



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 102769394 B

(45) 授权公告日 2014. 08. 27

(21) 申请号 201210252000. 1

审查员 魏小凤

(22) 申请日 2012. 07. 20

(73) 专利权人 上海交通大学

地址 200240 上海市闵行区东川路 800 号

(72) 发明人 陆飞 王男 杨喜军 唐厚君

(74) 专利代理机构 上海汉声知识产权代理有限公司 31236

代理人 郭国中

(51) Int. Cl.

H02M 7/217(2006. 01)

H02M 3/155(2006. 01)

(56) 对比文件

CN 101944843 A, 2011. 01. 12, 全文 .

CN 102130580 A, 2011. 07. 20, 全文 .

郎芸萍 . Boost-PFC 电路拓扑和控制算法的研究 . 《万方学位论文》. 2006, 正文第 1-7 页 .

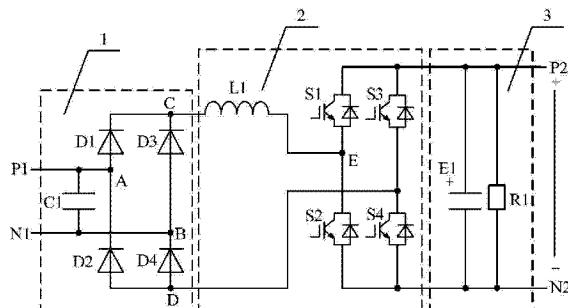
权利要求书1页 说明书4页 附图1页

(54) 发明名称

单相可控整流电路

(57) 摘要

本发明公开一种电力电子技术领域的单相可控整流电路，包括整流电路、升压电路和滤波电路。整流电路为单相不控整流电路，其输入端与交流电源相连，输出端与升压电路的输入端相连，升压电路为单相可控整流电路，其输出端与滤波电路的输入端相接，滤波电路为电容电路，其端子为单相可控整流电路的输出端。本发明可实现直流升压和网侧单位功率因数，其特点是：在直流侧完成功率因数校正，电路结构简单，电源利用率高，成本低廉，适合于单相有源单位功率因数校正场合，如变频家电和通信电源。



1. 一种单相可控整流电路,包括整流电路、升压电路和滤波电路,所述整流电路的输出端与升压电路的输入端相连,所述升压电路的输出端与滤波电路的输入端相接,所述滤波电路的两个端子即单相可控整流电路的输出端;其特征在于:

所述的整流电路为单相不控整流电路:第一电容两端与交流电源输入端相连,第一二极管阳极与第一节点A相连,其阴极与第三节点C相连,第二二极管阳极与第四节点D相连,其阴极与第一节点A相连,第三二极管阳极与第二节点B相连,其阴极与第三节点C相连,第四二极管阳极与第四节点D相连,其阴极与第二节点B相连,第一~第四二极管构成单相不控整流电路;

所述的升压电路为单相可控整流电路:第一电感两端分别与第三节点C和第五节点E相连;第一IGBT集电极与输出正极相连,其发射极与第五节点E相连;第二IGBT集电极与第五节点E相连,其发射极与输出负极相连;第三IGBT集电极与输出正极相连,其发射极与第四节点D相连;第四IGBT集电极与第四节点D相连,其发射极与输出负极相连,第一~第四IGBT构成单相可控整流电路;

所述的四个IGBT的门极接收PWM脉冲控制信号,并且使得四个IGBT的工作原理为:第一IGBT和第四IGBT组成第一组IGBT,第二IGBT和第三IGBT组成第二组IGBT;在一个开关周期中,第一组IGBT导通时第二组IGBT关断,第一电感为第一电解电容供电;第一组IGBT关断时第二组IGBT开通,第一电感充电,此时第一电解电容在第五节点E和第四节点D之间产生负压,使得第一电感两端压差增大,电感电流变化增大;通过控制第一组IGBT和第二组IGBT的占空比,可以实现直流升压;通过控制直流侧输入电流和输出电压,可以在直流侧完成功率因数校正;

所述第五节点E和第四节点D之间设有非线性电路,其他结构保持不变;所述非线性电路中,第三快恢复二极管阳极与第五节点E相连,其阴极与第六节点F相连;第二电解电容E2正极与第六节点F相连,第二稳定电阻R2与第二电解电容E2两端并联。

2. 根据权利要求1所述的单相可控整流电路,其特征是,将所述的第一IGBT和第四IGBT分别替换为第一快恢复二极管和第二快恢复二极管,其他结构保持不变。

3. 根据权利要求2所述的单相可控整流电路,其特征是,所述第二IGBT和第三IGBT的门极接受PWM脉冲控制信号,并且:在一个开关周期中,第二IGBT和第三IGBT同时关断时,第一电感为第一电解电容供电,第二IGBT和第三IGBT同时导通时第一电感充电,此时第一电解电容在第五节点E和第四节点D之间产生负压,使得第一电感两端压差增大,电感电流变化增大;通过控制第二IGBT与第三IGBT的占空比,可以实现直流升压;通过电压外环控制可以获得稳定的直流输出电压,通过电流内环控制可以使网侧获得正弦波电流;所述的非线性电路和所述可控整流电路的谐波电流互相抵消,只剩正弦半波基波电流,从而实现网侧单位功率因数。

4. 根据权利要求1-3任一项所述的单相可控整流电路,其特征是,所述的滤波电路为电容电路,其中:第一电解电容正极与输出正极相连,其负极与输出负极相连;第一电阻为稳定电阻,其两端与第一电解电容两端并联。

单相可控整流电路

技术领域

[0001] 本发明涉及的是一种电力电子技术领域的单相可控整流电路，具体是一种可将220V交流电升压至385V直流电压和网侧单位功率因数的电路。

背景技术

[0002] 单相可控整流电路是家用电器和通信电源的重要组成部分。随着我国家用电器和通信电源的迅猛发展，对于单相整流电路的需求越来越旺盛，对单相整流电路的输入功率因数和电流谐波抑制要求也越来越高。稳定性好，功率因数高的单相可控整流电路符合满足清洁能源标准的发展要求，具有良好的应用前景。

[0003] 单相可控整流电路为了完成升压直流输出、单位功率因数和谐波抑制，可以采用带隔离型的单相可控整流电路方案和非隔离型的单相可控整流电路方案。与带隔离型的单相可控整流电路方案相比，非隔离型的单相可控整流电路方案具有结构简单，成本低廉，电源利用率高，稳定可靠的优点。

[0004] 经过对现有适合高功率因数升压变换器技术的检索发现，“基于 DSP 的 Boost PFC 软开关变换器研究”（电力电子技术，2012 第 2 期）中描述的单相可控整流电路的结构缺乏控制的灵活性，功率因数低，输入电流谐波大，对电网的谐波污染明显，不符合清洁能源标准。

[0005] 为此需要采用单相可控整流电路，能实现网侧单位因数，电源利用率高，无谐波电流污染，而且供电质量高。

[0006] 综上所述，现有的单相不控整流电路应该改进成单相可控整流电路和采用单相功率因数校正器，实现单位输入功率因数，降低谐波电流污染，实现电力环保。

发明内容

[0007] 本发明针对现有技术的上述不足，提供一种单相可控整流电路，使其实现升压直流输出，单位功率因数输出，具有结构简单、控制简便、成本低廉等优点。

[0008] 本发明是通过以下技术方案实现的，本发明包括依次级联的整流电路、升压电路和滤波电路，其中：整流电路的输出端与升压电路的输入端相连，升压电路的输出端与滤波电路的输入端相接，滤波电路的两个端子即单相可控整流电路的输出端。

[0009] 所述的整流电路为单相不控整流电路：第一电容两端与交流电源输入端相连。第一二极管阳极与第一节点 A 相连，其阴极与第三节点 C 相连，第二二极管阳极与第四节点 D 相连，其阴极与第一节点 A 相连，第三二级管阳极与第二节点 B 相连，其阴极与第三节点 C 相连，第四二极管阳极与第四节点 D 相连，其阴极与第二节点 B 相连，第一～第四二极管构成单相不控整流电路。

[0010] 所述的升压电路为单相可控整流电路：第一电感两端分别与第三节点 C 和第五节点 E 相连。第一 IGBT 集电极与输出正极相连，其发射极与第五节点 E 相连；第二 IGBT 集电极与第五节点 E 相连，其发射极与输出负极相连；第三 IGBT 集电极与输出正极相连，其发射

极与第四节点 D 相连；第四 IGBT 集电极与第四节点 D 相连，其发射极与输出负极相连。

[0011] 所述的滤波电路为电容电路，第一电解电容正极与输出正极相连，负极与输出负极相连，第一电阻为稳定电阻，其两端与第一电解电容两端并联。

[0012] 所述的升压电路中所述的四个 IGBT 的门极接收 PWM 脉冲控制信号，并且使得四个 IGBT 的工作原理为：第一 IGBT 和第四 IGBT 组成第一组 IGBT，第二 IGBT 和第三 IGBT 组成第二组 IGBT。在一个开关周期中，第一组 IGBT 导通时第二组 IGBT 关断，第一电感为第一电解电容供电；第一组 IGBT 关断时第二组 IGBT 开通，第一电感充电，此时第一电解电容在第五节点 E 和第四节点 D 之间产生负压，使得第一电感两端压差增大，电感电流变化增大，提高了控制的灵活性。通过控制第一组 IGBT 和第二组 IGBT 的占空比，可以实现直流升压。通过控制直流侧输入电流和输出电压，可以在直流侧完成功率因数校正。

[0013] 采用上述技术方案，本发明利用单相可控整流电路将交流电压转换为升高的直流电压进行处理，提出了单相可控整流电路，电路结构简单，单位功率因数，输出电压稳定性好，能够满足清洁能源标准。本发明具有设计结构新颖、通用性强、成本低廉等优点。

附图说明

[0014] 图 1 为本发明的电路原理图；

[0015] 图 2 是由图 1 衍生出的相关电路图；

[0016] 图 3 是对图 2 进一步改进的电路图；

具体实施方式

[0017] 下面对本发明的实施例作详细说明，本实施例以本发明技术方案为前提进行实施，给出了详细的实施方式和具体的操作过程，但本发明的保护范围不限于下述的实施例。

[0018] 如图 1 所示，本实施例提出一种可将 220V 交流电升压转换为 385V 直流电压、网侧单位功率因数的升压电路，功率等级为 3.5kW，包括依次级联的整流电路 1、升压电路 2 和滤波电路 3，整流电路 1 的输出端与升压电路 2 输入端相连，升压电路 2 的输出端与滤波电路 3 的输入端相连。

[0019] 所述的整流电路 1 为单相不控整流电路：第一电容 C1 两端与交流电源输入端 P1、N1 相连。第一二极管 D1 阳极与第一节点 A 相连，其阴极与第三节点 C 相连，第二二极管 D2 阳极与第四节点 D 相连，其阴极与第一节点 A 相连，第三二级管 D3 阳极与第二节点 B 相连，其阴极与第三节点 C 相连，第四二极管 D4 阳极与第四节点 D 相连，其阴极与第二节点 B 相连，第一～第四二极管 D1～D4 构成单相不控整流电路。

[0020] 所述的电容 C1 为 2.2 μF/250VAC。

[0021] 所述的二极管 D1～D4 为 35A/400V/100°C。

[0022] 所述的升压电路 2 为单相可控整流电路：第一电感 L1 两端分别与第三节点 C 和第五节点 E 相连。第一 IGBT S1 集电极与输出正极 P2 相连，其发射极与第五节点 E 相连；第二 IGBT S2 集电极与第五节点 E 相连，其发射极与输出负极 N2 相连；第三 IGBT S3 集电极与输出正极 P2 相连，其发射极与第四节点 D 相连；第四 IGBT S4 集电极与第四节点 D 相连，其发射极与输出负极 N2 相连。

[0023] 所述的电感 L1 为 1mH。

[0024] 所述的 IGBT S1 ~ S4 为功率 IGBT 35A/600V/100℃, 开关频率为 20kHz。

[0025] 所述的升压电路 2 中所述的四个 IGBT 的门极接收 PWM 脉冲控制信号, 并且使得四个 IGBT 的工作原理为: 第一 IGBT 和第四 IGBT 组成第一组 IGBT, 第二 IGBT 和第三 IGBT 组成第二组 IGBT。在一个开关周期中, 第一组 IGBT 导通时第二组 IGBT 关断, 第一电感为第一电解电容供电; 第一组 IGBT 关断时第二组 IGBT 开通, 第一电感充电, 此时第一电解电容在第五节点 E 和第四节点 D 之间产生负压, 使得第一电感两端压差增大, 电感电流变化增大, 提高了控制的灵活性。通过控制第一组 IGBT 和第二组 IGBT 的占空比, 可以实现直流升压。通过控制直流侧输入电流和输出电压, 可以在直流侧完成功率因数校正。

[0026] 所述的滤波电路 3 为电容电路, 第一电解电容 E1 正极与输出正极 P2 相连, 负极与输出负极 N2 相连, 第一电阻 R1 为稳定电阻, 其两端与第一电解电容 E1 端并联。

[0027] 所述的电解电容 E1 为铝电解电容 2200 μF/400V。

[0028] 所述的电阻 R1 为 200kΩ /2W。

[0029] 本实施例通过以下方式进行工作: 220V 交流电通过整流电路 1 整流输出正弦半波直流电压。升压电路 2 中所述的四个 IGBT 的门极接收 PWM 脉冲控制信号, 并且使得四个 IGBT 的工作原理为: 第一 IGBT 和第四 IGBT 组成第一组 IGBT, 第二 IGBT 和第三 IGBT 组成第二组 IGBT。在一个开关周期中, 第一组 IGBT 导通时第二组 IGBT 关断, 第一电感为第一电解电容供电; 第一组 IGBT 关断时第二组 IGBT 开通, 第一电感充电, 此时第一电解电容在第五节点 E 和第四节点 D 之间产生负压, 使得第一电感两端压差增大, 电感电流变化增大, 提高了控制的灵活性。通过控制第一组 IGBT 和第二组 IGBT 的占空比, 可以实现直流升压。通过电压外环控制可以获得稳定的直流输出电压, 通过电流内环控制可以使网侧获得正弦波电流, 从而实现网侧单位功率因数。

[0030] 本发明采用单相可控整流电路, 将单相交流电压变换为高压直流电压输出, 同时能够实现网侧单位功率因数, 结构简单, 设计新颖, 巧妙地将在交流侧功率因数校正转化为在直流侧进行, 而且设计有负压功能, 扩大了功率因数调节范围, 进一步降低了谐波电流含量。

[0031] 实施例 2

[0032] 如图 2 所示, 仅将图 1 中第一 IGBT S1 和第四 IGBT S4 分别替换为第一二极管 FRD1 和第二二极管 FRD2, 其他结构保持不变。两个 IGBT S2 和 S3 的门极接受 PWM 脉冲控制信号, 并且使得两个 IGBT 的工作原理为: 在一个开关周期中, 第二 IGBT S2 和第三 IGBT S3 同时关断时, 第一电感 L1 为第一电解电容 E1 供电, 第二 IGBT S2 和第三 IGBT S3 同时导通时第一电感 L1 充电, 此时第一电解电容在第五节点 E 和第四节点 D 之间产生负压, 使得第一电感两端压差增大, 电感电流变化增大, 提高了控制的灵活性。通过控制第二 IGBT S2 与第三 IGBT S3 的占空比, 可以实现直流升压。通过电压外环控制可以获得稳定的直流输出电压, 通过电流内环控制可以使网侧获得正弦波电流, 从而实现网侧单位功率因数。

[0033] 所述的二极管 FRD1 ~ FRD2 为反向快速恢复型, 35A/600V/100℃。

[0034] 实施例 3

[0035] 如图 3 所示, 对图 2 作进一步改进, 在图 2 中的第五节点 E 和第四节点 D 之间添加非线性电路, 其他结构保持不变。所述非线性电路中, 第三二极管 FRD3 阳极与第五节点 E 相连, 其阴极与第六节点 F 相连。第二电解电容 E2 阳极与第六节点 F 相连, 第二稳定电阻

R2 与第二电解电容 E2 两端并联。并将第六节点 F 作为输出正极 P2, 将第四节点 D 作为输出负极 N2。IGBT S2 和 S3 的门极接受 PWM 脉冲控制信号, 并且使得两个 IGBT 的工作原理为: 在一个开关周期中, 第二 IGBT S2 和第三 IGBT S3 同时关断时, 第一电感 L1 为第一电解电容 E1 供电, 第二 IGBT S2 和第三 IGBT S3 同时导通时第一电感 L1 充电, 此时第一电解电容在第五节点 E 和第四节点 D 之间产生负压, 使得第一电感两端压差增大, 电感电流变化增大, 提高了控制的灵活性。通过控制第二 IGBT S2 与第三 IGBT S3 的占空比, 可以实现直流升压。通过电压外环控制可以获得稳定的直流输出电压, 通过电流内环控制可以使网侧获得正弦波电流。所述的非线性电路和由第一二极管 FRD1、第二二极管 FRD2、第二 IGBT S2 和第三 IGBT S3 组成的可控整流电路的谐波电流互相抵消, 只剩正弦半波基波电流, 从而实现网侧单位功率因数。

- [0036] 所述的二极管 FRD3 为反向快速恢复型, 35A/400V/100℃。
- [0037] 所述电解电容 E1 为铝电解电容 680 μF/400V。
- [0038] 所述电解电容 E2 为铝电解电容 2820 μF/400V。
- [0039] 所述的电阻 R2 为 200k Ω/2W。
- [0040] 尽管本发明的内容已经通过上述优选实施例作了详细介绍, 但应当认识到上述的描述不应被认为是对本发明的限制。在本领域技术人员阅读了上述内容后, 对于本发明的多种修改和替代都将是显而易见的。因此, 本发明的保护范围应由所附的权利要求来限定。

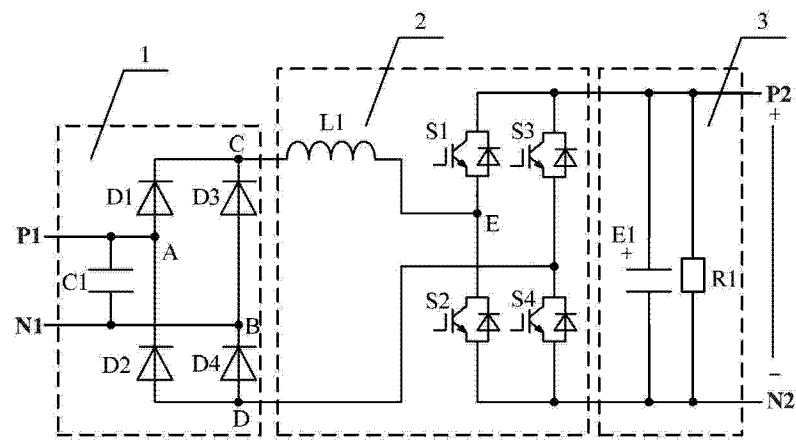


图 1

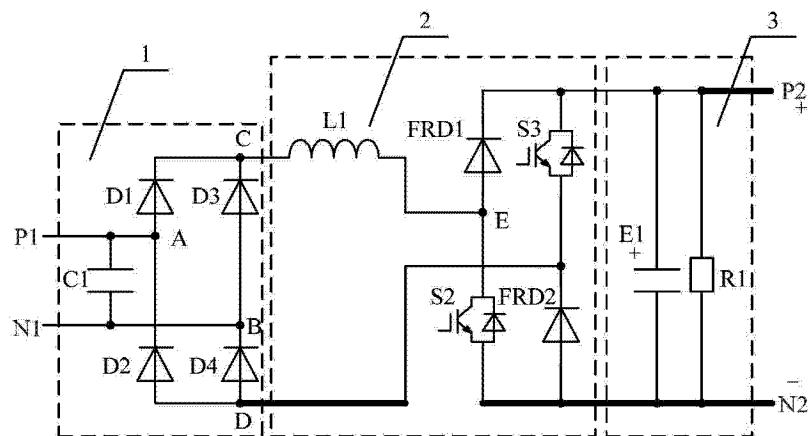


图 2

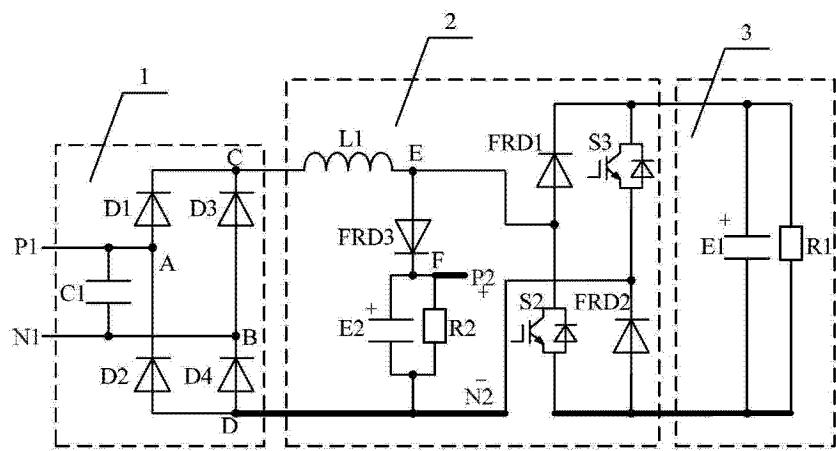


图 3