



(12) 发明专利申请

(10) 申请公布号 CN 113765402 A

(43) 申请公布日 2021.12.07

(21) 申请号 202111135727.7

(22) 申请日 2021.09.27

(71) 申请人 上海军陶科技股份有限公司
地址 201600 上海市松江区三浜路469号1幢

(72) 发明人 杨欣 高云峰 陈航

(74) 专利代理机构 广州三环专利商标代理有限公司 44202
代理人 郭浩辉 颜希文

(51) Int. Cl.
H02M 3/335 (2006.01)
H02M 3/155 (2006.01)

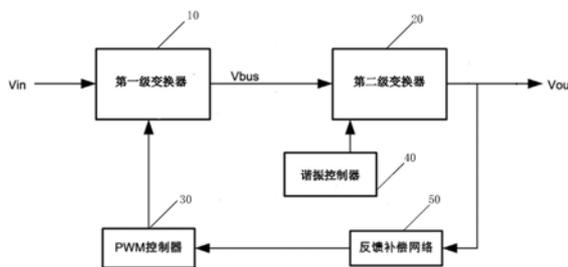
权利要求书2页 说明书6页 附图4页

(54) 发明名称

一种宽电压输入DC-DC变换器

(57) 摘要

本发明公开了一种宽电压输入DC-DC变换器,包括:第一级变换器、第二级变换器、PWM控制器、谐振控制器和反馈补偿网络;第一级变换器的输入端与电压输入端连接,第一级变换器的输出端与第二级变换器的输入端连接;谐振控制器与第二级变换器连接;第二级变换器依次与反馈补偿网络、PWM控制器以及第一级变换器连接;第一级变换器用于将电压输入端的宽输入电压转换成中间总线电压;第二级变换器用于将中间总线电压根据预设的比例转换成输出电压;反馈补偿网络用于检测输出电压,并将输出电压传输至PWM控制器中,使PWM控制器根据输出电压对第一级变换器进行PWM调节。本发明实施例能够有效提高变换器在宽输入电压范围内的转换效率。



1. 一种宽电压输入DC-DC变换器,其特征在于,包括:

第一级变换器、第二级变换器、PWM控制器、谐振控制器和反馈补偿网络;

所述第一级变换器的输入端与电压输入端连接,所述第一级变换器的输出端与所述第二级变换器的输入端连接;所述谐振控制器与所述第二级变换器连接;所述第二级变换器依次与所述反馈补偿网络、PWM控制器以及所述第一级变换器连接;

所述第一级变换器用于将所述电压输入端的宽输入电压转换成中间总线电压;所述第二级变换器用于将所述中间总线电压根据预设的比例转换成输出电压;所述反馈补偿网络用于检测输出电压,并将所述输出电压传输至所述PWM控制器中,使所述PWM控制器根据所述输出电压对所述第一级变换器进行PWM调节。

2. 如权利要求1所述的宽电压输入DC-DC变换器,其特征在于,所述第一级变换器包括:第一电容C101、第二电容C102、第一开关管Q101、第二开关管Q102、第一二极管D101、第二二极管D102和第一电感L101;

所述第一开关管Q101、所述第一电感L101和所述第二二极管D102依次串联连接;所述第一电容C101的一端分别与所述第一开关管Q101的漏极和电压正极输入端连接;所述第一电容C101的另一端与电压负极输入端连接;所述第一电容C101的一端与电压正极输入端连接,且所述第一电容C101、所述第一二极管D101、所述第二开关管Q102和所述第二电容C102相互并联;

所述第一电容C101的一端连接在所述第一开关管Q101与所述第一电感L101之间,所述第一电容C101的另一端与所述电压负极输入端连接;所述第二开关管Q102的漏极连接在所述第一电感L101与所述第二二极管D102之间,所述第二开关管Q102的源极与所述电压负极输入端连接;所述第二电容C102的一端与所述第二二极管D102的输出端连接,所述第二电容的另一端与所述电压负极输入端连接。

3. 如权利要求1所述的宽电压输入DC-DC变换器,其特征在于,所述第二级变换器包括:第三开关管Q103、第四开关管Q104、第三电感Lr、第三电容Cr、变压器T101、第三二极管D201、第四二极管D202和第四电容C201;

所述变压器T101的同名端与通过所述第三电感Lr与所述第三开关管Q103的源极连接,所述第三开关管Q103的源极与所述第四开关管Q104的漏极连接;所述变压器T101原边绕组的非同名端通过所述第三电容Cr与所述第四开关管Q104的源极连接,所述变压器T101的第一副边绕组的同名端与所述二极管D202的阴极连接;

所述变压器T101的第二副边绕组的同名端与所述二极管D201的阴极连接,所述变压器T101的第一副边绕组的非同名端和第二副边绕组的同名端同时通过并联连接的所述第四电容C201和输出电阻RL接地,所述变压器T101的第一副边绕组的非同名端和第二副边绕组的同名端还同时经电阻R201和电阻R202接地;所述二极管D201和所述二极管D202的阳极均接地。

4. 如权利要求1所述的宽电压输入DC-DC变换器,其特征在于,所述第一级变换器为双管Buck-Boost变换器或四开关Buck-Boost变换器。

5. 如权利要求1所述的宽电压输入DC-DC变换器,其特征在于,所述第一级变换器的环路控制方式包括电压模式单闭环控制、峰值电流模式双闭环控制、平均电流模式双闭环控制和滞环控制的其中一种。

6. 如权利要求1所述的宽电压输入DC-DC变换器,其特征在于,所述第二级变换器为全桥LLC谐振变换器或半桥LLC谐振变换器,所述第二级变换器的工作频率与所述第三电感 L_r 和第三电容 C_r 的谐振频率相同。

7. 如权利要求1所述的宽电压输入DC-DC变换器,其特征在于,所述第二级变换器中的变压器T101绕出辅助线圈,所述辅助线圈用于多路输出。

8. 如权利要求1所述的宽电压输入DC-DC变换器,其特征在于,所述第一级变换器输出的中间总线电压与所述第二变换器输出的输出电压为正比例关系,且所述正比例关系的比值为所述第二变换器中第一变压器的匝比,根据所述第一级变换器的占空比、所述正比例关系以及所述匝比,计算得到所述宽电压输入DC-DC变换器的输入输出电压增益方程。

9. 如权利要求1所述的宽电压输入DC-DC变换器,其特征在于,在输出电压超过预设值时,所述第二级变换器的次级侧采用全桥整流电路。

一种宽电压输入DC-DC变换器

技术领域

[0001] 本发明涉及电力电子技术领域,尤其是涉及一种宽电压输入DC-DC变换器。

背景技术

[0002] 随着电力电子技术的发展,对电能变换装置的要求越来越高,目前面临以下几方面的挑战:其一,对供电直流电源的电压输入范围要求越来越宽,如轨道交通(42V~160VDC),高压军用电源(155V~650VDC)等;其二,对变换器装置的功率密度要求越来越高,并且在整个输入电压范围内均有较高的效率;其三,为了提高系统的安全性,目前许多场合都要求变换器装置输入输出电气隔离;其四,从变换器装置产品开发的角度考虑,要求宽输入电压的DC-DC变换器,能够在典型输入电压条件下拥有最高的效率。现有的DC-DC变换器在宽输入电压范围内的转换效率较低。

发明内容

[0003] 本发明提供了一种宽电压输入DC-DC变换器,以解决现有的DC-DC变换器在宽输入电压范围内的转换效率较低的技术问题。

[0004] 本发明实施例提供了一种宽电压输入DC-DC变换器,包括:

[0005] 第一级变换器、第二级变换器、PWM控制器、谐振控制器和反馈补偿网络;

[0006] 所述第一级变换器的输入端与电压输入端连接,所述第一级变换器的输出端与所述第二级变换器的输入端连接;

[0007] 所述谐振控制器与所述第二级变换器连接;

[0008] 所述第二级变换器依次与所述反馈补偿网络、PWM控制器以及所述第一级变换器连接;

[0009] 所述第一级变换器用于将所述电压输入端的宽输入电压转换成中间总线电压;所述第二级变换器用于将所述中间总线电压根据预设的比例转换成输出电压;所述反馈补偿网络用于检测输出电压,并将所述输出电压传输至所述PWM控制器中,使所述PWM控制器根据所述输出电压对所述第一级变换器进行PWM调节。

[0010] 进一步的,所述第一级变换器包括:第一电容C101、第二电容C102、第一开关管Q101、第二开关管Q102、第一二极管D101、第二二极管D102和第一电感L101;

[0011] 所述第一开关管Q101、所述第一电感L101和所述第二二极管D102依次串联连接;

[0012] 所述第一电容C101的一端分别与所述第一开关管Q101的漏极和电压正极输入端连接;所述第一电容C101的另一端与电压负极输入端连接;所述第一电容C101的一端与电压正极输入端连接,且所述第一电容C101、所述第一二极管D101、所述第二开关管Q102和所述第二电容C102相互并联;

[0013] 所述第一电容C101的一端连接在所述第一开关管Q101与所述第一电感L101之间,所述第一电容C101的另一端与所述电压负极输入端连接;所述第二开关管Q102的漏极连接在所述第一电感L101与所述第二二极管D102之间,所述第二开关管Q102的源极与所述电压

负极输入端连接；所述第二电容C102的一端与所述第二二极管D102的输出端连接，所述第二电容的另一端与所述电压负极输入端连接。

[0014] 进一步的，所述第二级变换器包括：第三开关管Q103、第四开关管Q104、第三电感Lr、第三电容Cr、变压器T101、第三二极管D201、第四二极管D202和第四电容C201；

[0015] 所述变压器T101的同名端与通过所述第三电感Lr与所述第三开关管Q103的源极连接，所述第三开关管Q103的源极与所述第四开关管Q104的漏极连接；所述变压器T101原边绕组的非同名端通过所述第三电容Cr与所述第四开关管Q104的源极连接，所述变压器T101的第一副边绕组的同名端与所述二极管D202的阴极连接；

[0016] 所述变压器T101的第二副边绕组的同名端与所述二极管D201的阴极连接，所述变压器T101的第一副边绕组的非同名端和第二副边绕组的同名端同时通过并联连接的所述第四电容C201和所述输出电阻RL接地，所述变压器T101的第一副边绕组的非同名端和第二副边绕组的同名端还同时经所述电阻R201和所述电阻R202接地；所述二极管D201和所述二极管D202的阳极均接地。

[0017] 进一步的，所述第一级变换器为双管Buck-Boost变换器或四开关Buck-Boost变换器。

[0018] 进一步的，所述第一级变换器的环路控制方式包括电压模式单闭环控制、峰值电流模式双闭环控制、平均电流模式双闭环控制和滞环控制的其中一种。

[0019] 进一步的，所述第二级变换器为全桥LLC谐振变换器或半桥LLC谐振变换器，所述第二级变换器的工作频率与所述第三电感Lr和第三电容Cr的谐振频率相同。

[0020] 进一步的，所述第二级变换器中的变压器T101绕出辅助线圈，所述辅助线圈用于多路输出。

[0021] 进一步的，所述第一级变换器输出的中间总线电压与所述第二变换器输出的输出电压为正比例关系，且所述正比例关系的比值为所述第二变换器中第一变压器的匝比，根据所述第一级变换器的占空比、所述正比例关系以及所述匝比，计算得到所述宽电压输入DC-DC变换器的输入输出电压增益方程。

[0022] 进一步的，在输出电压超过预设值时，所述第二级变换器的次级侧采用全桥整流电路。

[0023] 本发明实施例将以第一级变换器和第二级变换器构成宽输入两级DC-DC变换器，将双管Buck-Boost宽电压输入的优点和与LLC谐振变换器高效率的优点进行结合，能够在宽输入电压范围内实现DC-DC变换器的高效率转换，且能够在典型输入电压条件下获得最佳效率。

附图说明

[0024] 图1是本发明实施例提供的宽电压输入DC-DC变换器的结构示意图；

[0025] 图2是本发明实施例提供的第一级变换器和第二级变换器的结构示意图；

[0026] 图3是本发明实施例提供的四开关Buck-Boost变换器的结构示意图；

[0027] 图4是本发明实施例提供的同步整流电路原理图；

[0028] 图5是本发明实施例提供的采用全桥二极管整流电路原理图；

[0029] 图6是本发明实施例提供的第二变换器多路输出原理图；

[0030] 图7是本发明实施例提供的模拟控制电路示意图；

[0031] 图8是本发明实施例提供的数字控制电路示意图。

具体实施方式

[0032] 下面将结合本申请实施例中的附图,对本申请实施例中的技术方案进行清楚、完整地描述,显然,所描述的实施例仅仅是本申请一部分实施例,而不是全部的实施例。基于本申请中的实施例,本领域普通技术人员在没有做出创造性劳动前提下所获得的所有其他实施例,都属于本申请保护的范围。

[0033] 在本申请的描述中,需要理解的是,术语“第一”、“第二”仅用于描述目的,而不能理解为指示或暗示相对重要性或者隐含指明所指示的技术特征的数量。由此,限定有“第一”、“第二”的特征可以明示或者隐含地包括一个或者更多个该特征。在本申请的描述中,除非另有说明,“多个”的含义是两个或两个以上。

[0034] 在本申请的描述中,需要说明的是,除非另有明确的规定和限定,术语“安装”、“相连”、“连接”应做广义理解,例如,可以是固定连接,也可以是可拆卸连接,或一体地连接;可以是机械连接,也可以是电连接;可以是直接相连,也可以通过中间媒介间接相连,可以是两个元件内部的连通。对于本领域的普通技术人员而言,可以根据具体情况理解上述术语在本申请中的具体含义。

[0035] 请参阅图1-8,在本发明的第一实施例中,提供了图1所示的一种宽电压输入DC-DC变换器,包括:

[0036] 第一级变换器10、第二级变换器20、PWM控制器30、谐振控制器40和反馈补偿网络50;本发明实施例中的PWM控制器30和谐振控制可采用纯硬件模拟电路进行控制,或采用数字控制器进行控制。

[0037] 第一级变换器10的输入端与电压输入端连接,第一级变换器10的输出端与第二级变换器20的输入端连接;

[0038] 谐振控制器40与第二级变换器20连接;

[0039] 第二级变换器20依次与反馈补偿网络50、PWM控制器30以及第一级变换器10连接;

[0040] 第一级变换器10用于将电压输入端的宽输入电压转换成中间总线电压;第二级变换器20用于将中间总线电压根据预设的比例转换成输出电压;反馈补偿网络50用于检测输出电压,并将输出电压传输至PWM控制器30中,使PWM控制器30根据输出电压对第一级变换器10进行PWM调节。

[0041] 在本发明实施例中,第一级变换器10为双管Buck-Boost变换器或四开关Buck-Boost变换器,第二级变换器20为全桥LLC谐振变换器或半桥LLC谐振变换器,中间总线电压 V_{bus} 设定为典型输入电压。

[0042] 本发明实施例中第一级变换器10转换的中间总线电压 V_{bus} 为固定电压,在此基础上能够对第二级变换器20的效率即工作状态进行优化。

[0043] 可选地,反馈补偿网络50能够直接检测输出电压,并经过对输出电压进行误差放大后送入第一级Buck-Boost变换器的控制器中,进而调整第一级变换器10Buck-Boost的占空比 D 。第一级变换器10输出的中间总线电压 V_{bus} 与第二级变换器20的输出电压 V_{out} 为正比例关系,比值为第二级变换器20的匝比 N ,本实施例的宽电压输入DC-DC变换器的输入输

输出电压增益方程为：

$$[0044] \quad V_{OUT} = \frac{V_{IN}}{N} \cdot \frac{D}{1-D}$$

[0045] 在一种具体的实施方式中，第一级变换器10为双管Buck-Boost变换器，其中第一开关管Q101、第一二极管D101承受的电压应力为输入电压 V_{in} ，第二开关管Q102、第二二极管D102承受的电压应力为输出电压 V_{bus} 。本发明实施例的开关管控制策略可采用单模式控制策略或采用双模式控制策略，即当 $V_{in} < V_{bus}$ 时，第一开关管Q101保持开通，对第二开关管Q102进行PWM控制，变换器工作于Boost模式；当 $V_{in} \geq V_{bus}$ 时，第二开关管Q102保持关断，对第一开关管Q101进行PWM调制，变换器工作于Buck模式。

[0046] 请参阅图2，第一级变换器10包括：第一电容C101、第二电容C102、第一开关管Q101、第二开关管Q102、第一二极管D101、第二二极管D102和第一电感L101；

[0047] 第一开关管Q101、第一电感L101和第二二极管D102依次串联连接；

[0048] 第一电容C101的一端分别与第一开关管Q101的漏极和电压正极输入端连接；第一电容C101的另一端与电压负极输入端连接；第一电容C101的一端与电压正极输入端连接，且第一电容C101、第一二极管D101、第二开关管Q102和第二电容C102相互并联；

[0049] 第一电容C101的一端连接在第一开关管Q101与第一电感L101之间，第一电容C101的另一端与电压负极输入端连接；第二开关管Q102的漏极连接在第一电感L101与第二二极管D102之间，第二开关管Q102的源极与电压负极输入端连接；第二电容C102的一端与第二二极管D102的输出端连接，第二电容C102的另一端与电压负极输入端连接。

[0050] 请继续参阅图2，第二级变换器20包括：第三开关管Q103、第四开关管Q104、第三电感 L_r 、第三电容 C_r 、变压器T101、第三二极管D201、第四二极管D202和第四电容C201；

[0051] 变压器T101的同名端与通过第三电感 L_r 与第三开关管Q103的源极连接，第三开关管Q103的源极与第四开关管Q104的漏极连接；变压器T101原边绕组的非同名端通过第三电容 C_r 与第四开关管Q104的源极连接，变压器T101的第一副边绕组的同名端与二极管D202的阴极连接；

[0052] 变压器T101的第二副边绕组的同名端与二极管D201的阴极连接，变压器T101的第一副边绕组的非同名端和第二副边绕组的同名端同时通过并联连接的第四电容C201和输出电阻 R_L 接地，变压器T101的第一副边绕组的非同名端和第二副边绕组的同名端还同时经电阻R201和电阻R202接地；二极管D201和二极管D202的阳极均接地。

[0053] 请参阅图3，本发明实施例的第一级变换器10为四开关变换器，能够进一步的提高变换器的转换效率。

[0054] 请参阅图7，在一种具体的实施方式中，控制电路采用纯硬件模拟电路控制方式，第一级变换器10采用单模式控制策略，第一级变换器10的控制器UC2843第一开关管Q101、第二开关管Q102的导通与关断，并采用峰值电流模式，其具体的工作过程为：输出电压 V_o 经过Type III补偿网路误差放大后，通过光耦opto传输到控制器的Comp脚，与电流信号CS比较后，产生一定占空比的PWM波，控制第一开关管Q101、第二开关管Q102的导通与关断，进而调节双管Buck-Boost的输出电压 V_{bus} ；

[0055] 第二级变换器20采用UCC25600作为隔离级LLC谐振变换器的定频控制器，工作过程为：控制器UCC25600产生互补的带有死区的50%占空比、固定频率为 f_r 的方波，驱动第三

开关管Q103、第四开关管Q104,对调节级的输出电压Vbus进行斩波,得到占空比为50%,幅值为Vbus的方波,并将该方波作用于谐振电杆Lr、第三电容Cr以及变压器初级侧励磁电感Lm组成的谐振网络,变压器次级侧经整流滤波后,得到输出电压Vo,若LLC的工作频率fr设在Lr、Cr的谐振点附近,则有 $V_o = V_{bus}/N$,其中N为变压器初次级匝数比;

[0056] 第一级变换器10和第二级变换器20共同作用形成一个闭环,相当于调节级间接通过调整双管Buck-Boost的输出电压Vbus来实现对Vo的调节;

[0057] 本发明的优选实施例具体参数如下:输入电压Vin:155V--650VDC,输出电压Vo:28V,额定输出功率600W,双管Buck-Boost电感L=80uH,谐振电感Lr=17uH,第三电容Cr=50nF,调节级输出电压Vbus=280V,变压器原副边匝比N=10。

[0058] 在一种具体的实施方式中,采用数字控制的方式进行控制电路,能够使得变换器的配置更灵活,从而能够实现纯硬件电路难以实现的复杂控制算法,进而进一步优化调节级的效率。

[0059] 请参阅图8,本发明实施例采用部分数字控制其基本工作过程:数字控制器DSP(如TI的UCD3138、Microchip的dsPIC33fj16gs系列等)分别采样误差放大信号、电感电流信号、输入电压Vin信号以及双管Buck-Boost的输出Vbus信号,当 $V_{in} < V_{bus}$ 时,第一开关管Q101保持开通,对第二开关管Q102进行PWM控制,变换器工作于Boost模式; $V_{in} \geq V_{bus}$ 时,第二开关管Q102保持关断,对第一开关管Q101进行PWM调制,变换器工作于Buck模式。同时DSP产生互补的带有死区的50%占空比、固定频率为fr的方波,其中fr等于Lr、Cr的谐振频率。

[0060] 作为本发明实施例的一种具体实施方式,第一级变换器10的环路控制方式包括电压模式单闭环控制、峰值电流模式双闭环控制、平均电流模式双闭环控制和滞环控制的其中一种。

[0061] 作为本发明实施例的一种具体实施方式,第二级变换器20为全桥LLC谐振变换器或半桥LLC谐振变换器,第二级变换器20的工作频率与第三电感Lr和第三电容Cr的谐振频率相同。

[0062] 本发明实施例采用全桥LLC谐振变换器作为第二级变换器20,能够有效扩展变换器的输出功率等级。

[0063] 作为本发明实施例的一种具体实施方式,第二级变换器20中的变压器T101绕出辅助线圈,辅助线圈用于多路输出。

[0064] 本发明实施例通过在第二变换器中绕出辅助线圈用于多路输出,能够使有效提高变换器的线性调整率和负载调整率。

[0065] 请参阅图5,在输出电压超过预设值时,第二级变换器20的次级侧采用全桥整流电路。

[0066] 可选地,第二变换器的次级输出采用同步整流技术,包括自驱动同步整流以及外驱动同步整流。请参阅图4,为本发明实施例提供的同步整流电路原理图。

[0067] 实施本发明实施例,具有以下有益效果:

[0068] 本发明实施例将以第一级变换器10和第二级变换器20构成宽输入两级DC-DC变换器,将双管Buck-Boost宽电压输入的优点和与LLC谐振变换器高效率的优点进行结合,能够在宽输入电压范围内实现DC-DC变换器的高效率转换,且能够在典型输入电压条件下获得最佳效率。进一步的,本发明实施例的第二级谐振变压器输出为50%占空比的方波,能够便

捷地进行拓展以应用于多路输出。

[0069] 以上是本发明的优选实施方式,应当指出,对于本技术领域的普通技术人员来说,在不脱离本发明原理的前提下,还可以做出若干改进和润饰,这些改进和润饰也视为本发明的保护范围。

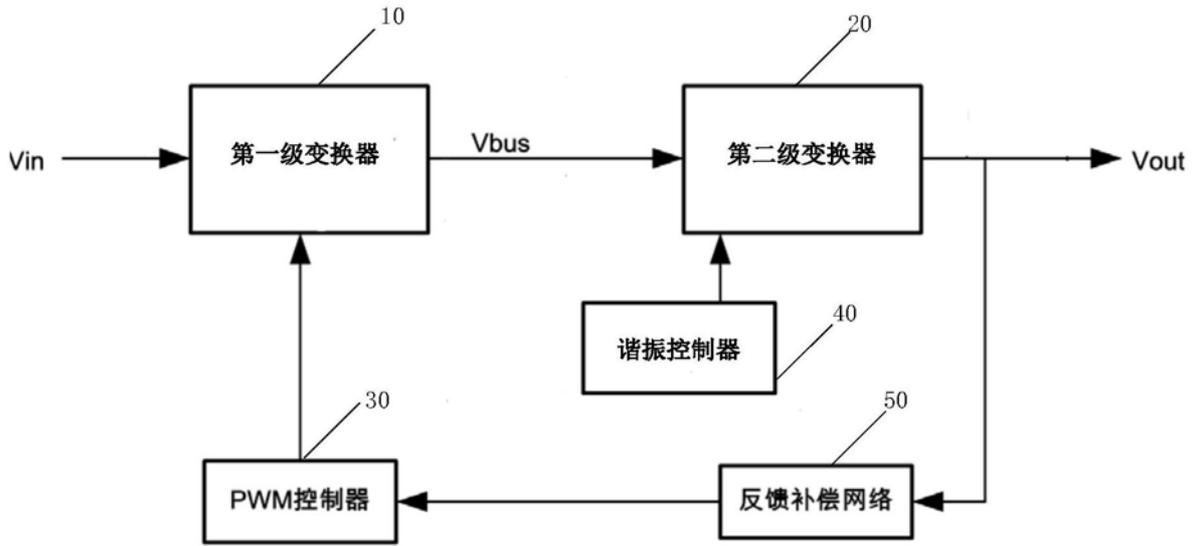


图1

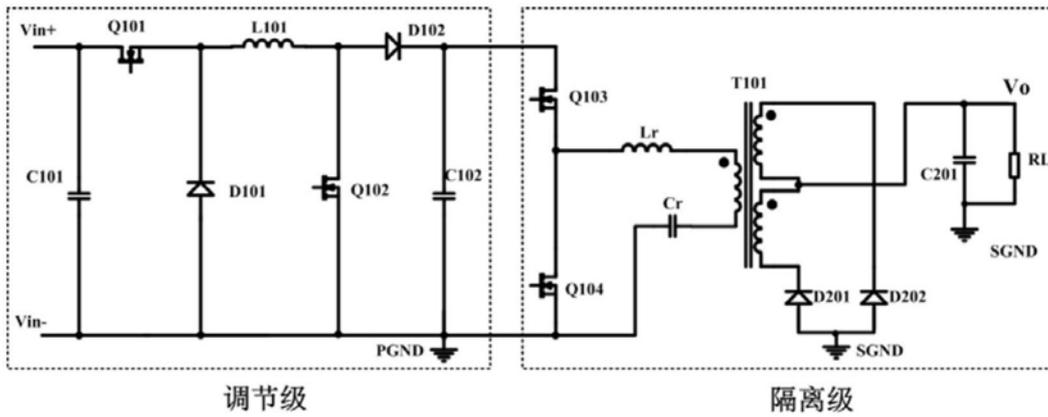
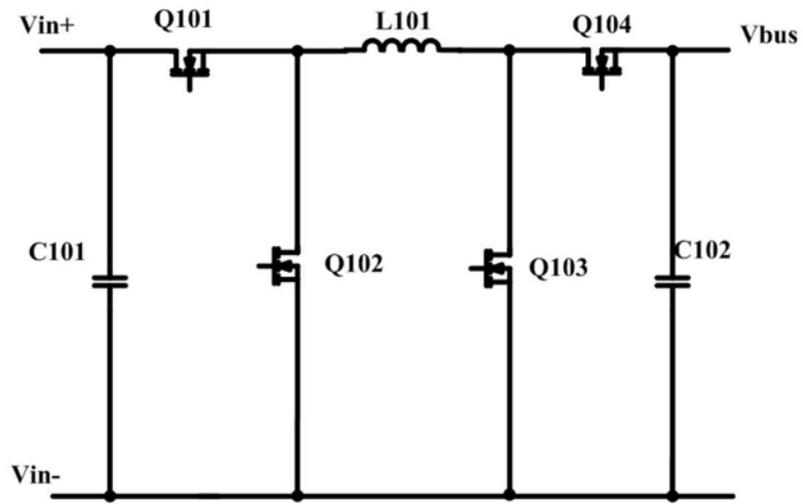


图2



四开关
Buck-Boost

图3

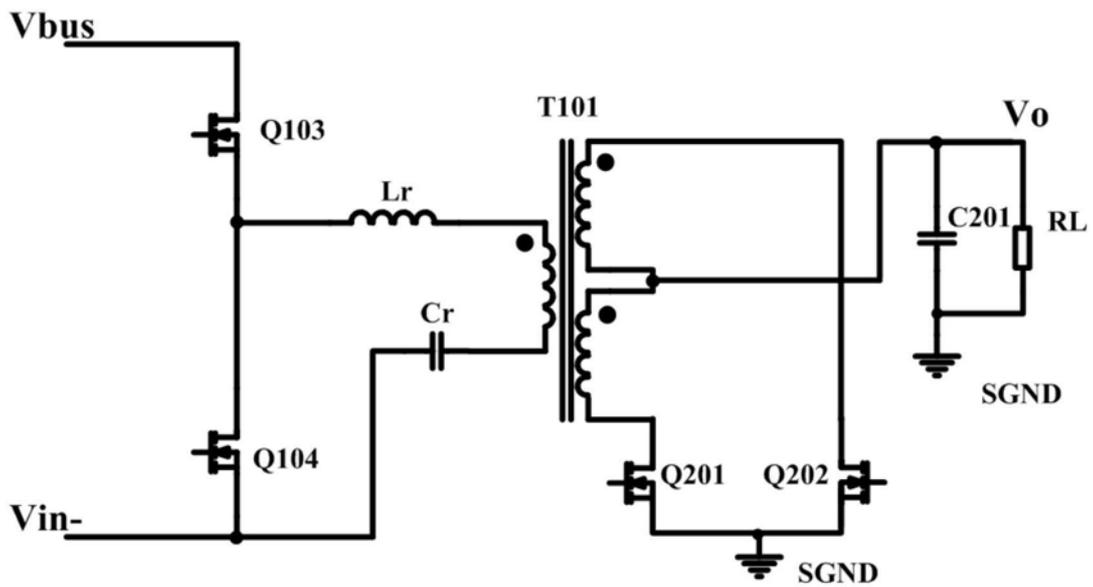


图4

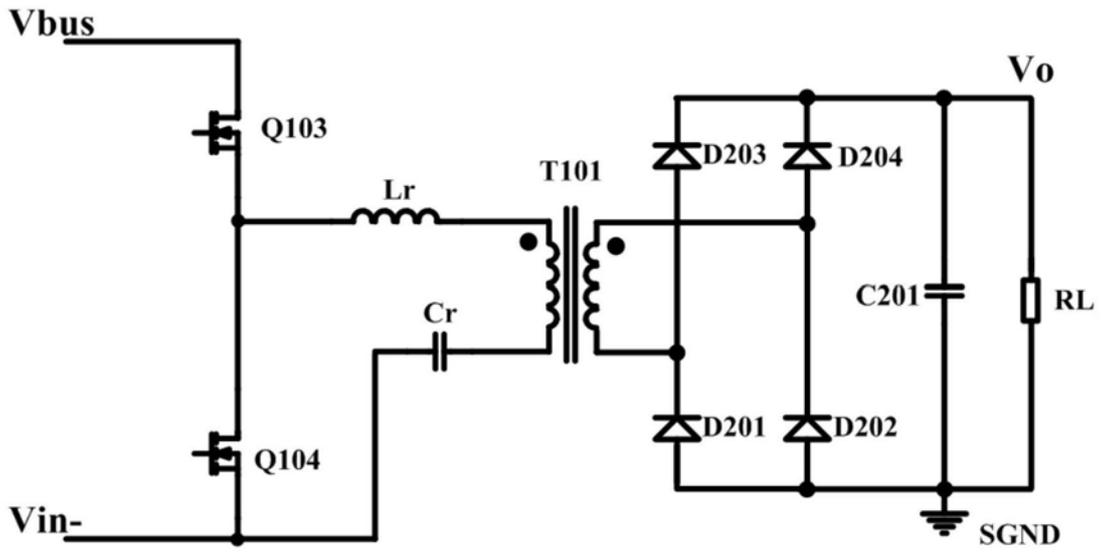


图5

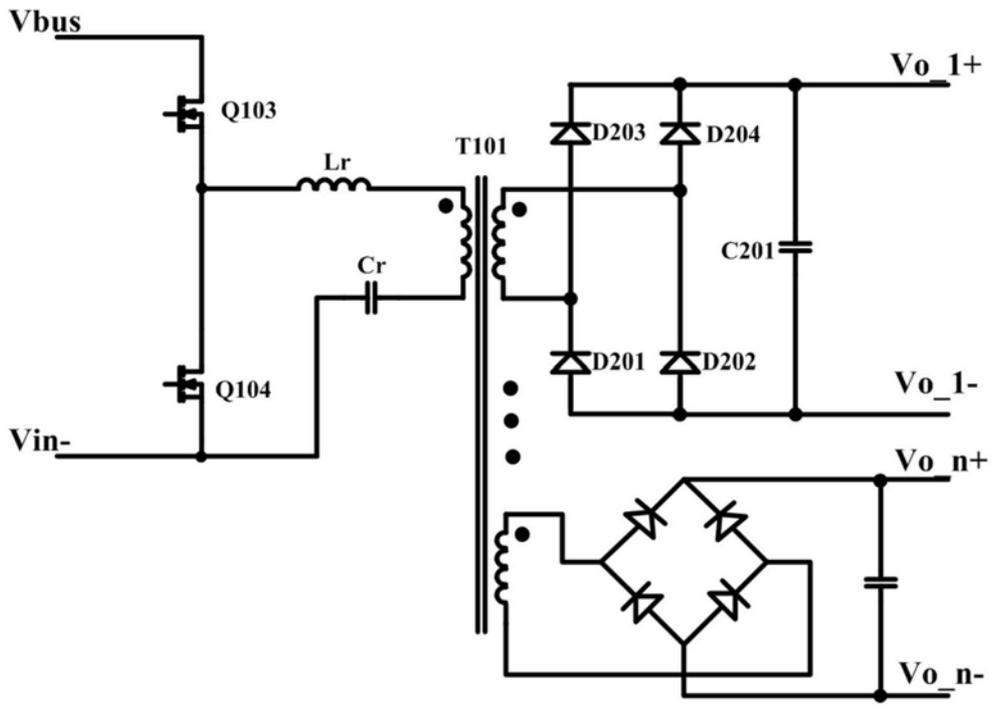


图6

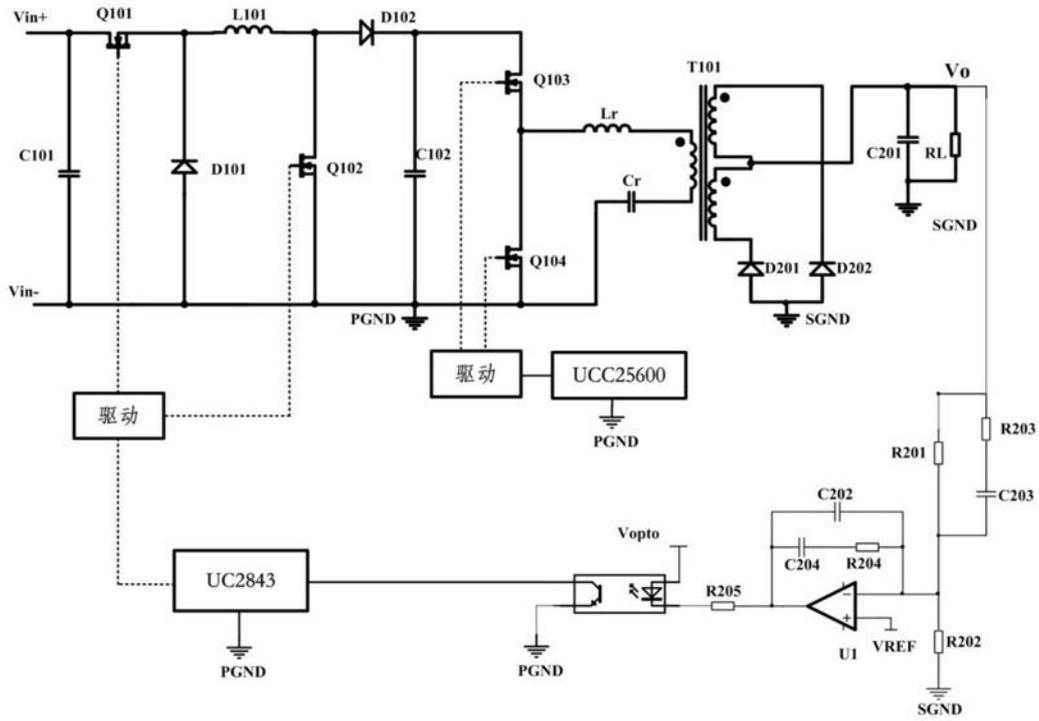


图7

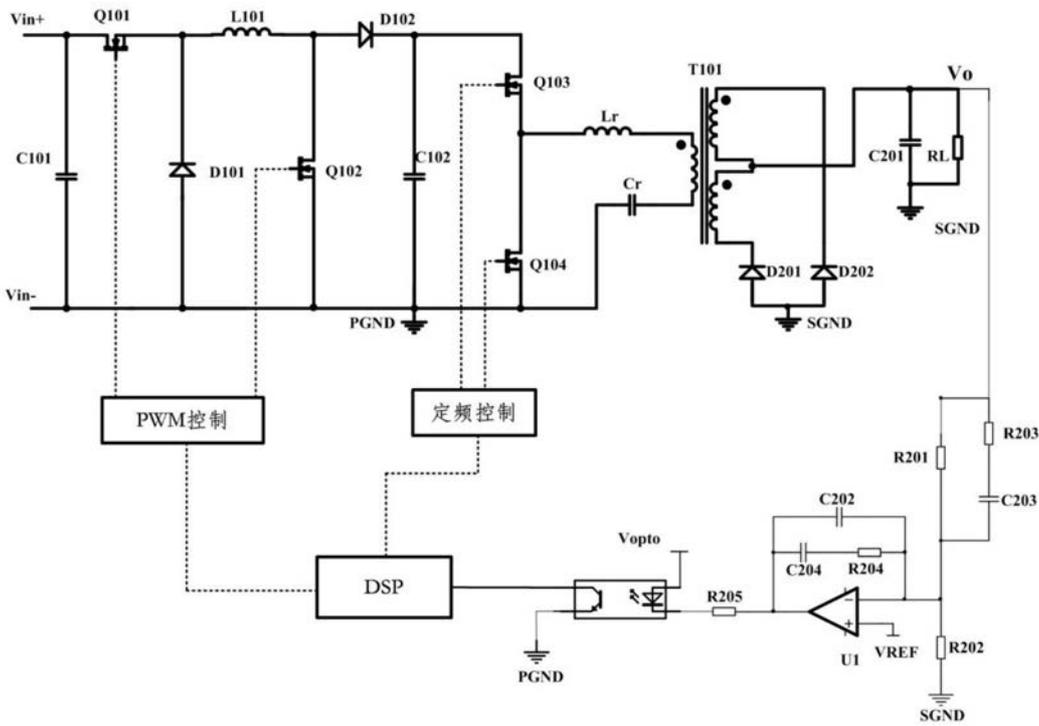


图8