



(12) 发明专利申请

(10) 申请公布号 CN 112034233 A

(43) 申请公布日 2020.12.04

(21) 申请号 202010897238.4  
 (22) 申请日 2020.08.31  
 (71) 申请人 国网山东省电力公司电力科学研究院  
 地址 250003 山东省济南市市中区望岳路2000号  
 申请人 长沙天恒测控技术有限公司  
 国家电网有限公司  
 (72) 发明人 陈祉如 张志 荆臻 代燕杰  
 赵曦 杜艳 杨杰 李霖 徐安邦  
 周新华 邓文 郁黎  
 (74) 专利代理机构 济南圣达知识产权代理有限公司 37221  
 代理人 李圣梅

(51) Int.Cl.  
 G01R 19/00 (2006.01)  
 G01R 15/18 (2006.01)  
 G01R 35/04 (2006.01)

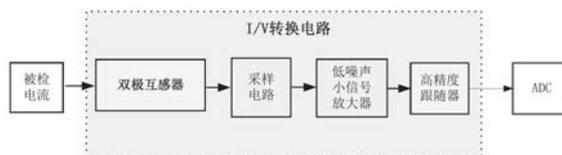
权利要求书2页 说明书5页 附图4页

(54) 发明名称

一种高精密交流电流测试装置及方法

(57) 摘要

本公开提出了一种高精密交流电流测试装置及方法,包括:I/V转换电路及模数转换电路,所述I/V转换电路包括依次连接的双级互感器、采样电路、低噪声小信号放大器及高精度跟随器;所述双级互感器将被检电流转换成小电流;所述采样电路将小电流经过不同量程采样处理转换为可被模数转换电路测量的电压;电压经过低噪声小信号放大器和高精度跟随器后传输至模数转换电路进行数据采集。本方案在电能表检定过程中电流测量采用了双级互感器测量方式,并运用特殊工艺温度控制电路保证高精度的电压基准,使得电流比差及角差测量精度达到更高的水平。



1. 一种高精密交流电流测试装置,其特征是,包括:

I/V转换电路及模数转换电路,所述I/V转换电路包括依次连接的双级互感器、采样电路、低噪声小信号放大器及高精度跟随器;

所述双级互感器将被检电流转换成小电流;

所述采样电路将小电流经过不同量程采样处理转换为可被模数转换电路测量的电压;电压经过低噪声小信号放大器和高精度跟随器后传输至模数转换电路进行数据采集。

2. 如权利要求1所述的一种高精密交流电流测试装置,其特征是,所述双级互感器采用双级电流互感器,第一级互感器由铁心I,一次线圈和二次线圈组成,第二级互感器由铁心II、一次线圈、二次线圈和补偿线圈三个线圈组成,一次线圈和二次线圈分别进行串联,补偿线圈与二次线圈并联。

3. 如权利要求1所述的一种高精密交流电流测试装置,其特征是,所述采样电路,为其他电路提供精确而稳定的参考电压,包括相连接温度补偿晶体管及温度传感晶体管,分别作温度补偿控制及加热器控制。

4. 如权利要求3所述的一种高精密交流电流测试装置,其特征是,对于温度补偿晶体管及温度传感晶体管,两个晶体管的发射极是在内部连接在一起且射-基结均位于同一硅片上。

5. 如权利要求3所述的一种高精密交流电流测试装置,其特征是,温度补偿晶体管连接至温度补偿部分电路,温度发生变化时,温度补偿晶体管的基-射结压降也同时发生变化,导致基极电流变化,并进而使集电极电流产生相应变化,而在集电极负载电阻R1上表现出来,导致运放A2输入电压差发生变化,通过输出调整输入到齐纳管D1的工作电流,从而使取样电阻R2的电压发生变化,促使温度补偿晶体管的保持在一定的值上。

6. 如权利要求1所述的一种高精密交流电流测试装置,其特征是,所述低噪声小信号放大器采用二阶巴特沃斯低通滤波器对采样的模拟信号进行信号调理,调理后的信号为差分信号。

7. 如权利要求6所述的一种高精密交流电流测试装置,其特征是,经过调理后的信号,输入到ADC采集芯片,通过高精度的采集换算,获得信号的数字化量值。

8. 一种高精密交流电流测试方法,其特征是,包括:

被检电流经过双级互感器转换成小电流再经过不同量程的采样电路转换为可被ADC测量的电压;

电压经过低噪声小信号放大器和高精度跟随器后传输至ADC获得信号的数字化量值;

再通过隔离芯片传送至FPGA进行算法处理,最终获得精准的电压电流测量值。

9. 如权利要求8所述的一种高精密交流电流测试方法,其特征是,经过不同量程的采样电路转换为可被ADC测量的电压时,采样电路为其他电路提供精确而稳定的参考电压,对采样电路分别进行加热器控制及温度补偿控制。

10. 如权利要求8所述的一种高精密交流电流测试方法,其特征是,温度升高,产生晶体管结压降减小,基极电流增大,集电极电位下降,输出电位下降,齐纳管电流减小,取样电阻压降减小;

反之若温度降低,最后取样电阻上的压降会增大,在该过程中,齐纳管由于温度的影响发生了变化,并且变化方向是与晶体管的结压降变化相反,与晶体管结压降形成自然补偿

的关系。

## 一种高精密交流电流测试装置及方法

### 技术领域

[0001] 本公开属于电流测量技术领域,尤其涉及一种高精密交流电流测试装置及方法。

### 背景技术

[0002] 本部分的陈述仅仅是提供了与本公开相关的背景技术信息,不必然构成在先技术。

[0003] 交流电流检测常用的方式为电阻、霍尔元件(LEM)和电流互感器取样。用电阻取样易于实现,电路设计简单,但损耗大,检测信号易受干扰,适用于小功率转换电路。用霍尔元件虽然检测精度较高,但成本、体积常常对于模块电源来说还是无法接受。一般电流互感器的特性介于电阻和霍尔元件之间,是用得最多的一种电流检测方法。

[0004] 第一种:电阻(分流器)法。电阻(分流器)输入和输出之间没有电气隔离,损耗大,检测信号易受干扰。此外检测高频或大电流时,带有电感性,电阻(分流器)接入既影响被测电流波形,也不能真实传递非正弦波形。

[0005] 第二种:霍尔电流传感器法。特点:霍尔电流传感器输出电压同流过一次侧电流成正比,线性度好,动态性能好,响应速度快但精度不高。

[0006] 第三种:电流互感器法。绝缘难度大,特别是500kV以上;动态范围小,电流较大时CT会出现饱和现象,饱和会使二次保护不能正确识别故障现象。CT开路会产生高压,危机人身和设备安全。

[0007] 因此,现阶段交流电能表检定时,电流测量存在较大的角差和比差的问题。

### 发明内容

[0008] 为克服上述现有技术的不足,本公开提供了一种高精密交流电流测试装置,以提高交流电能表检定准确性及效率。

[0009] 为实现上述目的,本公开的一个或多个实施例提供了如下技术方案:

[0010] 第一方面,公开了一种高精密交流电流测试装置,包括:

[0011] I/V转换电路及模数转换电路,所述I/V转换电路包括依次连接的双级互感器、采样电路、低噪声小信号放大器及高精度跟随器;

[0012] 所述双级互感器将被检电流转换成小电流;

[0013] 所述采样电路将小电流经过不同量程采样处理转换为可被模数转换电路测量的电压;电压经过低噪声小信号放大器和高精度跟随器后传输至模数转换电路进行数据采集。

[0014] 第二方面,公开了一种高精密交流电流测试方法,包括:

[0015] 被检电流经过双级互感器转换成小电流再经过不同量程的采样电路转换为可被ADC测量的电压;

[0016] 电压经过低噪声小信号放大器和高精度跟随器后传输至ADC进行数据采集。

[0017] 以上一个或多个技术方案存在以下有益效果:

[0018] 本方案在电能表检定过程中电流测量采用了双级互感器测量方式,并运用温度控制电路保证高精度的电压基准,使得电流比差及角差测量精度达到更高的水平。

[0019] 本方案实现方法相比一般的交流电流测量方法,将电流测量精度提高至50ppm,其中比差测量误差降至20ppm,角差测量误差降至 $0.001^{\circ}$ ,从而大大提高了电能表检定准确性。

[0020] 本公开技术方案经过电路试验和测试校准,很好的应用在交流电流测量、功率测量和电能测量等方面。电流测量精度提高至50ppm。

[0021] 本发明附加方面的优点将在下面的描述中部分给出,部分将从下面的描述中变得明显,或通过本发明的实践了解到。

## 附图说明

[0022] 构成本公开的一部分的说明书附图用来提供对本公开的进一步理解,本公开的示意性实施例及其说明用于解释本公开,并不构成对本公开的不当限定。

[0023] 图1为本公开实施例电路原理框图;

[0024] 图2为本公开实施例双级互感器原理图;

[0025] 图3为本公开实施例电压基准内部结构图;

[0026] 图4为本公开实施例温度补偿部分电路图;

[0027] 图5为本公开实施例温度控制部分电路图;

[0028] 图6为本公开实施例低通滤波器原理图;

[0029] 图7为本公开实施例ADC原理图。

## 具体实施方式

[0030] 应该指出,以下详细说明都是示例性的,旨在对本公开提供进一步的说明。除非另有指明,本文使用的所有技术和科学术语具有与本公开所属技术领域的普通技术人员通常理解相同含义。

[0031] 需要注意的是,这里所使用的术语仅是为了描述具体实施方式,而非意图限制根据本公开的示例性实施方式。如在这里所使用的,除非上下文另外明确指出,否则单数形式也意图包括复数形式,此外,还应当理解的是,当在本说明书中使用术语“包含”和/或“包括”时,其指明存在特征、步骤、操作、器件、组件和/或它们的组合。

[0032] 在不冲突的情况下,本公开中的实施例及实施例中的特征可以相互组合。

[0033] 参见附图1所示,本实施例公开了一种高精密交流电流测试装置,包括:

[0034] I/V转换电路及模数转换电路,所述I/V转换电路包括依次连接的双级互感器、采样电路、低噪声小信号放大器及高精度跟随器;

[0035] 所述双级互感器将被检电流转换成小电流;

[0036] 所述采样电路将小电流经过不同量程采样处理转换为可被模数转换电路测量的电压;电压经过低噪声小信号放大器和高精度跟随器后传输至模数转换电路进行数据采集。

[0037] 采样电路对互感器转换后的电压,进行采样的电路。

[0038] 其中,该电路采用双级电流互感器。双级互感器由铁芯I、铁芯II组成,两互感器的

一次线圈、二次线圈分别进行串联。并在第二级互感器铁心上还绕制补偿线圈 $N_B$ ，其匝数等于次级绕组 $N_2$ ，如图2所示， $N_B$ 和 $N_2$ 绕组并联。

[0039] 第一级互感器由铁心I，一次和二次线圈 $N_1$ 和 $N_2$ 组成，与一般互感器相同，误差由铁心I的激磁安匝 $\dot{I}_{01}N_1$ 决定：

$$[0040] \quad \dot{I}_1 N_1 + \dot{I}_2 N_2 = \dot{I}_{01} N_1$$

$$[0041] \quad \varepsilon_1 = \frac{\dot{I}_{01} N_1}{\dot{I}_1 N_1}$$

[0042] 第二级互感器由铁心II、一次、二次和补偿三个线圈 $N_1$ 、 $N_2$ 和 $N_B$ 组成，激磁安匝为 $\dot{I}_{02}N_1$ ，由磁动势平衡方程式得到：

$$[0043] \quad \dot{I}_1 N_1 + \dot{I}_2 N_2 + \dot{I}_B N_B = \dot{I}_{02} N_1$$

$$[0044] \quad \dot{I}_{01} N_1 + \dot{I}_B N_B = \dot{I}_{02} N_1$$

[0045]  $\dot{I}_{01}N_1$ 为一次安匝， $\dot{I}_B N_B$ 为二次安匝，误差为：

$$[0046] \quad \varepsilon_2 = \frac{\dot{I}_{02} N_1}{\dot{I}_{01} N_1}$$

[0047]  $Z_I$ 为第一级互感器主要的二次负荷，通过电流为 $\dot{I}_2$ ； $Z_{II}$ 为第二级互感器主要的二次负荷，通过电流为 $\dot{I}_B$ ； $Z$ 为两级互感器的共同二次负荷，即双级互感器的二次负荷，通过电流为 $\dot{I}_2 + \dot{I}_B$ 。

[0048] 由于 $N_B = N_2$ ：

$$[0049] \quad \dot{I}_1 N_1 + \dot{I}_2 N_2 + \dot{I}_B N_2 = \dot{I}_{02} N_1$$

[0050] 双级互感器的一次安匝为 $\dot{I}_1 N_1$ ，二次安匝为 $\dot{I}_2 N_2 + \dot{I}_B N_2$ ，激磁安匝为 $\dot{I}_{02} N_1$ ，因此双级互感器的误差为第一级和第二级电流互感器误差乘积的负值。

$$[0051] \quad \varepsilon = -\frac{\dot{I}_{02} N_1}{\dot{I}_1 N_1} \varepsilon_1 \varepsilon_2$$

[0052] 第一级电流互感器与一般电流互感器相同，铁芯磁密较高，其误差的数量级为 $10^{-3}$ 。而第二级电流互感器的一次电流为第一级的误差电流，安匝数低了约3个数量级，铁芯磁密极低属于微磁密电流互感器，此处选用高导磁率的纳米晶铁芯，可达到 $10^{-3}$ 的数量级。这样双级互感器的误差数量级 $10^{-3} \times 10^{-3} = 10^{-6}$ 。

[0053] 具体的，高稳定度参考基准电压设计时，用于高速高精度ADC的电压基准源不仅要满足ADC精度和采样速率的要求，并应具有较低的温度系数和较高的电源抑制比。基准电路为电压由模拟量转换为数字量提供参考的电路，该电路对整个电路系统至关重要，为系统中的其他电路提供精确而稳定的参考电压，系统中绝大部分电路的电流源均以基准电路的输出作为参考。系统采用深埋齐纳二极管的输出电压作为参考基准，齐纳二极管具有低噪声、长期稳定性好等优点，是目前板级电路最佳的高性能参考基准的技术方案，但是齐纳二

极管输出参考电压受工作电流、温度等因素的影响,必须控制工作电流、温度才能获得最佳的性能。

[0054] 基准内部结构如图3所示,Q1是温度补偿晶体管,Q2是温度传感晶体管。

[0055] 无论是加热控制还是温度补偿控制,两个部分都利用了晶体管的PN结温度敏感性。PN结温度变化会产生结压降变化,而结压降变化造成基极输入电流变化,于是集电极负载电阻上出现电压变化,这个变化去驱动各自的运放,运放就使各自的负载朝期望的方向转变。此外,由于两个晶体管的发射极是在内部连接在一起且射-基结均位于同一硅片上,所以在任意的工作温度下,结的压降变化趋势都是相近的。

[0056] 温度补偿部分电路设计如图4所示。控制基准电压芯片的温度,基准电压芯片温度发生变化就会影响其输出就不能保证高精度和高速率。

[0057] 温度发生变化时,温度补偿管的基-射结压降也同时发生了变化,这个变化导致基极电流变化,并进而使集电极电流产生相应变化,而在集电极负载电阻上表现出来。这一系列变化导致的运放输入电压差发生变化,通过输出去调整输入到齐纳管的工作电流,从而使取样电阻上的电压发生变化,促使温度补偿晶体管的 $I_c$ 保持在一定的值上。

[0058] 温度升高,产生晶体管结压降减小,基极电流增大,集电极电位下降,输出电位下降,齐纳管电流减小,取样电阻压降减小。反之若温度降低,最后取样电阻上的压降会增大。在这个过程中,齐纳管由于温度的影响也发生了变化,并且变化方向是与晶体管的结压降变化相反,它与晶体管结压降形成自然补偿的关系。由于运放负反馈的作用,齐纳管中通过的工作电流会随温度的变化而变化,这导致电路在温度变化时很可能发生欠补偿。

[0059] 电路上电时,由于运放两输入端均为低,若运放本身失调为负的话,有可能将 $V_{out}$ 端箝位在地电位而无法启动,所以在运放输出端通过一个防反二极管1N4148再接到 $V_{out}$ ,可以防止这一现象的发生。此外,在温度补偿晶体管集电极上接了一个电容器,它与集电极负载电阻形成了简单低通滤波器,整个环路则具有高通滤波特性。

[0060] 温度控制部分基本电路如图5所示:

[0061]  $R_3$ 为温度传感晶体管的集电极负载, $R_4$ 和 $R_5$ 构成分压器,用来确定温度传感晶体管Q2的工作偏压。

[0062] 环境温度发生变化时,因为分压器通过的电流足够大,所以Q2结压降的变化只能使基极电流发生变化并促使A1发生动作,A1通过驱动三极管加热电阻来增加热量或减少热量。若温度此时是升高的,则Q2结压降下降,基极电流增大,集电极电位下降,A1输出下降,加热电阻电流减少,反之则反向变化升高温度。

[0063]  $R_4$ 和 $R_5$ 组成的分压器跨接在基准电压两端按确定的比例给出特定的分压点电压。如果分压点电压不变,那么Q2的 $V_{be2}$ 也不变,通过基极电流的变化来使加热器增温或减温,从而强制齐纳管的环境温度保持到 $V_{be2}$ 等于分压点电位时的温度。由于这里是以分压器形式来决定 $V_{be2}$ 的大小,因此分压比例的温度系数对控制特性有重要影响。

[0064] 温度控制和补偿结合控制,达到稳定基准电压的目的。冷态上电时,温度补偿晶体管的结压降 $V_{be1}$ 对应当时的室温附近的 $V_{be}$ ,运放A2建立基准的初始供电电源。此时温度传感晶体管的 $V_{be2}$ 应与 $V_{be1}$ 相等,但分压器 $R_4$ - $R_5$ 给出的比例电压偏低, $V_{be2}$ 被迫位于较低的电位而使基极电流较小集电极电位较高,导致A1输出高电位全力输送能量到加热电阻上。温度上升使 $V_{be2}$ 逐渐降低到与分压器 $R_4$ - $R_5$ 给出的电位一致,Q2集电极电位下降使加热器

获得能量减少,从而使温度接近并保持在预期的温度点上。这期间由于温度补偿部分的自调节作用,使提供给分压器R4-R5的基准电压保持基本不变,则给出的分压点电位也基本保持不变,于是温度稳定过程就建立起来了。

[0065] 低噪声放大电路设计:对于采样的模拟信号到达ADC之前可使用低通滤波器来阻止带外噪声混淆错误的发生,并防止模拟信号出现叠加性高频噪声。如果输入信号噪声超过转换器采样频率的二分之一,那么其噪声幅度保持不变,但是信号出现混淆时频率就会改变。在对信号进行数字化以后,就无法再通过使用数字滤波器来降低带内噪声。

[0066] 调理后的信号为差分信号,抗共模干扰能力强,信噪比高,可有效补偿互感器小电流测量的误差。互感器次级输出信号在传输中将受到高频噪声等干扰,通过设计低通滤波器抑制干扰,系统采用二阶巴特沃斯低通滤波器进行信号调理,见图6所示。

[0067] 模拟前端信号调理电路必须实现最高可能的信噪比,低噪声模拟信号设计至关重要,从噪声来源着手,要避免空间温度、磁场扰动的影响,选择极低噪声的运算放大器和低噪声的增益电阻,采用仪表放大器的结构,降低系统信号底噪和共模电压的影响,通过上述处理,采样信噪比达到126db,实现了高稳定度测量。

[0068] 高精度ADC电路设计:如图7所示,系统采用了24-32bit ADC采样技术,在低输出速率模式下最高有32bit分辨率,配合数字滤波器技术,在交流采样模式下,具有24bit的分辨率,可以依据测量信号,选择不同的数字滤波器配置,降低噪声对测量信号的影响,实现高稳定度测量。经过调理后的信号,输入到ADC采集芯片,通过高精度的采集换算,获得信号的数字化量值,再通过隔离芯片传送至FPGA进行算法处理,最终获得精准的电压电流测量值。

[0069] 在另一实施例子中,公开了一种高精密交流电流测试方法,包括:

[0070] 被检电流经过双级互感器转换成小电流再经过不同量程的采样电路转换为可被ADC测量的电压;

[0071] 电压经过低噪声小信号放大器和高精度跟随器后传输至ADC进行数据采集。

[0072] 具体步骤包括:被检电流I1输入双级互感器一次线圈后,互感器二次线圈感应的小电流I2通过继电器采样电路选择不同量程转换为小电压,小电压通过低噪声放大器调理为差分信号,经过高精度跟随器传至高速ADC。ADC将电压模拟量转换为数字量传至微处理器进行处理及界面显示。

[0073] 以上所述仅为本公开的优选实施例而已,并不用于限制本公开,对于本领域的技术人员来说,本公开可以有各种更改和变化。凡在本公开的精神和原则之内,所作的任何修改、等同替换、改进等,均应包含在本公开的保护范围之内。

[0074] 上述虽然结合附图对本公开的具体实施方式进行了描述,但并非对本公开保护范围的限制,所属领域技术人员应该明白,在本公开的技术方案的基础上,本领域技术人员不需要付出创造性劳动即可做出的各种修改或变形仍在本公开的保护范围以内。

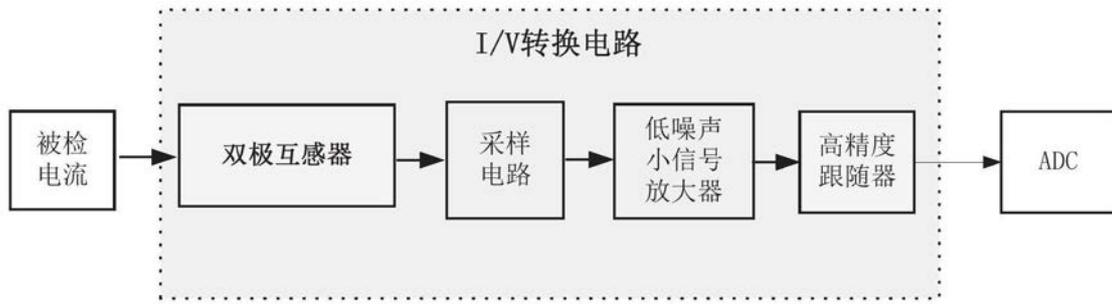


图1

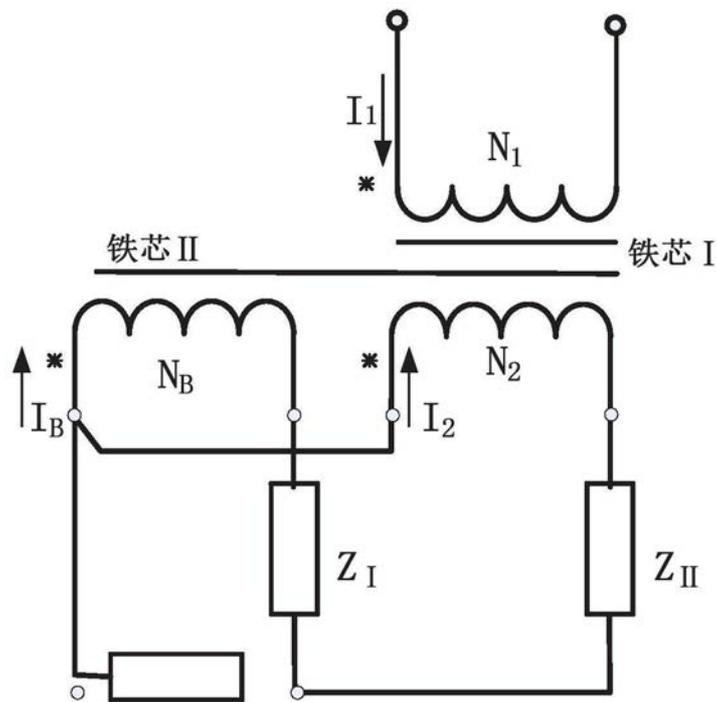


图2

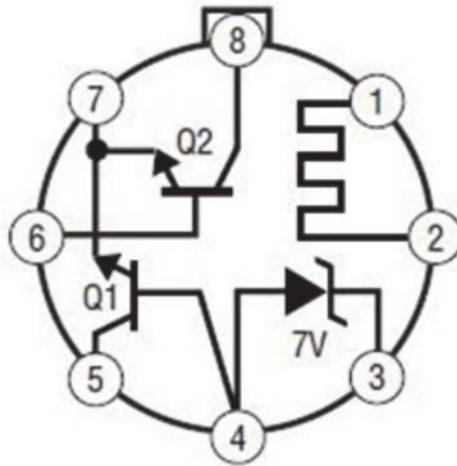


图3

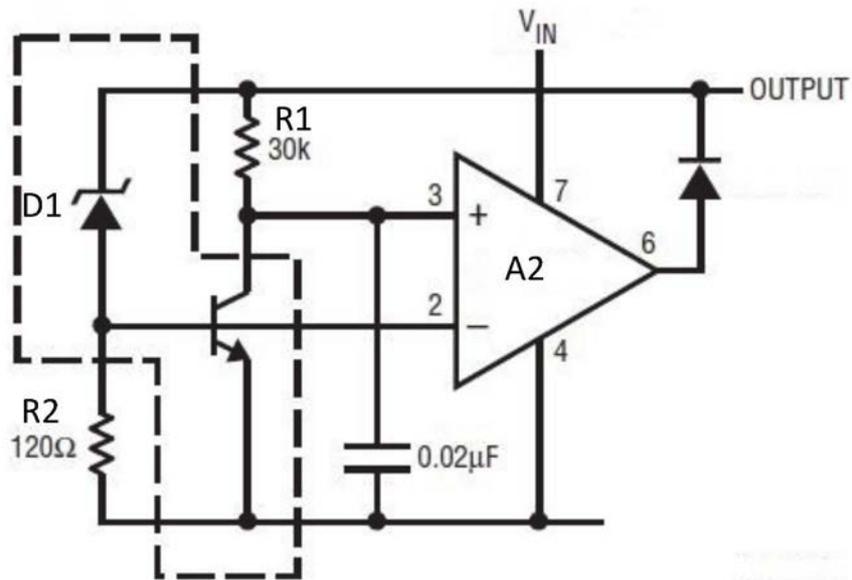


图4



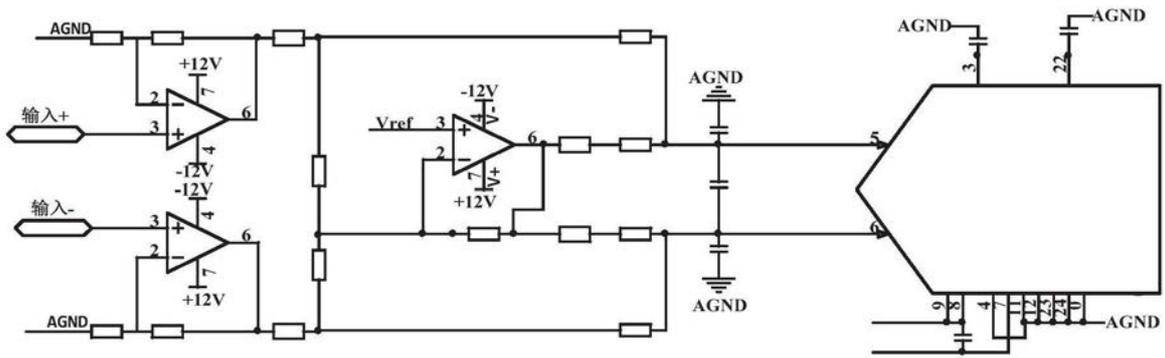


图7