

doi:10.3969/j.issn.2095-0411.2020.06.011

## 基于自动平衡电桥的便携式阻抗测量仪设计

储开斌,江楠,朱栋

(常州大学 微电子与控制工程学院,江苏 常州 213164)

**摘要:**针对传统便携式阻抗测量仪精度不高的弊端,设计了一个基于自动平衡电桥的便携式阻抗测量仪。该测量仪采用将方波信号经滤波后得到测试信号源,应用高输入阻抗运算放大器组成  $I/V$  转换电路,实现对被测件电流的精确测量,通过脉冲鉴相电路对被测件两端电压及被测件中电流信号进行鉴相,得到电压和电流信号的幅度及初相角,再经单片机系统计算出被测件的阻抗参数。实验结果表明,该阻抗测试仪在对电阻及阻容串联网络进行测量时,其最大误差仅为 0.052%,具有较高的测量精度。

**关键词:**自动平衡电桥;阻抗测量;脉冲鉴相

中图分类号:TM 930

文献标志码:A

文章编号:2095-0411(2020)06-0069-07

## A Portable Apparatus for Measuring Impedance Based on the Automatic Balance Bridge

CHU Kaibin, JIANG Nan, ZHU Dong

(School of Microelectronics and Control Engineering, Changzhou University, Changzhou 213164, China)

**Abstract:** Due to low accuracy of the traditional impedance admeasuring apparatus, a portable impedance admeasuring apparatus based on an automatic balance bridge is designed. In the apparatus, a test signal source is obtained by filtering a square wave signal and an  $I/V$  conversion circuit is constructed by using a high input-impedance operational amplifier, which leads to accurately measuring the current via a tested unit. After amplitude and initial phase angle of both voltage and current signals of the tested unit are acquired by using the pulse phase discriminating circuit, the impedance parameters of the tested unit are calculated in the single-chip microcomputer system. The experimental results demonstrate that the impedance admeasuring apparatus is of high accuracy and its maximum error is only 0.052% when measuring resistors or resistance-capacitance series-connection networks.

**Key words:** automatic balance bridge; impedance measurement; pulse phase detection

收稿日期:2020-05-29。

基金项目:国家自然科学基金资助项目(61772090);江苏省重大成果转化资助项目(BA2017012)。

作者简介:储开斌(1975—),男,江苏如皋人,硕士,教授。通信联系人:朱栋(1978—),E-mail: zhudong@cczu.edu.cn

引用本文:储开斌,江楠,朱栋. 基于自动平衡电桥的便携式阻抗测量仪设计[J]. 常州大学学报(自然科学版), 2020,32(6):69-75.

电子元件在不同的工作频率下,其表现的电路特性也不相同。为了解电子元件在实际工作频率下的性能参数,通常先测量元件的阻抗,再根据测得的阻抗分析计算出元件的参数。实现阻抗测量有多种方法,如谐振法、电桥法、网络分析法、电流电压法、自动平衡电桥法等<sup>[1]</sup>,每种方法都有其各自的优缺点。谐振法需要调谐到谐振,适用于高  $Q$  值测量;电桥法对于单一仪器而言只有较窄的频率覆盖范围;网络分析法只适用于高频阶段并且改变测量频率需要重新校准;电流电压法主要用于低频范围和接地器件;而自动平衡电桥法具有测量频率范围宽、精度高的特点,是目前应用最为广泛的测量方法<sup>[2-5]</sup>。

## 1 自动平衡电桥工作原理

自动平衡电桥法测量原理电路如图 1 所示,  $e_s$  为信号源,  $R_s$  是信号源内阻, DUT (Device under test) 为被测件,  $R_r$  为量程电阻。  $e_s$  产生一定频率的正弦波施加在被测件的 H 端,被测件的 L 端与运算放大器的反相端相连,根据运算放大器“虚短”的概念,当运算放大器同相端接地时,反相端电位也接近于地电位,称为“虚地”。由此可知, H 端的电压  $u_1$  即为被测件两端电压。再由运算放大器“虚断”的概念可知,其反向端电流  $i_d \approx 0$ , 则  $i_a = i_r$ , 电桥达到平衡,此时  $u_2$  即为量程电阻  $R_r$  两端电压。此时可根据式(1)计算得到被测件的阻抗  $Z$

$$Z = \frac{u_1}{i_a} = \frac{-u_1 R_r}{u_2} \quad (1)$$

式中  $u_1, u_2$  均为正弦交流电压,用相量表示为:

$$\dot{U}_1 = U_1 e^{j\theta_1} \quad (2)$$

$$\dot{U}_2 = U_2 e^{j\theta_2} \quad (3)$$

$$Z = \frac{\dot{U}_1}{\dot{U}_2} R_r = \frac{U_1}{U_2} R_r e^{j(\theta_1 - \theta_2)} = R + jX \quad (4)$$

$$R = \frac{U_1}{U_2} R_r \cos(\theta_1 - \theta_2) \quad (5)$$

$$X = \frac{U_1}{U_2} R_r \sin(\theta_1 - \theta_2) \quad (6)$$

由式(5)和式(6)可知,只需测量  $u_1, u_2$  的幅值与相位角,即可求出被测件的参数。

为得到  $u_1, u_2$  的幅值与相位角,常用方法有模拟鉴相法、数字 D/A 乘法鉴相法和脉冲鉴相法等。前两种鉴相方法由于鉴相前端的直流易产生漂移,造成噪声及滤波复杂,本实验系统采用脉冲积分鉴相法分离  $u_1, u_2$  的幅值与相位角,原理如图 2 所示。

图 2 所示电路中  $K_1, K_2$  是受基准正交时钟信号控制的电子开关,  $u_i$  为被测信号,运算放大器  $A_1, A_2$  组成积分电路。图示电路中的  $U_x, U_y$  分别为输入  $u_i$  在  $[0, T/2]$ ,  $[T/4, 3T/4]$  内积分结果。

如设

$$u_i = V_{im} \sin(2\pi ft + \varphi_i) \quad (7)$$

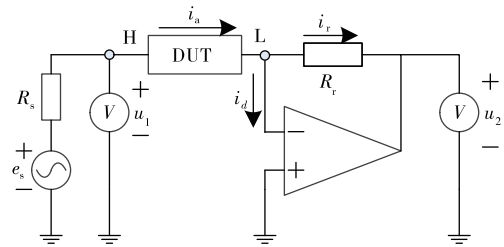


图 1 自动平衡电桥测量原理

Fig.1 Principle of measuring by automatic balance bridge

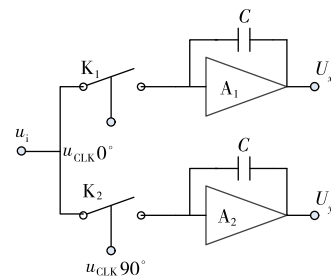


图 2 脉冲鉴相器原理图

Fig.2 Schematic diagram of pulse phase discriminator

则

$$\begin{cases} U_x = \int_0^{\frac{T}{2}} V_{im} \sin(2\pi t + \varphi_i) dt = -\frac{V_{im}}{2\pi} \cos(2\pi t + \varphi_i) \Big|_0^{\frac{T}{2}} = \frac{V_{im}}{\pi} \cos \varphi_i \\ U_y = \int_{\frac{T}{4}}^{\frac{3T}{4}} V_{im} \sin(2\pi t + \varphi_i) dt = -\frac{V_{im}}{2\pi} \cos(2\pi t + \varphi_i) \Big|_{\frac{T}{4}}^{\frac{3T}{4}} = -\frac{V_{im}}{\pi} \sin \varphi_i \end{cases} \quad (T=1,2,3,\dots) \quad (8)$$

由式(8)可知,  $U_x, U_y$  为  $u_i$  的  $X$  轴与  $Y$  轴分量为

$$\begin{cases} \varphi_i = \arctan \frac{U_y}{U_x} = \arctan \frac{-\frac{V_{im}}{\pi} \sin \varphi_i}{\frac{V_{im}}{\pi} \cos \varphi_i} \\ V_{im} = \pi \sqrt{U_x^2 + U_y^2} = \pi \sqrt{\left(\frac{V_{im}}{\pi} \cos \varphi_i\right)^2 + \left(\frac{V_{im}}{\pi} \sin \varphi_i\right)^2} \end{cases} \quad (9)$$

由式(9)可知,图 2 电路实现了对正弦交流信号的幅值及相位解调。

## 2 系统组成

基于自动平衡电桥阻抗测量仪框图如图 3 所示。该测量仪由单片机产生相互正交的  $u_{CLK} 0^\circ, u_{CLK} 90^\circ$  方波信号,该信号作为脉冲鉴相器开关信号。同时将正交信号中的  $u_{CLK} 0^\circ$  信号送到滤波电路,将该信号中的基波信号选择出来,作为测试信号并施加到被测件两端,通过自动平衡电桥电路测量得到被测件两端电压及量程电阻上的电压,再将该电压信号送到鉴相器,同时加到鉴相器的还有由信号源产生的  $u_{CLK} 0^\circ, u_{CLK} 90^\circ$  基准方波信号,经鉴相器解调出被测件电压与电流的幅度及相位信号,再由 A/D 转换成数字量,最后经数据处理计算得到被测件的阻抗参数<sup>[6-8]</sup>。

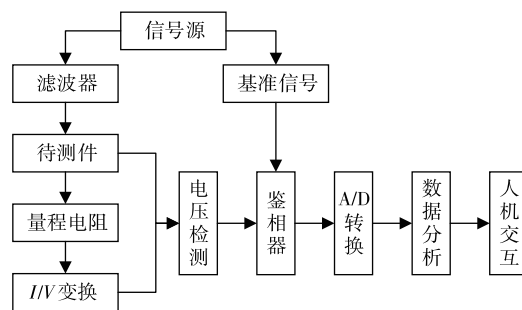


图 3 自动平衡电桥阻抗测量仪框图

Fig.3 Block diagram of impedance admeasuring apparatus by automatic balance bridge

## 3 电路设计与实验

根据图 3 所示系统结构框图可知,系统主要由测试信号源电路、 $I/V$  转换电路及脉冲鉴相器电路等部分组成。

### 3.1 测试信号源

根据傅里叶理论,方波信号是由多个正弦波信号相互叠加而成,每个正弦波信号的幅值和频率均不相同。例如频率为 1 kHz 的方波,它的基波为 1 kHz 的正弦波,然后叠加了 3 次、5 次、7 次等奇次高次谐波,通过设计合适截止频率的低通滤波器,将方波信号中的高次谐波滤掉,即可得到 1 kHz 的正弦波信号。本实验系统采用 8 阶低通椭圆开关电容滤波器 MAX 293 与 2 阶有源低通滤波器相串联,从方波信号中滤出正弦波信号用作测试信号源<sup>[9-11]</sup>,电路如图 4 所示。实验系统采用的测试信号频率为 1 kHz, CPU 产生的 1 kHz 的  $u_{CLK} 0^\circ$  方波信号从 MAX293 的 8 脚输入,同时输入 MAX293 的有 1 脚的 100 kHz 时钟信号,经 MAX293 滤波后,信号由 5 脚输出。图 4 中  $U_{4A}$  与  $R_{10}, R_{12}, C_2, C_3$  组成 2 阶有源低通滤波器,对 MAX293 的信号进一步滤波,再经  $U_{4D}$  组成的电压跟随器隔离,将滤波后的信号送到被测件两端。输入输出信号波形如图 5 所示。由图 5 可知,经滤波后得到的输出正弦波信号失真度较小,达到设计要求。

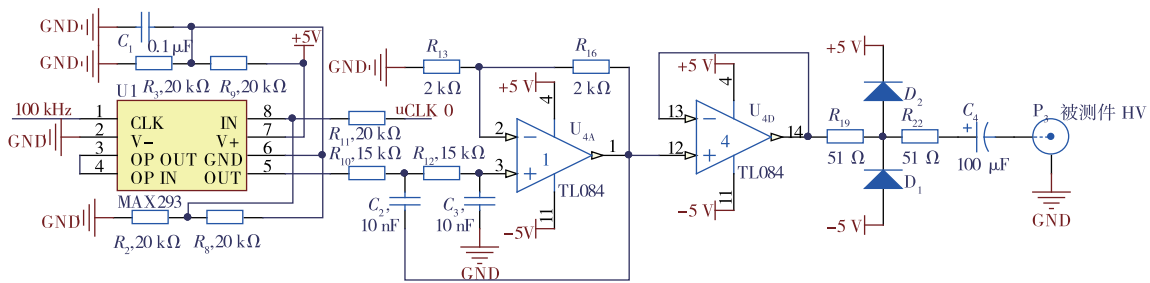


图4 测试信号源电路

Fig.4 Circuit of test signal source

### 3.2 I/V 转换电路

为达到对被测件电流进行精确测量的目的,在自动平衡电桥法中,通过运算放大器组成的  $I/V$  转换电路,将电流信号转换成电压信号进行测量,电路如图6所示。图示电路中,运算放大器 TL081、双通道电子开关 4052 及量程电阻  $R_4 \sim R_7$  组成  $I/V$  转换电路。由于 TL081 输入阻抗较高,反相输入端电流近似为零,根据基尔霍夫电流定律,此时被测件中的电流将全部流入量程电阻中。电子开关  $U_3$  用于将量程电阻分别接到运算放大器的负反馈支路,实现将被测电流转换成量程电阻两端的电压,从而将电流的测量转换成电压的测量。 $I/V$  转换关系如式(10)为

$$u_o = -i_z R_n \frac{R_{21}}{R_{18}} \quad (n = 4, 5, 6, 7) \quad (10)$$

式中: $i_z$  为被测件中电流; $R_n$  为量程电阻。

在相同测试信号电平下,被测件中的电流大小由被测件阻抗决定,为保证测量精度,同时防止运算放大器饱和,在电流较小时,选择较大的量程电阻,而当电流较大时,选择较小的量程电阻,量程电阻两端电压即为被测件电流与量程电阻的乘积。图6电路中,电子开关  $U_3$  将转换后的电压送到由  $U_{4B}$ 、 $U_{4C}$  及  $U_{2B}$  组成差分式信号测量电路,该电路具有较高的共模抑制比,可以高精度的测量出量程电阻两端的电压,经放大后的电压送至鉴相电路鉴相,从而测量出被测件中电流的幅值及相位。

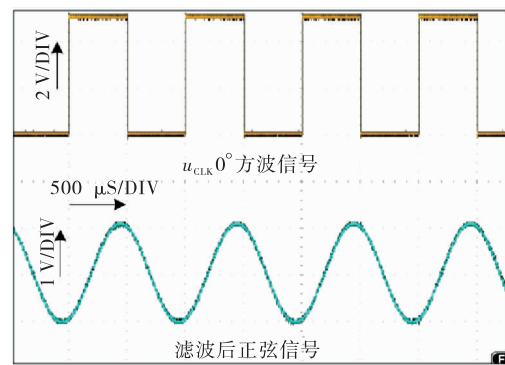


图5 信号源输出波形

Fig.5 Output waveform from signal source

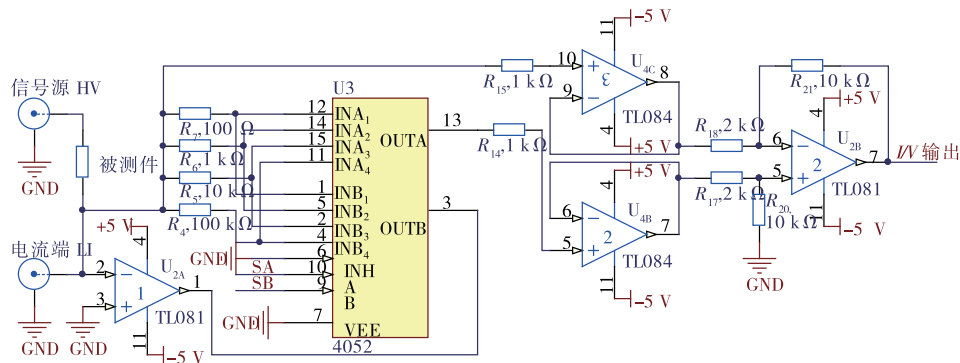


图6 I/V 转换电路

Fig.6 Circuit of I/V converting

### 3.3 脉冲鉴相电路

阻抗测试系统中的测试信号源为正弦交流信号,所以需要将该正弦交流信号的幅度分量及相位分量测量出来,根据图2所示脉冲鉴相电路的测量原理设计的鉴相电路如图7所示。图示电路中,ADG1634为单刀双掷电子开关,其中 $U_{5A}$ 用于被测件电压信号与电流信号的切换,通过该开关可以将被测件电压与电流用同一电路进行鉴相,实现该电路的复用,节省成本。在脉冲鉴相中,需要与测量信号同频率的正交脉冲信号,该信号由CPU经软件产生,可以达到较好的正交效果,其波形如图8所示。图7中的 $U_{5B}$ 用于对 $u_{CLK}$   $0^\circ$ 和 $u_{CLK}$   $90^\circ$ 的正交信号进行切换。 $U_{5C}$ 为脉冲鉴相开关,经鉴相后的信号波形如图9所示。 $R_{24}$ 、 $C_5$ 为低通滤波器,用于滤除鉴相后的交流成份,经滤波后的直流电压送到由ICL7135组成的双积分A/D转换电路进行A/D转换。ICL7135基准电压为1V,其进行1次转换需要经过自动调零、被测电压积分、基准电压反积分及积分回零4个阶段。其中在被测电压积分、基准电压反积分阶段Busy端持续输出高电平,并且在被测电压积分阶段输出的高电平脉宽为固定的10000个时钟脉冲,故真正用来表征A/D转换数字量的脉冲宽度个数为Busy端高电平个数减去10000个时钟脉冲,从而根据基准电压及基准电压反积分的脉冲个数计算得到被测电压的值。经鉴相得到被测正弦波电压或电流的X轴分量与Y轴分量经A/D转换后送到单片机STM32中,计算得到正弦波信号的幅值与初相位,再通过测量得到的电压与电流信号的幅值与初相位,根据式(5)和式(6)计算出阻抗的实部电阻及虚部电抗,达到阻抗测量的目的<sup>[12-13]</sup>。

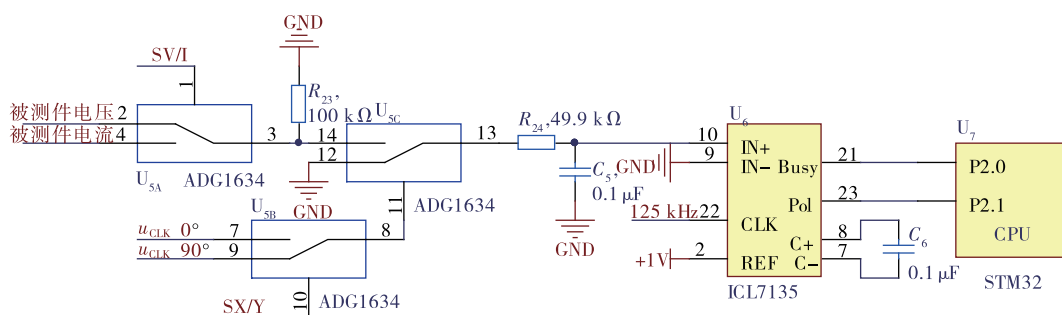


图7 脉冲鉴相电路

Fig.7 Circuit of pulse phase discriminator

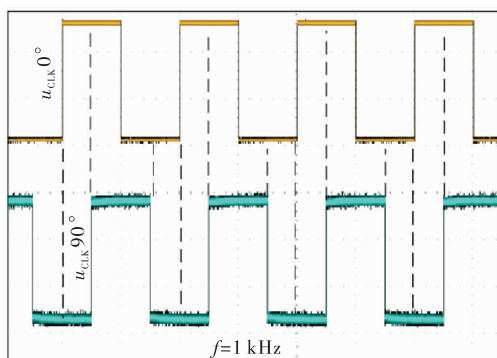


图8 正交脉冲信号

Fig.8 Orthogonal pulse signal

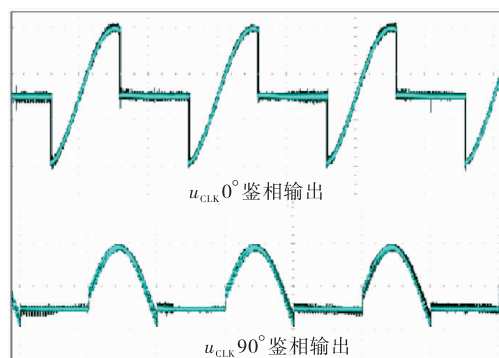


图9 脉冲鉴相电路波形

Fig.9 Waveform from circuit of pulse phase discriminator

4 电路实现及实验数据

设计并制作的系统硬件电路如图 10 所示,系统由直流稳压电源、自动平衡电桥测试系统及 STM32 控制器等 3 块电路板组成。在实验室对本文设计的阻抗测量仪进行测试,分别对电阻及电阻电容串联网络样品进行测量,并用常州同惠的 TH2828 精密 LCR 数字电桥进行对比实验。由于电阻阻值标称误差最大为 5%,电容容量标称误差最大为 20%,所以以 TH2828 的测试值作为标准值进行对比。

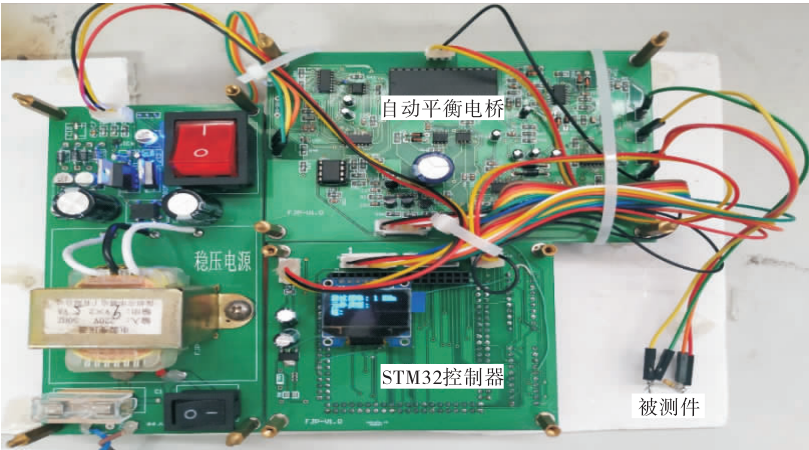


图 10 阻抗测量仪硬件电路图

Fig.10 Hardware circuit diagram of impedance measuring instrument

在测试信号频率为 1 kHz 的条件下,对标称为 0.1,1,10,100,500,1 000 kΩ 的电阻进行测试,结果见表 1。

在测试信号频率为 1 kHz 的条件下,对电阻电容串联网络进行测试,测试结果为阻抗值,见表 2。

通过对表 1 和表 2 中的测量结果可以看出,以 TH2828 精密 LCR 电桥为基准,本测量仪对电阻进行测量时,最大误差仅为 0.029%,而对阻容串联网络进行测量时,最大误差仅为 0.052%。由此可见,基于自动平衡电桥法对元件的阻抗参数进行测量时,其测量误差较小,实用价值较高。

5 结 论

设计了一种基于自动平衡电桥法的便携式阻抗测量仪,该测量仪采用 STM32 单片机直接产生测试信号,应用高输入阻抗运算放大器实现  $I/V$  转换,应用电子开关实现脉冲鉴相,具有成本低、测量精度高的特点,特别适用于便携式阻抗测量,具有较高的应用价值。

表 1 电阻测试结果

Table 1 Results of resistor test

标称值/kΩ	本实验系统/kΩ	TH2828/kΩ	误差/%
0.1	0.099 59	0.100 02	0.004
1.0	0.989 55	0.999 85	0.010
10.0	10.01	10.31	0.029
100.0	99.83	101.35	0.015
500.0	505.92	500.13	0.012
1 000.0	1 019.24	1 004.27	0.015

表 2 RC 网络测试结果

Table 2 Results of RC network test

R/kΩ	C/nF	本实验系统/kΩ	TH2828/kΩ	误差/%
1	10	15.13	15.96	0.052
1	100	1.84	1.92	0.042
10	10	17.80	18.37	0.031
10	100	9.92	10.38	0.044

## 参考文献:

- [1]倪艳荣,郑先锋.基于 ARM 的阻抗测量仪的设计[J].仪表技术与传感器,2018,426(7):43-45,49.
- [2]储开斌,江楠,冯俊鹏.基于矢量调制的多因子误差补偿方法研究[J].自动化仪表,2018,39(10):6-10.
- [3]徐晓东,段攀登,蒋益兴.基于 STM32 的免调试无刷直流电梯门机控制系统[J].常州大学学报(自然科学版),2014,26(3):39-42.
- [4]黄敏,鲍旭强,刘晶.一种精密电容测试系统设计[J].中国测试,2017,43(6):79-82.
- [5]陈德智,蔡文海,齐虹,等.精密 LCR 测试技术研究[J].计量学报,2003,24(4):330-333.
- [6]钱莹,张仁民.基于自由轴法的智能 RLC 测量仪研究[J].仪表技术与传感器,2015(8):36-40.
- [7]李文强,黄刚,杨录.大量程全自动阻抗测量仪研究[J].仪器仪表学报,2014,35(4):859-865.
- [8]栗向军,荣军,陈松,等.简易程控声波滤波器的设计与实现[J].电子器件,2017,40(1):61-65.
- [9]朱正伟,孙广辉,张丹,等.基于 FPAA 技术的工频滤波器设计方法研究[J].常州大学学报(自然科学版),2013,25(3):57-61.
- [10]于秀萍,吕淑平,刘涛,等.基于 STM32 的飞行姿态运动模拟器设计[J].实验室研究与探索,2018,37(9):71-75,104.
- [11]赵亮,陈登峰,李昌华,等.基于 DSP 智能变压器多参数测试仪的设计[J].电测与仪表,2008,45(5):45-47.
- [12]王晓俊,周杏鹏,王毅.精密阻抗分析仪中数字相敏检波技术研究[J].仪器仪表学报,2006,27(6):592-595.
- [13]李念强,刘亚,经亚枝.一种新型 RLC 数字电桥的研究[J].南京航空航天大学学报,2001,33(5):490-494.

(责任编辑:李艳)

## 【上接第 36 页】

- [5]DÖMLING A, WANG W, WANG K, et al. Chemistry and biology of multicomponent reactions[J]. Chem Rev, 2012, 112(6): 3083-3135.
- [6]DONALD J R, MARTIN S F. Synthesis and diversification of 1, 2, 3-triazole-fused 1, 4-benzodiazepine scaffolds[J]. Org Lett, 2011, 13(5): 852-855.
- [7]DONALD J R, WOOD R R, MARTIN S F. Application of a sequential multicomponent assembly process/Huisgen cycloaddition strategy to the preparation of libraries of 1, 2, 3-triazole-fused 1,4-benzodiazepines[J]. ACS Comb Sci, 2012, 14(2): 135-143.
- [8]GRACIAS V, DARCAZAK D, DJURIC S W. Synthesis of fused triazolo-imidazole derivatives by sequential van Leusen/alkyne-azide cycloaddition reactions[J]. Tetrahedron Lett, 2005, 46(52): 9053-9056.
- [9]NGUYEN H H, PALAZZO T A, KURTH M J. Facile one-pot assembly of imidazotriazolobenzodiazepines via Indium(III)-catalyzed multicomponent reactions[J]. Org Lett, 2013, 15(17): 4492-4495.
- [10]ASGARI M S, SOHEILIZAD M, RANJBAR P, et al. Novel and efficient synthesis of triazolobenzodiazepine analogues through the sequential Ugi 4CR-click-N-arylation reactions[J]. Tetrahedron Lett, 2019, 60(8): 583-585.
- [11]ZHANG X F, LIU M, ZHANG W S, et al. Synthesis of trifluoromethylated pyrrolidines via decarboxylative [3+2] cycloaddition of non-stabilized N-unsubstituted azomethine ylides[J]. J Fluorine Chem, 2017, 204: 18-22.
- [12]ARDILL H, GRIGG R, SRIDHARAN V, et al. X=Y-ZH systems as potential 1,3-dipoles: part 19. intramolecular cycloadditions of non-stabilised azomethine ylides generated via the decarboxylative route from  $\alpha$ -amino acids[J]. Tetrahedron, 1988, 44(15): 4953-4966.

(责任编辑:李艳,谭晓荷)