



(12) 发明专利申请

(10) 申请公布号 CN 104617779 A

(43) 申请公布日 2015. 05. 13

(21) 申请号 201510081026. 8

(22) 申请日 2015. 02. 14

(71) 申请人 厦门大学

地址 361000 福建省厦门市思明南路 4 2 2 号

(72) 发明人 何良宗 丁焯 程琛

(74) 专利代理机构 厦门市首创君合专利事务所有限公司 35204

代理人 张松亭

(51) Int. Cl.

H02M 3/335(2006. 01)

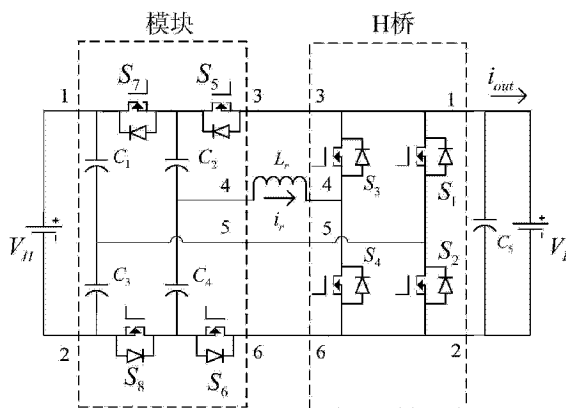
权利要求书1页 说明书8页 附图12页

(54) 发明名称

双向谐振型桥式模块化多电平开关电容直流-直流变换器

(57) 摘要

本发明公开了一种双向谐振型桥式模块化多电平开关电容直流-直流变换器,该变换器充分利用电路的杂散电感作为谐振电感,且通过扩展开关电容模块易于实现电平扩展。通过对开关管的移相控制实现高低电压侧之间的能量双向流动,以及输出电压的调节。在本文的一例中,处升压模式下,可实现2~4倍输入电压的输出;处降压模式下,可实现0~0.5倍输入电压的输出。该控制方案相对简单,解决了传统开关电容输出电压调节困难,能量双向流动不易控制,工作回路峰值电流大的问题,提高了变换器效率和功率密度。该发明主要应用于能量需要双向流动、高效率、大功率的场合,如微电网,电动汽车电机驱动等。



1. 一种双向谐振型桥式模块化多电平开关电容直流-直流变换器,其特征在于包括:两个单元谐振开关电容电路、8个全控器件 MOSFET 开关管以及4种控制信号;其中第二开关管 S_2 、第六开关管 S_6 、第七开关管 S_7 的控制信号是相同的,这种信号表示为第一控制信号 V_{GS_1} ;第一开关管 S_1 、第五开关管 S_5 、第八开关管 S_8 的控制信号是相同的,这种信号表示为第二控制信号 V_{GS_2} 第三控制信号 V_{GS_3} 驱动第三开关管 S_3 ;第四控制信号 V_{GS_4} 驱动第四开关管 S_4 ;

所述第一控制信号 V_{GS_1} 和第二控制信号 V_{GS_2} 相位相差 180° ;第三控制 V_{GS_3} 和第四控制信号 V_{GS_4} 相位相差 180° ;第一控制信号 V_{GS_1} 、第三控制信号 V_{GS_3} 之间的相位差范围是 $0^\circ \sim 360^\circ$;通过改变第一控制信号 V_{GS_1} 、第三控制信号 V_{GS_3} 之间的相位差就可以改变电路中能量的流向,当第一控制信号 V_{GS_1} 、第三控制信号 V_{GS_3} 之间的相位差范围是 $0^\circ \sim 180^\circ$ 时,能量从高压侧向低压侧流动;当第一控制信号 V_{GS_1} 、第三控制信号 V_{GS_3} 之间的相位差范围是 $180^\circ \sim 360^\circ$ 时,能量从低压侧向高压侧流动。

2. 根据权利要求1所述的双向谐振型桥式模块化多电平开关电容直流-直流变换器,其特征在于:通过改变所述第一控制信号 V_{GS_1} 、第三控制信号 V_{GS_3} 之间的相位差也可以改变输出电压与输入电压的变比,当低压侧作为输入电压,保证 $2 \sim 4$ 倍输入电压的输出;当高压侧作为输入电压,保证 $0 \sim 0.5$ 倍输入电压的输出。

3. 根据权利要求1所述的双向谐振型桥式模块化多电平开关电容直流-直流变换器,其特征在于:所述4路控制信号 V_{GS_1} 、 V_{GS_2} 、 V_{GS_3} 、 V_{GS_4} 占空比均为50%。

4. 根据权利要求1所述的双向谐振型桥式模块化多电平开关电容直流-直流变换器,其特征在于:所述单元谐振开关电容电路为桥式模块化多电平开关电容变换器拓扑,含有一个H桥、一个谐振电感和一个基本开关电容模块。

5. 根据权利要求4所述的双向谐振型桥式模块化多电平开关电容直流-直流变换器,其特征在于:所述的电路拓扑结构包含4个电容,包括第一储能电容 C_1 、第二储能电容 C_3 ;第一谐振电容 C_2 、第二谐振电容 C_4 ,与电感 L_r 产生谐振。

6. 根据权利要求4所述的双向谐振型桥式模块化多电平开关电容直流-直流变换器,其特征在于:所述H桥与低压侧电容 C_5 并联。

双向谐振型桥式模块化多电平开关电容直流 - 直流变换器

技术领域

[0001] 本发明涉及一种双向谐振型桥式模块化多电平开关电容直流 - 直流变换器。

背景技术

[0002] 传统直流 - 直流变换器含有感性元件, 不易集成, 在效率和功率密度都存在很大的瓶颈, 开关电容变换器 (SCC) 去除了电感、变压器等磁性元件, 凭借其重量轻、尺寸小、EMI 低、功率密度高、易于集成等优点, 在越来越多的场合得到广泛应用。然而传统的开关电容变换器普遍存在输入电流不连续、 di/dt 过大导致的电磁干扰 (EMI) 问题和大的电压尖峰问题, 极大的限制了开关电容技术在高功率领域的应用。由此人们提出利用电路中的杂散电感作为谐振电感与开关电容变换器中电容谐振, 利用此谐振使所有开关器件实现零电流开通和关断 (zero current switching-ZCS)。

[0003] 在微网中, 不同直流母线之间, 直流母线与储能装置之间, 以及直流母线与直流负载之间, 常常存在能量的相互交换。此外, 要求能量能实现快速的无缝双向切换, 因而具有能量双向流动的快速响应的直流 - 直流变换器成为微网系统中极其重要的一种能量变换接口装置。传统直流 - 直流能量双向流动变换器可以大致分为隔离型与非隔离型两类。其中非隔离型主要是常规的 buck/boost 变换器, 如图 2 所示, 其中含有大的电感, 且动态性受到很大限制, 此外更宽范围的电压增益受到限制。隔离型的主要是双向桥式变换器, 如图 3 所示但其存在笨重的变压器, 同样动态性也受到限制。

[0004] 在电动汽车电机驱动系统中, 常采用直流 - 直流变换器加逆变器两级结构, 这样的结构提高了系统灵活性和性能。直流 - 直流变换器作为蓄电池与逆变器母线的接口, 为了让逆变器处于最优工作点, 母线电压常处于小幅度的调节状态。而当汽车处于制动状态时, 能量将回馈到蓄电池。此外, 电动汽车工作环境的温度高, 传统含电感元件的变换器远不能适应此工作条件。因此, 具有电压可调的能量双向流动的开关电容变换器无论是在微网系统还是电动汽车电机驱动系统中, 都具有非常大的应用潜力。

[0005] 本发明的桥式模块化开关电容变换器利用谐振实现软开关, 在提高转换效率的基础上, 解决了直流 - 直流变换器能量双向流动的问题, 具有重要的研究意义。主要应用于需要双向变换、高效率、大功率的场合, 如微网, 电动汽车电机驱动等。

发明内容

[0006] 本发明的目的是提供一种双向谐振型桥式模块化多电平开关电容直流 - 直流变换器, 以在保证高转换效率的同时, 实现输出电压在一定范围内的可调节性, 以及能量的双向流动。

[0007] 为了解决上述的技术问题, 本发明提供了一种双向谐振型桥式模块化多电平开关电容直流 - 直流变换器, 包括: 两个单元谐振开关电容电路、8 个全控器件 MOSFET 开关管以及 4 种控制信号; 其中第二开关管 S_2 、第六开关管 S_6 、第七开关管 S_7 的控制信号是相同的, 这种信号表示为第一控制信号 V_{gs1} ; 第一开关管 S_1 、第五开关管 S_5 、第八开关管 S_8 的控制信

号是相同的,这种信号表示为第二控制信号 V_{GS_2} ;第三控制信号 V_{GS_3} 驱动第三开关管 S_3 ;第四控制信号 V_{GS_4} 驱动第四开关管 S_4 ;

[0008] 所述第一控制信号 V_{GS_1} 和第二控制信号 V_{GS_2} 相位相差 180° ;第三控制 V_{GS_3} 和第四控制信号 V_{GS_4} 相位相差 180° ;第一控制信号 V_{GS_1} 、第三控制信号 V_{GS_3} 之间的相位差范围是 $0^\circ \sim 360^\circ$;通过改变第一控制信号 V_{GS_1} 、第三控制信号 V_{GS_3} 之间的相位差就可以改变电路中能量的流向,当第一控制信号 V_{GS_1} 、第三控制信号 V_{GS_3} 之间的相位差范围是 $0^\circ \sim 180^\circ$ 时,能量从高压侧向低压侧流动;当第一控制信号 V_{GS_1} 、第三控制信号 V_{GS_3} 之间的相位差范围是 $180^\circ \sim 360^\circ$ 时,能量从低压侧向高压侧流动;通过改变第一控制信号 V_{GS_1} 、第三控制信号 V_{GS_3} 之间的相位差也可以改变输出电压与输入电压的变比,当低压侧作为输入电压,保证 $2 \sim 4$ 倍输入电压的输出;当高压侧作为输入电压,保证 $0 \sim 0.5$ 倍输入电压的输出。

[0009] 在一较佳实施例中:通过改变所述第一控制信号 V_{GS_1} 、第三控制信号 V_{GS_3} 之间的相位差也可以改变输出电压与输入电压的变比,当低压侧作为输入电压,保证 $2 \sim 4$ 倍输入电压的输出;当高压侧作为输入电压,保证 $0 \sim 0.5$ 倍输入电压的输出。

[0010] 在一较佳实施例中:所述4种控制信号 V_{GS_1} 、 V_{GS_2} 、 V_{GS_3} 、 V_{GS_4} 占空比均为 50% 。

[0011] 在一较佳实施例中:所述单元谐振开关电容电路为桥式模块化多电平开关电容变换器拓扑,含有一个H桥、一个谐振电感和一个基本开关电容模块。

[0012] 在一较佳实施例中:所述的电路拓扑结构包含4个电容,包括第一储能电容 C_1 、第二储能电容 C_3 ;第一谐振电容 C_2 、第二谐振电容 C_4 ,与电感 L_r 产生谐振。

[0013] 在一较佳实施例中:所述H桥与低压侧电容 C_5 并联。

[0014] 相较于现有技术,本发明的技术方案具备以下优点:

[0015] 1. 本发明提供一种双向谐振型桥式模块化多电平开关电容直流-直流变换器,通过对开关管的移相控制实现高低电压侧之间的能量双向流动,以及输出电压的可调节性。当低压侧作为输入电压,保证 $2 \sim 4$ 倍输入电压的输出;当高压侧作为输入电压,保证 $0 \sim 0.5$ 倍输入电压的输出。相较传统直流-直流变换器,在减少硬件成本的同时实现所需功能,又很好地实现了功率变换。

[0016] 2. 由于所需电感小,可以充分利用电路的杂散电感作为谐振电感,省去了一些传统变换器中的磁性器件,从而降低了硬件成本,减轻了开关噪声;可以在不改变电路结构的前提下,通过简单地改变控制信号的相位差就可以实现能量的双向流动,以及实现输出电压在一定范围内的的可调节性,动态性好,并且具有较高的变换效率和功率密度。

附图说明

[0017] 图1为本发明优选实施例的电路图;

[0018] 图2为传统非隔离型双向直流-直流变换器电路图;

[0019] 图3为传统隔离型双向直流-直流变换器电路图;

[0020] 图4为本发明优选实施例中H桥电路图;

[0021] 图5本发明优选实施例中基本开关电容模块图;

[0022] 图6为本发明优选实施例中降压模式下实例的关键波形图;

[0023] 图7为本发明优选实施例中降压模态第I阶段子电路;

- [0024] 图 8 为本发明优选实施例中降压模态第 II 阶段子电路；
[0025] 图 9 为本发明优选实施例中降压模态第 III 阶段子电路；
[0026] 图 10 为本发明优选实施例中降压模态第 IV 阶段子电路；
[0027] 图 11 为本发明优选实施例中升压模态下实例的关键波形图；
[0028] 图 12 为本发明优选实施例中升压模态第 I 阶段子电路；
[0029] 图 13 为本发明优选实施例中升压模态第 II 阶段子电路；
[0030] 图 14 为本发明优选实施例中升压模态第 III 阶段子电路；
[0031] 图 15 为本发明优选实施例中升压模态第 IV 阶段子电路。

具体实施方式

[0032] 下面结合附图和实施例,对本发明做进一步的阐述。

[0033] 参考图 1,图 1 为本发明提供的一双向谐振型桥式模块化多电平开关电容直流-直流变换器的结构示意图,包括高压侧直流电压源 V_H 、开关电容模块、谐振电感 L_r 、H 桥电路、低压侧电容 C_5 、低压侧直流电压源 V_L 。开关电容模块的“1”端与高压侧直流电压源的正极相连、“2”端与高压侧直流电压源的负极相连、“3”端与 H 桥电路的“3”端相连、“5”端与 H 桥电路的“5”端相连、“6”端与 H 桥电路的“6”端相连。H 桥电路的“1”端与低压侧直流电压源的正极相连、“2”端与低压侧直流电压源的负极相连。谐振电感 L_r 的一端与开关电容模块的“4”端相连、另一端与 H 桥电路的“4”端相连。低压侧电容 C_5 的上端与低压侧直流电压源的正极相连,其下端与低压侧直流电压源的负极相连。

[0034] H 桥电路如图 4 所示,H 桥电路是有 6 个端口的电路结构,具有以下结构特征:开关管 S_3 的漏极与开关管 S_1 的漏极相连;开关管 S_3 的源极与开关管 S_4 的漏极相连;开关管 S_4 的源极与开关管 S_2 的源极相连;开关管 S_1 的源极与开关管 S_2 的漏极相连。在开关管 S_1 的漏极引出 H 桥电路的“1”端;在开关管 S_2 的源极引出 H 桥电路的“2”端;在开关管 S_3 的漏极引出 H 桥电路的“3”端;在开关管 S_3 的源极与开关管 S_4 的漏极之间引出 H 桥电路的“4”端;在开关管 S_1 的源极与开关管 S_2 的漏极之间引出 H 桥电路的“5”端;在开关管 S_4 的源极引出 H 桥电路的“6”端。

[0035] 开关电容模块电路如图 5 所示,开关电容模块电路是有 6 个端口的电路结构,具有以下结构特点:开关管 S_7 的源极与开关管 S_5 的漏极相连;开关管 S_8 的漏极与开关管 S_6 的源极相连;第一储能电容 C_1 和第二储能电容 C_3 串联后一端连接在开关管 S_7 的漏极,另一端连接在开关管 S_8 的源极;第一谐振电容 C_2 和第二谐振电容 C_4 串联后一端连接在开关管 S_5 的漏极,另一端连接在开关管 S_6 的源极。在开关管 S_7 的漏极与第一储能电容 C_1 之间引出开关电容模块电路的“1”端;在开关管 S_8 的源极与第二储能电容 C_3 之间引出开关电容模块电路的“2”端;在开关管 S_5 的源极引出开关电容模块电路的“3”端;在第一谐振电容 C_2 和第二谐振电容 C_4 之间引出开关电容模块电路的“4”端;在第一储能电容 C_1 和第二储能电容 C_3 之间引出开关电容模块电路的“5”端;在开关管 S_6 的漏极引出开关电容模块电路的“6”端。

[0036] 整个电路共有 8 个全控器件 MOSFET 开关管,仅需 4 种控制信号即可实现能量的双向流动;其中第二开关管 S_2 、第六开关管 S_6 、第七开关管 S_7 的控制信号是相同的,这种信号表示为第一控制信号 V_{GS1} ;第一开关管 S_1 、第五开关管 S_5 、第八开关管 S_8 的控制信号是相同

的,这种信号表示为第二控制信号 V_{GS_2} 驱动;第三控制信号 V_{GS_3} 驱动第三开关管 S_3 ;第四控制信号 V_{GS_4} 驱动第四开关管 S_4 。所述的 4 个控制信号 V_{GS_1} 、 V_{GS_2} 、 V_{GS_3} 、 V_{GS_4} 占空比都是 50%,其中,第一控制信号 V_{GS_1} 和第二控制信号 V_{GS_2} 相位相差 180° ;第三控制信号 V_{GS_3} 和第四控制信号 V_{GS_4} 相位相差 180° ;第一控制信号 V_{GS_1} 、第三控制信号 V_{GS_3} 之间的相位差范围是 $0^\circ \sim 360^\circ$ 。

[0037] 通过改变第一控制信号 V_{GS_1} 、第三控制信号 V_{GS_3} 之间的相位差就可以改变电路中能量的流向,当第一控制信号 V_{GS_1} 、第三控制信号 V_{GS_3} 之间的相位差范围是 $0^\circ \sim 180^\circ$ 时,系统处于降压模态,能量从高压侧向低压侧流动;当第一控制信号 V_{GS_1} 、第三控制信号 V_{GS_3} 之间的相位差范围是 $180^\circ \sim 360^\circ$ 时,系统处于升压模态,能量从低压侧向高压侧流动。

[0038] 通过改变第一控制信号 V_{GS_1} 、第三控制信号 V_{GS_3} 之间的相位差也可以改变输出电压与输入电压的变比,当低压侧作为输入电压,保证 $2 \sim 4$ 倍 V_L 的输出;当高压侧作为输入电压,保证 $0 \sim 0.5$ 倍 V_H 的输出。具体分析如下:

[0039] 设定如图 1 所示的电感电流 i_r 、输出电流 i_{out} 的流动方向为正方向,当能量从高压侧向低压侧流动时, i_{out} 的值为正,当能量从低压侧向高压侧流动时, i_{out} 的值为负。4 路控制信号 V_{GS_1} 、 V_{GS_2} 、 V_{GS_3} 、 V_{GS_4} 以及相关的电流输出、谐振电流波形如图 6 所示。第一控制信号 V_{GS_1} 、第二控制信号 V_{GS_2} 领先第三控制信号 V_{GS_3} 、第四控制信号 V_{GS_4} 时间 T_s ,此时

$$\left(\frac{T_s}{T_{SW}} \times \pi \right) < \frac{\pi}{2}, \text{ 能量从高压侧流向低压侧。}$$

[0040] 电路稳定后根据 4 路控制信号 V_{GS_1} 、 V_{GS_2} 、 V_{GS_3} 、 V_{GS_4} 之间不同的相位差异,分为四个阶段,第 I 阶段下第一控制信号 V_{GS_1} 、第四控制信号 V_{GS_4} 为高电平;第 II 阶段下第一控制信号 V_{GS_1} 、第三控制信号 V_{GS_3} 为高电平;第 III 阶段下第二控制信号 V_{GS_2} 、第三控制信号 V_{GS_3} 为高电平;第 IV 阶段下第二控制信号 V_{GS_2} 、第四控制信号 V_{GS_4} 为高电平。当高压侧供电时,第一储能电容 C_1 、第二储能电容 C_3 同时进行充放电过程,第一储能电容 C_1 、第二储能电容 C_3 两端的电压值 V_{C_1} 、 V_{C_3} 稳定在 $\frac{V_H}{2}$,此时只对第一储能电容 C_1 、第二储能电容 C_3 做放电分析;

当低压侧供电时,低压侧电容同时进行充放电过程,低压侧电容 C_5 两端的电压值 V_{C_5} 稳定在 V_L ,此时只对低压侧电容 C_5 做放电分析。

[0041] 进一步参考图 7,此时是第 I 阶段下的子电路。图 7(a) 中,第二谐振电容 C_4 与谐振电感 L_r 构成回路,第二谐振电容 C_4 放电。图 7(b) 中,第一储能电容 C_1 与第一谐振电容 C_2 、谐振电感 L_r 构成回路,第一储能电容 C_1 放电,第一谐振电容 C_2 充电。此时,电感电流 i_r 先负后正,谐振电感 L_r 先放电后充电,如果低压侧连接的是负载,则 $i_{out} = 0$,低压侧电容 C_5 放电。

[0042] 参考第 II 阶段下的子电路图 8,图 8(a) 中,第二谐振电容 C_4 、谐振电感 L_r 、低压侧电容 C_5 构成回路,第二谐振电容 C_4 放电,第三储能电容 C_5 充电。图 8(b) 中,第一储能电容 C_1 与第一谐振电容 C_2 、谐振电感 L_r 、低压侧电容 C_5 构成回路,第一储能电容 C_1 放电,第一谐振电容 C_2 、低压侧电容 C_5 充电。电感电流 i_r 为正,谐振电感 L_r 始终充电。低压侧上有电流流过, i_{out} 为正,幅值与 i_r 幅值近似相等,低压侧电容 C_5 充电。

[0043] 参考第 III 阶段下的子电路图 9,图 9(a) 中,第二谐振电容 C_4 、谐振电感 L_r 、第二储

能电容 C_3 构成回路, 第二储能电容 C_3 放电, 第二谐振电容 C_4 充电。图 7(b) 中, 第一谐振电容 C_2 与谐振电感 L_r 构成回路, 第一谐振电容 C_2 放电。此时, 电感电流 i_r 先正后负, 谐振电感 L_r 先放电后充电, 如果低压侧连接的是负载, 则 $i_{out} = 0$, 低压侧电容 C_5 放电。

[0044] 参考第IV阶段下的子电路图 10, 图 10(a) 中, 第二储能电容 C_3 与第二谐振电容 C_4 、谐振电感 L_r 、低压侧电容 C_5 构成回路, 第二储能电容 C_3 放电, 第二谐振电容 C_4 、低压侧电容 C_5 充电。图 10(b) 中, 第一谐振电容 C_2 、谐振电感 L_r 、低压侧电容 C_5 构成回路, 第一谐振电容 C_2 放电, 低压侧电容 C_5 充电。电感电流 i_r 为负, 谐振电感 L_r 始终充电。低压侧上有电流流过, i_{out} 为正, 幅值与 i_r 幅值近似相等, 低压侧电容 C_5 充电。

[0045] 若 $\left(\frac{T_s}{T_{sw}} \times \pi\right) > \frac{\pi}{2}$, 4 路控制信号 V_{GS_1} 、 V_{GS_2} 、 V_{GS_3} 、 V_{GS_4} 以及相关的电流输出、谐振

电流波形如图 11 所示。能量从低压侧流向高压侧, 此时根据 4 种控制信号 V_{GS_1} 、 V_{GS_2} 、 V_{GS_3} 、 V_{GS_4} 之间不同的相位差异, 同样分为四个阶段, 第 I 阶段下第二控制信号 V_{GS_2} 、第三控制信号 V_{GS_3} 为高电平; 第 II 阶段下第一控制信号 V_{GS_1} 、第三控制信号 V_{GS_3} 为高电平; 第 III 阶段下第一控制信号 V_{GS_1} 、第四控制信号 V_{GS_4} 为高电平; 第 IV 阶段下第二控制信号 V_{GS_2} 、第四控制信号 V_{GS_4} 为高电平。

[0046] 第 I 阶段时, 参考子电路图 12, 谐振电感 L_r 先放电后充电, 电感电流 i_r 先正后负。图 12(a) 中, 第二储能电容 C_3 同时进行充放电过程, 起先低压侧电容 C_5 、谐振电感 L_r 和第二谐振电容 C_4 给第二储能电容 C_3 充电; 后低压侧电容 C_5 给第二储能电容 C_3 充电, 第二储能电容 C_3 给第二谐振电容 C_4 和谐振电感 L_r 充电。图 12(b) 中, 谐振电感 L_r 先给第二谐振电容 C_2 充电, 后第二谐振电容 C_2 放电。

[0047] 第 II 阶段时, 参考图 13(a), 第二谐振电容 C_4 充电, 低压侧电容 C_5 放电, V_{C4} 平均值等于 V_L 。图 13(b) 中, 第一储能电容 C_1 充电, 第一谐振电容 C_2 、低压侧电容 C_5 放电。电感电流 i_r 为负, 谐振电感 L_r 始终充电。 i_{out} 为负, 幅值与 i_r 幅值近似相等, V_{C1} 平均值为 $2V_L$ 。

[0048] 第 III 阶段时, 参考子电路图 14, 第一储能电容 C_1 同时进行充放电过程, 低压侧电容 C_5 直接给第一储能电容 C_1 充电, 第一储能电容 C_1 给第一谐振电容 C_2 充电, 第二谐振电容 C_4 放电, 电感电流 i_r 先负后正, 谐振电感 L_r 先放电后充电, V_{C1} 、 V_{C2} 平均值为 V_L 。

[0049] 第 III 阶段时, 参考子电路图 14, 谐振电感 L_r 先放电后充电, 电感电流 i_r 先负后正。图 14(a) 中, 谐振电感 L_r 先给第二谐振电容 C_4 充电, 后第二谐振电容 C_4 放电。图 14(b) 中, 第二储能电容 C_1 同时进行充放电过程, 起先低压侧电容 C_5 、谐振电感 L_r 和第二谐振电容 C_2 给第二储能电容 C_1 充电; 后低压侧电容 C_5 给第二储能电容 C_1 充电, 第二储能电容 C_1 给第二谐振电容 C_2 和谐振电感 L_r 充电。

[0050] 第 IV 阶段时, 参考图 15(a), 第二储能电容 C_3 充电, 第二谐振电容 C_4 、低压侧电容 C_5 放电, V_{C3} 平均值为 $2V_L$ 。图 15(b) 中, 第一谐振电容 C_2 充电, 低压侧电容 C_5 放电, V_{C2} 平均值等于 V_L 。电感电流 i_r 为正, 谐振电感 L_r 始终充电。 i_{out} 为负, 幅值与 i_r 幅值近似相等。

[0051] 参考图 6- 图 15, 不管能量流向如何, 只要保证输入电压和 4 种控制信号 V_{GS_1} 、 V_{GS_2} 、 V_{GS_3} 、 V_{GS_4} 的占空比不变, 控制 T_s 的值, 即改变第一控制信号 V_{GS_1} 、第四控制信号 V_{GS_4} 和第二控制信号 V_{GS_2} 、第三控制信号 V_{GS_3} 之间的相位差, 就可以得到不同的输出电压值。当

$T_s = \frac{T_{SW}}{2}$ 时, 此时降压模态下只有 I、III 阶段, 输出电压最小, 为 0; 当 $T_s = \frac{3T_{SW}}{2}$ 时, 此时升压模态下只有 I、III 阶段, 输出电压最小, 为 $V_{C_1} + V_{C_3} = 2V_L$ 。输出电压的最大值和流向验证由以下推论得出:

[0052] 引入参数: $M = \frac{V_H}{V_L}$ 、 $\omega_r = \frac{1}{\sqrt{2L_r C_r}}$ 、 $C_r = C_2 + C_4$ 、 $\hat{i}_r(t)$ 和 $\hat{v}_{Cr}(t)$ 分别是谐振电流和
谐振电容电压的状态变量。

$$[0053] \quad \hat{i}_r(t) = |i_r(t)| \quad (1)$$

$$[0054] \quad \hat{v}_{Cr}(t) = \frac{V_H}{2} + \left| v_{Cr}(t) - \frac{V_H}{2} \right| \quad (2)$$

[0055] 当 $0 \leq t \leq T_s$ 时,

$$[0056] \quad \hat{i}_r(T_s) = 2 \frac{V_H - \{V_H - \hat{v}_{Cr}(0)\}}{\omega_r L_r} \sin \omega_r T_s + 2\hat{i}_r(0) \cos \omega_r T_s \quad (3)$$

$$[0057] \quad \hat{v}_{Cr}(T_s) = \{V_H - \hat{v}_{Cr}(0)\} + \omega_r^2 L_r \int_0^{T_s} i_r(t) dt \quad (4)$$

$$[0058] \quad \text{这里, } i_r(t) = 2 \frac{V_H - \{V_H - \hat{v}_{Cr}(0)\}}{\omega_r L_r} \sin \omega_r t + 2\hat{i}_r(0) \cos \omega_r t$$

[0059] 当 $T_s \leq t \leq \frac{T_{SW}}{2}$ 时,

[0060]

$$\hat{i}_r\left(\frac{T_{SW}}{2}\right) = 2 \frac{(1-M)V_H - \hat{v}_{Cr}(T_s)}{\omega_r L_r} \sin \omega_r \left(\frac{T_{SW}}{2} - T_s\right) + 2\hat{i}_r(T_s) \cos \omega_r \left(\frac{T_{SW}}{2} - T_s\right) \quad (5)$$

$$[0061] \quad \hat{v}_{Cr}\left(\frac{T_{SW}}{2}\right) = \hat{v}_{Cr}(T_s) + \omega_r^2 L_r \int_{T_s}^{\frac{T_{SW}}{2}} i_r(t) dt \quad (6)$$

$$[0062] \quad \text{这里的 } i_r(t) = 2 \frac{(1-M)V_H - \hat{v}_{Cr}(T_s)}{\omega_r L_r} \sin \omega_r (t - T_s) + 2\hat{i}_r(T_s) \cos \omega_r (t - T_s)$$

[0063] 在 $0 \leq t \leq T_s$ 时输出电流为 0, 因此求输出电流的平均值时只要计算 $T_s \leq t \leq \frac{T_{SW}}{2}$ 时的平均值, 又因为在第 II 阶段、第 IV 阶段输出电流平均值相等, 得:

$$[0064] \quad I_{out} = \frac{4}{T_{SW}} \int_{T_s}^{\frac{T_{SW}}{2}} i_r(t) dt \quad (7)$$

[0065] 又由分析得 $\hat{v}_{Cr}\left(\frac{T_{SW}}{2}\right) = \hat{v}_{Cr}(0)$ 、 $\hat{i}_r\left(\frac{T_{SW}}{2}\right) = \hat{i}_r(0)$, 与 (1)-(7) 联立方程可得:

$$[0066] \quad I_{out} = \frac{2V_H}{\omega_r^2 L_r T_{SW}} \left(\frac{\cos \omega_r T_S + \cos \omega_r \left(\frac{T_{SW}}{2} - T_S \right)}{1 + \cos \frac{\omega_r T_{SW}}{2}} - 1 \right) \quad (8)$$

[0067] 由 (8) 可知, I_{out} 的正负性, 即系统能量流动的方向和 I_{out} 的幅值, 即输出电压的幅值都由

$$[0068] \quad \left(\frac{\cos \omega_r T_S + \cos \omega_r \left(\frac{T_{SW}}{2} - T_S \right)}{1 + \cos \frac{\omega_r T_{SW}}{2}} - 1 \right) \text{ 决定, 令:}$$

$$[0069] \quad Y_{TS} = \frac{\cos \omega_r T_S + \cos \omega_r \left(\frac{T_{SW}}{2} - T_S \right)}{1 + \cos \frac{\omega_r T_{SW}}{2}} - 1 \quad (9)$$

$$[0070] \quad \text{令 } A = \frac{1}{\cos \frac{\omega_r T_{SW}}{4}}, \quad \cos \theta = \frac{1}{A}, \quad \sin \theta = \sin \frac{\omega_r T_{SW}}{4}, \text{ 可得:}$$

$$[0071] \quad Y_{TS} = A \cos(\omega_r T_S - \theta) \quad (10)$$

$$[0072] \quad Y_{TS} - 1 = \frac{\cos(\omega_r T_S - \theta) - \cos \frac{\omega_r T_{SW}}{4}}{\cos \frac{\omega_r T_{SW}}{4}} \quad (11)$$

[0073] 已知: $\frac{\omega_r T_{SW}}{4} \in \left(0, \frac{\pi}{2} \right)$, $\cos \frac{\omega_r T_{SW}}{4} > 0$, 由 (11) 可知, $Y_{TS} - 1$ 的正负性由分子决定,

得: 当 $0 < T_S < \frac{T_{SW}}{2}$ 时, $Y_{TS} - 1$ 为正, 即 I_{out} 为正, 能量从高压侧流向低压侧; 当 $\frac{T_{SW}}{2} < T_S < T_{SW}$

时, $Y_{TS} - 1$ 为负, 即 I_{out} 为负, 能量从低压侧流向高压侧。

[0074] 由 (10) 可知, 要 I_{out} 取到最大值, 即输出电压取到最大值, 需 Y_{TS} 取到最大值, 即:

$$[0075] \quad \omega_r T_S = \theta = \frac{\omega_r T_{SW}}{4} \text{ 或 } \omega_r T_S = \theta = \frac{3\omega_r T_{SW}}{4}$$

$$[0076] \quad T_S = \frac{T_{SW}}{4} \text{ 或 } T_S = \frac{3T_{SW}}{4}$$

[0077] 当 $T_S = \frac{T_{SW}}{4}$ 时, 能量从高压侧流向低压侧, 输出电压最大, 为 $0.5V_H$; 当 $T_S = \frac{3T_{SW}}{4}$

时, 能量从低压侧流向高压侧, 输出电压最大, 为 $4V_L$ 。

[0078] 综上所述, 本文提供的一种双向谐振型桥式模块化多电平开关电容直流-直流变换器, 通过对开关管的移相控制实现高低电压侧之间的能量双向流动, 以及输出电压的可调节性。当低压侧作为输入电压, 保证 2~4 倍输入电压的输出; 当高压侧作为输入电压, 保证 0~0.5 倍输入电压的输出。相较传统直流-直流变换器, 在减少硬件成本的同时实

现所需功能,又很好地实现了功率变换。

[0079] 本说明书中公开的所有特征,或公开的所有方法或过程中的步骤,除了互相排斥的特征和/或步骤以外,均可以以任何方式组合。本说明书中公开的任一特征,均可被其他等效或具有类似目的的替代特征加以替换。即,除非特别叙述,每个特征只是一系列等效或类似特征中的一个例子而已。

[0080] 本发明并不局限于前述的具体实施方式。上述实施例并不应视为限制本发明的范围。本领域的技术人员在阅读并理解了前述详细说明的同时,可以进行修改和变化。具体的保护范围应以权利要求书为准。

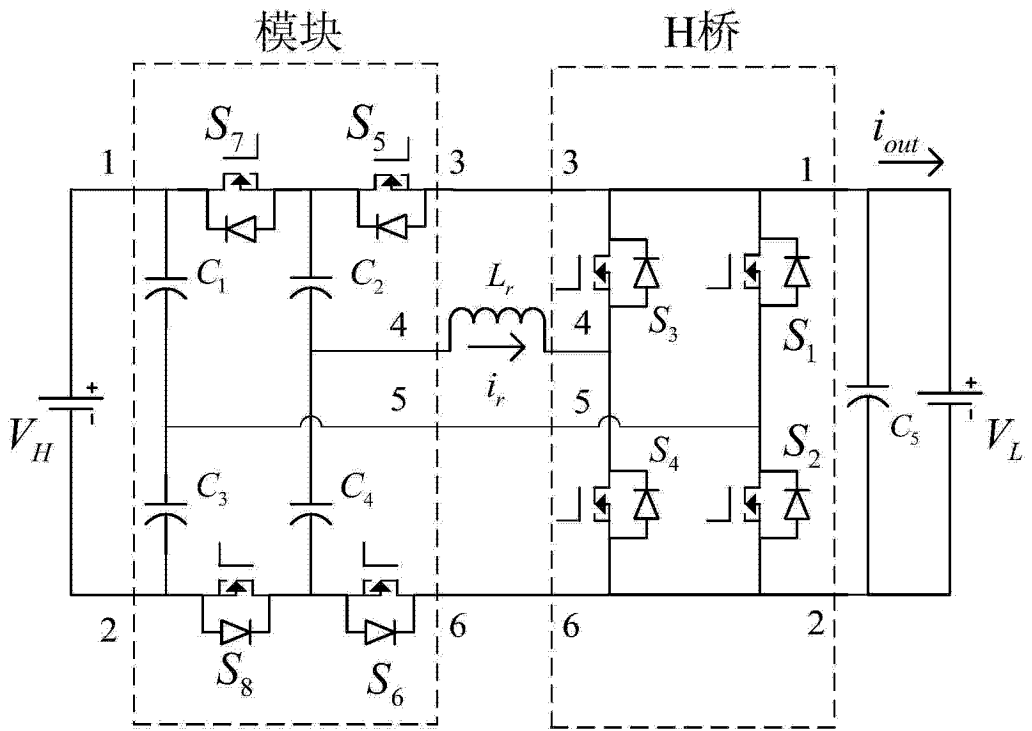


图 1

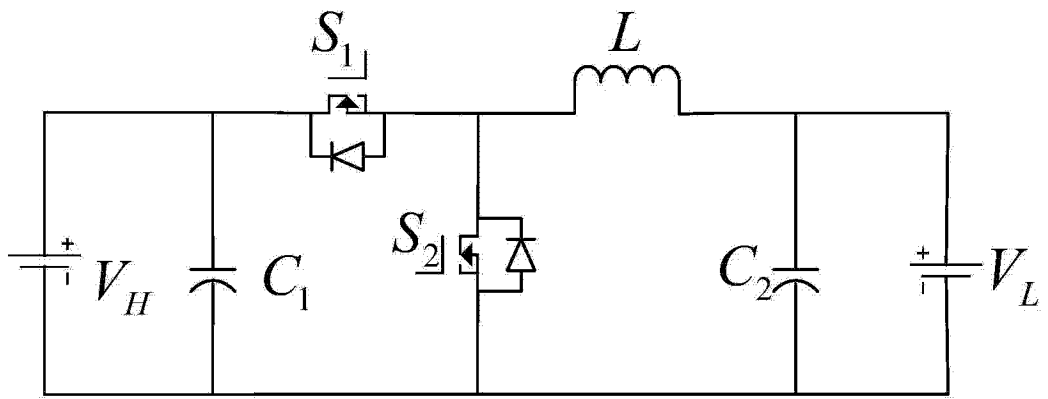


图 2

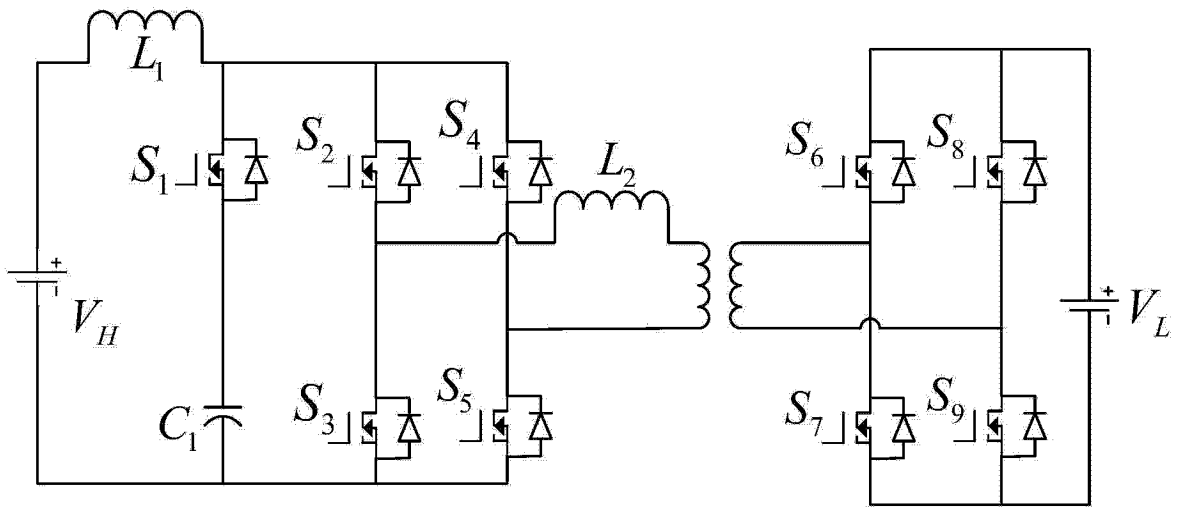


图 3

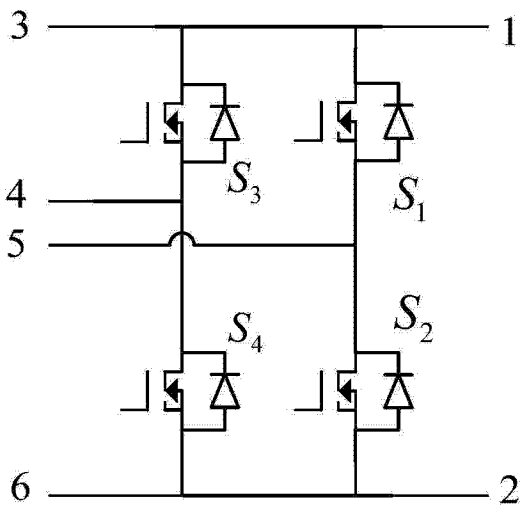


图 4

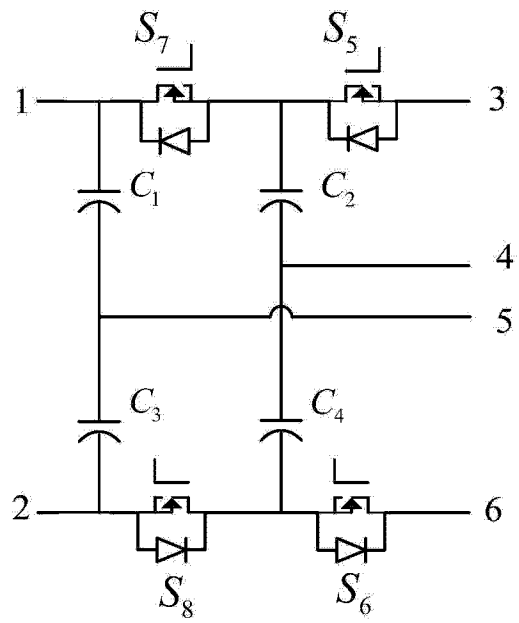


图 5

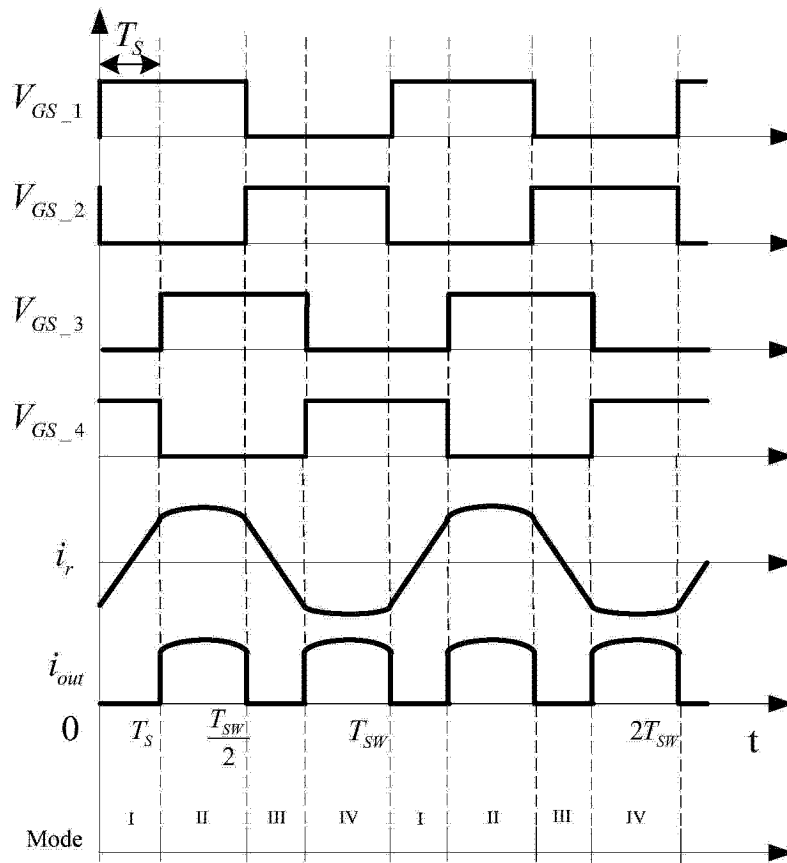
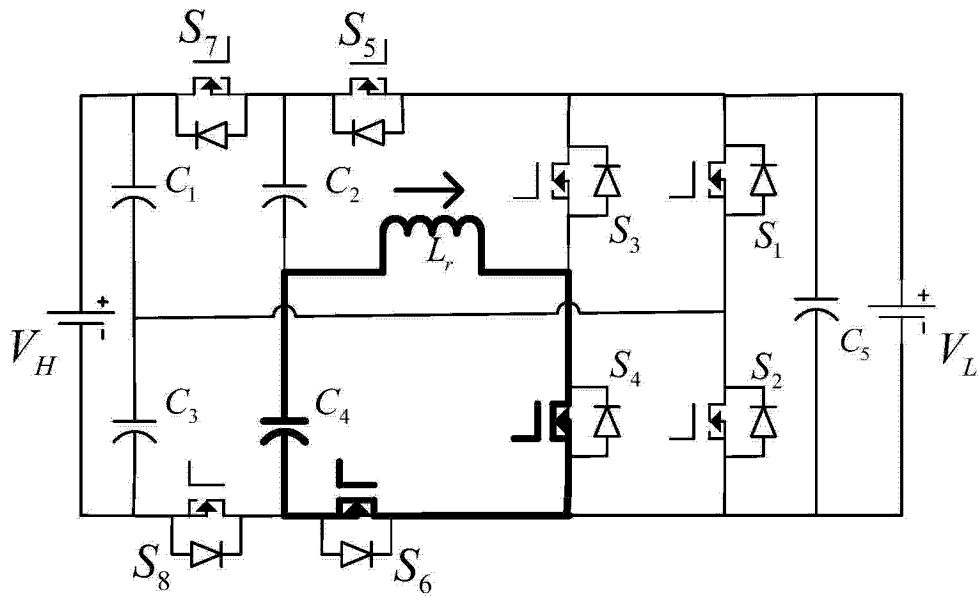
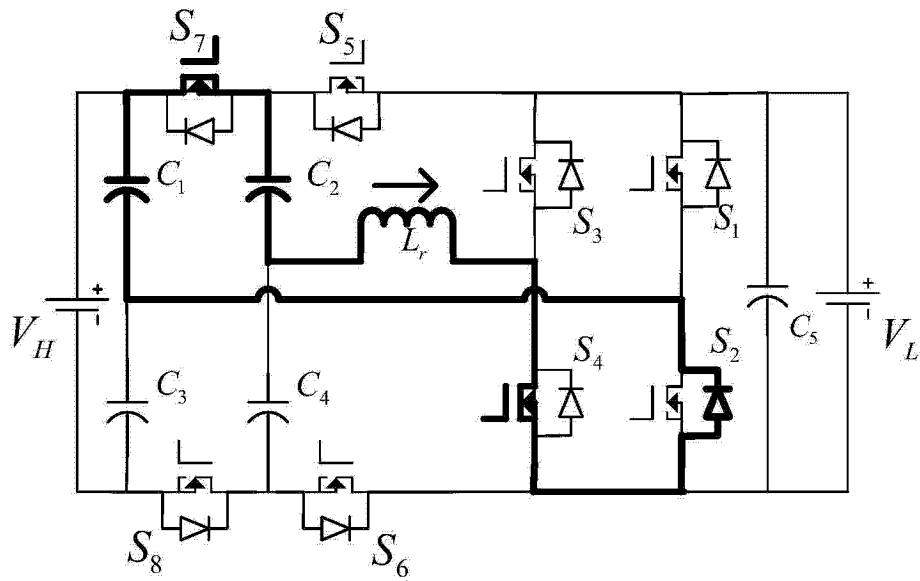


图 6

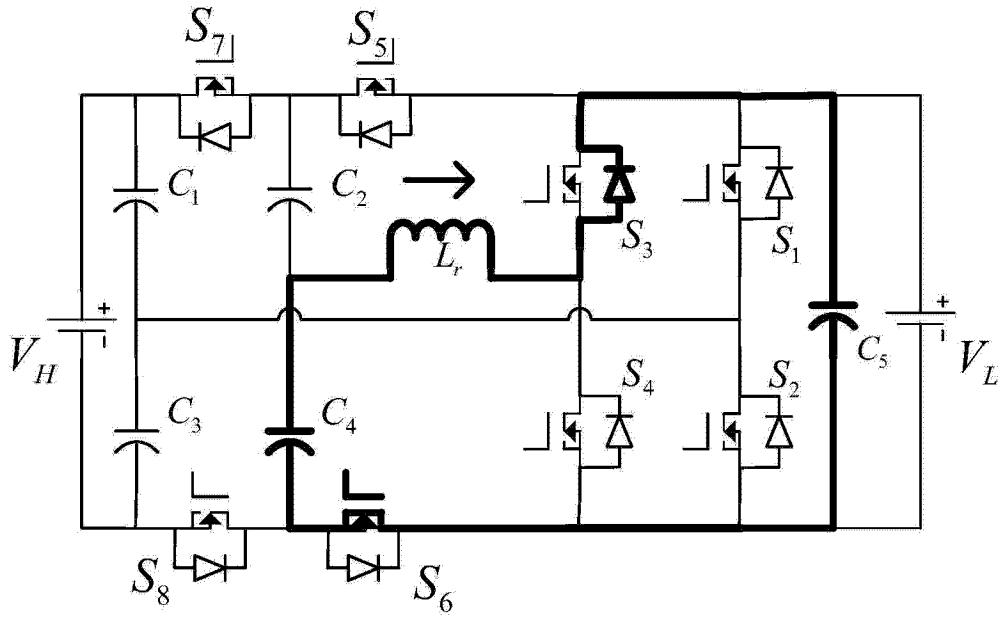


(a)

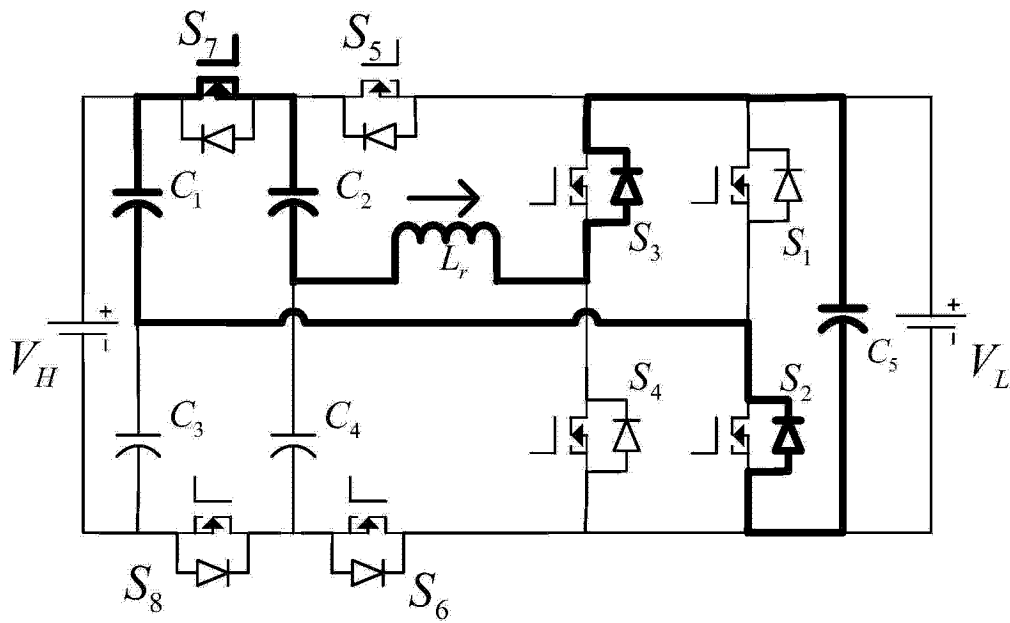


(b)

图 7

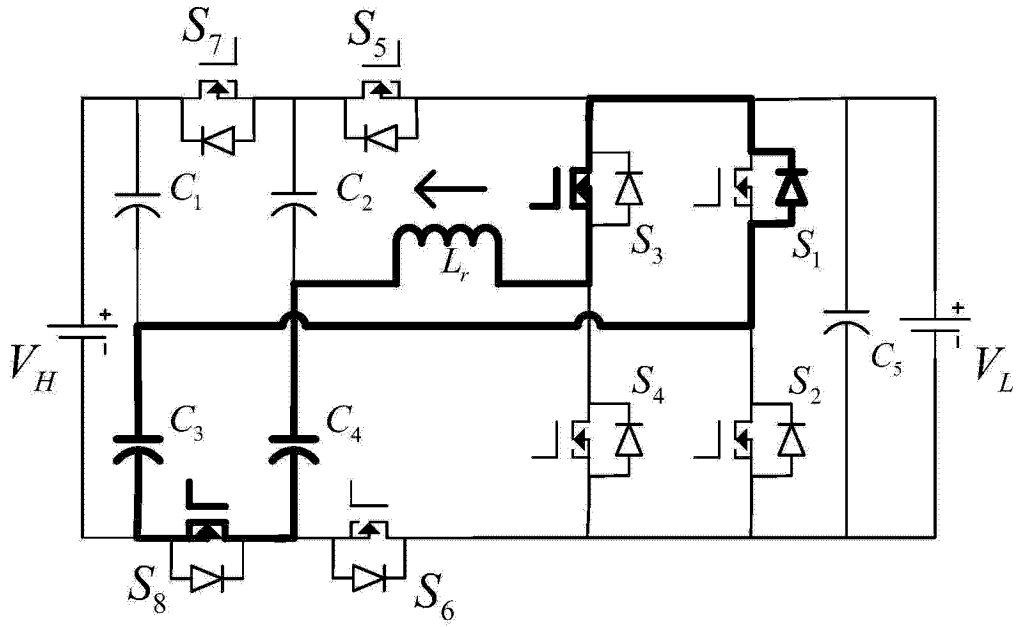


(a)

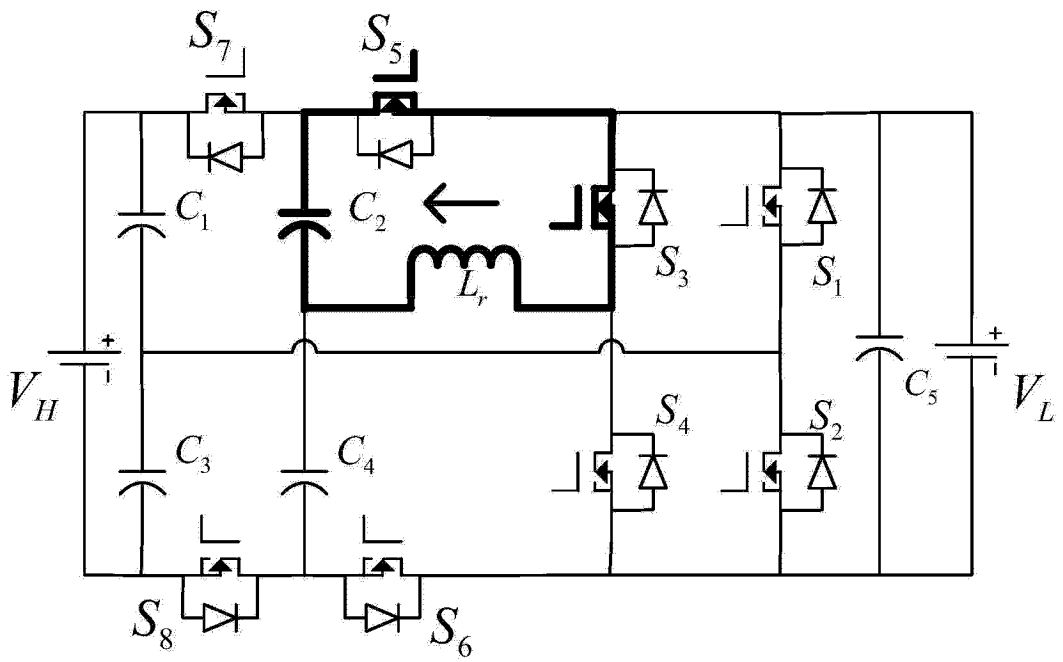


(b)

图 8

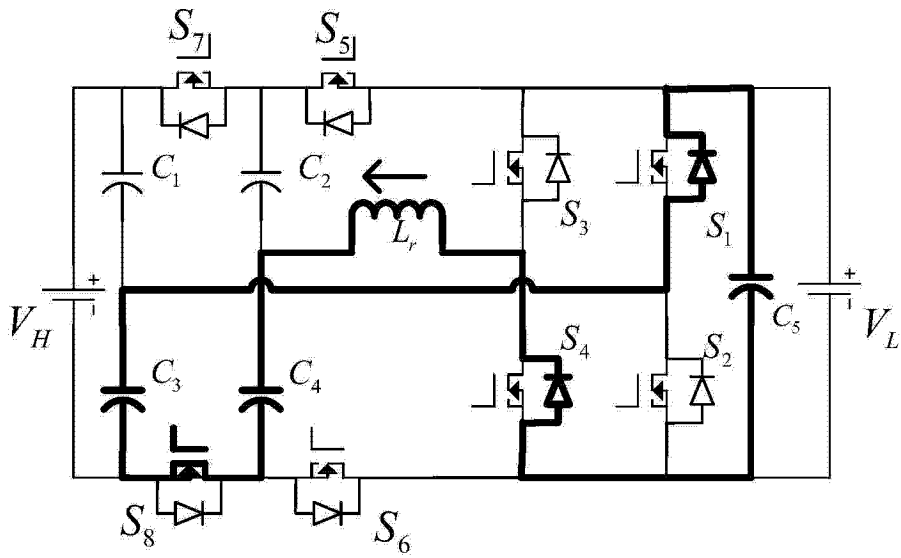


(a)

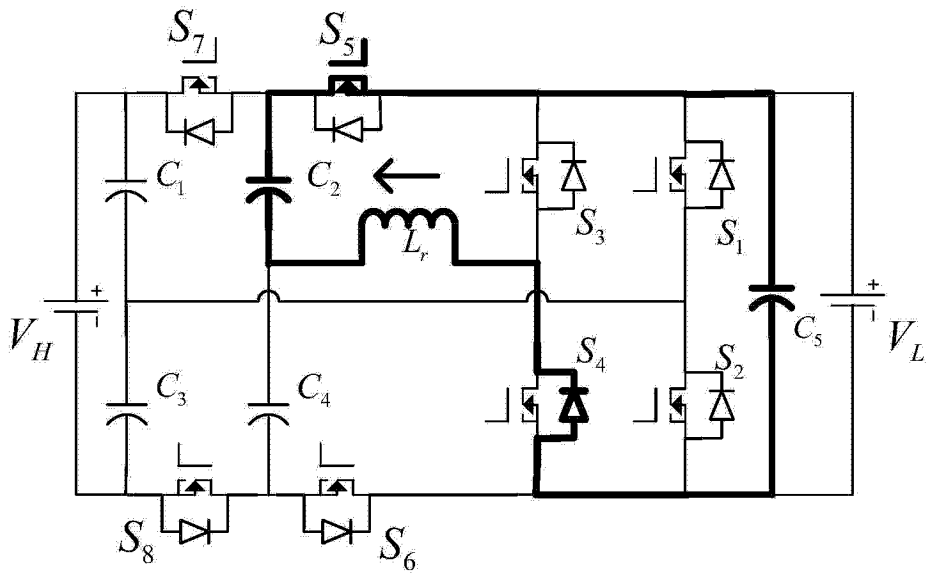


(b)

图 9



(a)



(b)

图 10

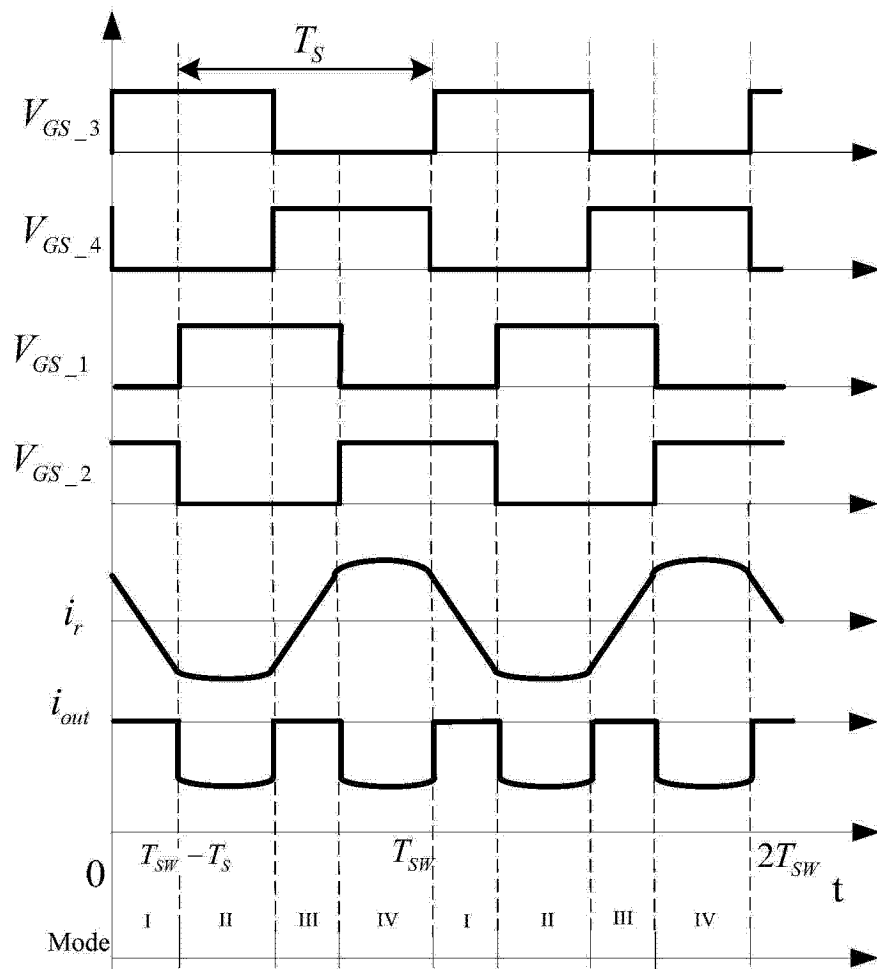
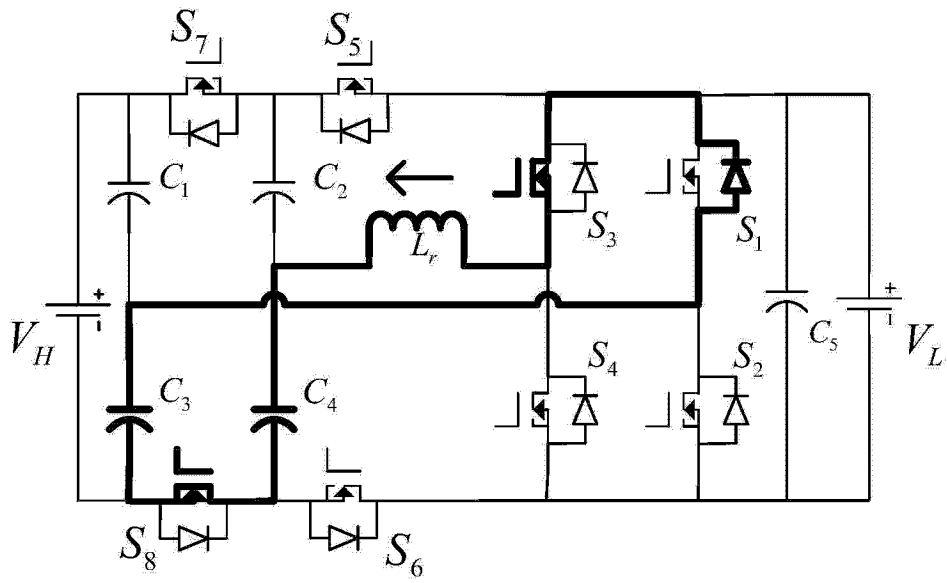
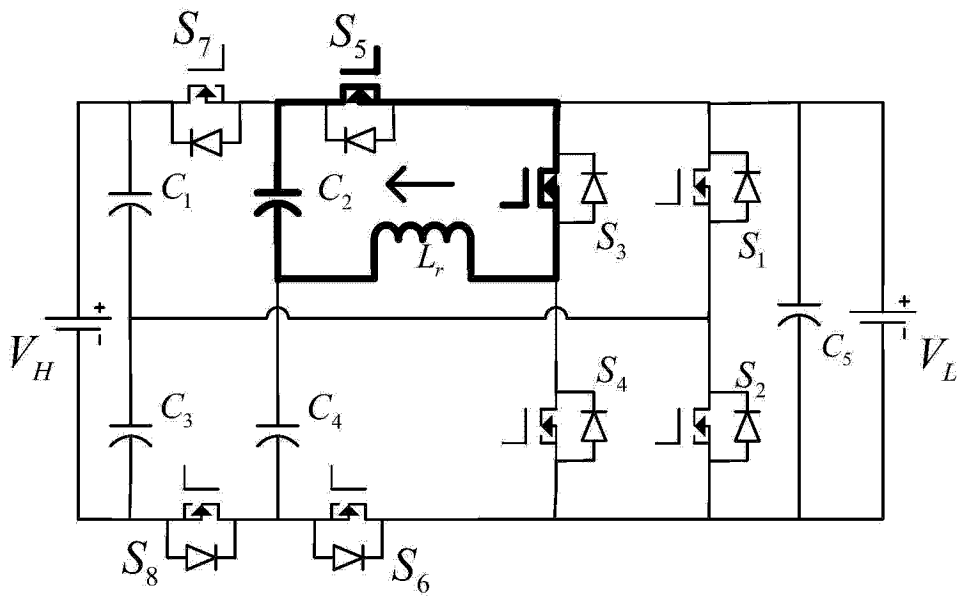


图 11

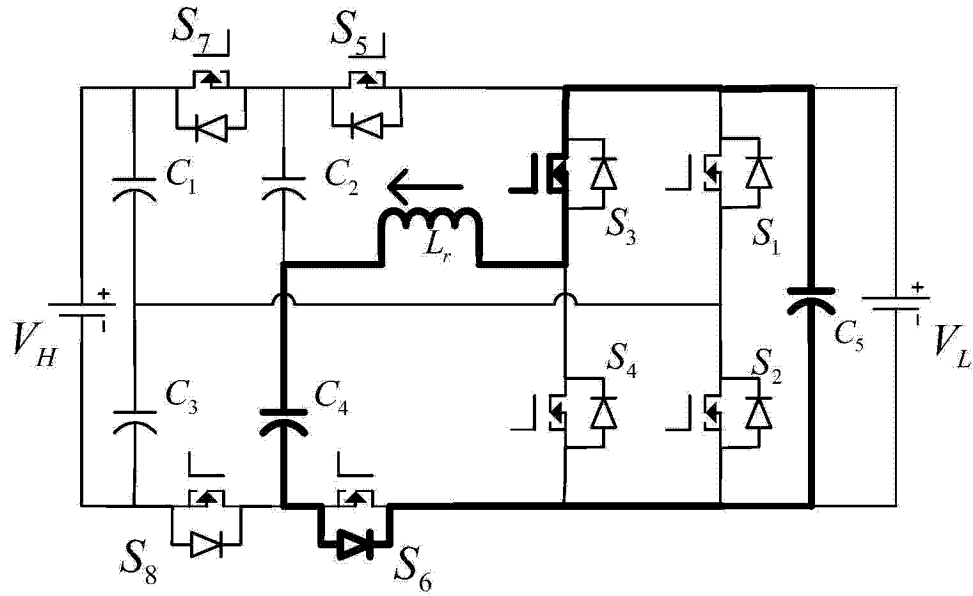


(a)

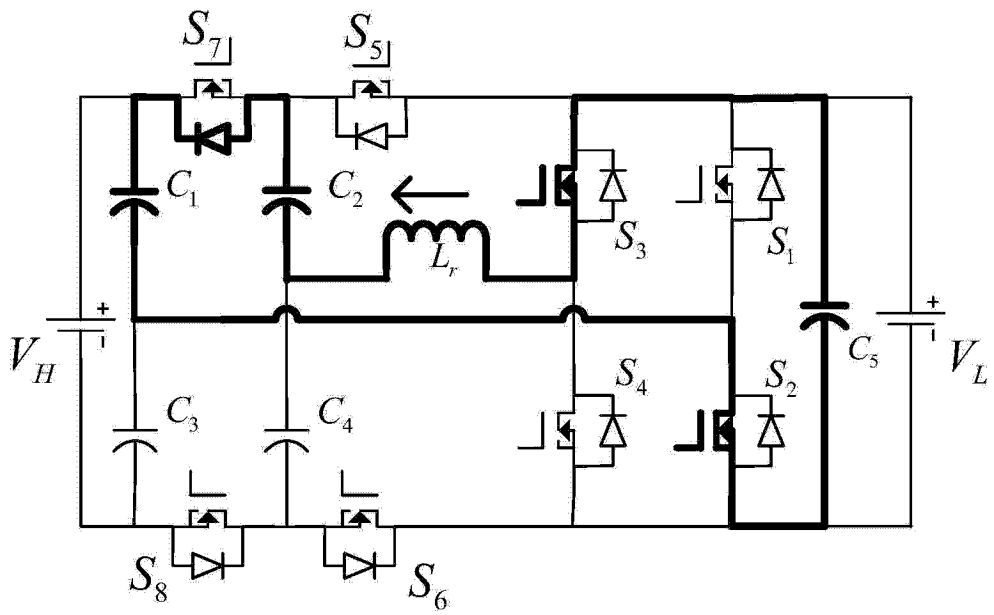


(b)

图 12

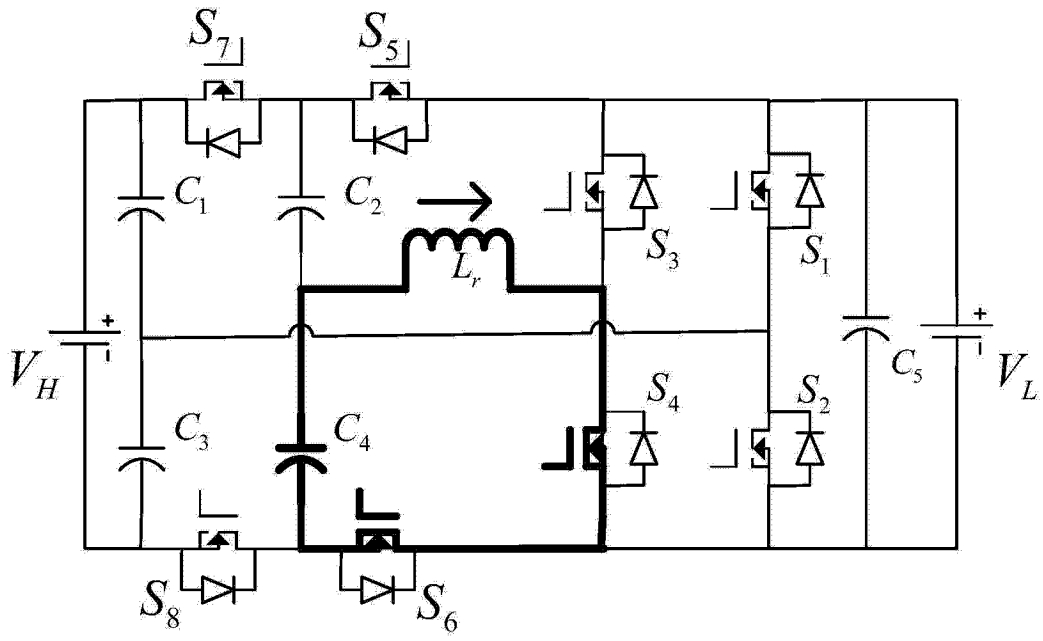


(a)

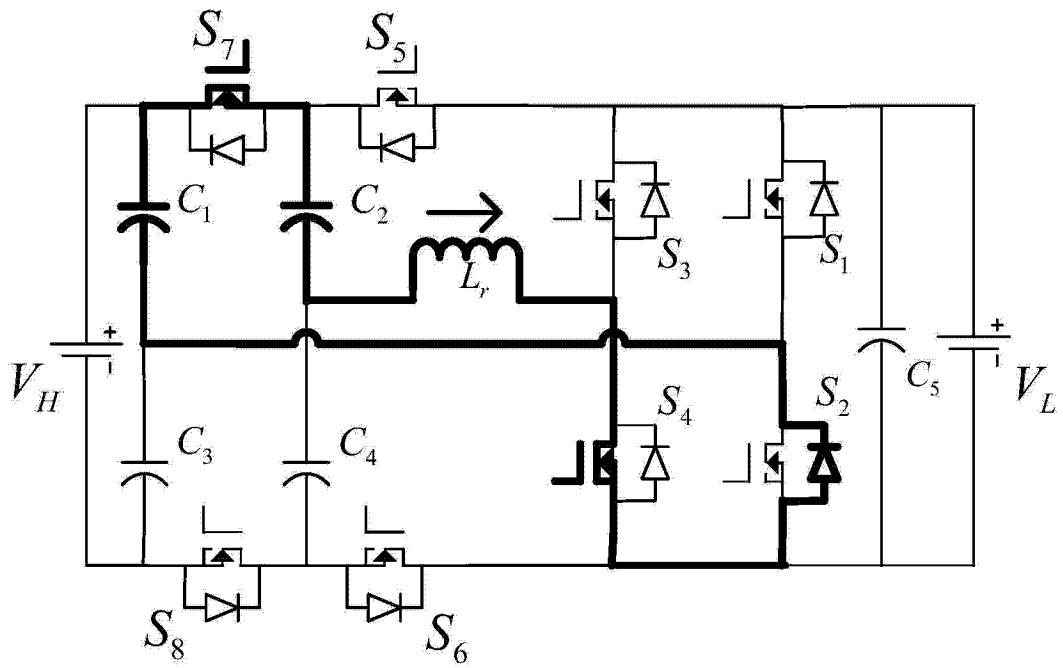


(b)

图 13

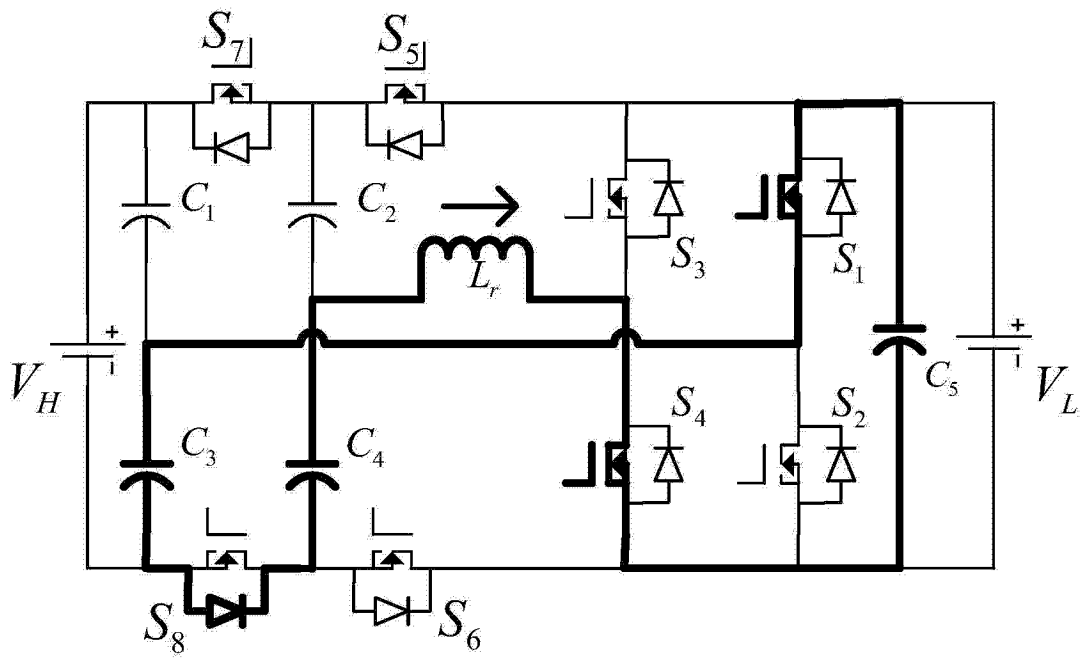


(a)

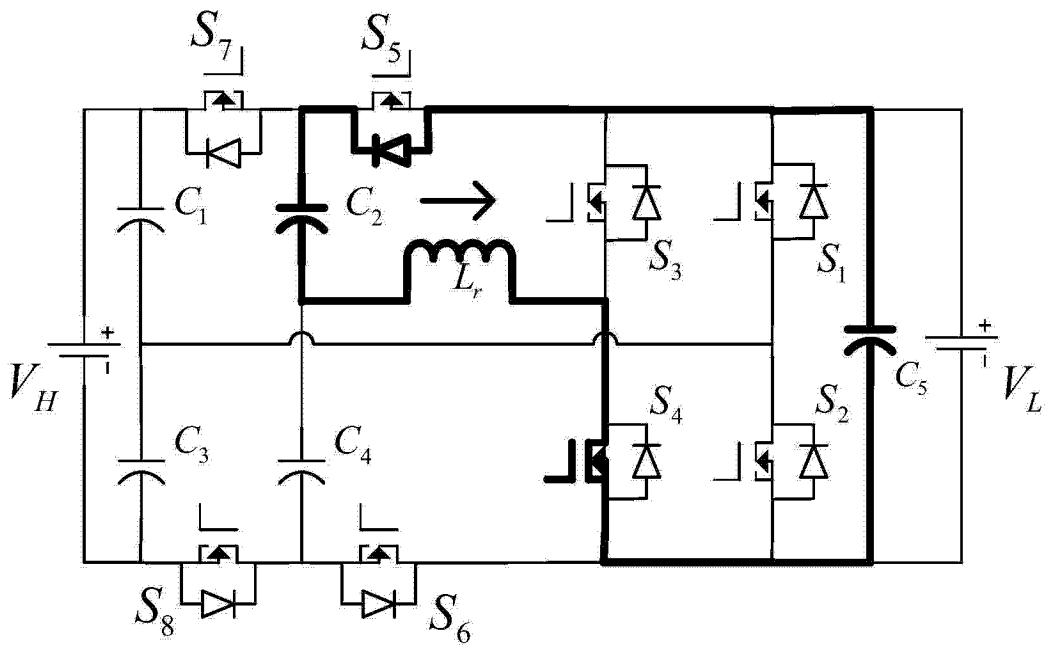


(b)

图 14



(a)



(b)

图 15