



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 111130355 B

(45) 授权公告日 2021.05.04

(21) 申请号 201911390652.X

(22) 申请日 2019.12.30

(65) 同一申请的已公布的文献号
申请公布号 CN 111130355 A

(43) 申请公布日 2020.05.08

(73) 专利权人 四川甘华电源科技有限公司
地址 610052 四川省成都市成华区成宏路
10号1栋3层308室

(72) 发明人 颜翔 杨宇帆 范永明

(74) 专利代理机构 成都九鼎天元知识产权代理
有限公司 51214

代理人 夏琴

(51) Int. Cl.

H02M 3/335 (2006.01)

H02M 1/08 (2006.01)

(56) 对比文件

US 5781419 A, 1998.07.14

CN 110299847 A, 2019.10.01

CN 107284273 A, 2017.10.24

CN 107437892 A, 2017.12.05

CN 102857106 A, 2013.01.02

审查员 魏小凤

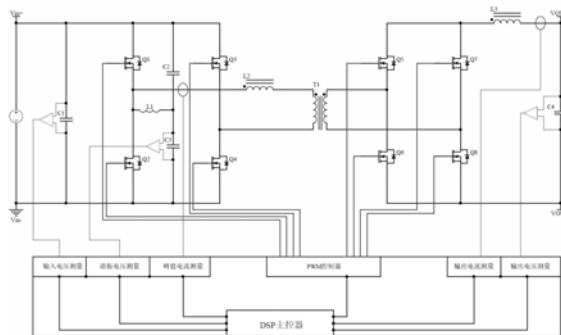
权利要求书1页 说明书5页 附图1页

(54) 发明名称

一种实现全范围软开关的全桥直流变换器

(57) 摘要

本发明公开了一种实现全范围软开关的全桥直流变换器,包括全桥同步整流桥和整流侧滤波电路;还包括:滞后桥臂、辅助谐振桥臂、超前桥臂、谐振电感L2和主功率变压器T1;所述辅助谐振桥臂采用CLC星型谐振网络,包括谐振电感L1、谐振电容C2和谐振电容C3;谐振电容C2的一端与滞后桥臂和超前桥臂的正输入端之间的连接点连接,谐振电容C2的另一端经谐振电容C3后与滞后桥臂和超前桥臂的负输入端之间的连接点连接;谐振电感L1的输入端与滞后桥臂的输出端连接,谐振电感L1的输出端与谐振电容C2和谐振电容C3之间的连接点连接。本发明可以在宽输入电压范围,宽输出电压范围,全负载范围实现滞后桥臂的软开关。



1. 一种实现全范围软开关的全桥直流变换器,包括全桥同步整流桥和整流侧滤波电路;所述全桥同步整流桥的正输出端和负输出端经整流侧滤波电路分别连接全桥直流变换器的正输出端和负输出端;其特征在于,

所述全桥直流变换器还包括:滞后桥臂、辅助谐振桥臂、超前桥臂、谐振电感L2和主功率变压器T1;所述滞后桥臂和超前桥臂均包括二个开关管;所述滞后桥臂和超前桥臂的正输入端与全桥直流变换器的正输入端连接,所述滞后桥臂和超前桥臂的负输入端与全桥直流变换器的负输入端连接;

所述谐振电感L2的输入端与滞后桥臂的输出端连接,所述谐振电感L2的输出端与主功率变压器T1的原边绕组的正输入端连接;主功率变压器T1的原边绕组的负输入端与超前桥臂的输出端连接,主功率变压器T1的副边绕组的正输出端与全桥同步整流桥的正输入端连接,主功率变压器T1的副边绕组的负输出端与全桥同步整流桥的负输入端连接;

所述辅助谐振桥臂采用CLC星型谐振网络,包括谐振电感L1、谐振电容C2和谐振电容C3;谐振电容C2的一端与滞后桥臂和超前桥臂的正输入端之间的连接点连接,谐振电容C2的另一端经谐振电容C3后与滞后桥臂和超前桥臂的负输入端之间的连接点连接;谐振电感L1的输入端与滞后桥臂的输出端连接,谐振电感L1的输出端与谐振电容C2和谐振电容C3之间的连接点连接;

所述全桥同步整流桥包括四个开关管Q5、Q6、Q7和Q8,其中开关管Q5和开关管Q7为全桥同步整流桥的第一桥臂,开关管Q6和开关管Q8为全桥同步整流桥的第二桥臂;

开关管Q5和开关管Q6之间的连接点为所述全桥同步整流桥的正输入端;

开关管Q7和开关管Q8之间的连接点为所述全桥同步整流桥的负输入端;

开关管Q5和开关管Q7之间的连接点为所述全桥同步整流桥的正输出端;

开关管Q6和开关管Q8之间的连接点为所述全桥同步整流桥的负输出端;

所述四个开关管Q5、Q6、Q7和Q8以及滞后桥臂和超前桥臂的二个开关管均采用同一PWM控制器进行控制;

计算谐振电感L1与谐振电容C2和谐振电容C3的值的的过程为:在谐振过程中,谐振电容C2和谐振电容C3的电压为交替互补的正弦电压波形, $U(C2) + U(C3) = V_{IN}$, V_{IN} 为输入直流电压值;设定谐振电容C2和谐振电容C3的电压平均值为U,则 $U * T = L * I$,L为谐振电感L1的电感量,T为主拓扑MOS管开通时间, $T = 1/F$,F为系统的开关频率,I为谐振电感L1的电流;由此得到 $I = U / (L * F)$,因为 $U = 0.5 * V_{IN}$,根据 $U = L * di/dt$,要计算出谐振电感L1的大小,需要先设定谐振电压U的变化值 ΔU ,选择为 $U = 20\% * V_{IN}$, V_{IN} 为恒定不变的值,设定一个固定的谐振电流值I,由此可以计算得出谐振电感L1的电感量L,并且根据 $\Delta U = C * \int I * t$, $t = 1/2T$ 计算得出电容C值,电容C值就是谐振电容C2和谐振电容C3的值。

2. 根据权利要求1所述的实现全范围软开关的全桥直流变换器,其特征在于,所述整流侧滤波电路采用LC电路,包括电感L3和电容C4;所述全桥同步整流桥的正输出端经电感L3连接电容C4的一端以及全桥直流变换器的正输出端,所述全桥同步整流桥的负输出端连接电容C4的另一端以及全桥直流变换器的负输出端。

3. 根据权利要求1所述的实现全范围软开关的全桥直流变换器,其特征在于,还包括并联在所述全桥直流变换器的正输入端和负输入端之间的稳压电容C1。

一种实现全范围软开关的全桥直流变换器

技术领域

[0001] 本发明属于恒频、隔离的全桥直流变换器,具体涉及一种实现全范围软开关的全桥直流变换器,其利用滞后桥臂并联辅助谐振桥臂实现的全桥直流变换器可在较宽的输入电压范围和较宽的开关频率范围内工作。

背景技术

[0002] 目前全桥拓扑结构无法工作在高频率的应用场景,因为在轻载时滞后桥臂为硬开关,损耗太大,如此限制了系统高频化、高效率的应用,如果采用LLC电路结构可以实现全软开关,但是LLC是工作在变频模式下,频率变化范围太宽,不利于系统整机设计,所以对于输出电压调节范围较宽的应用都不建议采用LLC电路结构。

发明内容

[0003] 本发明所要解决的技术问题是:针对上述存在的问题,提供一种实现全范围软开关的全桥直流变换器,采用滞后桥臂并联辅助谐振桥臂,可以在宽输入电压范围,宽输出电压范围,全负载范围实现滞后桥臂的软开关。

[0004] 本发明采用的技术方案如下:

[0005] 一种实现全范围软开关的全桥直流变换器,包括全桥同步整流桥和整流侧滤波电路;所述全桥同步整流桥的正输出端和负输出端经整流侧滤波电路分别连接全桥直流变换器的正输出端和负输出端;

[0006] 所述全桥直流变换器还包括:滞后桥臂、辅助谐振桥臂、超前桥臂、谐振电感L2和主功率变压器T1;所述滞后桥臂和超前桥臂均包括二个开关管;所述滞后桥臂和超前桥臂的正输入端与全桥直流变换器的正输入端连接,所述滞后桥臂和超前桥臂的负输入端与全桥直流变换器的负输入端连接;

[0007] 所述谐振电感L2的输入端与滞后桥臂的输出端连接,所述谐振电感L2的输出端与主功率变压器T1的原边绕组的正输入端连接;主功率变压器T1的原边绕组的负输入端与超前桥臂的输出端连接,主功率变压器T1的副边绕组的正输出端与全桥同步整流桥的正输入端连接,主功率变压器T1的副边绕组的负输出端与全桥同步整流桥的负输入端连接;

[0008] 所述辅助谐振桥臂采用CLC星型谐振网络,包括谐振电感L1、谐振电容C2和谐振电容C3;谐振电容C2的一端与滞后桥臂和超前桥臂的正输入端之间的连接点连接,谐振电容C2的另一端经谐振电容C3后与滞后桥臂和超前桥臂的负输入端之间的连接点连接;谐振电感L1的输入端与滞后桥臂的输出端连接,谐振电感L1的输出端与谐振电容C2和谐振电容C3之间的连接点连接。

[0009] 进一步,所述全桥同步整流桥包括四个开关管Q5、Q6、Q7和Q8,其中开关管Q5和开关管Q7为全桥同步整流桥的第一桥臂,开关管Q6和开关管Q8为全桥同步整流桥的第二桥臂;

[0010] 开关管Q5和开关管Q6之间的连接点为所述全桥同步整流桥的正输入端;

- [0011] 开关管Q7和开关管Q8之间的连接点为所述全桥同步整流桥的负输入端；
- [0012] 开关管Q5和开关管Q7之间的连接点为所述全桥同步整流桥的正输出端；
- [0013] 开关管Q6和开关管Q8之间的连接点为所述全桥同步整流桥的负输出端。
- [0014] 进一步,所述整流侧滤波电路采用LC电路,包括电感L3和电容C4;所述全桥同步整流桥的正输出端经电感L3连接电容C4的一端以及全桥直流变换器的正输出端,所述全桥同步整流桥的负输出端连接电容C4的另一端以及全桥直流变换器的负输出端。
- [0015] 进一步,所述全桥直流变换器,还包括并联在所述全桥直流变换器的正输入端和负输入端之间的稳压电容C1。
- [0016] 综上所述,由于采用了上述技术方案,本发明的有益效果是:
- [0017] 1、本发明的全桥直流变换器采用滞后桥臂并联辅助谐振桥臂,可以在宽输入电压范围,宽输出电压范围,全负载范围实现滞后桥臂的软开关。与原有技术相比,加入了一个辅助谐振桥臂使得滞后桥臂的软开关的能量只与辅助谐振桥臂的能量有关系,并且辅助谐振桥臂的能量也不会泄放到其它地方去,如此整个系统也不会存在谐振环流的问题,并且可以在任何情况下都能够实现滞后桥臂的软开关。
- [0018] 2、所述辅助谐振桥臂采用CLC星型谐振网络,其能量更大并且电路更加简单,同时还可以减小与主功率变压器串联的谐振电感L2,不影响谐振能量,实现软开关的能量也只是在辅助谐振桥臂和滞后桥臂之间流动,能量不会流过主功率变压器和全桥同步整流桥,如此在效率和体积上都更加具有优势。

附图说明

- [0019] 为了更清楚地说明本发明实施例的技术方案,下面将对实施例中所需要使用的附图作简单地介绍,应当理解,以下附图仅示出了本发明的某些实施例,因此不应被看作是对范围的限定,对于本领域普通技术人员来讲,在不付出创造性劳动的前提下,还可以根据这些附图获得其他相关的附图。
- [0020] 图1为本发明的实现全范围软开关的全桥直流变换器的电路结构图。

具体实施方式

- [0021] 为了使本发明的目的、技术方案及优点更加清楚明白,以下结合附图及实施例,对本发明进行进一步详细说明。应当理解,此处所描述的具体实施例仅用以解释本发明,并不用于限定本发明,即所描述的实施例仅仅是本发明一部分实施例,而不是全部的实施例。通常在此处附图中描述和示出的本发明实施例的组件可以以各种不同的配置来布置和设计。因此,以下对在附图中提供的本发明的实施例的详细描述并非旨在限制要求保护的本发明的范围,而是仅仅表示本发明的选定实施例。基于本发明的实施例,本领域技术人员在没有做出创造性劳动的前提下所获得的所有其他实施例,都属于本发明保护的范围。
- [0022] 以下结合实施例对本发明的特征和性能作进一步的详细描述。
- [0023] 如图1所示,本实施例提供了一种实现全范围软开关的全桥直流变换器,包括全桥同步整流桥和整流侧滤波电路;所述全桥同步整流桥的正输出端和负输出端经整流侧滤波电路分别连接全桥直流变换器的正输出端和负输出端;具体地,
- [0024] 在一个实施例中,所述全桥同步整流桥包括四个开关管Q5、Q6、Q7和Q8,其中开关

管Q5和开关管Q7为全桥同步整流桥的第一桥臂,开关管Q6和开关管Q8为全桥同步整流桥的第二桥臂;

[0025] 开关管Q5和开关管Q6之间的连接点A1为所述全桥同步整流桥的正输入端;

[0026] 开关管Q7和开关管Q8之间的连接点A2为所述全桥同步整流桥的负输入端;

[0027] 开关管Q5和开关管Q7之间的连接点A3为所述全桥同步整流桥的正输出端;

[0028] 开关管Q6和开关管Q8之间的连接点A4为所述全桥同步整流桥的负输出端。

[0029] 在一个实施例中,所述整流侧滤波电路采用LC电路,包括电感L3和电容C4;所述全桥同步整流桥的正输出端(即开关管Q5和开关管Q7之间的连接点A3)经电感L3连接电容C4的一端以及全桥直流变换器的正输出端VOUT+,所述全桥同步整流桥的负输出端(即开关管Q6和开关管Q8之间的连接点A4)连接电容C4的另一端以及全桥直流变换器的负输出端VOUT-。

[0030] 所述全桥直流变换器还包括:滞后桥臂、辅助谐振桥臂、超前桥臂、谐振电感L2和主功率变压器T1;

[0031] 所述滞后桥臂和超前桥臂均包括二个开关管,其中,所述滞后桥臂包括开关管Q1和开关管Q2,所述超前桥臂包括开关管Q3和开关管Q4;所述滞后桥臂和超前桥臂的正输入端与全桥直流变换器的正输入端Vin+连接,所述滞后桥臂和超前桥臂的负输入端与全桥直流变换器的负输入端Vin-连接;

[0032] 所述谐振电感L2的输入端与滞后桥臂的输出端连接,所述谐振电感L2的输出端与主功率变压器T1的原边绕组的正输入端连接;主功率变压器T1的原边绕组的负输入端与超前桥臂的输出端连接,主功率变压器T1的副边绕组的正输出端与全桥同步整流桥的正输入端(即开关管Q5和开关管Q6之间的连接点A1)连接,主功率变压器T1的副边绕组的负输出端与全桥同步整流桥的负输入端(即开关管Q7和开关管Q8之间的连接点A2)连接;

[0033] 所述辅助谐振桥臂采用CLC星型谐振网络,包括谐振电感L1、谐振电容C2和谐振电容C3;谐振电容C2的一端与滞后桥臂和超前桥臂的正输入端之间的连接点B1连接,谐振电容C2的另一端经谐振电容C3后与滞后桥臂和超前桥臂的负输入端之间的连接点B2连接;谐振电感L1的输入端与滞后桥臂的输出端连接,谐振电感L1的输出端与谐振电容C2和谐振电容C3之间的连接点B3连接。

[0034] 其中,输入电源分别连接全桥直流变换器的输入端Vin+和负输入端Vin-,为了提供稳定的输入电压,全桥直流变换器所述还包括并联在所述全桥直流变换器的正输入端和负输入端之间的稳压电容C1。

[0035] 为了说明本发明的全桥直流变换器的工作原理,采用相连接的DSP主控器和PWM控制器对本发明的全桥直流变换器进行控制,其中,开关管Q1、开关管Q2、开关管Q3、开关管Q4、开关管Q5、开关管Q6、开关管Q7、开关管Q8的基极均连接至PWM控制器;同时测量电容C1两端的电压为全桥直流变换器的输入电压,测量谐振电容C3两端的电压为谐振电压,测量谐振电感L2的输入端的峰值电流,测量电感L3的输出端的电流为全桥直流变换器的输出电流,测量电容C4两端的电压为全桥直流变换器的输出电压,采集的数据均输送至DSP主控器。

[0036] 所述全桥直流变换器的工作原理如下:

[0037] 开关管Q1和开关管Q2作为滞后桥臂时,所述全桥直流变换器在工作时只有电感L2

中存储的能量去提供开关管Q1和开关管Q的软开关,但是实际功率中在轻载时谐振电感L2中的电流很小,如果此时仍需要提供足够的能量去实现开关管Q1和开关管Q2的软开关,则谐振电感L2需要足够大的电感量,但是增大谐振电感L2的电感量后会存在电感体积和成本的增加,并且由于谐振电感L2的电感量占比过大会导致主功率变压器原边绕组与副边绕组的匝比增加,如此会增加主功率变压器的体积和损耗。

[0038] 由此,本发明在滞后桥臂上并联了一个辅助谐振桥臂,其谐振电感L1、谐振电容C2和和谐振电容C3构成CLC星型谐振网络,其谐振能量完全由L1、谐振电容C2和谐振电容C3以及开关频率决定,与全桥直流变换器的输入电压和输出电压以及负载大小完全无关,如此辅助谐振桥臂就是一个完全独立的系统,根据需要的谐振能量计算出谐振参数,不需要再考虑其它任何问题,就可以实现滞后桥臂中开关管Q1和开关管Q的软开关,使控制系统简单化。

[0039] 具体地,在开关管Q1导通时,谐振电容C2通过开关管Q1给谐振电感L1充电,谐振电感L1的电流逐渐增加,当开关管Q1关断时,谐振电感L1的续流电流由开关管Q2的体二极管导通给谐振电容C3充电,当死区时间后开关管Q2开通为零电压开通;开关管Q2开通后,谐振电容C3通过开关管Q2给谐振电感L1放电,谐振电感L1的电流由正减小为负,当开关管Q2关断时,谐振电感L1的续流电流从开关管Q1的体二极管导通给谐振电容C2充电,当死区时间后开关管Q1开通为零电压开通,如此便通过谐振电感L1,谐振电容C2和谐振电容C3的CLC星型谐振网络实现了滞后桥臂的软开关,且谐振网络只与谐振电感L1,谐振电容C2,谐振电容C3和开关频率有关,简化了整个系统的控制难度,并且可以在任何情况下都能够实现滞后桥臂的软开关,根据系统开关频率和开关管的结电容,以及开关管死区时间,可以计算出谐振电流的大小,以及谐振能量的大小,谐振能量可由谐振电感L1的感抗、谐振电容C2和谐振电容C3的容抗计算得出,如此可以计算出合适的谐振电感L1与谐振电容C2和谐振电容C3的值,在死区时间过程中谐振电感L1的能量完全吸取开关管Q1与开关管Q2结电容的能量。计算过程如下:

[0040] 在谐振过程中,谐振电容C2和谐振电容C3的电压为交替互补的正弦电压波形, $U(C2) + U(C3) = V_{IN}$, V_{IN} 为输入直流电压值。设定谐振电容C2和谐振电容C3的电压平均值为U,则 $U * T = L * I$,L为谐振电感L1的电感量,T为主拓扑MOS管开通时间, $T = 1/F$,F为系统的开关频率,I为谐振电感L1的电流。由此可以得到 $I = U / (L * F)$,因为 $U = 0.5 * V_{IN}$,根据 $U = L * di/dt$,要计算出谐振电感L1的大小,需要先设定谐振电压U的变化值 ΔU ,一般选择为 $U = 20\% * V_{IN}$, V_{IN} 为恒定不变的值,设定一个固定的谐振电流值I,由此可以计算出谐振电感L1的电感量L,并且根据 $\Delta U = C * \int I * t$, $t = 1/2T$ 计算得出电容C值,电容C值就是谐振电容C2和谐振电容C3的值。

[0041] 通过上述内容可知,本发明具有的有益效果如下:

[0042] 1、本发明的全桥直流变换器采用滞后桥臂并联辅助谐振桥臂,可以在宽输入电压范围,宽输出电压范围,全负载范围实现滞后桥臂的软开关:与原有技术相比,加入了一个辅助谐振桥臂使得滞后桥臂的软开关的能量只与辅助谐振桥臂的能量有关系,并且辅助谐振桥臂的能量也不会泄放到其它地方去,如此整个系统也不会存在谐振环流的问题,并且可以在任何情况下都能够实现滞后桥臂的软开关。

[0043] 2、所述辅助谐振桥臂采用CLC星型谐振网络,其能量更大并且电路更加简单,同时

还可以减小与主功率变压器串联的谐振电感 L_2 ,不影响谐振能量,实现软开关的能量也只是在辅助谐振桥臂和滞后桥臂之间流动,能量不会流过主功率变压器和全桥同步整流桥,如此在效率和体积上都更加具有优势。

[0044] 以上所述仅为本发明的较佳实施例而已,并不用以限制本发明,凡在本发明的精神和原则之内所作的任何修改、等同替换和改进等,均应包含在本发明的保护范围之内。

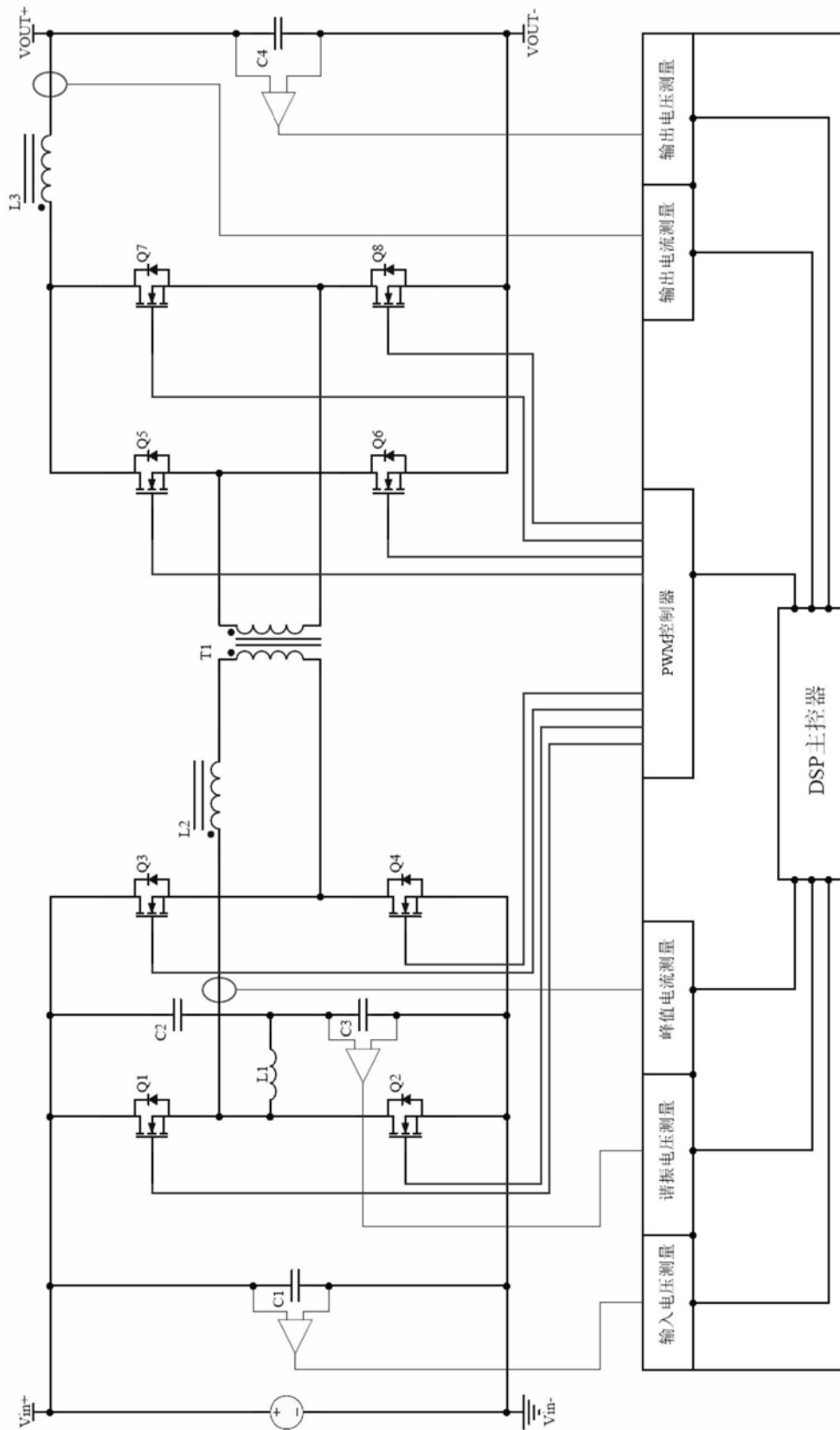


图1