

电磁流量计中的抗干扰技术

张 艳, 陈仁文

(南京航空航天大学, 江苏 南京 210016)

摘 要:为了抑制和排除电磁流量计测量过程中的干扰, 提高信噪比, 提高测量的精确度和稳定性, 讨论了电磁流量计几类干扰噪声产生的物理机理和特征, 简要阐述了电磁流量计的几种硬件和软件方面的抗干扰技术。硬件方面设计了高精度低功耗的矩形波激磁电路, 并从激磁电路中引出 A/D 转换器的参考电压, 提高了 A/D 转换结果的抗干扰能力。软件方面主要采用“计算斜率法”和“正负差值法”相结合的方法消除零点漂移。实验表明, 这些方法在智能电磁流量计的测量过程中取得了明显的效果。

关键词:电磁流量计; 抗干扰技术; 噪声; 计算斜率法; 正负差值法

中图分类号:TH862

文献标识码:A

文章编号:1673-629X(2010)05-0242-04

Anti-Interference Technologies in Electromagnetic Flowmeter

ZHANG Yan, CHEN Ren-wen

(Nanjing University of Aeronautics & Astronautics, Nanjing 210016, China)

Abstract: With the aim to restrain and eliminate the interference brought from the measuring process, make the signal-to-noise ratio, the precision and the stability of the system get improved, the physical mechanisms and characters concerning several kinds of interference noises derived from electromagnetic flow meter are discussed in this paper. And some anti-interference technologies applied in the electromagnetic flowmeter are summarized briefly, including the hardware and software aspects. From the hardware, a square waveform exciting circuit with high accuracy and low power consumption, and the reference voltage of the A/D conversion is got from this circuit, which improves the anti-interference ability of the result of the A/D conversion. From the software, two methods named slope calculation and positive and negative difference are used together, which help to eliminate the zero shift. All of methods above have a remarkable effect on the metrical result of the intelligent electromagnetic flowmeter.

Key words: electromagnetic flowmeter; anti-interference technology; noise; slope calculation; positive and negative difference

0 引 言

电磁流量计是利用法拉第电磁感应定律来测量导电液体的体积流量的仪表, 具有很多突出的优点, 例如: 无可动部件, 不会产生压力损失和堵塞管道; 测量导电介质的流量, 不受温度、黏度、密度、压力、雷诺数以及在一定范围内电导率变化的影响; 测量原理为线性, 精度高, 测量范围大; 耐腐蚀性好并且可测量正反流速等等^[1]。但在实际测量中, 干扰信号与有用的信号混在一起, 它们不仅成分复杂, 而且有时候干扰信号还会比流量信号大。在这种情况下怎样抑制和排除这些干扰, 提高信噪比, 提高测量的精确度和稳定性就成了研制和使用电磁流量计的一个技术关键。

以往的电磁流量计的设计很多还有待改进, 例如: 激磁电路基本采用模拟式恒流源, 功耗大的同时也引入了干扰, 并且精确度不高^[1]; 转换器大多使用 8 位或 16 位的单片机, 较为复杂的算法就难以实现或响应时间过慢^[2]; 抗干扰主要集中在硬件电路的设计等。本系统采用 32 位 ARM 处理器, 提高数据处理能力和算法复杂度; 并设计了低功耗的激磁电路, 同时利用反馈原理消除激励电流不稳定对 A/D 转换结果的影响并在软件算法和硬件电路方面提出了有效的消除零点漂移以及其他干扰的措施, 使电磁流量计测量精度更为提高。

1 电磁流量计的测量原理

由法拉第电磁感应定律可知, 当导体在磁场中做切割磁力线运动时, 在导体两端就产生感应电动势。设在磁场强度为 B 的均匀磁场中放置一个垂直于磁场方向的直径为 D 的管道, 当导电液体在管道中流动

收稿日期: 2009-07-26; 修回日期: 2009-11-01

基金项目: 国家自然科学基金(10672079)

作者简介: 张 艳(1983-), 女, 河南人, 硕士研究生, 研究方向为嵌入式测控; 陈仁文, 教授 博导, 研究方向为智能监测与控制。

时,导电液体切割磁力线,就会在和磁场及流动方向垂直的方向产生感应电动势。如果在管道截面上垂直于磁场的直径两端安装一对电极,两电极之间就会产生感应电动势^[1]。如管道内流速 v 为轴对称分布,不考虑感应电动势的正负可得:

$$U = \frac{d\Phi}{dt} = \frac{BdA}{dt} = BD \frac{dl}{dt} = BDv \quad (1)$$

其中, B 为磁感应强度, A 为磁通量变化面积, D 为导体长度, dl 为被测介质运动的距离, v 为被测介质运动的速度, U 为感应电动势。

所测液体的体积流量为:

$$Q = \frac{\pi D^2}{4} v = \frac{\pi D}{4B} \cdot U = K \cdot U \quad (2)$$

式(1)说明,导体在磁场内作切割磁力线运动,导体两端产生的感应电动势的大小与磁感应强度 B 成正比,与导体的长度 D 成正比,与导体运动的速度 v 成正比。由式(2)可知液体的体积流量与感应电动势成正比,这就是电磁流量计的设计原理。

2 电磁流量计中的干扰源分析

传感器提供给转换器的流量信号是电极间的电位差,即一种电压信号。在实际测量中,由于电磁感应、静电感应以及电化学电势等原因,电极上所得到的电压不仅仅是与流速成比例的电动势,也包含各种各样的干扰成分在内。

首先电磁流量计工作现场存在大量的工频信号,耦合在激磁回路、电极、前端放大器的工频干扰噪声对流量测量的准确性造成极大的影响。其次,在低频矩形波激磁方式下,其干扰主要表现为由激磁电流突变产生的微分干扰信号,随着电流的稳定,干扰信号随之消失;另外,由于电磁流量传感器的“变压器效应”,会产生相位上与流量信号相差 90° 的正交干扰信号;此外,由于电磁屏蔽缺陷,接地不良,杂散电容等引起返回电流不平衡产生共模干扰,它可能导致电路某些参考电位变化,是造成电磁流量计零点漂移的原因之一,同时产生高的辐射电场使电路的电磁兼容性恶化;串模干扰是由于印刷电路板设计电磁兼容性考虑不足造成的信号质量下降,特别是高速走线和模拟电路易受到影响;还有就是电化电极化电动势干扰,它是被测液体中电解质在感应电场作用下在电极表面极化产生,是电磁流量计零点漂移的主要原因^[3]。

3 电磁流量计的抗干扰措施及其效果分析

3.1 高精度的激磁电路的设计

该系统采用 6.25Hz 的双极性低频矩形波激磁,

这种激磁方式不仅可以克服直流激磁产生的电极极化效应,也可以克服工频正弦波激磁产生的正交干扰影响。

以往的激磁电路的设计都是采用恒流源和可控开关电路组成。恒流源是由电压基准、比较放大、控制调整和采样等部分组成的直流负反馈自动调节系统,常用的激磁电路就是用串联调整型恒流电源盒控制开关组成的,如图 1。其中 V_{ref} 是参考电压, R_s 是采样电阻, I_s 为流过 R_s 的电流,就是所需的恒流, R_L 为电磁流量传感器线圈, $K1$ 、 $K2$ 、 $K3$ 、 $K4$ 为可控开关,以达到使线圈 R_L 中流经正负交换的电流,对传感器激磁。

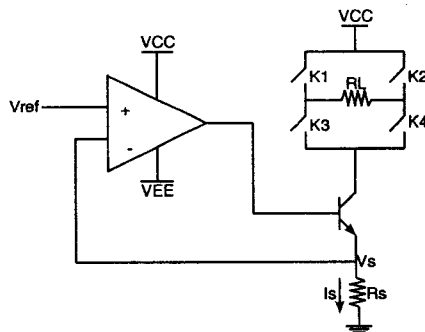


图 1 常用激磁电路

由理想运算放大器“虚短”原理可知:

$$V_{ref} - V_s = 0 \quad (3)$$

$$\text{则 } I_s = \frac{V_s}{R_s} = \frac{V_{ref}}{R_s} \quad (4)$$

由此可知,要想获得一个稳定的输出电流 I_s ,首先,必须要提供一个高精度的基准电压和高精度采样电阻。由于运放在调整控制过程中的作用,运放的增益直接影响输出电流的精度,高增益和低漂移的运放是必要的选择。由于采样电阻与负载串连,流过的电流通常比较大,因此局部温度也会随之上升,导致元器件温度上升,恒流源的温度稳定性变坏,采样电阻 R_s 随温度或其他环境参数的变化而改变,势必影响 I_s 的精度。其次,恒流源的输出电流全部流过调整管,因此调整管上的功耗也很大,必须选择大功率的晶体管,然而大功率晶体管需要较大的基极驱动电流,以满足对运放有较高驱动能力的要求。再次,双极型三极管的漏电流和电流放大系数对温度比较敏感,温度稳定性较差。还有,电压电流变换器使用的负反馈闭环控制,电流稳定度与放大器放大倍数有直接关系,在大功率电源里基本上是倒数关系。运放的温度漂移和失调对电路的精度和温度稳定性有很大的影响^[4]。

为此,设计了一个新型的激磁电路,并将激励电流反馈到 A/D 转换器,以消除激励电流不稳定对 A/D 转换结果的影响,如图 2。

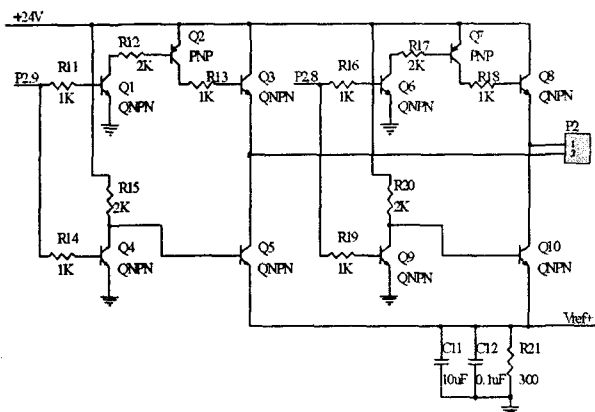


图 2 新型的激磁电路

其中 +24V 是由 220V 的交流电通过变压、整流、滤波之后,输入可调集成稳压器 LM317,通过高精度的滑动变阻器调节而得到的恒压源。LM317 保证 1.5A 输出电流,典型线性调整率 0.01%,典型负载调整率 0.1%,80dB 纹波抑制比,输出短路保护,过流、过热保护,调整管安全工作区保护^[5]。系统的微控制器采用 ARM7 芯片 STR710,通过它的 I/O 端口控制图 2 中的 P2.8 和 P2.9,ARM7 芯片 STR710 进行控制,使端口 P2 输出正负 24V 交变的矩形波,从而对传感器激磁。另外,Vref(+)接该系统 A/D 转换器的参考输入端 VREF(+)。

整个电路的工作过程为:当 P2.9 为高电平时,Q₁、Q₂、Q₃、Q₄ 导通,此时 Q₅ 的基极电流为零,Q₅ 截止,此时 P2 的端口 2 输出 +24V 的电压。此时 P2.8 为低电平,Q₆、Q₇、Q₈、Q₉,此时有电流流经 Q₁₀ 基极,并使其基极和发射级导通,Q₁₀ 的功能相当于一个二极管的作用,此时 P₁ 端口没有电压输出。那么,A/D 转换器的参考输入端 Vref(+)为:

$$V_{\text{ref}} + \frac{R_{21}}{R_{20} + R_{21}} \cdot V_{p2} \quad (5)$$

其中, V_{p2} 是 P2 端口输出电压幅值的绝对值,此处应该是 +24V。整个电路是对称的,且 $R_{15} = R_{20}$,当 P2.9 为低电平,P2.8 为高电平时,P2 的端口 2 无电压输出,端口 1 输出 +24V 的电压,Vref(+)值不变,如此周而复始输出频率为 6.25Hz 的双极性矩形波。用 Multisim 仿真结果如图 3 所示。

此外,把 Vref(+)作为 A/D 转换器的参考输入,可以大大提高系统的温度稳定性。A/D 转换的结果可表示为:

$$D = \frac{2^n}{V_{\text{ref}} +} \cdot V_{\text{in}} = \frac{2^n}{V_{\text{ref}} +} \cdot K_0 \cdot V_{\text{out}} \quad (6)$$

其中, V_{in} 为经放大、滤波处理过的电压信号,也是 A/D 转换器的输入信号, V_{out} 为传感器输出的原始流量信号, K_0 为信号放大倍数。

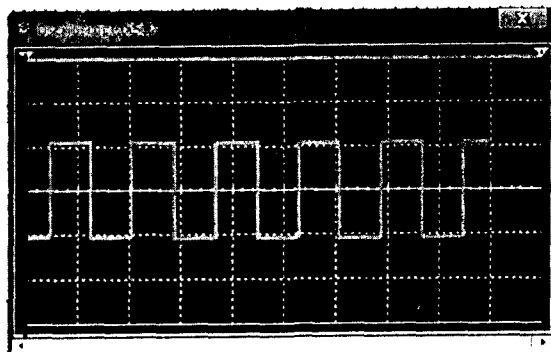


图 3 激磁电路仿真结果

由公式(1)可知:

$$V_{\text{out}} = B \cdot D \cdot v \quad (7)$$

通电螺线管线圈产生的磁场为:

$$B = \frac{\mu_0 \cdot N \cdot I}{l} \quad (8)$$

其中, μ_0 为真空磁导率, N 为传感器线圈匝数, I 为流过线圈的电流, l 为线圈的长度。

由图 2 可知:

$$I = \frac{V_{\text{ref}} +}{R_{21}} \quad (9)$$

把式(7)、(8)、(9)带入式(6)可得:

$$D = \frac{2^n}{V_{\text{ref}} +} \cdot K_0 \cdot (\mu_0 \cdot N \cdot \frac{V_{\text{ref}} +}{R_{21}} \cdot l) \cdot D \cdot v = \frac{2^n \cdot K_0 \cdot \mu_0 \cdot N \cdot l \cdot D \cdot v}{R_{21}} \quad (10)$$

$$\text{设: } K = \frac{2^n \cdot K_0 \cdot \mu_0 \cdot N \cdot l \cdot D}{R_{21}} \quad (11)$$

$$\text{那么 } D = K \cdot v \quad (12)$$

由式(11)、(12)可知,在保证 R_{21} 精度的前提下,A/D 转换的结果只与液体的流速有关,不受电磁流量传感器线圈电阻变化的影响。该电路通过 MCU 控制三极管的通断得到激磁信号,三极管的为电流控制元件,该电路实现了小电流控制大电压,三极管的功耗低,电路的响应速度快,温度稳定性好,抗干扰能力强,对电磁流量计整体精度的提高起到了决定性的作用。

3.2 微分干扰和工频干扰的消除

信号中往往同时存在微分干扰和工频干扰信号,在信号处理电路中的低通滤波往往很难将工频干扰完全滤出。本系统采用了同步采样和工频补偿技术,以抑制流量信号电势中混入工频干扰和工频电源频率波动产生工频干扰,并有效去除微分干扰。同步采样技术,采样开始时间滞后激磁信号 1/4 个周期,其采样脉宽为工频周期的偶数倍,消除微分干扰的同时使流量信号电势中工频干扰平均值等于零,以消除工频干扰的影响;工频电源的频率波动补偿是保证频率的动态波动中,激磁电源和采样脉冲得以同步调整,真正实现

同步采样技术和同步激励技术,同步 A/D 转换,降低了微分干扰和工频干扰的影响。

3.3 零点漂移消除

所谓零点漂移,就是当传感器的输入信号为零时,放大器的输出并不是零^[6]。零点漂移的信号会在各级放大的电路间传递,经过多级放大后,在输出端成为较大的信号,由于传感器输出的有用信号较弱,零点漂移就可能将有用信号淹没,使电路无法正常工作。零点漂移可分为基线零点漂移和斜率零点漂移^[7]。对于零点漂移的抑制,该系统采用软硬件相结合的措施。硬件电路方面,采用三运放的差动电路输入,实现对大内阻的微弱信号采集,并有效抑制了共模信号的引入^[8]。一级放大电路之后采用隔直电容,滤除基线零点漂移,防止直流信号过大,超出 A/D 转换的输入范围。

有时硬件的方法是不可能完全满足系统的要求的,必须结合软件的方法才能更好地达到系统的要求,也就是现在所说的软件即是虚拟硬件。结合硬件采用软件的方法简单易行,可以很好消除采集数据中的零点漂移,并且其成本比用硬件的方法低,改进软件的算法可以方便实现对系统的改进。对于该系统的零点漂移,采用“计算斜率法”和“正负差值法”相结合的方法可以很有效地消除基线零点漂移和斜率零点漂移对电磁流量计精度的影响。

图 4 为经过信号处理和同步采样后的信号,同时存在基线零点漂移和斜率零点漂移。斜率零点漂移则多见于积分系统,随着时间的推移,积分器的零点可能会出现随时间累加漂移。此外,外界的环境温度的变化也是斜率零点漂移产生的重要原因。

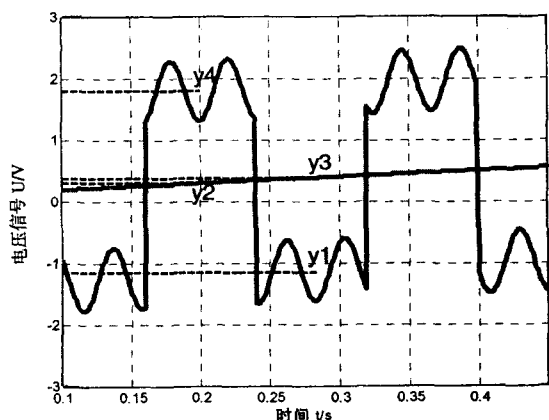


图 4 经过同步采样后的信号

鉴于斜率零点漂移产生的机理,可以在标定的时候确定零点漂移的斜率 K 。也就是在管道液体静止不动流量为零的时候对输出信号进行采样,设从时间 t_1 进行采样,采样历时 Δt ,经过一段时间后又从 t_2 开始采样,历时 Δt 后采样结束。分别得到两组离散的信号

x_1 到 x_n 和 x'_1 到 x'_n , 分别除去最大值、最小值后对剩下 $(n-2)$ 个值进行平均,得:

$$\bar{x} = \frac{1}{n-2} \sum x_i (x_i \neq x_{\max} \text{ 且 } x_i \neq x_{\min}) \quad (13)$$

$$\bar{x}' = \frac{1}{n-2} \sum x'_i (x'_i \neq x'_{\max} \text{ 且 } x'_i \neq x'_{\min}) \quad (14)$$

那么斜率零点漂移的斜率为:

$$k = \frac{\bar{x}' - \bar{x}}{t_2 - t_1} \quad (15)$$

对于基线零点漂移,“正负差值法”是比较有效便捷的选择,它不需要直接消除信号中的基线零点漂移,而是通过算法上去掉基线零点漂移对测量结果的影响。该系统中,激励信号的频率为 6.25Hz,由于所测量的液体流速不会有明显的突变,所以在信号的一个周期 0.16s 内,可以采用一个波峰减去波谷的均值来表示此时的流量信号,也即如图 3 中 $|y_4 - y_1|$,其中 y_4 是从 $nT + T/4$ 到 $nT + T/2$ 采样结果的算术平均值, y_1 是从 $(n+1)T$ 进行采样结果的算术平均值。但是由于斜率零点漂移的存在,会出现如图 3 中 $|y_3 - y_2|$ 的误差,所以需要利用式(15)的结果对该误差进行修正,修正后的结果也就是此时管道中液体感应出的电动势为:

$$U = \frac{1}{2} |y_3 - y_2 + k \cdot \frac{T}{2}| = \frac{1}{2} |y_3 - y_2 + \frac{\bar{x}' - \bar{x}}{t_2 - t_1} \cdot \frac{T}{2}| \quad (16)$$

对于式(16)结果,去除了工频干扰、微分干扰、零点漂移的影响,大大提高了电磁流量计的测量精度。

3.4 其他去除干扰的措施

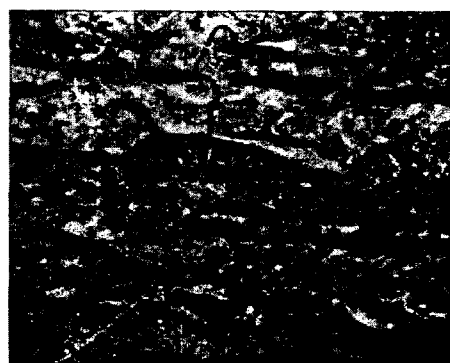
对于由电磁流量传感器的“变压器效应”所产生的正交干扰,采用“变送器调零法”来消除,这个方法既方便又实用。

软件设计方面,采用了数字滤波技术,它能完成模拟滤波不能完成的功能,很容易剔出脉冲干扰,消除数字电路毛刺,提高 A/D 转换的抗工频干扰能力以及输入微处理器数字的可靠性。此外,还采用了掉电保护技术,软件指令冗余措施,软件陷阱抗干扰方法以及看门狗技术,这些措施的采用有效地排除了智能电磁流量计微处理器失控。

在 PCB 电路板制作上,采用数字地与模拟地分开走线并加粗,最后用 0 欧姆电阻单点相连。数字电源与模拟电源也分开供电,合理加装了去藕电容,并协调好不同类型 IC 的点评匹配。数字信号和模拟信号分开走线,有效防止了并行走线产生寄生电容和共生电容。选择高性能的抗干扰芯片,这是抗干扰技术重要环节。

在电磁流量计的安装方面,使传感器的外壳应接

(下转第 249 页)



(a) 左影像



(b) 右影像

图 3 实验用影像(5000×5000)

- [2] Forsyth D A, Ponce J. Computer Vision: A Modern Approach [M]. 北京:电子工业出版社,2004.
- [3] 游素亚. 立体视觉研究的现状与进展[J]. 中国图形图像学报,1997,2(1):17-24.
- [4] 徐 奕,周 军,周源华. 立体视觉匹配技术[J]. 计算机

(上接第 245 页)

地,并且将流量调节阀门放在流量计的下游,垂直安装(若水平安装的流量计应保证上游 10 倍直径,下游 5 倍直径的直管段),这样达到整流的目的,从而减小了流速分布不均对测量精度的影响。减短信号传送电缆,否则由电缆分布电容引起的负载效应就会增大测量误差,也增加了信号受到干扰的可能。

4 结束语

智能电磁流量计多种抗干扰技术的采用,大大抑制和消除了干扰信号对有用信号的影响,增强了电磁流量计的抗干扰能力,经电磁流量计制作样机反复实验证明,测量精度可达到 0.5%,提高了以往测量的精度和可靠性。

参考文献:

- [1] 苏 星. 基于 ARM 的电磁流量计转换器的研制[D]. 杭

工程与应用,2003,39(15):1-5.



(a) 视点 1 效果



(b) 视点 2 效果

图 4 红外影像三维地形图

- [5] Zeng Zhanggui, Yan Hong. Region matching and optimal matching pair theorem[C]// Proceedings of the Computer graphics International. [s.l.]:IEEE press, 2001:232-239.
- [6] Grimson W E L. Surface Consistency Constraints in Vision [J]. CVGIP, 1983,24:28-51.
- [7] 刘 臻,宫 鹏,史培军. 基于分层多模块匹配的影像自动配准算法研究[J]. 计算机应用,2005,25(2):323-327.
- [8] 陈棣湘,罗飞路,潘孟春. 立体视觉测量中的图像匹配策略的研究[J]. 光学技术,2002,5(4):392-394.
- [9] 彭真明,张启衡,魏宇星,等. 基于多特征融合的图像匹配模式[J]. 强激光与粒子束,2004,16(3):281-284.

州:浙江大学信息学院,2006.

- [2] 王 达. 基于 LPC2106 的电磁流量计转换器[J]. 测量与设备,2007(1):13-15.
- [3] Yan Yi. Exciting Frequency Optimization for Electromagnetic Flow Meter with Genetic Algorithm[C]//IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference. Warsaw, Poland:[s.n.],2007:1-3.
- [4] 霍玉文. 实用恒流源电路设计[J]. 电子测量技术,2002(5):25-26.
- [5] 2009 Fairchild Semiconductor Corporation LM317 pinsheet [EB/OL]. 2009. <http://www.fairchildsemi.com/ds/LM/LM317.pdf>, 2009/2009.
- [6] 王 旭. 传感器放大器零点漂移的分析及电路设计[J]. 煤矿机械,2009,30(1):36-38.
- [7] 王献青. 直接耦合放大电路中零点漂移的分析[J]. 动力与电气工程,2008,32:108-109.
- [8] Polo J. Analog Signal Processing in an AC Electromagnetic Flowmeter[J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement,2002,51(4):793-797.