



(12)发明专利申请

(10)申请公布号 CN 109247042 A

(43)申请公布日 2019.01.18

(21)申请号 201780021827.2

(22)申请日 2017.03.23

(30)优先权数据

16163247.6 2016.03.31 EP

(85)PCT国际申请进入国家阶段日

2018.09.29

(86)PCT国际申请的申请数据

PCT/EP2017/056939 2017.03.23

(87)PCT国际申请的公布数据

WO2017/167640 EN 2017.10.05

(71)申请人 飞利浦照明控股有限公司

地址 荷兰艾恩德霍芬市

(72)发明人 R·埃尔弗里奇 D·L·约翰

(74)专利代理机构 北京市金杜律师事务所

11256

代理人 郑立柱 郑振

(51)Int.Cl.

H02M 1/00(2007.01)

H02M 1/42(2007.01)

H02M 3/335(2006.01)

H05B 33/08(2006.01)

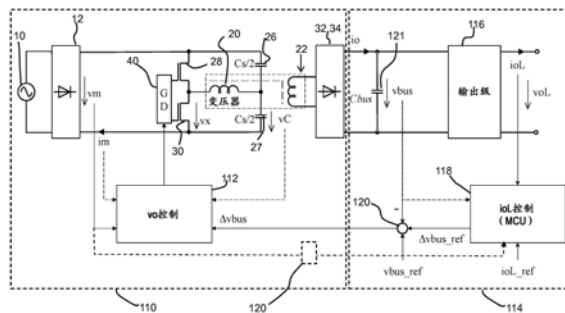
权利要求书2页 说明书12页 附图11页

(54)发明名称

采用半桥谐振转换器的AC/DC PFC转换器以及对应的转换方法

(57)摘要

AC/DC PFC转换器包括LLC PFC预调节器和DC/DC转换器输出级。输出级具有反馈单元,反馈单元被适配为根据输出功率和/或输入电流和电压向PFC预调节器的控制电路提供反馈信号(除了母线电压误差的常规反馈之外),以调制PFC预调节器的受控输出电压。通过该方式,通过控制PFC预调节器中的栅极切换,可以减小转换器的输入的总谐波失真。



1. 一种AC/DC PFC转换器,包括:
PFC预调节器(110),包括:
AC输入;
整流器(12),用于整流市电电压(10);
半桥逆变器,包括高侧开关(28)和低侧开关(30),其中从所述开关之间的节点限定输出;
LLC电路(20、24、26、27),耦合到所述输出;以及
控制电路(112),用于产生栅极驱动信号,以用于控制所述高侧开关和低侧开关的切换,从而产生受控输出电压(vbus),其中高栅极驱动信号接通一个开关并关断另一开关,并且低栅极驱动信号关断所述一个开关并接通所述另一开关;以及
输出级,包括:
DC/DC转换器(116);
反馈单元(118),被适配为至少根据所述输出级的输出功率来向所述PFC预调节器(110)的所述控制电路提供反馈信号,以调制所述PFC预调节器(110)的所述受控输出电压(vbus),其中所述受控输出电压的设定点与所述市电电压同步变化。
2. 根据权利要求1所述的转换器,其中所述控制电路(112)用于根据来自所述LLC电路的电反馈参数来生成栅极驱动信号。
3. 根据权利要求2所述的转换器,其中所述控制电路(112)被适配为在没有测量输入电流的情况下,根据所述反馈信号和整流的输入电压来设定所述电反馈参数的阈值水平。
4. 根据权利要求3所述的转换器,其中所述电反馈参数包括所述LLC电路的电容器两端的电压(vC),所述电容器两端的电压(vC)表示所述输入电流。
5. 根据权利要求4所述的转换器,其中所述控制电路被适配为比较所述LLC电路的所述电容器两端的所述电压与在所述栅极驱动信号的切换瞬时的阈值。
6. 根据前述权利要求中的任一项所述的转换器,其中所述输出级(116)是开关模式功率转换器。
7. 根据权利要求6所述的转换器,其中所述输出级是降压转换器。
8. 根据前述权利要求中的任一项所述的转换器,其中所述反馈单元(118)被适配为根据所述输入电压的振幅和相位以及所述输出功率,向所述PFC预调节器的所述控制电路(112)提供反馈信号,以调制所述PFC预调节器的所述受控输出电压。
9. 根据权利要求8所述的转换器,其中所述输入电压的所述振幅和相位是由所述反馈单元(118)从所述受控输出电压(vbus)上的高频纹波的频率导出的。
10. 根据权利要求8所述的转换器,其中所述输入电压的所述振幅和相位是由所述反馈单元(118)基于来自所述PFC预调节器的前馈信号导出的。
11. 根据前述权利要求中的任一项所述的转换器,其中所述控制单元包括振荡器并控制振荡频率,或者所述控制单元包括锁存器并控制所述锁存器切换的定时。
12. 一种LED驱动器,包括:
根据前述权利要求中的任一项所述的AC/DC PFC转换器。
13. 一种AC/DC PFC转换方法,包括:
通过以下来操作PFC预调节器:

整流市电电压；

通过产生栅极驱动信号以及向LLC电路提供来自开关之间的节点的输出来控制半桥逆变器,由此产生受控输出电压,所述半桥逆变器包括高侧开关和低侧开关,其中高栅极驱动信号接通一个开关并关断另一开关,并且低栅极驱动信号关断所述一个开关并接通所述另一开关;以及

向输出级提供来自所述LLC电路的输出;以及

通过以下来操作所述输出级:

实现DC/DC转换;以及

至少根据所述输出级的输出功率,向所述PFC预调节器提供来自所述输出级的反馈信号,以调制所述PFC预调节器的所述受控输出电压,其中所述受控输出电压的设定点与所述市电电压同步变化。

14. 根据权利要求13所述的方法,包括还根据所述输入电压的振幅和相位来向所述PFC预调节器提供反馈信号,以调制所述PFC预调节器的所述受控输出电压。

15. 根据权利要求14所述的方法,包括从以下各项来导出所述AC输入的所述振幅和相位:

所述受控输出电压上的高频纹波的频率;或者
来自所述PFC预调节器的前馈信号。

采用半桥谐振转换器的AC/DC PFC转换器以及对应的转换方法

技术领域

[0001] 本发明涉及半桥谐振转换器的使用。特别地,本发明涉及使用这种谐振转换器以形成功率转换器的一部分,以提供具有功率因子校正的AC/DC转换

背景技术

[0002] 所谓的谐振转换器具有谐振电路,该谐振电路可以是串联谐振电路或并联谐振电路或串联-并联谐振电路。当配置转换器时,一个目标时保持低损耗。例如,包括具有两个电感和一个电容的LLC串联-并联谐振电路的谐振转换器是众所周知的。这种转换器的优点是具有相对低的切换损耗的节能操作是可能的。

[0003] 谐振LLC转换器因在LED驱动器内使用而众所周知。转换器可以被配置为或者操作为恒流源或恒压源。恒流源可以用于直接驱动LED布置,从而使能单级驱动器。恒压源可以用于例如具有进一步的驱动器电子器件的LED模块,以便通过恒压源所提供的输出电压来确保以预定电流向LED供应对应的功率。

[0004] LLC转换器包括切换布置(切换布置连同栅极驱动布置一起通常被称作逆变器),用于控制转换操作,并且切换是使用反馈控制或前馈控制来控制的,以便产生所需输出。

[0005] 在功率转换器内实现的另一功能是功率因子校正(PFC),功率转换器是由市电(或其它AC)功率来供电的。AC电功率系统的功率因子被定义为流向负载的实际功率与电路中的表观功率的比率。小于1的功率因子意味着电压和电流波形不是同相的,减少了两个波形的瞬时乘积。实际功率是电路在特计时间内执行工作的能力。表观功率是电路的电流和电压的乘积。由于存储在负载中并返回到源中的能量,或者由于使从源汲取的电流的波形失真的非线性负载,表观功率将大于实际功率。

[0006] 如果供电电源以低功率因子来操作,那么与更高功率因子相比,对于所传输的相同量的有用功率而言,负载将汲取更多的电流。

[0007] 功率因子可以通过功率因子校正来增加。对于线性负载,这可以涉及使用电容器或电感器的无源网络。非线性负载通常需要有源功率因子校正,来抵消失真并提高功率因子。功率因子校正通过提供相反符号的电抗功率、增加起到消除负载的电感或电容效应的电容器或电感器来使AC功率电路的功率因子更接近1。

[0008] 有源PFC利用功率电子器件来改变由负载汲取的电流的波形,以增加功率因子。例如,有源PFC电路可以基于降压、升压或降压-升压开关模式转换器拓扑。有源功率因子校正可以是单级或多级的。

[0009] 在开关模式供电电源的情况下,PFC升压转换器例如插在桥式整流器和市电存储电容器之间。升压转换器试图在其输出维持恒定的DC母线电压,同时汲取与线路电压始终处于同相和相同频率的电流。供电电源内部的另一开关模式转换器从DC母线产生期望的输出电压或电流。

[0010] 由于其非常宽的输入电压范围,许多具有有源PFC的电源可以自动调节,以例如在

从大约110V到277V的AC功率上操作。

[0011] 功率因子校正可以在专用功率因子校正电路(称为预调节器)中实现,例如放置在(市电)供电电源和随后驱动负载的开关模式功率转换器之间。这形成双极系统,并且这是用于高功率LED应用(例如超过25W)的典型配置。功率因子校正可以代替地集成到开关模式功率转换器中,后者然后形成单级系统。

[0012] 特别地,本发明涉及具有隔离PFC前端和非隔离后端输出级的两级电路。例如前端是谐振LLC转换器,并且输出级可以是降压转换器。如果功率转换轮廓基本上对应于高功率因子操作所要求的,那么LLC前端能够处理很宽的AC输入电压范围。

[0013] 在图1中以一般形式示出谐振DC/DC转换器的一个示例。

[0014] 电路包括DC输入端子2(在图1和所有其它附图中标记为B),用于接收整流输出,并且DC输入端子2连接到半桥,该半桥具有第一功率开关28和第二功率开关30。第一开关和第二开关可以是相同的,并且半桥可以例如以对称的50%占空比操作。这些开关可以是以场效应晶体管的形式。

[0015] 谐振槽电路25连接到在两个开关28、30之间的输出节点,该输出节点在图1和所有其它附图中标记为X。

[0016] 每个开关具有由其栅极电压控制的其操作定时。出于该目的,存在控制块31(包括低电压电源)。块31接收控制信号CTRL,用于控制栅极电压和电源电压SUP。反馈(未示出)用于确定开关28、30的控制的定时。谐振槽电路25的输出连接到整流器32,然后与平滑电容器 C_{DC} 并联连接到负载。

[0017] 在转换器的操作期间,控制器31以特定频率并以互补方式控制开关。

[0018] 图2示出图1的电路的一个更详细的示例。

[0019] 在该示例中,谐振槽25是以LLC谐振电路的形式,并且其可以用于形成PFC级。因此,电路可以通过具有受控输出电压而用作PFC预调节器。电路还可以通过具有受控输出电流来用作单级LED驱动器。

[0020] 电路包括市电输入10,其后是整流器桥12,该整流器桥在输出处具有高频滤波电容器14。这为图1的输入端子2(节点B)产生供电。

[0021] 该示例示出具有隔离输出的转换器。出于该目的,转换器包括初级侧电路16和次级侧18。在初级侧电路16和次级侧18之间存在电隔离。为了隔离,提供了包括初级线圈20和次级线圈22的变压器。变压器具有磁化电感20,后者还作为串联LLC谐振电路的电感中的一个电感。LLC谐振电路25具有第二电感24和电容(在该示例中形成为两个电容器26和27)。

[0022] 在LLC电路中,电感和电容器可以为任何串联顺序。电感器可以包括分立部件或者电感器可以实现为变压器的漏电感。

[0023] 初级侧电路16包括半桥28、30和谐振槽电路25。

[0024] 次级侧18具有整流器32,整流器32连接到次级线圈22的下游,并且整流器32可以例如通过二极管32a和32b的第一二极管布置以及二极管34a和34b的第二二极管布置来形成。

[0025] 图2示出全桥整流器和单个次级线圈,单个次级线圈在其端部耦合到整流器电路。低频(例如,100Hz)存储电容器 C_{DC} 连接在整流器的输出之间。在该附图中,LED负载或其它输出级通过电阻器来表示。在LED负载的情况下,LED负载包括LED或多个LED。

[0026] 图2中所示的电路可以用作AC/DC PFC单级转换器或者用作PFC预调节器。图3示出备选的LLC半桥拓扑,作为对图2的修改(并且仅示出DC/DC转换级),其中次级线圈22具有中心抽头,并且然后全波整流器32通过两个二极管来实现。LLC电容器还示出为单个部件35。

[0027] 半桥谐振转换器已经用于许多应用中,如用于照明应用(例如,低压和高压放电灯电路)的DC/AC转换器和DC/DC转换器(例如,DC供电电源和LED驱动器)。

[0028] 控制块31驱动两个功率开关28、30来以交替的顺序导通和关断,其中小的非导通相位(死时间)用于避免功率开关的交叉传导。高栅极驱动信号接通一个开关并关断另一开关,并且低栅极驱动信号关断一个开关并接通另一开关。使用谐振半桥转换器的优点是取自切换节点X的电流输出电流没有DC分量,并且如果该电流相对于切换节点电压 V_x 具有相位滞后,那么在该电流接通之前,该电流可以用于对开关的寄生输出电容进行放电。

[0029] LLC电路容易受到其输出电压的变化的影响,在两极电路中输出电压是针对输出级的母线电压。在典型的设计中,母线电压被控制为具有恒定平均值,并且100Hz(或者120Hz)母线电压纹波仅取决于母线(或存储)电容器以及转换功率。

[0030] 在功率和AC输入电压方面,针对给定的操作范围,考虑到去除电压纹波的需要,设计LLC-PFC预调节器可以导致在轻负载操作中在尺寸和/或效率方面的折中。在最小负载下的最大市电电压确定转换器必须要被设计的最大频率操作点。

[0031] 另一问题是,在一些低成本的电路实现中,LLC电路的输入电流波形可以从AC输入电压偏离,导致非零的总谐波失真。可以通过适配设计(例如,通过增大的匝数比)来减少总谐波失真。然而,由于电抗电流的增大,这会导致效率的整体降低。

[0032] 本发明涉及系统的改进,以便解决在效率、功率因子和部件尺寸方面的这些折中。

[0033] US 2012/106206公开了一种供电电源,其具有单级转换器,以用于执行功率因子校正以减少输入电流中的高频谐波,并且执行谐振转换以实现针对功率转换的零电压切换或零电流切换。发明性的单级转换器包括切换电路、谐振电路、功率控制电路和方波发生器。切换电路包括至少一个开关,并且谐振电路包括LLC谐振槽。功率控制电路包括成比例的微分电路(诸如,在负反馈拓扑中配置的功率放大器),并且方波发生器被配置为基于通过比较感测输入电流和用户定义的功率水平输入所生成的频率调制控制信号来生成驱动信号,由此允许方波发生器调节切换电路的切换操作。

发明内容

[0034] 本发明是由权利要求限定。

[0035] 根据本发明的第一方面的示例提供了一种AC/DC PFC转换器,AC/DC PFC转换器包括:

[0036] PFC预调节器,包括:

[0037] AC输入;

[0038] 整流器,用于整流市电电压;

[0039] 半桥逆变器,包括高侧开关和低侧开关,其中从开关之间的节点限定输出;

[0040] LLC电路,耦合到输出;以及

[0041] 控制电路,用于产生栅极驱动信号,以控制高侧开关和低侧开关的切换,从而产生受控输出电压,其中高栅极驱动信号接通一个开关并关断另一开关,并且低栅极驱动信号

关断所述一个开关并接通所述另一开关;以及

[0042] 输出级,包括:

[0043] DC/DC转换器;

[0044] 反馈单元,被适配为至少根据输出级的输出功率,向PFC预调节器的控制电路提供反馈信号,以调制PFC预调节器的受控输出电压,其中受控输出电压的设定点与市电电压同步变化。

[0045] 在该转换器中,存在从输出级到PFC预调节器的反馈,以用于调制PFC预调节器的输出电压。调制可以很慢,以适于一般输出水平,或者调制可以很快,例如以谐振半桥逆变器的速度,即比市电AC信号快。在后一种情况下,波形的形状可以被控制,特别地以便获得较小失真的输出电流。

[0046] 反馈单元还控制DC/DC转换器,特别地,用于提供来自总转换器的受调节的输出电流。

[0047] 控制电路可以用于根据来自LLC电路的电反馈参数来产生栅极驱动信号。该反馈系统提供PFC预调节器对输出电压的调节。

[0048] 例如,控制电路被适配为在没有测量输入电流的情况下,根据反馈信号和整流输入电压来设定电反馈参数的阈值水平。

[0049] 通过使用来自LLC电路的电参数来代表输入电流,该布置避免了需要使用测量的输入电流作用为控制电路的输入。所期望的PFC功能仍然能够提供实质上电阻性的输入阻抗。

[0050] 使用来自输出级的反馈来导出关于输入电流/电压的的形状的信息因而避免了测量输入电流的需要。这避免了损耗和额外电路。

[0051] 电流的测量通过更加简单的电压测量来代替。这还简化了标准升压PFC控制器集成电路的使用。

[0052] 电反馈参数优选地包括LLC电路的电容器两端的电压,其代表输入电流。

[0053] 例如,控制电路被适配为比较LLC电路的电容器两端的电压与在栅极驱动信号的切换瞬时的阈值。以该方式,电路可以被设计为使得输入电流在切换瞬时与LLC电容器两端的电压实质上成比例。

[0054] 输出级优选地是开关模式功率转换器(诸如降压转换器)。

[0055] 反馈单元优选地被适配为根据输入电压的振幅和相位和输出功率,向PFC预调节器的控制电路提供反馈信号,以调制PFC预调节器的受控输出电压。

[0056] PFC控制因此由PFC预调节器和输出级两者来实现。

[0057] 输入电压的振幅和相位可以由反馈单元从受控输出电压上的高频纹波的频率导出。这避免了对在PFC预调节器级和输出级之间的前馈信号的需要。然而,备选是输入电压的振幅和相位由反馈单元基于来自PFC预调节器的前馈信号导出。然后该前馈信号可能需要被隔离,例如通过光隔离器。

[0058] 输入电压用于预调节器中,并且因此可以被提供作为前馈信号。然而,在没有输入电流感测和控制的情况下,控制功率因子导致非单位功率因子。为了提高功率因子,功率因子控制环可以在初级侧上提供,但这将要求额外的控制器以及额外的电路工作来测量输入功率。因此,备选是通过操纵母线电压(即,预调节器的输出电压)来控制功率因子,这可以

反过来通过操纵该母线电压的控制误差来操纵。该控制误差在次级侧上是可获得的。

[0059] 以该方式,功率转换器构建块存在更高的模块性。简单(低成本)前端可以与简单后端相结合以用于基本功能。使用次级侧控制器的适当软件可以实现更好的性能(例如,预调节器的更好的总谐波失真和部分负载效率),其中母线电压和功率数据已经是可获得的,并且市电电压相位可以简单地从低频母线电压纹波导出。

[0060] 在一些高端驱动器中,市电电压的值需要在次级侧是可获得的。在该情况下,市电电压的值可以直接使用。

[0061] 控制单元可以包括谐振器,并且然后控制谐振频率,或者否则控制单元可以包括锁存器,并且控制锁存器切换的定时。

[0062] 在锁存器的情况下,锁存器切换的定时可以依赖于电反馈参数,这提供了自谐振切换操作。

[0063] 然后锁存器可以包括触发器,其中设置定时和重置定时中的一个依赖于电反馈参数来控制的,并且设置定时和重置定时中的另一个是基于固定延迟来控制的。

[0064] 本发明还提供了LED驱动器,其包括如以上限定的AC/DC PFC转换器。

[0065] 根据本发明的另一方面的示例提供AC/DC PFC转换方法,AC/DC PFC转换方法包括:

[0066] 通过以下动作来操作PFC预调节器:

[0067] 整流市电电压;

[0068] 通过产生栅极驱动信号以及向LLC电路提供来自开关之间的节点的输出来控制半桥逆变器,由此产生受控输出电压,

[0069] 半桥逆变器包括高侧开关和低侧开关,其中高栅极驱动信号接通一个开关并关断另一开关,并且低栅极驱动信号关断上述一个开关并接通上述另一开关;以及

[0070] 向输出级提供来自LLC电路的输出;以及

[0071] 通过以下来操作输出级:

[0072] 实现DC/DC转换;以及

[0073] 至少根据输出级的输出功率,向PFC预调节器提供来自输出级的反馈信号,以调制PFC预调节器的受控输出电压,

[0074] 其中受控输出电压的设定点与市电电压同步变化。

[0075] 该方法可以包括还根据输入电压的振幅和相位,向PFC预调节器提供反馈信号,以调制PFC预调节器的受控输出电压。AC输入电压的振幅和相位可以从受控输出电压上的高频纹波的频率或者从来自PFC预调节器的前馈信号来导出。

附图说明

[0076] 现在将参照附图详细描述本发明的示例,其中:

[0077] 图1示出半桥谐振转换器的一般架构;

[0078] 图2示出在形成PFC级的谐振AC/DC转换器中使用的半桥谐振转换器的一个更具体的示例;

[0079] 图3示出半桥谐振转换器的另一更具体的示例;

[0080] 图4示出AC/DC PFC LLC转换器电路的另一示例;

- [0081] 图5更详细地示出用于单个阈值电压实现的图4中的控制器；
- [0082] 图6示出图4的转换器电路的修改,以避免对输入电流测量的需要；
- [0083] 图7示出使用图6的LLC转换器的第一PFC控制的结构,该LLC转换器使用频率作为操纵变量并且反馈市电电流；
- [0084] 图8示出使用频率控制但是将谐振电容器切换电压控制为与市电电压成比例的方法；
- [0085] 图9示出使用阈值控制来控制栅极驱动器并且基于谐振电容器切换电压的控制的方法；
- [0086] 图10示出电容器电压和阈值电压；
- [0087] 图11示出具有来自DC/DC输出级的对PFC预调节器的反馈控制的转换器；
- [0088] 图12示出电流和电压波形以解释图11的电路的操作。

具体实施方式

[0089] 本发明提供了包括LLC PFC预调节器和DC/DC转换器输出级的AC/DC PFC转换器。输出级具有反馈单元,反馈单元被适配为以根据输出功率和/或输入电流和电压,向PFC预调节器的控制电路提供反馈信号(除了母线电压误差的常规反馈之外),以调制PFC预调节器的受控输出电压。通过该方式,通过控制PFC预调节器中的栅极切换,可以减小转换器的输入的总谐波失真。

[0090] 本发明特别地涉及LLC转换器的前端PFC应用,其后是输出处的DC/DC转换器。该前端设计给逆变器开关布置的反馈控制带来了一些问题,这些问题不能通过常规频率控制方法来掌控。这主要与高增益比率要求有关。增益比率是最大增益和最小增益之间的比率。

[0091] 如果使用LLC状态变量的阈值代替切换频率来作为用于控制输入电流的操纵变量,那么可以缓解增益比率问题。例如,可以针对LLC槽的电容器两端的电容器电压设置阈值电压。备选地,还可以使用变压器电压或变压器输入电流。

[0092] 图4示出使用电容器电压作为控制变量的AC/DC PFC LLC转换器电路。

[0093] 如图4中,电路具有AC市电输入10,其后是整流器12。半桥逆变器的开关28、30由栅极驱动器40控制,栅极驱动器40由控制器42控制。控制器42输出栅极驱动信号GS。

[0094] 控制器提供有阈值,在该示例中,阈值是阈值(参考)电容器电压 v_{C_ref} 。控制器42接收测量量(即,实际谐振电容器电压 v_C),并且处理栅极驱动器40的切换方案,栅极驱动器40反过来控制逆变器28、30和开关节点电压 V_x (即,在半桥逆变器的输出处的电压)。

[0095] 因此,控制器具有外部控制回路44和内部控制回路42,外部控制回路44用于根据本示例中的输出电压 v_o 和输入电压 v_m 和输入电流 i_m 来设定电反馈参数(电容器电压)的阈值水平,内部控制回路42用于将电反馈参数和阈值进行比较以导出栅极驱动信号。

[0096] 外部控制回路44实现输出控制以及实现PFC,并且内部控制回路42导出切换控制信号。

[0097] 图5示出更详细地示出控制器42。测量的电容器电压 v_C 通过比较器50与参考 v_{C_ref} 相比较,并且比较结果用于重置触发器52,触发器52产生用于栅极驱动器40的输出。延迟元件54提供延迟的设定脉冲,以使重置操作具有固定的持续时间(持续时间是触发器的时钟速度的函数)。

[0098] 反馈系统包括由内部控制回路42实现的高频控制回路。

[0099] 外部低频控制器44接收市电电压 v_m 、实际市电电流 i_m 和输出电压 v_o 以及其设定点 v_{o_ref} ，并且根据功率因子需要来处理针对切换单元的操纵值 v_C_ref 。

[0100] 在该示例中，只有一个阈值 (v_C_ref) 是与状态变量 (这里为 v_C) 相比较的。如果状态变量超过阈值，那么控制器42中的触发器52被重置，并且通过栅极驱动器关断逆变器，即，开关节点电压被设定到其最小值。

[0101] 逆变器在关断事件之后的某个时间再次接通。该时间适配为导致对称操作，即处于切换节点的0.5的占空比。

[0102] 电容器电压是状态变量的一个示例，其用作用于控制逆变器切换的控制输入。备选的状态变量是变压器电压。方案类似，但是需要改变符号。例如，如果超过阈值，那么控制器42中的触发器52必须接通。

[0103] 在另一方案中，存在两个阈值。一旦状态变量超过第一上限阈值，那么逆变器关断 (接通)，并且如果状态变量超过第二阈值，那么逆变器接通 (关断)。这里，第二阈值是第一阈值和输入电压的函数。

[0104] 通过该方式，控制电路被适配为设定电反馈参数的第一阈值和电反馈参数的第二阈值，电反馈参数的第一阈值用于接通栅极驱动信号，电反馈参数的第二阈值用于关断栅极驱动信号。

[0105] 也可以使用隔离电容器，而不使用变压器作为隔离装置。例如，这可以通过在逆变器开关节点和变压器之间使用额外的隔离 (例如，DC阻塞) 电容器以及在另一初级侧绕组端子和谐振电容器的中点之间使用另一额外的隔离电容器来实现。

[0106] 备选地，为了节省部件，谐振电容器也可以设计为从市电电压 (y -电容器) 隔离。这里，上述状态变量 (v_C) 不再能够直接访问，但是可以通过测量电流和将电流集成到隔离电容器中来导出。

[0107] 在这些配置中的任何配置中，变压器不需要隔离，并且可以被简化，这取决于电路的最终使用。

[0108] 存在可以用于驱动高侧开关和低侧开关的各种驱动方案。此外，谐振器可以是自振荡的，或者谐振器可以由频率控制电路驱动。

[0109] 图4的电路使用输入电流的测量，以使能功率因子校正。还可以提供谐振PFC LLC电路的高功率因子而不对市电输入电流进行感测和反馈。

[0110] 市电输入电流感测与额外的电路工作相关联，并且因此与额外的成本和PCB面积相关联。通常，分流电阻器用于电流测量，其导致功率损耗。

[0111] 与升压转换器 (或其它降压衍生转换器) 不同，谐振LLC转换器不提供诸如恒定准时模式的操作，以在不使用市电电流测量的情况下实现可接受的功率因子。

[0112] 因此，希望一种针对LLC功率因子预调节器的控制方案，其不需要测量输入电流，并且仍然使得功率因子能够满足例如EN 61000-3-2的市电谐波规范。

[0113] 前端功率级的所需行为，即 (实质上) 呈现电阻性的输入阻抗 (即，导致市电输入电流与市电输入电压成比例的操作方案) 可以通过控制谐振电容器 v_C 在逆变器切换瞬时的电压 (v_{C_off} 和 v_{C_on}) 与 (整流) 市电输入电压 (v_m) 成比例，而不是控制实际市电输入电流 (i_m) 来实现。

[0114] 当LLC电路在宽泛变化的输入电压下(例如,在整流市电电压下)操作时,则转换器(如果相应地设计的话)示出与在逆变器切换瞬时的谐振电容器电压 v_{C_off} 和 v_{C_on} 基本上成比例的输入电流。

[0115] 因此,代替明确地控制(以及因此测量)市电电流,而是控制和测量电压 v_{C_off} (或 v_{C_on})。优点是电压测量需要较少的电路工作,并且几乎没有损耗。

[0116] 可以进一步补偿输入电流波形的非理想分量,以在很宽的电压和负载范围内接近单位功率因子。

[0117] 图6示出连接到整流市电,并且被设计为递送高功率因子的LLC功率转换器。不同于上述示例,不再测量和反馈市电电流(i_m)。

[0118] 图6对应于图4,并且使用了相同的参考标号。与图4相比,存在不同的高频内部控制回路42'和不同的输出控制回路44'。

[0119] 外部控制回路44'再次处理期望的输出电压 v_{o_ref} 和测量的输出电压 v_o 之间的差异,但是外部控制回路44'不接收输入电流的测量。

[0120] 在外部控制回路44'中仅明确地控制输出电压(或电流),然而在内部控制中,明确控制市电电流(i_m),即通过控制电容器切换电压 v_{C_off} (或 v_{C_on}),以跟随参考 v_{C_ref} ,后者是由外部控制回路44'产生的并且与整流市电电压(v_m)成比例,并与控制误差(Δv_o)成比例。

[0121] 图7示出第一PFC控制的结构,其以已知的方式使用LLC转换器,即使用频率作为操纵变量并反馈市电电流。

[0122] 输出电压误差 Δv_o 在积分器70中积分,并乘以乘法器72中占主导地位的整流市电电压 v_m ,以导出参考市电电流 i_{m_ref} 。

[0123] 在单位功率因子下,瞬时市电电流为:

$$[0124] \quad i_m = v_m / R_{ac}.$$

[0125] 在上述关系中, v_m 是瞬时市电电压,并且 R_{ac} 是等效市电电阻,其取决于负载和市电均方根值 V_{ac} (例如, $V_{ac} = 240V_{rms}$)。市电电阻可以写为:

$$[0126] \quad R_{ac} = V_{ac} * V_{ac} / P_{ac}.$$

[0127] 在上述关系中, P_{ac} 是转换器所取的功率的均方根值。因此,市电电流可以表示为:

$$[0128] \quad i_m = v_m * P_{ac} / (V_{ac} * V_{ac})$$

[0129] 由外部控制回路产生的项 $P_{ac} / (V_{ac} * V_{ac})$ 表示积分控制误差。该项与 v_m 的乘积表示市电电流(i_m)的瞬时参考值。

[0130] 在使用例如微控制器的数字实施方式中,这些参数由寄存器值来表示,然而在模拟PFC控制中电压是最方便的。

[0131] 参考市电电流被提供给频率控制单元74,频率控制单元74使用积分器76对电流误差进行积分,以提供电压控制振荡器78的频率控制。

[0132] 图8示出也使用频率控制但是将谐振电容器切换(或阈值)电压控制为与市电电压(v_m)成比例的方法。该方法也实现了平均阈值控制。

[0133] 输出电压误差 Δv_o 在积分器中积分,并且乘以乘法器82中的电流市电电压 v_m ,以导出参考电容器电压 v_{C_ref} 。因此,反馈系统使用电容器电压作为反馈参数。

[0134] 参考电容器电压被提供给频率控制单元84,频率控制单元84使用积分器86对误差

信号进行积分,以提供对电压受控振荡器88的频率控制。误差信号代表电流误差,但不是电流误差的量度。反馈回路包括采样和保持单元89,用于在切换瞬时采样电容器电压。在每个周期中可以存在一个或两个 v_C 的采样值。

[0135] 该方法避免了市电电流测量的需要,但是仍然使用频率控制。

[0136] 图9示出不利用市电输入电流而利用自振荡切换方法的控制实施方式,其中确定控制的参数是电容器电压。

[0137] 该控制方法利用单个阈值控制值。第一级80、82如图8中所示,并且输出是参考电容器电压 v_{C_ref} ,然后将其与电容器电压 v_C 通过比较器50进行比较。然后其控制设置和重置触发器(如上参照图5所述),而不是控制振荡器。

[0138] 图10示出电容器电压 v_C 和阈值(或切换)电压 v_{C_on} 和 v_{C_off} ,即在逆变器切换瞬时的电压 v_C 。

[0139] 采样电容器电压的时间是节点X的两个切换瞬时,如图10中所示。

[0140] 对于该低损耗和低成本电流PFC控制方案,LLC的输入电流波形稍稍偏离AC输入电压,导致非零的总谐波失真。该偏离部分地取决于母线(存储)电容器的尺寸。母线(存储)电容器越小,则100Hz母线电压纹波越显著,并且对市电输入电流造成的失真越大。然而,在许多转换器中需要小型化。

[0141] 图11示出解决该问题的转换器架构。转换器是双极AC/DC PFC转换器。转换器包括PFC预调节器110,其以图4中所示出的形式,但是具有不同的控制器112。因此,PFC预调节器包括AC输入10、整流器12、包括高侧开关28和低侧开关30的半桥逆变器,以及耦合到输出的LLC电路20、24、26、27。

[0142] 控制电路再次用于产生栅极驱动信号,用于控制高侧开关和低侧开关的切换,从而产生受控输出电压。该输出电压成为输出级114的母线电压 v_{bus} ,输出级114包括DC/DC转换器116(特别地为降压转换器)和反馈单元118,反馈单元118用于将反馈信号 Δv_{bus} 提供给PFC预调节器110的控制电路112。其不仅用于以常规的方式反馈控制误差,而且至少依赖于输出功率来调制PFC预调节器的受控输出电压。

[0143] 特别地,为了改进轻负载和待机效率,响应于输出功率(每个市电周期)以及优选地还有平均ac输入电压,适配母线电压 v_{bus} 的平均值的设定点,该设定点是预调节器和输出级之间的中间电压。

[0144] 利用与标称设定点值的所限定的差数(margin),电压设定点可以是可调节的。例如,对于给定的标称设定点,对于轻负载或待机操作模式,电压设定点可以增加例如20%。

[0145] 这提供了PFC预调节器的第一控制类型。

[0146] 为了提高功率因子,母线电压的设定点可以与市电电压同步变化。再次,调制的振幅可以限制为例如母线电压的10%或20%。通过该方式,不允许母线电压仅仅由于输入市电变化、负载和母线电容而变化,而是经由控制系统来施加母线电压变化,以便提高在PF、THD和效率方面的性能。所施加的母线电压变化与整流输入市电电压同步。

[0147] 这提供了PFC预调节器的第二控制类型。

[0148] 如图11中所示,控制器112用于提供输出电压控制。出于该目的,其接收输出电压误差信号(Δv_{bus})作为反馈信号。反馈信号 Δv_{bus} 是从输出级的反馈单元118接收的。这是以隔离的方式(例如使用光耦合器(未示出))来反馈的。

[0149] 控制器112还接收整流输入电压。为了实现功率因子校正,控制器112可以接收输入电流作为输入,或者接收传达关于输入电流的信息的信号,即,如上所述的LLC电容器电压 v_C 。这两个信号路径以虚线示出,因为一者或者另一者或者两者都可以使用。

[0150] 在输出级114中,反馈单元基于参考电流 i_{oL_ref} ,以用于电流调节DC/DC降压转换器的常规方式来控制输出电流 i_{oL} 。

[0151] 此外,其例如从母线电压 v_{bus} 和输出电流 i_{oL} 的测量中导出关于输出功率的信息,或者如果没有明确的电流测量则导出输出电流的设定点。该输出功率信息用于形成调制信号 Δv_{bus_ref} ,以应用于电压母线水平。

[0152] 对于低输出功率,附加的调制信号例如为高达母线电压的20%,如上所述。在输出功率和调制信号之间可以存在模拟函数,或者可以存在一个或多个分立步骤的集合。该调制是通过将该调制信号添加到PFC前端的输出电压误差放大器来执行的。输出电压误差是 $v_{bus}-v_{bus_ref}$,并且调制信号是由加法器120相加的,以导出修正的误差信号 Δv_{bus} 作为从输出级到PFC预调节器的反馈信号。

[0153] 反馈单元18例如是微控制器,其数字控制降压转换器116的输出电流。

[0154] 图12用于示出动态调制母线电压的优点。母线电压和市电电压在左图中示出,并且市电输入电流在右图中示出。PFC预调节器例如设计为用于通用市电(“智能伏特”范围;110Vac到277Vac $\pm 10\%$),并且在305Vac运行,后者如果在没有明确电流感测的情况下控制PFC,那么就总谐波失真而言,这会是最坏的情况。

[0155] 因此,市电电流将会失真。其如图12中右图的电流曲线 i_{m0} 所示,并且是基于左图中未调制的母线电压 v_{bus0} 。在 v_{bus0} 的曲线中可以看到纹波是由于母线电容器121(C_{bus})中的能量存储。调制母线电压在左图中示出为 v_{bus1} ,其具有近似20%的调制振幅。失真几乎完全消失,如右图中的电流曲线 i_{m1} 所示。

[0156] 20%调制深度仅仅是通过示例的方式。调制深度例如小于30%,更优选地小于25%,可能小于20%。调制深度通常大于5%,优选地大于10%,并且优选地大于15%(平均未调制值)。存储电容器越小,所需调制深度越高。

[0157] 母线电压调制是通过由后端控制器(反馈单元)操纵前端控制器112的反馈电路来实现的。以该方式,不需要额外的操纵变量或控制回路。

[0158] 第一调制类型(用于低功率操作)是输出功率的函数,输出功率是在输出级控制中可获得的,或者可以容易地从输出电流 i_{oL} (或 i_{oL_ref})和输出电压(v_o)导出的参数。

[0159] 第二调制类型(用于改进的功率因子校正)就其均方根值及其相位而言取决于市电输入电压。

[0160] 如果在功率级之间要求隔离,那么测量该信号将要求如在图10中122所示的额外光隔离器。备选地,可以通过评估母线电压(v_{bus})上的100Hz(或120Hz)纹波来在没有任何光隔离器的次级侧上检测市电电压相位。此外,可以例如通过评估 v_{bus} 上的HF纹波来检测输入级运行的切换频率。“高频”意味着高于市电频率,例如谐振逆变器的切换频率,其通常处于kHz范围内,例如100kHz。

[0161] 检测到的平均频率越高,频率变化越大,那么输入电压越高,并且,为了最小化的总谐波失真,更多的母线电压需要被调制。因此,存在各种方式来收集用于所期望的母线电压调制所需的信号。

[0162] 微控制器可以最佳地实现评估低频纹波和高频纹波的方法,在具有数字接口的LED驱动器中,微控制器已经用于接口和控制输出级。

[0163] 注意,反馈控制可以使用低频纹波,以便检测市电电压的相位。在非调制的情况下,母线电压示出100Hz AC纹波,其具有在高市电的正过零点和在零市电电压的负过零点。这给出了主相位信息。为了在有源调制时进行同步,在控制器中可以使用市电电压观测器。备选地,由于前端切换频率在次级侧容易获得(例如,经由未滤波的变压器电压),因此可以评估前端切换频率。对于LLC转换器,该频率在市电电压过零点示出最小值。

[0164] 对于PFC预调节器中的半桥的控制,通常,要求控制方案将开关28、30驱动到它们的接通状态和关断状态,以使输出电压和电流被调节到某个期望的值或者值的范围,并且也使PFC电路实现功率因子校正。

[0165] 为了最好地利用传动并实现最大效率,期望对称地操作转换器(至少在满负荷下)以及在次级侧均等地加载变压器和整流器。在变压器具有在匝数比和泄漏方面对称的中心抽头输出绕组的情况下,如果半桥(即,其开关节点)的占空比保持在50%,那么可以确保次级侧对称。

[0166] 基本上,控制方案必须处理四个转变:

[0167] 1. 高侧MOSFET 28的接通;

[0168] 2. 低侧MOSFET 30的接通;

[0169] 3. 高侧MOSFET 28的关断;

[0170] 4. 低侧MOSFET 30的关断。

[0171] 存在数个已知的方案可以用于实现该目标。

[0172] A. Von-Voff是一种其中当某个状态变量穿过某个阈值电压(Von)时,启动转变编号4的控制方案。据此,在开始转变1之前,控制等待一定的时间(即,死时间)。该死时间确保交叉导通(cross-conduction)或穿透(shoot-through)不会发生。现在半桥处于接通状态。最终,相同或者不同的状态变量会穿过第二阈值(Voff),并且转变编号3将会启动。随着转变到半桥接通状态,那么在启动转变编号2之前将会存在死时间。现在半桥处于关断状态,并且然后过程再次从开始继续进行。两个阈值的实际值是由外部控制回路确定的,以便产生正确的输出。这是其中电压阈值控制切换接通和关断的Von-Voff方案。

[0173] B. Von-Ton是一种其中当某个状态变量穿过某个阈值电压(Von)时,启动转变编号4的控制方案。如在A情况中一样,在开始转变编号1之前允许经过死时间。基于经过一定的时间间隔,启动转变编号3。这可以是固定的间隔或者受控的间隔。在已经经过死时间之后,启动转变编号2,并且然后过程再次从开始继续进行。电压阈值的实际值是由外部控制回路确定的,以便产生正确的输出,并且时间阈值可以是固定的或者动态受控的。这是其中电压阈值控制接通(在死时间之后),并且随后半桥的接通阶段的持续时间是受控的Von-Ton方案。

[0174] C. Voff-Toff类似于情况B,除了电压阈值和时间阈值分别定义半桥的关断转变和接通转变之外。当某个状态变量穿过某个阈值电压(Voff)时,启动转变编号3。在开始转变编号2之前允许经过死时间。基于经过一定的时间间隔,启动转变编号4。在已经经过死时间之后,启动转变编号1,并且然后过程再次从开始继续运行。如在情况B中一样,电压阈值的实际值是由外部控制回路确定的,以便产生正确的输出,并且时间阈值可以是固定的或者

动态受控的。这是其中电压阈值控制关断,并且半桥的关断阶段的持续时间是受控的(例如,在关断高侧MOSFET和在上述持续时间和死时间之后再次接通高侧MOSFET之间)Voff-TOFF方案。

[0175] 在情况B和情况C中,最经常期望控制接通(关断)时间,以便其匹配关断(接通)时间,即,以如上所述的50%占空比进行操作通常是有利的。在其它情况中,为了扩大转换器能够处理的输出电压或电流窗口,以不同于50%的所限定的占空比进行操作是有利的。

[0176] 对于基于阈值的谐振转换器(诸如,自振荡LLC转换器),在电路中不存在振荡器。关于传输函数的线性度,当使用转换器来覆盖大范围的输入和输出的操作条件(诸如例如在LLC PFC中)时,基于阈值的切换具有特别的优点,并且在这种情况下由于在增益中不能轻易处理的极端变化,频率控制是不可行的。

[0177] 如上所述的生成用于切换高侧功率开关和低侧功率开关的所需电压的方法可以用于所有这些情况中。

[0178] 本发明可以用于各种应用(诸如通用的LED驱动器)。转换器也可以用于消费者和办公室电子设备应用(诸如,笔记本适配器)。

[0179] 通过研究附图、本公开内容和所附权利要求,本领域技术人员在实践所请求保护的发明时可以理解和实现对所公开的实施例的其它变化。在权利要求中,词语“包括”不排除其它元件或步骤,并且不定冠词“一”或者“一个”不排除多个。某些措施在相互不同的从属权利要求中列举的纯粹事实并不指示这些措施的组合不能用于获利。权利要求中的任何参考符号不应被解释为限制范围。

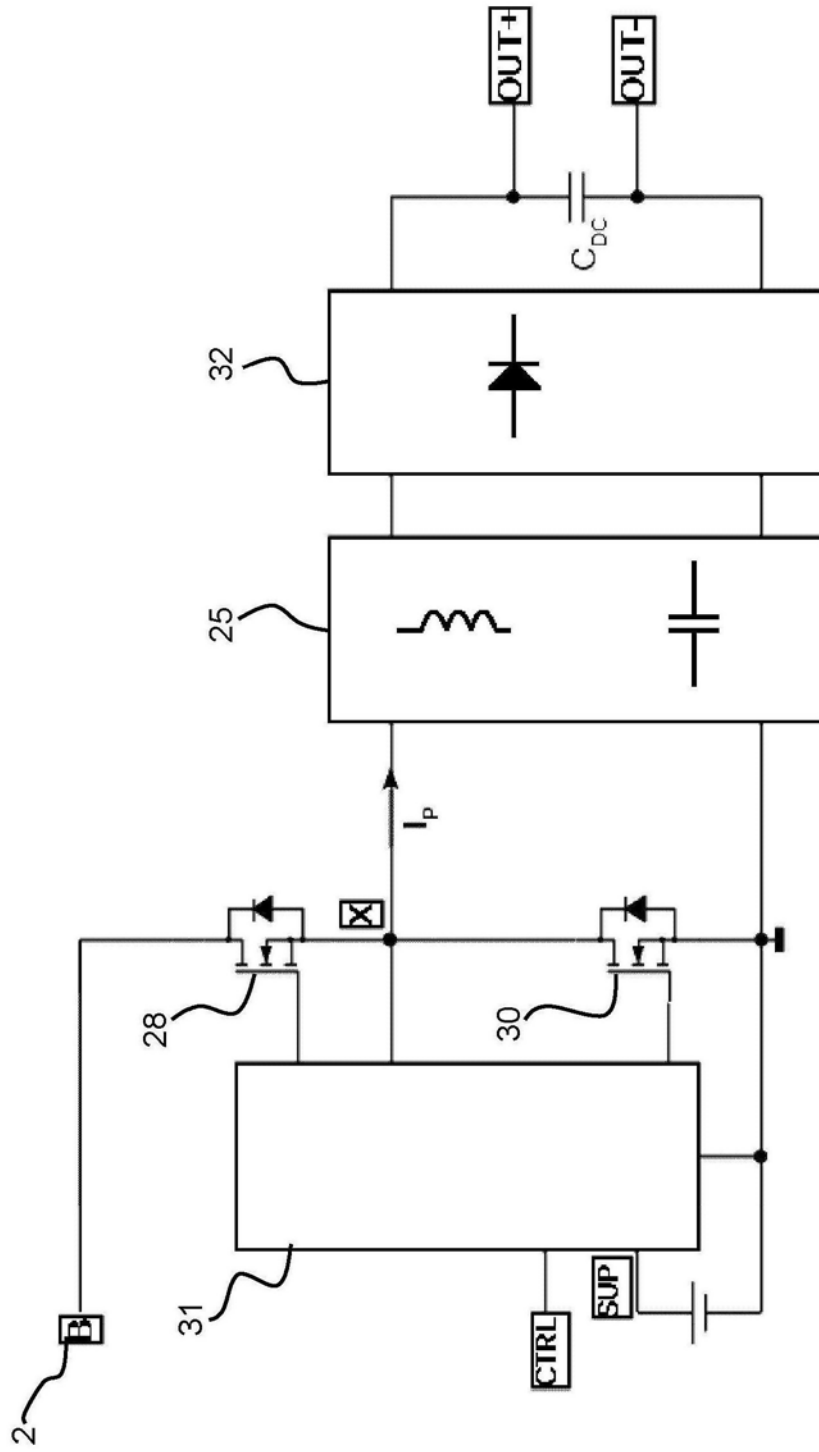


图1

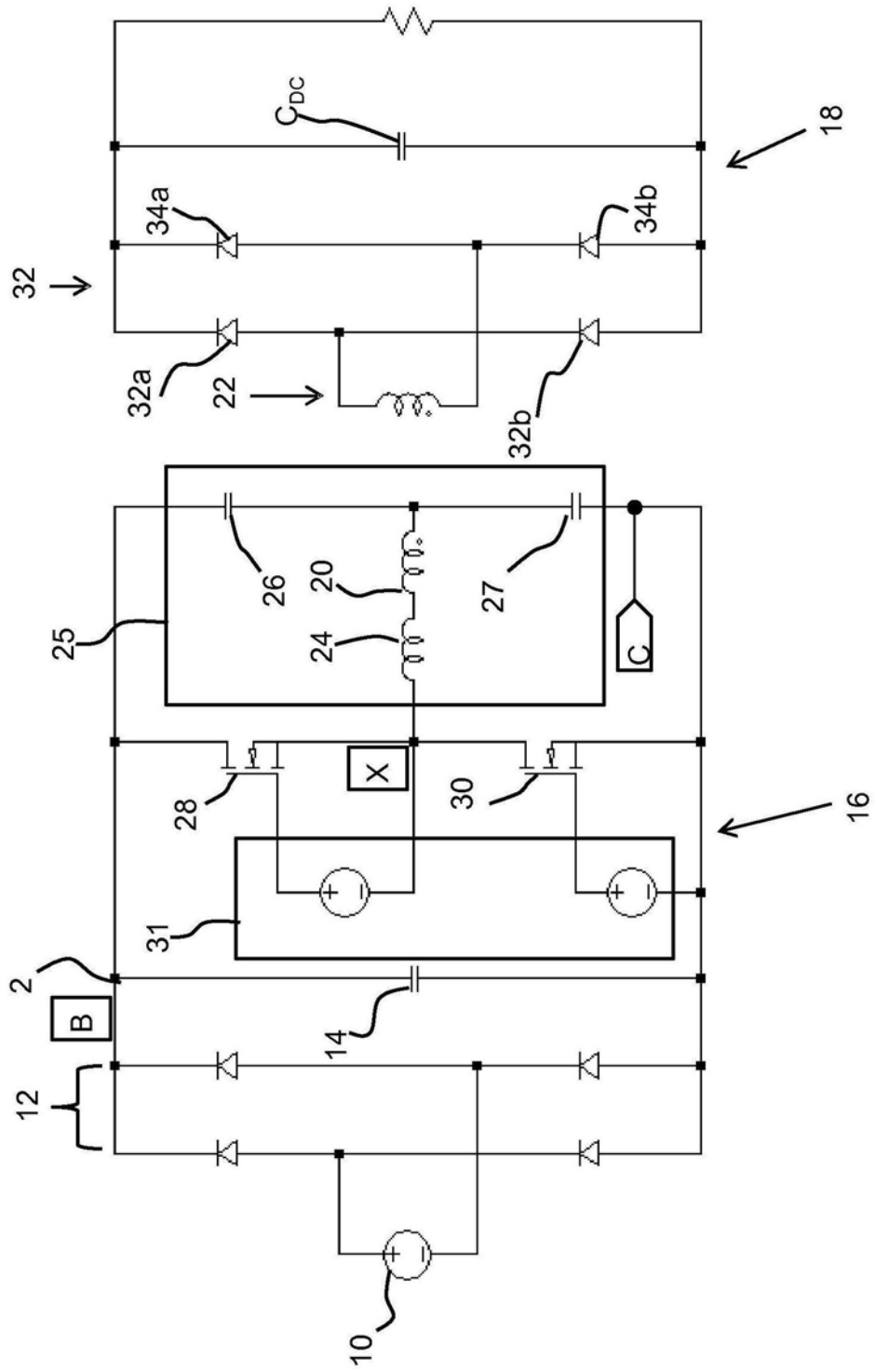


图2

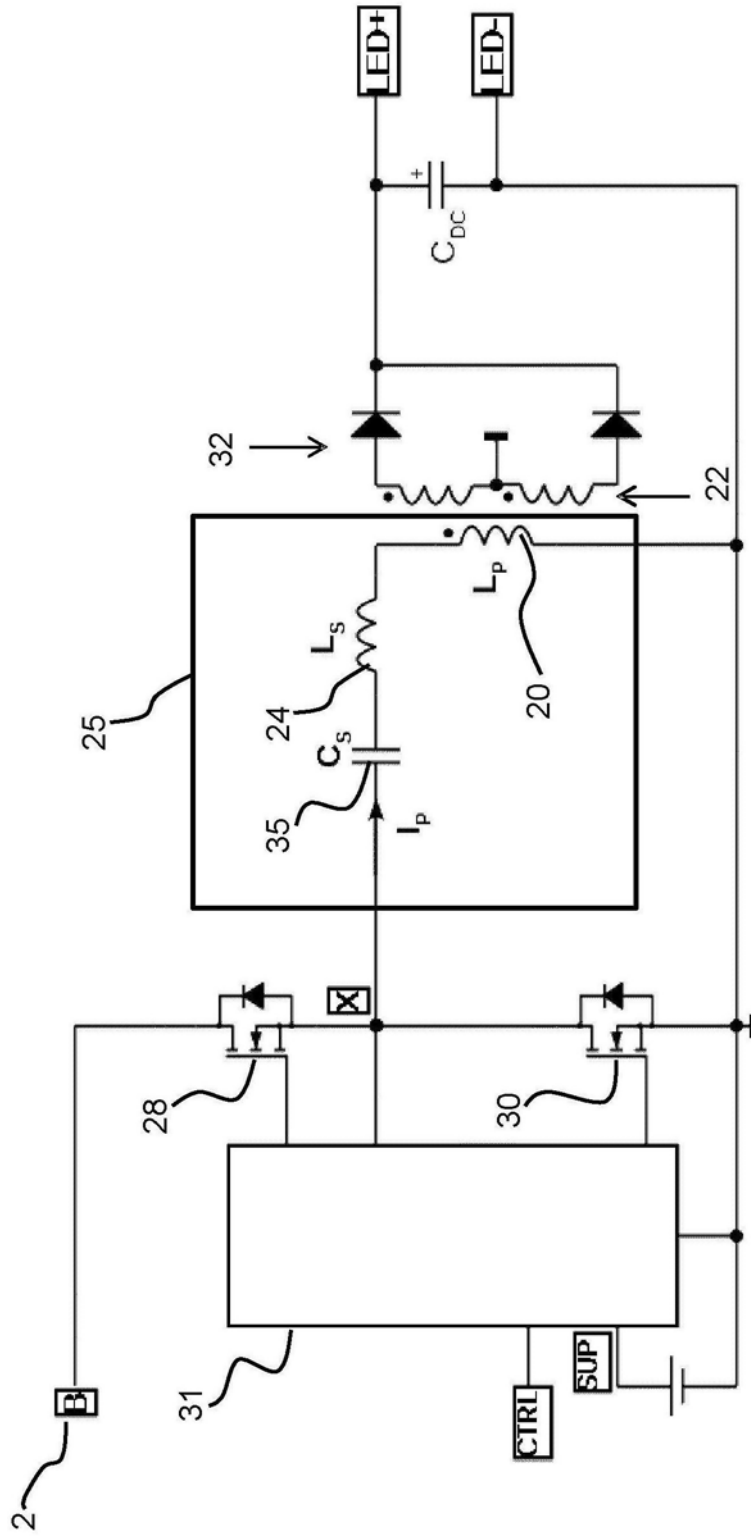


图3

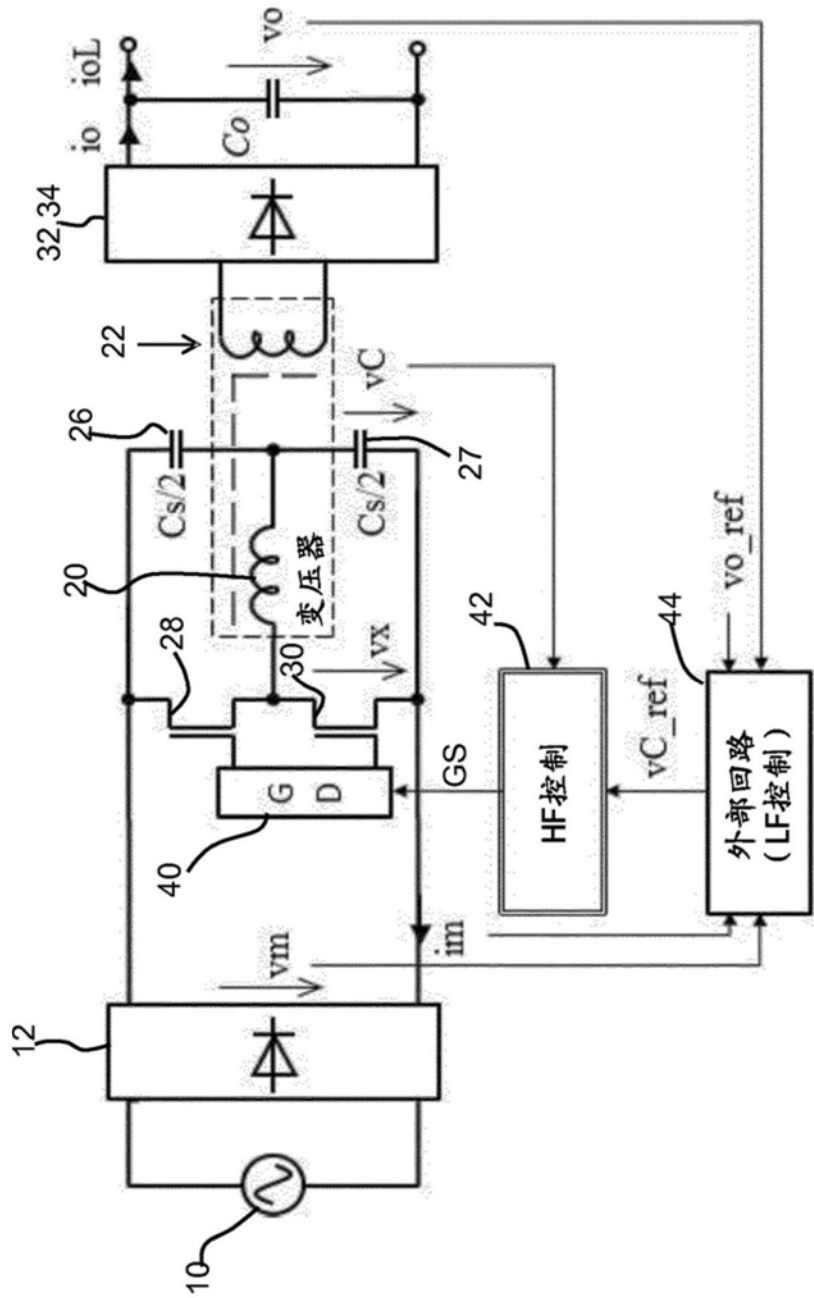


图4

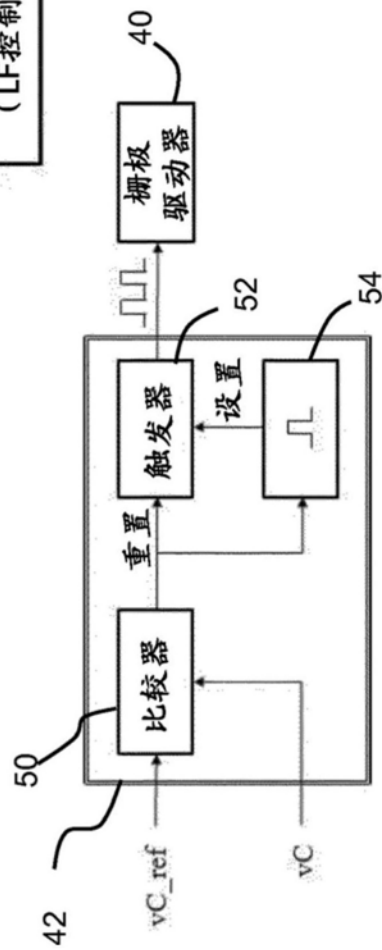


图5

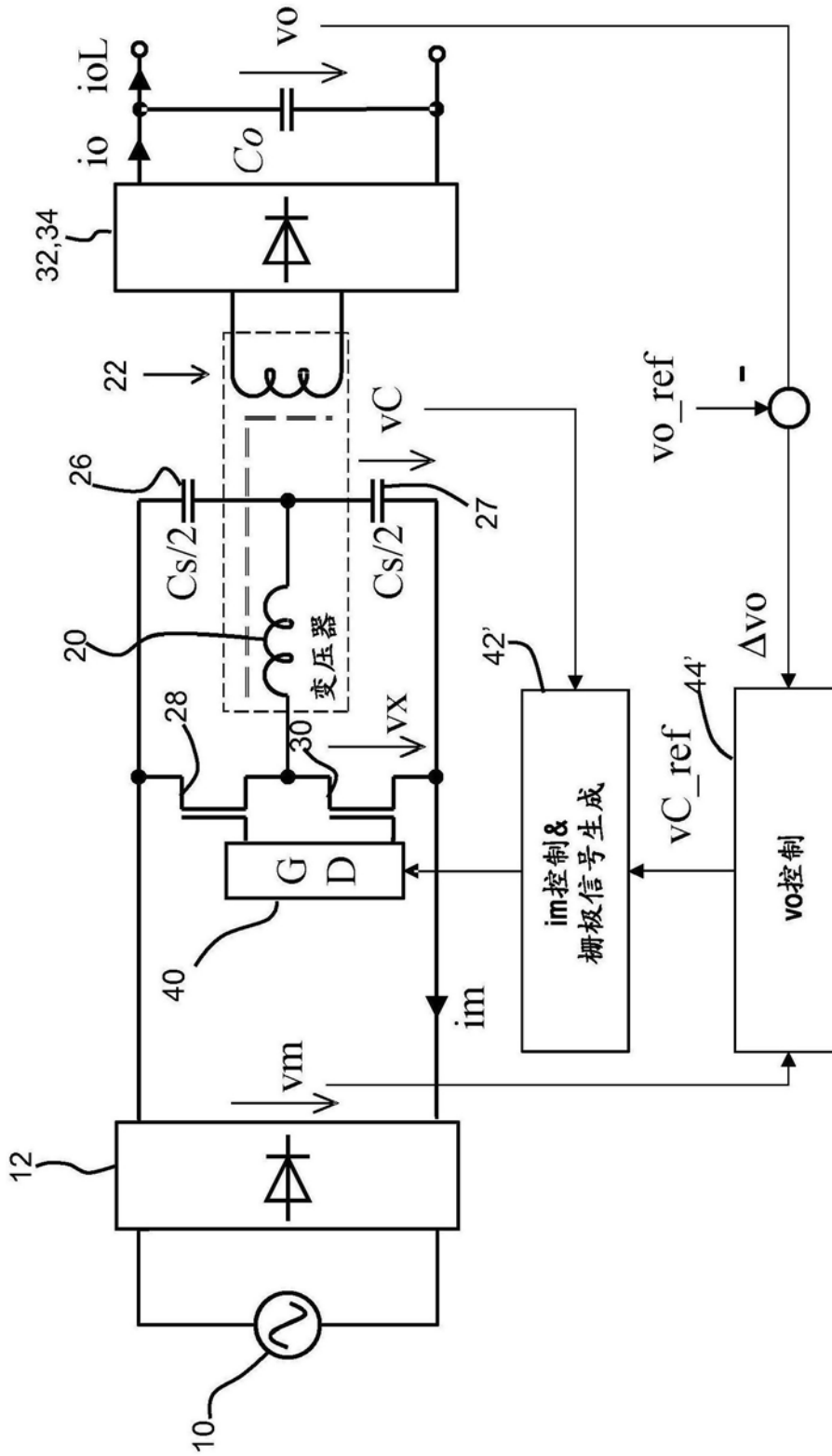


图6

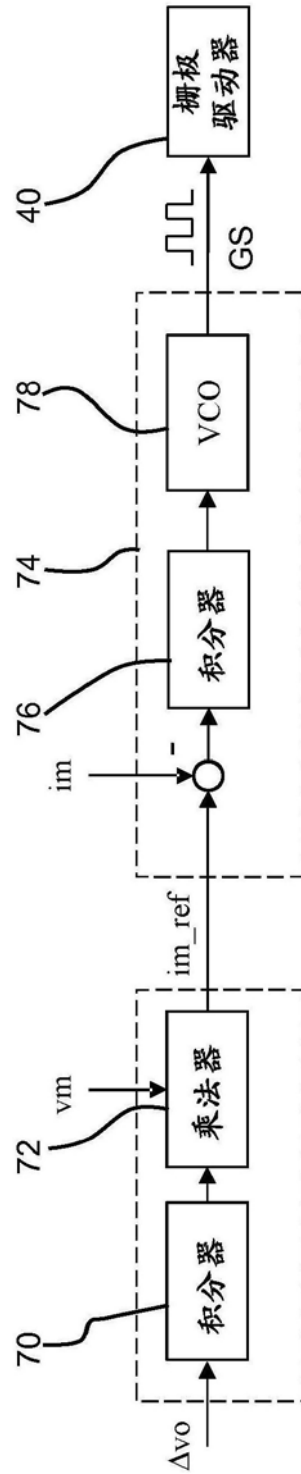


图7

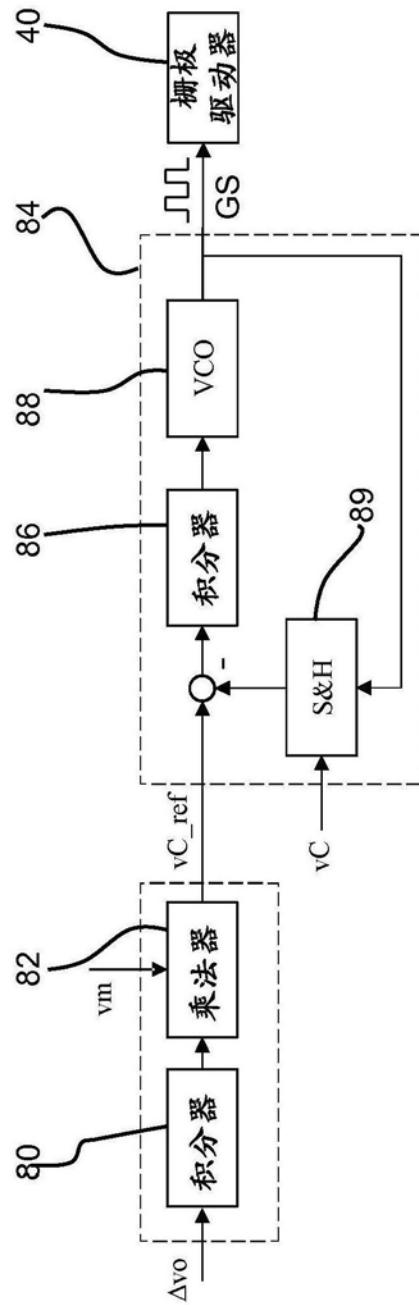


图8

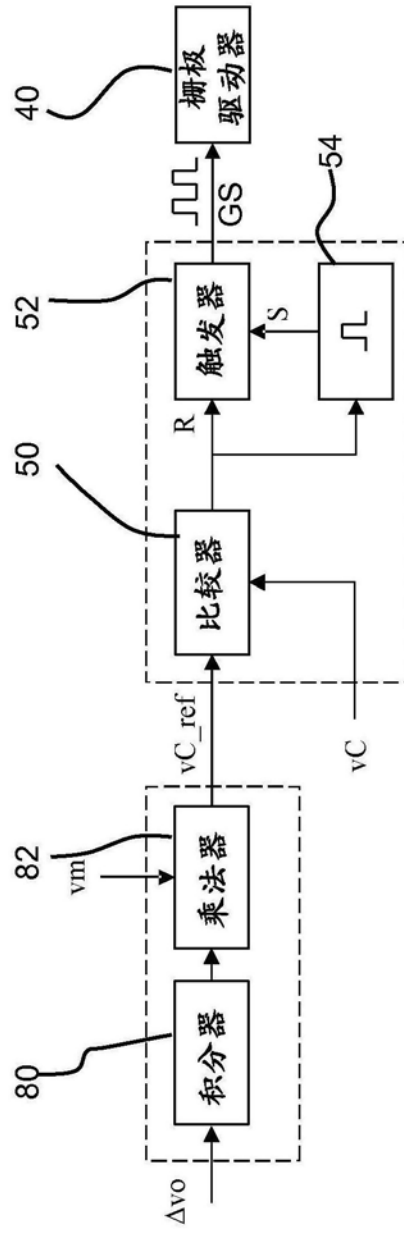


图9

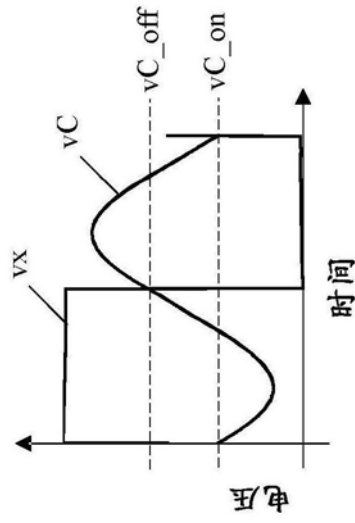


图10

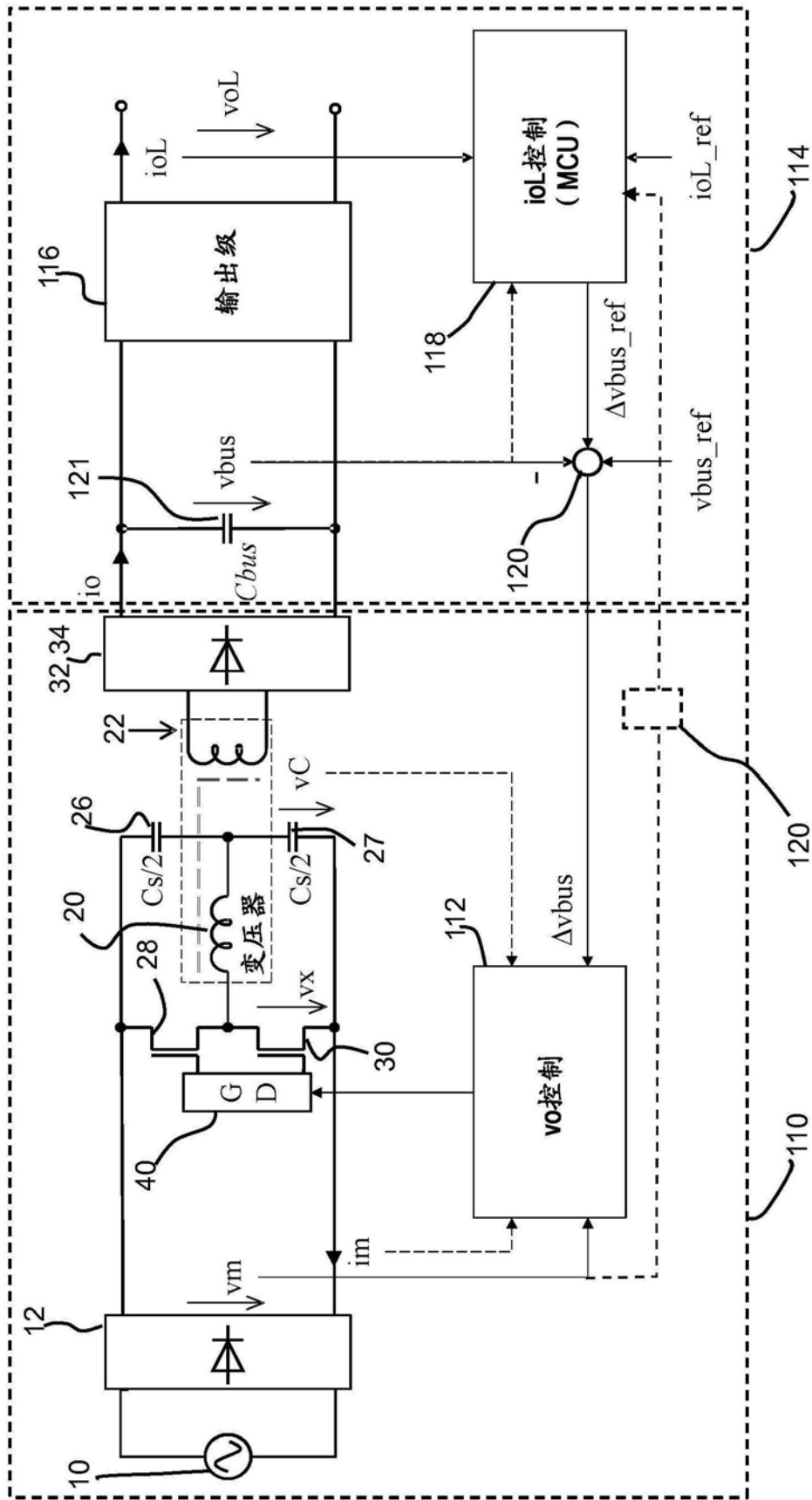


图11

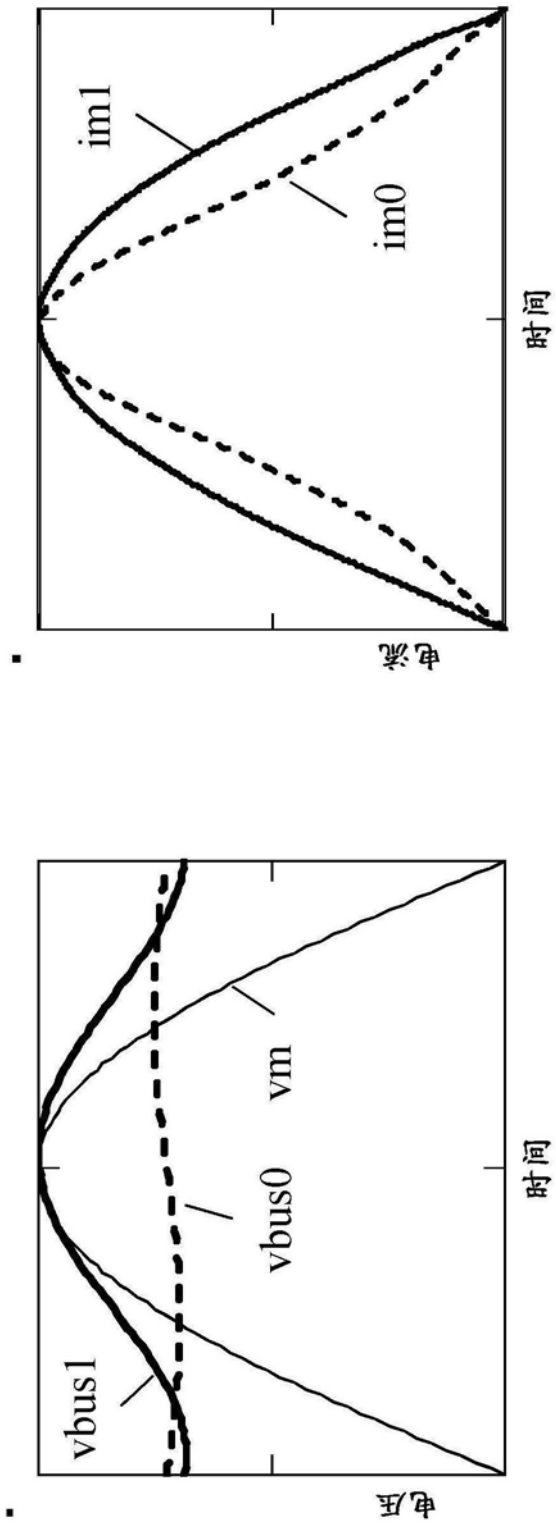


图12