(19)中华人民共和国国家知识产权局

(12)发明专利

(10)授权公告号 CN 110168896 B
(45)授权公告日 2021.07.06

(21)申请号 201780075072.4
(22)申请日 2017.02.04
(65)同一申请的已公布的文献号
申请公布号 CN 110168896 A
(43)申请公布日 2019.08.23
(85)PCT国际申请进入国家阶段日
2019.06.04
(86)PCT国际申请的申请数据
PCT/CN2017/072907 2017.02.04
(87)PCT国际申请的公布数据
WO2018/141092 EN 2018.08.09
(73)专利权人 ABB瑞士股份有限公司
地址 瑞士巴登
(72)发明人 宗升 杨晓波 范国兴 姚大伟
(74)专利代理机构 北京市金杜律师事务所 11256
代理人 李辉
(51)Int.Cl.
H02M 3/335(2006.01)
H02M 3/28(2006.01)
(56)对比文件
CN 104054249 A,2014.09.17
CN 103731036 A,2014.04.16
JP 2010011625 A,2010.01.14
US 2016087545 A1,2016.03.24
CN 103475232 A,2013.12.25
CN 105191100 A,2015.12.23
CN 104092316 A,2014.10.08
CN 204244077 U,2015.04.01
US 8467199 B2,2013.06.18
审查员 冯昊

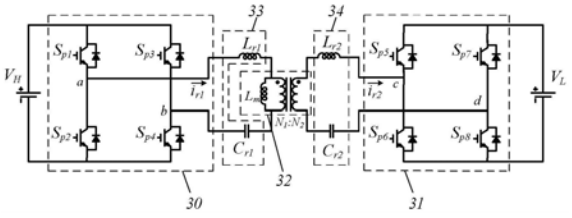
权利要求书3页 说明书7页 附图4页

(54)发明名称

DC到DC变流器和控制方法

(57)摘要

提供了一种DC到DC变流器(3)及其控制方法。DC到DC变流器包括:第一变流器电路(30);第二变流器电路(31);变压器(32),具有初级绕组(N1)和次级绕组(N2);第一谐振回路(33),具有第一电容元件(C_{r1})和第一电感元件(L_{r1});以及第二谐振回路(34),具有第二电容元件(C_{r2})和第二电感元件(L_{r2}),耦合在第二变流器电路和变压器的次级绕组之间。第一电容元件和第一电感元件耦合在第一变流器电路与变压器的初级绕组之间;第二电容元件和第二电感元件耦合在第二变流器电路与变压器的次级绕组之间。其中在从第二变流器电路到第一变流器电路的功率传递期间:第一变流器电路的第一多个第一功率半导体器件(S_{p1},S_{p2},S_{p3},S_{p4})可操作以在开关周期的第一半周期期间对第一电容元件充电;以及第一变流器电路的第二多个第一功率半导体器件(S_{p5},S_{p6},S_{p7},S_{p8})可操作以提供输出电压,该输出电压包括:变压器的初级绕组两端的电压以及叠加在其上的第一电容元件的电压。这提供了:针对反向方向的升压增益,第一变流器电路以双电压整流方式操作,并且第二变流器电路在常规全桥调制中工作,其中开关频率基本上固定在谐振频率。



CN 110168896 B

1.一种DC到DC变流器,包括:

第一变流器电路(30);

第二变流器电路(31);

变压器(32),具有初级绕组(N1)和次级绕组(N2);

第一谐振回路(33),具有第一电容元件(Cr1)和第一电感元件(Lr1),所述第一电容元件(Cr1)和所述第一电感元件(Lr1)耦合在所述第一变流器电路(30)与所述变压器(32)的所述初级绕组(N1)之间;以及

第二谐振回路(34),具有第二电容元件(Cr2)和第二电感元件(Lr2),所述第二电容元件(Cr2)和所述第二电感元件(Lr2)耦合在所述第二变流器电路(31)与所述变压器(32)的所述次级绕组(N2)之间;

其中在从所述第二变流器电路(31)到所述第一变流器电路(30)的功率传递期间:

所述第一变流器电路(30)的第一功率半导体器件中的第一多个第一功率半导体器件可操作,以在开关周期的第一半周期期间对所述第一电容元件(Cr1)充电;以及

所述第一变流器电路(30)的所述第一功率半导体器件中的第二多个第一功率半导体器件可操作以提供输出电压,所述输出电压包括:所述变压器(32)的所述初级绕组(N1)两端的电压以及叠加在其上的所述第一电容元件(Cr1)的电压。

2.根据权利要求1所述的DC到DC变流器,其中:

所述第一多个第一功率半导体器件中的一个第一功率半导体器件被配置为具有带有反并联功率二极管的有源功率开关,其中所述有源功率开关从所述开关周期的所述第一半周期的开端开始闭合,直到所述开关周期的所述第一半周期的第一部分的结束为止。

3.根据权利要求2所述的DC到DC变流器,其中:

所述第一多个第一功率半导体器件中的所述一个第一功率半导体器件在所述第一多个第一功率半导体器件与所述第二多个第一功率半导体器件之间共享;

所述第二多个第一功率半导体器件中的另一第一功率半导体器件具有功率二极管;以及

所述第一多个第一功率半导体器件中的所述一个第一功率半导体器件和所述第二多个第一功率半导体器件中的所述另一第一功率半导体器件两者可操作,以从所述开关周期的第二半周期的开端开始传导,直到所述开关周期的所述第二半周期的第二部分的结束为止。

4.根据权利要求2至3中任一项所述的DC到DC变流器,其中:

所述第一谐振回路(33)的参数被选择,使得所述变压器(32)的所述初级绕组(N1)的一侧处的谐振电流在所述开关周期的所述第一半周期的所述第一部分之前达到零。

5.根据前述权利要求中任一项所述的DC到DC变流器,其中:

所述第一变流器电路(30)的开关频率和所述第二变流器电路(31)的开关频率相同。

6.根据前述权利要求中任一项所述的DC到DC变流器,其中在从所述第一变流器电路(30)到所述第二变流器电路(31)的功率传递期间:

所述第一变流器电路(30)和所述第一谐振回路(33)能够操作在将输入电压转换为用于输入到所述第二谐振回路(34)的即时电压的串联谐振转换中;以及

所述第二谐振回路(34)和所述第二变流器电路(31)能够操作在所述即时电压的串联

谐振转换中,以提供输出电压。

7.一种操作DC到DC变流器的方法,所述DC到DC变流器包括:第二变流器电路(31);第一变流器电路(30);变压器(32),具有初级绕组(N1)和次级绕组(N2);第一谐振回路(33),具有第一电容元件(Cr1)和第一电感元件(Lr1),所述第一电容元件(Cr1)和所述第一电感元件(Lr1)耦合在所述第二变流器电路(31)与所述变压器(32)的所述初级绕组(N1)之间;以及第二谐振回路(34),具有第二电容元件(Cr2)和第二电感元件(Lr2),所述第二电容元件(Cr2)和所述第二电感元件(Lr2)耦合在所述第一变流器电路(30)与所述变压器(32)的所述次级绕组(N2)之间,

所述方法包括:

在从所述第二变流器电路(31)到所述第一变流器电路(30)的功率传递期间:

操作所述第一变流器电路(30)的第一功率半导体器件中的第一多个第一功率半导体器件,以在开关周期的第一半周期期间对所述第一电容元件(Cr1)充电;以及

操作所述第一变流器电路(30)的所述第一功率半导体器件中的第二多个第一功率半导体器件以提供输出电压,所述输出电压包括:所述变压器(32)的第二绕组两端的电压以及叠加在其上的所述第一电容元件(Cr1)的电压。

8.根据权利要求7所述的方法,其中所述第一多个第一功率半导体器件中的一个第一功率半导体器件被配置为具有带有反并联功率二极管的有源功率开关,

所述方法还包括:

将所述有源功率开关从所述开关周期的所述第一半周期的开端开始闭合,直到所述开关周期的所述第一半周期的第一部分的结束为止。

9.根据权利要求8所述的方法,其中所述第一多个第一功率半导体器件中的所述一个第一功率半导体器件在所述第一多个第一功率半导体器件与所述第二多个第一功率半导体器件之间共享,并且所述第二多个第一功率半导体器件中的另一第一功率半导体器件具有功率二极管,

所述方法还包括:

操作所述第一多个第一功率半导体器件中的所述一个第一功率半导体器件和所述第二多个第一功率半导体器件中的所述另一第一功率半导体器件两者,以从所述开关周期的第二半周期的开端开始传导,直到所述开关周期的所述第二半周期的第二部分的结束为止。

10.根据权利要求8到9中任一项所述的方法,其中:

所述第一谐振回路(33)的参数被选择,使得所述变压器(32)的所述初级绕组(N1)的一侧处的谐振电流在所述开关周期的所述第一半周期的所述第一部分之前达到零。

11.根据权利要求7到10中任一项所述的方法,其中:

所述第一变流器电路(30)的开关频率和所述第二变流器电路(31)的开关频率相同。

12.根据权利要求7到11中任一项所述的方法,其中在从所述第一变流器电路(30)到所述第二变流器电路(31)的功率传递期间:

在将输入电压转换为用于输入到所述第二谐振回路(34)的即时电压的串联谐振转换中,操作所述第一变流器电路(30)和所述第一谐振回路(33);以及

在所述即时电压的串联谐振转换中,操作所述第二谐振回路(34)和所述第二变流器电

路(31),以提供输出电压。

DC到DC变流器和控制方法

技术领域

[0001] 本发明涉及DC功率输入到DC功率输出的转换，并且更具体地涉及具有到AC的中间转换的DC到DC转换。

背景技术

[0002] 常规的宽范围双向谐振变流器通常被分为两种类型：两级结构，以及具有在线参数变化的一个级。在前一类型中，专用地添加一个额外的转换级以扩展电压增益范围，而原始级几乎没有电压调节能力。在后一种类型中，可以通过改变包括谐振部件参数或变压器匝数比等变流器参数来生成多个电压增益范围。

[0003] 图1示出了常规的双向DC/DC谐振变流器的拓扑结构。如图1所示，V_H和V_L是变流器的两个DC端口的电压。由于拓扑对称性，在两个功率传递方向上的变流器操作是相同的。为了简化分析，V_H是高电压侧，该高电压侧被假定为DC母线侧。V_L是低电压侧，该低电压侧被假定为电池或超级电容器的端子电压。因此，V_L通常具有宽的操作范围。V_L的最大值V_{Lmax}可以高于最小值V_{Lmin}的2.5倍。V_H具有相对较小的变化，V_{Hmax}与V_{Hmin}的比率通常低于1.5。当功率从V_H传递到V_L时，变流器被定义为工作在正向模式中，反之亦然。

[0004] 为了增加在正向方向上的电压增益范围，全桥和半桥操作调制均被使用。在图2A中示出了在正向方向上的全桥模式。因为当开关频率f_s低于谐振频率f_r时整流侧上的开关以ZCS关断，所以仅示出此范围中的波形。T_s是开关周期。V_{ab}是两个主支路(leg)的中点两端的电压。N是变压器匝数比，并且$N=N_2/N_1$。V_{gs1}～V_{gs8}是八个开关的栅极信号。i_{r1}和i_{r2}是初级和次级谐振电流。V_L侧开关S_{p5}-S_{p8}不被接通，并且仅使用它们的反并联二极管。S_{p1}和S_{p4}具有相同的栅极信号，并且S_{p2}和S_{p3}也同样具有相同的栅极信号。所有四个开关的占空比都是0.5。因为对角的开关具有相同的栅极信号，所以V_{ab}是双极方波。通过改变开关频率来调节电压增益，该开关频率是$G_{ff}=N\cdot g_{ff}$。g_{ff}是与变压器匝数比无关的AC电压增益，该AC电压增益由开关频率控制。随着f_s增加，g_{ff}减小。当变流器在反向方向上工作时，调制是相同的，并且从V_L到V_H的电压增益是$G_{fb}=1/N\cdot g_{fb}$。

[0005] 当V_L变得非常低时，变流器可以在半桥模式下工作以将增益减小大约一半，而不是进一步将开关频率增加到极限。在图2B中示出了正向方向上的半桥调制。变流器的操作与全桥模式中的操作相同，除了V_{ab}的AC分量的振幅是全桥模式中的振幅的一半，在相同的开关频率和等效负载处V_L变为一半。因此，增益被指示为$G_{hf}=0.5N\cdot g_{hf}$。在反向方向上的转换增益应该是$G_{hf}=2/N\cdot g_{hb}$以匹配两个端口电压。

[0006] 这些变流器在正向方向上的功率传递期间呈现升压的特性，并且在反向方向上呈现降压的特性，这对于要求在反向方向上升压的一些应用而言将是有问题的。

[0007] 关于电动车辆充电器，例如，在正常操作模式中，变流器在降压模式下工作，以从可经由电网获得的高电压(例如，400伏DC)充电并且维持低压DC电池(例如，48伏DC电池)的电压。在紧急模式下，期望使DC到DC变流器工作在升压模式中，来将低电压(48伏)升压到高电压(400伏)以馈送HVAC系统。在反向方向上，常规变流器将不具有由低电压DC电池提供的

功率馈送到AC电网所需的更高水平的供应电压。

[0008] 在另一示例中,DC电池和超级电容器两者具有宽的工作电压范围以被完全充电或放电。最高和最低端子电压的比率可能高于2.5。此外,AC电网的母线电压也可以是可变的以用于灵活的功率控制。因此,期望DC/DC变流器可以在宽的电压范围内工作,以便充分利用能量存储设备。

[0009] 在升压模式中使用DC-DC变流器是高功率的操作。因此,期望在升压操作中具有高的转换效率,以免浪费有价值的能量。相反,降压操作可以是高功率(当电池是空的并且必须被快速地再充电时)或低功率(当电池并未完全充电时)。因此,期望在没有添加的有源或无源组件并且没有修改高功率操作以及不附带额外成本的情况下,增强双向DC-DC变流器的低功率效率。

发明内容

[0010] 根据本发明的一个方面,提供了一种DC到DC变流器,包括:第一变流器电路;第二变流器电路;变压器,具有初级绕组和次级绕组;第一谐振回路,具有第一电容元件和第一电感元件,第一电容元件和第一电感元件耦合在第一变流器电路与变压器的初级绕组之间;以及第二谐振回路,具有第二电容元件和第二电感元件,第二电容元件和第二电感元件耦合在第二变流器电路与变压器的次级绕组之间;其中在从第二变流器电路到第一变流器电路的功率传递期间:第一变流器电路的第一多个第一功率半导体器件可操作以在开关周期的第一半周期期间对第一电容元件充电;以及第一变流器电路的第二多个第一功率半导体器件可操作以提供输出电压,该输出电压包括:变压器的初级绕组两端的电压以及叠加在其上的第一电容元件的电压。

[0011] 根据本发明的另一方面,提供了一种操作DC到DC变流器的方法,该DC到DC变流器包括:第二变流器电路;第一变流器电路;变压器,具有初级绕组和次级绕组;第一谐振回路,具有第一电容元件和第一电感元件,第一电容元件和第一电感元件耦合在第二变流器电路与变压器的初级绕组之间;以及第二谐振回路,具有第二电容元件和第二电感元件,第二电容元件和第二电感元件耦合在第一变流器电路与变压器的次级绕组之间,该方法包括:在从第二变流器电路到第一变流器电路的功率传递期间:操作第一变流器电路的第一多个第一功率半导体器件,以在开关周期的第一半周期期间对第一电容元件充电;以及操作第一变流器电路的第二多个第一功率半导体器件,以提供输出电压,该输出电压包括:变压器的第二绕组两端的电压以及叠加在其上的第一电容元件的电压。

[0012] 通过使用根据本发明的DC到DC变流器和控制方法,在DC到DC变流器操作的阶段中,可以形成电回路,并且第一电容元件两端的电压被控制为具有与在变压器的初级绕组上感应的电压相同的极性,该电回路包括串联耦合的第一变流器电路的第一谐振回路的第一电容元件、变压器的初级绕组、以及接收从第二变流器电路传递到第一变流器电路(反向方向)的功率的负载。第一电容元件电压在第一绕组电压上的叠加使得针对更高水平的电压源的负载进行充电成为可能,而在其他情况下,该充电无法通过各自工作在由其谐振频率设置的最佳操作点的第一变流器电路和第二变流器电路两者来实现。这提供了:针对反向方向的升压增益,第一变流器电路以双电压整流方式操作,并且第二变流器电路在常规的全桥调制中工作,其中开关频率基本上固定在谐振频率。作为结果,谐振电流变得更小,

这导致传导损耗的减小。此外，由于小的磁化电感变得不再必要，所以可以使用更小的气隙，这将抑制来自邻近绕组的显著的涡流损耗并且因此降低变压器温度。

[0013] 优选地，第一多个第一功率半导体器件中的一个第一功率半导体器件被配置为具有带有反并联功率二极管的有源功率开关，其中有源功率开关从开关周期的第一半周期的开端开始闭合，直到开关周期的第一半周期的第一部分的结束为止。

[0014] 优选地，第一多个第一功率半导体器件中的一个第一功率半导体器件在第一多个第一功率半导体器件与第二多个第一功率半导体器件之间共享；第二多个第一功率半导体器件中的另一个第一功率半导体器件具有功率二极管；以及第一多个第一功率半导体器件中的一个第一功率半导体器件和第二多个第一功率半导体器件中的另一个第一功率半导体器件两者可操作，以从开关周期的第二半周期的开端开始导通，直到开关周期的第二半周期的第二部分的结束为止。存储在第一电容元件中的电能与存储在第一电感元件、第二电容元件和第二电感元件中的电能和磁能一起驱动谐振电流流经第一电感元件，从而呈现正弦方式，最终该电流将达到零。因此，在下一个开关周期中的第一多个第一功率半导体器件中的该一个功率半导体器件的ZCS接通的前置条件增强了功率转换效率。

[0015] 优选地，选择第一谐振回路的参数，使得变压器的初级绕组的一侧的谐振电流在开关周期的第一半周期的第一部分之前达到零。因此，在下一操作阶段中的第一多个第一功率半导体器件中的该一个功率半导体器件的ZCS接通的前置条件增强了功率转换效率。

[0016] 优选地，第一变流器电路的开关频率和第二变流器电路的开关频率相同。

[0017] 优选地，在从第一变流器电路到第二变流器电路的功率传递期间：第一变流器电路和第一谐振回路可操作在将输入电压转换为用于输入到第二谐振回路的即时电压的串联谐振转换中；以及第二谐振回路和第二变流器电路可操作在即时电压的串联谐振转换中，以提供输出电压。这为DC到DC变流器提供了双向转换的功能，该双向转换不仅允许对功率传递的两个方向上的输出电压的完全控制，而且当适当地确定尺寸时，可以在正向方向上为第一变流器电路和第二变流器电路提供ZVS，以及在反向方向上为第二变流器电路提供ZCS并且为第一变流器电路提供ZCS。用于所有器件的ZVS和ZCS的组合增强了功率转换效率。此外，在第一变流器电路以LLC模式操作的第一谐振回路的谐振元件的正向方向上、或者在第一变流器在双电压整流模式下操作的电压提升器件的反向方向上，通过使用第一电容元件来执行不同的功能。对于单级谐振变流器针对正向和反向两个方向实现了宽的输出电压范围，这对于例如电池或超级电容器应用是必需的。

附图说明

[0018] 参照在附图中图示的优选示例性实施例，本发明的主题将在下文中更详细地解释，其中：

[0019] 图1示出了常规的双向DC/DC谐振变流器的拓扑结构；

[0020] 图2A示出了在常规的双向DC/DC谐振变流器的正向方向上的全桥模式；

[0021] 图2B示出了在常规的双向DC/DC谐振变流器的正向方向上的半桥调制；

[0022] 图3图示了体现本发明原理的DC到DC变流器的示例性实施例的示意图；以及

[0023] 图4A和图4B分别图示了DC到DC变流器的每个状态的调制方案和等效电路。

[0024] 图示中所用到的附图标记及其含义在附图标记列表中以概要的形式列出。原则

上，在附图中为相同的部分提供相同的附图标记。

具体实施方式

[0025] 尽管本发明允许各种修改或备选形式，但本发明的特定实施例在附图中以示例的形式示出，并且将在本文中详细描述。应当理解的是，附图和对附图的详细描述并不旨在将本发明限制于所公开的特定形式，相反地，意图是覆盖在所附权利要求限定的本发明的精神和范围内的所有修改、等同物和备选方案。注意，标题仅用于编排的目的，并不意味着用于限制或者解释说明书或权利要求。此外，注意词语“可以(may)”在本申请中用作许可(即，具有可能、能够)的意义，而不是用作强制(即，必须)的意义。术语“包括”以及它的派生词表示“包括，但不限于”。术语“耦合”表示“直接或间接耦合”，以及术语“coupled”表示“直接或间接耦合”。

[0026] 图3图示了体现本发明原理的DC到DC变流器的示例性实施例的示意图。如图3所示，DC到DC变流器3包括：第一变流器电路30；第二变流器电路31；变压器32，具有初级绕组N1和次级绕组N2；第一谐振回路33，具有第一电容元件C_{r1}和第一电感元件L_{r1}；以及第二谐振回路34，具有第二电容元件C_{r2}和第二电感元件L_{r2}。第一变流器电路30是全桥拓扑结构，该全桥拓扑结构包含多个第一功率半导体器件S_{p1}、S_{p2}、S_{p3}、S_{p4}，每个第一功率半导体器件S_{p1}、S_{p2}、S_{p3}、S_{p4}包括具有反并联功率二极管的有源功率开关。反并联功率二极管可以是嵌入式反并联二极管或外部反并联二极管。作为非限制性的示例，本发明所采用的第一功率半导体器件S_{p1}、S_{p2}、S_{p3}、S_{p4}可以包括MOSFET、IGBT、GTO、BJT。第一变流器电路30连接到第一DC电压源V_H，第一DC电压源V_H呈现出高于将在此后描述的第二DC电压源V_L的电压电势。例如，第一DC电压源V_H可以是作为对由AC电网供应的AC源进行整流的结果的DC电压源，并且第二DC电压源V_L可以是电动车辆电池或超级电容器。滤波电容器(未示出)并联连接到第一DC电压源V_L以滤除开关纹波。第一谐振回路33在端子a和b处耦合在第一变流器电路30与变压器32的初级绕组N1之间，端子a和b是第一变流器电路30的同一支路中的第一功率半导体器件的连结点。次级绕组N2的端部连接到第二变流器电路31。

[0027] 第二变流器电路31是全桥拓扑结构，该全桥拓扑结构包括多个第二功率半导体器件S_{p5}、S_{p6}、S_{p7}、S_{p8}，每个第二功率半导体器件S_{p5}、S_{p6}、S_{p7}、S_{p8}包括具有反并联功率二极管的有源功率开关。反并联功率二极管可以是嵌入式反并联二极管或外部反并联二极管。作为非限制性的实例，本发明所采用的第一功率半导体器件S_{p5}、S_{p6}、S_{p7}、S_{p8}可以包括MOSFET、IGBT、GTO、BJT。第二变流器电路31连接到第二DC电压源V_L。滤波电容器(未示出)并联连接到第二DC电压源V_L以滤除开关纹波。第二谐振回路34耦合在第二变流器电路31的两个端子c、d与变压器32的次级绕组N2之间，并且端子c和d是第二变流器电路31的同一支路中的第二功率半导体器件的连结点。

[0028] 第二功率半导体器件S_{p5}、S_{p6}、S_{p7}、S_{p8}以大约50％的占空比宽度被接通和关断，并且它们的开关频率被控制以使第一变流器电路30在端子c和d上产生具有50％占空比和可变频率的方波电压波形。第二谐振回路34和磁化电感器L_m耦合到端子c和d。磁化电感器L_m与变压器32的次级绕组N2并联连接。为了减少磁化部件的数目，电感器L_m通常嵌入在变压器32的磁结构中。磁化电感的值可以在这种情况下通过在磁芯中引入气隙并调节该气隙的长度来控制。

[0029] “LLC变流器”是串联型、频率控制的谐振变流器，典型地具有三个谐振部件：谐振电容器、谐振电感器和磁化电感器，该LLC变流器的实现可以在图1的实施例中被发现为第二变流器电路31、第二谐振回路34和磁化电感器L_m的组合。包括第二电容元件C_{r2}、第二电感元件L_{r2}和磁化电感器L_m的LLC变流器的谐振部件可以以这样的方式(相对于谐振频率)被选择，使得变流器将为连接到电源(即，第二DC电压源V_L)的开关器件提供零电压开关(ZVS)，并且为连接到负载(即，变压器32的次级绕组N2)的开关器件提供零电流开关(ZCS)。此外，谐振部件的选择可以以这样方式完成，使得在从无负载到全负载条件操作时ZVS和ZCS可以被维持。在以下文献中，概述了用于满足上述特征的LLC变流器设计进程：S.Zong,H.Luo,W.Li,Y.Deng and X.He,"Asymmetrical Duty Cycle-Controlled LLC Resonant Converter With Equivalent Switching Frequency Doubler,"IEEE Trans.Power Electron.,vol.31,no.7,pp.4963-4973,July 2016;S.Zong,H.Luo,W.Li,Y.Deng and X.He,"High-power bidirectional resonant DC-DC converter with equivalent switching frequency doubler,"IET Renewable Power Generation,vol.10,no.6,pp.834-842,July 2016。谐振部件的最佳选择通常导致磁化电感值远大于谐振电感值。然而，由于电压增益和功率是通过改变谐振变流器的开关频率来控制的、并且变流器的输出功率和电压的范围是由谐振部件和负载来确定的，因此为了实现宽的电压范围，变压器的磁化电感应当被设计为比平常小得多。作为结果，谐振电流变得高得多，这导致显著的传导损耗。此外，为了实现小的磁化电感，必须使用大的气隙，这将导致来自邻近绕组的显著的涡流损失，并且因此增加变压器温度。因此，LLC谐振变流器本身不适合于工作于宽电压增益范围应用，例如在图1中从第二变流器电路31到第一变流器电路30(反向方向)的功率传递的情况下。

[0030] 为了实现针对反向方向的升压增益，第一调制方案被施加到第一变流器电路30。并且，第二调制方案被施加到第二变流器电路31，使得第二变流器电路31的第二功率半导体器件S_{p5}、S_{p6}、S_{p7}、S_{p8}以大约50％占空比宽度接通和关断，并且它们的开关频率基本上固定在谐振频率处，使得第二变流器电路31在端子c和d上产生具有50％占空比和固定频率的方波电压波形。换言之，第二变流器电路31在常规的全桥调制中工作，其中开关频率基本上固定在谐振频率。

[0031] 图4A和图4B分别图示了DC到DC变流器的每个状态的调制方案和等效电路。如图4A和图4B所示，第一变流器电路的操作可以具有四个阶段，其中V_{ab}和V_{cd}分别指示跨端子a和b的电压以及跨端子c和d的电压；i_{r1}表示流经第一电感元件L_{r1}的电流，并且i_{r2}表示流经第二电感元件L_{r2}的电流；i_m表示磁化电流；i_{sp1}、i_{sp1}、i_{sp1}、i_{sp1}分别指示经由第一功率半导体器件S_{p1}、S_{p2}、S_{p3}、S_{p4}流动的电流，T_s指示开关周期。

[0032] 阶段1[t_0,t_1]：在这个阶段，S_{p6}和S_{p7}接通，并且$V_{cd}=-V_L$。在该阶段之前，没有电流在V_H侧的谐振回路中流动。因此，S_{p4}可以以ZCS接通。谐振电流i_{r1}流过S_{p4}以及S_{p2}的反并联二极管。因为C_{r1}上的DC偏置电压是$0.5V_H$，所以初级和次级谐振回路之中的谐振与全桥调制的谐振相同。谐振电流i_{r1}和i_{r2}在谐振频率f_r处以正弦方式增加，并且磁化电流i_m大致线性地增加。在该阶段期间，功率从V_L侧传递到C_{r1}。在此阶段，第一变流器电路30的第一多个第一功率半导体器件S_{p2}、S_{p4}在开关周期T_s的第一半周期期间操作以对第一电容元件C_{r1}充电，S_{p2}的反并联二极管传导续流并且S_{p4}导通。第一多个第一功率半导体器件例如可以是如图4B中

所示的第一变流器电路30的两个相支路的下开关S_{p2}、S_{p4}，或者备选地可以是两个相支路的上开关S_{p1}、S_{p3}。

[0033] 阶段2[t_1,t_2]：当谐振电流i_{r1}减小到零时，S_{p2}的反并联二极管以ZCS关断，从而不会引起反向恢复问题。L_{r2}、C_{r2}和L_m之中的谐振开始。因为L_m通常比L_{r2}大得多，所以i_{r2}和i_m在该阶段期间几乎不变。

[0034] 对于阶段1和阶段2两者[t_0,t_2]，第一多个第一功率半导体器件中的一个第一功率半导体器件S_{p4}具有带有反并联功率二极管的有源功率开关，并且该有源功率开关从开关周期t_0的第一半周期的开端开始闭合，直到开关周期的该第一半周期的第一部分的结束为止，例如，第一部分发生在t_1与t_2之间。可以选择具有第一电容元件C_{r1}和第一电感元件L_{r1}的第一谐振回路33的参数，使得在开关周期T_S的第一半周期的第一部分之前，变压器32的初级绕组N1的一侧处的谐振电流i_{r1}达到零。以上描述适用于接通阶段1中的两个相支路的上开关S_{p1}，S_{p3}的备选解决方案，并且它们中的一个开关(例如S_{p3})可以使用具有反并联功率二极管的有源功率开关。

[0035] 阶段3[t_2,t_3]：在S_{p6}和S_{p7}关断之后，i_{r1}流过S_{p5}的反并联二极管和S_{p8}的反并联二极管。因此，S_{p5}和S_{p8}以ZVS接通，从而不会导致接通损耗。谐振回路由低电压侧V_L供电。谐振在L_{r1}、L_{r2}、C_{r1}和C_{r2}之中开始，并且i_{r2}在谐振频率f_r处以正弦方式增加。功率通过变压器被传输到V_H侧。V_H侧上的有源开关全部关断。由于跨C_{r1}的DC偏置电压，i_{r1}通过S_{p4}的反并联二极管和S_{p1}的反并联二极管被泵送至V_H，并且因此$V_{ab}=V_H$。第一变流器电路30的第二多个第一功率半导体器件S_{p1}、S_{p4}操作以提供输出电压V_H，该输出电压V_H包括变压器32的初级绕组N1两端的电压以及叠加在其上的第一电容元件C_{r1}的电压，以用于提升初级绕组N1两端的电压。以上描述适用于接通阶段1中的两个相支路的上开关S_{p1}、S_{p3}的备选解决方案，并且S_{p3}具有带有反并联功率二极管的有源功率开关，跨C_{r1}的DC偏置电压，i_{r1}通过S_{p3}的反并联二极管和S_{p2}的反并联二极管被泵送至V_H，并且因此$V_{ab}=V_H$。

[0036] 阶段4[t_3,t_4]：类似于阶段2，当谐振电流i_{r1}减小到零时，S_{p4}的反并联二极管以ZCS关断，从而不会引起反向恢复问题。谐振i_{r2}和磁化电流i_m在该阶段期间几乎不改变。关于备选方案，S_{p3}的反并联二极管以ZCS断开。

[0037] 对于阶段3和阶段4两者[t_2,t_4]，在第一多个第一功率半导体器件S_{p2}、S_{p4}与第二多个第一功率半导体器件S_{p1}，S_{p4}之间共享一个第一功率半导体器件S_{p4}，第二多个第一功率半导体器件中的另一个S_{p1}具有功率二极管。第一多个第一功率半导体器件中的一个S_{p4}和第二多个第一功率半导体器件中的另一个S_{p1}两者可以操作为从开关周期t_2的第二半周期的开端开始传导，直到开关周期的该第二半周期的第二部分结束为止，例如，第二部分发生在t_3与t_4之间。关于备选解决方案，开关S_{p3}被选择为第一多个第一功率半导体器件S_{p1}、S_{p3}和第二多个第一功率半导体器件S_{p2}、S_{p3}中的公共的一个第一功率半导体器件。

[0038] 下一T_s中的操作类似于先前的开关周期。在每个T_s中V_{ab}在零与V_H之间步进。为了在V_{ab}上生成零电压，两个路径是可用的：S_{p4}至S_{p2}，和S_{p3}至S_{p1}(备选地，S_{p3}至S_{p1}，和S_{p4}至S_{p2})。如持续时间T_{2s}所示，这两个路径在每两个开关周期中轮换，以平衡热量条件。当$V_{ab}=V_H$时，i_{r1}为负，并且仅一个路径可用：S_{p1}至S_{p4}。C_{r1}两端的电压和变压器的初级电压被堆叠以将能量传递到V_H。当$V_{ab}=0$时，能量从V_L传递到C_{r1}。在该半周期中，C_{r1}可以被认为是能量缓冲器。当$V_{ab}=V_H$时，在先前的半周期中注入到C_{r1}中的能量被释放到V_H。V_H侧的操作是具有谐振方式

的双电压整流。V_{cr1}的稳态DC偏置是V_{ab}的平均电压，该平均电压为$0.5V_H$。

[0039] 通过使用施加到DC到DC变流器的上述调制方案，在阶段3$[t_2,t_3]$时，存储在第一电容元件C_{r1}中的功率与存储在其他谐振部件L_{r1}、L_{r2}、C_{r2}中的功率和磁能一起驱动呈现正弦方式的电流i_{r1}，最终电流i_{r1}将达到零。因此，针对在下一开关周期中的开关S_{p4}的ZCS接通的前提条件。此外，在阶段1$[t_0,t_1]$中，来自第二DC电压源V_L的功率驱动电流i_{r2}，电流i_{r2}在变压器32的初级侧处感应出电流i_{r1}，这进而给电容元件C_{r1}充电到足以在阶段3$[t_2,t_3]$中将电容元件C_{r1}两端的DC偏置电压泵送到第一DC电压源V_H。因此，通过使用第一电容元件来执行不同的功能。所以，DC到DC变流器可以在反向方向上执行升压电压转换，其中该DC到DC变流器的第二变流器电路在基本上谐振频率的开关频率下操作，并且维持该DC到DC变流器的第一变流器电路的开关的ZCS接通。该特征对于功率变流器是非常期望的，特别是当作为电源的电池被连接到该功率变流器的向AC网络的负载供应功率的端子时。适当尺寸的LLC变流器的升压电压转换伴随有无损耗开关，该无损耗开关在实现高功率转换效率和高功率密度方面是非常期望的。

[0040] 优选地，第一变流器电路30的开关频率和第二变流器电路31的开关频率相同。

[0041] 从根据图4B的DC到DC变流器的每个状态的等效电路中可以看出，在反向方向上，仅第一功率半导体器件S_{p4}工作在受控模式，其余的第一功率半导体器件S_{p1}、S_{p2}、S_{p3}通过其反并联的续流二极管或反向偏置二极管而工作。因此，第一功率半导体器件S_{p1}、S_{p2}、S_{p3}可以使用功率二极管来替代MOSFET、IGBT、GTO、BJT。

[0042] 优选地，在从第一变流器电路30到第二变流器电路31(正向方向)的功率传递的情况下，通过应用LLC变流器的常规调制方案，第一变流器电路30和第一谐振回路33可以执行将输入电压V_H转换为用于输入到第二谐振回路34的即时电压的谐振转换，并且第二谐振回路34和第二变流器电路31可以在该即时电压的串联谐振转换中操作，以向诸如电池或超级电容器的第二DC电压源V_L提供输出电压。

[0043] 因此，通过应用LLC的适当的调制方案，DC到DC变流器可以双向工作。输出电压范围在很大程度上扩展。

[0044] 虽然已经基于一些优选实施例描述了本发明，但是本领域技术人员应当理解，这些实施例不应以任何方式限制本发明的范围。在不脱离本发明的精神和概念的情况下，对实施例的任何变化和修改都应在具有本领域普通知识和技术的人员的理解范围内，并且因此落入被所附权利要求限定的本发明的范围内。

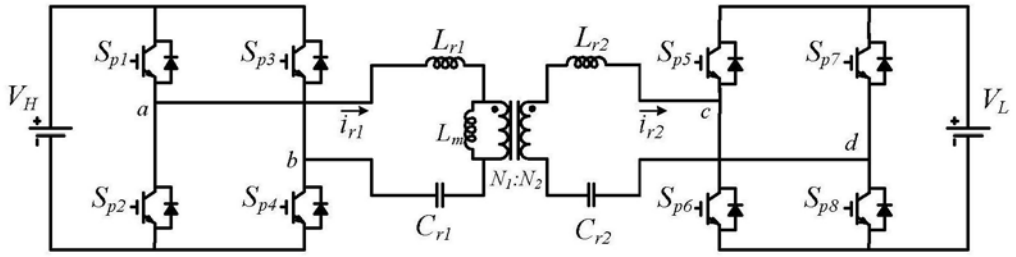

V_H
S_{p1}
S_{p3}
L_{r1}
L_{r2}
S_{p5}
S_{p7}
V_L
a
$\vec{i}_{r1}$
L_m
$\vec{i}_{r2}$
c
d
b
N_1:N_2
S_{p2}
S_{p4}
C_{r1}
C_{r2}
S_{p6}
S_{p8}

图1

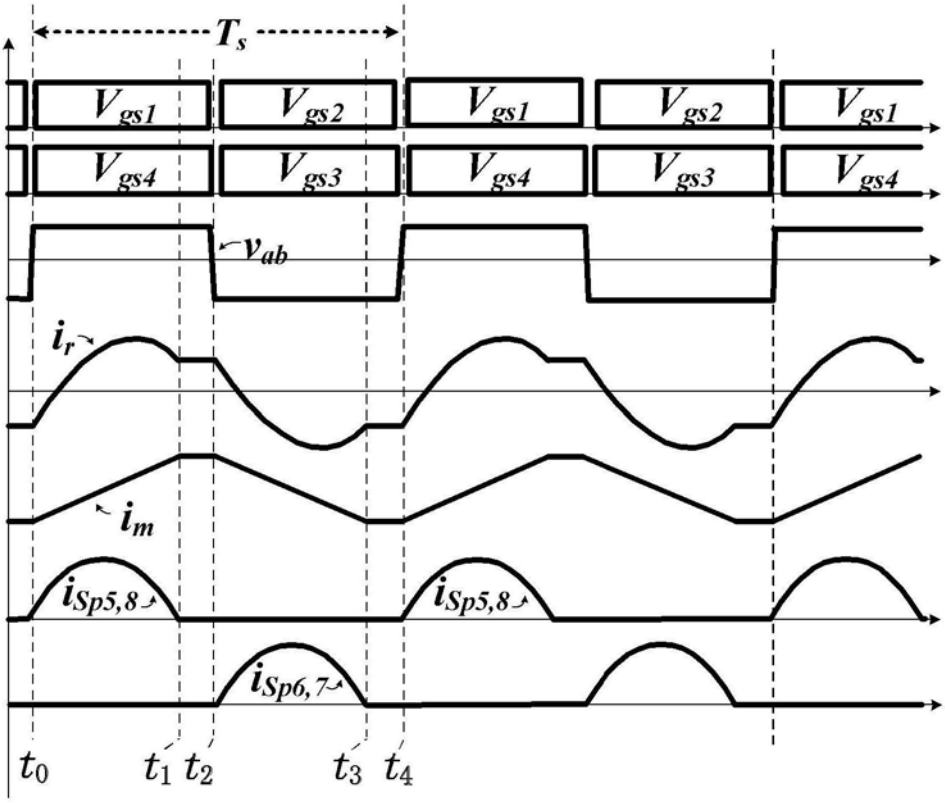

T_s
V_{gs1}
V_{gs2}
V_{gs1}
V_{gs2}
V_{gs1}
V_{gs4}
V_{gs3}
V_{gs4}
V_{gs3}
V_{gs4}
v_{ab}
i_r
i_m
$i_{Sp5,8}$
$i_{Sp5,8}$
$i_{Sp6,7}$
t_0
t_1
t_2
t_3
t_4

图2A

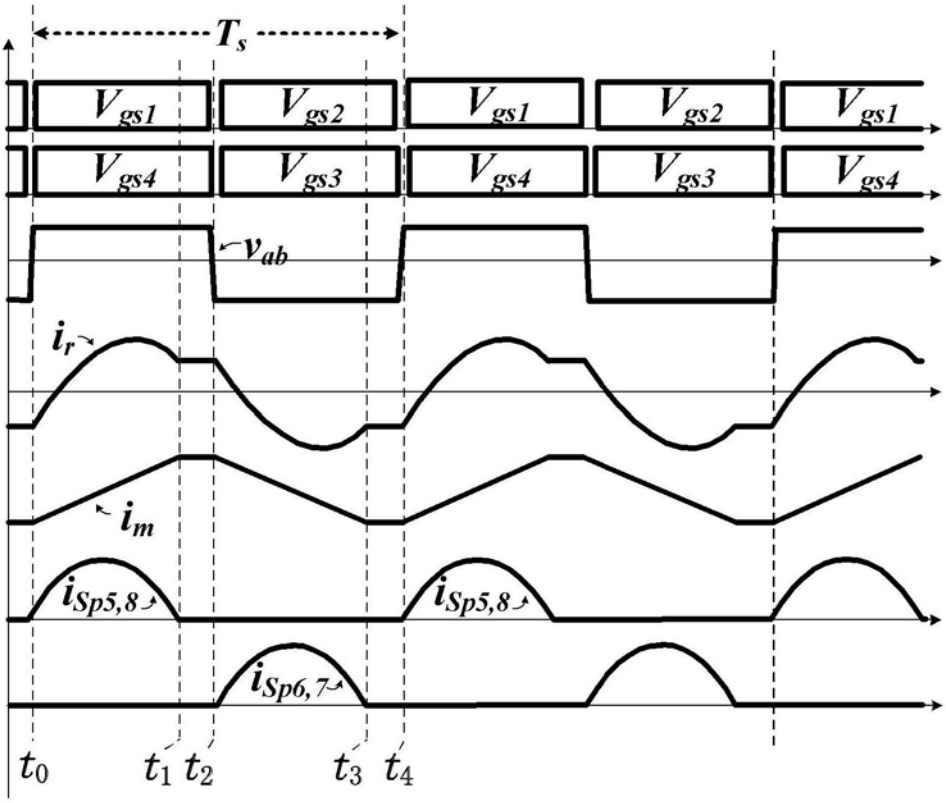

T_s
V_{gs1}
V_{gs2}
V_{gs1}
V_{gs2}
V_{gs1}
V_{gs4}
V_{gs3}
V_{gs4}
V_{gs3}
V_{gs4}
v_{ab}
i_r
i_m
$i_{Sp5,8}$
$i_{Sp5,8}$
$i_{Sp6,7}$
t_0
t_1
t_2
t_3
t_4

图2B

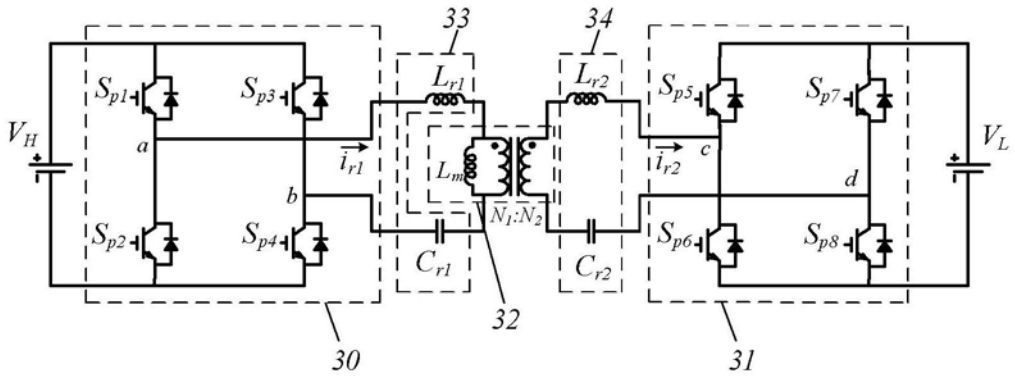

33
34
L_{r1}
L_{r2}
S_{p1}
S_{p3}
S_{p5}
S_{p7}
V_H
V_L
a
b
c
d
i_{r1}
i_{r2}
L_m
N_1:N_2
S_{p2}
S_{p4}
S_{p6}
S_{p8}
C_{r1}
C_{r2}
32
30
31

图3

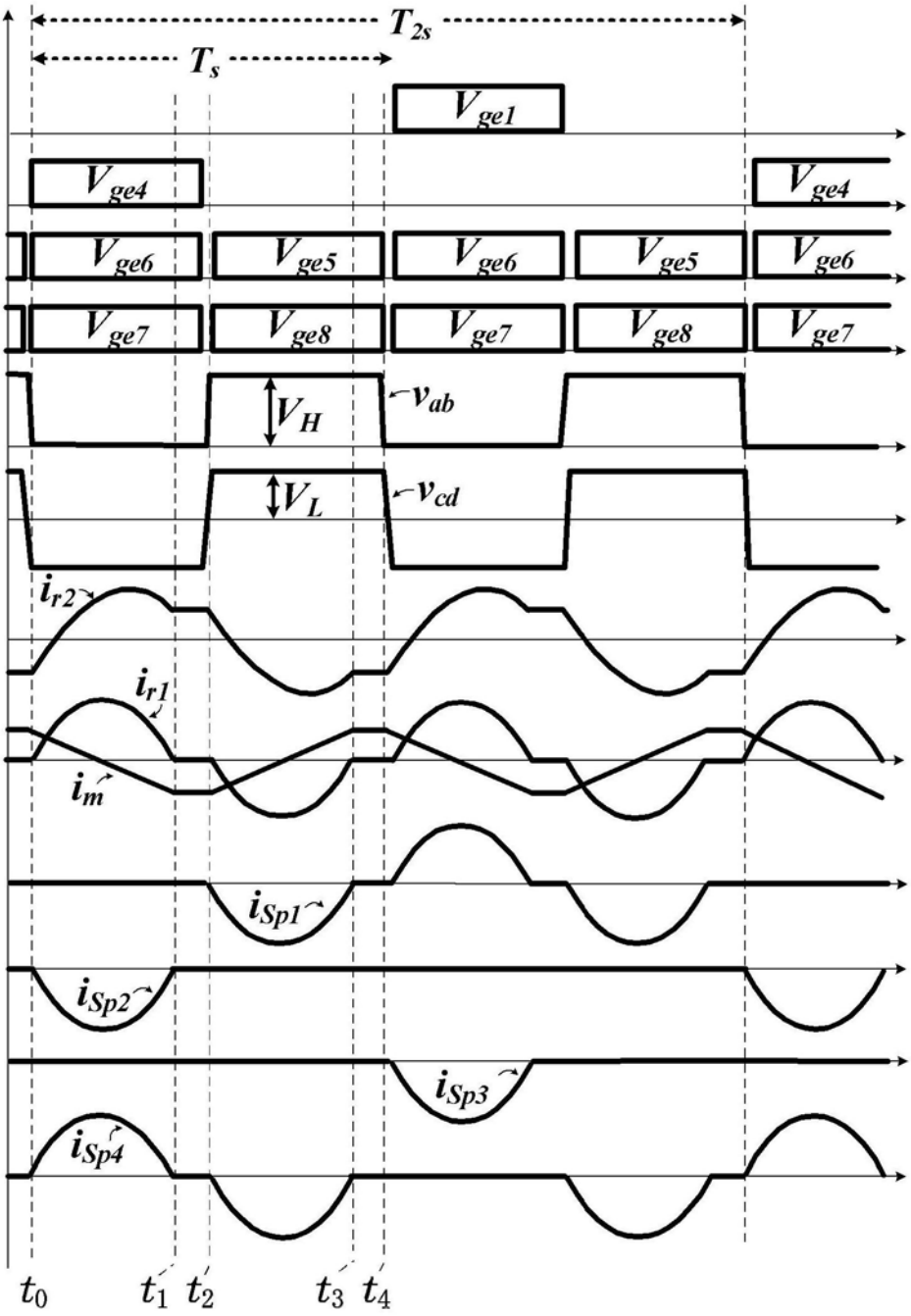

T_{2s}
T_s
V_{ge1}
V_{ge4}
V_{ge4}
V_{ge6}
V_{ge5}
V_{ge6}
V_{ge5}
V_{ge6}
V_{ge7}
V_{ge8}
V_{ge7}
V_{ge8}
V_{ge7}
V_H
v_{ab}
V_L
v_{cd}
i_{r2}
i_{r1}
i_m
i_{Sp1}
i_{Sp2}
i_{Sp3}
i_{Sp4}
t_0
t_1
t_2
t_3
t_4

图4A

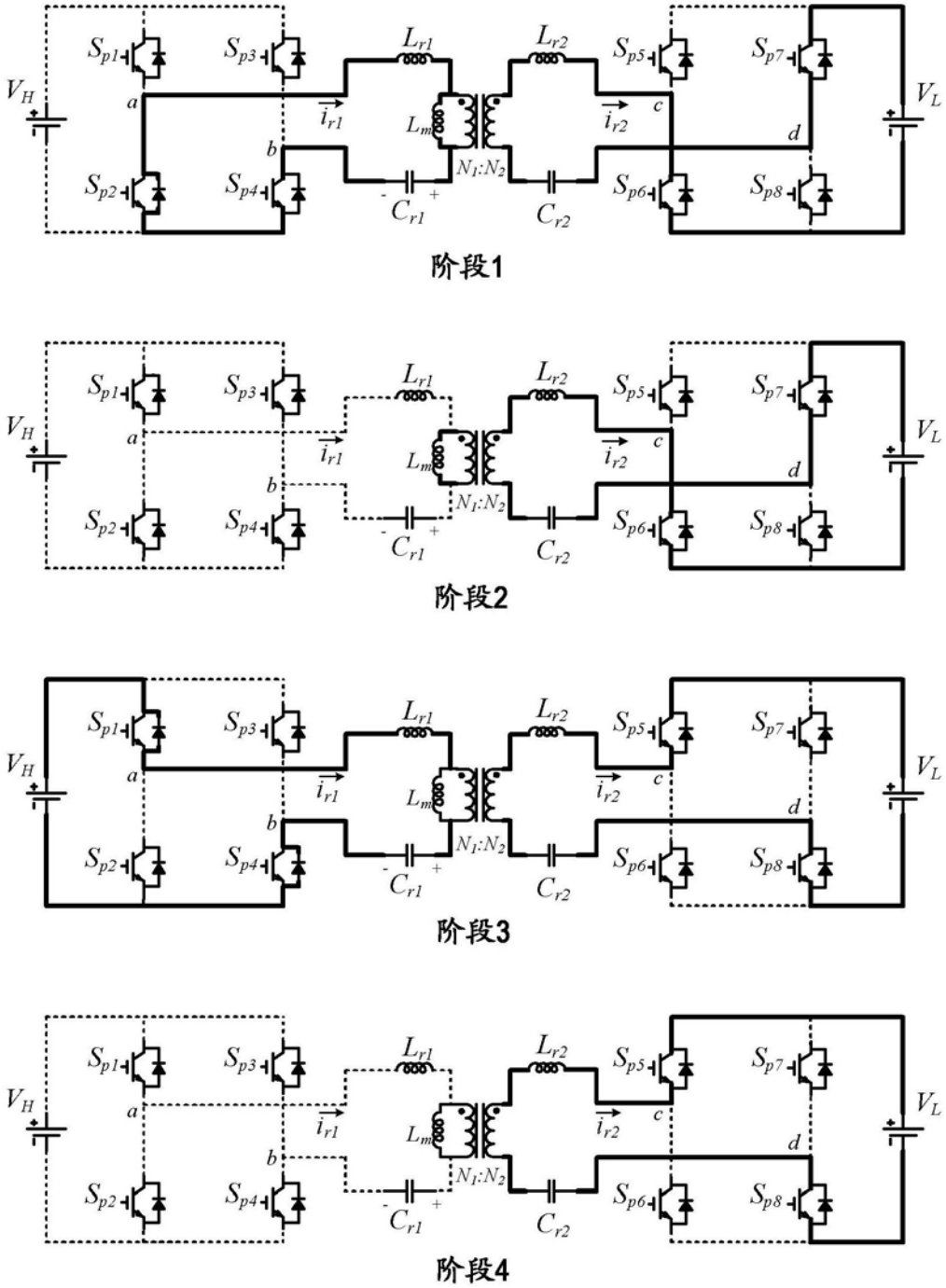

V_H
S_{p1}
S_{p3}
L_{r1}
L_{r2}
S_{p5}
S_{p7}
V_L
a
i_{r1}
L_m
i_{r2}
c
d
b
N_1:N_2
S_{p2}
S_{p4}
C_{r1}
C_{r2}
S_{p6}
S_{p8}
阶段1
阶段2
阶段3
阶段4

图4B