



(12)发明专利申请

(10)申请公布号 CN 106059312 A

(43)申请公布日 2016.10.26

(21)申请号 201610569753.3

(22)申请日 2016.07.19

(71)申请人 国家电网公司华北分部

地址 100053 北京市西城区广安门内大街  
482号

申请人 国家电网公司

(72)发明人 董晓亮

(74)专利代理机构 北京品源专利代理有限公司  
11332

代理人 孟金喆 胡彬

(51)Int.Cl.

H02M 3/335(2006.01)

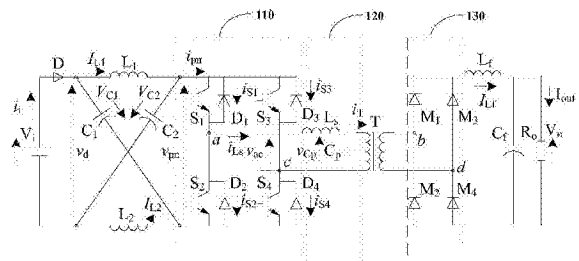
权利要求书2页 说明书9页 附图6页

(54)发明名称

一种Z源直流变换器及其控制方法

(57)摘要

本发明公开了一种Z源直流变换器及其控制方法。所述Z源直流变换器,包括:逆变桥、谐振槽、变压器和整流桥;逆变桥通过Z源阻抗网络与直流电源电连接,用于将直流信号转换成交流信号,输出交流信号至变压器;谐振槽串联于逆变桥与变压器的原边之间,用于在逆变桥处于直通状态时,为逆变桥输出的交流信号附加谐振信号,通过变压器输出附加谐振信号后的交流信号至整流桥;整流桥与变压器的副边电连接,用于对附加谐振信号后的交流信号进行整流处理,输出整流后的直流信号至负载。本发明解决现有技术中Z源变换器开关损耗高的问题,降低了开关损耗,提高了Z源直流变换器的安全性和可靠性。



1. 一种Z源直流变换器,其特征在于,包括:逆变桥、谐振槽、变压器和整流桥;

所述逆变桥通过Z源阻抗网络与直流电源电连接,用于将直流信号转换成交流信号,输出交流信号至变压器;

所述谐振槽串联于所述逆变桥与所述变压器的原边之间,用于在逆变桥处于直通状态时,为所述逆变桥输出的交流信号附加谐振信号,通过变压器输出附加谐振信号后的交流信号至整流桥;

所述整流桥与变压器的副边电连接,用于对附加谐振信号后的交流信号进行整流处理,输出整流后的直流信号至负载。

2. 根据权利要求1所述的Z源直流变换器,其特征在于,所述谐振槽包括谐振电感和谐振电容;

所述谐振电感串联于所述逆变桥与所述变压器之间,以及,所述谐振电容并联在所述变压器的原边。

3. 根据权利要求1所述的Z源直流变换器,其特征在于,所述直流电源与Z源阻抗网络之间串联有用于防止Z源阻抗网络电流回流的元件。

4. 根据权利要求1所述的Z源直流变换器,其特征在于,还包括直流滤波电感,所述直流滤波电感串联于所述整流桥与负载之间,用于抑制输出至所述负载的直流信号中的冲击电流。

5. 一种Z源直流变换器的控制方法,其特征在于,包括权利要求1至4任一所述的Z源直流变换器,其控制方法包括:

根据逆变桥的驱动脉冲信号,确定一个开关周期内各个工作模式对应的Z源直流变换器的等效电路,根据所述等效电路计算谐振槽的电流参数和电压参数;

根据所述谐振槽的电流参数和电压参数,确定Z源直流变换器的直通脉冲信号的直通时间;

根据所述直通时间调整所述逆变桥的驱动脉冲信号,使所述驱动脉冲信号的上升沿和下降沿均位于所述直通时间的范围内,以实现所述逆变桥的软开关。

6. 根据权利要求5所述的Z源直流变换器的控制方法,其特征在于,包括:

所述电流参数为谐振电感的电流值 $i_{Ls}$ ,以及,所述电压参数为谐振电容的电压值 $V_{Cp}$ 。

7. 根据权利要求6所述的Z源直流变换器的控制方法,其特征在于,根据所述谐振槽的电流参数和电压参数,确定Z源直流变换器的直通脉冲信号的直通时间,包括:

根据谐振电容的电压值 $V_{Cp}$ 的关系式和谐振电感的电流值 $i_{Ls}$ 的关系式,确定Z源直流变换器的相平面图;

根据所述相平面图确定一个开关周期内各个工作模式的持续时间关系式;

根据所述持续时间关系式确定零电压开启和零电流关断的时间范围,将所述零电压开启和零电流关断的时间之和作为直通脉冲信号的直通时间。

8. 根据权利要求7所述的Z源直流变换器的控制方法,其特征在于,根据所述持续时间关系式确定零电压开启和零电流关断的时间范围,包括:

根据一个开关周期内谐振电感的平均电压为零,以及,电压值 $V_{Cp}$ 在一个开关周期的前半部分和后半部分的极性相反,求解所述持续时间关系式,得到零电压开启时间范围和零电流关断时间范围。

9. 根据权利要求8所述的Z源直流变换器的控制方法,其特征在于,还包括:  
所述零电流关断时间的起始时刻为电流值 $i_{Ls}$ 等于逆变桥直流母线电流 $i_{pn}$ 的时刻。

## 一种Z源直流变换器及其控制方法

### 技术领域

[0001] 本发明实施例涉及电力电子技术,尤其涉及一种Z源直流变换器及其控制方法。

### 背景技术

[0002] Z源直流变换器通过引进一个阻抗网络,将主变换器电路与电源或负载耦合。正是由于阻抗网络的特殊性能,使得同一变换器同时具有升压和降压功能,输出电压范围增大,满足光伏电池组并网时的要求,具有较好的推广前景。

[0003] 目前,对Z源直流变换器的研究内容主要包括Z源直流变换器的工作原理和调制策略、Z源直流变换器的建模与控制及Z源直流变换器的应用等方面。由于,Z源直流变换器能够提供传统电压源和电流源变换器所没有的升降压功能,能够适应输入电压宽范围变化的场合。将其应用于新能源发电系统中,相比传统的两级式功率变化,其主电路节省一个有源器件,电路结构简洁。

[0004] 但是,Z源直流变换器在运行过程中,当开关频率不断提高时,单位时间内的功率元件开关次数相对增加,开通及关断所带来的开关损耗及电磁干扰随之增加,导致Z源直流变换器中开关管的开关损耗较高,而开关损耗高成为制约其广泛应用的关键因素。

### 发明内容

[0005] 本发明提供一种Z源直流变换器及其控制方法,以降低Z源直流变换器的开关损耗,提升了Z源直流变换器的安全性和可靠性。

[0006] 第一方面,本发明实施例提供了一种Z源直流变换器,包括:逆变桥、谐振槽、变压器和整流桥;

[0007] 所述逆变桥通过Z源阻抗网络与直流电源电连接,用于将直流信号转换成交流信号,输出交流信号至变压器;

[0008] 所述谐振槽串联于所述逆变桥与所述变压器的原边之间,用于在逆变桥处于直通状态时,为所述逆变桥输出的交流信号附加谐振信号,通过变压器输出附加谐振信号后的交流信号至整流桥;

[0009] 所述整流桥与变压器的副边电连接,用于对附加谐振信号后的交流信号进行整流处理,输出整流后的直流信号至负载。

[0010] 进一步的,所述谐振槽包括谐振电感和谐振电容;

[0011] 所述谐振电感串联于所述逆变桥与所述变压器之间,以及,所述谐振电容并联在所述变压器的原边。

[0012] 进一步的,所述直流电源与Z源阻抗网络之间串联有用于防止Z源阻抗网络电流回流的元件。

[0013] 进一步的,还包括直流滤波电感,所述直流滤波电感串联于所述整流桥与负载之间,用于抑制输出至所述负载的直流信号中的冲击电流。

[0014] 第二方面,本发明实施例还提供了一种Z源直流变换器的控制方法,包括上述第一

方面的Z源直流变换器,其控制方法包括:

[0015] 根据逆变桥的驱动脉冲信号,确定一个开关周期内各个工作模式对应的Z源直流变换器的等效电路,根据所述等效电路计算谐振槽的电流参数和电压参数;

[0016] 根据所述谐振槽的电流参数和电压参数,确定Z源直流变换器的直通脉冲信号的直通时间;

[0017] 根据所述直通时间调整所述逆变桥的驱动脉冲信号,使所述驱动脉冲信号的上升沿和下降沿均位于所述直通时间的范围内,以实现所述逆变桥的软开关。

[0018] 进一步的,所述电流参数为谐振电感的电流值 $i_{Ls}$ ,以及,所述电压参数为谐振电容的电压值 $V_{Cp}$ 。

[0019] 进一步的,根据所述谐振槽的电流参数和电压参数,确定Z源直流变换器的直通脉冲信号的直通时间,包括:

[0020] 根据谐振电容的电压值 $V_{Cp}$ 的关系式和谐振电感的电流值 $i_{Ls}$ 的关系式,确定Z源直流变换器的相平面图;

[0021] 根据所述相平面图确定一个开关周期内各个工作模式的持续时间关系式;

[0022] 根据所述持续时间关系式确定零电压开启和零电流关断的时间范围,将所述零电压开启和零电流关断的时间之和作为直通脉冲信号的直通时间。

[0023] 进一步的,根据所述持续时间关系式确定零电压开启和零电流关断的时间范围,包括:

[0024] 根据一个开关周期内谐振电感的平均电压为零,以及,电压值 $V_{Cp}$ 在一个开关周期的前半部分和后半部分的极性相反,求解所述持续时间关系式,得到零电压开启时间范围和零电流关断时间范围。

[0025] 进一步的,还包括:

[0026] 所述零电流关断时间的起始时刻为电流值 $i_{Ls}$ 等于逆变桥直流母线电流 $i_{pn}$ 的时刻。

[0027] 本发明通过在逆变桥与变压器的原边之间串联谐振槽,在逆变桥处于直通状态时,谐振槽开始谐振,为所述逆变桥输出的交流信号附加谐振信号,通过变压器输出附加谐振信号后的交流信号至整流桥,从而通过整流桥为负载供电,对逆变桥采用零电压开启和零电流关断方式,解决现有技术中Z源变换器开关损耗高的问题,降低了开关损耗,提高了Z源直流变换器的安全性和可靠性。

## 附图说明

[0028] 图1是本发明实施例一中的Z源直流变换器的电路原理图;

[0029] 图2是本发明实施例一中的Z源直流变换器的驱动脉冲信号的产生原理图;

[0030] 图3是本发明实施例一中的Z源直流变换器的工作原理波形图;

[0031] 图4a是本发明实施例一中一个开关周期的模式一的工作状态对应的Z源直流变换器的电路原理图;

[0032] 图4b是本发明实施例一中一个开关周期的模式二的工作状态对应的Z源直流变换器的电路原理图;

[0033] 图4c是本发明实施例一中一个开关周期的模式三的工作状态对应的Z源直流变换

器的电路原理图；

[0034] 图4d是本发明实施例一中一个开关周期的模式四的工作状态对应的Z源直流变换器的电路原理图；

[0035] 图4e是本发明实施例一中一个开关周期的模式五的工作状态对应的Z源直流变换器的电路原理图；

[0036] 图4f是本发明实施例一中一个开关周期的模式六的工作状态对应的Z源直流变换器的电路原理图；

[0037] 图5a是本发明实施例一中一个开关周期的模式一和模式二的工作状态对应的等效电路图；

[0038] 图5b是本发明实施例一中一个开关周期的模式三的工作状态对应的等效电路图；

[0039] 图5c是本发明实施例一中一个开关周期的模式四的工作状态对应的等效电路图；

[0040] 图5d是本发明实施例一中一个开关周期的模式五和模式六的工作状态对应的等效电路图；

[0041] 图6是本发明实施例一中的Z源直流变换器的相平面图；

[0042] 图7是本发明实施例二中Z源直流变换器的控制方法的流程图。

### 具体实施方式

[0043] 下面结合附图和实施例对本发明作进一步的详细说明。可以理解的是，此处所描述的具体实施例仅仅用于解释本发明，而非对本发明的限定。另外还需要说明的是，为了便于描述，附图中仅示出了与本发明相关的部分而非全部结构。

[0044] 实施例一

[0045] 图1为本发明实施例一提供的Z源直流变换器的电路原理图，本实施例可适用于输出电压波动范围较大的光伏发电并网的情况，具体包括：逆变桥110、谐振槽120、变压器和整流桥130。

[0046] 所述逆变桥110通过Z源阻抗网络与直流电源电连接，用于将直流信号转换成交流信号，输出交流信号至变压器。所述谐振槽120串联于所述逆变桥110与所述变压器的原边之间，用于在逆变桥110处于直通状态时，为所述逆变桥110输出的交流信号附加谐振信号，通过变压器输出附加谐振信号后的交流信号至整流桥130。所述整流桥130与变压器的副边电连接，用于对附加谐振信号后的交流信号进行整流处理，输出整流后的直流信号至负载。

[0047] 其中，直流电源可以是光伏电池。所述直流电源与Z源阻抗网络之间串联有用于防止Z源阻抗网络电流回流的元件。例如，将二极管D作为防止Z源阻抗网络电流回流的元件。光伏电池通过二极管D输出直流信号至Z源阻抗网络。

[0048] Z源阻抗网络包括以X形并联在光伏电池输出端的电感和电容( $L_1, L_2, C_1, C_2$ )，且将Z源阻抗网络设计为对称网络。

[0049] 逆变桥110包括开关管，所述开关管可以是绝缘栅双极型晶体管(简称IGBT)。逆变桥110的连接方式可以是在上、下桥臂上分别连接有两个IGBT( $S_1, S_2, S_3, S_4$ )。在每个IGBT上均反并联有续流二极管，对应关系为绝缘栅双极型晶体管 $S_1$ 对应续流二极管 $D_1$ ，绝缘栅双极型晶体管 $S_2$ 对应续流二极管 $D_2$ ，绝缘栅双极型晶体管 $S_3$ 对应续流二极管 $D_3$ ，以及，绝缘栅双极型晶体管 $S_4$ 对应续流二极管 $D_4$ 。

[0050] 谐振槽120包括谐振电感 $L_s$ 和谐振电容 $C_p$ ,所述谐振电感 $L_s$ 串联于所述逆变桥110与所述变压器之间,以及,所述谐振电容 $C_p$ 并联在所述变压器的原边。其中,变压器为隔离变压器T。

[0051] 隔离变压器T的副边串联有整流桥130,所述整流桥130的上、下桥臂分别连接两个二极管( $M_1, M_2, M_3, M_4$ )。在上述技术方案的基础上,还包括直流滤波电感 $L_f$ ,所述直流滤波电感 $L_f$ 串联于所述整流桥130与负载之间,用于抑制输出至所述负载的直流信号中的冲击电流。

[0052] 本发明实施例通过在逆变桥与变压器的原边之间串联谐振槽,在逆变桥处于直通状态时,谐振槽开始谐振,为所述逆变桥输出的交流信号附加谐振信号,通过变压器输出附加谐振信号后的交流信号至整流桥,从而通过整流桥为负载供电,对逆变桥采用零电压开启和零电流关断方式,解决现有技术中Z源变换器开关损耗高的问题,降低了开关损耗,提高了Z源直流变换器的安全性和可靠性。

[0053] 在上述技术方案的基础上,Z源阻抗网络的电感( $L_1, L_2$ )和直流滤波电感 $L_f$ 均远大于谐振槽120的谐振电感 $L_s$ 的取值,并且Z源阻抗网络的电感( $C_1, C_2$ )远大于谐振槽120的谐振电容 $C_p$ 的取值。因此,Z源阻抗网络的电感和电容可以分别等效为电流源( $I_{L1}, I_{L2}, I_{Lf}$ )和电压源( $V_{C1}, V_{C2}$ )。由于Z源阻抗网络的对称性,以及,流过Z源阻抗网络的电容的电流在一个开关周期内的平均值为零,可以得到:

$$[0054] \quad V_C = V_{C1} = V_{C2} \quad (1)$$

$$[0055] \quad I_L = I_{L1} = I_{L2} = I_i \quad (2)$$

$$[0056] \quad I_{Lf} = I_{out} \quad (3)$$

[0057] 其中, $V_{C1}, V_{C2}$ 分别为Z源阻抗网络的第一电容 $C_1$ 和第二电容 $C_2$ 的电压。 $I_{L1}, I_{L2}$ 分别为流经Z源阻抗网络的第一电感 $L_1$ 和第二电感 $L_2$ 电流。 $I_{Lf}$ 为流经直流滤波电感 $L_f$ 的电流。 $I_i$ 和 $I_{out}$ 分别为直流电源和负载侧电流在一个开关周期内的平均值。变压器原边的电流为一正负交替的方波,若设定方波幅值为 $I_T$ ,变压器变比为 $n$ ,则变压器原边电流 $i_T$ 可以表示为:

$$[0058] \quad i_T = \begin{cases} I_T = nI_{Lf} = nI_{out} & v_{CP} \geq 0 \\ -I_T = -nI_{Lf} = -nI_{out} & v_{CP} < 0 \end{cases} \quad (4)$$

[0059] 图2是本发明实施例一中的Z源直流变换器的驱动脉冲信号的产生原理图。将负载上的电压 $V_o$ 输入至开关管驱动模块,通过比较电压 $V_o$ 与预置参考电压 $V_{oref}$ 得到电压偏差 $\Delta V_o$ 。将电压偏差 $\Delta V_o$ 输入压控振荡器,经压控振荡器处理输出开关频率 $f_s$ ,将开关频率 $f_s$ 输入脉冲调制器,通过脉冲调制器处理输出开关管 $S_1$ 至 $S_4$ 的驱动脉冲信号 $v_{GS1} \sim v_{GS4}$ 。进而,通过驱动脉冲信号控制开关管在一个开关周期内的导通或关闭。从而,检测得到一个开关周期内流经开关管( $S_1 \sim S_4$ )的电流 $i_{S1} \sim i_{S4}$ ,流经二极管D的电流 $i_D$ ,流经谐振电感 $L_s$ 的电流 $i_{LS}$ ,流经逆变桥直流母线电流 $i_{pn}$ ,以及流经变压器原边的电流 $i_T$ 。此外,还检测得到一个开关周期内逆变桥输出电压 $v_{ac}$ 和谐振电容 $C_p$ 上的电压 $v_{CP}$ ,即得到图3所示的Z源直流变换器的工作原理波形图。

[0060] 如图3所示,一个开关周期可以分为12个工作模式,由于前6个工作模式与后6个工作模式的工作情况类似,下面具体分析前6个工作模式。

[0061] 1)工作模式1( $t_0 \sim t_1$ 阶段)

[0062] 工作模式1对应的工作状态下,Z源直流变换器的电路原理图如图4a所示。其中,开

关管S<sub>1</sub>至S<sub>4</sub>均处于导通状态。如图3所示,在t<sub>0</sub>时刻*i*<sub>LS</sub><*i*<sub>pn</sub>,因此,续流二极管D<sub>2</sub>和D<sub>3</sub>关断,电流换流至开关管S<sub>2</sub>和S<sub>3</sub>,此时逆变桥处于直通状态,二极管D关断,Z源阻抗网络的第一电容C<sub>1</sub>和第二电容C<sub>2</sub>分别给第一电感L<sub>1</sub>和第二电感L<sub>2</sub>恒压充电,谐振电感L<sub>s</sub>和谐振电容C<sub>p</sub>开始谐振。在变压器副边侧,整流桥中的二极管M<sub>2</sub>、M<sub>3</sub>导通给负载供电。此时,Z源直流变换器在工作模式1的等效电路图如图5a所示,可以得到:

$$[0063] \quad v_L(t) = V_C \quad (5)$$

$$[0064] \quad \begin{cases} -C_p \frac{dv_{C_p}(t)}{dt} + i_{L_s}(t) = -I_T \\ L_s \frac{di_{L_s}(t)}{dt} = -v_{C_p}(t) \end{cases} \quad (6)$$

[0065] 假定*i*<sub>LS</sub>(t<sub>0</sub>) = I<sub>0</sub>, v<sub>Cp</sub>(t<sub>0</sub>) = V<sub>0</sub>,可以得到:

$$[0066] \quad \begin{cases} v_{C_p}(t) = -(I_m + I_T)Z_r \cos \omega_r t \\ i_{L_s}(t) = (I_m + I_T) \sin \omega_r t - I_T \end{cases} \quad (7)$$

$$[0067] \quad \text{其中, } I_m = \sqrt{(I_0 + I_T)^2 + V_0^2/Z_r^2} \quad (8)$$

$$[0068] \quad \omega_r \text{为谐振槽的角频率, } \omega_r = \frac{1}{\sqrt{L_s C_p}} \quad (9)$$

$$[0069] \quad Z_r \text{为谐振槽的特性阻抗, } Z_r = \sqrt{L_s/C_p} \quad (10)$$

[0070] 2)工作模式2(t<sub>1</sub>~t<sub>2</sub>阶段)

[0071] 工作模式2对应的工作状态下,Z源直流变换器的电路原理图如图4b所示。在t<sub>1</sub>时刻,谐振电感电流*i*<sub>LS</sub>与逆变桥输入电流*i*<sub>pn</sub>相等,且由*i*<sub>LS</sub><*i*<sub>pn</sub>向*i*<sub>LS</sub>>*i*<sub>pn</sub>变化。此时,开关管S<sub>2</sub>和S<sub>3</sub>关断,电流换流至二极管D<sub>2</sub>和D<sub>3</sub>,逆变桥仍处于直通状态。二极管D关断,Z源阻抗网络的第一电容C<sub>1</sub>和第二电容C<sub>2</sub>分别给第一电感L<sub>1</sub>和第二电感L<sub>2</sub>恒压充电,谐振电感L<sub>s</sub>和谐振电容C<sub>p</sub>开始谐振。在变压器副边侧,整流桥中的二极管M<sub>2</sub>、M<sub>3</sub>导通给负载供电。此时,Z源直流变换器在工作模式2的等效电路图如图5a所示,v<sub>Cp</sub>(t)和*i*<sub>LS</sub>(t)的表达式与工作模式1相同。

[0072] 3)工作模式3(t<sub>2</sub>~t<sub>3</sub>阶段)

[0073] 工作模式3对应的工作状态下,Z源直流变换器的电路原理图如图4c所示。在t<sub>2</sub>时刻,谐振电感电流*i*<sub>LS</sub>达到最大值;谐振电容电压v<sub>Cp</sub>=0,且由v<sub>Cp</sub><0向v<sub>Cp</sub>>0变化;变压器电流由负转正。此时,整流桥中二极管M<sub>2</sub>和M<sub>3</sub>关断,M<sub>1</sub>和M<sub>4</sub>导通。开关管S<sub>1</sub>和S<sub>4</sub>导通,开关管S<sub>2</sub>和S<sub>3</sub>关断,电流换流至二极管D<sub>2</sub>和D<sub>3</sub>,逆变桥仍处于直通状态。二极管D关断,Z源阻抗网络的第一电容C<sub>1</sub>和第二电容C<sub>2</sub>分别给第一电感L<sub>1</sub>和第二电感L<sub>2</sub>恒压充电,谐振电感L<sub>s</sub>和谐振电容C<sub>p</sub>开始谐振。在变压器副边侧,整流桥中的二极管M<sub>1</sub>、M<sub>4</sub>导通给负载供电。此时,Z源直流变换器在工作模式3的等效电路图如图5b所示,可以得到:

$$[0074] \quad v_L(t) = V_C \quad (11)$$

[0075]

$$\begin{cases} -C_p \frac{dv_{C_p}(t)}{dt} + i_{L_s}(t) = I_T \\ L_s \frac{di_{L_s}(t)}{dt} = -v_{C_p}(t) \end{cases} \quad (12)$$



[0076] 由式(12)得到:

[0077]

$$\begin{cases} v_{C_p}(t) = (I_m - I_T)Z_r \sin \omega_r(t - t_2) \\ i_{L_s}(t) = (I_m - I_T) \cos \omega_r(t - t_2) + I_T \end{cases} \quad (13)$$

[0078] 其中,  $I_m$ 、 $\omega_r$ 以及 $Z_r$ 的关系式见式(8)至(10),此处不再赘述。

[0079] 4)工作模式4( $t_3 \sim t_4$ 阶段)

[0080] 工作模式4对应的工作状态下,Z源直流变换器的电路原理图如图4d所示。在 $t_3$ 时刻,谐振电感电流 $i_{L_s}$ 等于逆变桥输入电流 $i_{pn}$ ,且 $t_3$ 时刻的前一个工作模式中 $i_{L_s} > i_{pn}$ 。此时, $D_2$ 和 $D_3$ 关断,逆变桥处于非直通状态,且逆变桥直流母线电压 $v_{pn} = v_{C_p} < 2V_C - V_i$ 。此时,二极管D关断,Z源阻抗网络的第一电容 $C_1$ 和第二电容 $C_2$ 分别给第一电感 $L_1$ 和第二电感 $L_2$ 恒压充电,谐振电感 $L_s$ 和谐振电容 $C_p$ 开始谐振。在变压器副边侧,整流桥中的二极管 $M_1$ 、 $M_4$ 导通给负载供电。此时,Z源直流变换器在工作模式4的等效电路图如图5c所示,可以得到:

[0081]

$$v_L(t) = V_C - v_{ac}(t) = V_C - v_{C_p}(t) \quad (14)$$

[0082]

$$\begin{cases} v_{C_p}(t) = v_{C_p}(t_3) + \frac{2I_L - I_T}{C_p}(t - t_3) \\ i_{L_s}(t) = i_{L_s}(t_3) \end{cases} \quad (15)$$

[0083] 5)工作模式5( $t_4 \sim t_5$ 阶段)

[0084] 工作模式5对应的工作状态下,Z源直流变换器的电路原理图如图4e所示。在 $t_4$ 时刻, $v_{pn} = v_{C_p} < 2V_C - V_i$ , $i_D > 0$ ,二极管D导通,直流电源为第一电容 $C_1$ 和第二电容 $C_2$ 充电。此时,Z源直流变换器在工作模式5的等效电路图如图5d所示,可以得到:

[0085]  $v_L(t) = V_i - V_C$  (16)

[0086]

$$\begin{cases} -C_p \frac{dv_{C_p}(t)}{dt} + i_{L_s}(t) = I_T \\ L_s \frac{di_{L_s}(t)}{dt} = 2V_C - V_i - v_{C_p}(t) \end{cases} \quad (17)$$

[0087] 由式(17)可以得到:

[0088]

$$\begin{cases} v_{C_p}(t) = 2V_C - V_i + (2I_L - I_T)Z_r \sin \omega_r(t - t_4) \\ i_{L_s}(t) = (2I_L - I_T) \cos \omega_r(t - t_4) + I_T \end{cases} \quad (18)$$

[0089] 其中, $\omega_r$ 和 $Z_r$ 的关系式见式(9)和(10),此处不再赘述。

[0090] 6)工作模式6( $t_5 \sim t_6$ 阶段)

[0091] 工作模式6对应的工作状态下,Z源直流变换器的电路原理图如图4f所示。在 $t_5$ 时刻,谐振电感电流 $i_{L_s} = 0$ ,且由 $i_{L_s} > 0$ 向 $i_{L_s} < 0$ 变化。此时,开关管 $S_1$ 和 $S_4$ 关断,电流换流至续流二极管 $D_1$ 和 $D_4$ ,二极管D导通,直流电源为第一电容 $C_1$ 和第二电容 $C_2$ 充电。此时,Z源直流变换

器在工作模式6的等效电路图如图5d所示,  $v_{C_p}(t)$  和  $i_{L_s}(t)$  的表达式与工作模式5相类似。

[0092] 工作模式7至工作模式12与工作模式1至工作模式6为反相对称的关系, 由工作模式1至工作模式6的  $v_{C_p}(t)$  和  $i_{L_s}(t)$  的关系式, 可以获得工作模式7至工作模式12关于  $v_{C_p}(t)$  和  $i_{L_s}(t)$  的关系式。根据一个开关周期内  $v_{C_p}(t)$  和  $i_{L_s}(t)$  的关系式, 确定Z源直流变换器的相平面图。如图6所示, 相平面图以  $v_{C_p}$  为横坐标,  $i_{L_s}Z_r$  为纵坐标。每个工作模式的持续时间如下:

[0093]

$$T_{01} = t_1 - t_0 = \frac{1}{\omega_r} \left( \arcsin \frac{2I_L + I_T}{I_m + I_T} - \arcsin \frac{2I_0 + I_T}{I_m + I_T} \right) \quad (19)$$

[0094]

$$T_{12} = t_2 - t_1 = \frac{1}{\omega_r} \arccos \frac{2I_L + I_T}{I_m + I_T} \quad (20)$$

[0095]

$$T_{23} = t_3 - t_2 = \frac{1}{\omega_r} \arccos \frac{2I_L - I_T}{I_m - I_T} \quad (21)$$

[0096]

$$T_{34} = t_4 - t_3 = \frac{C_p (2V_C - V_i - Z_r \sqrt{(I_m - I_T)^2 - (2I_L - I_T)^2})}{2I_L - I_T} \quad (22)$$

[0097]

$$T_{46} = t_6 - t_4 = \frac{1}{\omega_r} \left( \pi + \arccos \frac{I_0 + I_T}{2I_L - I_T} \right) \quad (23)$$

[0098] 假定  $T_s$  为开关周期, 可以得到:

$$[0099] \quad T_{01} + T_{12} + T_{23} + T_{34} + T_{46} = T_s / 2 \quad (24)$$

[0100] 由于一个开关周期内中Z源阻抗网络中电感的平均电压为零, 可以得到:

[0101]

$$\begin{aligned} V_L &= \int_{t_0}^{t_{12}} v_L(t) dt = 2 \int_{t_0}^{t_6} v_L(t) dt \\ &= \frac{\{T_{03}V_C + T_{34}[V_C - (v_{C_p}(t_3) + v_{C_p}(t_4))]/2 + T_{46}(V_i - V_C)\}}{T_s/2} = 0 \end{aligned} \quad (25)$$

$$[0102] \quad \text{其中, } v_{C_p}(t_3) = Z_r \sqrt{(I_m - I_T)^2 - (2I_L - I_T)^2} \quad (26)$$

[0103]

$$v_{C_p}(t_4) = 2V_C - V_i \quad (27)$$

[0104] 由于一个开关周期内, 前半部分的工作模式(工作模式1至工作模式6)与后半部分的工作模块(工作模式7至工作模式12)反相对称, 有  $v_{C_p}(t_0) = -v_{C_p}(t_6)$ 。由图6的相平面图可知:

[0105]

$$2V_C - V_i - Z_r \sqrt{(2I_L - I_T)^2 - (I_0 + I_T)^2} = Z_r \sqrt{(I_m + I_T)^2 - (I_0 + I_T)^2} \quad (28)$$

[0106] 假定电路参数及工作状态确定,即变压器变比 $n$ 、谐振槽角频率 $\omega_r$ 、谐振槽特性阻抗 $Z_r$ 、输入电压 $V_i$ 、输入电流 $I_i$ 、输出电流 $I_{out}$ 和开关周期 $T_s$ 已知。将(2)式,(4)式,(19)~(23)式和(26)~(27)代入(24)式,(25)式和(28)式得到 $(V_c, I_m, I_0)$ 。再将 $(V_c, I_m, I_0)$ 代入(19)~(21)式,得到零电压开启时间 $T_{01}$ 和零电流关断时间 $T_{13}$ 。将所述零电压开启时间和零电流关断的时间之和作为直通脉冲信号的直通时间。令逆变桥直流母线电压 $v_{pn}$ 在直通时间的取值为零,从而得到直通脉冲信号。将直通脉冲信号输入至开关管驱动模块,根据所述直通脉冲信号调整开关管的驱动脉冲信号,使所述驱动脉冲信号的上升沿和下降沿均位于所述直通时间的范围内,以实现所述逆变桥的软开关。

[0107] 实施例二

[0108] 图7是本发明实施例二中Z源直流变换器的控制方法的流程图。本实施例的技术方案用于控制上述实施例的Z源直流变换器,实现所述Z源直流变换器的软开关,具体包括如下步骤:

[0109] 步骤210、根据逆变桥的驱动脉冲信号,确定一个开关周期内各个工作模式对应的Z源直流变换器的等效电路,根据所述等效电路计算谐振槽的电流参数和电压参数。

[0110] 其中,逆变桥的驱动脉冲信号可以由上述实施例的开关管驱动模块输出。驱动脉冲信号的产生过程见上述实施例,此处不再赘述。控制器获得逆变桥的驱动脉冲信号,并检测一个开关周期内流经开关管( $S_1 \sim S_4$ )的电流 $i_{S1} \sim i_{S4}$ ,流经二极管D的电流 $i_D$ ,流经谐振电感 $L_s$ 的电流 $i_{Ls}$ ,流经逆变桥直流母线电流 $i_{pn}$ ,以及流经变压器原边的电流 $i_T$ 。此外,还检测得到一个开关周期内逆变桥输出电压 $v_{ac}$ 和谐振电容 $C_p$ 上的电压 $v_{Cp}$ 。根据上述电路参数和工作模式,得到Z源直流变换器在一个开关周期内各个工作模式的等效电路,等效电路与上述实施例相同,此处不再赘述。根据所述等效电路计算谐振槽的电流参数和电压参数。优选为根据所述等效电路计算谐振槽的谐振电感的电流值 $i_{Ls}$ ,以及,谐振电容的电压值 $V_{Cp}$ 。具体计算方法见上述实施例,此处不再赘述。

[0111] 步骤220、根据所述谐振槽的电流参数和电压参数,确定Z源直流变换器的直通脉冲信号的直通时间。

[0112] 其中,所述直通时间为逆变桥直流母线电压 $v_{pn}$ 为零的时间。根据谐振电容的电压值 $V_{Cp}$ 的关系式和谐振电感的电流值 $i_{Ls}$ 的关系式,确定Z源直流变换器的相平面图。根据所述相平面图确定一个开关周期内各个工作模式的持续时间关系式。根据所述持续时间关系式确定零电压开启和零电流关断的时间范围,例如,根据一个开关周期内谐振电感的平均电压为零,以及,电压值 $V_{Cp}$ 在一个开关周期的前半部分和后半部分的极性相反,求解所述持续时间关系式,得到零电压开启时间范围和零电流关断时间范围。将所述零电压开启和零电流关断的时间之和作为直通脉冲信号的直通时间。

[0113] 步骤230、根据所述直通时间调整所述逆变桥的驱动脉冲信号,使所述驱动脉冲信号的上升沿和下降沿均位于所述直通时间的范围内,以实现所述逆变桥的软开关。

[0114] 本发明实施例,通过计算一个开关周期内各个工作模式对应的谐振槽的电流参数和电压参数;从而,确定Z源直流变换器的直通脉冲信号的直通时间;再根据直通时间调整

所述逆变桥的驱动脉冲信号,使所述驱动脉冲信号的上升沿和下降沿均位于所述直通时间的范围内,以实现所述逆变桥的软开关。本发明实施例解决现有技术中Z源变换器开关损耗高的问题,降低了开关损耗,提高了Z源直流变换器的安全性和可靠性。

[0115] 在上述技术方案的基础上,所述零电流关断时间的起始时刻为电流值 $i_{Ls}$ 等于逆变桥直流母线电流 $i_{pn}$ 的时刻。并且,在电流值 $i_{Ls}$ 不小于逆变桥直流母线电流 $i_{pn}$ 时,实现逆变桥零电流关断。

[0116] 注意,上述仅为本发明的较佳实施例及所运用技术原理。本领域技术人员会理解,本发明不限于这里所述的特定实施例,对本领域技术人员来说能够进行各种明显的变化、重新调整和替代而不会脱离本发明的保护范围。因此,虽然通过以上实施例对本发明进行了较为详细的说明,但是本发明不仅仅限于以上实施例,在不脱离本发明构思的情况下,还可以包括更多其他等效实施例,而本发明的范围由所附的权利要求范围决定。

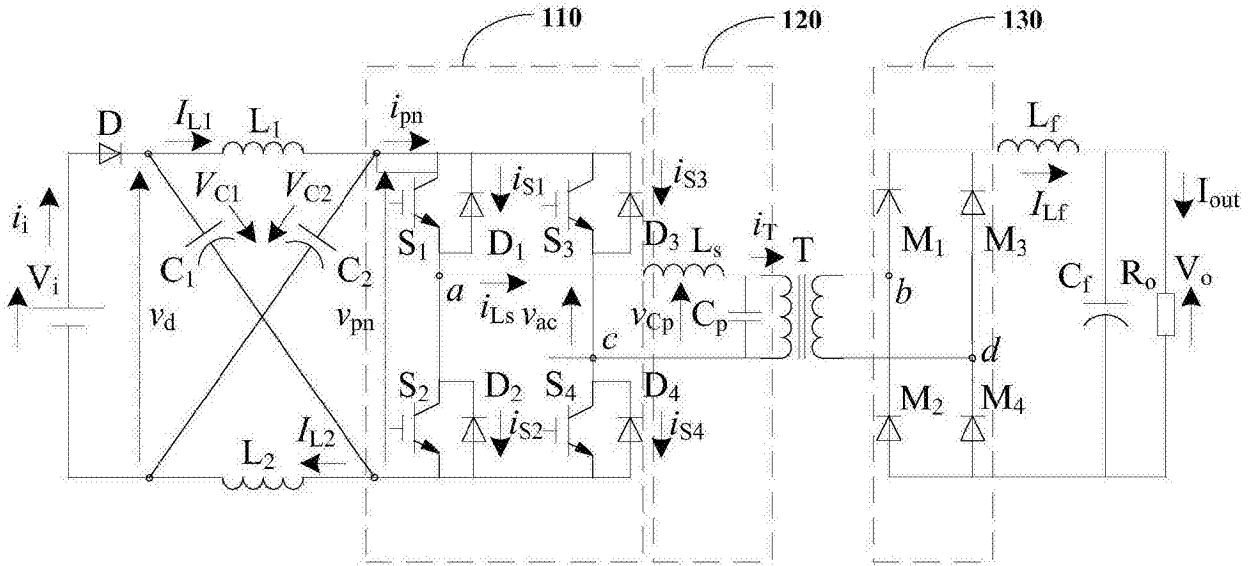


图1

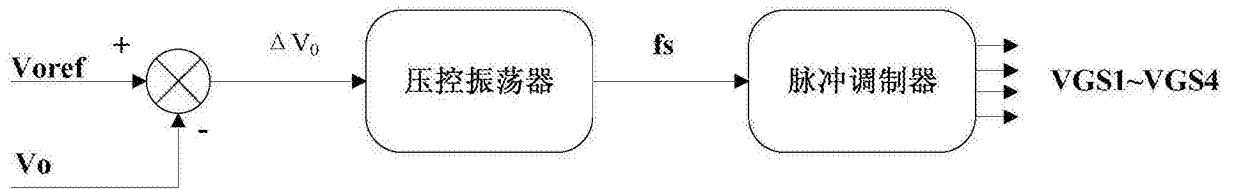


图2

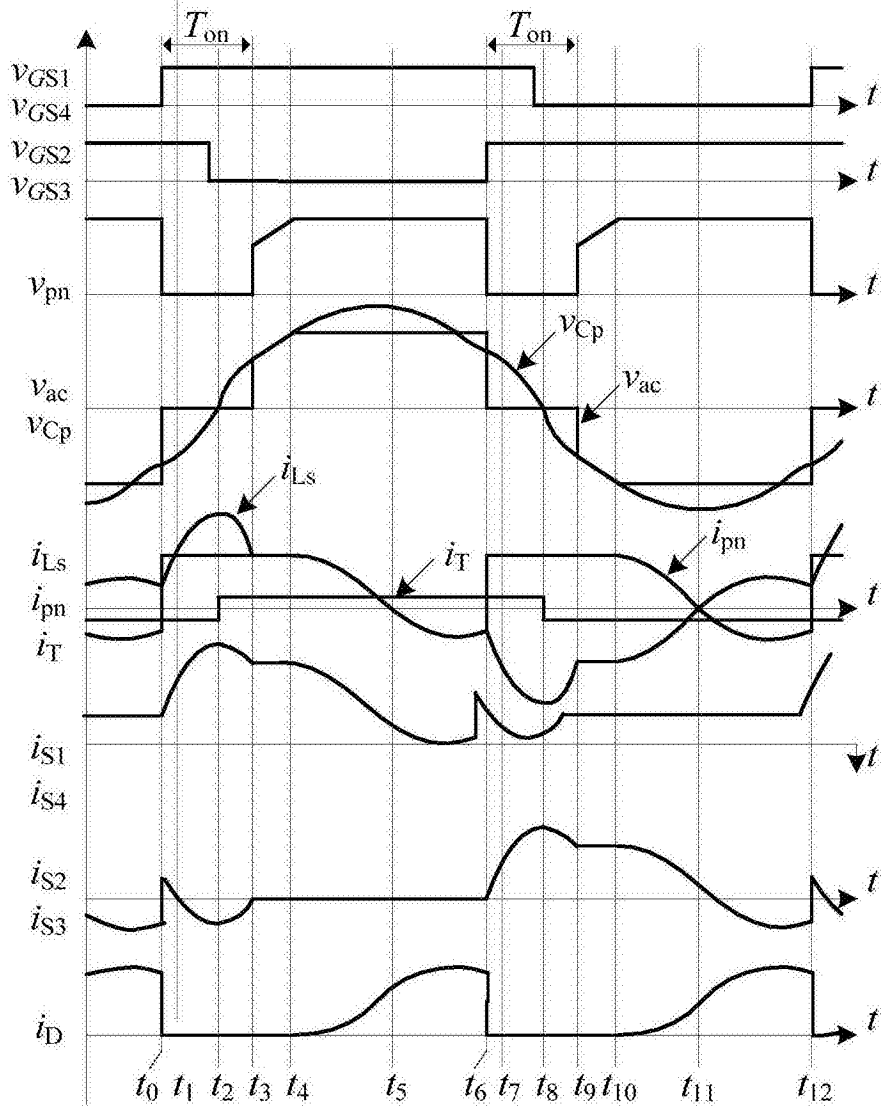


图3

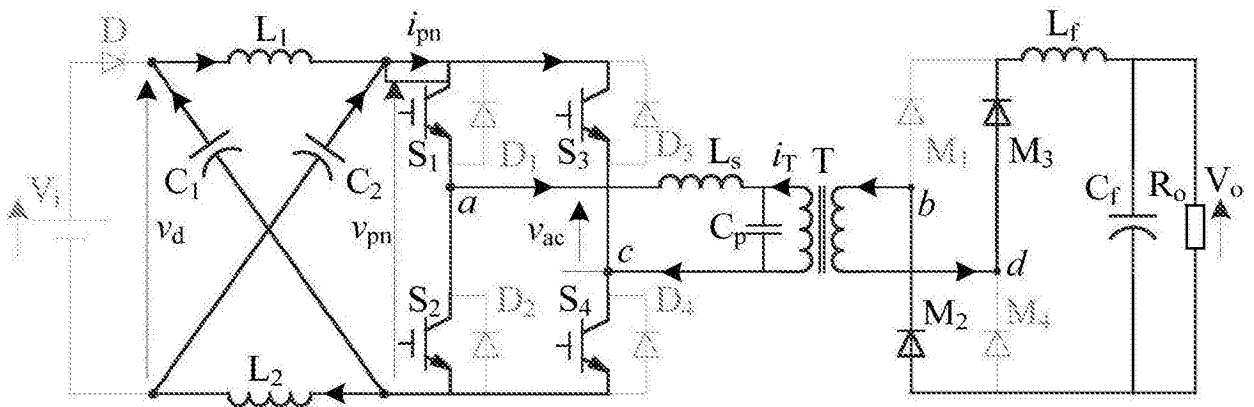


图4a

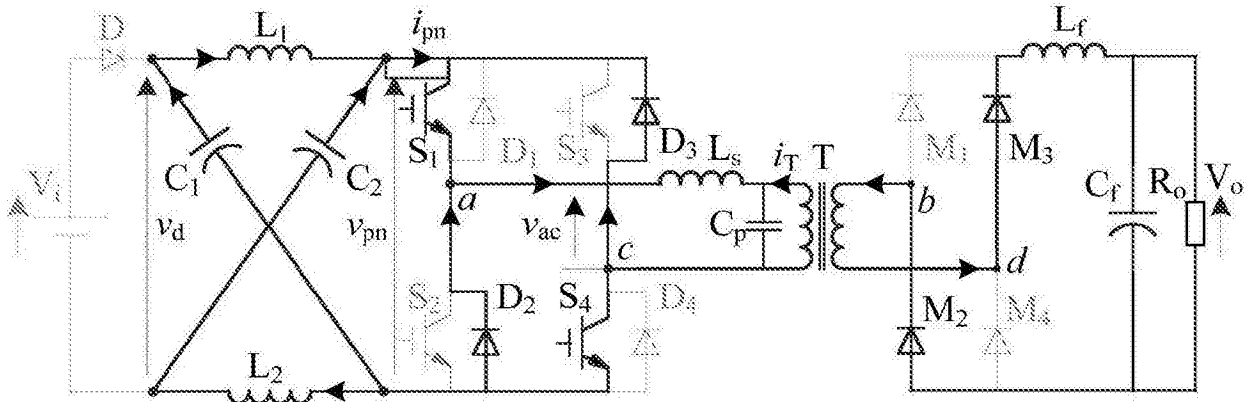


图4b

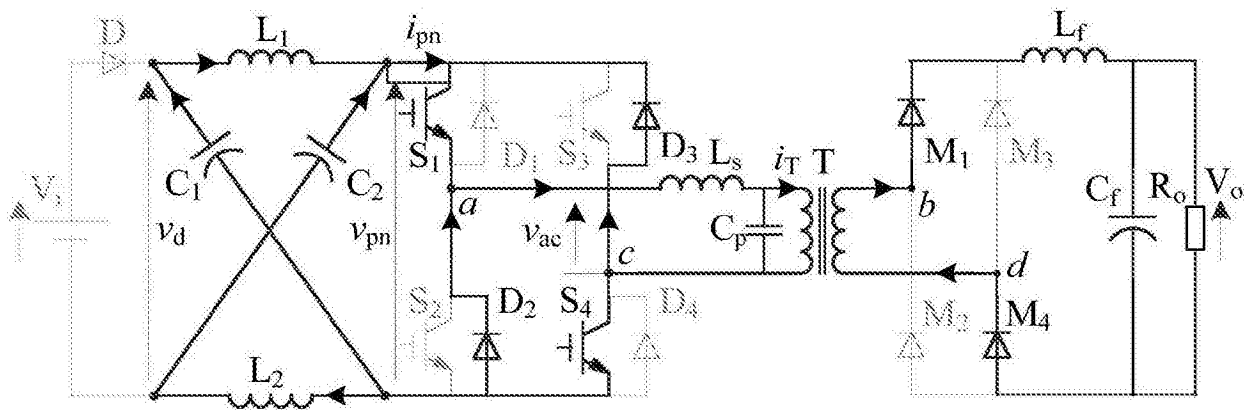


图4c

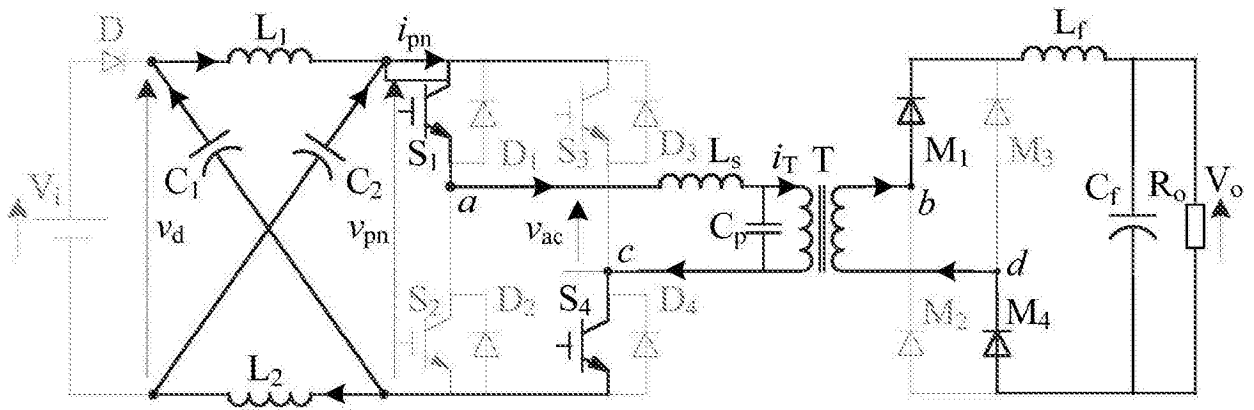


图4d

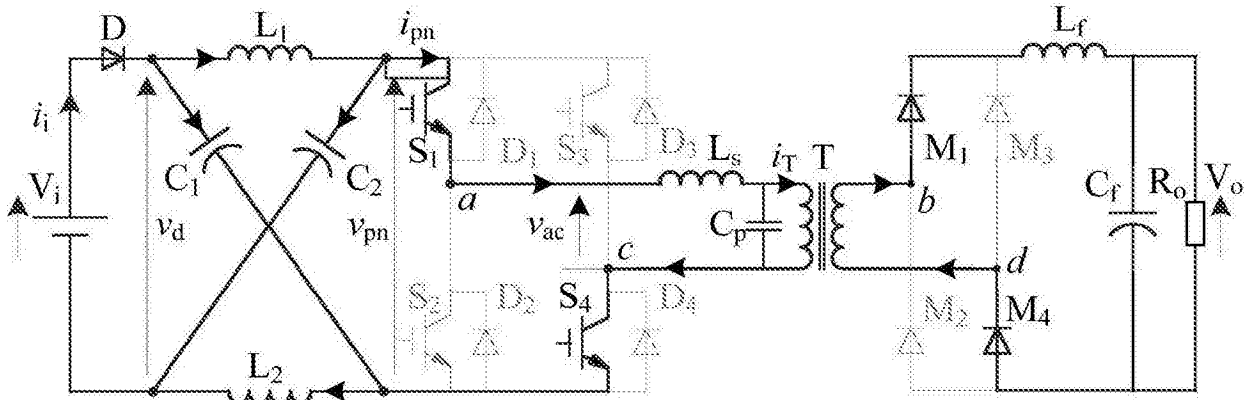


图4e

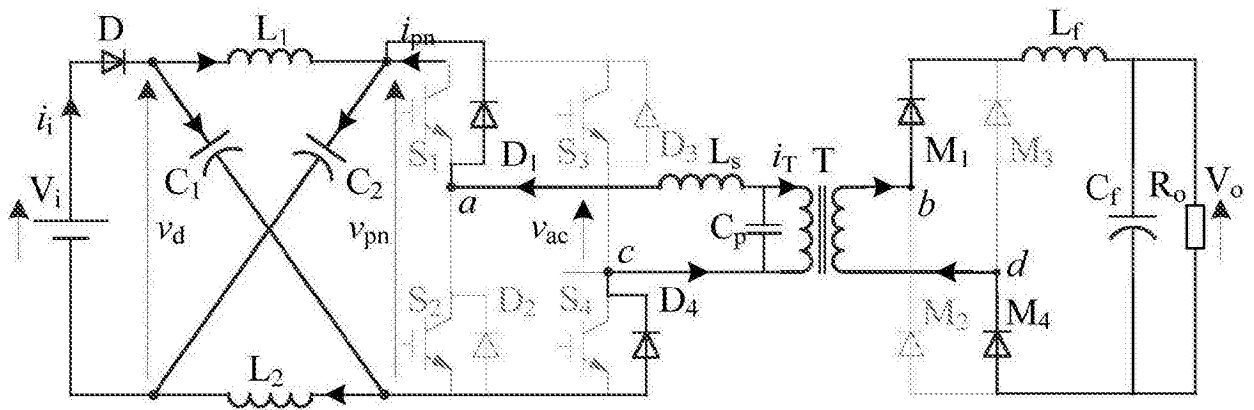


图4f

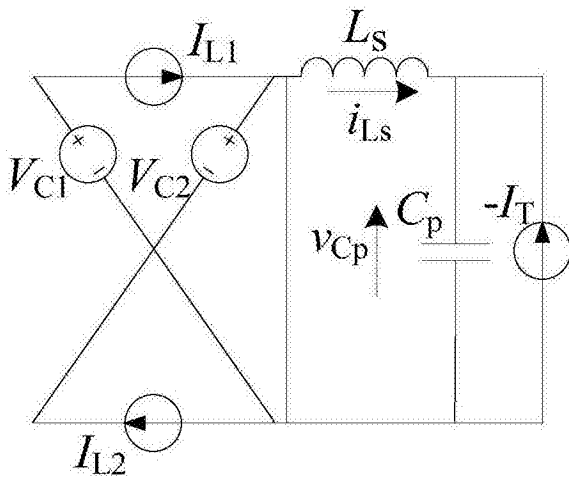


图5a

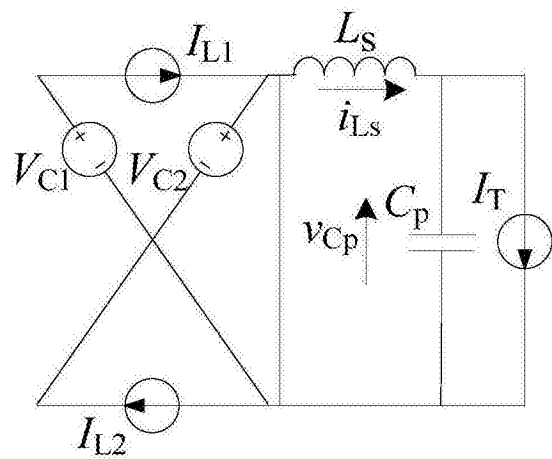


图5b



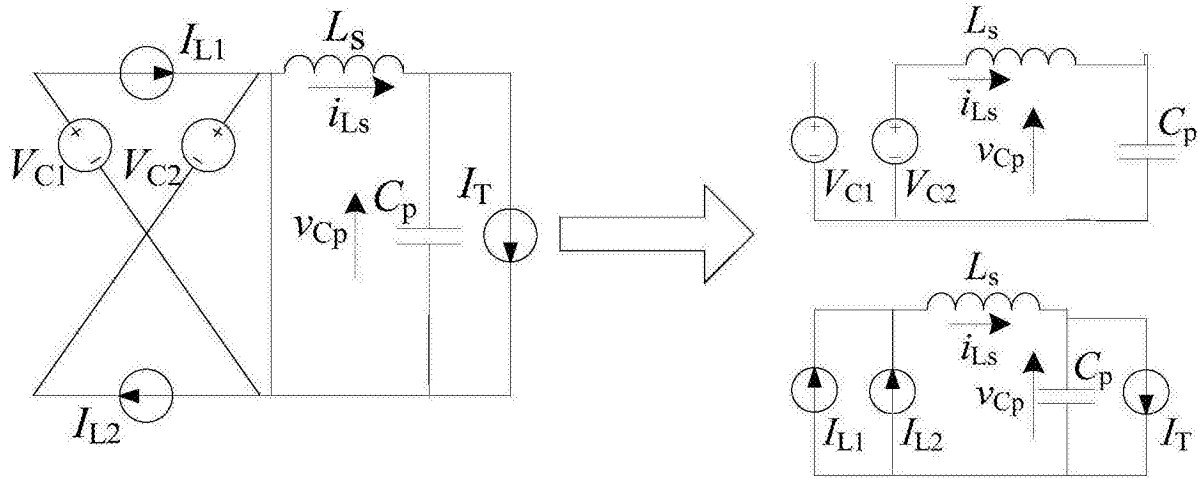


图5c

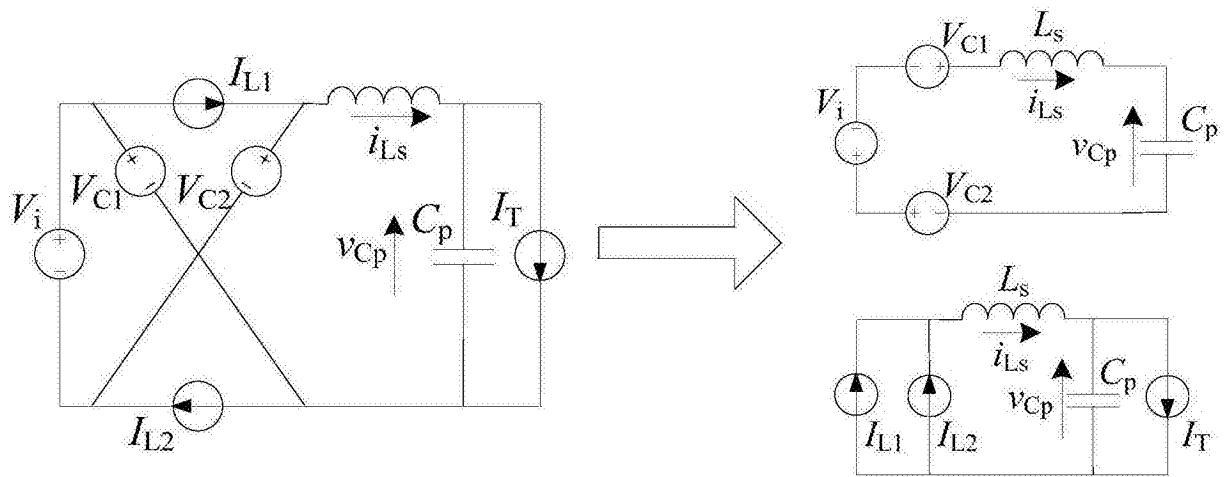


图5d

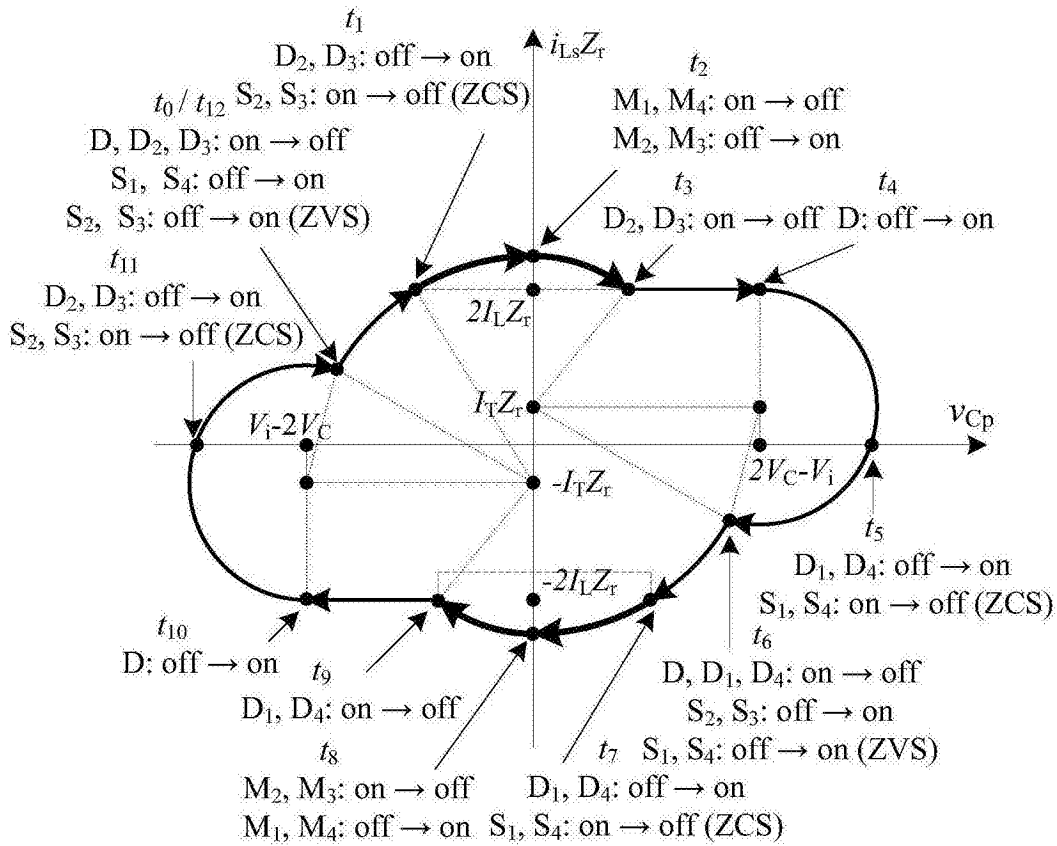


图6

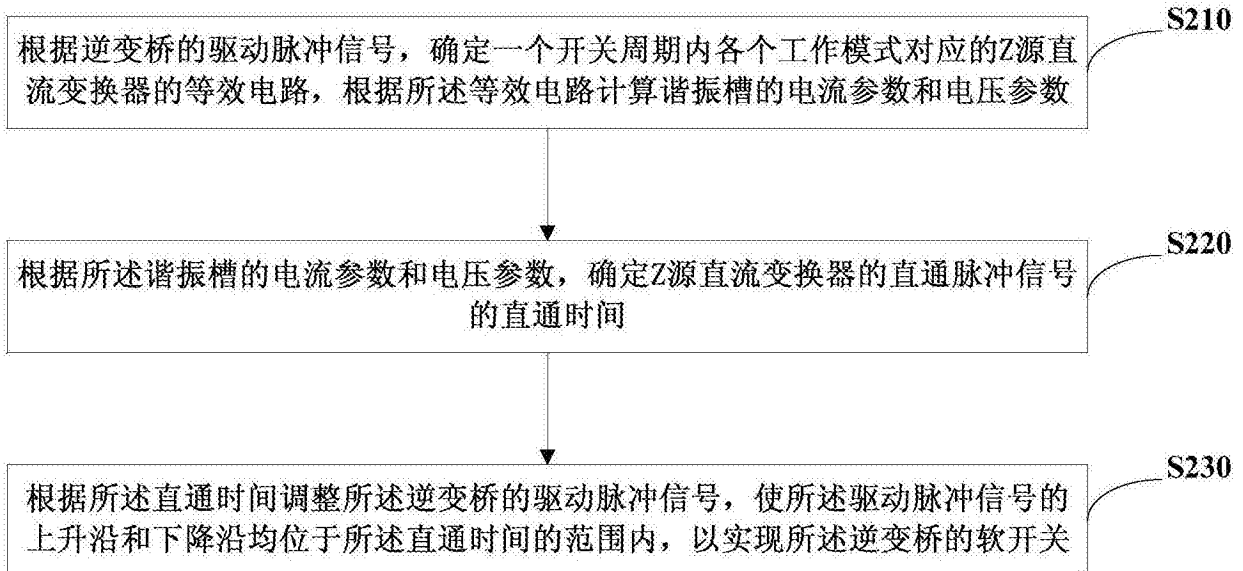


图7