



(12)发明专利

(10)授权公告号 CN 106093665 B

(45)授权公告日 2019.05.21

(21)申请号 201610639669.4

CN 105527524 A, 2016.04.27,

(22)申请日 2016.08.05

CN 105629182 A, 2016.06.01,

(65)同一申请的已公布的文献号

CN 204462351 U, 2015.07.08,

申请公布号 CN 106093665 A

US 2009072839 A1, 2009.03.19,

(43)申请公布日 2016.11.09

审查员 刘俊杰

(73)专利权人 广州金升阳科技有限公司

地址 510663 广东省广州市广州开发区科学城科学大道科汇发展中心科汇一街5号

(72)发明人 王保均

(51)Int.Cl.

G01R 31/00(2006.01)

(56)对比文件

JP H03117319 A, 1991.05.20,

JP H03117319 A, 1991.05.20,

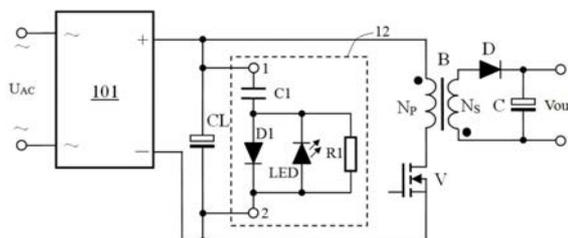
权利要求书2页 说明书8页 附图5页

(54)发明名称

一种开关电源用指示电路及其使用方法

(57)摘要

一种开关电源用指示电路及其使用方法,包括端子1、2、电阻R1、电容C1、二极管D1和发光二极管LED,LED和D1反向并联后再与R1并联,再与C1串联;其使用方法为直接与开关电源中滤波电解电容CL并联,C1的容量小,整流引起的工频大纹波,通过C1的电流极小,在R1上产生的压降不足以点亮LED;随着CL的ESR上升,高频激磁电流在ESR上产生的压降同步升高,形成的高频纹波电压随之升高,C1具有通高频的作用,ESR上的高频纹波电压到达一定的阈值时,点亮LED而发光,调节R1的阻值可以调节日值的大小。从而提醒使用者滤波电容ESR已上升,开关电源已存在失效风险,该电路成本低、实施容易。



1. 一种开关电源用指示电路,开关电源包括并联于整流电路的输入滤波电解电容,指示电路用于与输入滤波电解电容并联,其特征在于:包括第一端子、第二端子、第一电阻、第一电容、第一二极管和第一发光二极管,第一电阻和第一二极管和第一发光二极管这三个器件并联,其中第一发光二极管和第一二极管反向并联,并联后形成的两端子网络简称为并联网络,并联网络的端子以第一二极管的阳极、第一二极管的阴极进行区分,并联网络再与第一电容串联,并形成一个串联的两端子网络,所述的串联的两端子网络简称为串联网络,串联网络的两个端子分别为第一端子、第二端子;第一端子和第二端子的设置包括如下两种情况:

(1) 第一电容的一端为第一端子,第一电容的另一端连接于第一二极管的阳极,第一二极管的阴极为第二端子;

(2) 第一二极管的阳极为第一端子,第一二极管的阴极连接第一电容的一端,第一电容的另一端为第二端子;

第一端子用于连接整流电路的正输出端,第二端子用于连接整流电路的负输出端;所述的第一电容的取值为所述的电解电容的183.3分之一以下。

2. 根据权利要求1所述的开关电源用指示电路,其特征在于:第一发光二极管为光耦中的发光器,即光耦中的发光二极管。

3. 一种开关电源用指示电路,开关电源包括并联于整流电路的输入滤波电解电容,指示电路用于与输入滤波电解电容并联,其特征在于:包括第一端子、第二端子、第一电阻、第二电阻;第一电容、第二电容;第一二极管和第二二极管、以及第一发光二极管;其连接关系为:第一电容的一端为第一端子,第一电容的另一端连接第一二极管的阳极,第一二极管的阴极为第二端子,第一发光二极管的阳极连接第二端子,第一发光二极管的阴极经第二电阻后连接第二二极管的阳极,第二二极管的阴极连接第一二极管的阳极,第一电阻和第二电容并联后连接于第二端子和第二二极管的阳极之间;第一端子用于连接整流电路的正输出端,第二端子用于连接整流电路的负输出端;所述的第一电容的取值为所述的电解电容的183.3分之一以下。

4. 一种开关电源用指示电路,开关电源包括并联于整流电路的输入滤波电解电容,指示电路用于与输入滤波电解电容并联,其特征在于:包括第一端子、第二端子、第一电阻、第二电阻;第一电容、第二电容;第一二极管和第二二极管、以及第一发光二极管;其连接关系为:第一二极管的阳极为第一端子,第一二极管的阴极连接第一电容的一端,第一电容的另一端为第二端子,第二电阻的一端连接第一二极管的阴极,第二电阻的另一端连接第一发光二极管的阳极,第一发光二极管的阴极连接第二二极管的阳极,第二二极管的阴极连接第一端子,第一电阻和第二电容并联后连接于第一二极管的阴极和第二二极管的阳极之间;第一端子用于连接整流电路的正输出端,第二端子用于连接整流电路的负输出端;所述的第一电容的取值为所述的电解电容的183.3分之一以下。

5. 一种开关电源用指示电路,开关电源包括并联于整流电路的输入滤波电解电容,指示电路用于与输入滤波电解电容并联,其特征在于:包括第一端子、第二端子、第一电阻、第二电阻;第一电容、第二电容;第一二极管和第二二极管、以及第一发光二极管;其连接关系为:第一电容的一端为第一端子,第一电容的另一端连接第一二极管的阴极,第一二极管的阳极为第二端子,第一发光二极管的阴极连接第二端子,第一发光二极管的阳极经第二电

阻后连接第二二极管的阴极,第二二极管的阳极连接第一二极管的阴极,第一电阻和第二电容并联后连接于第二端子和第二二极管的阴极之间;第一端子用于连接整流电路的正输出端,第二端子用于连接整流电路的负输出端;所述的第一电容的取值为所述的电解电容的183.3分之一以下。

6.一种开关电源用指示电路,开关电源包括并联于整流电路的输入滤波电解电容,指示电路用于与输入滤波电解电容并联,其特征在于:包括第一端子、第二端子、第一电阻、第二电阻;第一电容、第二电容;第一二极管和第二二极管、以及第一发光二极管;其连接关系为:第一电容的一端为第一端子,第一电容的另一端连接第一二极管的阳极,第一二极管的阴极为第二端子,第一发光二极管的阳极连接第二端子,第一发光二极管的阴极经第二电阻后连接第二二极管的阳极,第二二极管的阴极连接第一二极管的阳极,第一电阻连接于第一二极管的阳极和第一二极管的阴极之间,第二电容连接于第二端子和第二二极管的阳极之间;第一端子用于连接整流电路的正输出端,第二端子用于连接整流电路的负输出端;所述的第一电容的取值为所述的电解电容的183.3分之一以下。

7.根据权利要求3至6任一项所述的开关电源用指示电路,其特征在于:将第一电阻改为与第一二极管并联。

8.根据权利要求3至6任一项所述的开关电源用指示电路,其特征在于:第一发光二极管为光耦中的发光器,即光耦中的发光二极管。

## 一种开关电源用指示电路及其使用方法

### 技术领域

[0001] 本发明涉及指示电路及其使用方法,特别涉及开关电源中电解电容寿命接近结束时的指示电路及其使用方法。

### 背景技术

[0002] 开关电源应用很广,对于输入功率在75W以下,对功率因数(PF,Power Factor,也称功率因素)不作要求的场合,反激式(Fly-back)开关电源具有迷人的优势:电路拓扑简单,输入电压范围宽。很多文献也称为反激开关电源、反激电源,日本和台湾地区又称返驰式变换器。反激电源由于元件少,电路的可靠性相对来说就高,应用很广。常见的拓扑如图1所示,该图原型来自张兴柱博士所著的书号为ISBN978-7-5083-9015-4的《开关电源功率变换器拓扑与设计》第60页。由整流桥101、滤波电路200、以及基本反激拓扑单元电路300组成,300简称为主功率级,实用的电路在整流桥前还加有压敏电阻、NTC热敏电阻、保险丝、X电容、EMI(Electromagnetic Interference)等保护电路,以确保反激电源的电磁兼容性达到使用要求。

[0003] 滤波电路200一般由电解电容CL等构成,电解电容CL以下简称为电解CL。随着工业领域中智能化系统的推广,小功率反激电源向各个领域渗透,而其不足之处也随之体现出来,因为使用了电解CL,限制了图1反激电源的用途,电解电容在高温和低温下的寿命一直是业界难题,众所周知,电容CL通常为400V耐压的电解电容,而耐压大于250V的电解电容,其低温一般只能工作到-25℃。即在-40℃的环境下,如东北三省、新疆、以及高纬度的国家与地区,小功率反激电源的使用变得棘手,当然,可以使用如CBB薄膜电容来滤波,但体积过大,且成本过高。

[0004] 电解电容单位体积的电容量非常大,所以在包括反激电源的开关电源中,特别是交流输入的领域,目前仍是低成本的解决方案,在各种电源中应用极多,如各种手机充电器、笔记本电脑适配器、各种彩电的电源、台式电脑的电源、空调的待机电源等,都要用到开关电源,同时也使用了电解电容。

[0005] 电解电容在反激电源中作为输入整流滤波电容使用时,其纹波电流是:充电为低频脉动直流电流,放电为高频纹波电流放电,高频纹波电流来源于主功率级的激磁电流。

[0006] 设计一台开关电源时,经常面临电解CL的寿命问题,而它的寿命一般由耐压、等效串联电阻(ESR,是Equivalent Series Resistance的缩写)、纹波电流(Ripple current)、损耗角( $\text{tg}\delta$ )等因素所决定,特别是最大纹波电流,又称为最大允许纹波电流,即额定纹波电流(IRAC),其定义为:在最高工作温度条件下电容器最大所能承受的交流纹波电流有效值。并且指定的纹波电流为标准频率(一般为100Hz-120Hz)的正弦波绝对值。

[0007] 在实际使用中,很多反激电源达不到使用寿命,其主因就是滤波用的电解电容提前失效,很多要求较高的场合,采用了冗余设计,使用两个开关电源互为备份,坏了一个,还可以正常工作,但成本高,且仍然不知道开关电源是什么时候坏的。

[0008] 即使在其它的应用场合,如带有PFC功能的大功率开关电源,先由BOOST电路升至

380V,对滤波用的电解电容充电,得到较为平滑的直流电,再对双管正激或LLC变换器供电,同样,对该电解电容的失效并不能提前预警。

[0009] 常见的非冗余设计场合,一旦开关电源失效,将会引起很多连带失效,从而使得损失被扩大,据统计,开关电源失效,97%以上是由滤波的电解电容先行失效引起的。

[0010] 在申请号为201610040378.3的《一种开关电源用指示电路及其使用方法》中,给出了一种指示电路,当开关电源中滤波电解电容失效前,提供指示,解决了这一问题,采用了发光二极管LED与电感L并联,当电解电容的ESR上升较大时,主功率级的激磁电流出现在电感L中,且开关电源中开关管关断时,流过电感L的激磁电流无法突变,经过发光二极管LED续流,同时点亮LED。电路简单,但是使用了电感L,该电感在启机时要承受交流电的峰值电压,以及对滤波电解电容的前几次充电的充电电流,即该电感的耐压高、工作电流较大,成本相对来说,不算低。

[0011] 同时该电路要串联于滤波电解电容的工频充电回路中,对原有的电路要进行改动。

## 发明内容

[0012] 有鉴于此,本发明提供一种指示电路及其使用方法,不使用耐压高、电流大的电感,在开关电源中滤波电解电容失效前提供指示,同时对原有的开关电源改动较小。

[0013] 本发明提供的一种指示电路的方案一,包括第一端子、第二端子、第一电阻、第一电容、第一二极管和第一发光二极管,第一电阻和第一二极管和第一发光二极管这三个器件并联,其中第一发光二极管和第一二极管反向并联,并联后形成的两端子网络简称为并联网络,并联网络的端子以第一二极管的阳极、第一二极管的阴极进行区分,并联网络再与第一电容串联,并形成一串联的两端子网络,所述的串联的两端子网络简称为串联网络,串联网络的两个端子分别为第一端子、第二端子。

[0014] 本发明还提供的一种指示电路的方案二,包括第一端子、第二端子、第一电阻、第二电阻;第一电容、第二电容;第一二极管和第二二极管、以及第一发光二极管;其连接关系为:第二电阻与第一发光二极管串联,形成具有两端子的第一网络,第一网络与第二电容与第一电阻同时并联,形成具有两端子的第二网络,第二网络再与第二二极管串联,形成具有两端子的第三网络,第三网络的特征是,第二二极管和第一发光二极管为同向;第三网络与第一二极管反向并联,形成具有两端子的第四网络,第四网络再与第一电容串联,并形成一串联的两端子网络,所述的串联的两端子网络简称为串联网络,串联网络的两个端子分别为第一端子、第二端子。

[0015] 优选地,上述的方案一、方案二,其特征是:第一发光二极管为光耦中的发光器,即光耦中的发光二极管。

[0016] 本发明还提供应用上述方案一、方案二、优选方案的使用方法,其使用方法为:所述的指示电路直接与开关电源中滤波电解电容并联。

[0017] 工作原理将结合实施例,进行详细的阐述。

[0018] 本发明的有益效果为:

[0019] 成本极低,插入损耗低,对原开关电源的效率几乎没有影响,接线更为简单、体积更小、使用方便;同样提供了指示功能:当电解电容失效前,该指示灯发光二极管发光或光

耦中的发光二极管有电流流过,光耦输出一个隔离的信号以提示使用者或电路,实现在开关电源失效前,更换滤波用的电解电容,或更换开关电源,从而让系统正常工作。

### 附图说明

- [0020] 图1为现有文献中反激开关电源常见的拓扑;
- [0021] 图2-1为本发明方案一对应的第一实施例原理图;
- [0022] 图2-2为本发明方案一对应的第一实施例等效实施二原理图;
- [0023] 图2-3为本发明方案一对应的第一实施例等效实施三原理图;
- [0024] 图2-4为本发明方案一对应的第一实施例等效实施四原理图;
- [0025] 图2-5为本发明方案一对应的第一实施例等效实施五原理图;
- [0026] 图2-6为本发明方案一对应的第一实施例等效实施六原理图;
- [0027] 图3-1为本发明方案二对应的第二实施例原理图;
- [0028] 图3-2为本发明方案二对应的第二实施例等效实施二原理图;
- [0029] 图3-3为本发明方案二对应的第一实施例等效实施三原理图;
- [0030] 图3-4为本发明方案二对应的第一实施例等效实施四原理图;
- [0031] 图4为本发明方案一、方案二的使用方法的原理图;
- [0032] 图5为整流桥101产生的充电电流的路径示意图;
- [0033] 图6为反激电源主功率级中开关管驱动电压与激磁电流 $i_M$ 时序图;
- [0034] 图7为反激电源主功率级中激磁电流 $i_M$ 路径示意图;
- [0035] 图8为激磁电流 $i_M$ 在电解CL的ESR上产生高频纹波的原理图。

### 具体实施方式

#### [0036] 第一实施例

[0037] 请见图2-1,对应方案一,一种指示电路,包括第一端子1、第二端子2、第一电阻R1、第一电容C1、第一二极管D1和第一发光二极管LED,第一电阻R1和第一二极管D1和第一发光二极管LED这三个器件并联,其中第一发光二极管LED和第一二极管D1反向并联,并联后形成的两端子网络简称为并联网络24,并联网络24的端子以第一二极管D1的阳极、第一二极管D1的阴极进行区分,并联网络24再与第一电容C1串联,并形成串联的两端子网络,所述的串联的两端子网络简称为串联网路,串联网路的两个端子分别为第一端子1、第二端子2,该串联网路也是本发明的开关电源用指示电路的主体。

[0038] 反向并联:指第一二极管D1的阳极与第一发光二极管LED的阴极连接,同时第一二极管D1的阴极与第一发光二极管LED的阳极连接。

[0039] 第一电容C1以下简称为C1,第一电阻R1以下简称为R1,第一发光二极管LED以下简称为LED,其它器件相似。

[0040] C1和并联网络24串联,由于是串联回路,互换位置后功能相同,所以方案一包括的串联的方式有多种,但功能都相同,如下述:

[0041] (a) D1的阴极向下,C1在上边,如图2-1所示,D1的阳极连接C1的一端,C1的另一端为指示电路的第一端子1,D1的阴极为指示电路的第一端子2;

[0042] (b) D1的阴极向下,C1在下边,如图2-2所示,D1的阴极连接C1的一端,D1的阳极为

指示电路的第一端子1,C1的另一端为指示电路的第二端子2;

[0043] (c) D1的阴极向上,C1在上边,如图2-3所示,D1的阴极连接C1的一端,C1的另一端为指示电路的端子1;D1的阳极为指示电路的端子2;事实上,这与上述(b)的图2-2的方式是完全相同的,(b)方式的端子1等于(c)的端子2,(b)方式的端子2等于(c)的端子1,即把图2-3的端子1和2互换一下,完全与图2-2的(b)相同;

[0044] (d) D1的阴极向上,C1在下边,如图2-4所示,D1的阳极连接C1的一端,C1的另一端为指示电路的端子2;D1的阴极为指示电路的端子1;事实上,这与上述的图2-1的(a)方式是完全相同的,(a)方式的端子1等于(d)的端子2,(a)方式的端子2等于(d)的端子1,即把(d)方式的1和2互换一下,完全与图2-1的(a)相同。

[0045] 即真正有效的连接方式只有上述的图2-1的(a)和图2-1的(b)方式,电容C1和网络24串联,由于是串联回路,器件互换位置后功能相同,这是公知技术,图2-2的(b)方式就是把图2-1的(a)方式的C1和网络24互换位置而已,即本质上,图2-1的(a)和图2-1的(b)方式是等效的。即技术方案一包括了上述的四种连接方式。

[0046] 另外,电容C1可用两只电容串联得到,那么,把图2-1的电容C1,用电容C1a和C1b串联替代,就得到图2-5的实施方式,图2-1的电路和图2-5的电路是等效的。正如前文所述,串联回路,器件互换位置后功能是相同的,进一步地,把电容C1b和网络24互换位置,就得到图2-6示出的实施方式。

[0047] 发光二极管LED采用 $\Phi$ 3mm红色高亮的,为了方便,发光二极管简称为发光管,型号为3AR2UD,电容C1为333/500V的贴片电容,标称容量为0.033 $\mu$ F,D1为1N4148,R1为22K的贴片电阻,按图2-1组成开关电源用指示电路,其使用方法为:图2-1指示电路直接与开关电源中滤波电解电容并联,正向并联或反向并联都可以,正向并联:即端子1连接滤波电解电容的正极,端子2连接滤波电解电容的负极;或反向并联:端子1连接滤波电解电容的负极,端子2连接滤波电解电容的正极。

[0048] 开关电源使用了25W反激电源,其滤波用电解电容为47 $\mu$ F/400V,为国产优质电容,整流桥为四只1N4007组成,工作频率为65KHz,在220VAC输入下,满载最大占空比为0.24。

[0049] 当第一实施例以正向并联方式焊入反激电源后,实测反激电源的各方面指标,均和之前的相同,特别是变换效率,没有出现可以观察到的下降,且发光管LED不发光。

[0050] 为了验证本发明是可以工作的,发明人采用了之前首创的方法来测试第一实施例:

[0051] 由于失效的电解电容难以觅得,在上述的滤波用电解电容中,串入可调电阻,来模拟性能已经下降的电解电容,可调电阻在这里的可调范围是0-39 $\Omega$ ,当把可调电阻的阻值调到5 $\Omega$ 时,相当于47 $\mu$ F/400V的电解电容的ESR从良品时的0.5 $\Omega$ 左右已上升至5.5 $\Omega$ ,电解电容的性能已接近不能使用的边缘。

[0052] 此时,图2-1中的发光管LED发光,且工作电流的平均值实测为1.6mA。

[0053] 通过选取不同容量的电容C1,初步调节指示的灵敏度,电容C1的容量小,灵敏度低;电容C1的容量大,灵敏度高。由于发光管在发光时,存在1.6V至2.2V的正向压降,可以在发光管LED两端并联电阻R1来调节灵敏度,如本例中,R1若采用1.6K的电阻,那么,1mA以下的峰值电流在R1两端产生的电压在1.6V以下,这时发光管LED不发光。

[0054] 注:白光发光管的导通压降为3.0V左右,红色的与绿色的也不同,而光耦内部的发

光器导通压降为1.1V左右。

[0055] 工作原理:参见图4,当电解电容正常时,那么其ESR为 $0.5\ \Omega$ ,滤波用电解CL两端的纹波电压有两种,以开关电源满载工作时为例说明。

[0056] 当电解CL正常时,整流桥101中的四只二极管,只有当输入的交流电接近顶峰时才同时导通整流桥内部的两只二极管,对电解CL补充电能,这种整流方式在授权公告号CN102594175B的背景技术中有说明,特别是第0010段中介绍很详细。

[0057] 整流桥101产生的充电电流的路径见图5,交流输入端的一端经过整流桥101的一端,至整流桥101的输出+,至电解CL的正极以及指示电路的第一端子,从电解CL的负极及指示电路的第二端子流出,至整流桥101的输出-,从整流桥101的另一端子流出,至交流输入端的另一端。

[0058] 这个过程中,充电电流的频率为市电的2倍,为100Hz或120Hz,由于C1容量较小,为 $0.033\ \mu\text{F}$ ,相比CL的 $47\ \mu\text{F}$ ,C1中的充电电流仅为CL的万分之七,CL的充电电流的峰值为2.39A,那么,流过D1的充电电流仅为1.67mA,这时,LED因为反偏而不发光。

[0059] 在下一个充电周期到来之前,CL一直要对主功率级放电,CL端电压一直在下降,直到10mS或8.33mS后再一次充电,这样CL的两端形成一个为市电频率的2倍的低频纹波,其峰-峰值在20V左右。当C1的容量足够大时,这个低频纹波可以在C1中形成足够的电流来点亮LED,所以,要确保低频纹波在C1中形成的电流,在电阻R1的两端形成的压降小于LED的导通压降。

[0060]  $0.033\ \mu\text{F}$ 的电容对100Hz的交流纹波,其阻抗大约是 $48\ \text{K}\ \Omega$ ,峰-峰值在20V左右的低频三角纹波的有效值约为10V,那么,流过C1的低频纹波电流约为0.20mA,峰值为0.40mA,R1为22K,其压降应为8.8V,事实上,LED也没有发光,参见图4,市电对CL充电时,有一个同步的充电电流流过D1,而当CL的端电压下降时,C1对CL放电,形成放电电流,充电时间短,放电时间却很长,充电一般在1mS内完成,而放电时间接近一个充电周期,接近 $(10\text{mS}-1\text{mS})=9\text{mS}$ ,由于持续时间长,这个时间内的峰值电流极低。C1对CL放电,途径为:C1的上端→CL的正极→CL的负极→D1的阴极、即R1的下端→R1的上端、即D1的阳极→C1的下端;C1对CL放电的积分和等于市电对C1充电的积分,而放电的时间长,电流几乎恒定,所以其电流小,这个电流经过R1的两端,产生的压降很低。

[0061] R1阻值的选取,要确保低频纹波电流通过C1时,LED不发光,这里还有一个小技巧:整流桥101对CL充电时,这个充电电流直接流过D1,而不要流过LED,确保LED不发光。

[0062] 当电解CL正常时,如上述的 $47\ \mu\text{F}/400\text{V}$ 的电解电容,其在65KHz下的ESR为 $0.5\ \Omega$ ,即开关管V正常工作时,主功率级的激磁电流 $i_m$ 如图6所示,其中, $U_{gs}$ 为开关管V的栅极与源极的驱动电压,激磁电流 $i_m$ 的路径见图7。

[0063] 当整流桥101不导通时,电解CL和C1对主功率级的放电电流完全等于主功率级的激磁电流 $i_m$ 。注,C1因为容量小对主功率级的放电电流太小,这里可以忽略。电解CL在65KHz的开关频率下的容抗为 $1/(2\pi fC)$ ,计算出来为 $52\ \text{m}\ \Omega$ ,远小于其ESR,在65KHz下,ESR起主要作用;图6示出的波形不是正弦波,其基波是正弦波,其谐波频率都比65KHz要高,所以这里只是估算。

[0064] 25W反激电源工作频率为65KHz,在220VAC输入下,满载最大占空比为0.24。主功率级的激磁电流 $i_m$ 在开关管V导通时的平均值约为408mA,峰值约为816mA,这个电流在CL的

ESR上形成的压降,参见图8,为 $U=IR=0.816\times 0.5=0.408V$ 。即在图8中,端子1和2之间存在一个波动的高频纹波,其波形形状同图6中 $i_M$ 的波形,显然 $0.408V$ 的峰值不足以让LED导通而发光。

[0065] 当电解CL的ESR从良品时的 $0.5\Omega$ 左右已上升至 $5.5\Omega$ ,即电解CL已接近失效边缘。 $i_M$ 如在开关管V导通时峰值约为 $816mA$ ,这个电流在CL的ESR上形成的压降,参见图8,为 $U=IR=0.816\times 5.5=4.48V$ 。即在图8中,端子1和2之间存在一个波动的高频纹波,其波形形状同图6中 $i_M$ 的波形,显然 $4.48V$ 的峰值足以让LED导通而发光。

[0066]  $C_1$ 为 $0.033\mu F$ ,其容量较小,但在 $65KHz$ 的频率下,其容抗为 $73.8\Omega$ ,可以为LED提供足够的工作电流而发光。

[0067] 本发明的工作原理不算复杂, $C_1$ 的容量小, $C_1$ 具有通高频、阻低频的作用;整流电路引起的工频大纹波通过 $C_1$ 的电流极小,在电阻 $R_1$ 上产生的压降不足以点亮LED,而随着电解CL的ESR上升,开关电源的高频激磁电流在ESR上产生的压降同步升高,形成的高频纹波电压随着电解电容的老化而升高, $C_1$ 具有通高频的作用,ESR上的高频纹波电压到达一定的阈值时,会点亮LED而发光,调节 $R_1$ 的阻值可以调节阈值的大小,即高频纹波电压通过电容 $C_1$ 的电流在 $R_1$ 两端形成的压降低于LED的导通电压,LED不导通,LED也无法为 $R_1$ 分流而不发光。

[0068]  $C_1$ 的取值方法:市电的工频2倍最高为 $120Hz$ ,目前开关电源的工作频率一般在可听音频之外,为 $22KHz$ ,那么,频率的比值为 $(22000/120)=183.3$ 倍, $C_1$ 的取值在被监视的电解电容CL的 $183.3$ 分之一以下即可。如CL为 $47\mu F$ ,那么 $C_1$ 应在 $(47\mu F/183.3)=0.256\mu F$ 以下,由于电容的标称值是按E-3、E-6、E-12等系列取值的,这里可以取 $0.24\mu F$ 以下。

[0069] 这样驱动发光管LED发光来实现发明目的,提醒使用者:该电解CL的ESR已上升至关注点,以便使用者决定下一步的措施。本例中,把开关电源的负载降至 $30\%$ ,LED仍发光,工作电流降至 $0.36mA$ ,使用高亮度的发光管仍然很醒目。

[0070] 此时,电解电容仍能工作,但由于主功率级的激磁电流在ESR上存在较大发热量,本例中为 $0.22W$ ,该电解电容已处于高发热量下,已在加速衰老中,一般情况下,会在几十小时至几百小时中,ESR快速上升,引起发热进一步加大,直至失效,容量丧失,从而引起如开关管炸毁等一系列失效。

[0071] 把图2-2的电路、图2-3的电路、图2-4的电路替换图4中指示电路12,都可以正常工作,图2-3和图2-4中的 $R_1$ 的阻值要取小,否则,整流桥101在交流电达峰值时产生的充电电流会点亮LED。可见,第一实施例的四个电路可以实现发明目的。

[0072] 前文有述:电容 $C_1$ 可用两只电容串联得到,图2-1的电路和图2-5的电路是等效的,把图2-1的电容 $C_1$ ,用电容 $C_{1a}$ 和 $C_{1b}$ 串联替代,就得到图2-5的实施方式,把电容 $C_{1b}$ 和网络24互换位置,就得到图2-6示出的实施方式。图2-6示出的实施方式,有其优点:当电源的开关频率比较高时,电容 $C_{1a}$ 和 $C_{1b}$ 分别在上边和下边,且容量很小,可以实现发光二极管和开关电源的电气隔离,市电的频率低,透过电容 $C_{1a}$ 和 $C_{1b}$ 的漏电流容易控制在限定值以下。

[0073] 其实第一实施例的内容中,包括了6种实施方式,为了节约篇幅,仅以一个总的“第一实施例”来概括。第一实施例中流过发光管LED的电流不是直流电,而是与开关电源同频的高频电流,当LED的引线较长时,其电磁辐射不容忽视;把发光管LED换成光耦中的发光器时,光耦的输出电流也是周期性出现,不是一个稳定的信号,这会给后续的电

第二实施例示出了解决方案。

[0074] 第二实施例

[0075] 请见图3-1,对应上述方案二,一种指示电路,包括第一端子1、第二端子2、第一电阻R1、第二电阻R2;第一电容C1、第二电容C2;第一二极管D1和第二二极管D2、以及第一发光二极管LED;其连接关系为:第二电阻R2与第一发光二极管LED串联,形成具有两端子的第一网络21,第一网络21与第二电容C2与第一电阻R1同时并联,形成具有两端子的第二网络22,第二网络22再与第二二极管D2串联,形成具有两端子的第三网络23,第三网络23的特征是,第二二极管D2和第一发光二极管LED为同向;第三网络23与第一二极管D1反向并联,形成具有两端子的第四网络24,第四网络24再与第一电容C1串联,并形成一个串联的两端子网络,所述的串联的两端子网络简称为串联网,串联网的两个端子分别为第一端子1、第二端子2,该串联网也是本发明的开关电源用指示电路的主体。

[0076] 第二二极管D2和第一发光二极管LED为同向:第三网络23中,假设R1开路,电容C2对于直流来说,相当于开路,那么,从第三网络23下端流入的电流,经过LED后,再经过D2,从第三网络23上端流出,D2和LED都处于正向导通状态,这种串联方式,叫同向。D2和LED都处于正向导通状态,相当于压降更大的一个二极管,它的阴极就是第三网络23的阴极,直流电流可以从网络的阴极向外流出,它的阳极就是第三网络23的阳极,直流电流可以从网络的阳极向内流入。

[0077] 第三网络23与第一二极管D1反向并联,就是指:第三网络23阴极连接D1的阳极,第三网络23的阳极连接D1的阴极。

[0078] 上述中的技术方案二中,包括了多种连接关系,如下文所述,

[0079] 网络21中的R2与LED串联存在两种连接方式:

[0080] (a) LED的阴极与R2的一端相连接,参见图3-1中的网络21中所示;

[0081] (b) LED的阳极与R2的一端相连接,参见图3-2中的网络21中所示;

[0082] 这两种是等效的。网络21与C2与R1同时并联,形成具有两端子的网络22,网络22再与二极管D2串联,网络22中,假设R1开路,电容C2对于直流来说,相当于开路,那么网络22相当于一只二极管,具有单向导电性能,LED的阴极所在一侧就是第二网络22的阴极,直流电流可以从网络的阴极向外流出,LED的阳极所在一侧就是第三网络23的阳极,直流电流可以从网络的阳极向内流入。由于限定为同向串联,网络22与D2也存在两种方式:

[0083] (a) 网络22的阴极与D2的阳相连接,参见图3-1所示;

[0084] (b) 网络22的阳极与D2的阴相连接,参见图3-3所示;

[0085] 第四网络24再与第一电容C1串联,也存在两种方式:

[0086] (a) 网络24的D1阳极与C1一端相连,参见图3-1所示;

[0087] (b) 网络24的D1阴极与C1一端相连,参见图3-2所示;

[0088] 和第一实施例一样,第二实施例中,3个独立的串联,每个串联都有两种方式,共2的3次方,共8种连接方式,事实上,它们是等效的。

[0089] 工作原理:参见图3-1,和图4,把图4中指示电路12用图3-1的替代,当电解电容CL正常时,那么其ESR为 $0.5\Omega$ ,滤波用电解CL两端的纹波电压有两种,一个为市电频率的2倍的低频纹波,另一个为开关电源的高频激磁电流在ESR上产生的高频纹波。

[0090] C1容量较小,在市电频率的2倍的低频下,容抗大,流过C1的电流极小,经过D2整

流,C2滤波后,在R1的两端形成的电压不足以点亮LED。

[0091] 而随着电解CL的ESR上升,开关电源的高频激磁电流在ESR上产生的压降同步升高,形成的高频纹波电压随着电解电容的老化而升高,C1具有通高频的作用,ESR上的高频纹波电压到达一定的阈值时,经过D2整流,C2滤波后,在R1的两端形成的电压足以点亮LED,R2起到限流作用。

[0092] 这样,流过发光管LED的电流是纯净的直流电,其电磁辐射直接降为零,把发光管LED换成光耦中的发光器时,光耦的输出电流也是极为稳定的直流信号,这会给后续的电路带来便利。

[0093] 元件参数为:C1为473/500V的贴片电容,标称容量为0.047 $\mu$ F,C2为104/16V的贴片电容,D1和D2均为1N4148,R2为1K,R1为10K,LED为3AR2UD。

[0094] 开关电源的负载为100%时,电解CL的ESR上升至5.5 $\Omega$ 时,LED中的电流为0.9mA;把开关电源的负载降至30%,LED仍发光,工作电流降至0.33mA,使用高亮度的发光管仍然很醒目。这样驱动发光管LED发光来实现发明目的,提醒使用者:该电解CL的ESR已上升至关注点,以便使用者决定下一步的措施。

[0095] 事实上,把电阻R1像图3-4那样,从原来的与C2并联,改为与D1并联,同样实现发明目的,R1同样可以调节约值的大小,由于在方案一已给出技术启示,这里不再用技术方案来进行权利保护。

[0096] 把图3-2的电路、图3-3的电路、图3-4的电路替换图4中指示电路12,都可以正常工作,由于存在C2可以吸收尖峰电流,整流桥101在交流电达峰值时产生的充电电流不会点亮LED。电路的性能进一步提高。可见,第二实施例的8种方式的四个电路可以实现发明目的。

[0097] 以上仅是本发明的优选实施方式,应当指出的是,上述优选实施方式不应视为对本发明的限制。对于本技术领域的普通技术人员来说,在不脱离本发明的精神和范围内,还可以做出若干改进和润饰,如在第一二极管中也串入电阻,这些改进和润饰也应视为本发明的保护范围,这里不再用实施例赘述,本发明的保护范围应当以权利要求所限定的范围为准。

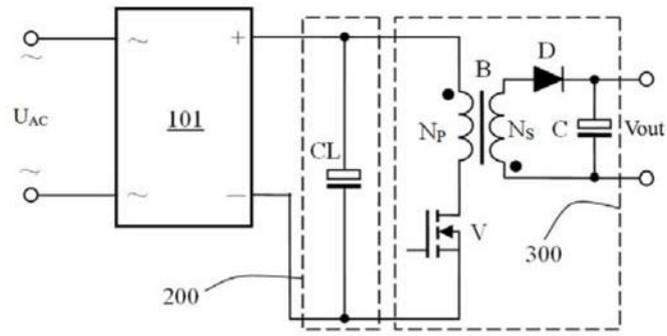


图1

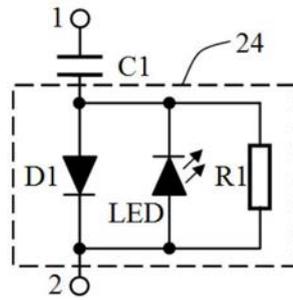


图2-1

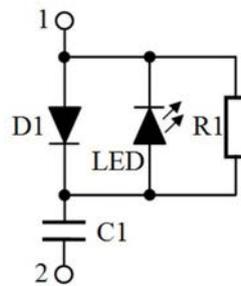


图2-2

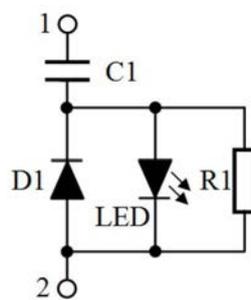


图2-3

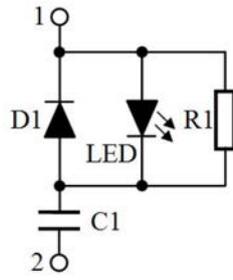


图2-4

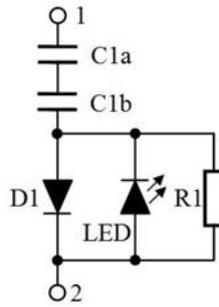


图2-5

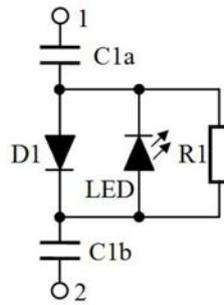


图2-6

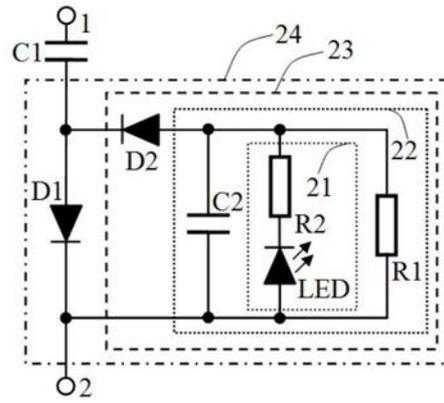


图3-1

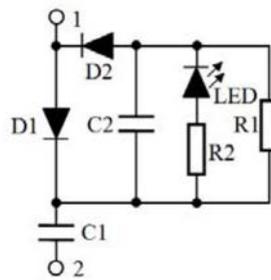


图3-2

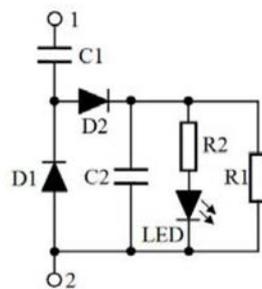


图3-3

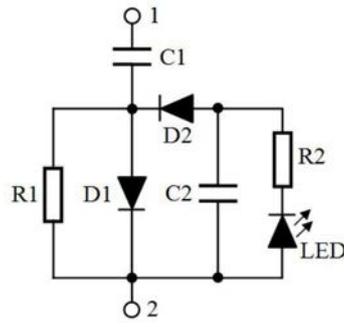


图3-4

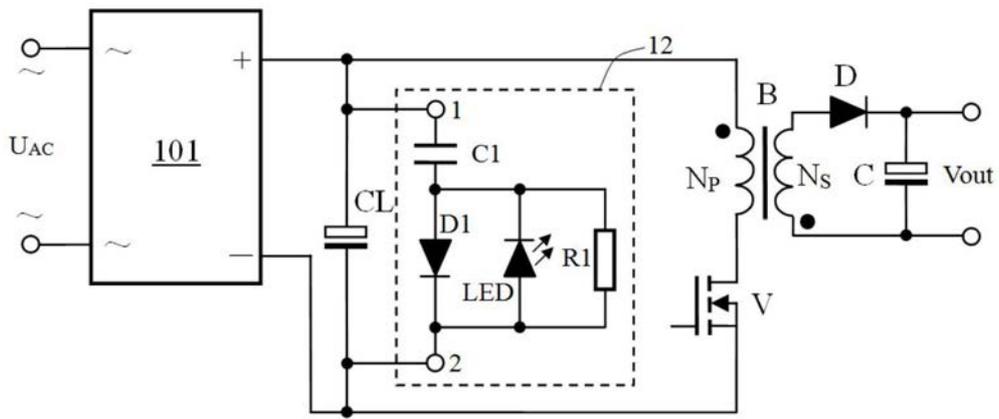


图4

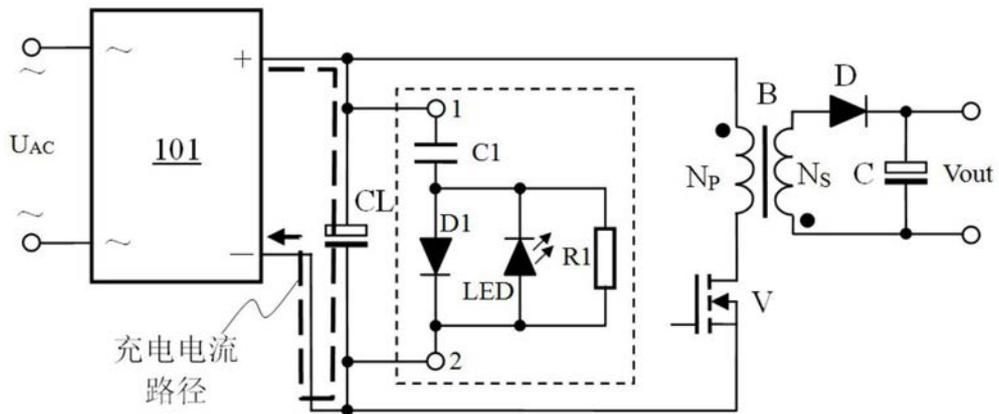


图5

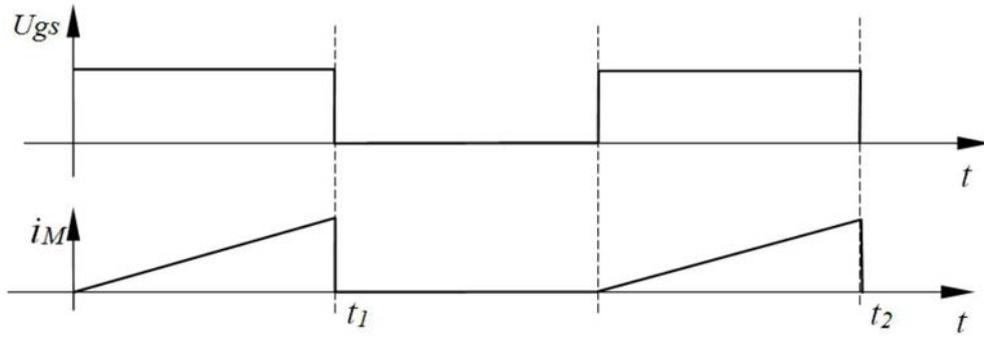


图6

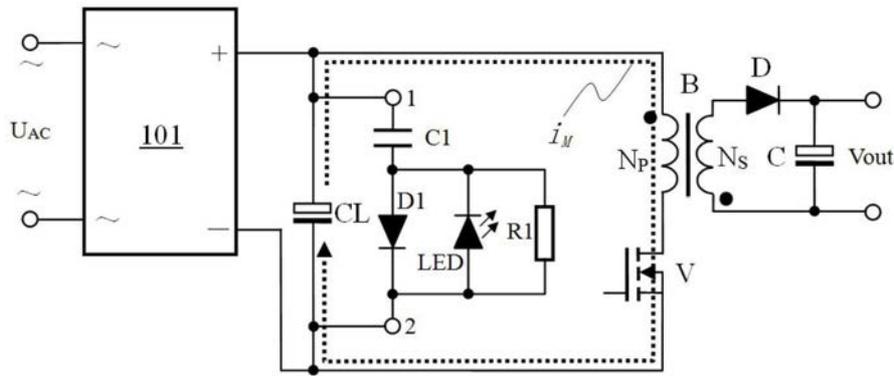


图7

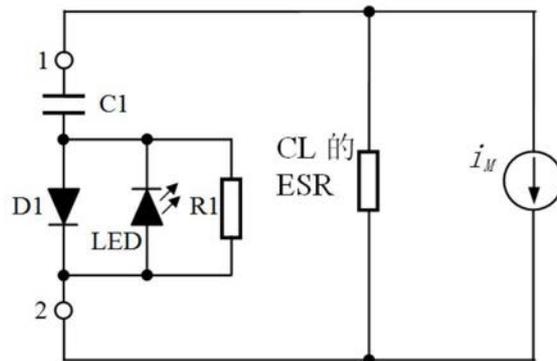


图8