



(12) 实用新型专利

(10) 授权公告号 CN 202713148 U

(45) 授权公告日 2013. 01. 30

(21) 申请号 201220284755. 5

(22) 申请日 2012. 06. 13

(73) 专利权人 杭州士兰微电子股份有限公司
地址 310012 浙江省杭州市黄姑山路 4 号

(72) 发明人 谢小高 叶美盼 吴建兴

(74) 专利代理机构 上海专利商标事务所有限公司
司 31100

代理人 陈亮

(51) Int. Cl.

H02M 3/155(2006. 01)

H02M 1/42(2007. 01)

(ESM) 同样的发明创造已同日申请发明专利

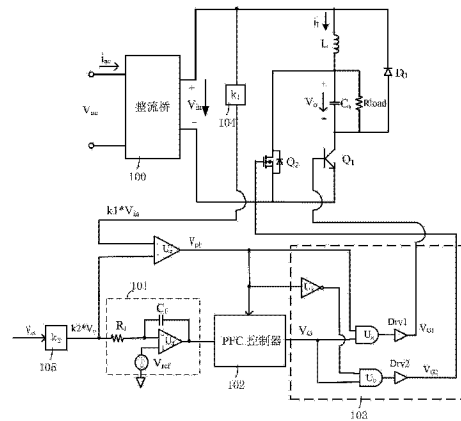
权利要求书 2 页 说明书 6 页 附图 7 页

(54) 实用新型名称

变换器及包含该变换器的功率因数校正装置

(57) 摘要

本实用新型提供了一种变换器及包含该变换器的功率因数校正装置,所述变换器包括:电感,其第一端连接输入信号的正端;第一开关管,其输入端连接所述电感的第二端,其输出端连接所述输入信号的负端;二极管,其阴极连接所述输入信号的正端;第二开关管,其输入端连接所述二极管的阳极,其输出端连接所述输入信号的负端;其中,所述电感的第二端和所述第二开关管的输入端作为所述变换器的输出端口,所述第一开关管和第二开关管的控制端接收外部的控制信号。本实用新型使得在输入电压小于输出电压的区间内,输入电流并不为零,有利于提高功率因数。



1. 一种变换器,其特征在于,包括:
电感,其第一端连接输入信号的正端;
第一开关管,其输入端连接所述电感的第二端,其输出端连接所述输入信号的负端;
二极管,其阴极连接所述输入信号的正端;
第二开关管,其输入端连接所述二极管的阳极,其输出端连接所述输入信号的负端;
其中,所述电感的第二端和所述第二开关管的输入端作为所述变换器的输出端口,所述
所述第一开关管和第二开关管的控制端接收外部的控制信号。
2. 根据权利要求1所述的变换器,其特征在于,还包括:
连接于所述输出端口的负载。
3. 根据权利要求2所述的变换器,其特征在于,所述负载为电阻负载、蓄电池或LED。
4. 根据权利要求2或3所述的变换器,其特征在于,还包括:
连接于所述输出端口的输出电容。
5. 根据权利要求1所述的变换器,其特征在于,还包括:
整流桥,所述输入信号为交流信号经由所述整流桥整流后得到的正弦半波电压信号。
6. 根据权利要求1所述的变换器,其特征在于,所述输入信号为低纹波的直流电压信
号。
7. 一种功率因数校正装置,其特征在于,包括权利要求1至6中任一项所述的变换器以
及其相连的控制电路,所述控制电路生成控制信号以控制所述第一开关管和第二开关管
的导通和关断。
8. 根据权利要求7所述的功率因数校正装置,其特征在于,所述控制电路包括:
输入电压采样电路,用于对所述输入信号进行采样;
输出电压/电流采样电路,用于对所述输出端口的电压/电流进行采样;
相角检测比较器,其正输入端连接所述输入电压采样电路的输出端,其负输入端连接
所述输出电压/电流采样电路的输出端;
误差放大网络,其输入端与所述输出电压/电流采样电路的输出端相连,用于对所述
输出电压/电流采样电路输出的采样信号进行放大后产生误差放大信号;
PFC控制器,其第一输入端与所述相角检测比较器的输出端相连,其第二输入端接收所
述误差放大网络产生的误差放大信号;
逻辑及驱动电路,连接所述PFC控制器的输出端和相角检测比较器的输出端,根据所
述相角检测比较器输出的比较结果和所述PFC控制器输出的驱动信号产生所述控制信号。
9. 根据权利要求8所述的功率因数校正装置,其特征在于,所述误差放大网络包括:
电阻,其第一端连接所述输出电压/电流采样电路的输出端;
误差放大器,其负输入端连接所述电阻的第二端;
基准电压源,其一端连接所述误差放大器的正输入端,另一端接地;
电容,其一端连接所述误差放大器的负输入端,另一端连接所述误差放大器的输出端。
10. 根据权利要求8所述的功率因数校正装置,其特征在于,所述逻辑及驱动电路包
括:
反相器,其输入端连接所述相角检测比较器的输出端;
第一与门,其第一输入端连接所述反相器的输出端,其第二输入端连接所述PFC控制

器的输出端；

第二与门,其第一输入端连接所述反相器的输出端,其第二输入端连接所述 PFC 控制器的输出端；

第一驱动电路,其输入端连接所述第一与门的输出端,其输出端连接所述第二开关管的控制端；

第二驱动电路,其输入端连接所述第二与门的输出端,其输出端连接所述第一开关管的控制端。

变换器及包含该变换器的功率因数校正装置

技术领域

[0001] 本实用新型涉及一种变换器及包含该变换器的功率因数校正装置,尤其涉及应用于高效率、低输入电流谐波的降压型功率因数校正电路场合以及直流-直流变换场合的变换器及包含该变换器的功率因数校正装置。

背景技术

[0002] 由于目前大多数用电设备中的非线性元件和储能元件的存在会使输入交流电流波形发生严重畸变,网侧输入功率因数很低,为了满足国际标准 IEC61000-3-2 中所规范的谐波要求,必须在这些用电设备中加入功率因数校正装置(PFC)。

[0003] 传统的有源功率因数校正电路一般采用升压(Boost)拓扑、升降压(Buck-boost)拓扑或降压型(Buck)拓扑。其中,Boost 拓扑具有控制容易、驱动简单、在整个工频周期内都可以进行开关工作、输入电流的功率因数可以接近于 1 等特点。但是 Boost 拓扑电路具有输出电压高的缺点,而且在宽范围输入(90Vac-265Vac)条件下,在低电压段(90Vac-110Vac)的效率比高电压段(220Vac-265Vac)低 1-3%。而采用 Buck-boost 拓扑,电路损耗相对 Buck 拓扑会大一些。在小功率应用场合,Buck 拓扑能够在整个输入电压范围内保持较高效率。由于工业上的热设计都是根据效率最低点来设计的,因此 Buck 拓扑的热设计也比 Boost 拓扑和 Buck-boost 拓扑简单。所以,目前 Buck 拓扑被越来越多地用到工业产品中,如中小功率的直流-直流变换器的前级 PFC 电路或者单级 LED 驱动器等。

[0004] 图 1 示出了现有技术中的一种 Buck PFC 电路结构,包括:整流桥 10,接收输入信号 V_{ac} ;输入电容 C_{in} ,连接在整流桥 10 的两个输出端之间;电感 L,其一端连接整流桥 10 的一个输出端,其另一端连接输出电容 C_o 的一端;输出电容 C_o ,其一端连接电感 L 的另一端,其另一端连接开关管 Q1 的输入端;负载 R_{load} ,并联在输出电容 C_o 的两端;二极管 D_o ,阴极连接整流桥 10 的一个输出端,阳极连接开关管 Q1 的输入端;开关管 Q1,输出端连接整流桥 10 的另一个输出端,控制端连接 PFC 控制电路 11 的输出端。

[0005] 然而,以图 1 为例的 Buck 拓扑应用于 PFC 电路,在整流后的输入电压 V_{in} 小于输出电压 V_o 的区间内,输入电流 i_{ac} 为零,如图 2 所示,这段死区时间极大程度地增加了输入电流谐波,影响了网侧输入功率因数。

实用新型内容

[0006] 本实用新型要解决的技术问题是提供一种变换器及包含该变换器的功率因数校正装置,使得在输入电压小于输出电压的区间内,输入电流并不为零,有利于提高功率因数。

[0007] 为解决上述技术问题,本实用新型提供了一种变换器,包括:

[0008] 电感,其第一端连接输入信号的正端;

[0009] 第一开关管,其输入端连接所述电感的第二端,其输出端连接所述输入信号的负端;

- [0010] 二极管,其阴极连接所述输入信号的正端;
- [0011] 第二开关管,其输入端连接所述二极管的阳极,其输出端连接所述输入信号的负端;
- [0012] 其中,所述电感的第二端和所述第二开关管的输入端作为所述变换器的输出端口,所述第一开关管和第二开关管的控制端接收外部的控制信号。
- [0013] 可选地,所述变换器还包括:连接于所述输出端口的负载。
- [0014] 可选地,所述负载为电阻负载、蓄电池或发光二极管(LED)。
- [0015] 可选地,所述变换器还包括:连接于所述输出端口的输出电容。
- [0016] 可选地,所述变换器还包括:整流桥,所述输入信号为交流信号经由所述整流桥整流后得到的正弦半波电压信号。
- [0017] 可选地,所述输入信号为低纹波的直流电压信号。
- [0018] 可选地,当所述输入信号的电压幅值低于所述输出端口的输出电压幅值、所述第一开关管导通且第二开关管关断时,所述变换器工作在 Buck-boost 模式下的充电模式,所述输入信号加在所述电感两端,流经所述电感的电流上升。
- [0019] 可选地,当所述输入信号的电压幅值低于所述输出端口的输出电压幅值、所述第一开关管关断且第二开关管关断时,所述变换器工作在 Buck-boost 模式下的续流模式,所述二极管导通续流,流经所述电感的电流下降。
- [0020] 可选地,当所述输入信号的电压幅值高于所述输出端口的输出电压幅值、所述第一开关管关断且第二开关管导通时,所述变换器工作在正向 Buck 模式的充电模式,流经所述电感的电流上升。
- [0021] 可选地,当所述输入信号的电压幅值高于所述输出端口的输出电压幅值、所述第一开关管关断且第二开关管关断时,所述变换器工作在正向 Buck 模式的续流模式,所述二极管导通续流,流经所述电感的电流下降。
- [0022] 本实用新型还提供了一种功率因数校正装置,包括上述任一项所述的变换器以及与其相连的控制电路,所述控制电路生成控制信号以控制所述第一开关管和第二开关管的导通和关断。
- [0023] 可选地,所述控制电路包括:
- [0024] 输入电压采样电路,用于对所述输入信号进行采样;
- [0025] 输出电压/电流采样电路,用于对所述输出端口的电压/电流进行采样;
- [0026] 相角检测比较器,其正输入端连接所述输入电压采样电路的输出端,其负输入端连接所述输出电压/电流采样电路的输出端;
- [0027] 误差放大网络,其输入端与所述输出电压/电流采样电路的输出端相连,用于对所述输出电压/电流采样电路输出的采样信号进行放大后产生误差放大信号;
- [0028] PFC 控制器,其第一输入端与所述相角检测比较器的输出端相连,其第二输入端接收所述误差放大网络产生的误差放大信号;
- [0029] 逻辑及驱动电路,连接所述 PFC 控制器的输出端和相角检测比较器的输出端,根据所述相角检测比较器输出的比较结果和所述 PFC 控制器输出的驱动信号产生所述控制信号。
- [0030] 可选地,所述误差放大网络包括:

- [0031] 电阻,其第一端连接所述输出电压 / 电流采样电路的输出端 ;
- [0032] 误差放大器,其负输入端连接所述电阻的第二端 ;
- [0033] 基准电压源,其一端连接所述误差放大器的正输入端,另一端接地 ;
- [0034] 电容,其一端连接所述误差放大器的负输入端,另一端连接所述误差放大器的输出端。
- [0035] 可选地,所述逻辑及驱动电路包括 :
- [0036] 反相器,其输入端连接所述相角检测比较器的输出端 ;
- [0037] 第一与门,其第一输入端连接所述反相器的输出端,其第二输入端连接所述 PFC 控制器的输出端 ;
- [0038] 第二与门,其第一输入端连接所述反相器的输出端,其第二输入端连接所述 PFC 控制器的输出端 ;
- [0039] 第一驱动电路,其输入端连接所述第一与门的输出端,其输出端连接所述第二开关管的控制端 ;
- [0040] 第二驱动电路,其输入端连接所述第二与门的输出端,其输出端连接所述第一开关管的控制端。
- [0041] 与现有技术相比,本实用新型具有以下优点 :
- [0042] 本实用新型实施例的变换器兼具 Buck 电路和 Buck-boost 电路二者的功能和优点,通过适当的外部控制信号既可以实现 Buck-boost 电路功能,又可以实现 Buck 电路功能,因此电路功能灵活。
- [0043] 进一步地,本实用新型实施例的变换器在应用于 PFC 电路时,相对于传统的非隔离 Buck PFC 电路,提升了输入交流进线的功率因数,降低了电流谐波含量 ;相对于传统的非隔离 Buck-boost PFC 电路,提升了电路工作效率。
- [0044] 另外,本实用新型实施例的变换器相对于非隔离 Buck 电路,基本上仅增加了一个开关管,且开关控制策略简单,电路总体成本增加不多但是却能够实现如上所述的性能的提升

附图说明

- [0045] 图 1 是现有技术中一种 Buck PFC 电路的电路图 ;
- [0046] 图 2 是图 1 所示的 Buck PFC 电路的信号波形图 ;
- [0047] 图 3 是本实用新型实施例的变换器的电路拓扑结构图 ;
- [0048] 图 4a 是图 3 所示的变换器在第一工作模态的等效电路图 ;
- [0049] 图 4b 是图 3 所示的变换器在第二工作模态的等效电路图 ;
- [0050] 图 4c 是图 3 所示的变换器在第三工作模态的等效电路图 ;
- [0051] 图 5 是本实用新型实施例的变换器在输入信号为交流信号经整流后得到的正弦半波电压信号时的信号波形图 ;
- [0052] 图 6 是本实用新型实施例的一种功率因数校正装置的电路图 ;
- [0053] 图 7 为图 6 所示的功率因数校正装置的信号波形图 ;
- [0054] 图 8 为本实用新型实施例的另一种功率因数校正装置的电路图。

具体实施方式

[0055] 下面结合具体实施例和附图对本实用新型作进一步说明,但不应以此限制本实用新型的保护范围。

[0056] 图3示出了本实施例的变换器的电路图,主要包括:电感L、第一开关管 Q_2 、第二开关管 Q_1 、二极管 D_0 、输出电容 C_0 、负载 R_{load} 。其中,电感L的第一端连接输入信号 V_{in} 的正端,电感L的第二端作为输出端口的一端来连接输出电容 C_0 和负载 R_{load} 的一端;第一开关管 Q_2 的输入端连接电感L的第二端,输出端连接输入信号 V_{in} 的负端,控制端接收外部的控制信号;二极管 D_0 的阴极连接输入信号 V_{in} 的正端,阳极连接第二开关管 Q_1 的输入端;第二开关管 Q_1 的输入端连接二极管 D_0 的阳极,输出端连接输入信号 V_{in} 的负端,控制端接收外部的控制信号,第二开关管 Q_1 的输入端作为输出端口的另一端来连接输出电容 C_0 和负载 R_{load} 的另一端。

[0057] 在一个具体实施例中,该变换器还可以包括整流桥(图中未示出),输入信号 V_{in} 是外部输入的交流信号经由整流桥整流后得到的正弦半波电压信号。

[0058] 此外,根据具体实施例的不同,该输入信号 V_{in} 还可以是低纹波的直流电压信号。

[0059] 第一开关管 Q_2 可以是各种适当类型的开关器件,优选为MOSFET晶体管、三极管和IGBT晶体管。

[0060] 第二开关管 Q_1 可以是电流单向流动的开关器件或组合开关电路,优选为三极管、MOSFET晶体管和二极管组成的单向开关、IGBT晶体管和二极管组成的单向开关。

[0061] 负载 R_{load} 可以是电阻负载、蓄电池、LED或者后级电路等。

[0062] 输出电容 C_0 可以在某些具体实施例中省去,如负载 R_{load} 为蓄电池或LED时可以省去。

[0063] 在输入信号 V_{in} 是交流信号经过整流后得到的正弦半波电压信号时,图3所示的变换器具有四种不同的工作模式和三种等效电路,该等效电路分别如图4a至图4c所示。

[0064] (1) 工作模式 I:

[0065] 当输入信号 V_{in} 的电压幅值低于输出电压 V_0 、第一开关管 Q_2 导通且第二开关管 Q_1 关断时,本实施例的变换器工作在Buck-boost模式下的充电模式,即工作模式I,其等效电路如图4a所示,此时输入信号 V_{in} 加在电感L两端,流经电感L的电流 i_L 上升。

[0066] (2) 工作模式 II:

[0067] 当输入信号 V_{in} 的电压幅值低于输出电压 V_0 、第一开关管 Q_2 关断且第二开关管 Q_1 关断时,本实施例的高功率因数变换器工作在Buck-boost模式下的续流模式,即工作模式II,其等效电路如图4b所示。此时二极管 D_0 导通续流,流经电感L的电流 i_L 下降。

[0068] (3) 工作模式 III:

[0069] 当输入信号 V_{in} 的电压幅值比输出电压 V_0 高、第二开关管 Q_1 导通且第一开关管 Q_2 关断时,本实施例的变换器工作在正向Buck模式的充电模式,即工作模式III,其等效电路如图4c所示。此时电压 $(V_{in}-V_0)$ 给电感L充电,流经电感L的电感电流 i_L 上升。

[0070] (4) 工作模式 IV:

[0071] 当输入电压 V_{in} 的电压幅值比输出电压 V_0 高、第二开关管 Q_1 关断且第一开关管 Q_2 关断时,本实施例的变换器工作在正向Buck模式的续流模式,即工作模式IV,此时等效电路与工作模式II相同,如图4b所示。此时二极管 D_0 导通续流,电感电流 i_L 下降。

[0072] 图5为当输入信号 V_{in} 是交流输入经整流后得到的正弦半波电压信号时,本实施例的变换器的信号波形图。可见,在输入信号 V_{in} 的电压低于输出电压 V_o 时,输入电流 i_{ac} 并不为零。

[0073] 根据具体实施例的不同,当输入信号 V_{in} 是低纹波的直流电压信号时,则无需考虑输入信号 V_{in} 的电压状态,而可直接通过控制第一开关管 Q_2 和第二开关管 Q_1 的驱动脉冲的逻辑,使得电路工作在Buck-boost模式或者Buck模式。

[0074] 图6示出了本实施例的功率因数校正装置的电路图,主要包括上述的变换器以及控制电路,其中控制电路用于生成切换第一开关管和第二开关管导通和关断状态的控制信号。

[0075] 具体地,该变换器包括电感 L 、第一开关管 Q_2 、第二开关管 Q_1 、输出电容 C_o 、二极管 D_o 和负载 R_{load} ,上述部件的连接方式与图3中对应部件的连接方式相同,这里不再赘述。此外,图6中所示出的变换器还包括整流桥100,整流桥100的两个输入端接收外部的交流输入电压 V_{ac} ,交流输入电压 V_{ac} 经整流桥100整流之后获得输入电压 V_{in} 。整流桥100的正输入端接电感 L 一端和二极管 D_o 的阴极,电感 L 的另一端接第一开关管 Q_2 (本实施例中具体为MOS晶体管)的漏极、输出电容 C_o 的正端以及负载 R_{load} 的一端。二极管 D_o 的阳极接输出电容 C_o 的负端、负载 R_{load} 的另一端和第二开关管 Q_1 (本实施例中具体为三极管)的集电极。第二开关管 Q_1 的发射极和第一开关管 Q_2 的源极接输入电压 V_{in} 的负端。

[0076] 其中,控制电路包括:输入电压采样电路104,用于对输入信号 V_{in} 进行采样;输出电压采样电路105,用于对输出端口的输出电压 V_o 进行采样;相角检测比较器 U_c ,其正输入端连接输入电压采样电路104的输出端,其负输入端连接输出电压采样电路105的输出端;误差放大网络101,其输入端与输出电压采样电路105的输出端相连,用于对输出电压采样电路105输出的采样信号进行放大后产生误差放大信号;PFC控制器102,其第一输入端与相角检测比较器 U_c 的输出端相连,其第二输入端接收误差放大网络101产生的误差放大信号;逻辑及驱动电路103,连接PFC控制器102的输出端和相角检测比较器 U_c 的输出端,根据相角检测比较器 U_c 输出的比较结果和PFC控制器102输出的驱动信号产生控制信号,以切换第一开关管 Q_2 和第二开关管 Q_1 的导通和关断状态。

[0077] 本实施例中,误差放大网络101包括:电阻 R_f ,其第一端连接输出电压采样电路105的输出端;误差放大器 U_f ,其负输入端连接电阻 R_f 的第二端;基准电压源 V_{ref} ,其一端连接误差放大器 U_f 的正输入端,另一端接地;电容 C_f ,其一端连接误差放大器 U_f 的负输入端,另一端连接误差放大器 U_f 的输出端。

[0078] 本实施例中,逻辑及驱动电路103包括:反相器 U_k ,其输入端连接相角检测比较器 U_c 的输出端;第一与门 U_a ,其第一输入端连接反相器 U_k 的输出端,其第二输入端连接PFC控制器102的输出端;第二与门 U_b ,其第一输入端连接反相器 U_k 的输出端,其第二输入端连接PFC控制器102的输出端;第一驱动电路 $Drv1$,其输入端连接第一与门 U_a 的输出端,其输出端连接第二开关管 Q_1 的控制端,作为一个控制信号;第二驱动电路,其输入端连接第二与门 U_b 的输出端,其输出端连接第一开关管 Q_2 的控制端,作为另一个控制信号。

[0079] 图6所示的控制电路在工作时的主要信号波形如图7所示。图6所示的功率因数校正装置的工作过程大致如下:交流输入信号 V_{ac} 经整流桥100之后产生正向交流半波电压信号 V_{in} ,输入电压采样电路104检测到的交流半波电压信号 V_{in} 与输出电压采样电路105检

测到的输出电压 V_o 经相角检测比较器 U_c 进行比较,产生比较结果 V_{ph} ;逻辑及驱动电路 103 根据比较结果 V_{ph} 以及 PFC 控制器 102 产生的驱动信号 V_G 产生三极管 Q_1 和 MOS 管 Q_2 的驱动信号 V_{G1} 和 V_{G2} ;在交流半波电压信号 V_{in} 小于输出电压 V_o 的区间,驱动信号 V_{G1} 为 0,三极管 Q_1 处于常关状态,驱动信号 V_{G2} 信号与 V_G 相同,控制 MOS 管 Q_2 不停通断,使变换器工作在 Buck-boost 模式;在交流半波电压信号 V_{in} 大于输出电压 V_o 的区间,驱动信号 V_{G2} 为 0, MOS 管 Q_2 处于常关状态,驱动信号 V_{G1} 信号与 V_G 相同,控制三极管 Q_1 不停通断,使变换器工作在 Buck 模式;误差放大网络 101 将检测到的输出电压信号与设定的基准信号(本实施例中具体为基准电压 V_{ref}) 进行比较,当反馈的输出电压 V_o 信号 $k_2 \cdot V_o$ (即图 7 中的 $k_2 * V_o$) 低于基准电压 V_{ref} 时,误差放大器 U_f 的输出电压上升,经 PFC 控制器 105 使得输出信号 V_G 的占空比增加。反之,当反馈的输出电压 V_o 信号 $k_2 \cdot V_o$ (即图 7 中的 $k_2 * V_o$) 高于基准电压 V_{ref} 时,误差放大器 U_f 输出电压下降,经 PFC 控制器 102 使得输出信号 V_G 的占空比减小,从而实现输出电压 V_o 的稳压。

[0080] 本实施例不仅可用于恒压电路,也可用于恒流电路,如 LED 驱动器等,如图 8 所示。图 8 所示实施例与图 6 基本相似,区别在于使用输出电流采样电路 105a 来代替输出电压采样电路 105,从而采样变换器的输出电流 I_o 并送入误差放大网络 101 实现对输出电流 I_o 的恒流控制。另外,图 8 中变换器的负载为 LED。

[0081] 本实用新型还提供了一种图 3 所示的变换器的驱动方法,包括:

[0082] 对所述输入信号和输出端口的输出电压 / 电流进行采样;

[0083] 对采样得到的输入信号和输出电压 / 电流进行相角检测比较,以产生比较结果;

[0084] 对所述采样得到的输出电压 / 电流进行放大,产生误差放大信号;

[0085] PFC 控制器根据所述比较结果和误差放大信号产生驱动信号;

[0086] 根据所述驱动信号产生控制所述第一开关管和第二开关管的控制信号。

[0087] 该方法的更多详细内容请参见图 6 所示的功率因数校正装置的工作过程及原理,这里不再赘述。

[0088] 本实用新型虽然以较佳实施例公开如上,但其并不是用来限定本实用新型,任何本领域技术人员在不脱离本实用新型的精神和范围内,都可以做出可能的变动和修改,因此本实用新型的保护范围应当以本实用新型权利要求所界定的范围为准。

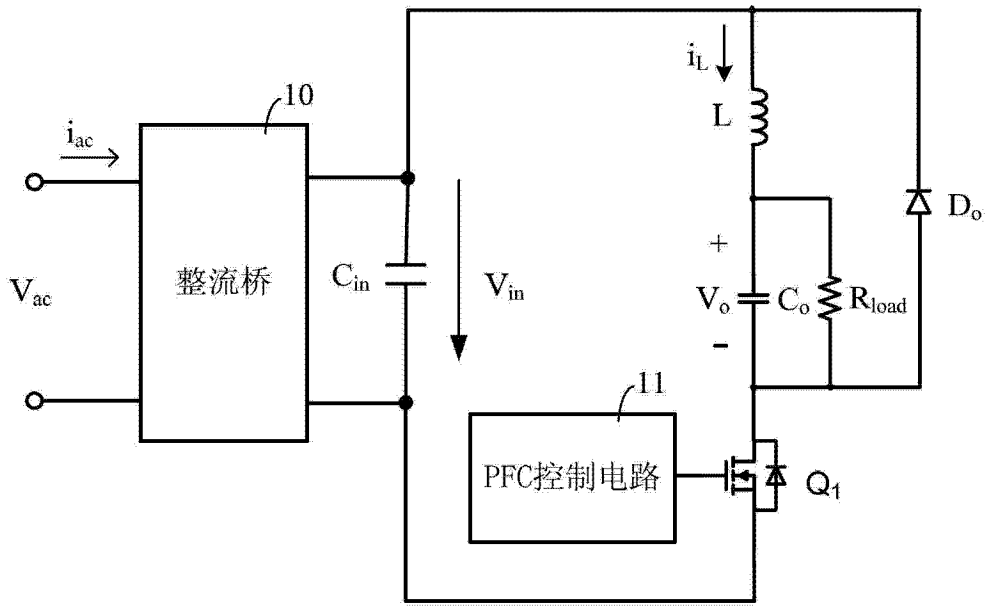


图 1

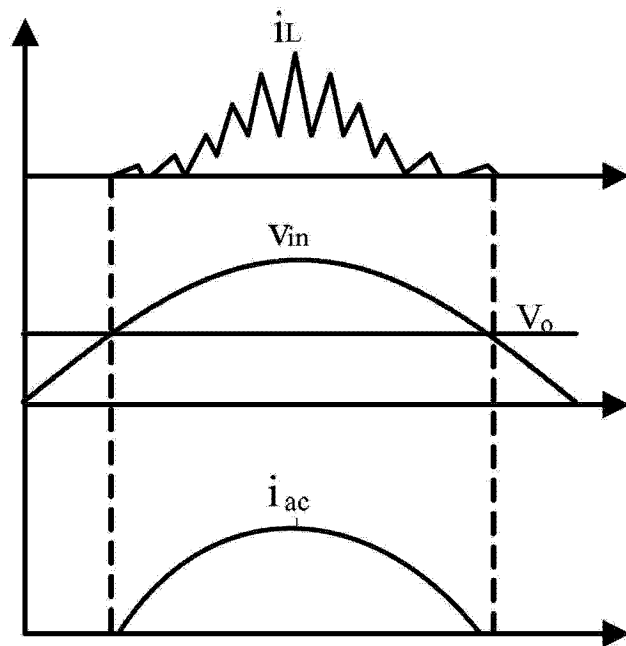


图 2

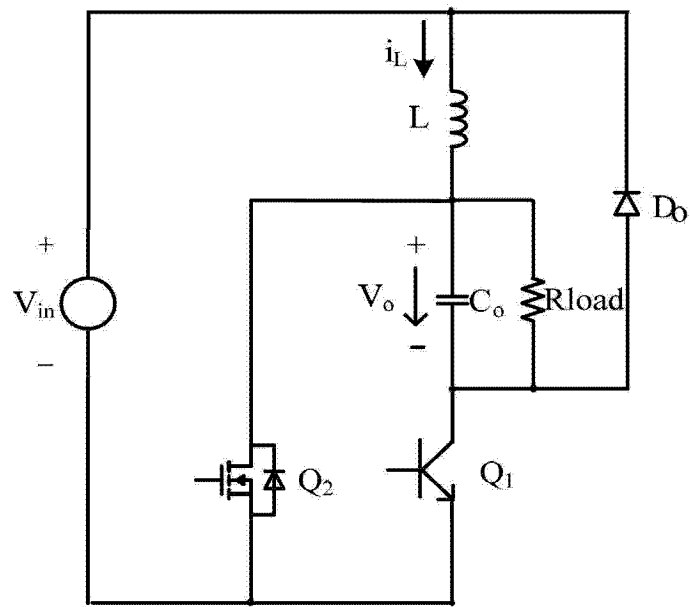


图 3

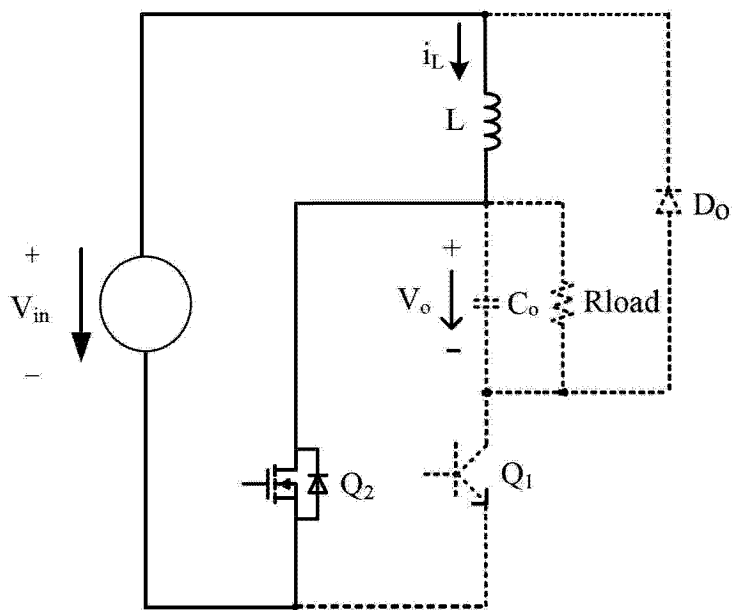


图 4a

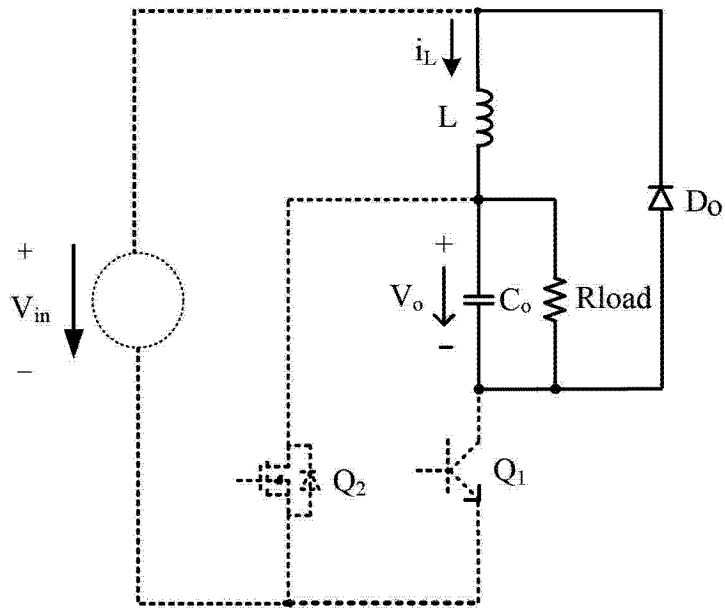


图 4b

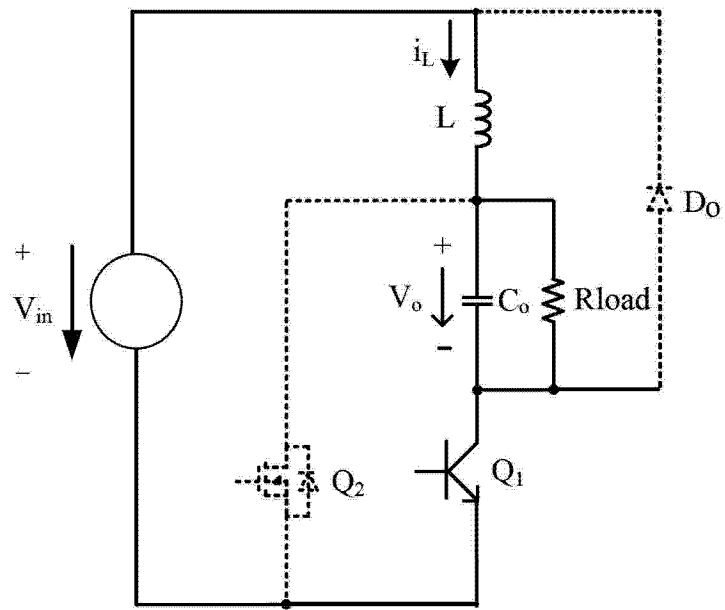


图 4c

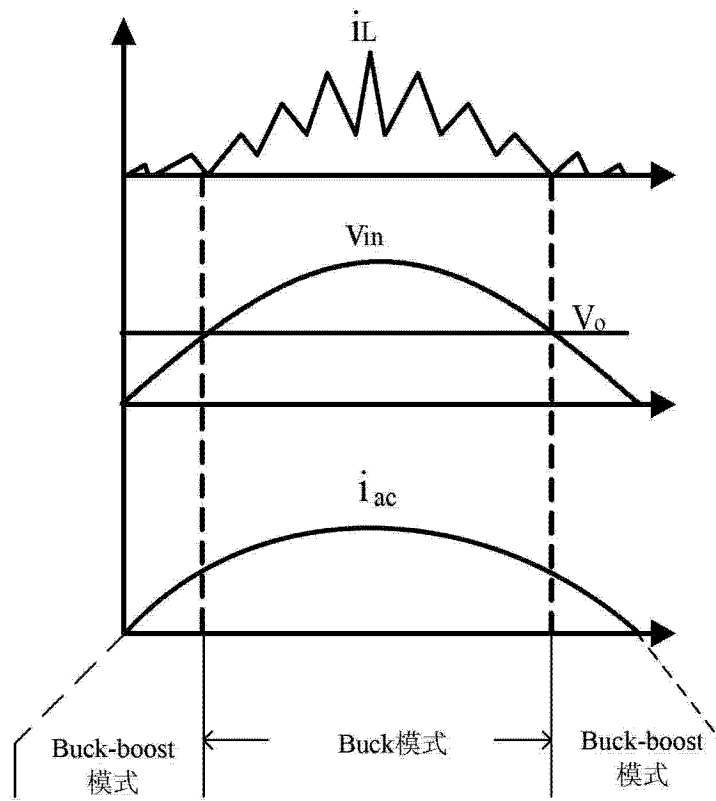


图 5

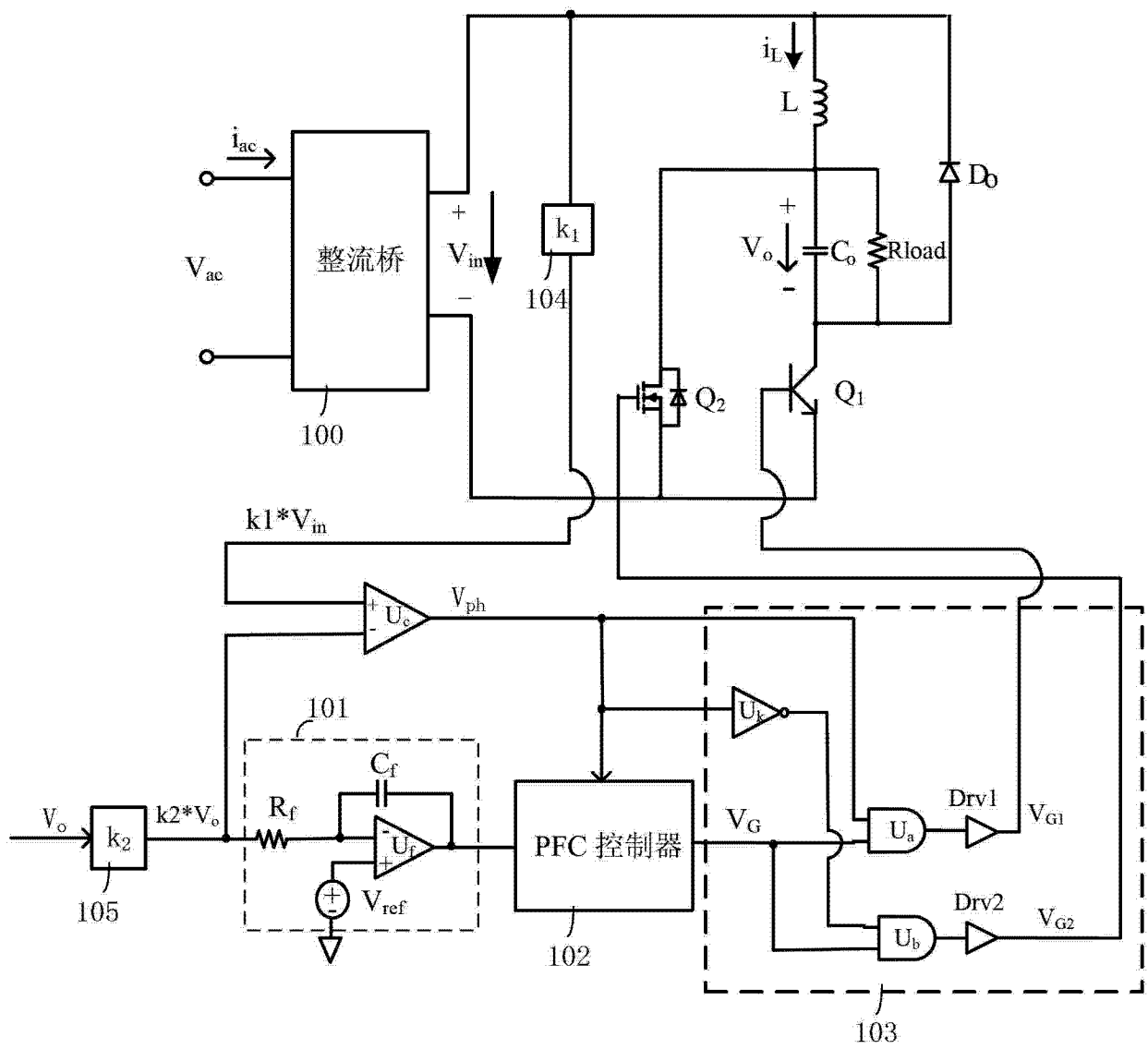


图 6

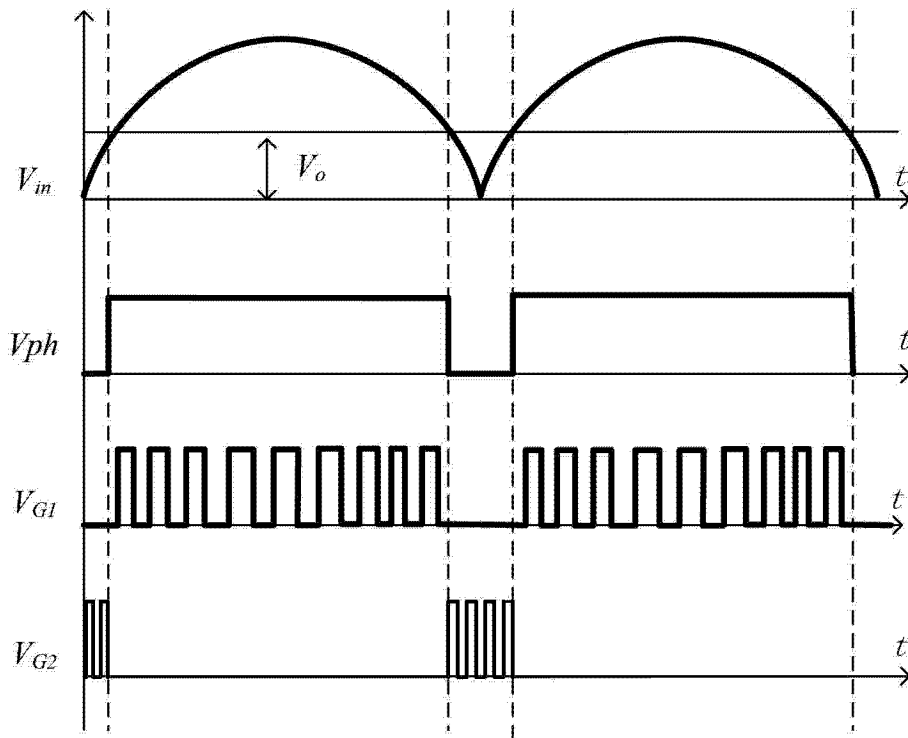


图 7

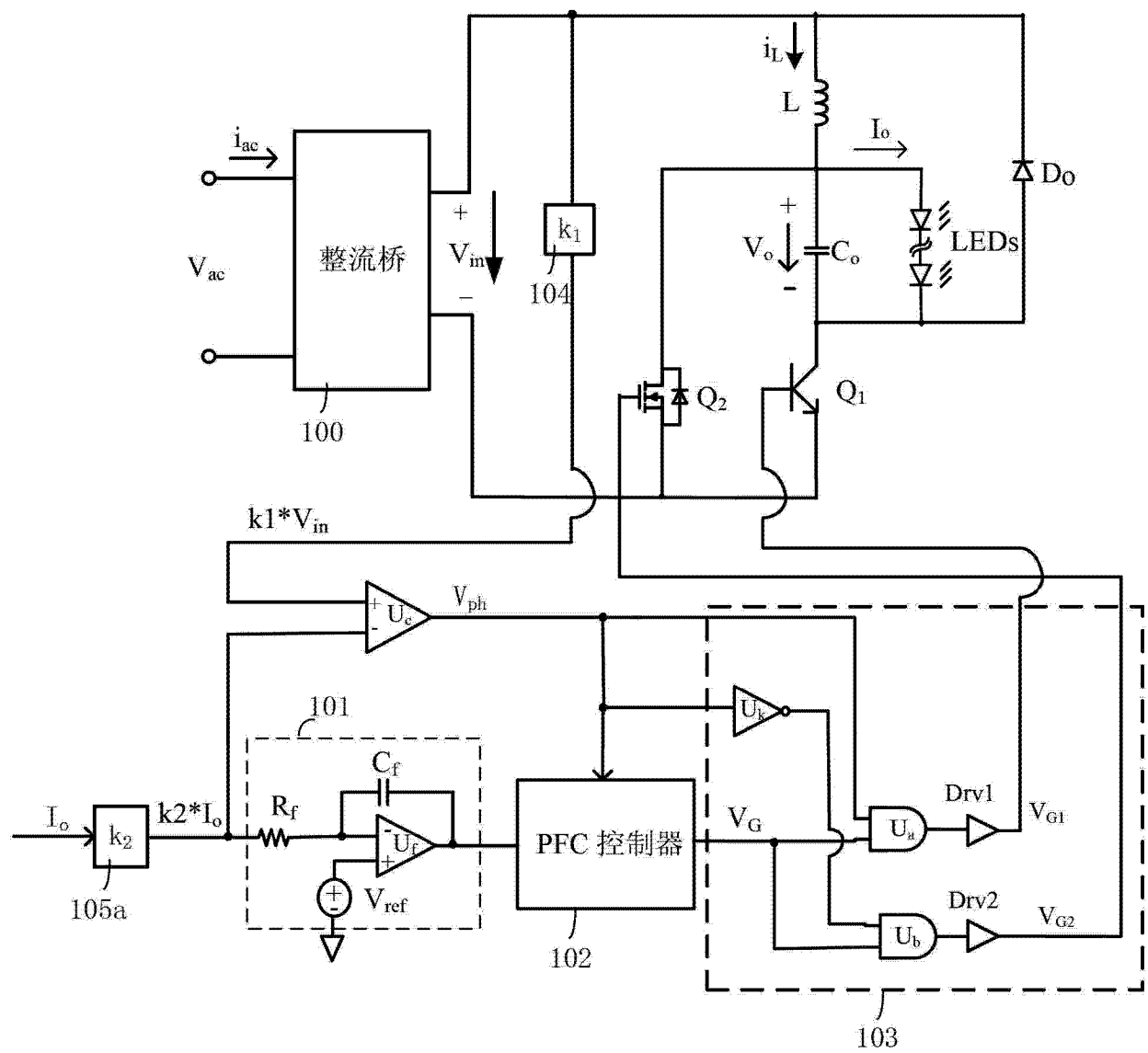


图 8