



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 103269164 B

(45) 授权公告日 2015. 08. 26

(21) 申请号 201310234999. 1

(22) 申请日 2013. 06. 09

(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 蔡拥军 吴建兴

(74) 专利代理机构 上海专利商标事务所有限公司 31100

代理人 陆嘉

(51) Int. Cl.

H02M 3/28(2006. 01)

H02M 1/42(2007. 01)

H02M 1/14(2006. 01)

(56) 对比文件

CN 203326884 U, 2013. 12. 04, 权利要求 1-11.

CN 1352483 A, 2002. 06. 05, 全文.

CN 101478247 A, 2009. 07. 08, 全文.

JP 2001169555 A, 2001. 06. 22, 全文.

CN 201733501 U, 2011. 02. 02, 全文.

审查员 傅远

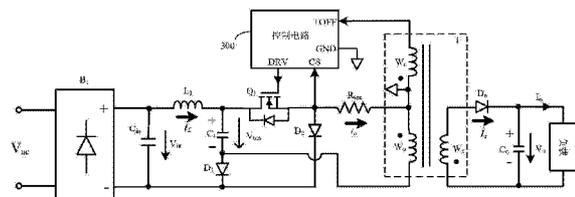
权利要求书2页 说明书6页 附图4页

(54) 发明名称

原边恒流控制的准单级大功率因数电路及装置

(57) 摘要

本发明提供了一种原边恒流控制的准单级大功率因数电路及装置,该电路包括:整流桥;输入电容;电感,第一端连接输入电容的第一端;母线电容,第一端连接电感的第二端;第一二极管,阳极连接母线电容的第二端,阴极连接整流桥的负输出端;开关管,第一功率端连接电感的第二端,控制端接收外部的驱动信号;第二二极管,阳极连接开关管的第二功率端,阴极连接整流桥的负输出端;采样电阻,第一端连接开关管的第二功率端;变压器,原边绕组的同名端与采样电阻的第二端相连,原边绕组的异名端与母线电容的第二端相连,变压器与负载耦合。本发明相比于传统的两级电路而言能够降低电路成本,相比于传统的单级电路而言可减小负载的纹波电流。



1. 一种原边恒流控制的准单级高功率因数电路,其特征在于,包括:
整流桥,对输入的交流电源信号整流;
输入电容,其第一端连接所述整流桥的正输出端,其第二端连接所述整流桥的负输出端;
电感,其第一端连接所述输入电容的第一端;
母线电容,其第一端连接所述电感的第二端;
第一二极管,其阳极连接所述母线电容的第二端,其阴极连接所述整流桥的负输出端;
开关管,其第一功率端连接所述电感的第二端,其控制端接收外部的驱动信号;
第二二极管,其阳极连接所述开关管的第二功率端,其阴极连接所述整流桥的负输出端;
采样电阻,其第一端连接所述开关管的第二功率端;
变压器,其原边绕组的同名端与所述采样电阻的第二端相连,其原边绕组的异名端与所述母线电容的第二端相连,所述变压器与输出二极管、输出电容以及负载耦合。
2. 根据权利要求 1 所述的准单级高功率因数电路,其特征在于,所述变压器与负载之间为隔离式耦合,所述输出二极管的阳极与所述变压器的副边绕组的异名端连接;所述输出电容的第一端连接所述输出二极管的阴极,所述输出电容的第二端连接所述变压器的副边绕组的同名端,所述输出电容配置为与所述负载并联。
3. 根据权利要求 1 所述的准单级高功率因数电路,其特征在于,所述变压器与负载之间为非隔离式耦合,所述输出二极管的阳极与所述变压器的原边绕组的异名端连接;所述输出电容的第一端连接所述输出二极管的阴极,所述输出电容的第二端连接所述变压器的原边绕组的同名端,所述输出电容配置为与所述负载并联。
4. 根据权利要求 1 所述的准单级高功率因数电路,其特征在于,所述开关管为功率 MOSFET 晶体管,所述第一功率端为所述 MOSFET 晶体管的漏极,所述第二功率端为所述 MOSFET 晶体管的源极,所述控制端为所述 MOSFET 晶体管的栅极。
5. 根据权利要求 1 所述的准单级高功率因数电路,其特征在于,所述开关管为功率三极管,所述第一功率端为所述功率三极管的集电极,所述第二功率端为所述功率三极管的发射极,所述控制端为所述功率三极管的基极。
6. 根据权利要求 1 所述的准单级高功率因数电路,其特征在于,所述开关管为源极驱动组合开关器件,包括第一 MOS 晶体管和第二 MOS 晶体管,其中,所述第一功率端为所述第一 MOS 晶体管的漏极,所述第二功率端为所述第二 MOS 晶体管的源极,所述控制端为所述第二 MOS 晶体管的栅极,所述第一 MOS 晶体管的源极连接所述第二 MOS 晶体管的漏极,所述第一 MOS 晶体管的栅极接收预设的直流电压。
7. 一种原边恒流控制的准单级高功率因数装置,其特征在于,包括:
权利要求 1 至 6 中任一项所述的准单级高功率因数电路;
控制电路,其电流采样端采样获得所述采样电阻的电流信息,所述控制电路根据所述采样电阻的电流信息和所述输出二极管的导通时间信息产生驱动信号,所述驱动信号经由输出端传输至所述开关管的控制端。
8. 根据权利要求 7 所述的准单级高功率因数装置,其特征在于,所述控制电路的电流

采样端连接所述采样电阻的第一端,所述采样电阻的第二端接地;或者所述控制电路的电流采样端连接所述采样电阻的第二端,所述采样电阻的第一端接地。

9. 根据权利要求 7 所述的准单级高功率因数装置,其特征在于,所述控制电路用于输出负载恒流控制。

10. 一种原边恒流控制的准单级高功率因数装置,其特征在于,包括:

权利要求 2 所述的准单级高功率因数电路;

控制电路,其电流采样端采样获得所述采样电阻的电流信息,所述控制电路根据所述采样电阻的电流信息和所述输出二极管的导通时间信息产生驱动信号,所述驱动信号经由输出端传输至所述开关管的控制端;

其中,所述变压器还包括辅助绕组,所述变压器的辅助绕组的同名端连接所述变压器的原边绕组的同名端,所述变压器的辅助绕组的异名端连接所述控制电路的关断时间端。

11. 一种原边恒流控制的准单级高功率因数装置,其特征在于,包括:

权利要求 3 所述的准单级高功率因数电路;

控制电路,其电流采样端采样获得所述采样电阻的电流信息,所述控制电路根据所述采样电阻的电流信息和所述输出二极管的导通时间信息产生驱动信号,所述驱动信号经由输出端传输至所述开关管的控制端;

其中,所述变压器还包括辅助绕组,所述变压器的辅助绕组的同名端连接所述变压器的原边绕组的同名端,所述变压器的辅助绕组的异名端连接所述控制电路的关断时间端。

原边恒流控制的准单级高功率因数电路及装置

技术领域

[0001] 本发明涉及开关电源技术,尤其涉及一种原边恒流控制的准单级高功率因数电路及装置。

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 的谐波要求,必须在这些用电设备中加入功率因素校正(PFC)装置。另外,一些用电设备如 LED 驱动器等要求实现输出恒流功能。

[0003] 为了满足上述两点要求,一种现有技术的电路结构为如图 1 所示的两级式结构。其中,交流输入电源接整流桥 101 的两个输入端,整流桥 101 的两个输出端接 PFC 主电路 102 的两个输入端,PFC 控制芯片 103 输出控制信号来控制 PFC 主电路 102,PFC 主电路 102 的正输出端接母线电容 C_{bus} 的第一端和变压器 T 的原边绕组 W_p 的同名端,变压器 T 的原边绕组 W_p 的异名端接开关管 Q_s 的漏极,开关管 Q_s 的源极接采样电阻 R_s 的第一端,采样电阻 R_s 的第二端接 PFC 主电路 102 的负输出端以及母线电容 C_{bus} 的第二端,恒流控制芯片 104 接收来自采样电阻 R_s 第一端的信号,并输出驱动信号去控制开关管 Q_s 的栅极,变压器 T 副边绕组 W_s 的异名端接二极管 D_o 的阳极,二极管 D_o 的阴极接输出电容 C_o 的第一端和 LED 负载的阳极,输出电容 C_o 的第二端接 LED 负载的阴极和变压器 T 副边绕组 W_s 的同名端。图 1 所示的前级 PFC 电路用来实现功率因数校正功能,后级反激式直流-直流变换器环节实现输出恒流功能。

[0004] 图 1 所示两级电路的优点是输入功率因数较高,输出 LED 负载的电流纹波较小,缺点是需要两级功率电路和两级控制电路,因此其系统结构较复杂,导致成本较高。

[0005] 为了实现低成本,目前在小功率的 LED 驱动器中应用较多的一种现有技术是采用单级的 PFC 方案,即采用一级变换器的结构来同时实现功率因数校正和输出恒流功能,如图 2 所示。其中,交流输入源接整流桥 201 的两个输入端,整流桥 201 的正输出端接电容 C_{in} 的第一端和变压器 T 的原边绕组 W_p 的同名端,变压器 T 的原边绕组 W_p 的异名端接开关管 Q_s 的漏极,开关管 Q_s 的源极接采样电阻 R_s 的第一端,采样电阻 R_s 的第二端接原边地,整流桥 201 的负输出端接电容 C_{in} 的第二端并同时接到原边地,副边电流模拟模块 202 的输入端接采样电阻 R_s 的第一端,副边电流模拟模块 202 的输出端接 PFC 控制和驱动模块 203 的输入端,PFC 控制和驱动模块 203 的输出端接开关管 Q_s 的栅极。图 2 中,副边电流模拟模块 202 通过采样电阻 R_s 获得原边开关电流信息,并模拟出副边电流信息,然后送入 PFC 控制和驱动模块 203 以产生可调节输出恒流和 PFC 控制的驱动信号去控制开关管 Q_s ,从而在单级变换电路中实现了输入功率因数校正和输出恒流。

[0006] 图 2 所示单级变换电路的优点是电路结构简单,电路成本低,缺点是输出 LED 负载存在较大的纹波电流(通常为 100Hz 的纹波电流),会造成频闪,无法适用于某些对频闪要求较高的应用场合。

发明内容

[0007] 本发明要解决的技术问题是提供一种原边恒流控制的准单级高功率因数电路及装置,相比于传统的两级电路而言能够降低电路成本,相比于传统的单级电路而言可减小负载的纹波电流。

[0008] 为解决上述技术问题,本发明提供了一种原边恒流控制的准单级高功率因数电路,包括:

[0009] 整流桥,对输入的交流电源信号整流;

[0010] 输入电容,其第一端连接所述整流桥的正输出端,其第二端连接所述整流桥的负输出端;

[0011] 电感,其第一端连接所述输入电容的第一端;

[0012] 母线电容,其第一端连接所述电感的第二端;

[0013] 第一二极管,其阳极连接所述母线电容的第二端,其阴极连接所述整流桥的负输出端;

[0014] 开关管,其第一功率端连接所述电感的第二端,其控制端接收外部的驱动信号;

[0015] 第二二极管,其阳极连接所述开关管的第二功率端,其阴极连接所述整流桥的负输出端;

[0016] 采样电阻,其第一端连接所述开关管的第二功率端;

[0017] 变压器,其原边绕组的同名端与所述采样电阻的第二端相连,其原边绕组的异名端与所述母线电容的第二端相连,所述变压器与输出二极管、输出电容以及负载耦合。

[0018] 根据本发明的一个实施例,所述变压器与负载之间为隔离式耦合,所述输出二极管的阳极与所述变压器的副边绕组的异名端连接;所述输出电容的第一端连接所述输出二极管的阴极,所述输出电容的第二端连接所述变压器的副边绕组的同名端,所述输出电容配置为与所述负载并联。

[0019] 根据本发明的一个实施例,所述变压器与负载之间为非隔离式耦合,所述输出二极管的阳极与所述变压器的原边绕组的异名端连接;所述输出电容的第一端连接所述输出二极管的阴极,所述输出电容的第二端连接所述变压器的原边绕组的同名端,所述输出电容配置为与所述负载并联。

[0020] 根据本发明的一个实施例,所述开关管为功率 MOSFET 晶体管,所述第一功率端为所述 MOSFET 晶体管的漏极,所述第二功率端为所述 MOSFET 晶体管的源极,所述控制端为所述 MOSFET 晶体管的栅极。

[0021] 根据本发明的一个实施例,所述开关管为功率三极管,所述第一功率端为所述功率三极管的集电极,所述第二功率端为所述功率三极管的发射极,所述控制端为所述功率三极管的基极。

[0022] 根据本发明的一个实施例,所述开关管为源极驱动组合开关器件,包括第一 MOS 晶体管和第二 MOS 晶体管,其中,所述第一功率端为所述第一 MOS 晶体管的漏极,所述第二功率端为所述第二 MOS 晶体管的源极,所述控制端为所述第二 MOS 晶体管的栅极,所述第一 MOS 晶体管的源极连接所述第二 MOS 晶体管的漏极,所述第一 MOS 晶体管的栅极接收预设的直流电压。

[0023] 本发明还提供了一种原边恒流控制的准单级高功率因数装置,包括:

[0024] 以上任一项所述的准单级高功率因数电路;

[0025] 控制电路,其电流采样端采样获得所述采样电阻的电流信息,所述控制电路根据所述采样电阻的电流信息和所述输出二极管的导通时间信息产生驱动信号,所述驱动信号经由输出端传输至所述开关管的控制端。

[0026] 根据本发明的一个实施例,所述控制电路的电流采样端连接所述采样电阻的第一端,所述采样电阻的第二端接地;或者所述控制电路的电流采样端连接所述采样电阻的第二端,所述采样电阻的第一端接地。

[0027] 根据本发明的一个实施例,所述变压器与所述负载之间为隔离式耦合,所述变压器还包括辅助绕组,所述变压器的辅助绕组的同名端连接所述变压器的原边绕组的同名端,所述变压器的辅助绕组的异名端连接所述控制电路的关断时间端。

[0028] 根据本发明的一个实施例,所述变压器与所述负载之间为非隔离式耦合,所述变压器还包括辅助绕组,所述变压器的辅助绕组的同名端连接所述变压器的原边绕组的同名端,所述变压器的辅助绕组的异名端连接所述控制电路的关断时间端。

[0029] 根据本发明的一个实施例,所述控制电路用于输出负载恒流控制。

[0030] 与现有技术相比,本发明具有以下优点:

[0031] 本发明实施例的高功率因数电路为准单级结构,相比两级式结构,电路结构更简单,有利于电路成本;相比单级式结构,大大降低了输出负载的纹波电流,无频闪。

[0032] 此外,本发明实施例的高功率因数电路及装置采用原边恒流控制,有利于进一步降低电路成本。另外,本发明仅通过采样变压器的原边绕组电流信号即可实现对输出负载电流的恒流控制。

附图说明

[0033] 图 1 是现有技术中一种两级式高功率因数恒流电路的电路结构示意图;

[0034] 图 2 是现有技术中一种单级式高功率因数恒流电路的电路结构示意图;

[0035] 图 3 是本发明第一实施例的原边恒流控制的准单级高功率因数装置的电路结构示意图;

[0036] 图 4 是源极驱动的组合开关器件的结构示意图;

[0037] 图 5 是本发明第一实施例的准单级高功率因数装置在第一工作状态下的等效电路示意图;

[0038] 图 6 是本发明第一实施例的准单级高功率因数装置在第二工作状态下的等效电路示意图;

[0039] 图 7 是本发明第二实施例的原边恒流控制的准单级高功率因数装置的电路结构示意图;

[0040] 图 8 是本发明第二实施例的准单级高功率因数装置在第一工作状态下的等效电路示意图;

[0041] 图 9 是本发明第二实施例的准单级高功率因数装置在第二工作状态下的等效电路示意图;

[0042] 图 10 是本发明第三实施例的原边恒流控制的准单级高功率因数装置的电路结构

示意图；

[0043] 图 11 是本发明第四实施例的原边恒流控制的准单级高功率因数装置的电路结构示意图。

具体实施方式

[0044] 下面结合具体实施例和附图对本发明作进一步说明,但不应以此限制本发明的保护范围。

[0045] 第一实施例

[0046] 参考图 3,图 3 示出了第一实施例的准单级高功率因数装置,包括准单级高功率因数电路以及控制电路 300,其中,准单级高功率因数电路包括整流桥 B₁、输入电容 C_{in}、电感 L₁、母线电容 C₁、第一二极管 D₁、开关管 Q₁、第二二极管 D₂、采样电阻 R_{sen}、变压器 T(包括原边绕组 W_p、副边绕组 W_s以及辅助绕组 W_a)、输出二极管 D_o以及输出电容 C_o。

[0047] 进一步而言,整流桥 B₁的输入端接交流电源信号并对其进行整流,整流桥 B₁的正输出端连接输入电容 C_{in}的第一端、电感 L₁的第一端,整流桥 B₁的负输出端接输入电容 C_{in}的第二端、第一二极管 D₁的阴极和第二二极管 D₂的阴极,电感 L 的第二端接开关管 Q₁的第一功率端和母线电容 C₁的第一端,开关管 Q₁的第二功率端接采样电阻 R_{sen}的第一端和第二二极管 D₂的阳极,采样电阻 R_{sen}的第二端接变压器 T 的原边绕组 W_p的同名端及地,变压器 T 的原边绕组 W_p的异名端接母线电容 C₁的第二端和第一二极管 D₁的阳极,变压器 T 的副边绕组 W_s的异名端接输出二极管 D_o的阳极,变压器 T 的副边绕组 W_s的同名端接输出电容 C_o的第二端,输出二极管 D_o的阴极接输出电容 C_o的第一端,输出电容 C_o两端连接负载。

[0048] 第一实施例中变压器为隔离耦合方式,控制电路 300 的电流采样端 CS 连接采样电阻 R_{sen}的第一端,采样电阻 R_{sen}的第二端接地;控制电路 300 的地端 GND 接控制地,控制电路 300 的输出端 DRV 接开关管 Q₁的控制端,控制电路 300 的关断时间端 TOFF 接变压器 T 的辅助绕组(或者称为第三绕组) W_a的异名端,变压器 T 的辅助绕组 W_a的同名端接地。

[0049] 控制电路 300 根据采样电阻 R_{sen}的电流信息以及变压器 T 的原边绕组 W_p的关断时间信息产生驱动信号,该驱动信号经由输出端 DRV 传输至开关管 Q₁的控制端。

[0050] 控制电路 300 用于输出负载恒流控制,例如可以优选为本领域技术人员公知的原边恒流控制电路,开关管 Q₁在控制电路 300 产生的驱动信号控制下周期性地导通和截止。

[0051] 开关管 Q₁可以是功率 MOSFET 晶体管,其中,开关管 Q₁的第一功率端为 MOSFET 晶体管的漏极,第二功率端为 MOSFET 晶体管的源极,控制端为 MOSFET 晶体管的栅极;或者,开关管 Q₁可以是功率三极管,开关管 Q₁的第一功率端为功率三极管的集电极,第二功率端为所述功率三极管的发射极,控制端为所述功率三极管的基极。

[0052] 另外,开关管 Q₁还可以是图 4 所示的源极驱动的组合开关器件,该源极驱动的组合开关器件包括第一 MOS 晶体管 Q_a和第二 MOS 晶体管 Q_b,其中,第一功率端为第一 MOS 晶体管 Q_a的漏极,第二功率端为第二 MOS 晶体管 Q_b的源极,控制端为第二 MOS 晶体管 Q_b的栅极,第一 MOS 晶体管 Q_a的源极连接第二 MOS 晶体管 Q_b的漏极,第一 MOS 晶体管的栅极接收预设的直流电压。作为一个非限制性的例子,该预设的直流电压可以由直流电压源 V_{DC}提供,例如直流电压源 V_{DC}的一端与第一 MOS 晶体管的栅极连接,另一端接地。

[0053] 图 5 为图 3 所示的原边恒流控制的准单级高功率因数装置在第一工作状态时的等

效电路图,图中虚线部分表示该线路不参与工作。在第一工作状态,开关管 Q_1 导通,输入交流电源信号经整流桥 B_1 整流之后的正弦半波电压经开关管 Q_1 、第二二极管 D_2 和电感 L_1 构成的回路给电感 L_1 充电,流经电感 L_1 的电流 i_L 上升;同时,母线电容 C_1 经开关管 Q_1 、采样电阻 R_{sen} 和变压器 T 的原边绕组 W_p 构成的回路给变压器 T 的原边激磁电感充电,流经变压器 T 的原边绕组 W_p 的电流 i_p 上升;采样电阻 R_{sen} 上流过的电流与流经变压器 T 的原边绕组 W_p 的电流相同。

[0054] 图6为图3所示的原边恒流控制的准单级高功率因数装置在第二工作状态时的等效电路图,图中虚线部分表示该线路不参与工作。在第二工作状态,开关管 Q_1 断开,流经电感 L_1 的电流 i_L 经输入电容 C_{in} 、电感 L_1 、母线电容 C_1 和第一二极管 D_1 构成的回路续流,电流 i_L 下降;与此同时,储存在变压器 T 的原边激磁电感中的能量经变压器 T 的副边绕组 W_s 、输出二极管 D_o 、输出电容 C_o 和负载构成的回路放电,流经输出二极管 D_o 的电流 i_s 下降。

[0055] 由上述分析可见,流经采样电阻 R_{sen} 的电流与流经变压器 T 的原边绕组 W_p 的电流完全相同,因此只需要将采样电阻 R_{sen} 的电流信息和输出二极管 D_o 的导通时间信息(其等同于变压器 T 的辅助绕组 W_a 的异名端的高电平时间信息,可由变压器 T 的辅助绕组 W_a 获得)送入控制电路 300,通过一些现有技术的原边恒流控制技术即可实现对输出负载的恒流控制。与此同时,只需将流经电感 L_1 的电流 i_L 控制为电流断续模式,即可自然实现交流输入电流的功率因数校正。此外,通过较大容量的母线电容 C_1 可以降低母线电容 C_1 两端的电压纹波,从而获得较小的输出负载电流纹波,消除 100Hz 频闪。

[0056] 第二实施例

[0057] 参考图7,所示为第二实施例的原边恒流控制的准单级高功率因数装置,第二实施例与第一实施例的原理相同,仅是采用非隔离形式的结构。本实施例包括准单级高功率因数电路和控制电路 300。其中,准单级高功率因数电路包括整流桥 B_1 、输入电容 C_{in} 、电感 L_1 、母线电容 C_1 、第一二极管 D_1 、开关管 Q_1 、第二二极管 D_2 、采样电阻 R_{sen} 、变压器 T (包括原边绕组 L_2 以及辅助绕组 W_{aux})、输出二极管 D_o 以及输出电容 C_o 。

[0058] 进一步而言,整流桥 B_1 的输入端接收交流电源信号,整流桥 B_1 的正输出端接输入电容 C_{in} 的第一端、电感 L_1 的第一端,整流桥 B_1 的负输出端接输入电容 C_{in} 的第二端、第一二极管 D_1 的阴极和第二二极管 D_2 的阴极,电感 L_1 的第二端接开关管 Q_1 的第一功率端和母线电容 C_1 的第一端,开关管 Q_1 的第二功率端接采样电阻 R_{sen} 的第一端和第二二极管 D_2 的阳极,采样电阻 R_{sen} 的第二端接原边绕组 L_2 的同名端及地,原边绕组 L_2 的异名端接母线电容 C_1 的第二端和第一二极管 D_1 的阳极,原边绕组 L_2 的异名端还接输出二极管 D_o 的阳极,原边绕组 L_2 的同名端还接输出电容 C_o 的第二端,输出二极管 D_o 的阴极接输出电容 C_o 的第一端,输出电容 C_o 两端接负载。

[0059] 控制电路 300 的电流采样端 CS 接采样电阻 R_{sen} 的第一端;控制电路 300 的地端 GND 接地,控制电路 300 的输出端 DRV 接开关管 Q_1 的控制端;变压器 T 的辅助绕组 W_{aux} 的同名端接地,变压器 T 的辅助绕组 W_{aux} 的异名端接控制电路 300 的关断时间端。

[0060] 图8为图7所示的原边恒流控制的准单级高功率因数装置在第一工作状态时的等效电路图,图中虚线部分表示该线路不参与工作。在第一工作状态,开关管 Q_1 导通,输入交流电源信号经整流桥 B_1 整流之后的正弦半波电压经开关管 Q_1 、第二二极管 D_2 和电感 L_1 构成的回路给电感 L_1 充电,流经电感 L_1 的电流 i_L 上升;同时,母线电容 C_1 经开关管 Q_1 、采样

电阻 R_{sen} 和变压器 T 的原边绕组 L_2 构成的回路给原边绕组 L_2 充电, 流经原边主绕组 L_2 的电流 i_{L2} 上升。

[0061] 图 9 为图 7 所示的原边恒流控制的准单级高功率因数装置在第二工作状态时的等效电路图, 图中虚线部分表示该线路不参与工作。在第二工作状态, 开关管 Q_1 断开, 流经电感 L_1 的电流 i_L 经输入电容 C_{in} 、电感 L_1 、母线电容 C_1 和第一二极管 D_1 构成的回路续流, 电流 i_L 下降; 与此同时, 储存在原边绕组 L_2 中的能量经由输出二极管 D_o 、输出电容 C_o 和负载构成的回路放电, 流经输出二极管的电流 i_{L2} 下降。

[0062] 由上述分析可见, 流经采样电阻 R_{sen} 的电流为开关管 Q_1 导通时流经变压器 T 的原边绕组 L_2 的电流。只需要将采样电阻 R_{sen} 的电流信息和输出二极管 D_o 的导通时间信息 (其等同于变压器 T 的辅助绕组 W_{aux} 异名端的高电平时间信息, 可由变压器 T 的辅助绕组 W_{aux} 获得) 送入控制电路 300, 通过一些现有技术的原边恒流控制技术即可实现对输出负载的恒流控制。与此同时, 只需控制电感 L_1 的电流 i_L 为电流断续模式, 即可自然实现交流输入电流的功率因数校正; 通过较大容量的母线电容 C_1 可以降低母线电容 C_1 两端电压纹波, 从而获得较小的输出负载电流纹波, 消除 100Hz 频闪。

[0063] 第三实施例

[0064] 参考图 10, 所示第三实施例的原边恒流控制的准单级高功率因数装置。本实施例主电路与前述的第一实施例基本相同, 工作原理也基本相同, 所以不再详述。本实施例主电路与图 3 所示第一实施例不同之处在于控制电路 400 和主电路接点发生变化, 在本实施例中, 采样电阻 R_{sen} 的第一端接地, 采样电阻 R_{sen} 的第二端接控制电路 400 的电流采样端 CS, 因此送入控制电路 400 的电流信息为负的变压器原边绕组 W_p 的电流信息, 在控制电路 400 内部经反向之后同样可以实现与图 3 所示第一实施例的基本功能, 如功率因数校正、输出恒流等。

[0065] 第四实施例

[0066] 参考图 11, 所示为第四实施例的原边恒流控制的准单级高功率因数装置。本实施例主电路与图 7 所示第二实施例基本相同, 工作原理也基本相同, 所以不再详述。本实施例主电路与图 7 所示第二实施例不同之处在于控制电路 400 和主电路接点发生变化, 在本实施例中, 采样电阻 R_{sen} 的第一端连接地, 采样电阻 R_{sen} 的第二端接控制电路 400 的电流采样端, 因此送入控制电路 400 的电流信息为负的变压器 T 的原边绕组 L_2 的电流信息, 在控制电路 400 内部经反向之后同样可以实现与图 7 所示第三实施例的基本功能, 如功率因数校正、输出恒流等。

[0067] 另外, 需要说明的是, 虽然以上四个实施例中都是通过控制电路的关断时间端从变压器的辅助绕组获得输出二极管的导通时间信息, 但是并不限于此, 本领域技术人员应当理解, 在输出电流连续模式或者临界连续模式时, 也可以通过内部驱动脉冲取反来得到输出二极管的导通时间信息。

[0068] 以上所述, 仅是本发明的较佳实施例而已, 并非对本发明作任何形式上的限制。因此, 凡是未脱离本发明技术方案的内容, 只是依据本发明的技术实质对以上实施例所做的任何简单的修改、等同的变换, 均仍属于本发明技术方案的保护范围内。

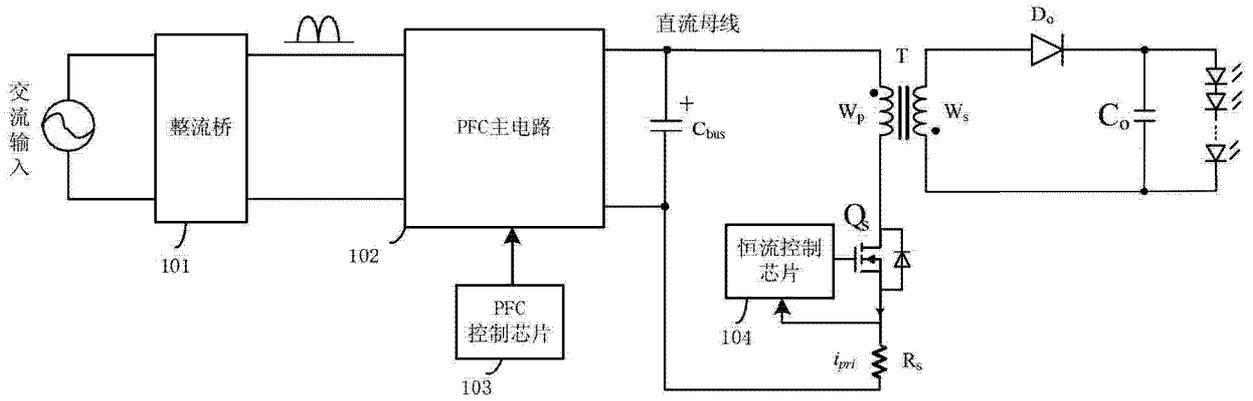


图 1

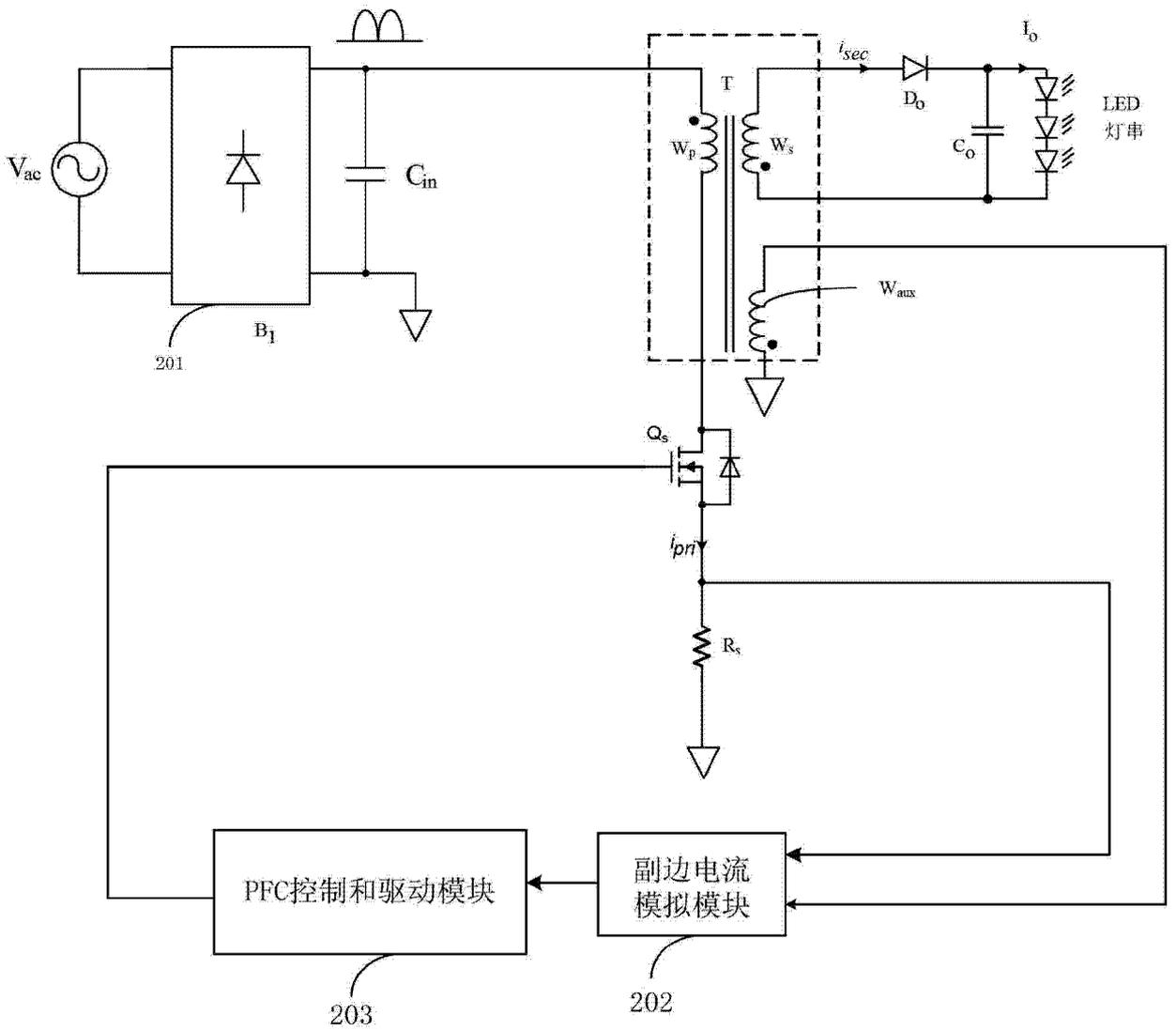


图 2

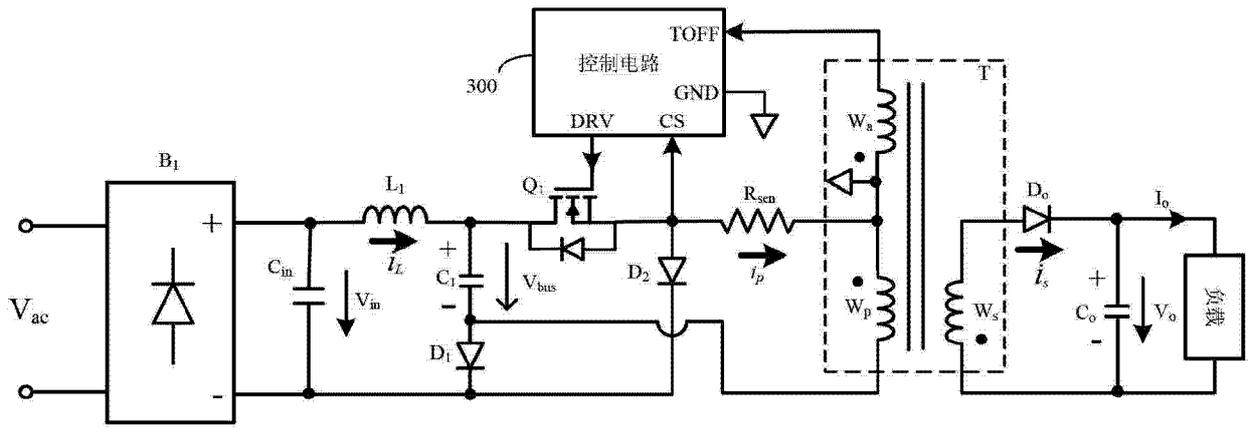


图 3

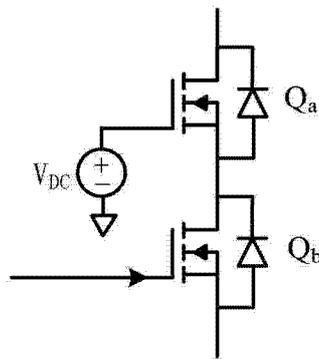


图 4

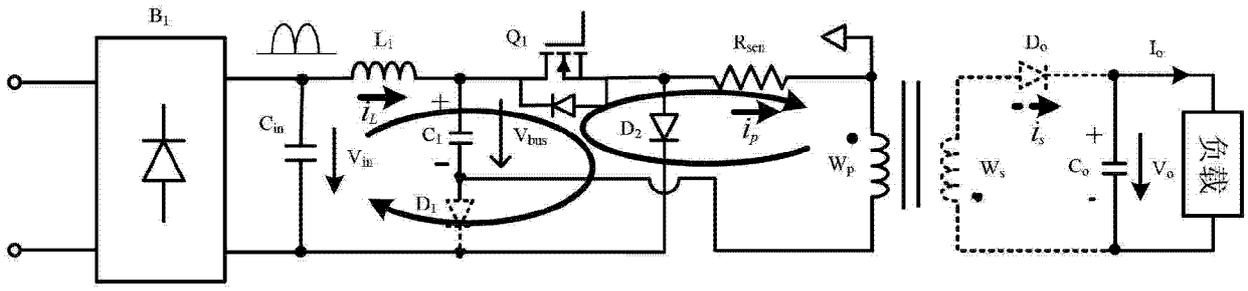


图 5

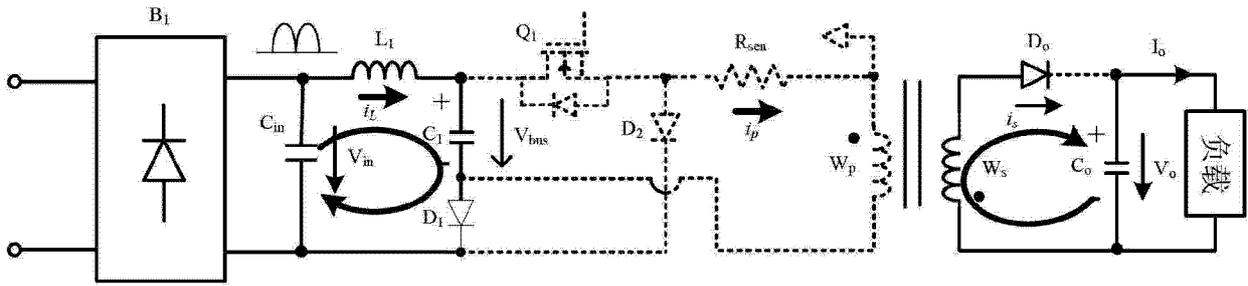


图 6

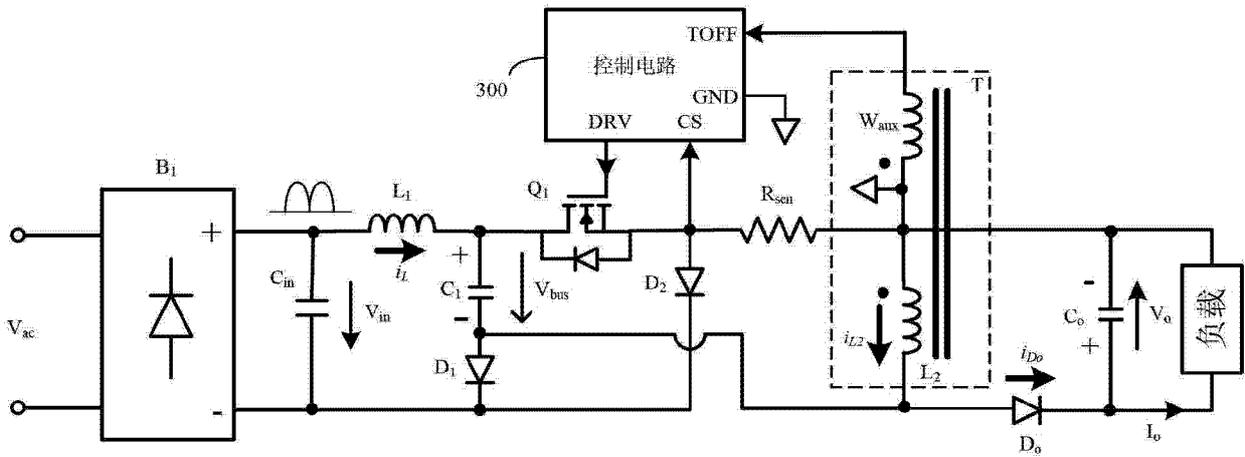


图 7

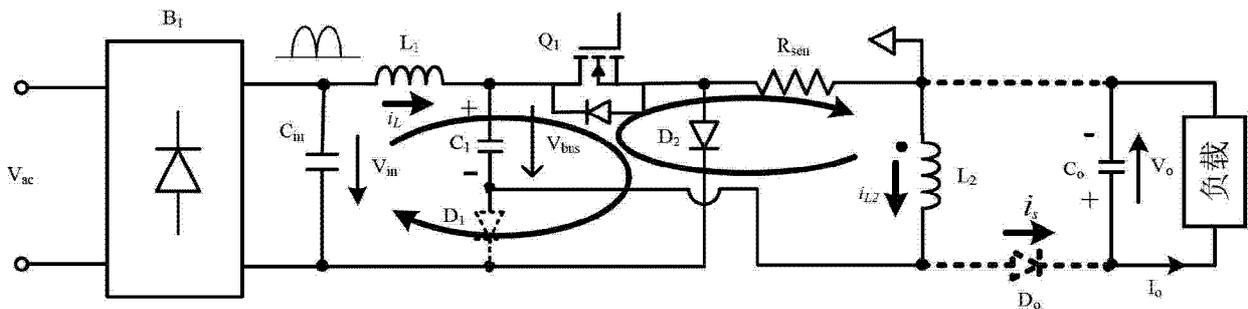


图 8

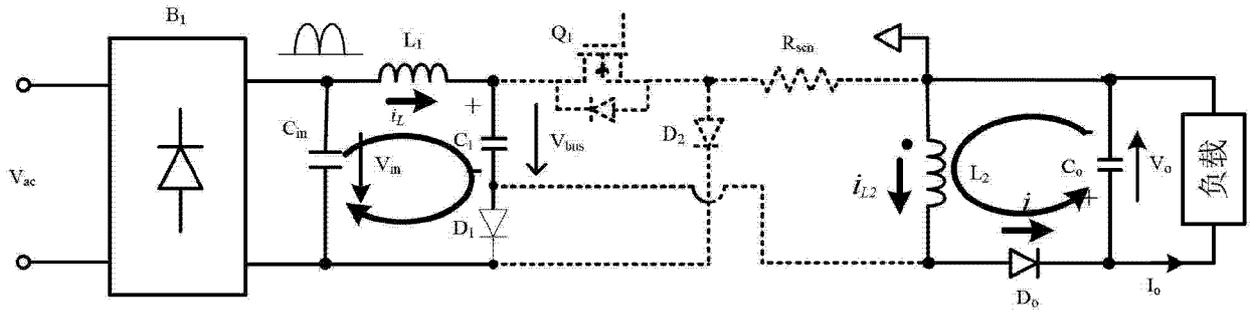


图 9

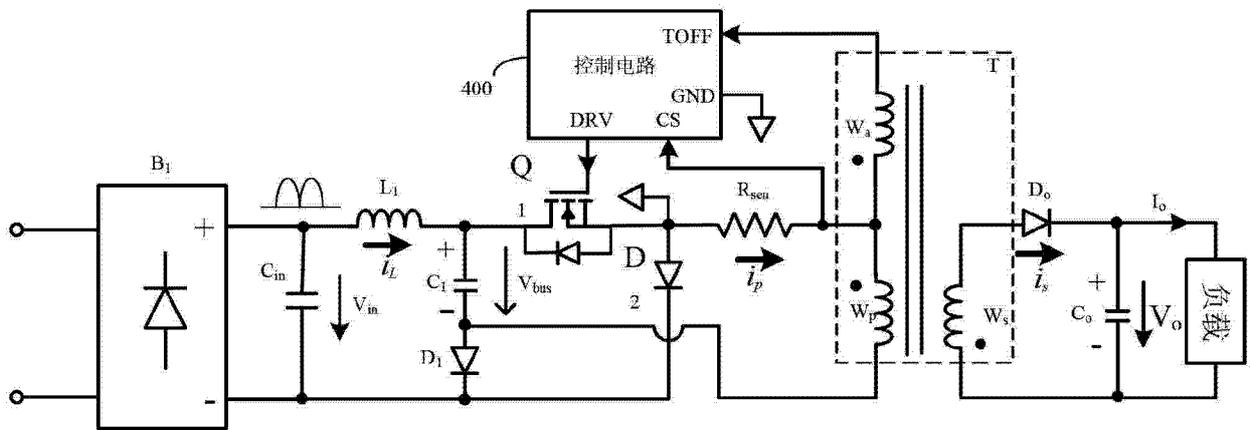


图 10

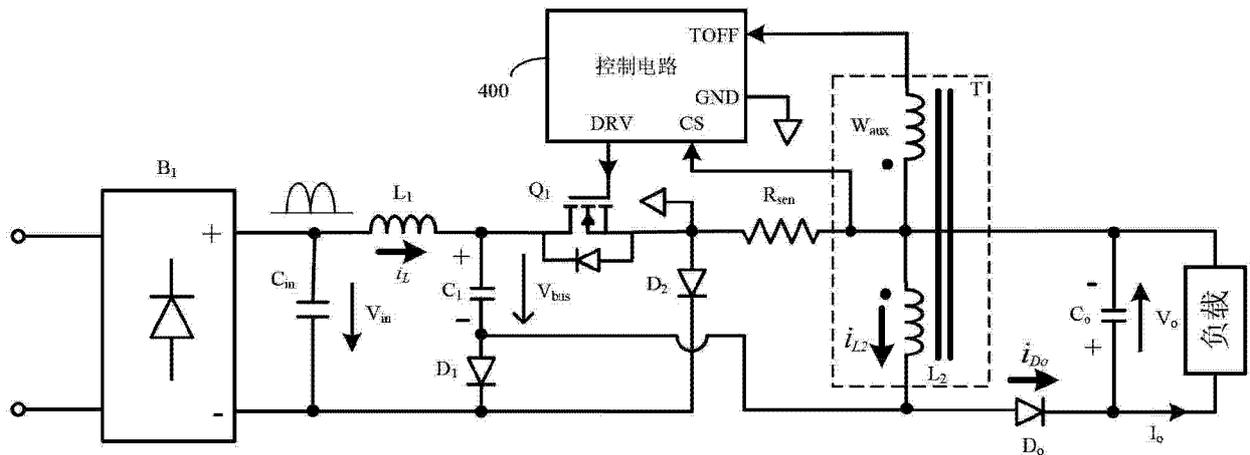


图 11