

低功耗数字涡街流量计硬件研制中的关键技术

Key Technology in Hardware Development of Digital Vortex Flow Meter with Low Power Consumption

方敏¹ 徐科军^{1,2} 刘三山¹

(合肥工业大学电气与自动化工程学院¹,安徽 合肥 230009;工业自动化安徽省工程技术研究中心²,安徽 合肥 230009)

摘要: 数字涡街流量计采用了数字频谱分析与带通滤波器组相结合的方式,在低功耗情况下,它能保证最大限度地滤除流量信号中混杂的噪声信号。根据降压型 DC/DC 与低压差线性稳压器(LDO)的转换特点,搭建了高效率的电源转换电路,为系统提供最大的可用电流。同时,电路设计选用低功耗器件,并根据工作状态对一些器件或者电路进行选通,最大程度地降低了系统的功耗。经实际测试表明,系统性能达到了涡街流量计的工业要求。

关键词: 涡街流量计 滤波器 转换电路 低功耗 频谱分析

中图分类号: TP273 **文献标志码:** A

Abstract: The proposed digital vortex flow meter is designed by using the combination of digital spectrum analysis and band-pass filters. Under low power consumption condition, it guarantees to remove the noising signal mixed in flow rate signal. In accordance with the conversion features of step-down DC/DC and low dropout regulator (LDO), the high efficient power conversion circuit is built to provide maximum available current for the system. In addition, low power consumption devices are selected in circuitry design; and certain devices or circuits are strobe based on operating state to minimize the power consumption of the system. The practical test indicates that the vortex flow meter meets the industrial requirements.

Keywords: Vortex flow meter Filter Conversion circuit Low power consumption Spectrum analysis

0 引言

涡街流量计是基于流体振荡原理设计而成。在涡街流量计测量流体过程中,存在信号质量受流体本身的稳定性和均匀性影响较大、易受噪声影响以及小信号检测能力有限等问题。通过设计专门的二次仪表,可以降低上述因素对涡街测量的影响^[1]。

传统的两线制涡街流量计信号处理的基本流程是放大、滤波、整形和计数。在处理过程中,工频干扰、管道振动和谐波干扰都处于信号的频带范围内,涡街流量计往往受到这些噪声的影响而无法较精确地提取信号的频率信息。基于 DSP 芯片的数字信号处理系统,采用针对性的算法,对流量计的输出信号进行细致的分析处理,取得了较高的精度。但采用这种处理方法系统功耗大,无法满足某些工业现场两线制电流输出或者电池供电等应用场合的需求^[2-3]。因此,本文将

数字信号处理方法和传统的脉冲计数方法相结合,研制了基于 MSP430 的低功耗、两线制数字涡街流量计系统,并且在系统其他方面采取节电措施,较好地解决了抗干扰和精度问题,从而满足低功耗的要求^[4-5]。

1 带通滤波器组的设计

在涡街流量计测量的过程中,小流量产生的涡街信号横向升力较小,检测元件输出的信号非常微弱,并且易受流体冲击振动噪声和管道振动噪声的影响,从而导致量程下限受限,造成整体量程比受限。这些噪声特性主要体现为某个频率点固定和幅值固定的噪声混杂于涡街信号中,使得脉冲整形电路误触发、多计或少计脉冲,从而影响流量测量。而在测量大流量时,检测元件输出的信号幅值增强,信噪比变大,脉冲整形电路误触发的概率降低,测量变得准确。因此,流量测量的难点在于如何提高小流量的测量准确度。如果能够小流量信号频率以外的干扰噪声滤除,将有效避免脉冲整形电路误触发,扩展系统的量程比。

传统的信号调理电路通常只采用低通滤波器滤除高频噪声,对于低频时混杂在信号频率范围内的噪声则无能为力。为了尽量滤除信号中的噪声、避免误触

国家自然科学基金资助项目(编号:61074164);

美国德州仪器公司创新基金资助项目(编号:2008QTXM0437)。

修改稿收到日期:2010-05-20。

第一作者方敏,男,1986年生,现为合肥工业大学检测技术与自动化装置专业在读硕士研究生;主要从事涡街流量计方面的研究。

发以及提高量程比,带通滤波器是一个比较好的选择。由于涡街流量信号范围较宽,因此,需要对整个信号频率范围进行划分,然后根据实际流量信号选择相应的频段进行带通滤波,以获得更为良好的滤波效果。

1.1 实现的方式

带通滤波可以采用单运放带通滤波器或者双运放高、低通滤波器级联实现。两种滤波器的比较如下。

① 单运放带通滤波器是一个窄带选频网络,它的作用是选出中心频率,并对其他频率分量进行衰减。在中心频率两侧,随着品质因数 Q 的增大,幅频曲线的滚降特性加剧,这对于中心频率两侧的有效信号衰减比较严重,如图 1(a)所示。级联带通滤波器在中心频率处的幅频特性要平坦许多,如图 1(b)所示。

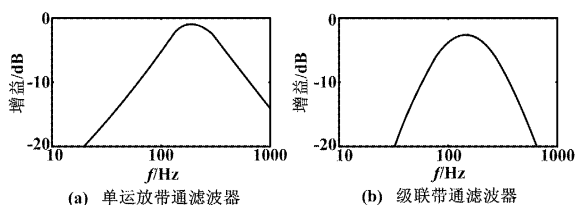


图 1 幅频特性对比

Fig. 1 Comparison of the amplitude-frequency characteristics

② 在转折频率处,二阶单运放带通滤波器仅能提供 -6 dB/倍频的截止特性;而采用二阶高低通级联实现的带通滤波器可以得到 -12 dB/倍频的截止特性。

③ 选用高低通滤波器级联实现的带通滤波器,其截止频率便于调节,可以独立地进行高低通滤波器截止频率的设计。

经以上比较,系统选用了后者级联方式。

1.2 滤波器的选择

为了保证在通带范围内幅频特性尽可能平滑,系统选用了巴特沃斯函数滤波器。巴特沃斯滤波器在衰减和相位之间取得了最佳折中;在通带和阻带内都没有纹波。因此,该滤波器也被称为最大平坦滤波器。

1.3 拓扑结构的选择

带通滤波器拓扑结构的选择通常需要综合考虑滤波器参数调整的难易程度、无源器件的非理想特性或者温度变化对于滤波器参数稳定性的影响程度,以及拓扑结构本身的复杂程度。

常用的滤波器拓扑结构有频率相关负电阻电路 FDNR (frequency-dependent negative resistor)、压控电压源电路 VCVS (voltage control voltage source)、多反馈滤波电路 (multiple feedback) 和状态变量滤波电路 (state variable) 等。其中,FDNR 滤波器常用作滤波电

路的旁路分支,并且增加了大量的电路元件;在 VCVS 电路中,元件的取值对于截止频率和品质因数均有影响,滤波器调节困难,且受元件参数非理想特性的影响剧烈,尤其是电容元件;状态变量滤波电路的参数可以独立调节,且受元件扩散的影响非常小,但增加了更多的电路元件;多重反馈电路的参数漂移灵敏度较小,且实现的电路规模适中。因此,对于涡街信号进行多组带通滤波,选用多反馈结构不论是在元件参数的影响程度还是电路的规模上都是适宜的。双运放级联带通滤波器电路如图 2 所示。

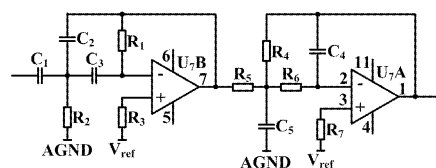


图 2 双运放级联带通滤波器结构图

Fig. 2 Band-pass filter based on cascaded operation amplifier

1.4 带通滤波器组的设计原则

根据实际涡街信号,需要设计多路带通滤波器,以覆盖整个涡街信号的频率范围,并且获得最优的滤波效果。设计过程中需要遵循以下原则。

① 将整个信号频率范围分为多个频率段,在每个小范围的频段内均可对信号进行更好的滤波。但频段过多会占用 PCB 较多的面积,而频段过少又会影响滤波效果;同时,考虑多路选择器的输入通常为 8 路,因此,将整个信号范围分为 8 个频段。工作过程中,单片机根据涡街流量信号少点数 FFT 的运算结果,通过各路选择器,实时选通其中 1 路的输出送入后端的整形电路。

8 个频段中相邻的频段要求相互叠加,以保证频率段的无缝切换。叠加的范围根据单片机少点数 FFT 的分辨率确定,保证在 FFT 计算的误差范围内不会选错带通。在较低频段,信号幅值小,为了获得更精确的滤波,提高信噪比,可以将频段范围选择得相对较窄;在较高频段,为保证信噪比,可以将频段范围选择得相对较宽。

② 遇到有固定频率干扰点时,可以从干扰点的频率处对频段范围进行划分,使干扰点的频率位于较高频段内。如实际中经常遇到 50 Hz 的工频干扰,我们选择较低频段范围为 $0 \sim 44$ Hz,较高频段范围为 $35 \sim 88$ Hz。这是因为在高频段信号的涡街信号幅值较大,相比较低频段信噪比更大。

2 高效电源设计

考虑到两线制 $4 \sim 20$ mA 的电流传输要求,系统

自身消耗的电流不能超过 4 mA,但是单片机在正常工作时消耗的电流就有 4 ~ 5 mA,再加上系统其他数字和模拟电路需要供电。因此,采用普通的线性稳压器进行电压转换的方法显然是行不通的。为了增加系统中的可用电流,选用转换效率高的降压型 DC/DC 器件,将电源输入端 24 V 直流电压变换为 3.3 V,将小的电流“变”为大的电流。

2.1 电源电路设计原理

根据 LDO 转换原理,其在提供稳定输出电压的同时,电流传输比接近 1:1,其中很大一部分能量都被消耗在 LDO 上。LDO 转换效率 η 的计算公式:

$$\eta = \frac{V_o \times I_o}{V_o \times I_o + V_i \times I_q} \quad (1)$$

式中: V_i 为输入电压; I_q 为 LDO 自身消耗电流; V_o 为输出电压; I_o 为输出电流。由式(1)可知,当输入输出电压差较大时,效率较低。

根据 DC/DC 的转换原理,在一定转换效率 η 的情况下,输入功率与输出功率的关系式为:

$$V_i \times I_i \times \eta = V_o \times I_o \quad (2)$$

式(2)表明,当输出电压和输出电流为定值时,输入电压越大,输出电流就越小。因此,利用 DC/DC 从高压处取电,可使系统在满足两线制的前提下获得更大的可用电流。

通过比较众多降压型 DC/DC,最终选定 LT1934-1 芯片。它的输入电压范围为 3.2 ~ 34 V,静态电流只有 12 μ A。该芯片利用二极管 D_1 和电容 C_6 为 BOOST 引脚提供一个高于输入电压的电压来驱动内部功率晶体管,以保证其饱和导通,从而减少自身消耗,提高转换效率。输出电压 $V_o = \left(1 + \frac{R_{12}}{R_{14}}\right) \times V_{FB}$,通过调整 R_{12} 和 R_{14} 的比值可以改变输出电压。

为了减小系统的电流消耗,在满足 FB 引脚的最低参考电流的情况下,电阻值尽量选得相对大些。LT1934-1 的工作电路如图 3 所示。

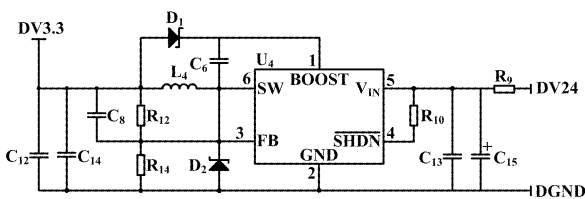


图 3 LT1934-1 的工作电路
Fig. 3 Working circuit of LT1934-1

当 LT1934-1 轻载时,系统工作于 PFM 模式。该模式允许转换器进行短时间的开关转换。DC/DC 使

用 PFM 模式时,只需在必要时转换,以支持负载并维持输出电压。当输出电压低于设定值时,IC (LT1934-1) 内部便触发转换,使输出电压开始上升;一旦输出电压达到设定范围,转化器停止转换,此时由输出电容提供负载电流,同时输出电压下降,直至电压低于设定最小值时 IC 再次开始工作,节约了大量的功率。

PFM 模式会使转换器的输出电压纹波比 PWM 模式增大很多。实际测得 LT1934-1 的输出电压含有幅值为 ± 20 mV、频率为 80 kHz 的锯齿波。对此,系统利用一级 LDO 将 3.3 V 转换为 3 V,以降低纹波电压。LDO 选择 TI 公司的 TPS71501,其工作电路如图 4 所示。

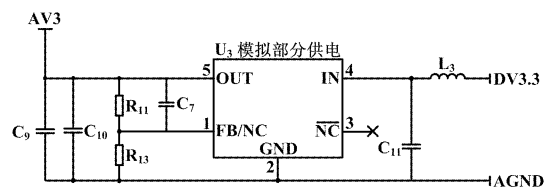


图 4 TPS71501 工作电路
Fig. 4 Working circuit of TPS71501

TPS71501 的静态电流为 3.2 μ A,要求最小输出电容为 0.47 μ F、最大输出电流为 50 mA。参考数据手册,当输出电流为 10 mA 时,维持稳压器正常工作的输入、输出电压差小于 100 mV。TPS71501 实际输入、输出端的示波器电压观测波形如图 5 所示。

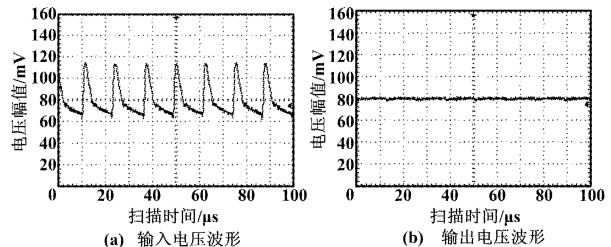


图 5 TPS71501 输入/输出电压波形
Fig. 5 Input & output voltage waveform of TPS71501

2.2 降压型 DC/DC 的布局要点

降压型 DC/DC 变换器在接地节点将汇聚快速变化的大电流。因此,在工作过程中,当接地节点移动时,系统性能会受到影响并且向外辐射电磁干扰,即产生接地反弹。减少接地反弹的最好方法就是控制磁通量变化,使电流环路面积和环路面积变化最小。因此,需要对降压型 DC/DC 等器件进行合理的布局^[6]。

开关导通/截止状态电流回路如图 6 所示,高频切换时电流路径如图 7 所示。此外,DC/DC 转换器的地与系统地单点连接,以防止噪声干扰系统地。

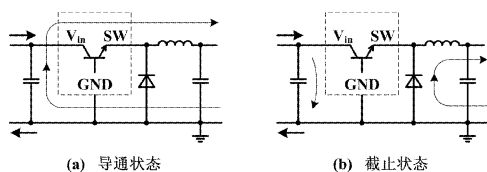


图6 开关导通/截止状态电流回路

Fig. 6 Current loop when the switch is on/off

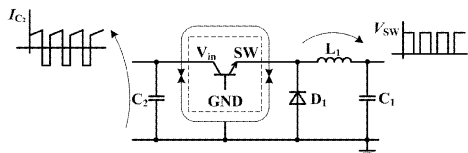


图7 高频切换时电流路径

Fig. 7 Path of the high frequency switching current

3 恒流源选通与运放选型

由于现场温度往往不会大幅变化,所以通常间隔一定时间进行采样。在采样间隔,为了节约系统功耗,可以选择切断恒流源回路。恒流源通常是利用一片稳压器件提供恒定电平,然后通过含有运放的压流转换电路获得。比较下位端与上位端切断恒流源回路,系统选择了后者。

① 从电源的下位端切断恒流源的供给,这种供给方式适用于切断的器件,如 NMOS 管或者 PNP 型三极管。但由于 NMOS 管和 PNP 型三极管均为非理想器件,两者在导通状态时总存在不可忽视的电阻,这就相当于提高了恒流源的负端电压。此外,如果恒流源中含有运放等器件,即使其供电电压被切断,只要输入端与参考地之间有电压差,其内部的差分输入电路也可能会产生一个较大的电流^[1]。

② 从电源的上位端切断恒流源供给,这种供给方式采用与负端控制相似的正端控制。受选通器件的导通电阻限制,恒流源的正端电压会降低,但只要恒流

源的正端电压高于稳压器件的参考电压,就不会对电路造成影响。

此外,低功耗电路设计要求选用低功耗运放,即要求消耗的电流小,从而决定了低功耗运放输入端内部的长尾电流偏小。这在很大程度上限制了运放的输出压摆率,使得运放的输出性能受限^[7]。同时,系统为 3 V 低电压单极性供电,要求运放的输出噪声限定在一定的范围内,并且在功耗允许的前提下,尽量减少电阻产生的约翰逊噪声。

4 结束语

系统采用数字频谱分析结合模拟带通滤波器的方法,降低了单片机的运算负荷,取得了较好的滤波效果,扩展了测量的量程比;同时,利用降压型 DC/DC 从高电位处取电,为系统争取了较大的可用电流,利用 LDO 进一步降低系统工作电压,节省了功耗,且获得了较好的电源品质;选用低功耗运放等关键器件,且部分电路根据其工作状态选通供电,最大程度地降低了系统功耗,为低功耗和两线制的实现提供了保障。

参考文献

- [1] Xu Kejun, Wang Anmin, Lu Xunhong. Adaptive notch filter-based signal processing method and system for vortex flowmeter [J]. Review of Scientific Instruments, 2001, 72(4): 2219 - 2220.
- [2] 周杨. 基于 FPGA 和 DSP 的若干系统研制[D]. 合肥: 合肥工业大学, 2007.
- [3] 徐科军, 曾宪俊, 朱志海, 等. 低功耗两线制涡街流量计[P]. 中国专利: 200710162074. 5, 2009 - 03 - 18.
- [4] 刘三山. 两种数字涡街流量计的硬件研制[D]. 合肥: 合肥工业大学, 2009.
- [5] 沈建华, 杨艳琴, 翟晓曙. MSP430 系列 16 位超低功耗单片机原理与应用[M]. 北京: 清华大学出版社, 2004: 115 - 238.
- [6] Rako P. 环流: 向我们发出警告[J]. 电子设计技术, 2006, 13(12): 70 - 83.
- [7] 荣格, 张鼎. 运算放大器应用技术手册[M]. 北京: 人民邮电出版社, 2009: 35 - 62.

(上接第 25 页)

PID 算法实现张力控制器的外环控制, 解决了由于张力反馈信号波动造成的张力控系统不稳定问题, 提高了控制的快速性, 减少了超调, 使控制性能有所改善。但这种控制方式更适合坯布较厚、张力变化较慢的加工过程的控制, 因此, 对于一些轻薄织布加工, 这种设计还需要进一步改进。

参考文献

- [1] 贾继德, 陈剑, 邱峰. 一种适用于非平衡、非线性振动信号分析方法研究[J]. 农业工程学报, 2005, 21(10): 9 - 12.
- [2] 周强, 韩九强. 基于经验模态分解方法的纸张水分控制[J]. 化工自动化仪表, 2008, 34(3): 18 - 26.

- [3] 张世铭, 王振和. 直流调速系统[M]. 湖北: 华中理工大学出版社, 1995: 64 - 67.
- [4] Huang N E, Shen Z, Long S R, et al. The empirical mode decomposition and the hilbert spectrum for nonlinear non-stationary time series analysis [C] // Proceedings of the Royal Society of London A, 1998: 903 - 995.
- [5] Chen V C, Li F, Ho S S, et al. Analysis of micro-doppler signatures[J]. IEEE Proceedings on Radar, Sonar and Navigation, 2003, 150(4): 271 - 274.
- [6] Huang N E, Wu M C, Long S R, et al. A confidence limit for the empirical mode decomposition and hilbert spectral analysis [C] // Proceedings of the Royal Society of London, 2003: 2317 - 2345.
- [7] 黄忠霖, 黄京. 控制系统 MATLAB 计算及仿真[M]. 北京: 国防工业出版社, 2001: 78 - 90.