



(12)发明专利申请

(10)申请公布号 CN 107707146 A

(43)申请公布日 2018.02.16

(21)申请号 201710991050.4

(22)申请日 2017.10.23

(71)申请人 王为睿

地址 350003 福建省福州市鼓楼区江厝路
398号五凤山名居11-109

(72)发明人 王为睿

(74)专利代理机构 福州元创专利商标代理有限
公司 35100

代理人 蔡学俊 薛金才

(51) Int. Cl.

H02M 7/797(2006.01)

H02M 1/12(2006.01)

H02M 1/42(2007.01)

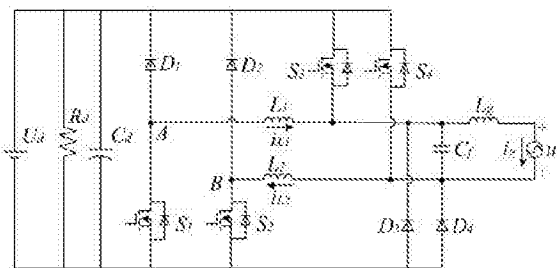
权利要求书2页 说明书5页 附图4页

(54)发明名称

双向功率流LCL型双Buck并网逆变器及其控制方法

(57)摘要

本发明提供一种双向功率流LCL型双Buck并网逆变器及其控制方法。逆变器按网侧电流流向可分为并网逆变与有源整流两种运行模式。本发明无需额外的均压设计,与半桥结构相比降低了高频开关管的电压应力,可实现单极性调制,两个桥臂中点可三电平输出,降低了谐波含量和滤波器体积,且LCL滤波器的采用有效降低了滤波器体积,同时确保了网侧电流高度正弦化,另外该变换器采用基于电流加重的双环控制,根据母线电压状态实现能量双向流动,逆变时可实现高效、高可靠性并网运行,整流时可实现高功率因数变换、对储能设备充电的能力,两种工作模式可做到平滑无缝切换。



1. 一种双向功率流LCL型双Buck并网逆变器,其特征在于:包括电网电压 u_g ,直流侧电压 U_d ,直流侧负载 R_d ,电感 L_1 、 L_2 、 L_g ,电容 C_f 、 C_d ,开关管 S_1 、 S_2 、 S_3 、 S_4 ,二极管 D_1 、 D_2 、 D_3 、 D_4 ;

直流电压 U_d 的一端分别与负载 R_d 的一端、电容 C_d 的一端、二极管 D_1 的阴极、二极管 D_2 的阴极、开关管 S_3 的漏极、开关管 S_4 的漏极连接;直流电压 U_d 的另一端分别与负载 R_d 的另一端、电容 C_d 的另一端、开关管 S_1 的源极、开关管 S_2 的源极、二极管 D_3 的阳极、二极管 D_4 的阳极连接;所述二极管 D_1 的阳极分别与所述开关管 S_1 的漏极、电感 L_1 的一端连接;所述二极管 D_2 的阳极分别与所述开关管 S_2 的漏极、电感 L_2 的一端连接;所述电感 L_1 的另一端分别与开关管 S_3 的源极、所述二极管 D_3 的阴极、电容 C_f 的一端、电感 L_g 的一端连接;所述电感 L_2 的另一端与开关管 S_4 的源极、所述二极管 D_4 的阴极、所述电容 C_f 的另一端、电网电压 u_g 的一端连接,所述电感 L_g 的另一端与电网电压 u_g 的另一端连接;所述开关管 S_1 、 S_2 、 S_3 、 S_4 的栅极连接控制模块输出。

2. 根据权利要求1所述的双向功率流LCL型双Buck并网逆变器,其特征在于:所述控制模块包括电压外环与电流内环;所述电压外环采用PI控制;所述电流内环采用网侧电流与桥臂侧电流加权控制。

3. 一种基于权利要求1所述的双向功率流LCL型双Buck并网逆变器的控制方法,其特征在于:

直流侧电压与一参考值比较后输出经过外环PI调节器以及限幅后获得网侧电流参考值的峰值 I^* ,随后与一锁相环输出相乘形成内环电流参考值 i_{ref} ;内环电流参考值与反馈值 i_{fb} 比较后送入电流内环PI调节器,内环PI调节器的输出加上电网电压前馈项后送入调制器得高频开关管 S_1 和 S_2 的控制信号;其中 I^* 的正负代表了直流母线电压状态,即变换器的工作方向, I^* 经判断为正时变换器工作于逆变状态,此时根据网侧电压过零检测后产生方波信号直接控制工频开关管 S_3 、 S_4 的通断;而 I^* 判断为负时变换器工作于整流状态时, S_3 、 S_4 不动作;反馈电流 i_{fb} 为加权电流,定义为 $i_{fb}=(1-\beta)i_i+\beta i_g$,其中

$$\beta = \frac{L_g}{L_f + L_g}$$

式中 L_f 为桥臂侧电感值即 L_1 或 L_2 。

4. 根据权利要求3所述的双向功率流LCL型双Buck并网逆变器的控制方法,其特征在于:

变换器工作于逆变模式时为双Buck型逆变器时,工频正半周时存在两种开关模态:

逆变工作模态1:开关管 S_1 、 S_4 ,二极管 D_1 、 D_2 、 D_3 、 D_4 截止,开关管 S_2 、 S_3 导通,直流电压 U_d 通过电网 u_g 与电感 L_2 、 L_g 形成回路,由 U_d 向电感 L_2 、 L_g 充电;

逆变工作模态2:开关管 S_1 、 S_2 、 S_4 断开,二极管 D_1 、 D_3 、 D_4 截止,开关管 S_3 导通,电感 L_2 、 L_g 形成的能量经过 D_2 和 S_3 与电网形成Buck续流回路,电感 L_2 、 L_g 释放能量;

频负半周时存在两种开关状态:

逆变工作模态3:开关管 S_1 、 S_4 导通,二极管 D_1 、 D_2 、 D_3 、 D_4 截止,开关管 S_2 、 S_3 截止,直流电压 U_d 通过电网 u_g 与电感 L_1 、 L_g 形成回路,由 U_d 向电感 L_1 、 L_g 充电;

逆变工作模态4:开关管 S_1 、 S_2 、 S_3 截止,二极管 D_2 、 D_3 、 D_4 截止,开关管 S_4 导通,电感 L_1 、 L_g 形成的能量经过 D_1 和 S_4 与电网形成Buck型续流回路,电感 L_1 、 L_g 释放能量。

5. 根据权利要求3所述的双向功率流LCL型双Buck并网逆变器的控制方法,其特征在

于:

变换器工作于整流模式时为无桥Boost型功率因数校正电路,此时开关管 S_3 和 S_4 不参加工作, S_1 和 S_2 为高频开关管,工频正半周存在两种开关模态:

整流工作模态1:开关管 S_1 导通,开关管 S_2 、 S_3 、 S_4 截止,二极管 D_1 、 D_2 、 D_3 截止,电网 u_g 通过 S_1 和 D_4 与电感 L_1 、 L_g 形成储能回路,电感 L_1 、 L_g 储能;

整流工作模态2:开关管 S_1 、 S_2 、 S_3 、 S_4 截止,二极管 D_2 、 D_3 截止,二极管 D_1 、 D_4 导通形成续流回路,电感 L_1 、 L_g 释放能量;

工频负半周存在两种开关模态:

整流工作模态3:开关管 S_1 、 S_3 、 S_4 截止,开关管 S_2 导通,二极管 D_1 、 D_2 、 D_4 截止,电网 u_g 通过 S_2 和 D_3 与电感 L_2 、 L_g 形成储能回路,由电网向电感 L_2 、 L_g 充电;

整流工作模态4:开关管 S_1 、 S_2 、 S_3 、 S_4 截止,二极管 D_1 、 D_4 截止,二极管 D_2 、 D_3 导通形成续流回路,电感 L_2 、 L_g 释放能量。

双向功率流LCL型双Buck并网逆变器及其控制方法

技术领域

[0001] 本发明涉及已在一种双向功率流LCL型双Buck并网逆变器及其控制方法,适用于直流微网、V2G等应用场合,属于电力电子变换器技术领域。

背景技术

[0002] 近年来能源短缺、环境恶化等问题催生了新能源、可再生能源技术的蓬勃发展,双向功率流逆变器是实现可再生能源发电系统与电网高效、可靠衔接的关键技术手段。因此,实现高效率、高功率密度、高可靠性以及双向工作模式快速平滑切换设计是双向逆变器发展的主要方向。传统的双向逆变器多采用桥式结构,存在桥臂直通隐患,有悖于高可靠性发展方向;增加死区时间在消除桥臂直通问题的同时又对输出电压引入了谐波,给输出电能质量带来影响,不利于滤波器体积的减小,且死区时间的占用限制了开关频率的进一步提升,有悖于高频高功率密度的发展方向;桥式结构续流电流路径均流经开关管的体二极管,寄生二极管反向恢复时间长、导通压降大,将造成极大的反向恢复损耗,有悖于高效率的发展方向。为了克服桥式结构存在的固有缺陷,双Buck型逆变器于1995年提出,克服了桥式结构的缺点,不存在开关管串接现象,无桥臂直通问题,无需设置死区时间,且续流回路由二极管代替体二极管,开关管与二极管的优化设计得到解耦。但起初的双Buck变换器是基于半桥结构,依然存在输入电压利用率低、需要输入均压大电容,输出双滤波电感利用率低、体积重量大,功率密度低等问题,且大多数研究仅限于逆变场合。为此,研究高输入电压利用率、低滤波器体积、可适用于双向功率变换场合且可实现双向工作模式之间平滑无缝切换的双Buck型变换器对当今直流微网等技术的发展具有重要意义。带LCL型滤波器的并网双Buck类逆变器在有效滤除高频电流谐波的同时可做到比传统L型滤波器更低的体积,然而LCL滤波器作为三阶系统,其欠阻尼工作时的谐振问题严重影响系统的稳定,因此研究一种既能做到抑制阻尼又确保逆变器的双向工作模式可靠运行的控制方法亦十分重要。

发明内容

[0003] 鉴于此,本发明的目的在于提供一种可实现能量双向流动的LCL型双Buck并网变换器及其控制方案,克服传统桥式双向并网变换器存在的桥臂直通问题以及传统半桥型双Buck的诸多不足。

[0004] 为实现上述目的,本发明的技术方案是:一种双向功率流LCL型双Buck并网逆变器,其特征在于:包括电网电压 u_g ,直流侧电压 U_d ,直流侧负载 R_d ,电感 L_1 、 L_2 、 L_g ,电容 C_f 、 C_d ,开关管 S_1 、 S_2 、 S_3 、 S_4 ,二极管 D_1 、 D_2 、 D_3 、 D_4 ;直流电压 U_d 的一端分别与负载 R_d 的一端、电容 C_d 的一端、二极管 D_1 的阴极、二极管 D_2 的阴极、开关管 S_3 的漏极、开关管 S_4 的漏极连接;直流电压 U_d 的另一端分别与负载 R_d 的另一端、电容 C_d 的另一端、开关管 S_1 的源极、开关管 S_2 的源极、二极管 D_3 的阳极、二极管 D_4 的阳极连接;所述二极管 D_1 的阳极分别与所述开关管 S_1 的漏极、电感 L_1 的一端连接;所述二极管 D_2 的阳极分别与所述开关管 S_2 的漏极、电感 L_2 的一端连接;所述电感 L_1 的另一端分别与开关管 S_3 的源极、所述二极管 D_3 的阴极、电容 C_f 的一端、电感 L_g 的一端连

接;所述电感 L_2 的另一端与开关管 S_4 的源极、所述二极管 D_4 的阴极、所述电容 C_f 的另一端、电网电压 u_g 的一端连接,所述电感 L_g 的另一端与电网电压 u_g 的另一端连接;所述开关管 S_1 、 S_2 、 S_3 、 S_4 的栅极连接控制模块输出。

[0005] 在本发明一实施例中,所述控制模块包括电压外环与电流内环;所述电压外环采用PI控制;所述电流内环采用网侧电流与桥臂侧电流加权控制。

[0006] 本发明还提供一种基于上述的双向功率流LCL型双Buck并网逆变器的控制方法,其特征在于:

直流侧电压与一参考值比较后输出经过外环PI调节器以及限幅后获得网侧电流参考值的峰值 I^* ,随后与一锁相环输出相乘形成内环电流参考值 i_{ref} ;内环电流参考值与反馈值 i_{fb} 比较后送入电流内环PI调节器,内环PI调节器的输出加上电网电压前馈项后送入调制器得高频开关管 S_1 和 S_2 的控制信号;其中 I^* 的正负代表了直流母线电压状态,即变换器的工作方向, I^* 经判断为正时变换器工作于逆变状态,此时根据网侧电压过零检测后产生方波信号直接控制工频开关管 S_3 、 S_4 的通断;而 I^* 判断为负时变换器工作于整流状态时, S_3 、 S_4 不动作;反馈电流 i_{fb} 为加权电流,定义为 $i_{fb}=(1-\beta)i_i+\beta i_g$,其中

$$\beta = \frac{L_g}{L_f + L_g}$$

式中 L_f 为桥臂侧电感值即 L_1 或 L_2 。

[0007] 在本发明一实施例中,变换器工作于逆变模式时为双Buck型逆变器时,工频正半周时存在两种开关模式:逆变工作模式1:开关管 S_1 、 S_4 ,二极管 D_1 、 D_2 、 D_3 、 D_4 截止,开关管 S_2 、 S_3 导通,直流电压 U_d 通过电网 u_g 与电感 L_2 、 L_g 形成回路,由 U_d 向电感 L_2 、 L_g 充能;

逆变工作模式2:开关管 S_1 、 S_2 、 S_4 断开,二极管 D_1 、 D_3 、 D_4 截止,开关管 S_3 导通,电感 L_2 、 L_g 存成的能量经过 D_2 和 S_3 与电网形成Buck续流回路,电感 L_2 、 L_g 释放能量;频负半周时存在两种开关状态:逆变工作模式3:开关管 S_1 、 S_4 导通,二极管 D_1 、 D_2 、 D_3 、 D_4 截止,开关管 S_2 、 S_3 截止,直流电压 U_d 通过电网 u_g 与电感 L_1 、 L_g 形成回路,由 U_d 向电感 L_1 、 L_g 充能;逆变工作模式4:开关管 S_1 、 S_2 、 S_3 截止,二极管 D_2 、 D_3 、 D_4 截止,开关管 S_4 导通,电感 L_1 、 L_g 存成的能量经过 D_1 和 S_4 与电网形成Buck型续流回路,电感 L_1 、 L_g 释放能量。

[0008] 在本发明一实施例中,变换器工作于整流模式时为无桥Boost型功率因数校正电路,此时开关管 S_3 和 S_4 不参与工作, S_1 和 S_2 为高频开关管,工频正半周存在两种开关模式:整流工作模式1:开关管 S_1 导通,开关管 S_2 、 S_3 、 S_4 截止,二极管 D_1 、 D_2 、 D_3 截止,电网 u_g 通过 S_1 和 D_4 与电感 L_1 、 L_g 形成储能回路,电感 L_1 、 L_g 储能;整流工作模式2:开关管 S_1 、 S_2 、 S_3 、 S_4 截止,二极管 D_2 、 D_3 截止,二极管 D_1 、 D_4 导通形成续流回路,电感 L_1 、 L_g 释放能量;工频负半周存在两种开关模式:整流工作模式3:开关管 S_1 、 S_3 、 S_4 截止,开关管 S_2 导通,二极管 D_1 、 D_2 、 D_4 截止,电网 u_g 通过 S_2 和 D_3 与电感 L_2 、 L_g 形成储能回路,由电网向电感 L_2 、 L_g 充能;整流工作模式4:开关管 S_1 、 S_2 、 S_3 、 S_4 截止,二极管 D_1 、 D_4 截止,二极管 D_2 、 D_3 导通形成续流回路,电感 L_2 、 L_g 释放能量。

[0009] 相较于现有技术,本发明具有以下有益效果:本发明提到的电路结构无需额外的均压设计,与半桥结构相比降低了高频开关管的电压应力,可实现单极性调制,两个桥臂中点可三电平输出,降低了谐波含量和滤波器体积,且LCL滤波器的采用有效降低了滤波器体积,同时确保了网侧电流高度正弦化,另外该变换器采用基于电流加重的双环控制,根据母

线电压状态实现能量双向流动,逆变时可实现高效、高可靠性并网运行,整流时可实现高功率因数变换、对储能设备充电的能力,两种工作模式可做到平滑无缝切换。

附图说明

- [0010] 图1 本发明实施例的双向功率流LCL型双Buck并网逆变器。
- [0011] 图2 为图1的逆变工作模态1示意图。
- [0012] 图3 为图1的逆变工作模态2示意图。
- [0013] 图4 为图1的逆变工作模态3示意图。
- [0014] 图5 为图1的逆变工作模态4示意图。
- [0015] 图6 为图1的整流工作模态1示意图。
- [0016] 图7 为图1的整流工作模态2示意图。
- [0017] 图8 为图1的整流工作模态3示意图。
- [0018] 图9 为图1的整流工作模态4示意图。
- [0019] 图10 为本发明实施例的双向功率流LCL型双Buck并网逆变器的控制结构图。
- [0020] 图11 为第一控制单元的组成框图。

具体实施方式

[0021] 下面结合附图,对本发明的技术方案进行具体说明。

[0022] 如图1所示,本发明的双向功率流LCL型双Buck并网逆变器,包括电网电压 u_g ,直流侧电压 U_d ,直流侧负载 R_d ,电感 L_1 、 L_2 、 L_g ,电容 C_f 、 C_d ,开关管 S_1 、 S_2 、 S_3 、 S_4 ,二极管 D_1 、 D_2 、 D_3 、 D_4 ;直流电压 U_d 的一端与负载 R_d 的一端、电容 C_d 的一端、二极管 D_1 的阴极、二极管 D_2 的阴极、开关管 S_3 的漏极、开关管 S_4 的漏极连接,直流电压 U_d 的另一端与负载 R_d 的另一端、电容 C_d 的另一端、开关管 S_1 的源极、开关管 S_2 的源极、二极管 D_3 的阳极、二极管 D_4 的阳极连接,所述二极管 D_1 的阳极与所述开关管 S_1 的漏极、电感 L_1 的一端连接,所述二极管 D_2 的阳极与所述开关管 S_2 的漏极、电感 L_2 的一端连接,所述电感 L_1 的另一端与开关管 S_3 的源极、所述二极管 D_3 的阴极、电容 C_f 的一端、电感 L_g 的一端连接,所述电感 L_2 的另一端与开关管 S_4 的源极、所述二极管 D_4 的阴极、所述电容 C_f 的另一端、电网电压 u_g 的一端连接,所述电感 L_g 的另一端与电网电压 u_g 的另一端连接。所述开关管 S_1 、 S_2 、 S_3 、 S_4 的栅极连接控制信号。

[0023] 控制模块包括电压外环与电流内环;所述电压外环采用PI控制;所述电流内环采用网侧电流与桥臂侧电流加权控制。

[0024] 本发明还提供一种基于上述的双向功率流LCL型双Buck并网逆变器的控制方法,直流侧电压与一参考值比较后输出经过外环PI调节器以及限幅后获得网侧电流参考值的峰值 I^* ,随后与一锁相环输出相乘形成内环电流参考值 i_{ref} ;内环电流参考值与反馈值 i_{fb} 比较后送入电流内环PI调节器,内环PI调节器的输出加上电网电压前馈项后送入调制器得高频开关管 S_1 和 S_2 的控制信号;其中 I^* 的正负代表了直流母线电压状态,即变换器的工作方向, I^* 经判断为正时变换器工作于逆变状态,此时根据网侧电压过零检测后产生方波信号直接控制工频开关管 S_3 、 S_4 的通断;而 I^* 判断为负时变换器工作于整流状态时, S_3 、 S_4 不动作;反馈电流 i_{fb} 为加权电流,定义为 $i_{fb}=(1-\beta)i_i+\beta i_g$,其中

$$\beta = \frac{L_g}{L_l + L_g}$$

式中 L_l 为桥臂侧电感值即 L_1 或 L_2 。

[0025] 为更好的讲述本发明的技术方案,以下进行具体讲述。

[0026] 本发明中的双向逆变器具体工作方式如图2-10所示,变换器工作于逆变模式时为双Buck型逆变器,此时 S_1 和 S_2 为高频开关管, S_3 和 S_4 为工频开关管,二极管 D_3 和 D_4 不参与工作,工频正半周时存在两种开关模态,如图2-3所示,工频负半周时存在两种开关状态,如图4-5所示;工作于整流模式时为无桥Boost型功率因数校正(PFC)电路,此时开关管 S_3 和 S_4 不参与工作, S_1 和 S_2 为高频开关管,工频正半周存在两种开关模态,如图6-7所示,工频负半周存在两种开关模态,如图8-9所示。

[0027] 逆变工作模态1:如图2所示,开关管 S_1 、 S_4 ,二极管 D_1 、 D_2 、 D_3 、 D_4 截止,开关管 S_2 、 S_3 导通,直流电压 U_d 通过电网 u_g 与电感 L_2 、 L_g 形成回路,由 U_d 向电感 L_2 、 L_g 充能;

逆变工作模态2:如图3所示,开关管 S_1 、 S_2 、 S_4 断开,二极管 D_1 、 D_3 、 D_4 截止,开关管 S_3 导通,电感 L_2 、 L_g 存成的能量经过 D_2 和 S_3 与电网形成Buck续流回路,电感 L_2 、 L_g 释放能量;

逆变工作模态3:如图4所示,开关管 S_1 、 S_4 导通,二极管 D_1 、 D_2 、 D_3 、 D_4 截止,开关管 S_2 、 S_3 截止,直流电压 U_d 通过电网 u_g 与电感 L_1 、 L_g 形成回路,由 U_d 向电感 L_1 、 L_g 充能;

逆变工作模态4:如图5所示,开关管 S_1 、 S_2 、 S_3 截止,二极管 D_2 、 D_3 、 D_4 截止,开关管 S_4 导通,电感 L_1 、 L_g 存成的能量经过 D_1 和 S_4 与电网形成Buck型续流回路,电感 L_1 、 L_g 释放能量。

[0028] 整流工作模态1:如图6所示,开关管 S_1 导通,开关管 S_2 、 S_3 、 S_4 截止,二极管 D_1 、 D_2 、 D_3 截止,电网 u_g 通过 S_1 和 D_4 与电感 L_1 、 L_g 形成储能回路,电感 L_1 、 L_g 储能;

整流工作模态2:如图7所示,开关管 S_1 、 S_2 、 S_3 、 S_4 截止,二极管 D_2 、 D_3 截止,二极管 D_1 、 D_4 导通形成续流回路,电感 L_1 、 L_g 释放能量;

整流工作模态3:如图8所示,开关管 S_1 、 S_3 、 S_4 截止,开关管 S_2 导通,二极管 D_1 、 D_2 、 D_4 截止,电网 u_g 通过 S_2 和 D_3 与电感 L_2 、 L_g 形成储能回路,由电网向电感 L_2 、 L_g 充能;

整流工作模态4:如图9所示,开关管 S_1 、 S_2 、 S_3 、 S_4 截止,二极管 D_1 、 D_4 截止,二极管 D_2 、 D_3 导通形成续流回路,电感 L_2 、 L_g 释放能量。

[0029] 本发明的双向功率流LCL型双Buck并网逆变器按网侧电流流向可分为并网逆变与有源整流两种运行模式。并网逆变控制要尽量减少入网电流对电网的谐波污染,使得入网电流的谐波含量满足并网标准,入网电流与电网电压同频同相。整流PFC控制主要实现直流母线电压跟踪参考值,且网侧电流能够跟踪电网电压,保证单位功率因数。综合逆变与整流控制目标,双向功率流LCL型双Buck逆变器需要在同一拓扑中满足双向运行条件,实现直流母线电压恒定以及能量的双向传输,且能够确保双向工作模式的无缝平滑切换。当直流母线电压下降时,表示直流母线对当地负载能量供应不足,需要双向功率流逆变器整流运行向直流母线提供电能;而直流母线电压上升时,双向功率流逆变器并网逆变运行,确保过剩能量送入电网。

[0030] 具体控制结构图如图10所示,由电压外环与电流内环构成,外环采用PI控制,内环采用网侧电流与桥臂侧电流加权控制,将LCL滤波器控制系统由三阶转化为一阶,避免了LCL滤波器存在的固有谐振问题。现将控制结构图描述如下,直流侧电压与参考值比较后输

出经过外环PI调节器以及限幅后获得网侧电流参考值的峰值 I^* ，随后与锁相环(PLL)输出相乘形成内环电流参考值 i_{ref} 。内环电流参考值与反馈值 i_{fb} 比较后送入电流内环PI调节器，内环PI调节器的输出加上电网电压前馈项后送入调制器就可得高频开关管 S_1 和 S_2 的控制信号。而 I^* 的正负代表了直流母线电压状态，即变换器的工作方向， I^* 经判断为正时变换器工作于逆变状态，此时根据网侧电压过零检测后产生方波信号直接控制工频开关管 S_3 、 S_4 的通断，如图11所示第一控制单元；而 I^* 判断为整流PFC运行时 S_3 、 S_4 不动作。控制结构图中的反馈电流 i_{fb} 为加权电流，定义为 $i_{fb}=(1-\beta)i_i+\beta i_g$ ，其中

$$\beta = \frac{L_g}{L_f + L_g}$$

式中 L_i 为桥臂侧电感值即图1中 L_1 或 L_2 。

[0031] 以上是本发明的较佳实施例，凡依本发明技术方案所作的改变，所产生的功能作用未超出本发明技术方案的范围时，均属于本发明的保护范围。

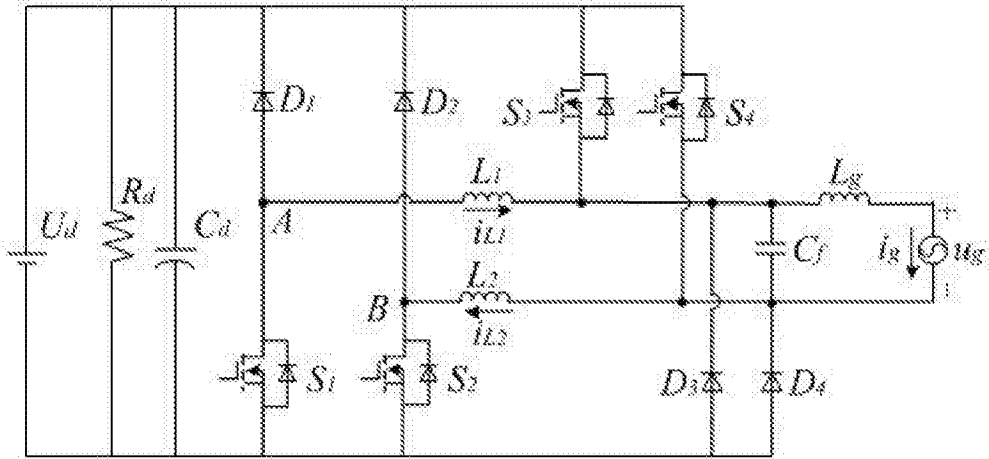


图1

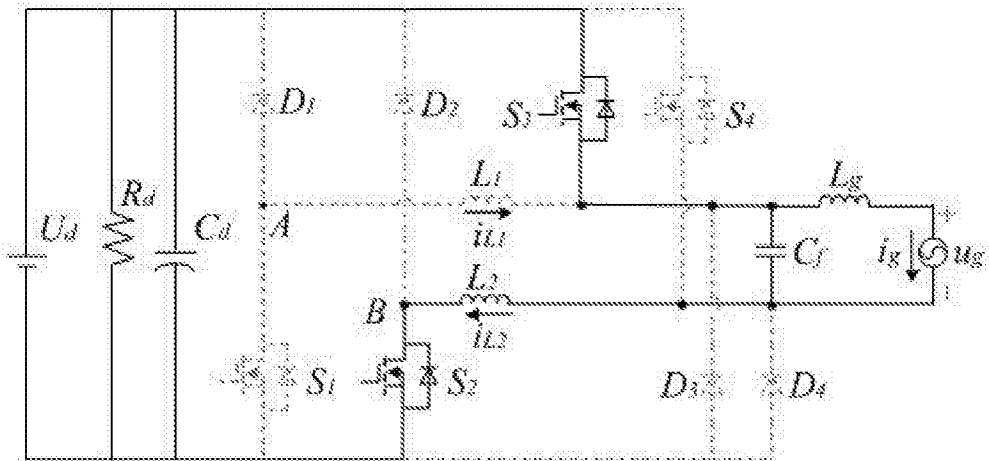


图2

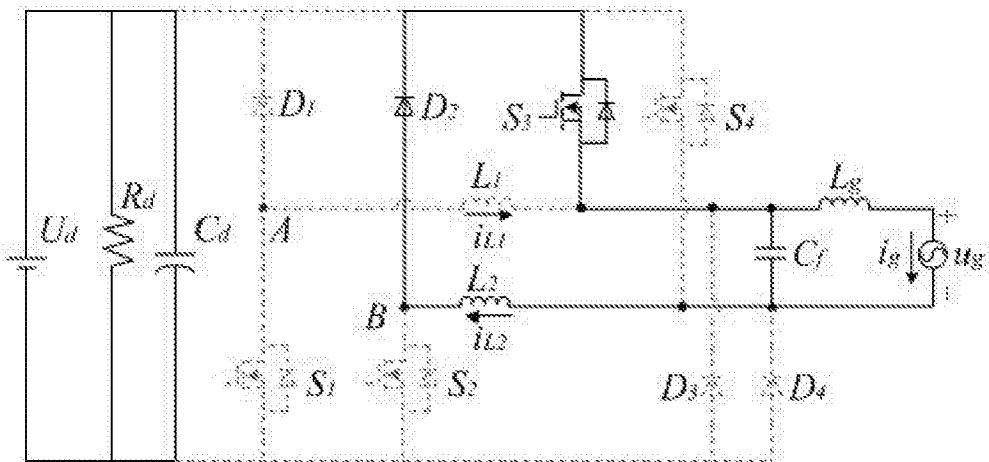


图3

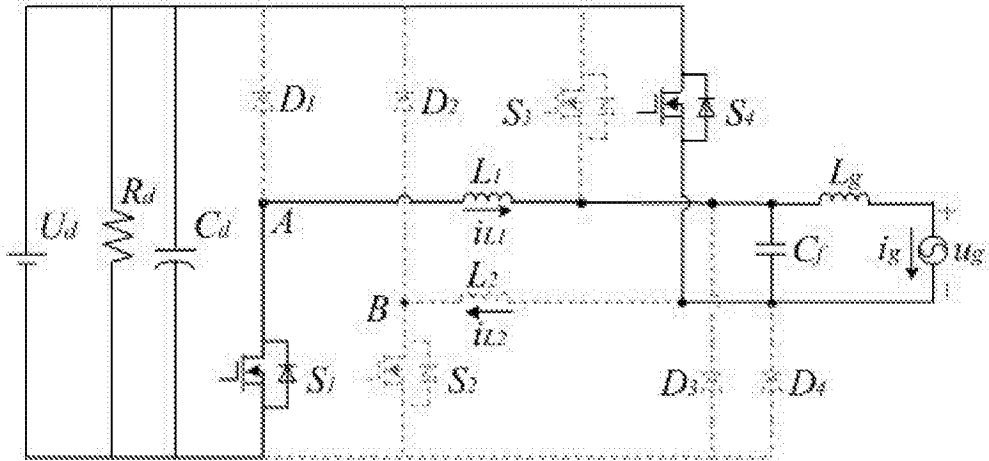


图4

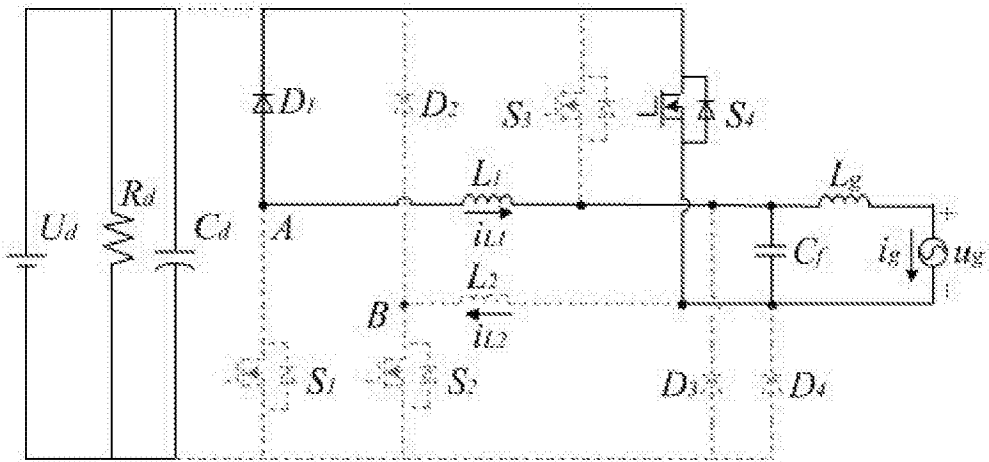


图5

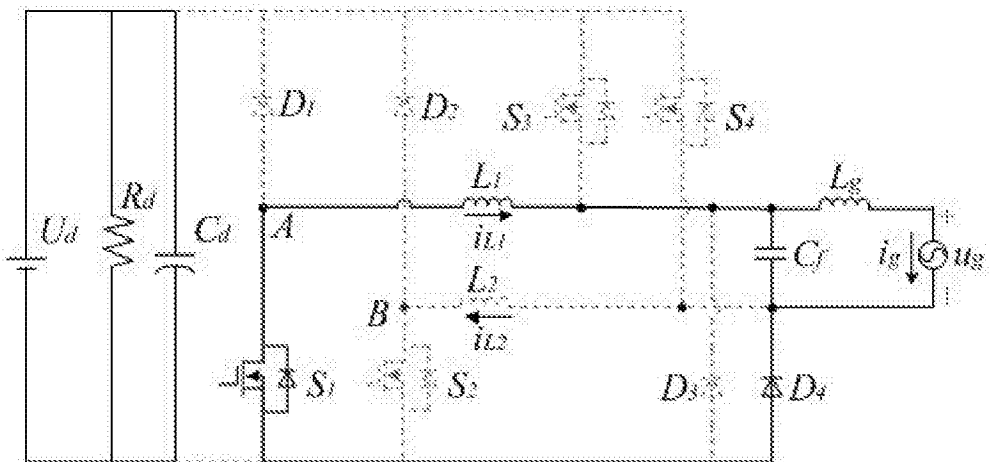


图6

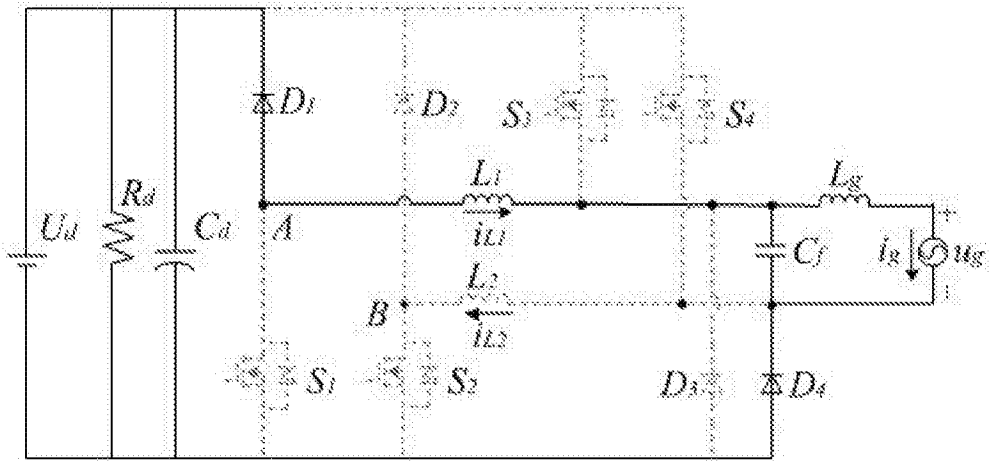


图7

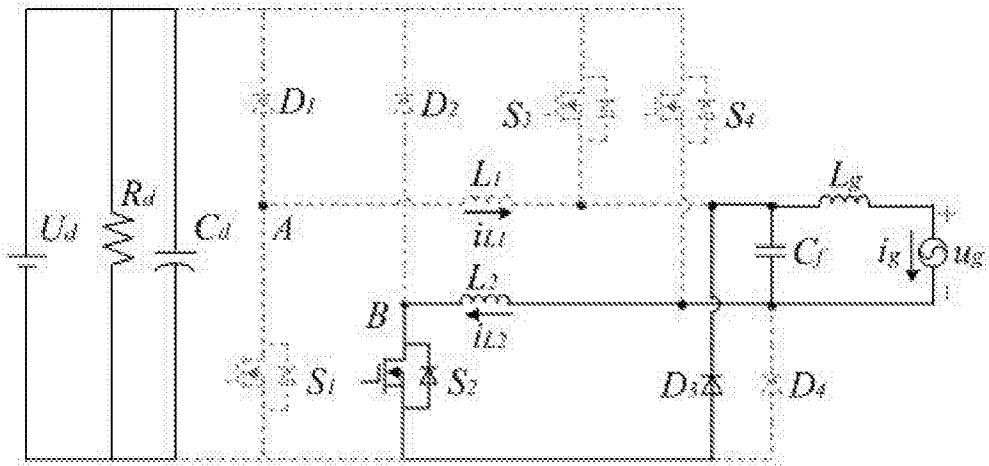


图8

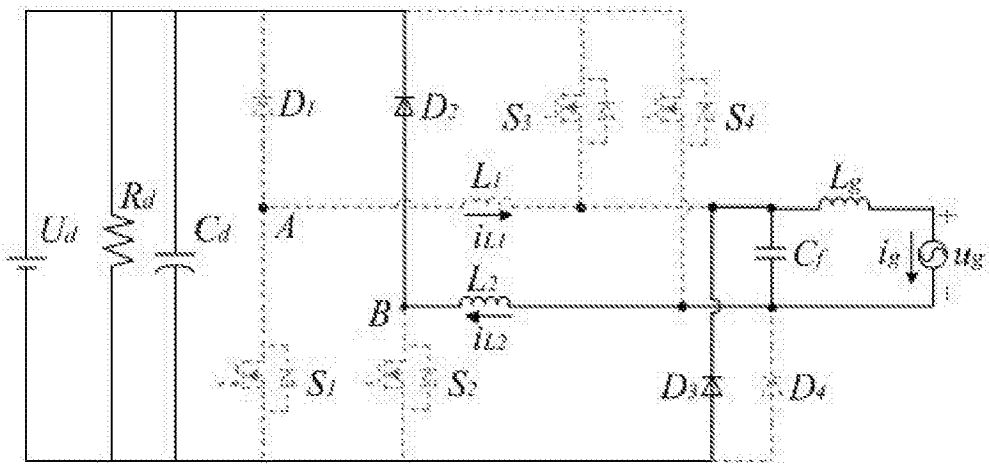


图9

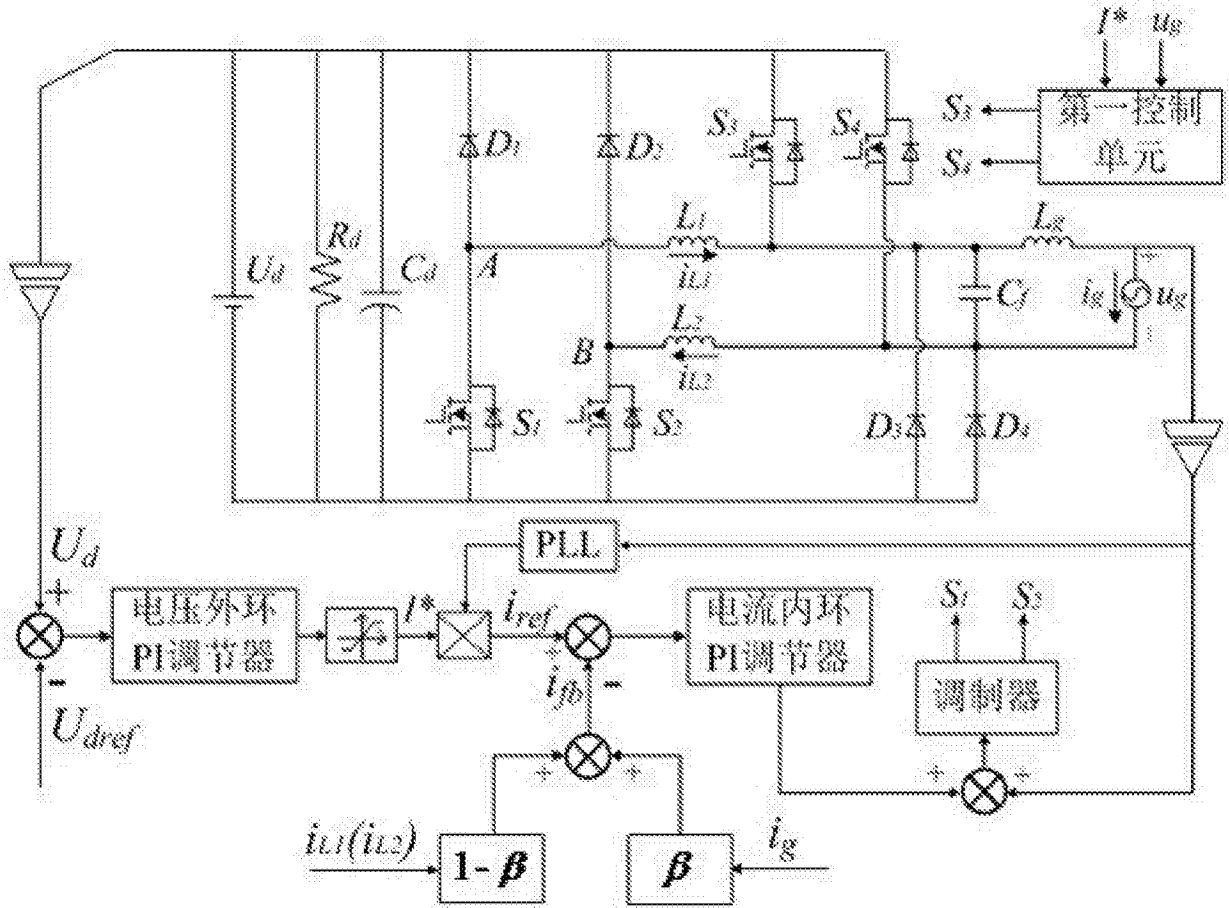


图10

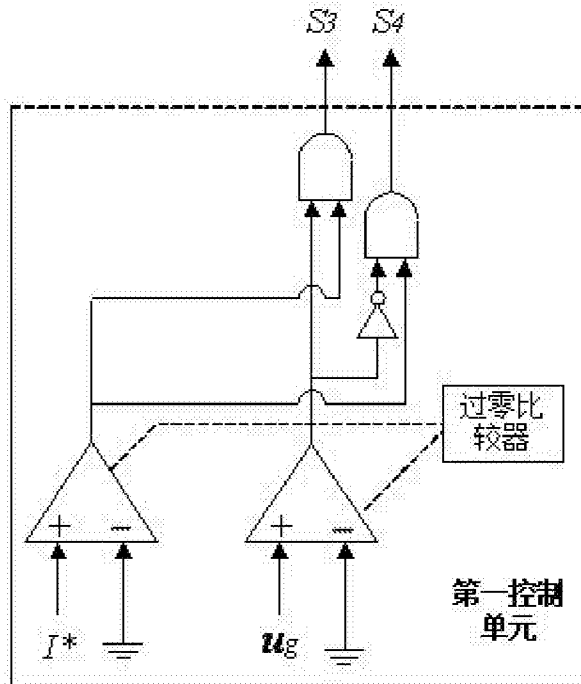


图11