

# 斩波式低漂移长时间积分器

魏永清<sup>1,2</sup>, 谢纪康<sup>1</sup>, 万宝年<sup>1</sup>, 沈 飙<sup>1</sup>

(1.中国科学院等离子体物理研究所, 合肥 230031; 2.解放军炮兵学院, 合肥 230031)

**摘要:**通过对托卡马克中模拟积分器积分误差的分析, 设计了一种由数字信号处理部件动态抑制这些误差的斩波式积分器, 并在实验中获得了长时间、低漂移的积分效果。

**关键词:** 积分器; 斩波; 长时间; 低漂移

**中图分类号:** TL629.1

**文献标识码:** A

## 1 引言

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, 将它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。而实际应用中, 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, 积分时间也越来越长。比如我所的托卡马克装置, HT-6M的放电时间仅为百余毫秒, 而HT-7超导托卡马克已经超过300s, 正在建设的EAST超导托卡马克其放电时间将达到千秒量级, 甚至可以稳态运行。因此, 客观存在的输入误差使得低漂移长时间积分器成为测控系统设计的难点。

为了克服积分误差, 在模拟积分器设计中, 往往采用两只对称性较好的积分器相配合, 它们或者交替的进行积分, 通过对不处于工作状态的积分器实施泻放的方式延长积分时间; 或者并行的工作, 将其中一路积分器作为另一路的误差参考以控制积分误差; 或者两者兼而有之, 由其它电路实现长时间、低漂移的积分效果。根据实验测试, 上述方法虽然在一定程度上降低了积分器的漂移, 但也使

得原本简单的积分电路变得复杂化, 增加了引起积分误差的不可控因素。

鉴于积分器积分误差的特点, 本文采用占空比为50%的斩波信号, 将积分器的输入信号处理成输入信号、零信号等间隔交替出现且时序上互补的两道信号, 并分别由独立的模拟积分器对其积分, 数字信号处理系统则依据斩波时序, 通过积分数据采集及数值处理的方式, 实现单路积分器积分误差在时域上的补偿, 从而得到单路积分器对输入信号的净积分, 最后将两路积分结合起来得到对输入信号的完整积分。

## 2 积分器的误差分析

按照完成积分运算的方式可将积分器划分成模拟积分器和数字积分器两种类型。数字积分器, 是通过采集微分信号数据, 再由数值运算部件完成积分运算实现对输入信号积分的, 它具有系统扩展方便、算法设计灵活等优点, 但A/D转换器自身存在误差, 数据采集还会引入采样误差, 因此, 数字积分器也无法从根本上消除积分误差, 另外, 随着采样频率的提高, 系统成本急剧上升。中国科学院等离子体物理研究所在这方面的尝试<sup>[1]</sup>说明数字积分同样具有很大的局限性。模拟积分器则是由模拟积分电路构成的, 虽然它有积分漂移、非线性误差

收稿日期: 2005-11-14; 修订日期: 2006-02-17

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(10235010)

作者简介: 魏永清, 男, 汉族, 中科院等离子体物理研究所托卡马克物理研究室博士研究生, 主要从事等离子体磁测量系统中长时间、低漂移积分器领域的研究。

等固有缺点<sup>[2]</sup>, 但随着模拟器件发展水平的提高, 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。本文采用的设计方案是以模拟积分器为基础实现对输入信号积分的, 积分误差分析也因此仅就模拟积分器展开。

由运放和阻容元件构成的模拟积分电路, 在理想情况下, 其输出与输入电压呈积分关系:

$$V_o = -\frac{1}{RC} \int_{t_1}^{t_2} V_i dt + V_c(t_1) \quad (1)$$

式中,  $RC$  为积分常数;  $V_c(t_1)$  为  $t_1$  时刻的初始值。式(1)为该模拟电路实现积分运算的理论依据。

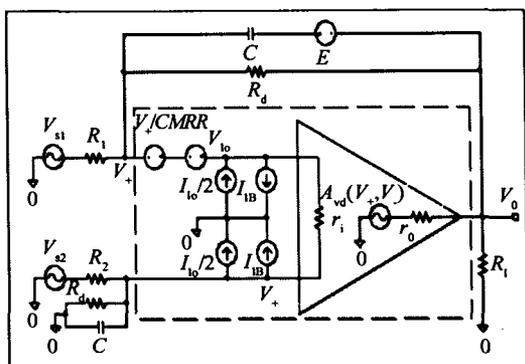


图1 基本模拟积分器的等效电路

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, 它们是积分误差的主要来源, 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于图1的电路。

图1中虚线框内为实际集成运放的低频等效电路, 其中  $r_i$ 、 $r_o$  分别为运放的输入、输出电阻,  $V_{10}$  为输入失调电压,  $I_{10}$ 、 $I_{1B}$  分别为输入失调电流和输入偏置电流,  $V_d/CMRR$  为共模误差信号的近似值,  $A_{vd}$  为开环放大倍数。  $R_1$  为积分电阻,  $C$  为积分电容,  $R_d$  表示积分电容  $C$  的泄漏电阻,  $E$  表示零时刻电容器上的初始电压,  $R_L$  表示负载电阻。它们对积分器的影响主要包括以下几个方面。

### 2.1 积分漂移

当输入电压为零时, 理想积分电路的输出电压应保持不变, 但实际积分电路的积分输出仍会发生变化。这是因为实际集成运放存在输入失调电压  $V_{10}$ 、输入失调电流  $I_{10}$  和输入偏置电流  $I_{1B}$  以及温漂等,

即便输入电压为零, 它们也会促使积分输出随时间不断向一个方向变化(增大或减小)。

### 2.2 非线性误差

理想的反相积分电路在负的单位阶跃输入电压作用下, 输出电压应随时间线性上升。但实际积分电路的输出与线性有偏离, 即存在非线性误差。这是由于集成运放的开环放大倍数和输入电阻不为无穷大以及电容的介质损耗、漏电、吸附效应等因素, 使得积分器输出的线性度发生了改变。

### 2.3 泄漏现象

假定在积分器的输出电压到达一定的值后将输入电压变为零, 对于理想积分电路而言, 其输出电压应保持不变。而对于实际积分电路, 由于积分电容的介质损耗和泄漏电阻的存在及运放的非理想, 给积分电容上的电荷提供了放电通路, 使输出电压随时间不断下降, 即“泄漏现象”。

### 2.4 高频误差

因集成运放的带宽有限, 输入高频信号时积分电路也将产生误差, 且积分时间越短高频误差越明显。托卡马克实验装置中, 积分器主要用于对较低频率信号的积分, 高频误差所造成的积分输出上的滞后不是模拟积分器设计时需要考虑的重要因素。

以上这些误差可概括为线性和非线性两种类型, 其中线性误差在一定程度上可以通过数字或模拟的方法减小, 但非线性误差随积分器的工作环境、积分输出电压的大小、输入信号的频率高低等因素而变化, 现行的模拟积分器尚没有行之有效的电路或算法来克服非线性误差。

## 3 斩波式积分器设计

斩波式积分器设计思路是利用模拟、数字电路各自的优点, 由模拟积分器完成对输入信号的积分, 再由数字电路实现积分误差的修正和延长积分时间。其具体实现的方法是: 数字信号处理器(DSP)依据斩波时序, 将模拟积分器输入零信号的积分作为输入被积信号时的误差, 通过数字处理的方式修正这一误差。这样便可以动态地扣除模拟积分器各种因素引起的误差, 既可以减小线性误差也可以控制非线性误差, 因而能够提升积分器的性能。同时, 这种动态地、自身误差控制方式, 也为在积分器前端引入有源电路提供了保证, 可以通过加入前置调理电路进一步改善积分器的性能。为了适应数字信

号处理的需要和满足对模拟积分器误差控制的需求,系统采用图 2 所示的设计方案。

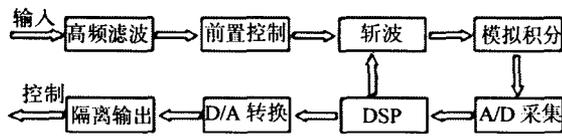


图 2 积分器系统框图

无源高频滤波电路首先滤除高频干扰,调理电路再将输入信号调整到积分器的输入范围以内; DSP 控制的斩波电路,则将输入信号分割成输入信号、零信号交替出现且时序上互补的两路信号,并分别由独立的积分器进行积分;同步 A/D 采集的积分数据经 DSP 实时处理后通过 D/A 转换最终恢复成模拟信号用于控制。

### 3.1 斩波器的设计

系统的硬件设计主要包括模拟电路和数字电路两个部分。模拟部分是要构建一个性能良好的斩波器和两只模拟积分器。其中,斩波器频繁地在两个通道之间切换,因而对其通道的对称性、切换速度等要求相对较高。MAXIM 公司的 CMOS 双向模拟开关 MAX4053A<sup>[3]</sup>,具有导通电阻低、截止阻抗高、开关速度快、噪声小的特点,是设计斩波器的理想器件。该模拟开关的切换时间小于 20ns,对于控制信号频率不高于 1kHz 的斩波器来说,基本上不会造成输入信号的丢失,因此可以不考虑两路信号的交替问题,减小了系统设计的难度。采用此模拟开关的斩波器工作原理如图 3 所示。

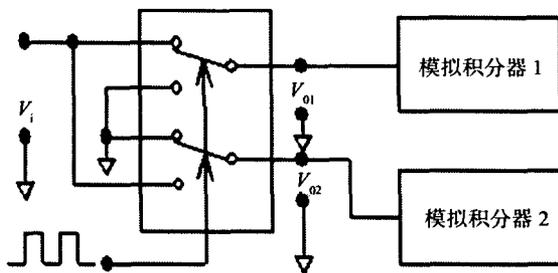


图 3 斩波器与积分器连接关系图

斩波器在 DSP 同步信号作用下,实现对两路积分器输入信号的控制,使其交替工作在积分/测漂移状态下。斩波频率的高低取决于模拟积分器的性能和输入信号的频率。对于积分误差线性度较好的积分器,可以使用较低的斩波频率,而对于较高频率的输入信号,虽然斩波式积分器采用的是积分器自身漂移扣除的误差控制方式,但为了避免两路积分器积分输出差别太大造成其它类型误差,应该适当提高斩波频率。我们在测量等离子体电流的积分器中采用 10Hz 的斩波频率。

### 3.2 DSP 处理软件的设计

数字电路部分,选用 TI 公司的低功耗 DSP 芯片 TMS320VC5416<sup>[4]</sup>,配合 16 位单片 ADC 和 DAC 的 TLV320AIC23<sup>[5]</sup>完成对积分信号的量化、处理与恢复。其中, TMS320VC5416<sup>[6,7]</sup>片内集成了 128kW RAM (64kW DRAM 与 64kW SRAM),在不外扩程序、数据空间的情况下即可运行该工程的全部程序。

在设计数据采集的程序时,根据斩波信号的高低电平状态确定采集时序,如图 4 所示。



图 4 采集时序示意图

首先,根据采样速率和斩波频率确定半个斩波周期内采样的点数;然后,启动 A/D 数据采集并在采满相应的点数后切换 IO 口的电平以产生斩波控制信号。每一次斩波控制信号的改变都对应着积分器在积分/测漂移工作状态间的转换。再以此转折点为标志将数据标识成积分段和测漂移段两部分;最后,根据图 5 所示的算法,对模拟积分器的积分结果进行数字化去漂移处理,得到单通道积分器的积分值。

经过这种单路积分器动态自身误差扣除的处理方式,能够抑制模拟积分器器件非理想因素以及积分器前端有源器件造成的共模误差,因此,不光可以减小积分器误差还可以抑制其它部件引入的

误差, 实现对积分器系统误差的控制。

理论上, 这种计算得到的净积分已经去除了电路非理想因素的影响, 它与具体电路是不相关的, 所以对于相互独立且时序上互补的两路积分器的积分值只存在积分常数的差异, 通过调节电路参数或相关系数计算的方式, 可以将它们统一到相同的标准, 再将此两路互补的积分累加即可得到对输入信号的全时段积分。

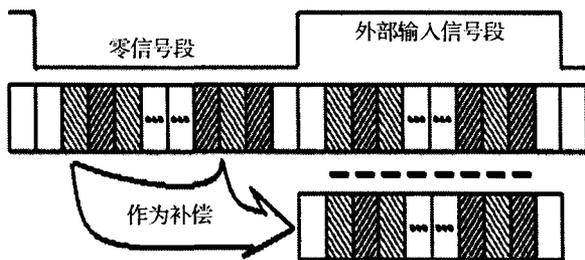


图 5 误差补偿算法示意图

根据以上对采集时序及误差控制算法的分析, 具体的 DSP 软件控制流程如图 6 所示。

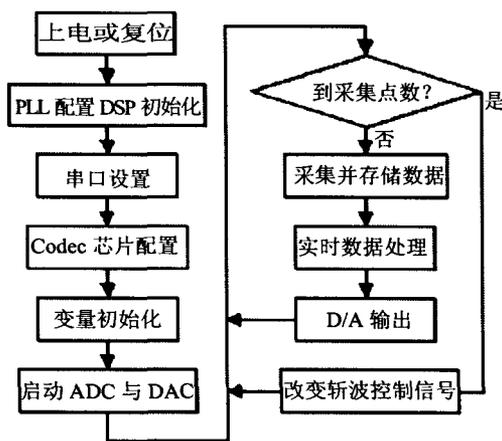


图 6 控制软件的流程

控制软件采用 C 语言<sup>[8,9]</sup>和汇编语言混合编程, 通过 CCS 集成开发环境的剖析工具分析, 在采样率为 8kHz 的情况下, 运行此软件仅占用 10%左右的 DSP 硬件资源, 因此可以在一块 DSP 应用系统

中实现多路积分器, 从而降低系统设计成本, 提高斩波式积分器的实用价值。

### 3.3 关键技术的实现

#### 3.3.1 模拟积分器

采用时移自身误差修正方式可以有效抑制模拟积分器的线性和非线性误差, 在零信号段和输入信号段积分输出差别不是特别大的情况下, 基本积分电路通过调节斩波频率即可满足系统设计需求。

#### 3.3.2 长时间积分

积分电容两端连接有串连的继电器和模拟开关。当 DSP 检测到某路积分器偏离线性区域较大或即将溢出时, 首先闭合继电器, 然后在积分器的零信号时段内控制模拟开关对积分电容放电, 并在输入信号时段到达前停止放电, 再将此放电停止时刻的积分值作为初始值  $V_c(t_1)$  开始下一轮积分。DSP 则在原有积分的基础上累加新的积分值并在 D/A 端输出正确的结果。在经过一个或多个放电周期得到合适的初始值后, 再断开模拟开关和继电器, 保证模拟积分器不溢出, 从而实现了长时间积分。这种结合使用开关速度不同的两种器件的方法, 既可以避免模拟开关对积分电路的影响, 也可以确保泻放时序控制的精确性。

#### 3.3.3 数字信号处理的误差控制

首先, 根据器件资料确定 A/D 转换的精度, 并在系统初始化时计算出 A/D 转换的偏差值, 以此值作为采集误差修正采集的数据。其次, 在修正积分误差的算法中采用二进制补偿方式, 即以二进制最低有效位 (LSB) 为单位修正误差, 避免定点 DSP 在定 Q 值数制转换中造成的数据有效位误差。第三, A/D 和 D/A 采用同一个电压基准, 因此可以将 DSP 计算结果直接输出到 D/A, 从而保证数字信号从采集到输出是无损的处理过程, 也就保证了数字信号处理部分的精度。

#### 3.3.4 两路积分器的校准

使用相同的斩波时序控制两路积分器对同一个信号进行相同时间的积分, 并采用相同的算法分别计算出积分结果。理论上, 这一结果是只跟积分常数有关的净积分, 将两个净积分相比即得到两路积分器积分常数的相关系数, 再依据此相关系数调整其中一路积分器的积分常数, 使相关系数  $t$  数接近于 1, 并将此系数保存作为两路积分向同一标准修正的依据。通过这种方式可以方便地实现两路积分

的调试。

#### 4 系统测试及实验结果

系统设计完成后,进行了台面实验,并有 4 路积分器用于 2005 年度的春季 HT-7 等离子体放电实验。以下是由 HT-7 数据分析软件 GT-7 显示的实验数据。

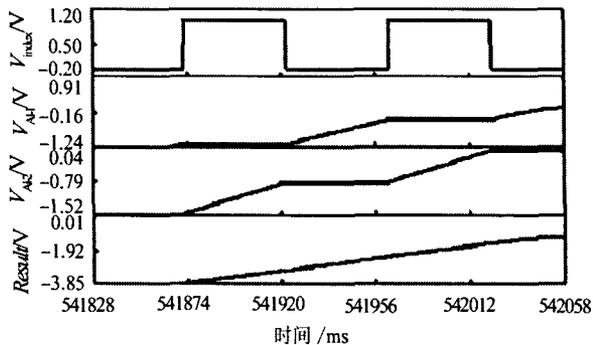


图 7 斩波器控制两路积分器交替积分

图 7 中,互补的两路积分器 AI\_1 和 AI\_2,在频率为 10Hz 的斩波信号 Index 控制下,交替地对输入信号积分,经数值处理后得到完整积分 Result。

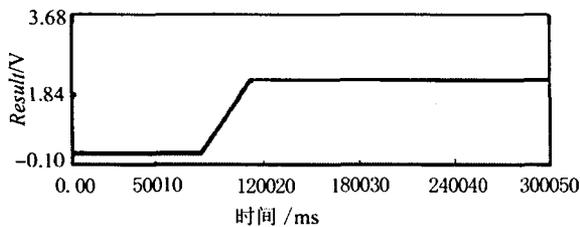


图 8 积分器的保持特性

在测试积分器的保持特性时,将从电池分压得到的 10mV 信号,在继电器控制下以单脉冲的形式输入到积分器,获得如图 8 所示的积分波形,从图 8 中可以看出 5 分钟内基本没有积分漂移。另外,通过示波器观测 10ms 和 2ms 积分器 1h 的积分误差分别在 40mVs 和 100mVs 以内,均优于 HT-7 正在使用的积分器。

图 9 为现场实验中 10min 内连续两次放电的积

分情况。图 9 中显示,未经泄放处理的两路模拟积分器 AI\_1 和 AI\_2 都出现了明显的积分误差,而最终从 D/A 输出的积分结果 Result 则表现出很好的工作特性,且与现有模拟积分器输出结果相一致。

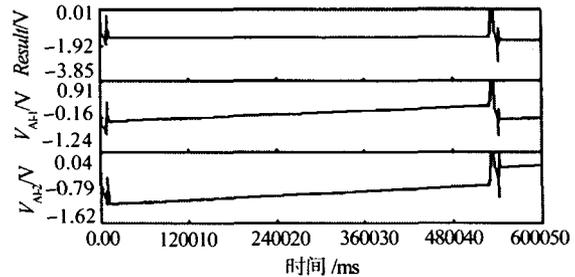


图 9 连续两次放电的积分

从实验的结果来看,积分器在输入零信号和在单脉冲的作用下都表现出良好的线性和保持特性;现场测试中,积分器的输出与现有模拟积分器的积分结果相一致,说明积分器完全满足 HT-7 对积分器线性度、频率响应等各方面指标的需求。

#### 5 结论

基于斩波技术的积分器采用自身漂移扣除的方式,有效的抑制了造成模拟积分器积分误差的各种因素,规避了积分器前端有源器件对积分输出的影响,同时也降低了硬件设计对器件性能的要求,使系统具有更高的实用价值。通过实验测试,这种积分器满足了 HT-7 甚至 EAST 对磁测量系统的要求,实现了长时间、低漂移的目标,斩波式误差处理方式也为其它系统设计中的误差控制提供了新的思路。

#### 参考文献:

- [1] 杨辉. 基于 DSP 技术的长时间无零漂数字积分器 [D]. 合肥, 中科院等离子体物理研究所, 2002.
- [2] 童诗白. 模拟电子技术基础, 第 2 版 [M]. 北京: 高等教育出版社, 1988.
- [3] MAXIM 公司. MAX4053A 数据手册 [Z]. 美国 MAXIM 公司, 2004.
- [4] TI 公司. TMS320VC5416 数据手册 [Z]. 美国 TI 公司, 2000.
- [5] TI 公司. TLV320AIC23 数据手册 [Z]. 美国 TI 公司, 2004.

- [6] 清源科技. TMS320C54X DSP 硬件开发教程 [M]. 北京: 机械工业出版社, 2003.
- [7] 郑红, 吴冠. TMS320C54X DSP 应用系统设计, [M]. 北京: 北京航空航天大学出版社, 2002.
- [8] 张勇. C/C++语言硬件程序设计—基于 TMS320C5000 系列 DSP [M]. 西安: 西安电子科技大学出版社, 2003.
- [9] 刘益成. TMS320C54X DSP 应用程序设计与开发 [M]. 北京: 北京航空航天大学出版社, 2002.

## A chopper-stabilized long pulse integrator with low drift

WEI Yong-qing<sup>1,2</sup>, XIE Ji-kang<sup>1</sup>, WAN Bao-nian<sup>1</sup>, SHEN biao<sup>1</sup>

(1. Institute of Plasma Physics, Chinese Academy of Sciences, Hefei 230031; 2. Artillery Academe of PLA, Hefei 230031)

**Abstract:** A chopper-stabilized integrator for tokamak with a digital signal processing unit to dynamically suppress the primary drift factors of analog integrator, has been designed. Long pulse integrations with low drift have been obtained with this apparatus in experiments.

**Key words:** Integrator; Chopper-stabilized; Long pulse; Low drift