



(45) 授权公告日 2011. 10. 05

CN 86100777 A, 1987. 08. 19, 全文.

叶克江. 键盘显示专用器件 HD7279A 的接口设计. 《电子设计工程》. 2009, 第 17 卷 (第 3 期), 122-125.

审查员 岳跃平

(72)发明人 叶克江

代理人 裘晖

H03K 19/0175(2006.01)

CN 2872496 Y, 2007. 02. 21, 全文.

US 2004/0125617 A1, 2004. 07. 01, 全文.

US 4420841, 1983. 12. 13, 全文.

权利要求书 2 页 说明书 5 页 附图 1 页

一种基于光耦的线性隔离电路及方法

(57) 摘要

1. 一种基于光耦的线性隔离电路,其特征在于:包括串联在隔离电路输入端的输入输出光耦 PC1、对输入输出光耦 PC1 的输出电压进行跟随的第一电压跟随器、通过第一电压跟随器的电压跟随控制对输入输出光耦 PC1 的受光器实际输入电流进行采样的采样光耦 PC2、实现输入输出光耦 PC1 的输出电压与采样光耦 PC2 的发光器的阴极电压的减法运算的减法器、对减法器的输出电压进行跟随的第二电压跟随器、将通过第二电压跟随器和比较光耦 PC4 比较控制的反馈电流反馈回隔离电路输入端的反馈光耦 PC3、发光器与反馈光耦 PC3 的发光器串联的比较光耦 PC4;采样光耦 PC2 的受光器输出电压与第一电压跟随器的反相输入端连接,比较光耦 PC4 的受光器输出电压与第二电压跟随器的反相输入端连接;输入输出光耦 PC1 与采样光耦 PC2 匹配,反馈光耦 PC3 与比较光耦 PC4 匹配,其中输入输出光耦 PC1 的电流传输比大于 1;所述第一电压跟随器的同相输入端与反相输入端电压强制相等,所述第二电压跟随器的同相输入端与反相输入端电压强制相等。

2. 根据权利要求 1 所述的基于光耦的线性隔离电路,其特征在于:所述比较光耦 PC4 的受光器的输出端负载包括可调电位器 R9。

3. 根据权利要求 2 所述的基于光耦的线性隔离电路,其特征在于:所述比较光耦 PC4 的发光器阴极和受光器发射极之间跨接电容 C2。

4. 根据权利要求 1 所述的基于光耦的线性隔离电路,其特征在于:所述采样光耦 PC2 的发光器阴极和受光器发射极之间跨接电容 C1。

5. 根据权利要求 1 所述的基于光耦的线性隔离电路,其特征在于:所述第一电压跟随器为运算放大器;所述第二电压跟随器为运算放大器。

6. 根据权利要求 1-5 中任一项所述的基于光耦的线性隔离电路,其特征在于:所述输入输出光耦 PC1、采样光耦 PC2、反馈光耦 PC3、比较光耦 PC4 的发光器均为发光二极管,受光器均为光电三极管。

7. 根据权利要求 1 所述的基于光耦的线性隔离电路,其特征在于:所述第一电压跟随器、第二电压跟随器与减法器部分或全部集成在同一只运算放大器芯片内。

8. 一种基于光耦的线性隔离方法,其特征在于:将电流传输比大于 1 的输入输出光耦 PC1 串联在隔离电路输入端;采用第一电压跟随器对输入输出光耦 PC1 的输出电压进行跟随;采用采样光耦 PC2 对输入输出光耦 PC1 的受光器实际输入电流进行采样;采用减法器对输入输出光耦 PC1 的输出电压与采样光耦 PC2 的发光器的阴极电压进行减法运算;采用第二电压跟随器对减法器的输出电压进行跟随;采用反馈光耦 PC3 将通过第二电压跟随器和比较光耦 PC4 比较控制的反馈电流反馈回隔离电路输入端;将比较光耦 PC4 的发光器与反馈光耦 PC3 的发光器串联,并将比较光耦 PC4 的受光器输出电压作为第二电压跟随器的反相输入端电压;将采样光耦 PC2 的受光器输出电压与第一电压跟随器的反相输入端连接;使输入输出光耦 PC1 与采样光耦 PC2 匹配,反馈光耦 PC3 与比较光耦 PC4 匹配;所述第一电压跟随器的同相输入端与反相输入端电压强制相等,所述第二电压跟随器的同相输入端与反相输入端电压强制相等。

9. 根据权利要求 8 所述的基于光耦的线性隔离方法,其特征在于:在所述比较光耦 PC4 的受光器的输出端负载加设可调电位器 R9。

10. 根据权利要求 8 所述的基于光耦的线性隔离方法,其特征在于:在采样光耦 PC2 的发光器阴极和受光器发射极之间跨接电容 C1;在比较光耦 PC4 的发光器阴极和受光器发射

极之间跨接电容 C2。

一种基于光耦的线性隔离电路及方法

技术领域

[0001] 本发明涉及基于光电耦合器（简称光耦）的线性隔离技术，特别涉及一种基于光耦的线性隔离电路及方法。

背景技术

[0002] 传统的模拟信号线性隔离的方法有很多种类，利用光耦实现电信号的线性隔离在体积、成本、抗干扰能力和电路复杂度等方面具有一定的优势，因此得到广泛的应用。它的作用一是为了避免输入端（信号端）和输出端电路因接地点不同所带来的误差，二是为了保护输出端电路免受输入端电路故障的影响，三是为了提供强抗干扰能力。采用光耦实现的隔离，分为数字信号隔离和模拟信号隔离。数字信号的光耦隔离方法比较简单，而模拟信号的光耦隔离则要复杂得多，既要达到隔离效果，又要尽可能地保证模拟信号不失真，即尽量保证信号的线性传输。

[0003] 应用光耦传输模拟信号的最大问题就是非线性失真问题。光耦实现信号传输的物理本质是电流传输，任何光耦的电流传输特性中肯定存在一线性段，只是对于不同的光耦来说，其线性段的大小和线性度有所不同而已。所谓“线性光耦”是指其传输特性曲线中，电流传输比（输出电流与输入电流的比值）的线性段所占的比例较大、线性度较好的光耦。光耦的线性段通过实测即可容易地得到，而提高线性度的问题一般只能通过合理地设计电路来解决。现有的高精度和线性度良好的隔离电路普遍存在结构复杂或成本高的弊端。此外，传统的采用光耦的线性隔离电路，在输入端要使用隔离电源和运算放大器（简称运放），并不适合应用在测量电压较高的模拟信号输入的场所。

发明内容

[0004] 本发明的目的在于克服现有技术的缺点与不足，提供一种基于光耦的线性隔离电路及方法，主要利用普通光耦和运放实现线性隔离，具有电路结构简单、精度高、线性度好、成本低和安全性高等优点。

[0005] 本发明的目的通过下述技术方案实现：本基于光耦的线性隔离电路，其特征在于：包括串联在隔离电路输入端的输入输出光耦 PC1、对输入输出光耦 PC1 的输出电压进行跟随的第一电压跟随器、通过第一电压跟随器的电压跟随控制对输入输出光耦 PC1 的受光器实际输入电流进行采样的采样光耦 PC2、实现输入输出光耦 PC1 的输出电压与采样光耦 PC2 的发光器的阴极电压的减法运算的减法器、对减法器的输出电压进行跟随的第二电压跟随器、将通过第二电压跟随器和比较光耦 PC4 比较控制的反馈电流反馈回隔离电路输入端的反馈光耦 PC3、发光器与反馈光耦 PC3 的发光器串联的比较光耦 PC4；采样光耦 PC2 的受光器输出电压与第一电压跟随器的反相输入端连接，比较光耦 PC4 的受光器输出电压与第二电压跟随器的反相输入端连接；输入输出光耦 PC1 与采样光耦 PC2 匹配，反馈光耦 PC3 与比较光耦 PC4 匹配，其中输入输出光耦 PC1 的电流传输比大于 1。

[0006] 所述比较光耦 PC4 的受光器的输出端负载包括可调电位器 R9。

[0007] 所述比较光耦 PC4 的发光器阴极和受光器发射极之间跨接电容 C2。

[0008] 所述采样光耦 PC2 的发光器阴极和受光器发射极之间跨接电容 C1。

[0009] 所述第一电压跟随器为运放；所述第二电压跟随器为运放，所述减法器为运放。

[0010] 所述输入输出光耦 PC1、采样光耦 PC2、反馈光耦 PC3、比较光耦 PC4 的发光器均为发光二极管，受光器均为光电三极管。

[0011] 本基于光耦的线性隔离方法，其特征在于：将电流传输比大于 1 的输入输出光耦 PC1 串联在隔离电路输入端；采用第一电压跟随器对输入输出光耦 PC1 的输出电压进行跟随；采用采样光耦 PC2 对输入输出光耦 PC1 的受光器实际输入电流进行采样；采用减法器对输入输出光耦 PC1 的输出电压与采样光耦 PC2 的发光器的阴极电压进行减法运算；采用第二电压跟随器对减法器的输出电压进行跟随；采用反馈光耦 PC3 将通过第二电压跟随器和比较光耦 PC4 比较控制的反馈电流反馈回隔离电路输入端；将比较光耦 PC4 的发光器与反馈光耦 PC3 的发光器串联，并将比较光耦 PC4 的受光器输出电压作为第二电压跟随器的反相输入端电压；将采样光耦 PC2 的受光器输出电压与第一电压跟随器的反相输入端连接；使输入输出光耦 PC1 与采样光耦 PC2 匹配，反馈光耦 PC3 与比较光耦 PC4 匹配。

[0012] 进一步地，在所述基于光耦的线性隔离电路中，在所述比较光耦 PC4 的受光器的输出端负载加设可调电阻 R9。

[0013] 优选地，在所述基于光耦的线性隔离电路中，在采样光耦 PC2、比较光耦 PC4 的发光器阴极和受光器发射极之间分别跨接电容 C1 和 C2。

[0014] 本发明隔离电路设计的思路是：①由于输入端通常有高压，因此抛弃传统的在输入端使用运放和独立隔离电源的做法，提高安全性，降低成本；②负反馈直接采用反馈光耦 PC3 的受光器（光电三极管）的输出端对信号输入端（LL-N）并联，通过调节电流使输入输出光耦 PC1 的实际输入电流 i_1 发生变化，以满足输出电流 I_o 与输入电流 i 呈比例线性变化的要求；③负反馈实际上是利用了差值补偿，与传统的利用输入端运放实现的负反馈有本质的不同，即将输入电流 i 的一部分通过 PC3 的受光器旁路。

[0015] 本发明只需要一路直流电源，只需要在输出端使用运放，利用输出信号调整反馈信号，在理想情况下使输入输出电流直接等值，利用反馈光耦 PC3 的受光器的集电极电流 i_3 作为反馈电流实现反馈，将输入电流分成两部分（ i_1 和 i_3 ），以电流信号作为采样标准，本发明中反馈电流 i_3 的大小由输出端控制，通过调整 i_3 ，使实际输入到输入输出光耦 PC1 的电流 i_1 发生变化，强制输出电流 $I_o = i_1 + i_3 = i$ （ i 是输入端全部信号电流）。对实际输入到输入输出光耦 PC1 的电流 i_1 的采样是利用采样光耦 PC2 与输入光耦 PC1 的对称性实现的，反馈电流 i_3 的获取是利用比较光耦 PC4 与反馈光耦 PC3 的对称性实现的。输出端使用了 3 路运放实现信号比例关系调整及采样控制。由于运放与光耦的响应速度不匹配，容易产生自激震荡，使用了两个电容 C1 和 C2。

[0016] 本发明相对于现有技术具有如下的优点及效果：

[0017] 1、利用普通光耦和常用运放，设计了一种低成本高线性度模拟信号隔离电路。该电路结构简单，无需在输入端使用隔离电源和运放，尤其适合高压模拟信号输入的场所，安全性大大提高。

[0018] 2、线性范围宽，可以根据不同的使用条件调节线性范围，线性度可达千分之一，与使用价格十分昂贵的专用线性光耦隔离电路或集成线性隔离运放相当，并提出了利用反馈

光耦改善输出信号线性的新思路。

[0019] 3、利用输出信号调整反馈信号，与传统隔离电路在输入端利用输入信号进行反馈信号的调整相比，减小了输入信号波动对反馈电路的影响，进一步提高了反馈质量。

[0020] 4、通过调节电阻 R9 的阻值，可使输入输出电流呈线性比例关系。

附图说明

[0021] 图 1 是本发明的电路原理图。

具体实施方式

[0022] 下面结合实施例及附图对本发明作进一步详细的描述，但本发明的实施方式不限于此。

[0023] 实施例

[0024] 如图 1 所示，本发明主要包括 4 个普通光耦 PC1、PC2、PC3、PC4 和 3 路运放 U1、U2 和 U3，电阻 R1、R2、R3、R4、R5、R6、R7、R8、R9、R10、R11、R12。4 个普通光耦的发光器均采用发光二极管，受光器均采用光电三极管，其中 PC1 称为输入输出光耦，PC2 称为采样光耦，PC3 称为反馈光耦，PC4 称为比较光耦。输入输出光耦 PC1 的发光器串联在隔离电路的输入端，其受光器的发射极输出端 V_o 与第一电压跟随器 U1 的同相输入端连接；采样光耦 PC2 通过第一电压跟随器 U1 的同相输入端与反相输入端电压的强制跟随作用对输入输出光耦 PC1 的受光器电流 i_1 进行采样，并把采样结果 V_x ($V_x = i_2 \times R_4 = i_1 \times R_4$) 经过电阻 R7 输出至减法器 U2 的反相输入端；反馈光耦 PC3 的发光器的阳极与第二电压跟随器 U3 的输出端 V_z 连接，其受光器与隔离电路的输入端连接，实现对输入电流 i 的分流；比较光耦 PC4 的发光器与反馈光耦 PC3 的发光器串联，比较光耦 PC4 的受光器发射极输出端 V_s 与第二电压跟随器 U3 的反相输入端连接，利用第二电压跟随器 U3 的同相输入端与反相输入端电压的强制跟随作用，控制比较光耦 PC4 的受光器电流 i_4 ，从而控制反馈光耦 PC3 的受光器电流 i_3 ($i_3 = i_4$)，其中“比较”的含义是指 V_s 与 V_y 的相等比较、 i_3 与 i_4 的相等比较。本实施例的第一电压跟随器 U1 和第二电压跟随器 U3，分别跟随输入输出光耦 PC1 的输出电压 V_o 和减法器 U2 的输出电压 V_y ；减法器 U2 实现输入输出光耦 PC1 的输出电压 V_o 和采样光耦 PC2 的发光器阴极电压 V_x 的减法运算；输入输出光耦 PC1 的输出电压 V_o 作为本发明隔离电路的输出电压。图中 V_{oq} 表示第一电压跟随器的输出电压、 V_q 表示采样光耦 PC2 的受光器发射极输出电压、LL 是反馈分流节点、L1 是市电 220 伏输入节点、N 表示市电 220 伏的零线节点、GND 表示 12V 电源系统地线。

[0025] 所述 4 个普通光耦采用同一批次单一封装的 PC817 光耦即可，但是 PC1 与 PC2、PC3 与 PC4 分别采用双光耦封装的 TLP521-2 或其它双光耦封装型号器件效果更好；所述 4 个普通光耦也可以直接使用四光耦封装的 TLP521-4 或其它四光耦封装型号器件。普通运放 U1、U2、U3 可以采用 3 只单运放，或两只集成了双运放的芯片（比如 LM358 等），或一只集成了四运放的芯片（比如 LM324 等）。12V 电源可以采用 15V 或更高，从而有利于提高线性度。L1-N 端是交流 220V 市电输入端。可调电阻 R9 与电阻 R10 串联作为比较光耦 PC4 的受光器发射极输出端负载，调节 R9 可以补偿全部电阻值的不匹配以及光耦的电流传输比的不匹配。电容 C1 和 C2 分别跨接在采样光耦 PC2、比较光耦 PC4 的发光器阴极和受光器发射极之

间,可以防止由于光耦与运放的响应速度不匹配引起的自激振荡。

[0026] 本发明非线性补偿算法如下:设输入输出光耦 PC1 的输入电流为 i_1 ,输出电流为 I_o ,电流传输比为 k_1 ;采样光耦 PC2 的输入电流为 i_2 ,输出电流为 I_q ,电流传输比为 k_2 ;反馈光耦 PC3 的输入电流为 i_5 ,输出电流为 i_3 ,电流传输比为 k_3 ;比较光耦 PC4 的输入电流为 i_5 ,输出电流为 i_4 ,电流传输比为 k_4 。从图 1 可知, $V_o = I_o \times R_5$, $V_q = I_q \times R_3$, $V_x = i_2 \times R_4$, $V_s = i_4 \times (R_9 + R_{10})$,减法器 U2 使: $V_y = V_o - V_x$,第一电压跟随器 U1 实现跟踪功能,有: $V_o = V_q$,设 $k_1 = k_2$,即输入输出光耦 PC1 与采样光耦 PC2 匹配,则 V_o 的大小总使等式成立: $i_2 = i_1$,实现了 i_2 对 i_1 的跟踪采样。第二电压跟随器 U3 也实现跟踪功能,有: $V_s = V_y$,设 $k_3 = k_4$,即反馈光耦 PC3 与比较光耦 PC4 匹配,则 V_z 的大小总使等式成立: $i_3 = i_4$,实现了 i_3 对 i_4 的跟踪比较。令 $R_3 = R_4 = R_5 = (R_9 + R_{10}) = 1K\Omega$ (千欧姆),则有如下等式成立:

$$[0027] \quad V_s = V_y = V_o - V_x \quad \dots\dots\dots (1)$$

$$[0028] \quad i_3 = i_4 = I_o - i_2 \quad \dots\dots\dots (2)$$

$$[0029] \quad \text{所以: } I_o = i_2 + i_3 = i_1 + i_3 \quad \dots\dots\dots (3)$$

$$[0030] \quad \text{因为: } i = i_1 + i_3, \text{ 所以必有: } I_o = i \quad \dots\dots\dots (4)$$

[0031] i_3 实际上是对 i 的分流,使进入输入输出光耦 PC1 的输入端的电流为 i_1 ,通过光耦的电流放大作用 ($k_1 = I_o / i_1 > 1$) 使 $I_o = i$,从而实现了线性隔离传输。本发明的唯一限制条件是输入输出光耦 PC1 必需工作在电流传输比 $k_1 > 1$ 的区域,对于利用光耦 PC817 或 TLP521 隔离测量交流市电来说容易满足。

[0032] 由于输入输出光耦 PC1 与采样光耦 PC2,反馈光耦 PC3 与比较光耦 PC4 不可能完全匹配,电阻 R_3 – R_{12} 的阻值都有一定的误差,因此 R_9 采用可调电位器。通过调整 R_9 的阻值,可以补偿所有误差,只是 $I_o : i$ 不再是严格的 1 : 1 的关系了,但是线性仍然很好。

[0033] 实验表明,输入交流电压在 60 伏~ 350 伏的变化范围内,输出电流与输入电流的比值 I_o / i 的线性度可以保证 1%;在 100 伏~ 300 伏的变化范围内,输出电流与输入电流的比值 I_o / i 的线性度可以保证 0.3%;在 160 伏~ 280 伏的变化范围内,输出电流与输入电流的比值 I_o / i 的线性度可以保证 0.1%。

[0034] 实测电路负反馈线性化效果如表 1 所示。表 1 中, V_i 是从 L1–N 端交流输入电压的有效值, V_o 是输出信号电压的 10 位 A/D 转换值,由于随着输入电流的增加,光耦的电流传输比逐渐增大的变化趋势是一致的,因此只需调节电位器 R_9 ,使 $V_i = 130$ 伏, 200 伏, 260 伏时的 V_o / V_i 的三个值接近,则线性就调好了,调整线性是很容易的。

[0035] 表 1 实测电路负反馈线性化效果表

[0036]

PC1+PC2=TLP521-2, PC3+PC4=TLP521-2			
调节电位器 R9=2K, 使 V_o - V_i 呈线性关系			
V_i (伏)	V_o (10 位 A/D 值)	V_o/V_i	绝对误差
130	474	2.5786	0.227%
140	510	2.5763	0.136%
150	545	2.5695	-0.126%
160	582	2.5725	-0.011%
170	620	2.5792	0.251%
180	655	2.5735	0.027%
190	692	2.5757	0.115%
200	727	2.5707	-0.080%
210	763	2.5695	-0.126%
220	799	2.5685	-0.168%
230	836	2.5706	-0.086%
240	873	2.5725	-0.011%
250	908	2.5686	-0.163%
260	946	2.5732	0.015%
Vo/Vi 的平均值		2.5728	

[0037] 表中的绝对误差包括了万用表的测量误差、整流二极管 D1 的导通压降为常数引起的非线性误差、电阻 R2 两端压降不同引起的非线性误差以及输入输出光耦 PC1 的受光器导通压降为常数引起的非线性误差等,可见线性度非常理想。A/D 转换的参考电压约 4.4 伏,可以将表中的电压值换算成对应的电流值,求得平均值 $I_o : i \approx 0.56 : 1$,该比值关系取决于光耦电流传输比的不对称性、电阻值对图示中标称值的偏离、电容 C1 和 C2 的影响等因素,理想情况下应该为 $I_o : i = 1 : 1$ 。

[0038] 电阻 R2 的取值大小关系到反馈光耦 PC3 的受光器集电极与发射极之间的电压值,因此对电路的线性度也有一定影响。当然调节 R9 即可补偿,实验表明,当 R2 分别取值 $0.5K\Omega$, $1.0K\Omega$, $2.0K\Omega$, $4.0K\Omega$ 时 $I_o : i$ 的平均值会略有变化。实际电路中尽量取较小的值更利于安全。

[0039] 上述实施例为本发明较佳的实施方式,但本发明的实施方式并不受上述实施例的限制,其他的任何未背离本发明的精神实质与原理下所作的改变、修饰、替代、组合、简化,均应为等效的置换方式,都包含在本发明的保护范围之内。

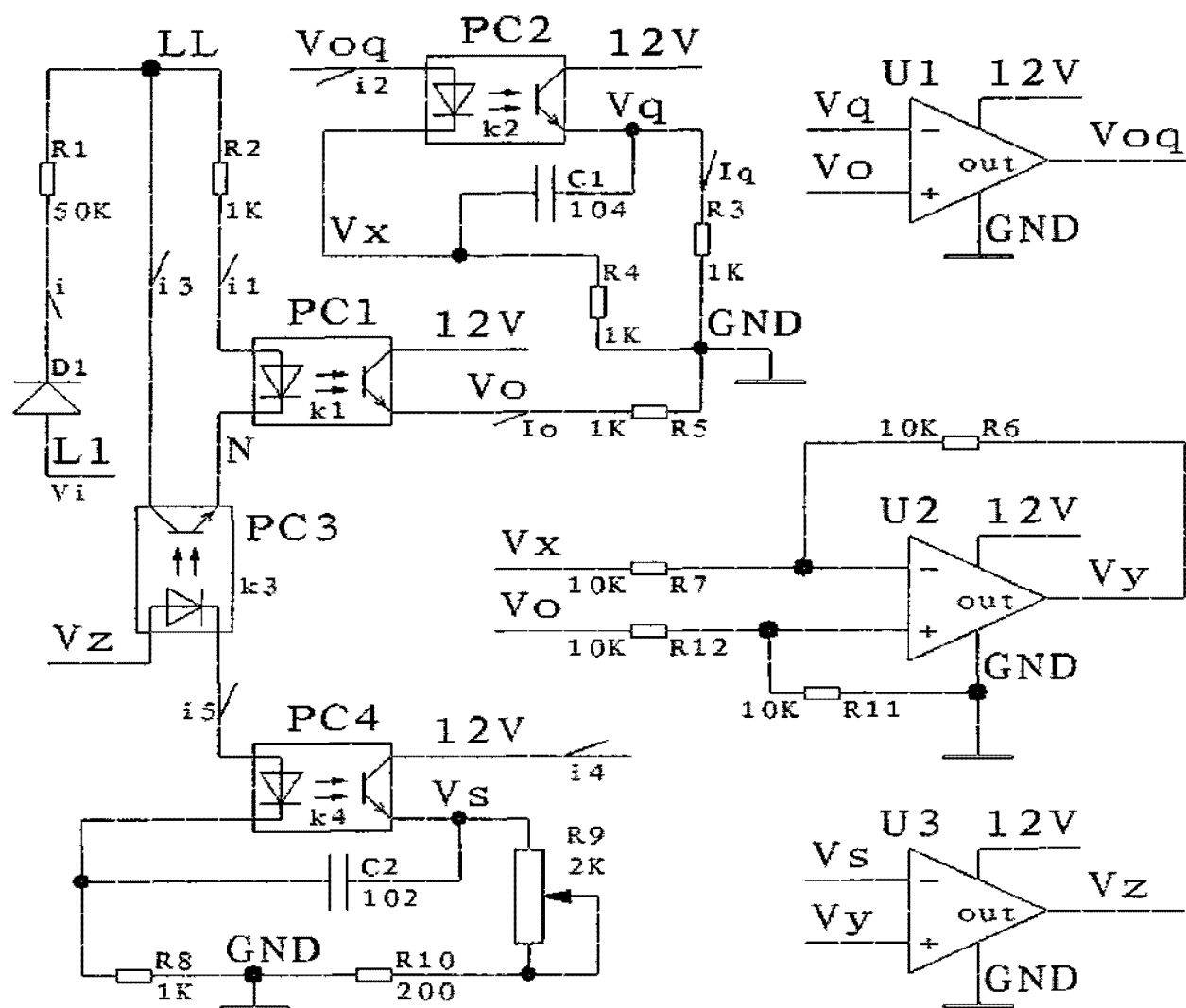


图 1