



(12)发明专利申请

(10)申请公布号 CN 110829809 A

(43)申请公布日 2020.02.21

(21)申请号 201910970363.0

(22)申请日 2019.10.13

(71)申请人 国网山东省电力公司莱芜供电公司

地址 271100 山东省济南市莱芜区鲁中西
大街21号

申请人 国家电网有限公司

(72)发明人 吕赞 王东华 李波 张建民

宋建国 高飞 马如伟 马伟

黄俊生 张文娟 亓付华 赵萌

刘国庆

(74)专利代理机构 济南舜源专利事务所有限公
司 37205

代理人 刘雪萍

(51)Int.Cl.

H02M 1/14(2006.01)

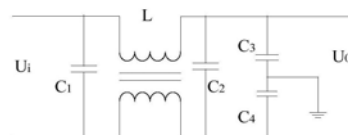
权利要求书1页 说明书7页 附图1页

(54)发明名称

一种开关电源谐波抑制装置

(57)摘要

本发明提供一种开关电源谐波抑制装置,包括:整流桥、滤波器和高频变压器,所述整流桥输出端连接滤波器输入端,所述滤波器输出端连接高频变压器输入端,所述高频变压器输出端连接开关电源的逆变器;所述滤波器包括第一电容、第二电容、第三电容、第四电容和电感;所述第一电容并联在电感输入端;所述第二电容并联在电感输出端;所述第三电容和第四电容串联支路与第二电容并联;所述第三电容与所述第四电容之间设有地线;第一电容和第二电容为差模干扰滤除电容;第三电容和第三四电容为共模干扰滤除电容。本发明利用反激式变换电路的特点,设计了一种多端反激式开关电源,可提供两路输出电压,为了使输出电压更平稳,最大限度的提高了电源的效率。



1. 一种开关电源谐波抑制装置,其特征在于,包括:整流桥、滤波器和高频变压器,所述整流桥输出端连接滤波器输入端,所述滤波器输出端连接高频变压器输入端,所述高频变压器输出端连接开关电源的逆变器;所述滤波器包括第一电容、第二电容、第三电容、第四电容和电感;所述第一电容并联在电感输入端;所述第二电容并联在电感输出端;所述第三电容和第四电容串联支路与第二电容并联;所述第三电容与所述第四电容之间设有地线;第一电容和第二电容为差模干扰滤除电容;第三电容和第三四电容为共模干扰滤除电容。

2. 根据权利要求1所述的开关电源谐波抑制装置,其特征在于,所述差模干扰滤除电容采用容量大小为 $0.1\mu\text{F}$ 的薄膜电容;所述共模干扰滤除电容采用容量大小为 2.2nF 的陶瓷电容;所述电感取大小为 6mH ,额定电压值为 250V ,额定电流为 6A 的电感。

3. 根据权利要求1所述的开关电源谐波抑制装置,其特征在于,所述整流桥输入端连接前级保护电路,所述前级保护电路包括 $2\text{A}/250\text{V}$ 熔断管、负温度热敏电阻和压敏电阻;所述熔断管与负温度热敏电阻并联;所述压敏电阻一端连接熔断管输出端,另一端连接负温度热敏电阻输出端。

4. 根据权利要求1所述的开关电源谐波抑制装置,其特征在于,所述整流桥耐压值超过 442V 。

5. 根据权利要求1所述的开关电源谐波抑制装置,其特征在于,所述整流桥选用 $6\text{A}/600\text{V}$ 规格的整流桥。

6. 根据权利要求1所述的开关电源谐波抑制装置,其特征在于,所述整流桥输出端与滤波电容并联,所述滤波电容大小为 $12\mu\text{F}$ 。

一种开关电源谐波抑制装置

技术领域

[0001] 本发明属于开关电源技术领域,具体涉及一种开关电源谐波抑制装置。

背景技术

[0002] 当前正处于高新技术发展的时期,开关电源已经广泛使用,在日常生活中有非常重要的地位。当前随着电源技术的不断发展,开关电源开始向着集成化,高效率方向发展,对于高性能、高功率因数电源技术的要求也渐渐提高。虽然开关电源设计比较复杂,某些指标可能不如线性稳压器,但是高频开关稳压电源具有体积小、重量轻、效率高、性能稳定等突出优点而得到广泛使用。现代开关电源的效率值通常为百分之六十五至九十五,这比传统的线性稳压电源效率要高得多,这也正是现代开关电源逐渐替代传统电源的主要原因。

[0003] 目前国内外开关电源更倾向于小型化、高频化和轻量化,效率和可靠性更高,更加数字化。开关电源的一次整流桥,由于非线性期间,形成电流的是非常严重失真并含有丰富的谐波的正弦半波,因此导致了一系列的传导干扰和辐射干扰。因此现有开关电源输出电压并不平稳,限制了开关电源在一些领域的使用。

发明内容

[0004] 针对现有技术的上述不足,本发明提供一种开关电源谐波抑制装置,以解决上述技术问题。

[0005] 本申请实施例提供一种开关电源谐波抑制装置,包括:整流桥、滤波器和高频变压器,所述整流桥输出端连接滤波器输入端,所述滤波器输出端连接高频变压器输入端,所述高频变压器输出端连接开关电源的逆变器;所述滤波器包括第一电容、第二电容、第三电容、第四电容和电感;所述第一电容并联在电感输入端;所述第二电容并联在电感输出端;所述第三电容和第四电容串联支路与第二电容并联;所述第三电容与所述第四电容之间设有地线;第一电容和第二电容为差模干扰滤除电容;第三电容和第三四电容为共模干扰滤除电容。

[0006] 在本申请的一种实施方式中,所述差模干扰滤除电容采用容量大小为 $0.1\mu\text{F}$ 的薄膜电容;所述共模干扰滤除电容采用容量大小为 2.2nF 的陶瓷电容;所述电感取大小为 6mH ,额定电压值为 250V ,额定电流为 6A 的电感。

[0007] 在本申请的一种实施方式中,所述整流桥输入端连接前级保护电路,所述前级保护电路包括 $2\text{A}/250\text{V}$ 熔断管、负温度热敏电阻和压敏电阻;所述熔断管与负温度热敏电阻并联;所述压敏电阻一端连接熔断管输出端,另一端连接负温度热敏电阻输出端。

[0008] 在本申请的一种实施方式中,所述整流桥耐压值超过 442V 。

[0009] 在本申请的一种实施方式中,所述整流桥选用 $6\text{A}/600\text{V}$ 规格的整流桥。

[0010] 在本申请的一种实施方式中,所述整流桥输出端与滤波电容并联,所述滤波电容大小为 $12\mu\text{F}$ 。

[0011] 本发明的有益效果在于,

[0012] 本发明提供的开关电源谐波抑制装置,利用了反激式变换电路的特点,设计了一种多端反激式开关电源,可提供两路输出电压,为了使输出电压更平稳,最大限度的提高了电源的效率。

[0013] 此外,本发明设计原理可靠,结构简单,具有非常广泛的应用前景。

附图说明

[0014] 为了更清楚地说明本发明实施例或现有技术中的技术方案,下面将对实施例或现有技术描述中所需要使用的附图作简单地介绍,显而易见地,对于本领域普通技术人员而言,在不付出创造性劳动的前提下,还可以根据这些附图获得其他的附图。

[0015] 图1是本申请一个实施例的装置的滤波器结构示意图图;

[0016] 图2是本申请一个实施例的装置的前级保护电路的结构示意图;

[0017] 图3是本申请一个实施例的装置的整流桥的结构示意图。

具体实施方式

[0018] 为了使本技术领域的人员更好地理解本发明中的技术方案,下面将结合本发明实施例中的附图,对本发明实施例中的技术方案进行清楚、完整地描述,显然,所描述的实施例仅仅是本发明一部分实施例,而不是全部的实施例。基于本发明中的实施例,本领域普通技术人员在没有做出创造性劳动前提下所获得的所有其他实施例,都应当属于本发明保护的范围。

[0019] 需要说明的是,在不冲突的情况下,本发明中的实施例及实施例中的特征可以相互组合。

[0020] 在本发明的描述中,术语“第一”、“第二”等仅用于描述目的,而不能理解为指示或暗示相对重要性或者隐含指明所指示的技术特征的数量。由此,限定有“第一”、“第二”等的特征可以明示或者隐含地包括一个或者更多个该特征。在本发明的描述中,除非另有说明,“多个”的含义是两个或两个以上。

[0021] 在本发明的描述中,需要说明的是,除非另有明确的规定和限定,术语“安装”、“相连”、“连接”应做广义理解,例如,可以是固定连接,也可以是可拆卸连接,或一体地连接;可以是机械连接,也可以是电连接;可以是直接相连,也可以通过中间媒介间接相连,可以是两个元件内部的连通。对于本领域的普通技术人员而言,可以通过具体情况理解上述术语在本发明中的具体含义。

[0022] 下面将参考附图并结合实施例来详细说明本发明。

[0023] 实施例1

[0024] 本实施例提供一种开关电源谐波抑制装置,包括:整流桥、滤波器和高频变压器,所述整流桥输出端连接滤波器输入端,所述滤波器输出端连接高频变压器输入端,所述高频变压器输出端连接开关电源的逆变器。

[0025] 请参考图1,滤波器包括第一电容、第二电容、第三电容、第四电容和电感;所述第一电容并联在电感输入端;所述第二电容并联在电感输出端;所述第三电容和第四电容串联支路与第二电容并联;所述第三电容与所述第四电容之间设有地线;第一电容和第二电容为差模干扰滤除电容;第三电容和第三四电容为共模干扰滤除电容。

[0026] ①X电容的选择:跨接在火线和零线之间,用于消除差模干扰的电容称为X电容,它包括X1、X2、X3三类。X2电容范围是1nF~1 μ F,常被用在EMI滤波器中。在开关电源电路中,最佳电容是0.1~0.33 μ F,图1中EMI滤波器中的C1和C2这两个X2电容,本设计采用容量大小为0.1 μ F的薄膜电容 [30]。

[0027] ②Y电容的选择:Y电容主要有:Y1、Y2、Y3、Y4四种类型。在开关电源中常用的是Y1和Y2电容。跨接在安全绝缘区的两端,即接在一次侧和二次侧之间的电容是Y1电容,它的额定电压为交流250V。Y1电容的作用是提供回路路径为电流从一次侧到二次侧耦合,同时也防止该电流通过二次侧的耦合到大地。它的常用容量范围是1~3nF,有经验可知适当增加Y1电容的容量可降低共模EMI噪声,但同时对地的漏电流会增加,所以本设计采用容量大小为2.2nF的陶瓷电容,是一种相对折中的方法。

[0028] ③共模电感的选择:在共模电感中,它的主要作用是滤除共模干扰和抑制自身不发出干扰,从而能够避免其他原因对设备正常工作造成影响。它实际上就是一个双向滤波器,在同一个铁芯上,绕着两个线圈,线圈的匝数和相位都是相同的[31]。当有电流通过时,就相当于一个大的电感,在线圈上产生了共模信号的磁通量相互得到加强,而差模信号的磁通量在铁芯中都将相互抵消掉。同类型电路设计中,共模电感典型值一般取10~33mH,通常取 5~33mH。本次设计根据经验取6mH,额定电压值为250V,额定电流为6A,最终经验证电路工作良好,各个元器件无发热过大等不良现象发生。

[0029] 实施例2

[0030] 本实施例提供一种开关电源谐波抑制装置,包括:整流桥、滤波器和高频变压器,所述整流桥输出端连接滤波器输入端,所述滤波器输出端连接高频变压器输入端,所述高频变压器输出端连接开关电源的逆变器。

[0031] 在整流桥输入端连接前级保护电路,前级保护电路如图2所示。开关电源的安全性和可靠性很大程度上由保护电路决定,因此输入端的保护电路就显得尤为重要。本实施例的前级保护电路采用2A/250V熔断管代替其熔断丝,选用NTC10D-9作为负温度热敏电阻,选用MYG14K471作为压敏电阻。其中2A/250V熔断管起过流保护的作用,NTC10D-9可进行通电瞬间的过流保护, MYG14K471用于吸收浪涌电压,防雷击保护。其中熔断管与负温度热敏电阻并联;所述压敏电阻一端连接熔断管输出端,另一端连接负温度热敏电阻输出端。

[0032] 实施例3

[0033] 本实施例提供一种开关电源谐波抑制装置,包括:整流桥、滤波器和高频变压器,所述整流桥输出端连接滤波器输入端,所述滤波器输出端连接高频变压器输入端,所述高频变压器输出端连接开关电源的逆变器。

[0034] 如图3所示,整流桥包括交流输入端和直流输出端各两个,共有4个引出端,为了得到纹波较小的直流电压,加入LC滤波后能减小纹波和谐波成分。由图3 可知,如果要向负载中提供电流,当电源端输入端峰值电压幅值大于滤波电容两端的电压副值时, i_{ac} 的值才大于零,也就是电网才能向负载提供电流。输入电流 i_{ac} 呈尖脉冲形式,与电压不同相位,对电流进行傅立叶分解后会得到一系列的谐波,导致输入电源为0.6~0.7的低功率因数。电网交流电压的频率为50 Hz,从理论上分析,图3中要为负载提供纹波很小的直流电流,需在整流输出端串一个大电感,这样负载直流近似为直流 I_d 。电感电流不能突变,同时开关管在导通或者关断时都有上升和下降时间。单相整流负载电流含有奇次谐波。分析单相整流输入

电压与电流的相位关系以及单相整流负载电流的谐波成分,单相整流输入端和负载端都存在高次谐波。同理三相不控整流的输入端和负载端也存在高次谐波。以上分析的是不控整流,而在整流电源中,通常采用可控整流,即通过控制晶闸管的导通角来控制输出电压的大小,无论是单相可控整流还是三相可控整流,其开关管的导通不是过零导通,如果采用闭环控制,其导通角随时在变化,因此,在可控整流中,其输入端和负载端存在的谐波成分比不控整流的谐波成分大。

[0035] 整流桥的主要参数主要包括最大反向漏电流 I_R (μA)、反向峰值电压 U_{RM} (V)、正向压降 U_F (V)、正向的峰值浪涌电流 I_{FSM} (A) 和平均整流电流 I_d (A)。

[0036] 根据文献显示,整流桥的反向击穿电压 U_{BR} 应当满足以下要求

$$[0037] \quad V_{BR} \geq 1.25\sqrt{2}AC(\max)$$

[0038] 按照最大交流电压为250V进行设计,根据上式计算可得

$$[0039] \quad V_{BR} \geq 1.25 \times \sqrt{2} \times 250 \approx 442V$$

[0040] 所以应该选用耐压值大于442V的整流桥,本设计中 U_{max} 为250V,为进一步提高耐压值选择裕量约在1.5倍,所以通过计算得整流桥反向击穿电压一般在约为600V。需要指出的是,如果是四只硅材料整流管来组成整流桥,则整流桥还要进一步提高,按照二极管耐压值选择宁高勿低的原则,以使整流桥工作更安全可靠。

[0041] 下面设整流桥的额定有效电流值为 I_{BR} ,输入电流的有效值为 I_{RMS} ,应当满足要求 $I_{BR} \geq 2I_{RMS}$ 。 I_{RMS} 的计算公式如下

$$[0042] \quad I_{RMS} = \frac{P_0}{\eta U_{min} \cos \varphi}$$

[0043] 其中, P_0 是开关电源的输出功率;

[0044] η 是电源的效率;

[0045] U_{min} 是交流输入电压最小值;

[0046] $\cos \varphi$ 是开关电源的功率因数[34]。

[0047] 由设计可知, $I_{RMS} = \frac{60}{0.85 \times 250 \times 0.9} = 0.314A$,又有 $I_{BR} \geq 2I_{RMS} \approx 0.628A$ 。在选择时,

要留有一定的余量,所以本设计选择低成本的整流桥6A/600V。

[0048] 在滤波电路中,输入的电压经过整流桥滤波,在经过滤波器进行充放电作用后,输出的纹波会大大减少,所以电压波形会变得更加平稳光滑。但是由于整流电路中滤波电容量很大,加入它的电容值太低就会影响电压的脉动,这样的话就会在电容上增加了很大的成本[35]。在大多数情况下使用电解电容作为滤波电容。为整流滤波电容滤波波形,虚线代表的是整流后滤波的波形。在时间为 $2t_c$ 即在50Hz频率段内,电容进行充电两次。

[0049] 下面介绍计算 C_5 的具体方法:设“ U_{min} ”为交流电压 U 的最小值,经过桥式整流和 C_5 滤波后,在 $U=U_{min}$ 的情况下输入电压波形,当输入功率达到最大值 ($P_0=P_m$),电源效率 $\eta=85\%$,整流桥的导通响应时间 t_c 设定为2.5ms时,在直流高压的最小值 $V(\min)$ 上还叠加了由输入电容 C_5 ,在放电过程中形成的幅度为 V_R 的一次侧脉动电压。 C_5 的值可通过式(3.4)进行计算

$$[0050] \quad C_s = \frac{2P_0 \left(\frac{1}{2f} - t_c \right)}{\eta (2U_{\min}^2 - V_{\min}^2)}$$

[0051] 代入数据得

$$[0052] \quad C_s = \frac{2 \times 60 \left(\frac{1}{2 \times 50} - 2 \times 10^{-3} \right)}{0.85 \times (2 \times 110^2 - 115^2)} \approx 10.29 \mu\text{F}$$

[0053] 在留有一定的余量后,本实施例采用滤波电容C5为12μF。

[0054] 实施例4

[0055] 本实施例提供一种开关电源谐波抑制装置,包括:整流桥、滤波器和高频变压器,所述整流桥输出端连接滤波器输入端,所述滤波器输出端连接高频变压器输入端,所述高频变压器输出端连接开关电源的逆变器。

[0056] 其中高频变压器的规格参数采用AP法确定,具体过程如下:

[0057] (1) 确定变比N

$$[0058] \quad N = \frac{N_p}{N_s}, N = \frac{V_{OR}}{V_0 + V_D}$$

[0059] 其中,输出二极管管压降 V_D 取1V, N_p 为初级匝数, N_s 为次级匝数,可得匝比

$$[0060] \quad n_1 = \frac{V_{OR}}{V_{01} + V_D} = \frac{147.5}{12 + 1} = 11.35$$

$$[0061] \quad n_2 = \frac{V_{OR}}{V_{02} + V_D} = \frac{147.5}{5 + 1} = 24.58$$

[0062] (2) 输入和输出功率的估算输出功率可以根据输入输出电压和电流的大小得出:

$$[0063] \quad P_0 = U_{01} I_{01} + U_{02} I_{02} = 12 \times 2 + 5 \times 0.5 = 26.5 \text{ W}$$

$$[0064] \quad P_{in} = \frac{P_0}{\eta} = \frac{26.5}{0.85} = 32 \text{ W}$$

[0065] (3) 计算直流输入电压和电流的最大值

$$[0066] \quad U_{dc \max} = 265 \times \sqrt{2} \approx 374.77 \text{ V}$$

$$[0067] \quad U_{dc \min} = 85 \times \sqrt{2} \approx 120.21 \text{ V}$$

[0068] (4) 确定占空比Dmax根据交流输入电压,可以由计算得到最小输入直流电压和最大输入直流电压

$$[0069] \quad D_{\max} = \frac{V_{OR}}{V_{OR} + V_{dc \min}} = \frac{147.5}{147.5 + 120.21} \approx 0.49$$

[0070] 所以选择占空比为0.5。下表格为根据输入工作电压范围来选择参考电压。

[0071] 表3.1输入电压的选择

[0072] Table.3.1 Input Voltage Selection

[0073]

电压工作范围	MIN	MAX	DC _{min}	DC _{max}	初级反射输出电压
	U _{acmin}	U _{acmax}	U _{dcmin}	U _{dcmax}	DC _{MIN}
100-200V	85V	132V	94V	187V	60V
85-265V	85V	265V	94V	371V	135V
230-240V	195V	253V	253V	354V	135V

[0074] (5) 选择磁芯

[0075] 大多数开关电源最常用的软磁性材料是铁氧体材料,主要是因为它不仅是电阻率比较高,而且价格比较低、涡流损耗少。为了能够简化设计过程,本设计采用AP法。AP法在前面已经介绍,如果面积以平方毫米为单位,那么相应的AP 的单位就是以毫米为单位的四次方[41]。利用面积乘法可以很容易的计算出变压器磁芯额定功率的大小,磁芯的尺寸可以在设计扼流圈的时候进行选择,变压器其他的重要参数也可以用AP值法求出。

$$[0076] \quad AP = A_w \times A_e = \frac{P_{in} \times 10^2}{2 \times F \times B_m \times J \times K_u \times K_i}$$

[0077] 在式中,AP为面积乘积,A_e为贴心截面积,A_w为贴心窗口面积,B_m为工作磁感应强度,P_{in}为输入功率,f为频率,一般取值为0.1~0.25;J为电流密度,一般取4;K_u是窗口利用系数,一般取值(0.2~0.4);K_i是铁芯间隙系数,一般取值为1.0。所以

$$[0078] \quad AP = A_w \times A_e = \frac{P_{in} \times 10^2}{2 \times F \times B_m \times J \times K_u \times K_i} = \frac{34 \times 10^2}{2 \times 50 \times 10^3 \times 0.2 \times 4 \times 0.3 \times 1} \approx 0.1417 \text{cm}^4$$

[0079] 查表得,选择磁芯型号为EE22,L_e为39.40mm²,A_e为41.00mm²。

[0080] 表3.2磁芯AP值表格

[0081] Table.3.2 core values form AP

[0082]

TYPE	MATERIAL	Dimensions(mm)	AP	A _e	A _w	L _e
		A*B*C	(mm ⁴)	(mm ²)	(mm ²)	(mm)
EE20/20/5	PC40	20.15*10*5.1	0.1572	31.00	50.70	43.00
EE22	PC40	22*9.35*5.75	0.1590	41.00	38.79	39.40
EE2329S	PC40	23*14.7*6	0.4368	35.80	122.00	64.90
EE25/19	PC40	25.4*9.46*6.29	0.3128	40.00	78.20	48.70
EE25.4	PC40	25.4*9.66*6.35	0.3173	40.30	78.73	48.70
EE2825	PC40	28*12.75*10.6	0.8525	86.90	98.10	57.70

[0083] 磁芯的选择就是选择一个合适的使它在输送功率的时候在额定规定温度范围内的AP值。

[0084] (6) 初级电感量

[0085] 初级峰值电流为

$$[0086] \quad I_P = \frac{2 \times P_0}{\eta \times V_{dc \min} \times D_{\max}} = \frac{2 \times 26.5}{0.85 \times 120.2 \times 0.49} = 1.06 \text{A}$$

[0087] 因此,

$$[0088] \quad L = \frac{V_{dc \min} \times D_{\max}}{I_P \times f_s} = \frac{120.2 \times 0.49}{1.06 \times 50000} = 11.112 \text{mH}$$

[0089] (7) 计算初级匝数 n_P

$$[0090] \quad n_P = \frac{U_{in \max} \times 10^4}{4 \times \Delta B \times f_s \times A_e} = \frac{374.77 \times 10^4}{4 \times 0.20 \times 50000} = 93.69$$

[0091] 其中 A_e 为磁芯截面积, f 为频率, B_m 为工作磁感应强度,初级匝数取 94匝。

[0092] 计算输出12V和5V的二次侧的绕组匝数 n_{s1} 、 n_{s2}

$$[0093] \quad n_{s1} = \frac{n_P}{n_1} = \frac{94}{12} = 7.8$$

[0094] 取 n_{s1} 为8匝时,可得每匝的电压数

$$[0095] \quad T_e = \frac{(U_1 + U_D)}{n_{s1}} = \frac{12+1}{8} = 1.625 \text{V}$$

[0096] 所以输出5V绕组匝数

$$[0097] \quad n_{s2} = \frac{U_2 + U_D}{T_e} = \frac{5+1}{2} = 3$$

[0098] 取 n_{s2} 为3匝。

[0099] 尽管通过参考附图并结合优选实施例的方式对本发明进行了详细描述,但本发明并不限于此。在不脱离本发明的精神和实质的前提下,本领域普通技术人员可以对本发明的实施例进行各种等效的修改或替换,而这些修改或替换都应在本发明的涵盖范围内/任何熟悉本技术领域的技术人员在本发明揭露的技术范围内,可轻易想到变化或替换,都应涵盖在本发明的保护范围之内。因此,本发明的保护范围应所述以权利要求的保护范围为准。

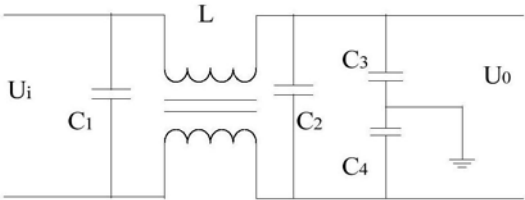


图1

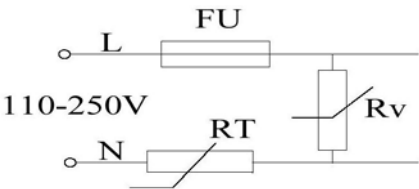


图2

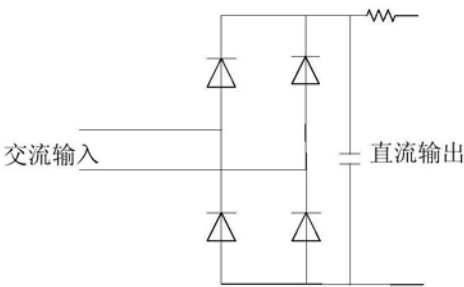


图3