

(12) 发明专利申请

(10) 申请公布号 CN 102301574 A

(43) 申请公布日 2011. 12. 28

(21) 申请号 201180001243. 1

(51) Int. Cl.

(22) 申请日 2011. 07. 01

H02M 1/42 (2007. 01)

(85) PCT申请进入国家阶段日
2011. 08. 31

H02M 7/12 (2006. 01)

H02M 7/219 (2006. 01)

(86) PCT申请的申请数据

PCT/CN2011/076781 2011. 07. 01

(71) 申请人 华为技术有限公司

地址 518129 广东省深圳市龙岗区坂田华为
总部办公楼

(72) 发明人 潘灯海

(74) 专利代理机构 北京中博世达专利商标代理
有限公司 11274

代理人 申健

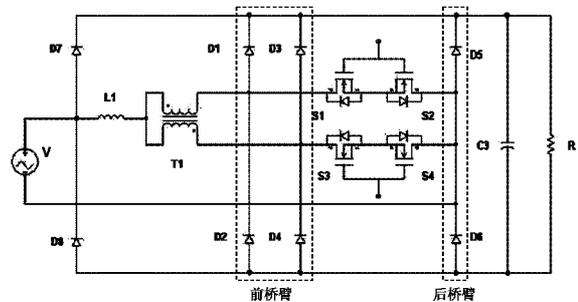
权利要求书 1 页 说明书 6 页 附图 7 页

(54) 发明名称

功率因数校正转换器以及功率因数校正转换设备

(57) 摘要

本发明实施例公开了一种功率因数校正转换器以及功率因数校正转换设备,属于电源整流技术领域,解决了现有技术转换效率和功率密度较低的技术问题。该功率因数校正转换器,包括至少两组双向开关、自耦变压器、升压电感、母线滤波电容、至少两个前桥臂和一个后桥臂,其前端各与自耦变压器的一个线圈一一对应相连,其后端用于连接至交流输入电网的一端;自耦变压器的中心抽头与升压电感的输出端相连,升压电感的输入端用于连接至交流输入电网的另一端;每组双向开关的前端各与一个前桥臂相连,后端连接在后桥臂上;前桥臂和后桥臂的两端分别与母线滤波电容的两端对应相连。该功率因数校正转换设备包括上述功率因数校正转换器。本发明应用于电源整流。



1. 一种功率因数校正转换器,其特征在于:包括至少两组双向开关、自耦变压器、升压电感、母线滤波电容、至少两个前桥臂和一个后桥臂;

每组所述双向开关的前端各与所述自耦变压器的一个线圈一一对应相连,每组所述双向开关的后端用于连接至交流输入电网的一端;

所述自耦变压器的中心抽头与所述升压电感的输出端相连,所述升压电感的输入端用于连接至交流输入电网的另一端,或者,所述自耦变压器的中心抽头用于连接至交流输入电网的另一端,所述升压电感集成在所述自耦变压器中;

所述至少两组双向开关的前端各与一个所述前桥臂的中节点相连,所述至少两组双向开关的后端连接在所述后桥臂的中节点上;

所述前桥臂均包括两个同向串联的二极管,且所述中节点位于所述两个二极管之间,所述前桥臂的两端分别与所述母线滤波电容的两端对应相连;

所述后桥臂包括两个同向串联的二极管,且所述中节点位于所述两个二极管之间,所述后桥臂的两端分别与所述母线滤波电容的两端对应相连。

2. 根据权利要求1所述的功率因数校正转换器,其特征在于:所述至少两组双向开关为两组。

3. 根据权利要求1所述的功率因数校正转换器,其特征在于:所述自耦变压器的每个线圈的匝数相等。

4. 根据权利要求1所述的功率因数校正转换器,其特征在于:所述至少两个前桥臂均由两个快速二极管同向串联构成。

5. 根据权利要求1所述的功率因数校正转换器,其特征在于:还包括防护桥臂,所述防护桥臂包括两个同向串联的防护二极管,所述两个防护二极管之间的中节点与所述升压电感的输入端相连,所述防护桥臂的两端分别与所述母线滤波电容的两端对应相连。

6. 根据权利要求1所述的功率因数校正转换器,其特征在于:还包括两个用于抑制共模噪声干扰箝位电容,所述两个箝位电容的一端分别用于连接至交流输入电网的两端,所述两个箝位电容的另一端相连,并连接至所述母线滤波电容的一端。

7. 一种功率因数校正转换设备,其特征在于:包括权利要求1至6任一项所述的功率因数校正转换器、交流输入电网和负载;

所述交流输入电网的一端与每组所述双向开关的后端相连,所述交流输入电网的另一端与所述升压电感的输入端相连;

所述负载的两端分别与所述母线滤波电容的两端对应相连。

8. 根据权利要求7所述的功率因数校正转换设备,其特征在于:还包括脉冲宽度调制控制器;

所述双向开关包括MOS管或晶体三极管;

所述脉冲宽度调制控制器与所述MOS管的栅极相连,或者与所述晶体三极管的基极相连。

功率因数校正转换器以及功率因数校正转换设备

技术领域

[0001] 本发明属于电源整流技术领域,具体涉及一种功率因数校正转换器以及一种功率因数校正转换设备。

背景技术

[0002] 通信电源整流器模块通常采用两级电路拓扑构成,其中前级功率因数校正(Power Factor Correction ;PFC)电路主要功能是实现功率因数校正,同时给后级直流-直流(DC-DC)变换电路提供一个稳定的与电网非隔离的直流高压输入(一般为400V),后级DC-DC变换电路再将非隔离的直流高压隔离转换成通信设备所需的43~58V直流电压。

[0003] 目前是采用交错并联(interleaving)技术与双向开关型无桥PFC相结合的通信电源整流器模块。但是交错并联技术中的升压电感两端的峰值电压为400V,电感纹波电流大,流过开关晶体管电流的有效值也较大,并且体积较大,所以转换效率和功率密度较低。

发明内容

[0004] 本发明实施例提供了一种功率因数校正转换器以及一种功率因数校正转换设备,解决了现有技术的转换效率和功率密度较低的技术问题。

[0005] 为达到上述目的,本发明的实施例采用如下技术方案:

[0006] 该功率因数校正转换器,包括至少两组双向开关、自耦变压器、升压电感、母线滤波电容、至少两个前桥臂和一个后桥臂;每组所述双向开关的前端各与所述自耦变压器的一个线圈一一对应相连,每组所述双向开关的后端用于连接至交流输入电网的一端;所述自耦变压器的中心抽头与所述升压电感的输出端相连,所述升压电感的输入端用于连接至交流输入电网的另一端,或者,所述自耦变压器的中心抽头用于连接至交流输入电网的另一端,所述升压电感集成在所述自耦变压器中;所述至少两组双向开关的前端各与一个所述前桥臂的中节点相连,所述至少两组双向开关的后端连接在所述后桥臂的中节点上;所述前桥臂均包括两个同向串联的二极管,且所述中节点位于所述两个二极管之间,所述前桥臂的两端分别与所述母线滤波电容的两端对应相连;所述后桥臂包括两个同向串联的二极管,且所述中节点位于所述两个二极管之间,所述后桥臂的两端分别与所述母线滤波电容的两端对应相连。

[0007] 该功率因数校正转换设备,包括上述功率因数校正转换器、交流输入电网和负载;所述交流输入电网的一端与每组所述双向开关的后端相连,所述交流输入电网的另一端与所述升压电感的输入端相连;所述负载的两端分别与所述母线滤波电容的两端对应相连。

[0008] 以两组双向开关为例,本发明实施例提供的功率因数校正转换器中,由升压电感、自耦变压器和两组双向开关构成了三态开关单元电路,包括两组双向开关同时导通、同时断开、一组导通一组断开三种工作状态。为达到更好的技术效果,可以选取两个线圈的匝数相等的自耦变压器。

[0009] 与现有技术相比,本发明所提供的上述技术方案具有如下优点:采用三态开关单

元电路,在一个开关周期内,升压电感经历了两次充电和放电,因此减小了升压电感和母线滤波电容上的纹波,则流经双向开关的晶体管上的电流有效值更小,提高了转换效率;并且升压电感上纹波的频率是开关频率的两倍,所以升压电感的电感量可以减少一半,使电路的体积更小,获得更高的功率密度,故而解决了现有技术的转换效率和功率密度较低的技术问题。

[0010] 如果采用三组或者更多的双向开关,则由升压电感、自耦变压器和多组双向开关构成的多态开关单元电路,就有四种或者更多种工作状态。其中都包括每组双向开关同时导通和同时断开两种状态,在有的双向开关导通、有的双向开关断开时,会出现更多种工作状态。在一个开关周期内,升压电感经历的充电和放电次数与双向开关的组数相等,所以采用更多组双向开关使升压电感上的纹波更小,所以可进一步减少升压电感的电感量,从而进一步提高转换效率和功率密度。

附图说明

[0011] 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,下面描述中的附图仅仅是本发明的一些实施例,对于本领域普通技术人员来讲,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。

[0012] 图 1 为本发明的实施例 1 所提供的功率因数校正转换器的连接示意图;

[0013] 图 2 为本发明的实施例 1 所提供的功率因数校正转换器中三态开关单元电路的一种应用方式示意图;

[0014] 图 3 为本发明的实施例 1 所提供的功率因数校正转换器在交流输入电网正半周期时状态一的等效示意图;

[0015] 图 4a 和图 4b 为本发明的实施例 1 所提供的功率因数校正转换器在交流输入电网正半周期时状态二的等效示意图;

[0016] 图 5 为本发明的实施例 1 所提供的功率因数校正转换器在交流输入电网正半周期时状态三的等效示意图;

[0017] 图 6 为本发明的实施例 1 所提供的功率因数校正转换器在交流输入电网负半周期时状态一的等效示意图;

[0018] 图 7a 和图 7b 为本发明的实施例 1 所提供的功率因数校正转换器在交流输入电网负半周期时状态二的等效示意图;

[0019] 图 8 为本发明的实施例 1 所提供的功率因数校正转换器在交流输入电网负半周期时状态三的等效示意图;

[0020] 图 9a ~ 图 9f 为本发明的实施例 1 所提供的功率因数校正转换器的双向开关的实施方式示意图;

[0021] 图 10 为本发明的实施例 2 所提供的功率因数校正转换器的连接示意图;

[0022] 图 11 为本发明的实施例 3 所提供的功率因数校正转换器的连接示意图。

具体实施方式

[0023] 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付出创造性劳动的前提下所获得的所有其他实施例,都属于本发明保护的范围。

[0024] 本发明实施例提供了一种功率因数校正转换器,包括至少两组双向开关、自耦变压器、升压电感、母线滤波电容、至少两个前桥臂和一个后桥臂; ,每组双向开关的前端各与自耦变压器的一个线圈一一对应相连,每组双向开关的后端用于连接至交流输入电网的一端;自耦变压器的中心抽头与升压电感的输出端相连,升压电感的输入端用于连接至交流输入电网的另一端,或者,自耦变压器的中心抽头用于连接至交流输入电网的另一端,升压电感集成在所述自耦变压器中;至少两组双向开关的前端各与一个前桥臂的中节点相连,至少两组双向开关的后端连接在后桥臂的中节点上;前桥臂均包括两个同向串联的二极管,且中节点位于两个二极管之间,前桥臂的两端分别与母线滤波电容的两端对应相连;后桥臂包括两个同向串联的二极管,且中节点位于两个二极管之间,后桥臂的两端分别与母线滤波电容的两端对应相连。

[0025] 本发明实施例提供的功率因数校正转换器中,由升压电感、自耦变压器和多组双向开关构成的多态开关单元电路,有多种工作状态。其中包括每组双向开关同时导通和同时断开两种状态,以及有的双向开关导通、有的双向开关断开时,出现的多种工作状态。在一个开关周期内,升压电感经历的充电和放电次数与双向开关的组数相等,因此减小了升压电感和母线滤波电容上的纹波,则流经双向开关的晶体管上的电流有效值更小,提高了转换效率;并且升压电感上纹波的频率是开关频率的数倍,这一倍数也与双向开关的组数相等,所以升压电感的电感量可以更少,使电路的体积更小,获得更高的功率密度,故而解决了现有技术的转换效率和功率密度较低的技术问题。

[0026] 实施例 1 :

[0027] 如图 1 所示,本发明实施例所提供的功率因数校正转换器具有两组双向开关 S1-S2、S3-S4,因为自耦变压器 T1 中的线圈以及前桥臂与双向开关是一一对应的,所以本发明实施例中,自耦变压器 T1 的线圈以及前桥臂均为两个,并且为达到更好的技术效果,选取两个线圈的匝数相等的自耦变压器 T1。

[0028] 作为一个优选方案,本实施例提供的功率因数校正转换器还包括防护桥臂,防护桥臂包括两个同向串联的防护二极管 D7、D8, D7、D8 之间的中节点与升压电感 L1 的输入端相连,防护桥臂的两端分别与母线滤波电容 C3 的两端对应相连。防护二极管 D7、D8 构成的防护桥臂用于防止雷击浪涌能量对主拓扑电路造成损坏。

[0029] 本发明实施例提供的功率因数校正转换器中,由升压电感 L1、自耦变压器 T1 和两组双向开关 S1-S2、S3-S4 构成了三态开关单元电路,包括两组双向开关 S1-S2、S3-S4 同时导通、同时断开、一组导通一组断开三种状态,并且通过惯用的脉冲宽度调制 (PWM) 控制实现三态。图 2 为三态开关单元电路的一种应用方式,其中的 D1、D2、S1、S2 分别对应图 1 中的 D1、D3、S1、S3, T1、T2 表示图 1 中自耦变压器 T1 的两个线圈。以下详细说明三种状态的工作原理。

[0030] 如图 3 所示,两组双向开关 S1-S2、S3-S4 可以简化的看做两个开关 K1、K2。在交流输入电网 V 电压的正半周期中,状态一 :

[0031] 双向开关 K1、K2 的脉冲宽度调制 (PWM) 载波信号为相位差 180 度的锯齿波,并且

该 PWM 的占空比命令由 PFC 控制电路给出,当双向开关 K1、K2 的工作占空比大于 50%时,双向开关 K1、K2 就存在同时导通的情况。此时,自耦变压器 T1 的两个线圈分别被双向开关 K1、K2 短路,交流输入电网 V 给升压电感 L1 充电,而负载 R 上的电压由母线滤波电容 C3 提供。

[0032] 状态二:

[0033] 如图 4a 所示,当双向开关 K1 导通、K2 断开时,自耦变压器 T1 中与双向开关 K1 相连的线圈直接与交流输入电网 V 连通,该线圈上的电流返回交流输入电网 V;交流输入电网 V 与升压电感 L1 串联通过自耦变压器 T1 上与双向开关 K2 相连的线圈、前桥臂上的二极管 D3 和后桥臂上的二极管 D6 给负载 R 供电,并给母线滤波电容 C3 充电,升压电感 L1 可能处于充电状态,也可能处于放电状态,这取决于交流输入电网 V 的瞬时电压值。此时,负载端的母线电压为 400V,自耦变压器 T1 的两个线圈分别通过导通的二极管 D3 和 D6 与母线的正负端相连,由于两个线圈流过的电流均为升压电感 L1 电流的一半,所以自耦变压器 T1 的中心抽头上的电压,即升压电感 L1 的输出端对母线负端的电压为母线电压的一半 200V。

[0034] 如图 4b 所示,当双向开关 K2 导通、K1 断开时,自耦变压器 T1 中与双向开关 K2 相连的线圈直接与交流输入电网 V 连通,该线圈上的电流返回交流输入电网 V;交流输入电网 V 与升压电感 L1 串联通过自耦变压器 T1 上与双向开关 K1 相连的线圈、前桥臂上的二极管 D1 和后桥臂上的二极管 D6 给负载 R 供电,并给母线滤波电容 C3 充电,升压电感 L1 可能处于充电状态,也可能处于放电状态,这取决于交流输入电网 V 的瞬时电压值。同样的,此时自耦变压器 T1 的中心抽头上的电压,即升压电感 L1 的输出端对母线负端的电压为母线电压的一半 200V。

[0035] 状态三:

[0036] 如图 5 所示,当双向开关 K1、K2 的工作占空比小于 50%时,双向开关 K1、K2 就存在同时断开的情况。此时,交流输入电网 V 与升压电感 L1 串联分别通过自耦变压器 T1 的两个线圈、两个前桥臂上的二极管 D1、D3 和后桥臂上的二极管 D6 给负载 R 提供电压,并给母线滤波电容 C3 充电,自耦变压器被短路,升压电感 L1 处于放电状态。

[0037] 在交流输入电网 V 电压的负半周期中,三态开关单元电路也有上述三种工作状态,其原理与正半周期中的工作状态相同,只是在三态开关单元电路中的电流方向相反,电流在各桥臂上流经的二极管不同。

[0038] 如图 6 所示,在交流输入电网 V 电压的负半周期中,状态一:

[0039] 自耦变压器 T1 的两个线圈分别被双向开关 K1、K2 短路,交流输入电网 V 给升压电感 L1 充电,而负载 R 上的电压由母线滤波电容 C3 提供。

[0040] 状态二:

[0041] 如图 7a 所示,当双向开关 K1 导通、K2 断开时,自耦变压器 T1 中与双向开关 K1 相连的线圈直接与交流输入电网 V 连通,该线圈上的电流返回交流输入电网 V;交流输入电网 V 与升压电感 L1 串联通过自耦变压器 T1 上与双向开关 K2 相连的线圈、前桥臂上的二极管 D4 和后桥臂上的二极管 D5 给负载 R 供电,并给母线滤波电容 C3 充电,升压电感 L1 可能处于充电状态,也可能处于放电状态,这取决于交流输入电网 V 的瞬时电压值。此时,负载端的母线电压为 400V,自耦变压器 T1 的两个线圈分别通过导通的二极管 D5 和 D4 与母线的正负端相连,由于两个线圈流过的电流均为升压电感 L1 电流的一半。所以自耦变压器 T1 的

中心抽头上的电压,即升压电感 L1 的输出端对母线负端的电压为母线电压的一半 200V。

[0042] 如图 7b 所示,当双向开关 K2 导通、K1 断开时,自耦变压器 T1 中与双向开关 K2 相连的线圈直接与交流输入电网 V 连通,该线圈上的电流返回交流输入电网 V;交流输入电网 V 与升压电感 L1 串联通过自耦变压器 T1 上与双向开关 K1 相连的线圈、前桥臂上的二极管 D2 和后桥臂上的二极管 D5 给负载 R 供电,并给母线滤波电容 C3 充电,升压电感 L1 可能处于充电状态,也可能处于放电状态,这取决于交流输入电网 V 的瞬时电压值。同样的,此时自耦变压器 T1 的中心抽头上的电压,即升压电感 L1 的输出端对母线负端的电压为母线电压的一半 200V。

[0043] 状态三:

[0044] 如图 8 所示,此时,交流输入电网 V 与升压电感 L1 串联分别通过自耦变压器 T1 中的两个线圈、前桥臂上的二极管 D2、D4 以及后桥臂上的二极管 D5 给负载 R 提供电压,并给母线滤波电容 C3 充电,自耦变压器被短路,升压电感 L1 处于放电状态。

[0045] 采用三态开关单元电路,在一个 PWM 开关周期内,升压电感 L1 经历了两次充电和放电,因此减小了升压电感 L1 和母线滤波电容 C3 上的纹波,则流经双向开关 S1-S2、S3-S4 的晶体管上的电流有效值更小,提高了转换效率;并且升压电感 L1 上纹波的频率是 PWM 开关频率的两倍,所以升压电感 L1 的电感量可以减少一半,使电路的体积更小,获得更高的功率密度,故而解决了现有技术的转换效率和功率密度较低的技术问题。

[0046] 除此之外,由于自耦变压器 T1 的两个线圈是对称的,所以从两个线圈流出的电流也更加均衡,克服了交错并联方案中由于器件参数的差异导致的电流不能均匀分配的问题。由于采用了三态开关单元电路,升压电感 L1 的输出端相对于交流输入电网 V 共有 5 种电压:0V, $\pm 200V$, $\pm 400V$;而传统交错并联的技术方案中只有三种电压:0V, $\pm 400V$ 。因此本发明实施例提供的功率因数校正转换器的双向开关损耗更低;并且输入电压更接近正弦波,因此总谐波失真 (THD)、功率因数的指标也更好。如果采用更多组双向开关,升压电感的输出端相对于交流输入电网 V 电压就会出现更多种数值,输入电压就更加接近正弦波,实现更高的技术指标。采用的双向开关的越多,输入电压就越接近正弦波,有益效果越明显。

[0047] 本发明实施例中,两个前桥臂由两个快速开关二极管同向串联构成。因为前桥臂二极管所承受的电压从 0 到 400V 按 PWM 开关频率(例如 50kHz)变化,因此需要反向恢复快的快速开关二极管,而后桥臂二极管承受电压从 0 到 400V 的是按 2 倍电网频率(例如 100Hz)变化,因此采用成本较低的慢速整流二极管,就能够满足需求。当然也可以采用 MOS 管或者快速二极管代替慢速整流二极管,进一步提高效率。

[0048] 双向开关包括二极管、MOS 管、晶体三极管,三种器件中的一种或多种,以组合形式构成,当然也可以采用其他晶体管的组合形式构成。如图 1 和图 9a 所示,本实施例采用了二极管与 MOS 管组合的形式实现双向开关,或者用晶体三极管代替 MOS 管,如图 9b 所示。

[0049] 图 9c ~ 9f 为二极管、MOS 管、晶体三极管以其他组合构成双向开关的实现方式。

[0050] 实施例 2:

[0051] 本实施例与实施例 1 基本相同,其不同点在于:如图 10 所示,本实施例中,升压电感集成在所述自耦变压器中。对于小功率的应用,可以将升压电感集成到自耦变压器中,通过调整自耦变压器的耦合系数 M 来获取所需的升压电感值,进一步减小变换器的体积和成本。

[0052] 实施例 3 :

[0053] 本实施例与实施例 1 基本相同,其不同点在于:如图 11 所示,本实施例中,还包括两个用于抑制共模噪声干扰的箝位电容 C1、C2,两个箝位电容 C1、C2 的一端分别连接至交流输入电网的两端,两个箝位电容 C1、C2 的另一端相连,并连接至母线滤波电容 C3 的一端。两个箝位电容 C1、C2 能够抑制电磁干扰,尤其是共模噪声干扰。

[0054] 本发明实施例还提供一种功率因数校正转换设备,包括上述功率因数校正转换器、交流输入电网和负载;交流输入电网的一端与每组双向开关的后端相连,交流输入电网的另一端与升压电感的输入端相连;负载的两端分别与母线滤波电容的两端对应相连。

[0055] 实施例 4 :

[0056] 本发明实施例所提供的功率因数校正转换设备具有两组双向开关,因为自耦变压器中的线圈以及前桥臂与双向开关是一一对应的,所以本发明实施例中,自耦变压器的线圈以及前桥臂均为两个,并且为达到更好的技术效果,选取两个线圈的匝数相等的自耦变压器。

[0057] 采用三态开关单元电路,在一个开关周期内,升压电感经历了两次充电和放电,因此减小了升压电感和母线滤波电容上的纹波,则流经双向开关的晶体管上的电流有效值更小,提高了转换效率;并且升压电感上纹波的频率是开关频率的两倍,所以升压电感的电感量可以减少一半,使电路的体积更小,获得更高的功率密度,故而解决了现有技术的转换效率和功率密度较低的技术问题。

[0058] 除此之外,由于自耦变压器的两个线圈是对称的,所以从两个线圈流出的电流也更加均衡,克服了交错并联方案中由于器件参数的差异导致的电流不能均匀分配的问题。由于采用了三态开关单元电路,升压电感的输出端相对于交流输入电网共有 5 种电压:0V, ±200V, ±400V;而传统交错并联的技术方案中只有三种电压:0V, ±400V。因此本发明实施例提供的功率因数校正转换器的双向开关损耗更低;并且输入电压更接近正弦波,因此总谐波失真(THD)、功率因数的指标也更好。如果采用更多组双向开关,升压电感的输出端相对于交流输入电网电压就会出现更多种数值,输入电压就更加接近正弦波,实现更高的技术指标。采用的双向开关的越多,输入电压就越接近正弦波,有益效果越明显。

[0059] 由于本发明实施例与上述本发明实施例所提供的搬运装置具有相同的技术特征,所以也能产生相同的技术效果,解决相同的技术问题。

[0060] 本发明实施例中,还包括脉冲宽度调制(PWM)控制器;双向开关包括 MOS 管或晶体三极管;PWM 控制器与 MOS 管的栅极相连,或者与晶体三极管的基极相连。PWM 载波信号为相差 180 度的锯齿波,并且该 PWM 的占空比命令由 PFC 控制电路给出,实现双向开关的多种工作状态。

[0061] 以上所述,仅为本发明的具体实施方式,但本发明的保护范围并不局限于此,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,可轻易想到的变化或替换,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以权利要求的保护范围为准。

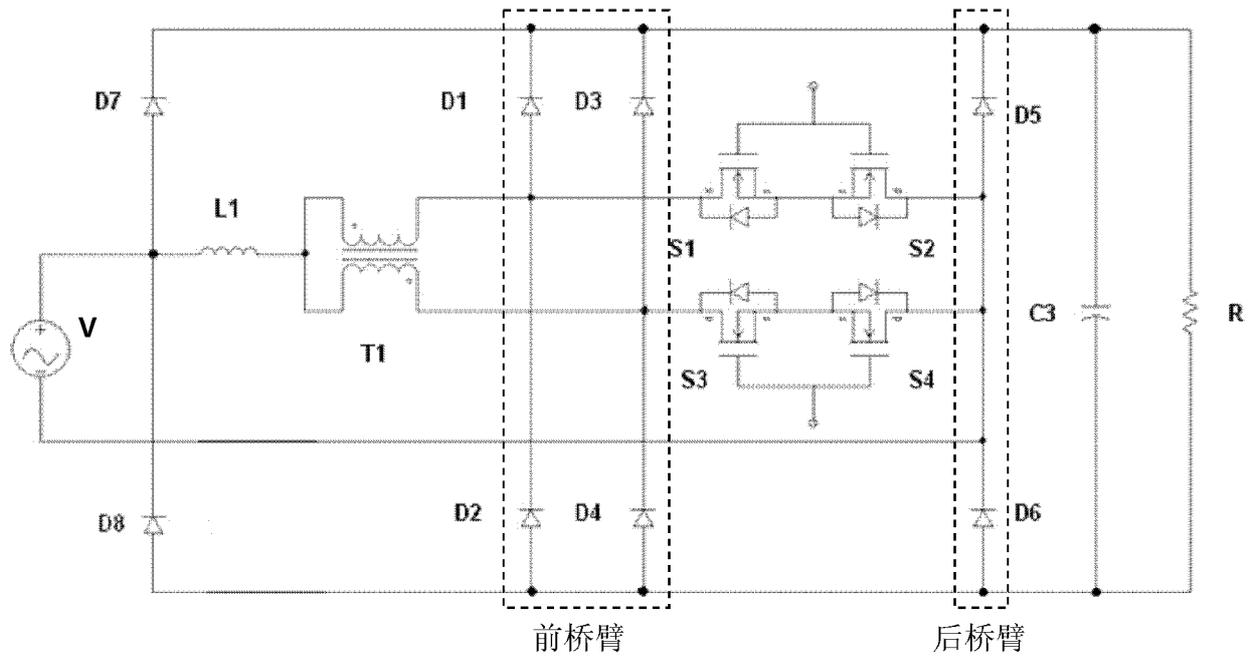


图 1

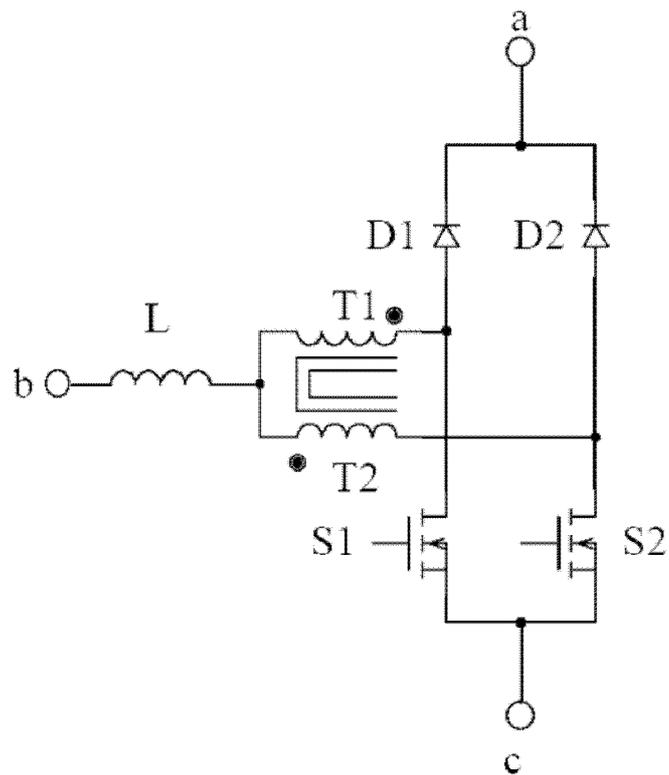


图 2

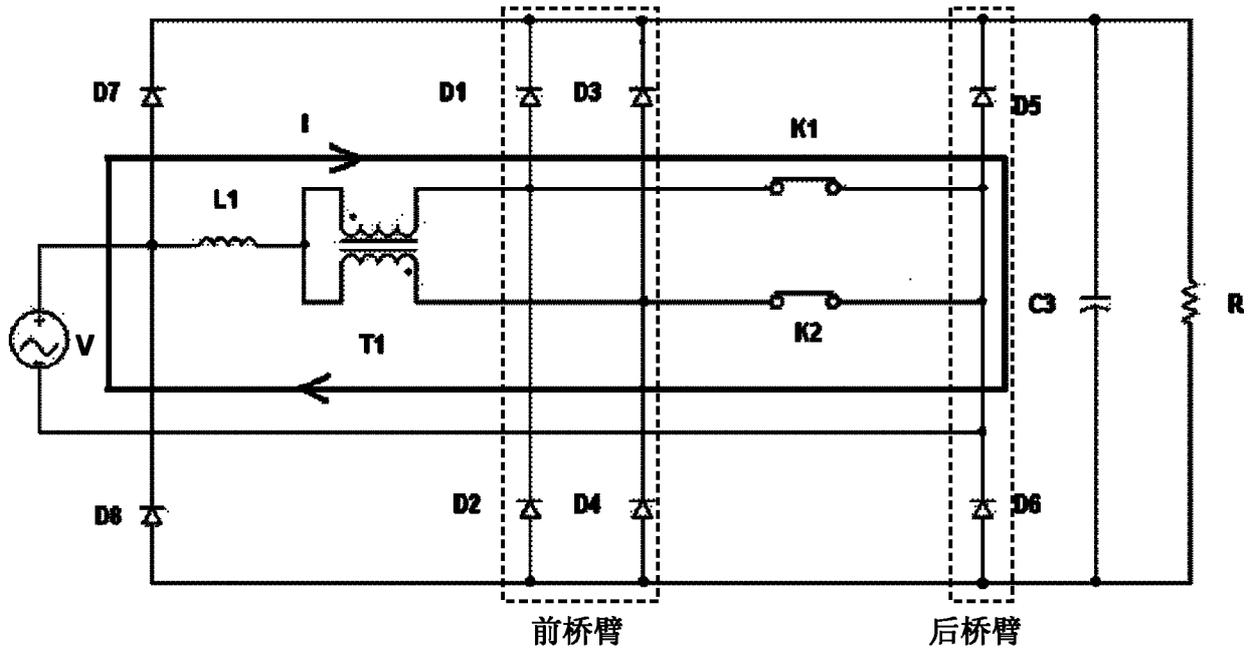


图 3

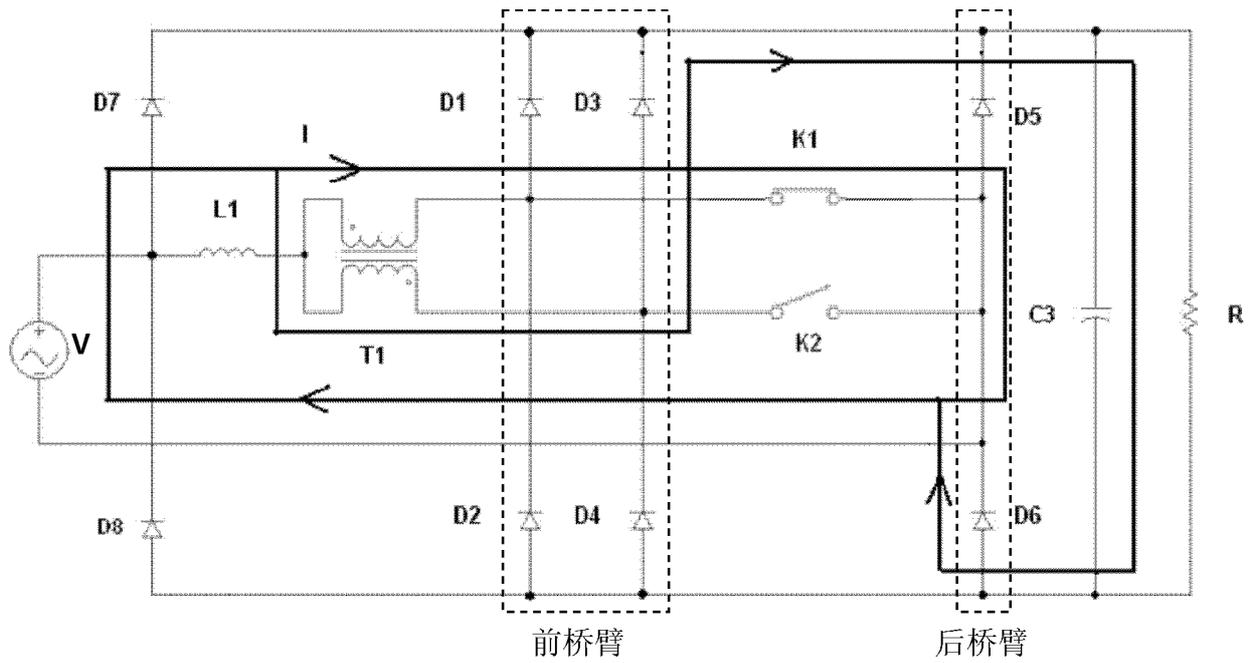


图 4a

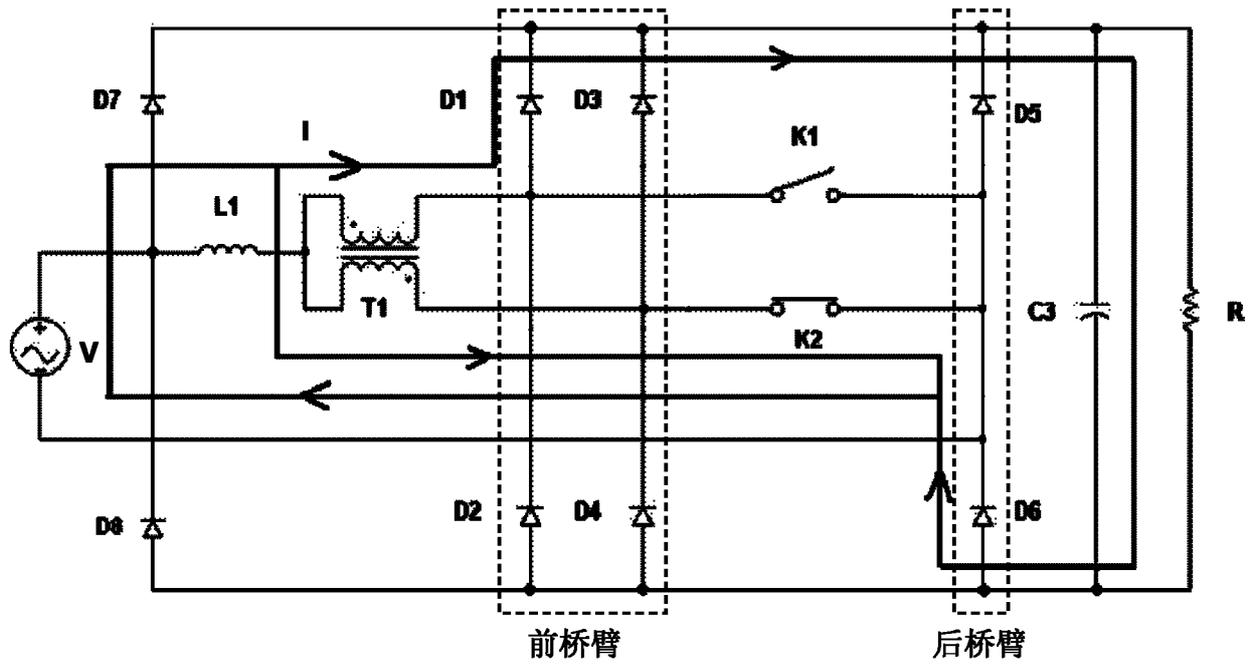


图 4b

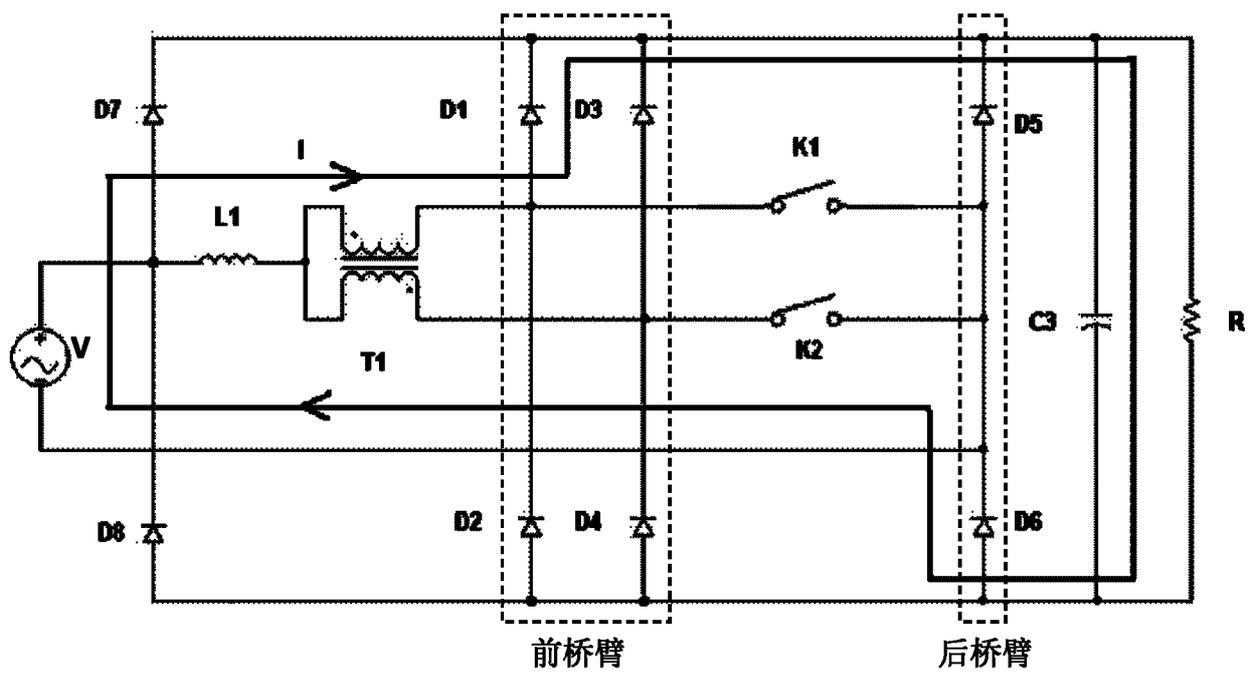


图 5

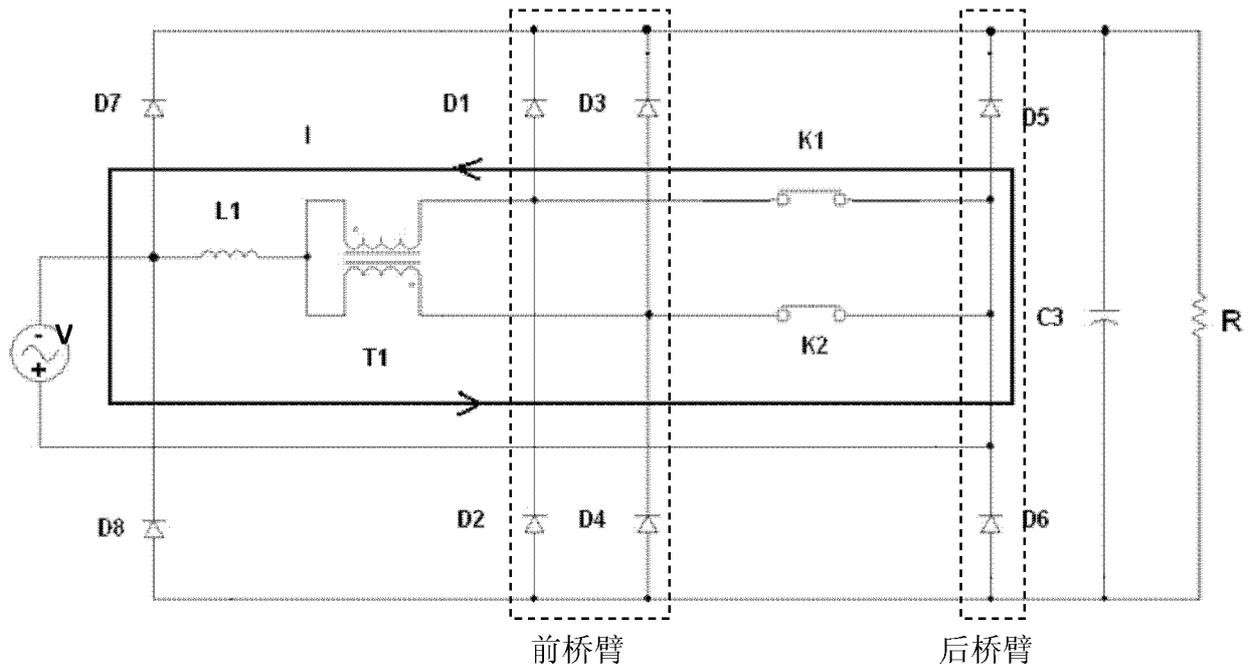


图 6

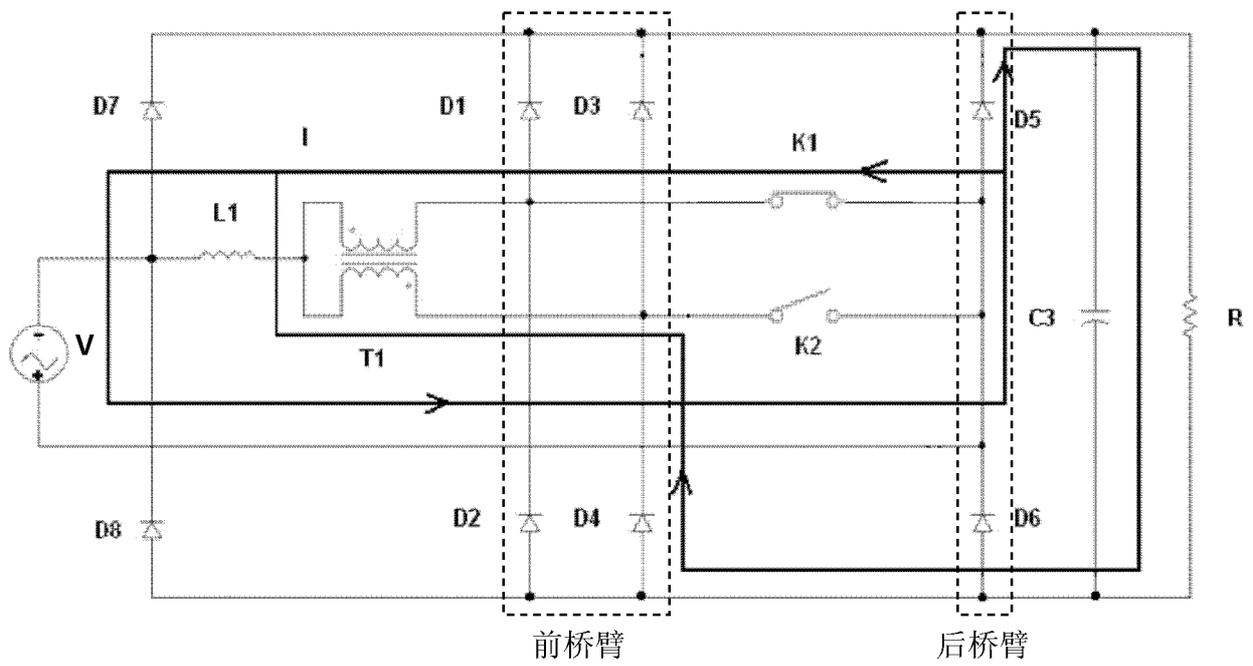


图 7a

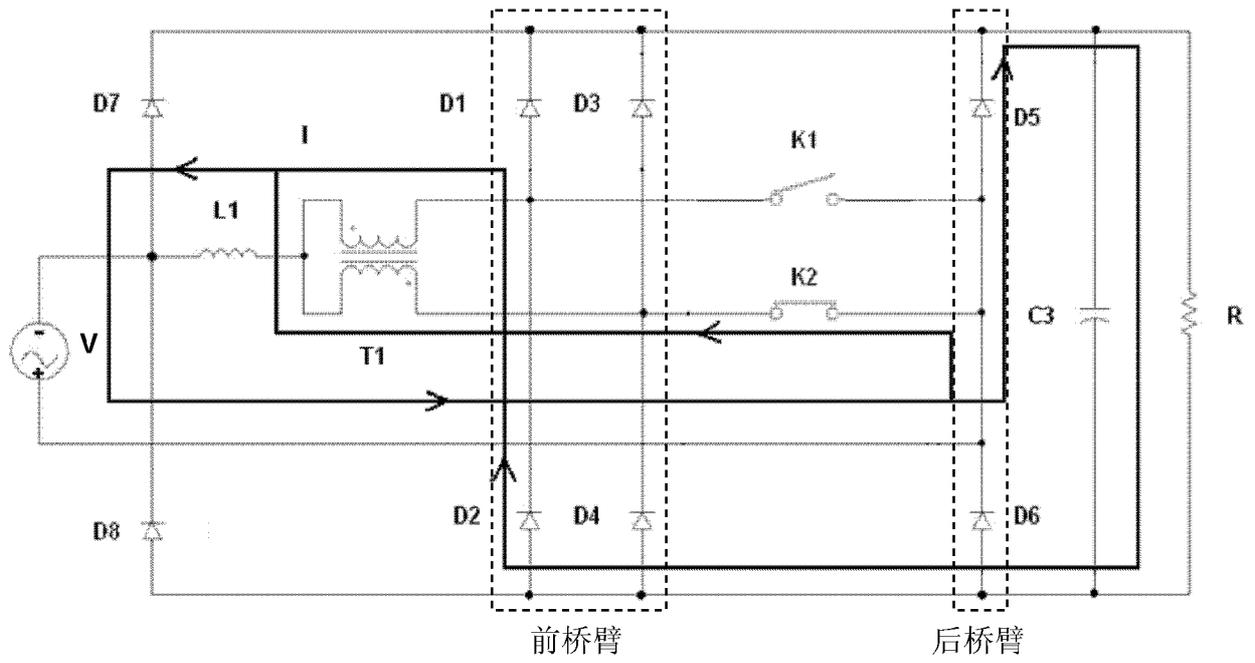


图 7b

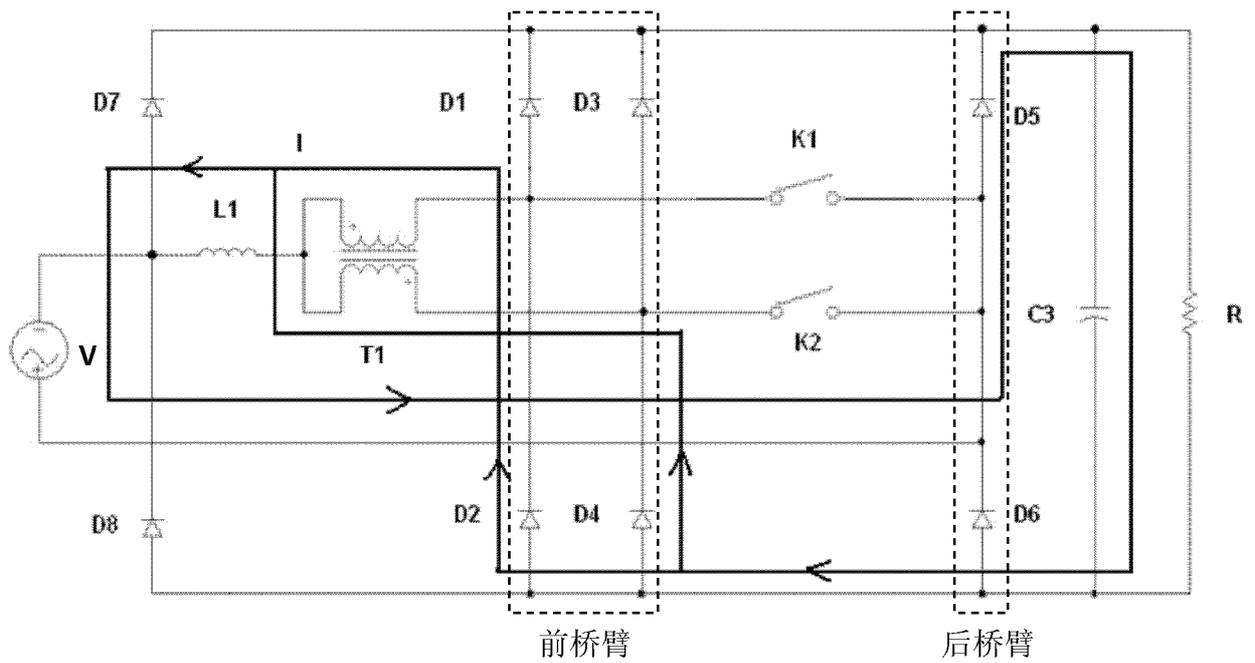


图 8

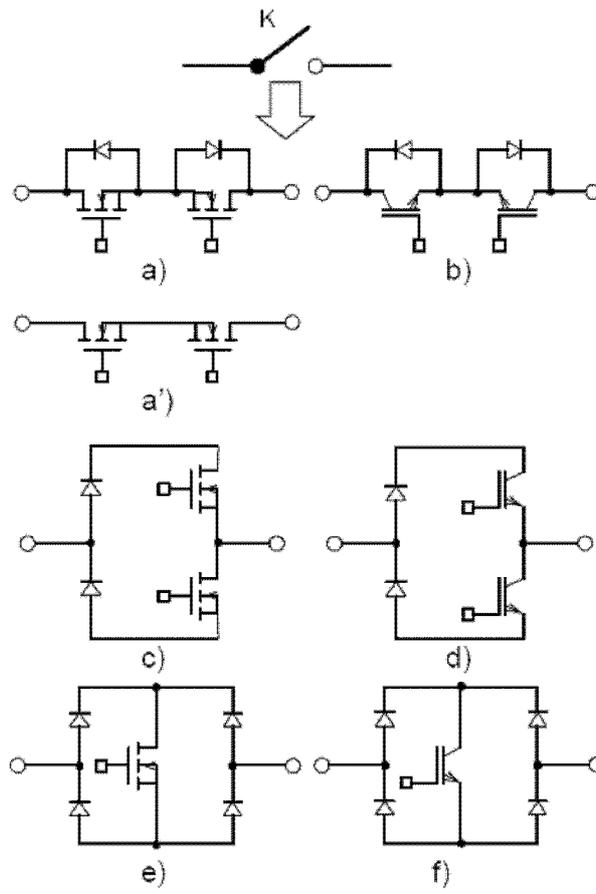


图 9

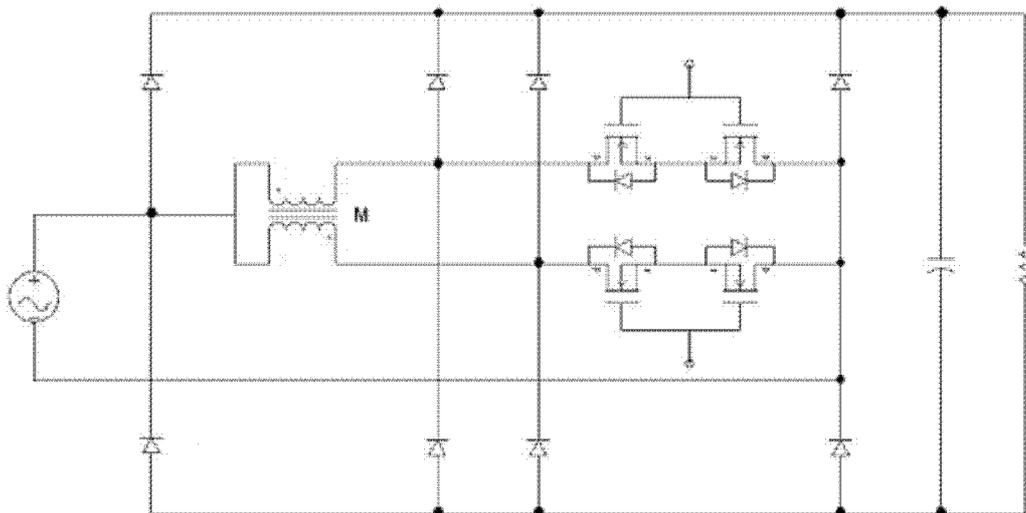


图 10

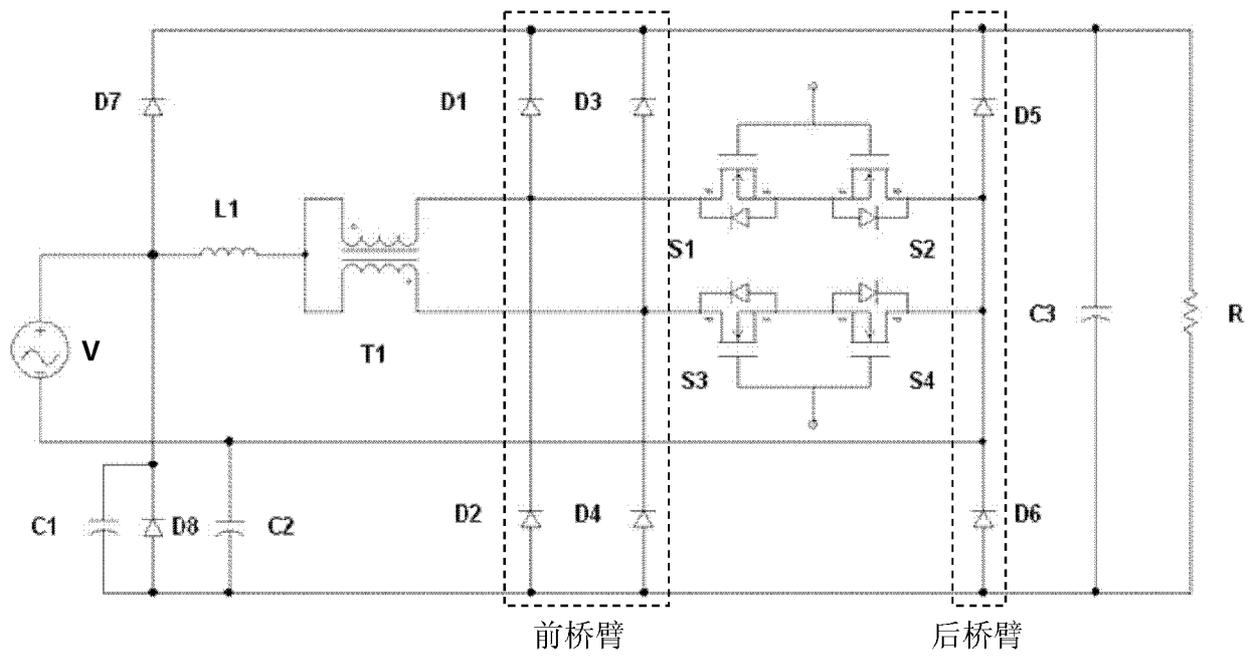


图 11