

磁滞回线测试系统的硬件电路研究

吕晔 周洪强

(丽水学院, 浙江 丽水 323000)

摘要: 该文主要介绍了一种软磁环磁性测试系统的硬件电路设计。该测试系统主要完成了对软磁环的磁滞回线的绘制和磁性参数的测试。其硬件电路主要由正弦波信号发生源、信号处理电路、信号采样传输电路等组成。该测试系统具有可靠、简单、易于实现的特点,为软磁环磁性参数的测试向低成本、高精度、实用性强的方向发展提供了相应的解决方案。

关键词: 磁滞回线 磁场强度 软磁环 参数定标

中图分类号: TM936

文献标识码: B

文章编号: 1001-1390(2009)07-0077-04

The Research on a Circuit of Magnetic Hysteresis Loop Testing System

LV Ye ZHOU Hong-qiang

(Li Shui University, Lishui 323000 Zhejiang, China)

Abstract: The circuit for testing system of magnetic performance is introduced in this paper. The testing system completes the drawing of the magnetic hysteresis loop and the testing of magnetic parameters. The testing system is mainly composed of sine wave signal generator, signal processing circuit, signal sampling and transferring circuit and so on. The system is simple, reliable and easily implemented. It contributes to the testing system of magnetism for the development of higher precision, lower cost and easier use.

Key words: magnetic hysteresis loop, magnetic field strength, soft magnetic ring, parameter scaling

0 引言

随着电子信息产业的发展,磁性材料作为一种发展十分迅速的基础功能材料,广泛应用于电子信息产业、汽车工业、航空航天工业、交通运输及国民经济其它部门,所以对磁性材料的性能测量引起了人们的广泛重视。目前,企业中对磁性材料的测量,主要应用的是国外的仪器,成本高,装置大,对磁性材料的参数测试也不够理想^[1]。软磁材料绝大多数用作工作在动态磁化条件下的磁性器件,而动态的磁滞回线包含了体现动态磁性能的参数,如矫顽力、磁场强度等,有了这些参数设计者才能进行最佳的设计。所以本测试系统是基于示波器法测试原理,在5~50kHz正弦信号激励下,主要完成对动态磁滞回线的绘制和相关参数的测量。

1 示波器法测试原理

示波器对磁性性能的测试就是利用一般阴极射线示波器直接显示交流回线,由于简单可靠,在工业

测量中有着广泛的应用。其测量原理电路如图1所示^[2]。图1中, N_1 和 N_2 分别为样品的磁化和测量线圈; R_1 为串入样品初级线圈回路的小电阻; E_2 为样品测量线圈上的感应电压; U_{r1} 为小电阻 R_1 上因磁化电流通过而产生的电压;感应电压 E_2 与磁感应强度 B 的关系为:

$$E_2 = N_2 S \partial B / \partial t \quad (1)$$

式中, S 为标准磁环的面积。所以图中的B路应有把 $\partial B / \partial t$ 还原为B信号的功能,而电压降 U_{r1} 与磁场强度 H 的关系为:

$$U_{r1} = i_1 R_1 = L H R_1 / N_1 \quad (2)$$

式中, L 为平均磁路长度,对于环形样品 $L = \pi \bar{D}$, $\bar{D} = (D_1 + D_2) / 2$ 为磁环的平均直径。线路里 R_6 和 C_1 构成了R-C积分器,当 R_6 、 C_1 取值适当,可得积分器的输出值:

$$U_y = -1/R_6 C_1 \int -E_2 dt = B N_2 S / R_6 C_1 \quad (3)$$

电路中的积分器为反相积分器,为了得到正相的

B 需在积分器前加上反相器。由式(3)可以充分的看出,电压 U_x 和 U_y 分别正比与 H 和 B 。这样会在示波器屏幕上显示出 $B=f(H)$ 回线。

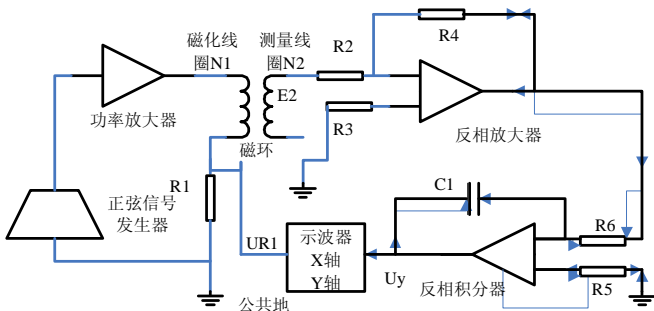


图1 测试原理图

Fig.1 Fundamental diagram of testing

2 系统硬件电路设计

2.1 正弦信号源设计

正弦信号源的构成主要是一个 DDS 模块。AD9851 是美国模拟器件公司采用先进 DDS 直接频率合成技术生产的高集成度产品芯片。选用了 AD9851 芯片配合单片机, 输出标准正弦波, 用作系统测试的激励信号。芯片与单片机的连接有并行和串行两种方式。本系统为节省 I/O 口, 且考虑到对 AD9851 的频率更新速度要求不高, 所以在芯片和单片机连接电路上选用串行方式。在串行方式下, 单片机的 3 个 I/O 口分别与 AD9851 的控制管脚 W_CLK 、 FQ_UD 、 S_DATA 相连, 连接电路如图 2 所示。由于 AD9851 是电流源输出, 在输出端应接上 50Ω 的电阻, 将电流值转变为电压值后输出。

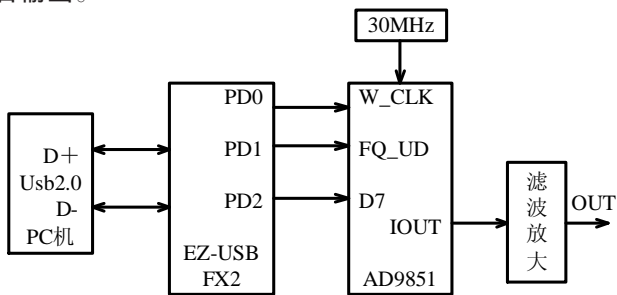


图 2 AD9851 与单片机的连接电路图

Fig.2 Connecting circuit of AD9851 and MCU

2.2 幅度程控电路设计

在程控增益放大器的硬件电路中, 主要由以下三部分构成: 射极跟随器、电平位移电路和可控增益正相放大电路^[2]。可控增益正相放大电路选用数字电位器 AD8400A1 和运算放大器共同构成。由于数字电位器的 RDAC 各个端子不能使用负电压, 所以可以通过电平位移电路将 AD9851 输出的双极性信号转变成单极性的正弦波信号。电平位移电路如图 3 所示, 在电平

位移电路中, U_i 为输入电压, U_{out} 为输出电压, U_v 为电源分压。 U_{out} 与 U_i 的关系可用下式表示:

$$U_{out} = -\frac{R_2}{R_5}U_i - \frac{R_2}{R_{11}}U_v \quad (4)$$

当 $R_2=R_5=R_{11}$ 时, 式(4)可简化为:

$$U_{out} = -U_i - U_v \quad (5)$$

AD9851 产生的正弦信号的幅度为 500mV , 所以 U_v 的选择为 -500mV 。这样峰峰值为 1V 的正弦交流信号, 加上了 0.5V 的直流电平, 成为最低电平为 0V , 最高电平为 1V 的正弦信号。

可控增益正相放大电路的设计如图 4 所示, 通过改变数字电位器的阻值来改变运放的放大倍数, 从而达到改变输出电压值的目的。

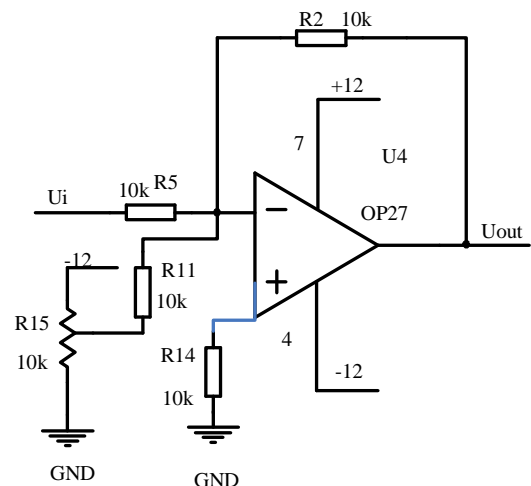


图3 电平位移电路图

Fig.3 Voltage shifting circuit

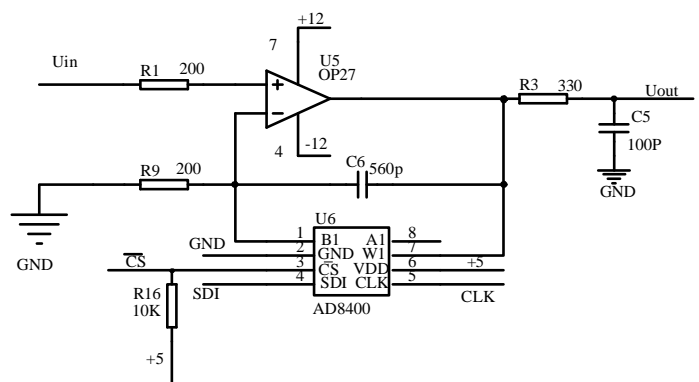


图4 可控增益正相放大电路图

Fig.4 The circuit of controlling amplifier

2.3 功率驱动电路设计

集成功率放大器 TDA2006 的特点是通频带宽, 高频特性好, 噪声小, 失真系数小。片内设置了各种保护电路, 对电流涌浪、过压和负载短路等异常情况有较

方便,可以获得大的不失真功率。TDA2006的输出作为磁环输入激励信号的应用电路如图5所示。该电路非线性失真小,稳定性强。二极管限制了输出端产生过大的反冲电压,芯片内部的截止保护电路、反馈限流保护电阻更增大了电路的安全系数。达到的性能指标如下^[4]:

- (1)频率响应50Hz~100kHz ± 3dB
- (2)闭环增益 30dB,开环增益 :75dB
- (3)谐波失真(1kHz时)0.1%(8W 8Ω)
- (4)最大输出功率 :12W(4Ω)
- (5)最大输出电流 2.5A

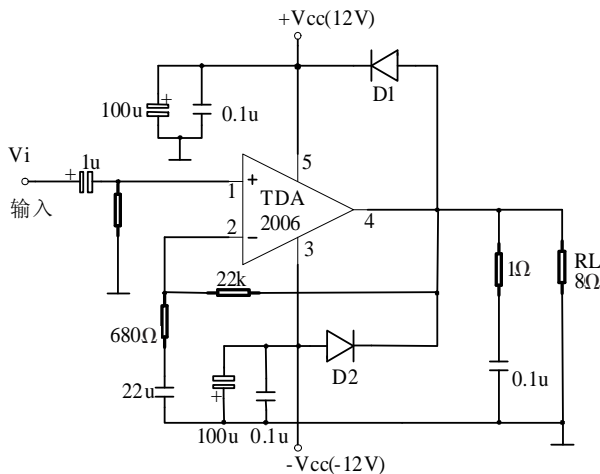


图5 功率驱动电路

Fig.5 Power driver circuit

2.4 信号处理电路的设计

根据B、H信号的测试原理,在磁环的测试线圈上产生的电压信号要经过反相和积分电路的处理后才能转换为能够反映磁感应强度B的电压信号。因此,在系统的信号处理电路中,主要设计的是反相放大电路,积分处理电路和AD前端的电平偏移电路及滤波电路^[5]。

B信号处理电路主要包括反相放大电路和积分处理电路,如图6所示。在反相器的前端可以接上电压跟随器,以减少对前端电路的影响和解决阻抗匹配的问题。对于积分处理电路中的积分电容的选择是最重

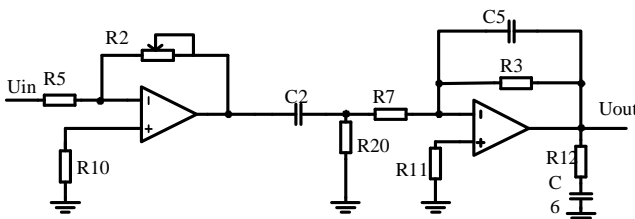


图6 反相电路及积分处理电路

Fig.6 The circuit of reverse amplifier and integration processing

要的环节,由于系统所测信号的频率范围较宽,单一积分参数值是无法在各个频率段的测试上满足要求的。所以针对不同的频率值,要选择不同的积分参数,才能达到最佳的积分效果。H信号的处理主要是滤波和信号的电压调节。

为了能够将得到的动态磁滞回线在上位机上显示,所以将积分电路出来的B信号和滤波后的H信号送入A/D进行采样。在进入A/D采样之前,信号要经过电平移动和阻抗匹配及滤波电路^[5],才能满足A/D采样信号的要求。系统中选用TLC5510为A/D采样芯片,该芯片的参考电压为+2V,为单极性的A/D转换器。所以在输入芯片的信号管脚前,要进行信号电平的移动,使信号的电平的中心电压在+1V左右,最大值小于+2V。电平移动电路如图3所示,能够简洁明了的达到电平移动的目的。

同时为了保证A/D转换的精度,对A/D前的接口电路的输出阻抗也有一定的要求。可以接上电压跟随器,来满足输出阻抗的要求。滤波电路主要是R-C低通滤波器,这里为了滤除高频谐波成分,同时考虑对采样信号减少不必要的损耗。可以将这里滤波器的截止频率定的高一些^[6]。

3 测试结果

系统的硬件部分采用MnZn铁氧体磁环(H10/6/5)作为测试对象进行实际测量。测试的小磁环的内径为 $D_{内}=6.08\text{mm}$,外径为 $D_{外}=10.16\text{mm}$,高度为 $H=5.08\text{mm}$,则小磁环的横截面积为 $S=10.3632 \times 10^{-6}\text{m}^2$ 。在测试过程中,采样电阻 $R_1=1.1\Omega$ 。小磁环的初级、次级线圈匝数为 $N_1=4$, $N_2=4$,积分电阻为 $R=1\text{k}\Omega$,积分电容为 $C=0.047\mu\text{F}$,激励电流的频率为 $f=10\text{kHz}$,幅值为 $V_{p,p}=2\text{V}$,在示波器上显示的测试结果如图7所示。可得软磁环的特性参数值 $B_m=310\text{mT}$, $H_m=167\text{A/m}$,

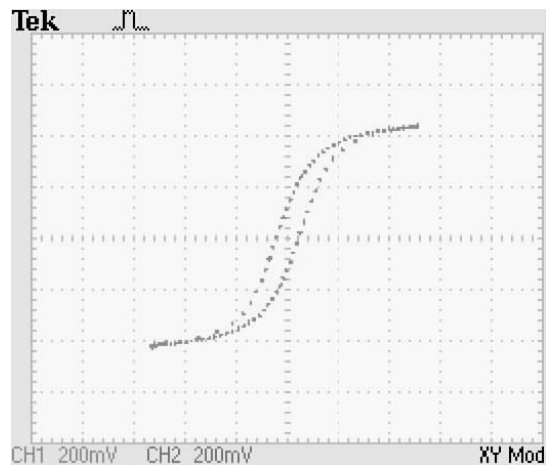


图7 频率10kHz、幅度2V的磁滞回线

Fig.7 10kHz, 2V magnetic hysteresis loop

$B_f=77.5\text{mT}$ $H_c=16.2\text{A/m}$ 。通过实验室相关仪器测量的相应数据 $H_m=177\text{A/m}$ $B_m=298\text{mT}$ 。从而计算相对误差分别为 5.6%和 4.02%。这个测试数据的误差较大,主要原因是对于各个数据的读取都是通过示波器靠人工比对读取的,会出现较大误差。所以在整个系统的后段还要加上数字信号采样和数字信号处理部分,这样可以大大减小测试最后的误差。

4 结论

本文完成了对软磁环的动态磁滞回线测试电路的硬件设计。但是在硬件电路的设计中还要考虑到对高频干扰的抑制、放大倍数的确定、波形毛刺的抑制等问题。所以当和后端的数字部分相连接时,可以考虑用数字滤波等方法,提高信号的抗干扰能力。

参考文献

[1] 翁兴园.前景广阔的中国软磁铁氧体产业[J].产业论坛,2003,

(113):28.

[2] 梅文余.动态磁性测量[M].北京:机械工业出版社,1985.

[3] 谢嘉奎.电子线路[M].北京:高等教育出版社,2003.

[4] TDA2006.pdf. http://www.21ic.com.

[5] 马场清太郎.运算放大器应用电路设计[M].北京:科学出版社,2007.

[6] 刘玳衍.基于8098单片机的磁参数测量仪预处理电路研究[J].磁性材料及器件,1998,30(3):58-61.

LIU Dai-heng. Preprocessing Circuit for Ferrite Parameter Measuring Instrument Based on 8098 Monolithic Computer [J]. Journal of Magnetic Materials and Devices, 1999, 30(3):58-61.

作者简介:

吕晔(1981-),男,汉族,浙江缙云人,丽水学院教师,研究方向为信号处理与应用。Email: starlye@sina.com

周洪强(1979-),男,汉族,浙江海宁人,丽水学院机电分院工程师,研究方向为自动控制领域。

收稿日期 2009-02-17

(常会敏 编发)

(上接第 61 页)

把式(16)代入式(13)化简得:

$$U_{out} \approx \frac{U_{os3} + U_{os4}}{2} + \sqrt{u_{in}} \cdot \left(1 + \frac{53U_{os2}^2}{18u_{in}^2} + \frac{4u_{in} \cdot U_{os2}}{6u_{in}^2} + \frac{(U_{os3} + U_{os4})^2}{8u_{in}^2} \right) \quad (17)$$

从上式可以看出 U_{os2} 、 U_{os3} 、 U_{os4} 均较小,较大时 u_{in} ,真有效值转换器输出失调电压主要由放大器 A_3 、 A_4 的失调电压引起的;当输入信号与失调电压大小相当时,即输入信号较小时,真有效值转换器输出失调电压受放大器 A_2 的失调电压 U_{os2} 的影响较大,并且在零区附近造成测量的非线性。

3 结论

本文分析了放大器的失调电压对对数-反对数放大器构成的真有效值转换器的影响误差,给出了失调电压作为主要影响因素的误差表达式。从分析中可以得到如下结论:(1)在转换器中,全波整流电路采用图2电路的联结方式,放大器失调电压对真有效值转换器的影响很小,可以忽略。因此,可以放宽放大器失调电压的要求,选用交流特性好的放大器作为有源整流电路,提高绝对值电路的准确度。(2)输入信号较大时,零点主要受放大器 A_3 、 A_4 失调电压的影响。因此,仪器调零时,可以输入一个远大于失调电压的信号,将仪器调零来消除输出放大器 A_3 、 A_4 的影响。(3)当输

入信号很小时,双重对数放大器 A_2 的失调电压影响较大,并在零区附近产生非线性。减小放大器 A_2 的失调电压可以缩小零区附近的转换非线性区域。

参考文献

[1] Goyal R. Brodue B. Recent advances on precision AC Measurements[J]. IEEE Trans on Instrumentation and measurement. 1984, 33(3):164-167.

[2] Harold L. Stott J. A multirange Standard for AC/DC measurement [J]. IEEE Trans on Instrumentation and measurement. 1986,45(4): 387-391.

[3] Ott W.E. A new technique of thermal rms measurements[J]. IEEE Journal of Solid-state circuit. 1974,9(6):374-380.

[4] 史延龄,邹来智,闫志强.交流电压真有效值的测量[J].电工技术杂志,2003,5:34-38.

SHI Yan-ling, ZOU Lai-zhi, YAN Zhi-qiang. The measurement of AC Voltage TRMS[J].Electrotechnical Journal,2003,5:34-38.

[5] 聂开宝,陈涤,陈志坚.一种用对数-反对数电路实现真有效值AC/DC转换的方案[J].应用科技学报,2000,18(1):72-75.

NIE Kai-bao, CHEN Di, CHEN Zhi-jian. True RMS AC / DC Conversion Based on the Log and Anti-log Electronic Circuits [J]. Journal of Applied Sciences, 2000,18(1):72-75.

作者简介:

张佳民(1970-)女,硕士,讲师,主要从事传感器与测试技术等方面的研究。Email:zjmxinxiang@163.com

杨宁(1976-)男,博士,副教授,主要研究方向为捷联惯性导航系统。

收稿日期 2009-02-06

(田春雨 编发)