



(12)发明专利

(10)授权公告号 CN 106208646 B

(45)授权公告日 2019.04.19

(21)申请号 201610639666.0

[0054]-[0070]段,附图2.

(22)申请日 2016.08.05

CN 202975207 U,2013.06.05,说明书第

(65)同一申请的已公布的文献号

[0021]-[0025]段,附图1、2.

申请公布号 CN 106208646 A

US 7855514 B2,2010.12.21,全文.

(43)申请公布日 2016.12.07

审查员 王迅

(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.

H02M 1/14(2006.01)

H02M 3/335(2006.01)

(56)对比文件

CN 105491728 A,2016.04.13,说明书第

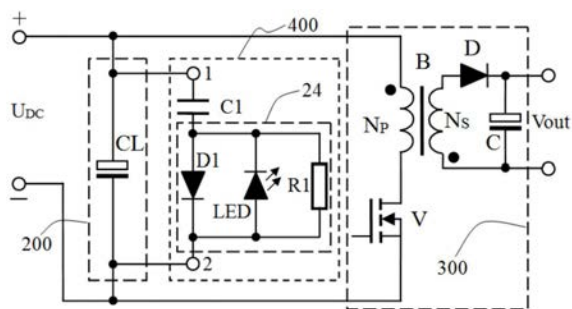
权利要求书1页 说明书10页 附图6页

(54)发明名称

一种直接滤波式开关电源

(57)摘要

一种直接滤波式开关电源,用于包括脉动直流电的场合,包括滤波电路200,主功率级300,以及指示电路400,400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;400与滤波电解CL并联,C1的容量小,整流引起的工频倍频大纹波,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。从而提醒使用者电解CL的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,不使用电感检测。



1. 一种直接滤波式开关电源,用于包括脉动直流电的直流输入,包括滤波电路,主功率级,还包括一个具有两个端子的指示电路,直流输入连接滤波电路,滤波电路和主功率级并联,滤波电路中至少包括一只与主功率级并联的电解电容,其特征是:指示电路与电解电容并联;指示电路包括第一电阻、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个三个器件并联,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、第二端子;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所述的直接滤波式开关电源,其特征在于:还包括另一电容,另一电容也与并联网络串联,并且另一电容和第一电容分别与串联网路的两个端子相连接。

3. 根据权利要求1所述的直接滤波式开关电源,其特征在于:指示电路方案二包括第一电阻、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、第二端子;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. 根据权利要求3所述的直接滤波式开关电源,其特征在于:将第一电阻改为和第一二极管并联。

5. 根据权利要求3所述的直接滤波式开关电源,其特征在于:还包括另一电容,另一电容也与第四网络串联,并且另一电容和第一电容分别与串联网路的两个端子相连接。

6. 根据权利要求1-5任一项所述的直接滤波式开关电源,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。

## 一种直接滤波式开关电源

### 技术领域

[0001] 本发明涉及开关电源领域,特别涉及高可靠性的交流或直流变换为直流的开关电源。

### 背景技术

[0002] 目前,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。由于元件少,电路的可靠性相对就高,所以应用很广。为了方便,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。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,该书在本文中简称为:参考文献1。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也简称为主功率级,实用的电路在整流桥前还加有压敏电阻、NTC热敏电阻、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] 整流桥101一般由四个整流二极管组成,申请号201210056555.9的授权发明说明书中的图4-1、图4-2、图4-3给出了整流桥的几种公知画法;滤波电路200一般由电解CL构成,为了方便,“电解电容”以下都简称为“电解”;为了EMI性能更出色,一般在电解CL两端还会并联一个高频特性好的高压小容量电容;主功率级300包括很多器件,这里只列出功率变压器B,主功率开关管V,一般为MOS管,输出整流二极管D,输出滤波电容C,反激拓扑中的功率变压器B事实上是储能电感,主功率级300其实还包括很多电路,如用于吸收MOS管反峰电压的DCR电路,PWM控制电路,光耦反馈电路,甚至有源钳位电路,其主拓扑不局限于反激电路,可以是双管反激电路、半桥变换器等。

[0004] 随着直流供电的兴起,如太阳能、风力发电设备普及,高压直流供电也开始普及,也出现了采用反激电源作为系统的待机电源等,图1的基本拓扑中,去了整流桥101,即可实现直流供电,也有人喜欢直接从整流桥101的前端采用直流供电,这样效率略低,但可实现交直流两用,且不用区分直流供电时的正负极。

[0005] 国内很多厂家并没有认真执行国家标准,一些输入功率超过75W的应用领域,如台式电脑的供电电源,功率为150W以上,也是采用类似图1的拓扑,主功率级300多采用双管正激,双管正激为业界通俗说法,实际上为半桥变换器;整流桥101中甚至没有串入功率因数校正电感,即整流滤波后,给半桥变换器供电。主功率级300也有采用单管正激、不对称半桥来实现的。

[0006] 整流桥101中串入功率因数校正电感,仍属无源滤波式功率因数校正,不是有源功率因数校正。我们把整流后滤波的开关电源,以及整流桥串入功率因数校正电感,再滤波的开关电源都定义为:直接滤波式开关电源。

[0007] 滤波电路200一般由电解电容CL构成,随着工业领域中智能化系统的推广,使用电解的开关电源的不足之处也随之体现出来,因为使用了电解CL,而该电解的特性也因此限

制了开关电源的用途,电解在高温和低温下的寿命一直是业界难题,众所周知,电容CL经常为400V耐压的电解,而耐压大于250V的电解,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,开关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。

[0008] 电解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。

[0009] 设计一台开关电源时,经常面临电解CL的寿命问题,在实际使用中,很多开关电源达不到使用寿命,其主因就是滤波用的电解提前失效。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。成本较高,且仍然不知道其中开关电源是什么时间失效,也不方便准备备品。

[0010] 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,合格设计的开关电源发生失效,97%以上由滤波的电解先行失效引起。

[0011] 现有的大部份使用电解的开关电源,尚不能对电解的失效进行有效的预先告知。在发明人的申请号201610040060.5的现有专利申请《一种直接滤波式开关电源》中,给出一种解决方案:在电解CL的直流供电回路中串入指示电路,指示电路由发光单元和电感L并联组成,确保直流供电通过电感L的电流方向与发光单元的导通方向相反,当电解CL正常时,开关管V的激磁电流基本上不出现在电感L中,LED不发光;电容CL的ESR上升较大时,V的激磁电流出现在L中,且V关断时,流过L的激磁电流无法突变,经过发光器LED续流,同时驱动LED发光,这样来提醒使用者:开关电源的电解CL的ESR已上升,已存在失效的风险,避免损失的扩大,具有低成本、效率不变、实施容易的特点。为了方便,该专利申请201610040060.5以下称为现有专利A。

[0012] 现有专利A使用了电感L,该电感L在启机时要承受交流电或直流输入的峰值电压,以及对滤波电解CL的前几次充电的大充电电流,即该电感的耐压高、承受的冲击工作电流要求很大,其成本相对来说,不算低。

[0013] 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

[0014] 有鉴于此,本发明要解决现有的使用电解电容滤波的直接滤波式开关电源存在的不足,提供一种直接滤波式开关电源,不使用耐压高、电流大的电感,不改动原有的电路,在滤波电解电容完全失效前,提供指示,实现在开关电源完全失效前的预先告知。

[0015] 本发明的目的是这样实现的,一种直接滤波式开关电源,用于包括脉动直流电的直流输入,包括滤波电路,主功率级,还包括一个具有两个端子的指示电路,直流输入连接滤波电路,滤波电路和主功率级并联,滤波电路中至少包括一只与主功率级并联的电解电容,其特征是:指示电路与电解电容并联。

[0016] 优选地,指示电路方案一包括第一电阻、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个三个器件并联,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、第二端子。

[0017] 优选地,指示电路方案二包括第一电阻、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、第二端子。

[0018] 工作原理将结合实施例,进行详细地阐述。

[0019] 本发明的有益效果为:

[0020] 成本比使用电感的现有技术低,增设的指示电路损耗低,对原变换器的正常工作的变换效率几乎没有影响,接线简单、体积小、使用方便,同样实现: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其它电路。

## 附图说明

[0021] 图1为现有的反激式开关电源用于交流变直流的原理图;

[0022] 图2为使用指示电路方案一的第一实施例的直接滤波式开关电源的原理图,也是第二实施例的原理图;

[0023] 图3为第一实施例中 $U_{DC}$ 直流输入对电解电容产生的充电电流的路径示意图;

[0024] 图4为第一实施例中主功率级开关管驱动电压与激磁电流时序图;

[0025] 图5为第一实施例中电解电容正常时主功率级的激磁电流 $i_m$ 的路径示意图;

[0026] 图6为图5主功率级的激磁电流相关的等效电路图;

[0027] 图7-1为本发明指示电路方案一对应的实施方式一原理图;

[0028] 图7-2为本发明指示电路方案一对应的实施方式二原理图;

[0029] 图7-3为本发明指示电路方案一对应的实施方式三原理图;

[0030] 图7-4为本发明指示电路方案一对应的实施方式四原理图;

[0031] 图7-5为本发明指示电路方案一对应的实施方式五原理图;

[0032] 图7-6为本发明指示电路方案一对应的实施方式六原理图;

[0033] 图8为使用指示电路方案二的第二实施例的直接滤波式开关电源的原理图;

[0034] 图8-1为本发明指示电路方案二对应的实施方式一原理图;

[0035] 图8-2为本发明指示电路方案二对应的实施方式二原理图;

[0036] 图8-3为本发明指示电路方案二对应的实施方式三原理图;

[0037] 图8-4为本发明指示电路方案二对应的实施方式四原理图;

[0038] 图9为第三实施例的直接滤波式开关电源的原理图。

## 具体实施方式

[0039] 第一实施例

[0040] 图2示出了本发明第一实施例的直接滤波式开关电源的原理图,用于包括脉动直流电的直流输入,直流输入以 $U_{DC}$ 示出,包括滤波电路200,主功率级300,还包括一个具有两个端子的指示电路400,直流输入 $U_{DC}$ 连接滤波电路200,滤波电路200和主功率级300并联,滤波电路200中至少包括一只与主功率级并联的电解CL,其特征是:指示电路400与电解CL并联,指示电路400至少包括第一电阻R1、第一电容C1、第一二极管D1和第一发光二极管LED。

[0041] 脉动直流电:见图1,交流电经过整流桥101后,若没有滤波电路,那么,就会得到频率是交流电二倍的脉动直流电,背景技术中,申请号201210056555.9有详细介绍。

[0042] 指示电路的方案一: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这个三个器件并联,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,就是指示电路400,串联网络400的两个端子分别为第一端子1、第二端子2,该串联网络400也是本发明的直接滤波式开关电源的功能主体。

[0043] 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。

[0044] 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组成直接滤波式开关电源,开关电源使用了25W反激电源,型号为申请人公司的LH25-10B12未灌封的半成品,其滤波用电解为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。

[0045] 要注意的是:图2指示电路400直接与开关电源中电解CL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。下文会专门讲解。

[0046] 当第一实施例以正向并联方式焊入,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。

[0047] 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:

[0048] 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。

[0049] 此时,图2中的发光管LED发光,且工作电流的平均值实测为1.6mA。

[0050] 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。

[0051] 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。

[0052] 工作原理:参见图3,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。

[0053] 当电解CL正常时, $U_{DC}$ 前端的整流桥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,整流桥101产生的充电电流的路径见图3,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。

[0054] 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。若 $U_{DC}$ 为持续直流,那么,低频纹波点亮LED这一问题将不存在。

[0055]  $0.033\ \mu\text{F}$ 的电容对100Hz的交流低频纹波,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 $0.20\ \text{mA}$ ,峰值为 $0.40\ \text{mA}$ ,R1为22K,其压降应为8.8V,事实上,LED也没有发光,原因:参见图3,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。

[0056] 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。若端子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,整流桥101对CL充电时,LED就会发光,电路是不成功的,R1的取值要进行调整才可以。

[0057] 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4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5。

[0058] 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4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。

[0059] 25W反激功率级300的工作频率为65KHz,在220VAC输入下,满载最大占空比为0.24。主功率级300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6,为 $U=IR=0.816\times 0.5=0.408\ \text{V}$ 。即在图6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4中 $i_M$ 的波形,显然0.408V的峰值不足以让LED导通而发光。

[0060] 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6,为 $U=IR=0.816\times 5.5=4.48V$ 。即在图6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4中 $i_M$ 的波形,显然4.48V的峰值足以让LED导通而发光。

[0061]  $C_1$ 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,并起限流作用,调节其容量可以得到不同的工作电流。

[0062] 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,本发明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。

[0063]  $C_1$ 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。

[0064] 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,把直接滤波式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。

[0065] 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。

[0066]  $C_1$ 和并联网络24串联说明: $C_1$ 和并联网络24串联,由于是串联回路,互换位置后功能相同,所以指示电路的案一包括的串联方式有多种,但功能都相同,如下述:

[0067] (a)  $D_1$ 的阴极向下, $C_1$ 在上边,如图2中400、或独立出来的图7-1所示, $D_1$ 的阳极连接 $C_1$ 的一端, $C_1$ 的另一端为指示电路的第一端子1, $D_1$ 的阴极为指示电路的第一端子2;

[0068] (b)  $D_1$ 的阴极向下, $C_1$ 在下边,如图7-2所示, $D_1$ 的阴极连接 $C_1$ 的一端, $D_1$ 的阳极为指示电路的第一端子1, $C_1$ 的另一端为指示电路的第二端子2;

[0069] (c)  $D_1$ 的阴极向上, $C_1$ 在上边,如图7-3所示, $D_1$ 的阴极连接 $C_1$ 的一端, $C_1$ 的另一端为指示电路的端子1; $D_1$ 的阳极为指示电路的端子2;事实上,这与上述(b)的图7-2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7-3的端子1和2互换一下,完全与图7-2的(b)相同;

[0070] (d)  $D_1$ 的阴极向上, $C_1$ 在下边,如图7-4所示, $D_1$ 的阳极连接 $C_1$ 的一端, $C_1$ 的另一端为指示电路的端子2; $D_1$ 的阴极为指示电路的端子1;事实上,这与上述的图7-1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7-1的(a)相同。

[0071] 即真正有效的连接方式只有上述的图7-1的(a)和图7-2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7-2的(b)方式就是把图7-1的(a)方式的C1和网络24互换位置而已,即本质上,图7-1的(a)和图7-2的(b)方式是等效的。即指示电路的方案一包括了上述的四种连接方式。

[0072] 另外,电容C1可用两只电容串联得到,那么,把图7-1的电容C1,用电容C1a和C1b串联替代,就得到图7-5的实施方式,图7-1的电路和图7-5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7-6示出的实施方式。

[0073] 把图7-2的电路、图7-3的电路、图7-4的电路、图7-5的电路、图7-6的电路替换图2中指示电路400,都可以正常工作,图7-3和图7-4中的R1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。图7-6的电路替换图2中指示电路400得到的实施方式,有其优点:当电源的开关频率比较高时,电容C1a和C1b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,因为市电的频率低,透过电容C1a和C1b的漏电流容易控制在限定值以下来实现安规达标。

[0074] 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,其实是一个系列实施例。第一实施例中流过发光管LED的电流不是直流电,而是与功率级300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,这会给后续的电路造成麻烦。第二实施例示出了解决方案。

[0075] 第二实施例

[0076] 第二实施例参见图8,图8示出了本发明第二实施例的直接滤波式开关电源的原理图,用于包括脉动直流电的直流输入,直流输入以 $U_{DC}$ 示出,包括滤波电路200,主功率级300,还包括一个具有两个端子的指示电路400,直流输入 $U_{DC}$ 连接滤波电路200,滤波电路200和主功率级300并联,滤波电路200中至少包括一只与主功率级并联的电解CL,其特征是:指示电路400与电解CL并联,指示电路400至少包括第一电阻R1、第一电容C1、第一二极管D1和第一发光二极管LED。

[0077] 指示电路采用方案二:指示电路400还包括第二电阻R2、第二电容C2、第二二极管D2;若放到一起描述,即为:指示电路400包括第一电阻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,为了简洁,把图8中的指示电路400独立出来,参见图8-1中,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,并形成串联的两端子网络,就是指示电路400,所述的串联的两端子网络400简称为串联网络,串联网络400的两个端子分别为第一端子1、第二端子2,该串联网络400也是本发明的直接滤波式开关电源的功能主体。

[0078] 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。

[0079] 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。

[0080] 工作原理:参见图8,当电解CL正常时,其ESR为 $0.5\ \Omega$ ,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。

[0081] 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整流后,C2滤波后,在R1的两端形成的电压不足以点亮LED。

[0082] 而随着电解CL的ESR上升,功率级300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CL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。

[0083] 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。

[0084] 元件参数为:C1为473/500V的贴片电容,标称容量为 $0.047\ \mu\text{F}$ ,C2为104/16V的贴片电容,D1和D2均为1N4148,R2为1K,R1为10K,LED为3AR2UD。

[0085] 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 $0.9\ \text{mA}$ ;把直接滤波式开关电源的负载降至30%,LED仍发光,工作电流降至 $0.33\ \text{mA}$ ,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。

[0086] 第二实施例也有多种实施方式,构成系列实施方式,网络21中的R2与LED串联存在两种连接方式:

[0087] (a) LED的阴极与R2的一端相连接,参见图8-1中的网络21中所示;

[0088] (b) LED的阳极与R2的一端相连接,参见图8-2中所示;

[0089] 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:

[0090] (a) 网络22的阴极与D2的阳相连接,参见图8-1所示;

[0091] (b) 网络22的阳极与D2的阴相连接,参见图8-3所示;

[0092] 第四网络24再与第一电容C1串联,也存在两种方式:

[0093] (a) 网络24的D1阳极与C1一端相连,参见图8-1所示;

[0094] (b) 网络24的D1阴极与C1一端相连,参见图8-2所示;

[0095] 第二实施例中,指示电路400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,它们是等效的。

[0096] 事实上,把电阻R1像图8-4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。

[0097] 把图8-2的电路、图8-3的电路、图8-4的电路替换图8中指示电路400,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。

[0098] 可见,本发明确实可以解决现有技术中的问题,以较小的元件、成本获得想要的有益效果。

[0099] 第三实施例示出的,是同时把功率级300和滤波电路200都换成其它实施方式。

[0100] 第三实施例

[0101] 参见图9,图9示出了本发明第三实施例的直接滤波式开关电源的原理图,用于包括脉动直流电的直流输入,直流输入以 $U_{DC}$ 示出,包括滤波电路200,主功率级300,还包括一个具有两个端子的指示电路400,直流输入 $U_{DC}$ 连接滤波电路200,滤波电路200和主功率级300并联,滤波电路200中至少包括一只与主功率级并联的电解CL,其特征是:指示电路400与电解CL并联,指示电路400至少包括第一电阻R1、第一电容C1、第一二极管D1和第一发光二极管LED。

[0102] 指示电路采用方案一:指示电路包括第一电阻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这个三个器件并联,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,就是指示电路400,串联网路400的两个端子分别为第一端子1、第二端子2,该串联网路400也是本发明的直接滤波式开关电源的功能主体。

[0103] 滤波电路200和主功率级300并联,并联时注意不要接反,确保主功率级没有接反,这对于本技术领域的人来说,是基本技能。

[0104] 本实施例主功率级300为半桥电路,为了适应半桥电路的连接方式,滤波电路200由两只容量相同的较低耐压的电解CL1、CL2串联而成,连接点连接到半桥电路上,图中没有画出与电解电容并联的均压电阻;C31为改善偏磁性能的耦合电容,变压器B的另一边为通用的输出整流电路。

[0105] 指示电路400与电解CL并联,电解CL为电解CL1、CL2串联而成,基于第一实施例的工作原理,第三实施例同样实现发明目的。

[0106] 同样,把图7-2的电路、图7-3的电路、图7-4的电路、图7-5的电路、图7-6的电路、图8-1的电路、图8-2的电路、图8-3的电路、图8-4的电路替换图9中指示电路400,都可以正常工作。

[0107] 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,如将光耦中的发光器,即光耦中的发光二极管作为第一发光二极管;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。

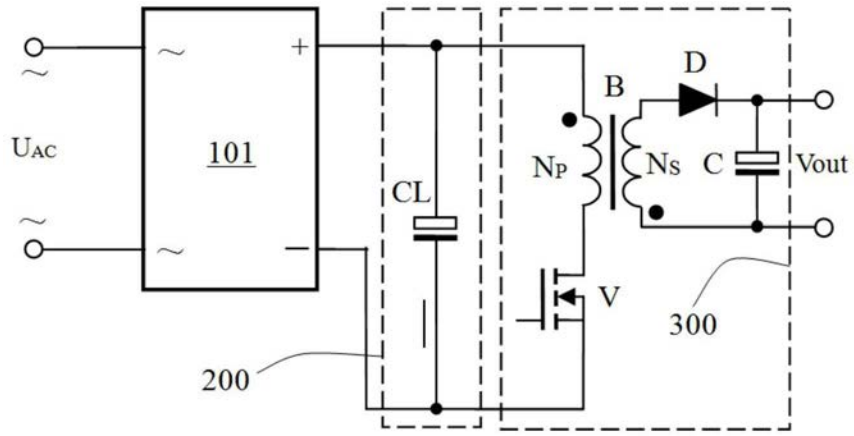


图1

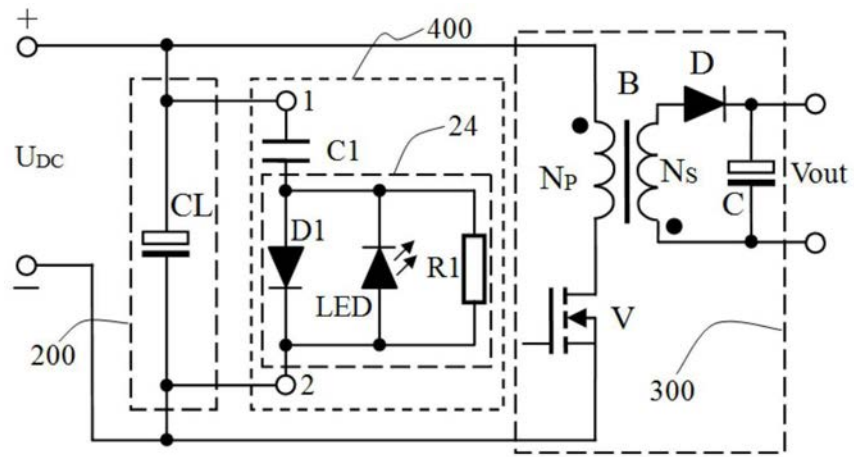


图2

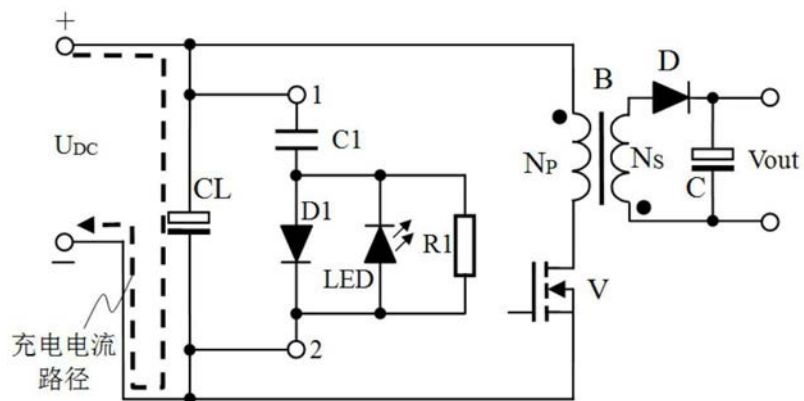


图3

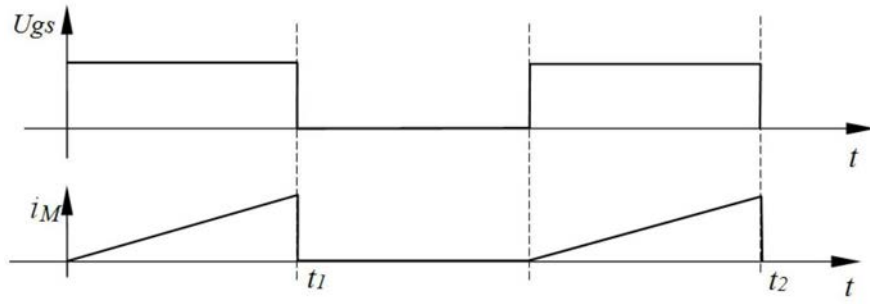


图4

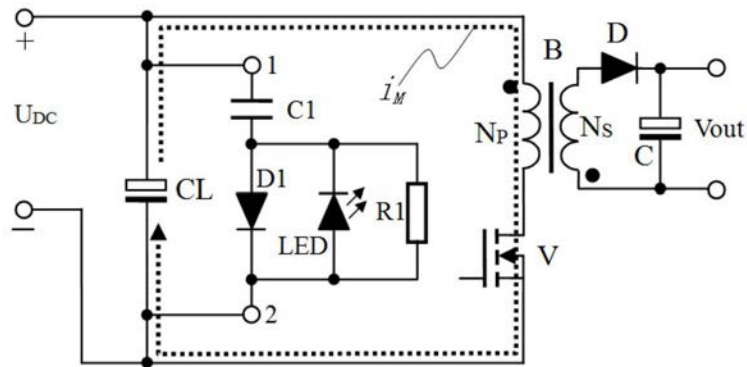


图5

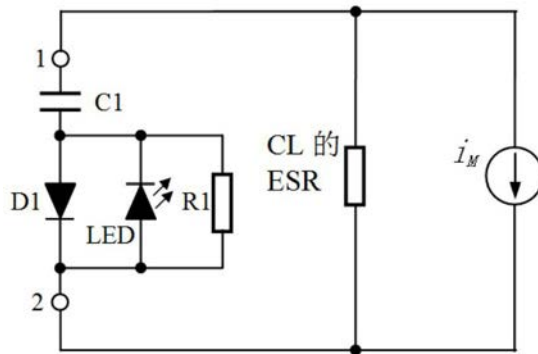


图6

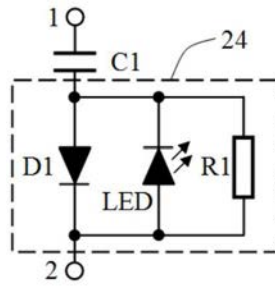


图7-1

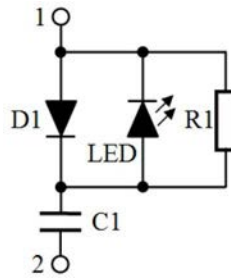


图7-2

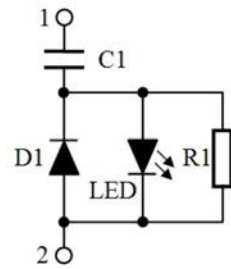


图7-3

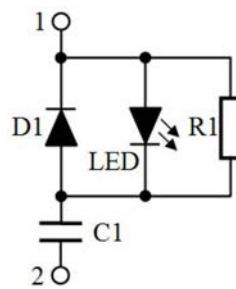


图7-4

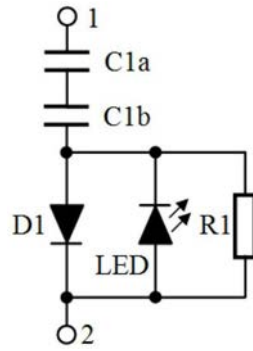


图7-5

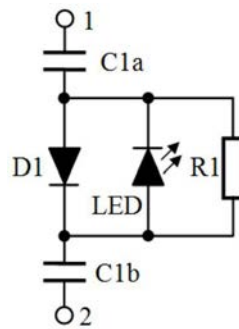


图7-6

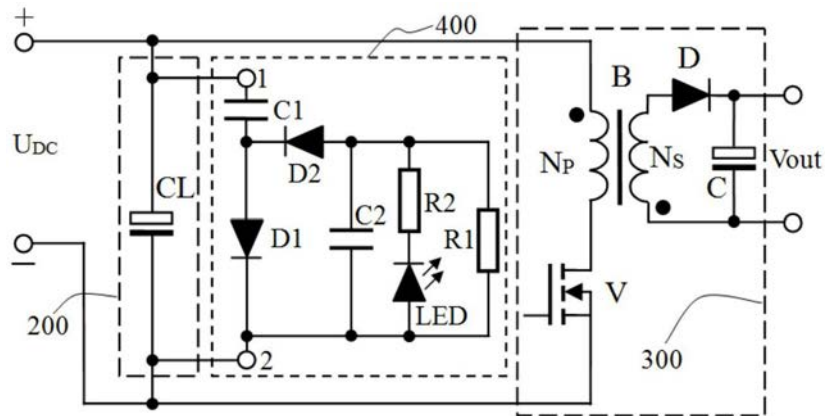


图8

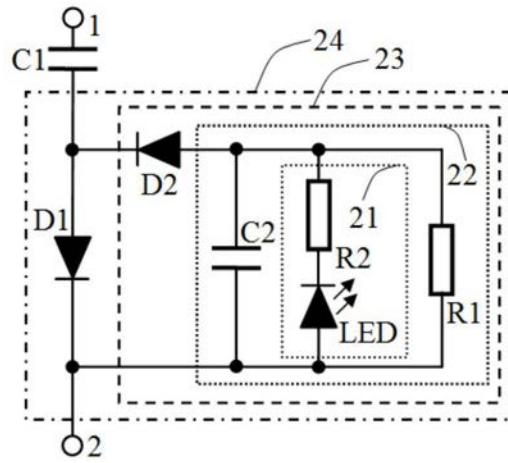


图8-1

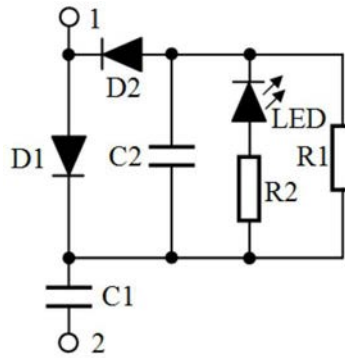


图8-2

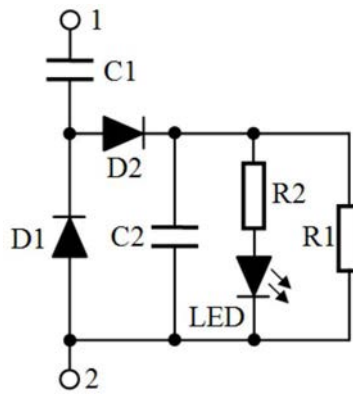


图8-3

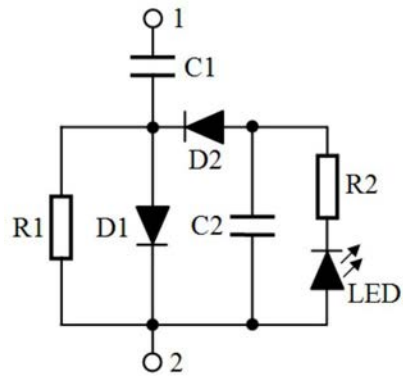


图8-4

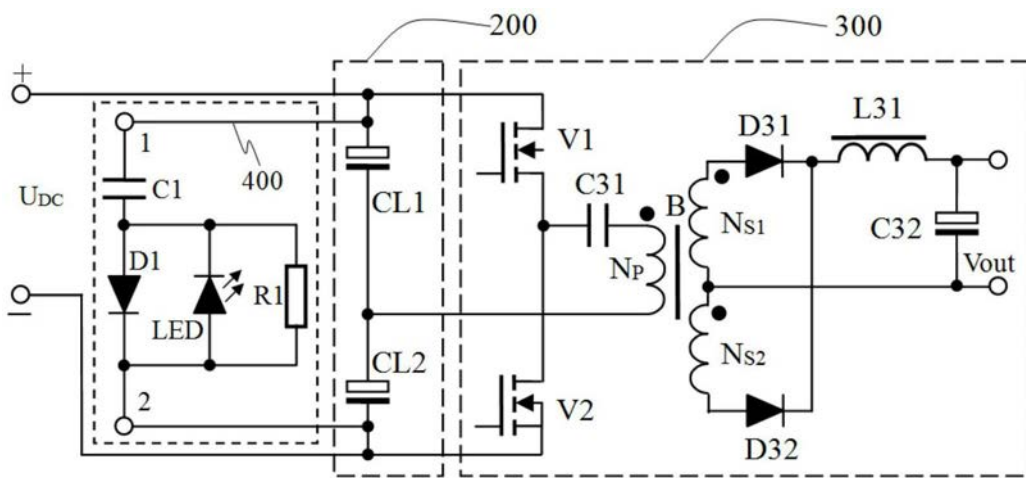


图9