元件就可以很大限度地改善模拟积

分电路的工作状态。比如选择输入失调电压、输入失调电流及温漂都很小的运算放大器;选用具有低泄漏电流的聚苯乙烯积分电容和高精度低温系数的积分电阻。

下面是基本模拟积分电路的框图,由于积分器很容易受干扰,所以在积分器的输入端尽量避免加任何的有源器件,将低通滤波器放在积分器的后面,最后通过电压跟随器,这样提供功率可以驱动负载,并且输出的电压不会因负载阻抗的改变而受影响。

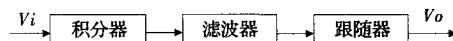


图3 基本模拟积分电路的框图

积分器的运算放大器采用斩波稳零式高精度运放,具有输入偏置电流小、失调小、增益高、共模抑制能力强、响应快、漂移低、性能稳定及价格低廉等优点。

对于前面的积分器也可以采用两只对称的模拟积分器,其中一路对信号积分,另一路对地积分,并将其中零信号积分器的积分输出作为另一只积分器的本底误差由减法器扣除,以得到输入信号的实际积分。这种误差修正方式可以有效地补偿由运放引起的积分漂移,提高积分精度。

滤波器采用的是巴特沃斯(Butterworth)二阶低通滤波器。它的 3 dB 截止频率为 1 KHz, Butterworth 滤波器是一种所谓最平通带特性逼近理想低通特性的滤波器,特点是通频带内的频率响应曲线最大限度平坦,没有起伏,而在阻频带则逐渐下降为零。

2.2 扣除斜率

采用 NI usb-6215 带隔离的 USB 总线供电多功能的采集卡对积分器系统输出的信号进行采集和处理。16 路模拟输入(16 位),每通道 250 KS/s 采样率,2 路模拟输出(16 位,250 KS/s);与 LabVIEW、LabWindows/CVI 和 Visual Studio.NET 的 Measurement Studio 兼容;NI-DAQmx 驱动软件和 NI LabVIEW SignalExpress 交互式数据记录软件。

具体步骤:

(1) 在开始积分并在信号到来之前,先采集一段时间内的多时间点位上的初始积分输出信号,求取所述各初始积分输出信号的平均值,作为初始零位值 V_{o1} 。

(2) 当信号结束后,按照理论,积分值应该回到零点,由于积分器有漂移,积分值不会在零点,而是存在一个偏差值(即漂移量)。由于前端的模拟积分器精度已经比较高,几十秒内的偏差很小,因此采样时间取长一点,漂移就比较明显,再采集一段时间内多时间点位上的积分输出信号,求取所述积分输出信号的平均值,作为漂移输出值 V_{o1} 。

(3) 根据 $(V_{i1} - V_{o1})/t$ 可以计算出时间段 t 内的积分其漂移斜率 k_1 。

(4) 利用第一次的积分漂移率 k_1 来计算本次积分的漂移量 V_{p2} , $V_{p2} = k_1 \times t_2$, t_2 为本次的积分时间,将本次实际输出的积分信号 V_{i2} 扣除漂移量 V_{p2} , 就可以获得处理后的输出信号 $V_{out2} = V_{i2} - V_{p2}$;同时记录下本次积分的漂移率 k_2 , $k_2 = (V_{o2} - V_{o1})/t_2$ 。

(5) 再利用第二次的漂移率来对第三次的输出信号进行扣除,依次下去。

(6) 设定第一次的积分漂移率为 0, 为了确保对每次的信号都能进行扣除斜率, 所以在信号来之前, 可以将积分器对地积分进行采集, 计算出斜率, 作为第一次的积分漂移量。

这种方案要求前后两次积分器的漂移情况要基本一致, 而且前一次的数据出现问题的话, 对后面的数据处理会有影响, 所以提出了一种改进型方案。在积分器采集系统的界面上增加了保存斜率和清除斜率两个功能。在采集数据前选中保存斜率, 就将本次采集的数据斜率保存下来, 等采集完毕后, 去掉(保存斜率)前面的钩, 这样后面采集的数据都会以这次采集数据的斜率为基准进行扣除, 如果不满意这次的斜率, 还可以进行清除斜率, 重新选择合适的数据斜率作为依据。

3 系统测试

这里对扣除斜率方法进行了测试。积分常数为 10 ms, 采集时间 500 s, 第一次采集的信号, 漂移量约为 280 mV, 可以算出第一次的斜率为 $280/500=0.56$ 。

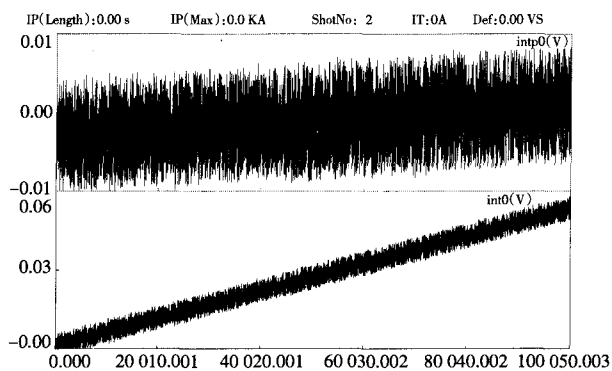


图4 经扣除斜率后的信号和原始信号

第二次采集, 原始信号(图5第二个框)int0 漂移量为 60 mV, 采集时间为 100 s, 理论上处理后的信号应为 $60-100 \times 0.56=4$ mV, 从图上可以看出, 扣斜率处理后的信号(第一个框)intp0 基本上在一条直线上保持不变。这样证明了扣除斜率这一方法可以用来扣除零漂, 而且效果比较好。

对于扣除斜率的另一种方案, 也进行了测试。将先前采集的信号的斜率清除, 重新保存了斜率。

在改进型方案清除斜率后积分器采集 100 s 输出的信号漂移量约为 50 mV, 可以算出这次的斜率为 $50/100=0.5$, 同时保存了本次的斜率, 这样后面的都以这个斜率为基准进行扣除。

下面的两个图显示了后两次采集以这次保存的斜率进行扣除的信号, 由于它们的原始信号都与本次的相同(约 50 mV), 所以处理后的零漂基本上都在 2 mV 左右。

4 结论与展望

本文采用对积分器的输出信号进行扣除斜率来处理零漂

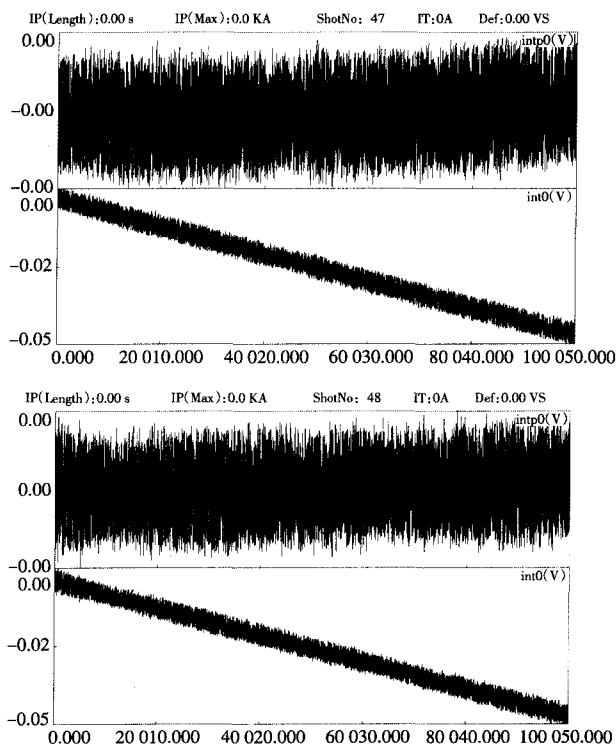


图5 改进型方案处理后的信号

的方法, 设计了自适应智能型积分器, 具有优良的性能和特色, 这是一种能有效消除零漂的长时间积分方法。由测试结果可知, 未经过处理的信号零漂有几十毫伏甚至上百毫伏, 而经过这样的积分器系统处理后的漂移较小, 只有几毫伏, 很好地验证了通过扣除积分漂移斜率来达到减少漂移的思想。利用采集卡实现扣除斜率并非实时的, 要想进行实时处理, 可以用 DSP/MCU 来实现。

参考文献:

- [1] 童诗白. 模拟电子技术基础[M]. 2版. 北京: 高等教育出版社, 1988: 353-358, 380-388.
- [2] 复旦大学微电子教研组. 模拟集成电路[M]. 北京: 高等教育出版社, 1983.
- [3] 王勇. 带自动补偿的交替式积分器的研制[D]. 中国科学院等离子体物理研究所, 2006.
- [4] Bak J G, Lee S C, the KSTAR Project Team. Performance of the magnetic sensor and the integrator for the KSTAR magnetic diagnostics[J]. Review of Scientific Instruments, 2004, 75(10): 4305-4307.
- [5] Broesch J D, Strait E J, Snider R T, et al. A digital long pulse integrator[C]. 16th IEEE/NPSS Symposium on Fusion Engineering, 1995, 1: 365-368.