



(12)发明专利申请

(10)申请公布号 CN 106849681 A

(43)申请公布日 2017.06.13

(21)申请号 201710231986.7

(22)申请日 2017.04.11

(71)申请人 厦门大学

地址 361000 福建省厦门市思明南路422号

(72)发明人 曾涛 吴珍 何良宗 张景瑞

(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)

H02M 1/14(2006.01)

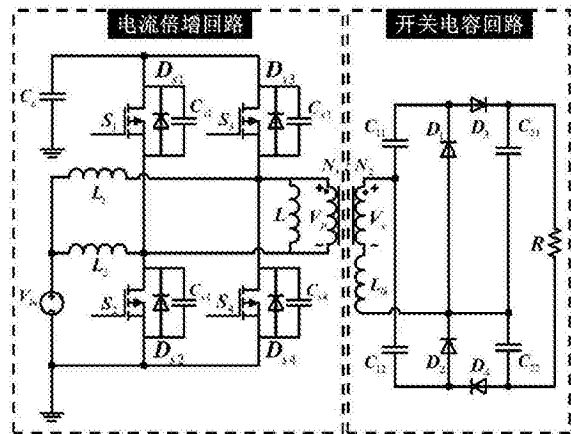
权利要求书1页 说明书5页 附图8页

(54)发明名称

一种高增益隔离型有源箝位软开关DC-DC变换器

(57)摘要

本发明公开了一种高增益隔离型有源箝位软开关DC-DC变换器,属于变换器技术领域;所述变换器包括电流倍增回路、变压器和开关电容回路;所述电流倍增回路包括电压源 V_{in} ,两输入电感 L_1 、 L_2 ,箝位电容 C_c ,两主功率开关管 S_2 、 S_4 ,两辅助功率开关管 S_1 、 S_3 ,四个功率开关管 S_1 - S_4 的外接电容 C_{S1} 、 C_{S2} 、 C_{S3} 、 C_{S4} 和变压器初级线圈并联电感 L ;所述开关电容回路包括四整流二极管 D_1 、 D_2 、 D_3 、 D_4 ,一个谐振电感 L_{1k} ,两谐振电容 C_{11} 、 C_{12} ,两输出电容 C_{21} 、 C_{22} 和负载电阻 R 。本发明的DC-DC变换器具有高增益、输入电流纹波小、输出电压纹波小、低成本和高效率的特点,可应用于光伏发电系统、燃料电池发电系统等低电压和大电流系统中直交到直流的变换场合。



1. 一种高增益隔离型有源箝位软开关DC-DC变换器,其特征在于,包括电流倍增回路、变压器和开关电容回路;所述电流倍增回路包括电压源(V_{in})、两输入电感(L_1 、 L_2)、箝位电容(C_c)、两主功率开关管(S_2 、 S_4)、两辅助功率开关管(S_1 、 S_3)和并联电感(L);所述开关电容回路包括四整流二极管(D_1 、 D_2 、 D_3 、 D_4)、谐振电感(L_{rk})、两谐振电容(C_{11} 、 C_{12})、两输出电容(C_{21} 、 C_{22})和负载电阻(R);

所述电压源(V_{in})的正极与第一输入电感(L_1)的一端和第二输入电感(L_2)的一端分别相连;所述第一输入电感(L_1)的另一端与第四主功率开关管(S_4)的漏极、第三辅助功率开关管(S_3)的源极和变压器原边(N_1)的同名端分别相连;所述第二输入电感(L_2)的另一端与第二主功率开关管(S_2)的漏极、第一辅助功率开关管(S_1)的源极和变压器原边(N_1)的异名端分别相连;所述第一辅助功率开关管(S_1)的漏极与第三辅助功率开关管(S_3)的漏极和箝位电容(C_c)的一端分别相连;所述电压源(V_{in})的负极、第二主功率开关管(S_2)的源极、第四主功率开关管(S_4)的源极和箝位电容 C_c 的另一端均接地;所述并联电感(L)与变压器原边(N_1)并联用于实现变换器软开关;

变压器副边(N_2)的同名端与第一谐振电容(C_{11})的一端和第二谐振电容(C_{12})的一端分别相连;变压器副边(N_2)的异名端与第一整流二极管(D_1)的阳极、第二整流二极管(D_2)的阴极、第一输出电容(C_{21})的一端和第二输出电容(C_{22})的一端分别相连;所述第一谐振电容(C_{11})的另一端与第一整流二极管(D_1)的阴极和第三整流二极管(D_3)的阳极分别相连;所述第二谐振电容(C_{12})的另一端与第二整流二极管(D_2)的阳极和第四整流二极管(D_4)的阴极分别相连;所述第三整流二极管(D_3)的阴极与第一输出电容(C_{21})的另一端和负载电阻(R)的一端分别相连;所述第四整流二极管(D_4)的阳极与第二输出电容(C_{22})的另一端和负载电阻(R)的另一端分别相连。

2. 根据权利要求1所述的高增益隔离型有源箝位软开关DC-DC变换器,其特征在于:所述并联电感(L)为磁环电感,其电感值大小取决于电路参数。

3. 根据权利要求1或2所述的高增益隔离型有源箝位软开关DC-DC变换器,其特征在于:所述第一辅助功率开关管(S_1)、第二主功率开关管(S_2)、第三辅助功率开关管(S_3)和第四主功率开关管(S_4)均为P增强型MOS管。

一种高增益隔离型有源箝位软开关DC-DC变换器

技术领域

[0001] 本发明涉及一种电气技术领域的变换器,特别涉及一种高增益隔离型有源箝位软开关DC-DC变换器,可应用于光伏发电系统、燃料电池发电系统等低电压、大电流系统中直流到直流的变换场合。

背景技术

[0002] 在光伏发电系统、燃料电池发电系统等低电压、大电流供电系统中,DC-DC变换器是传递电压电流、实现能量转换和功率控制的关键组件。考虑到光伏发电系统的低电压、大电流的特性及其并网功能的实现问题,对变换器设计有如下要求:高增益、输入电流纹波小、输出电压纹波小、低成本、高效率。

[0003] 常规的升压DC-DC变换电路有双正激电路、推挽电路、半桥电路、全桥电路等,目前在光伏发电系统中主要应用的拓扑是移相控制全桥电路。基本的全桥电路有两对开关桥臂,每个桥臂的两个功率开关成 180° 互补导通,两个桥臂的导通相角相差一个相位(即移相角),该电路的不足在于滞后桥臂软开关实现困难,电路增益小,输入电流波动大,一般DC-DC变换器都会在全桥变换器的基础上加以补充和改进。中国发明专利ZL201310302150.3中涉及一种高增益隔离型DC-DC变换器,该变换器的优点是电压增益大、输入电流输出电压纹波小,不足在于没有实现主功率开关管软开关,电路损耗大,效率低。

发明内容

[0004] 本发明的目的在于克服现有技术的不足,提出一种高增益隔离型有源箝位软开关DC-DC变换器,通过引入并联电感,实现功率器件软开关,减低开关损耗,增大电路增益,从而获得更高的变流效率,并针对并网功能的实现问题,能够满足变换器输入电流纹波小、输出电压纹波小的要求。

[0005] 本发明解决其技术问题所采用的技术方案是:

[0006] 提出一种用于低电压、大电流的高增益软开关拓扑结构,借助半导体功率开关及其控制逻辑,适当连接储能元件,实现直流到直流高效率高增益的电能转换。

[0007] 本发明所述的高增益隔离型有源箝位软开关DC-DC变换器是采用电路实现的,该电路包括电流倍增回路、变压器和开关电容回路;所述电流倍增回路包括电压源 V_{in} ,两输入电感 L_1 、 L_2 ,箝位电容 C_c ,两主功率开关管 S_2 、 S_4 ,两辅助功率开关管 S_1 、 S_3 ,及并联电感 L ;所述开关电容回路包括四整流二极管 D_1 、 D_2 、 D_3 、 D_4 ,谐振电感 L_{1k} ,两谐振电容 C_{11} 、 C_{12} ,两输出电容 C_{21} 、 C_{22} ,及负载电阻 R ;

[0008] 所述电压源 V_{in} 的正极与第一输入电感 L_1 的一端和第二输入电感 L_2 的一端分别相连;所述第一输入电感 L_1 的另一端与第四主功率开关管 S_4 的漏极、第三辅助功率开关管 S_3 的源极和变压器原边 N_1 的同名端分别相连;所述第二输入电感 L_2 的另一端与第二主功率开关管 S_2 的漏极、第一辅助功率开关管 S_1 的源极和变压器原边 N_1 的异名端分别相连;所述第一辅助功率开关管 S_1 的漏极与第三辅助功率开关管 S_3 的漏极和箝位电容 C_c 的一端分别相连;所

述电压源 V_{in} 的负极、第二主功率开关管 S_2 的源极、第四主功率开关管 S_4 的源极和箝位电容 C_c 的另一端均接地；所述并联电感 L 与变压器原边 N_1 并联用于实现变换器软开关；

[0009] 变压器副边 N_2 的同名端与第一谐振电容 C_{11} 的一端和第二谐振电容 C_{12} 的一端分别相连；变压器副边 N_2 的异名端与第一整流二极管 D_1 的阳极、第二整流二极管 D_2 的阴极、第一输出电容 C_{21} 的一端和第二输出电容 C_{22} 的一端分别相连；所述第一谐振电容 C_{11} 的另一端与第一整流二极管 D_1 的阴极和第三整流二极管 D_3 的阳极分别相连；所述第二谐振电容 C_{12} 的另一端与第二整流二极管 D_2 的阳极和第四整流二极管 D_4 的阴极分别相连；所述第三整流二极管 D_3 的阴极与第一输出电容 C_{21} 的另一端和负载电阻 R 的一端分别相连；所述第四整流二极管 D_4 的阳极与第二输出电容 C_{22} 的另一端和负载电阻 R 的另一端分别相连。

[0010] 作为优选，所述并联电感 L 为磁环电感，其电感值大小取决于电路参数。

[0011] 作为优选，所述第一辅助功率开关管 S_1 、第二主功率开关管 S_2 、第三辅助功率开关管 S_3 和第四主功率开关管 S_4 均为P增强型MOS管。

[0012] 本发明控制逻辑，即开关的时间顺序为：主开关 S_4 导通（此时主开关 S_2 处于导通状态，辅助开关 S_1 、 S_3 处于关断状态），经过 $(D-0.5)T_s$ 时间后主开关 S_2 零电压（ZVS）关断，并联电感 L 保持正向恒流状态；②经过一个短暂死区时间，辅助开关 S_1 导通，经过 $(1-D)T_s$ 时间后关断，并联电感 L 正向线性放电后反向线性充电，以保证主开关 S_2 实现零电压（ZVS）开通；③经过一个短暂的死区时间，主开关 S_2 导通，经过 $(D-0.5)T_s$ 时间后主开关 S_4 零电压（ZVS）关断，并联电感 L 保持反向恒流状态；④经过一个短暂死区时间，辅助开关 S_3 导通，经过 $(1-D)T_s$ 时间后关断，并联电感 L 反向线性放电后正向线性充电，以保证主开关 S_4 实现零电压（ZVS）开通；⑤经过一个短暂的死区时间，主开关 S_4 导通，回到第一个过程，如此周而复始。上述控制逻辑中的 D 为两主功率开关管的控制信号占空比， T_s 为控制信号的周期。

[0013] 本发明提供的技术方案带来的有益效果是：

[0014] 本发明在实现大电压增益，输入电流输出电压纹波小的基础上，引入并联电感，实现了所有功率开关零电压（ZVS）开通和零电压关断，提高了整个电路的转换效率；实现所有整流二极管零电流（ZCS）关断，解决了整流管的反向恢复问题。本发明的变换器适合于低电压、大电流场合，可以应用于光伏发电系统、燃料电池发电系统直流升压场合。

[0015] 以下结合附图及实施例对本发明作进一步详细说明，但本发明的一种高增益隔离型有源箝位软开关DC-DC变换器不局限于实施例。

附图说明

[0016] 图1为本发明实施例的电路图；

[0017] 图2为本发明实施例的关键波形图；

[0018] 图3为本发明实施例的开关模态1 $[t_0t_1]$ 等效电路图；

[0019] 图4为本发明实施例的开关模态2 $[t_1t_2]$ 等效电路图；

[0020] 图5为本发明实施例的开关模态3 $[t_2t_3]$ 等效电路图；

[0021] 图6为本发明实施例的开关模态4 $[t_3t_4]$ 等效电路图；

[0022] 图7为本发明实施例的开关模态5 $[t_4t_5]$ 等效电路图；

[0023] 图8为本发明实施例的开关模态6 $[t_5t_6]$ 等效电路图；

[0024] 图9为本发明实施例的开关模态7 $[t_6t_7]$ 等效电路图；

- [0025] 图10为本发明实施例的开关模态7 $[t_7t_8]$ 等效电路图；
[0026] 图11为本发明实施例的开关模态8 $[t_8t_9]$ 等效电路图；
[0027] 图12为本发明实施例的开关模态9 $[t_9t_{10}]$ 等效电路图；
[0028] 图13为本发明实施例的Saber仿真软开关实现示意图。

具体实施方式

[0029] 本发明一种高增益隔离型有源箝位软开关DC-DC变换器,用于光伏发电系统、燃料电池发电系统等低电压、大电流系统中直流到直流的变换场合。如图1所示,一种高增益隔离型有源箝位软开关DC-DC变换器,包括电流倍增回路、变压器和开关电容回路;所述电流倍增回路包括电压源 V_{in} ,两输入电感 L_1 、 L_2 ,箝位电容 C_c ,两主功率开关管 S_2 、 S_4 ,两辅助功率开关管 S_1 、 S_3 ,及并联电感 L ;所述开关电容回路包括四整流二极管 D_1 、 D_2 、 D_3 、 D_4 ,谐振电感 L_{1k} ,两谐振电容 C_{11} 、 C_{12} ,两输出电容 C_{21} 、 C_{22} ,及负载电阻 R ;

[0030] 所述电压源 V_{in} 的正极与第一输入电感 L_1 的一端和第二输入电感 L_2 的一端分别相连;所述第一输入电感 L_1 的另一端与第四主功率开关管 S_4 的漏极、第三辅助功率开关管 S_3 的源极和变压器原边 N_1 的同名端分别相连;所述第二输入电感 L_2 的另一端与第二主功率开关管 S_2 的漏极、第一辅助功率开关管 S_1 的源极和变压器原边 N_1 的异名端分别相连;所述第一辅助功率开关管 S_1 的漏极与第三辅助功率开关管 S_3 的漏极和箝位电容 C_c 的一端分别相连;所述电压源 V_{in} 的负极、第二主功率开关管 S_2 的源极、第四主功率开关管 S_4 的源极和箝位电容 C_c 的另一端均接地;所述并联电感 L 与变压器原边 N_1 并联用于实现变换器软开关;

[0031] 变压器副边 N_2 的同名端与第一谐振电容 C_{11} 的一端和第二谐振电容 C_{12} 的一端分别相连;变压器副边 N_2 的异名端与第一整流二极管 D_1 的阳极、第二整流二极管 D_2 的阴极、第一输出电容 C_{21} 的一端和第二输出电容 C_{22} 的一端分别相连;所述第一谐振电容 C_{11} 的另一端与第一整流二极管 D_1 的阴极和第三整流二极管 D_3 的阳极分别相连;所述第二谐振电容 C_{12} 的另一端与第二整流二极管 D_2 的阳极和第四整流二极管 D_4 的阴极分别相连;所述第三整流二极管 D_3 的阴极与第一输出电容 C_{21} 的另一端和负载电阻 R 的一端分别相连;所述第四整流二极管 D_4 的阳极与第二输出电容 C_{22} 的另一端和负载电阻 R 的另一端分别相连。

[0032] 进一步的,并联电感 L 为磁环电感,其电感值大小取决于电路参数。

[0033] 进一步的,所述第一辅助功率开关管 S_1 、第二主功率开关管 S_2 、第三辅助功率开关管 S_3 和第四主功率开关管 S_4 均为P增强型MOS管。

[0034] 如图2所示,本实施例电路的控制逻辑为:①主开关 S_4 导通(此时主开关 S_2 处于导通状态,辅助开关 S_1 、 S_3 处于关断状态),经过 $(D-0.5)T_s$ 时间后主开关 S_2 零电压(ZVS)关断,并联电感 L 保持正向恒流状态;②经过一个短暂死区时间,辅助开关 S_1 导通,经过 $(1-D)T_s$ 时间后关断,并联电感 L 正向线性放电后反向线性充电,以保证主开关 S_2 实现零电压(ZVS)开通;③经过一个短暂的死区时间,主开关 S_2 导通,经过 $(D-0.5)T_s$ 时间后主开关 S_4 零电压(ZVS)关断,并联电感 L 保持反向恒流状态;④经过一个短暂死区时间,辅助开关 S_3 导通,经过 $(1-D)T_s$ 时间后关断,并联电感 L 反向线性放电后正向线性充电,以保证主开关 S_4 实现零电压(ZVS)开通;⑤经过一个短暂的死区时间,主开关 S_4 导通,回到第一个过程,如此周而复始。上述控制逻辑中的 D 为两主功率开关管的控制信号占空比, T_s 为控制信号的周期。

[0035] 如图2所示为本发明变换器的工作时序图,根据图2所示开关管控制逻辑,参照图3

至图12,该变换器在工作过程中包括10个模态。

[0036] 模态1:参照图3, t_0 时刻 S_4 导通, $t_0 \sim t_1$ 期间,主开关 S_2 和 S_4 都处于导通状态,变压器一次侧的电压 v_p 为零,电感 L_1 、 L_2 线性充电,并联电感 L 保持正向恒流状态。

[0037] 模态2:参照图4, t_1 时刻 S_2 关闭,电感 L_2 开始线性地对电容 C_{s2} 充电,同时电容 C_{s1} 开始放电。当电容 C_{s2} 充电至 V_{cc} ,电容 C_{s1} 放电结束, S_1 的反并联二极管 D_{s1} 导通,开关管 S_1 达到 ZVS 导通条件。 $t_1 \sim t_2$ 期间,并联电感 L 线性放电。

[0038] 模态3:参照图5, t_2 时刻 S_1 导通, $t_2 \sim t_3$ 期间,变压器一次侧电压保持 $v_p = -V_{cc}$ 不变,电感 L_1 储存能量,电感 L_2 释放能量,并联电感 L 经历了正向放电和反向充电两个过程。变压器二次侧谐振环 L_{1k} , C_{11} , D_1 和 L_{1k} , C_{12} , D_4 , C_{22} 开始工作。

[0039] 模态4:参照图6, t_3 时刻二次侧漏电感 L_{1k} , C_{11} , D_1 和 L_{1k} , C_{12} , D_4 , C_{22} 两个谐振回路结束谐振状态,二极管 D_1 和 D_4 实现 ZCS 关断。并联电感 L 保持线性反向充电。

[0040] 模态5:参照图7, t_4 时刻 S_1 关闭,满足 ZVS 关闭条件。由于并联电感 L 的存在,电容 C_{s2} 可通过并联电感 L 放电,同时电容 C_{s1} 开始充电。当电容 C_{s1} 充电至 V_{cc} ,电容 C_{s2} 放电结束, S_2 的反并联二极管 D_{s2} 导通,开关管 S_2 达到 ZVS 导通条件。 $t_4 \sim t_5$ 期间,变压器一次侧的电压值快速从 $-V_{cc}$ 变为零,并联电感 L 进入反向恒流状态。

[0041] t_5 时刻 S_2 导通,由于电路拓扑的对称性,模态6-10的工作状态与模态1-5类似,如图8至图12。其中, t_{10} 时刻与 t_0 的状态完全一致,电路回到模态1的工作状态,如此周而复始。

[0042] 在本发明中,并联电感 L 在辅助开关 S_1 、 S_3 关断后为开关管并联电容 C_{s2} 、 C_{s4} 提供放电回路。以本发明实施例作计算说明,如图1开关电源变换器输入电压为 $V_{in} = 20V$,输出电压为 $V_o = 200V$,功率为 $P = 400W$,开关频率为 $f = 50kHz$,变压器变比为 $n = 1:1$ 。为实现主开关 S_2 、 S_4 软开关,要求其满足条件: $i_{L,max} > i_{L1,min}$ 且 $-i_{L,min} > i_{L2,min}$, 即 $i_{L,max} - i_{L,min} > i_{L1,min} + i_{L2,min} = 2i_{L1,min}$ 。实施例开关电源的基本参数如下:

[0043] 输入电流为 $I_{in} = \frac{P}{V_{in}}$;

[0044] 开关周期为 $T = \frac{1}{f}$;

[0045] 在本发明的控制逻辑下,变压器原边电压 V_p 与箝位电容 C_c 电压 V_{cc} 相等,为:

[0046] $V_p = V_{cc} = \frac{1}{1-D} \cdot V_{in}$

[0047] 一个开关周期内,输入电感的电流平均值 I_{L1} 和波动值 Δi_{L1} 分别为:

[0048] $I_{L1} = I_{L2} = 0.5 I_{in}$

[0049] $\Delta i_{L1} = \Delta i_{L2} = i_{L1,max} - i_{L1,min} = \frac{V_{in}}{L_1} D \cdot T$

[0050] 并联电感的电流波动值 Δi_L 为:

[0051] $\Delta i_L = i_{L,max} - i_{L,min} = \frac{V_p}{L} (1-D) \cdot T$

[0052] 取控制信号占空比 $D = 0.6$,可得 $L \leq 25\mu H$ 。

[0053] 用Saber软件对本发明实施例开关电源电路进行仿真,软开关工作波形如图13。从图13(a)可以看出,由于 $t_0 \sim t_1$ 期间,开关管 S_2 并联电容 C_{s2} 充电至稳态,使得开关管 S_2 开通时

电压为零,为ZVS开通;开关管 S_1 的关断时电压为零,为ZVS关断。并联电感 L 在 $t_4 \sim t_5$ 期间为开关管 S_2 并联电容 C_{s2} 提供放电回路,开关管 S_2 开通时电压为零,为ZVS开通;开关管 S_2 的关断时电压为零,为ZVS关断。同理,另一桥臂开关管 S_3 、 S_4 也实现ZVS开通和关断。从图13(b)可以看出整流二极管在谐振回路结束谐振状态后自然关断,关断时电流为零,为ZCS关断,该电路拓扑不存在二极管反向恢复问题。

[0054] 以上所述仅为本发明的较佳实施例,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、改进等,均应包含在本发明的保护范围之内。

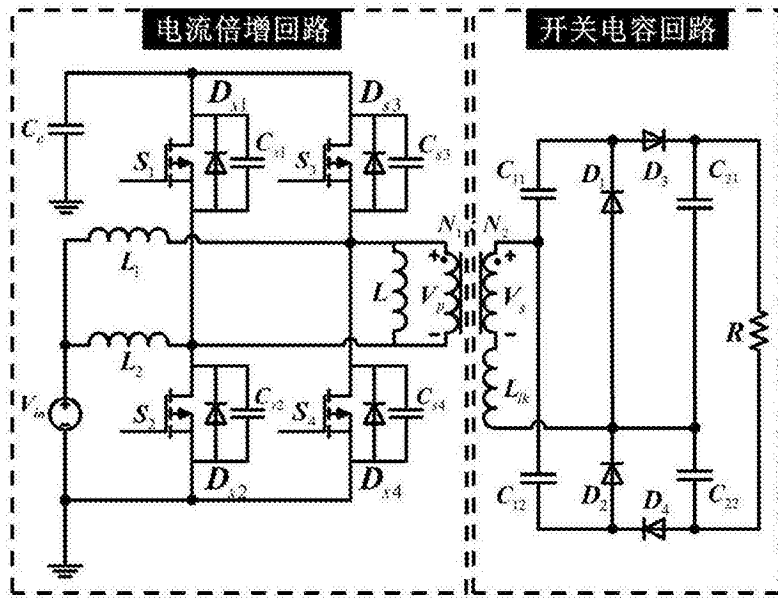


图1

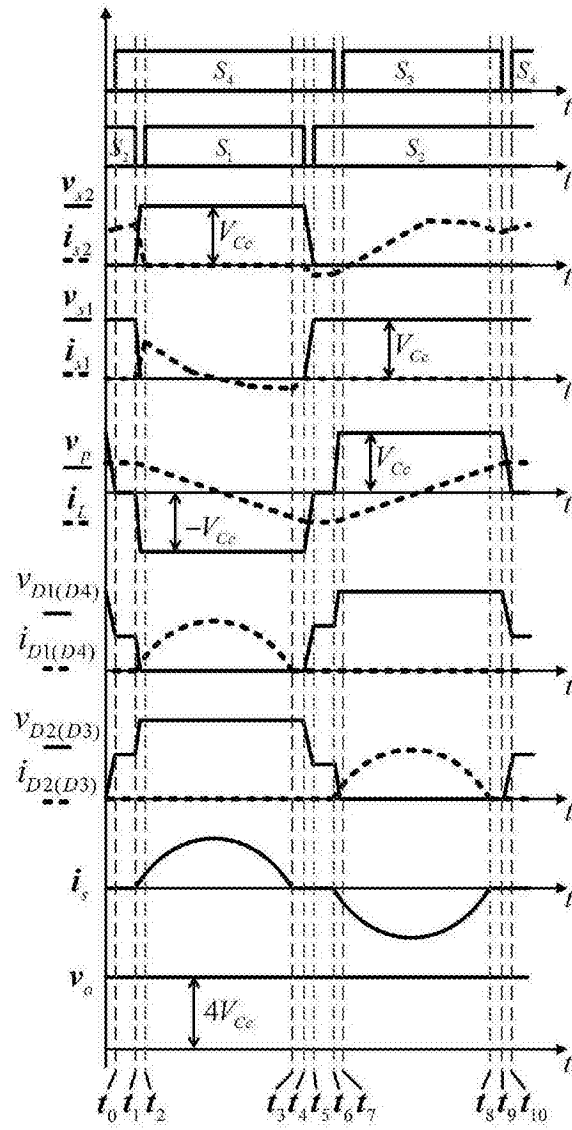


图2

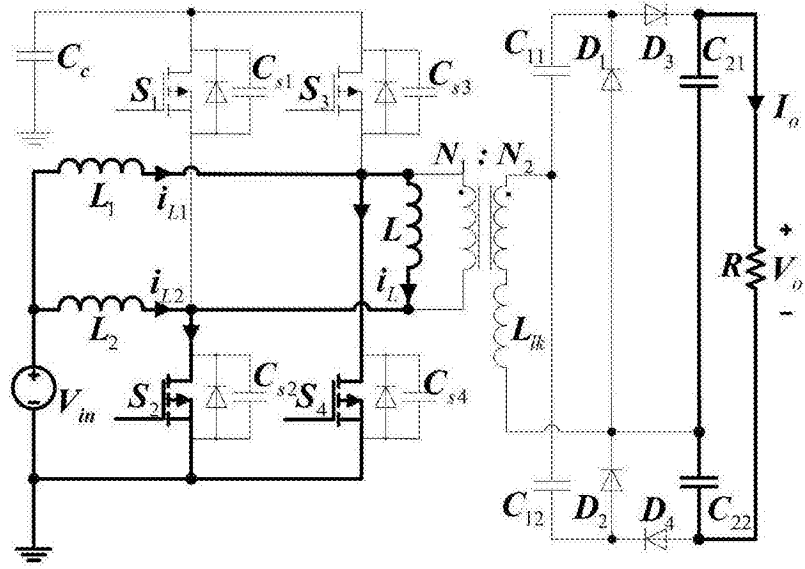


图3

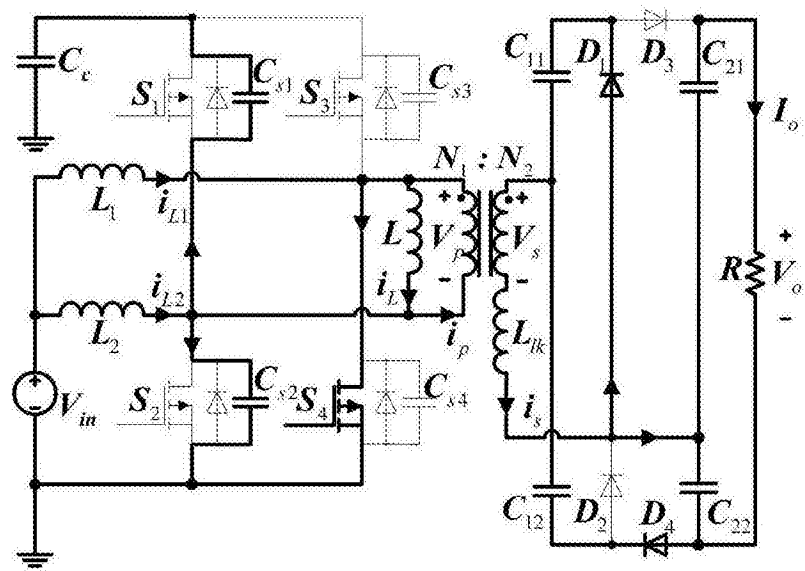


图4

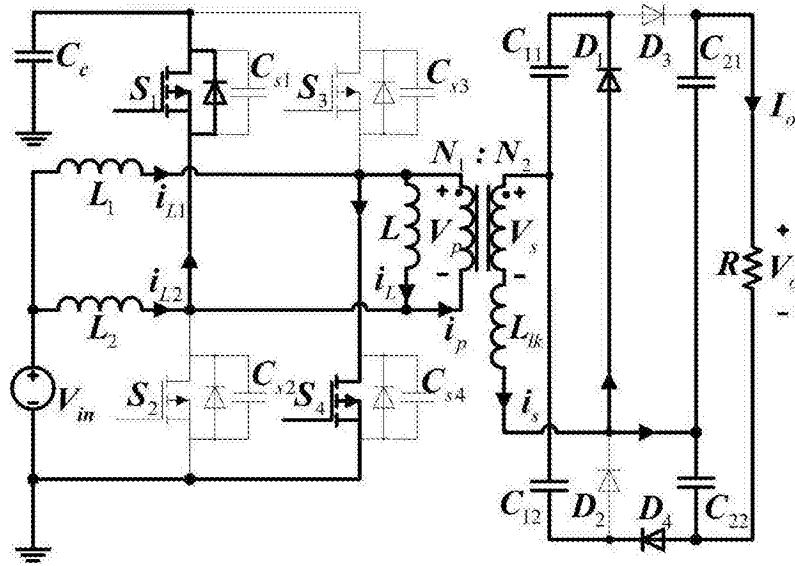


图5

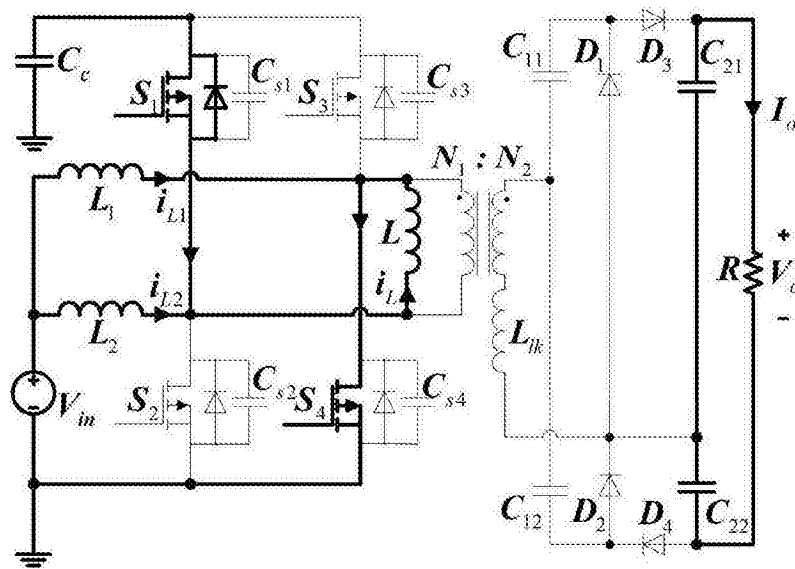


图6

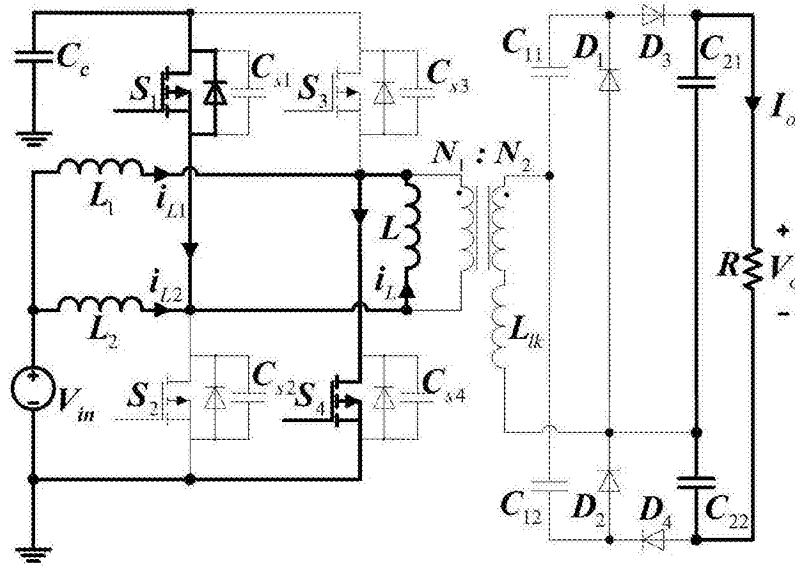


图7

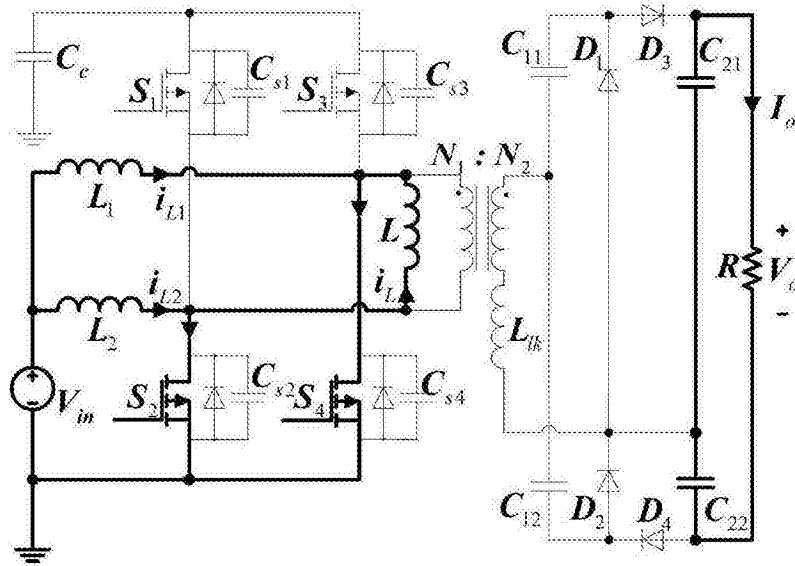


图8

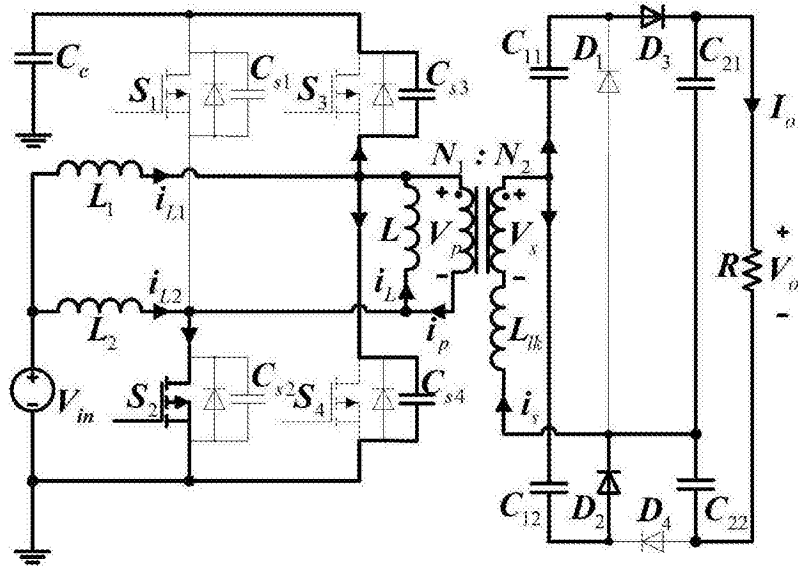


图9

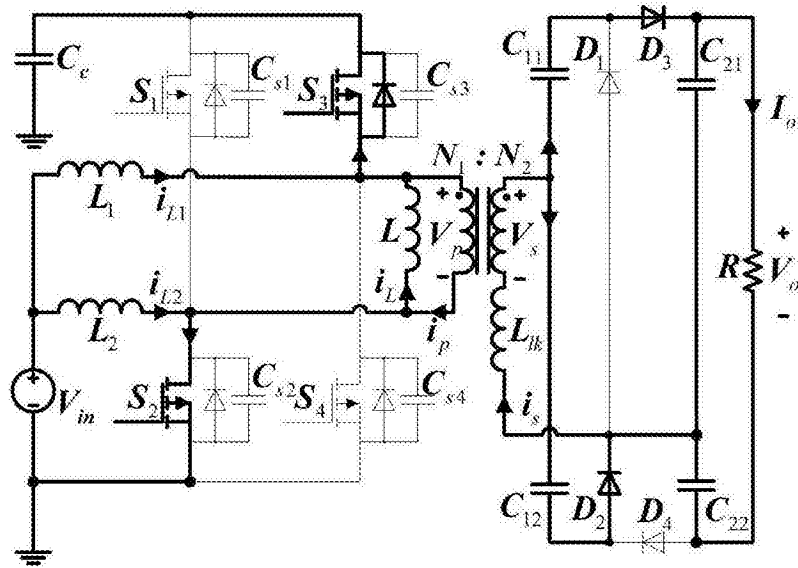


图10

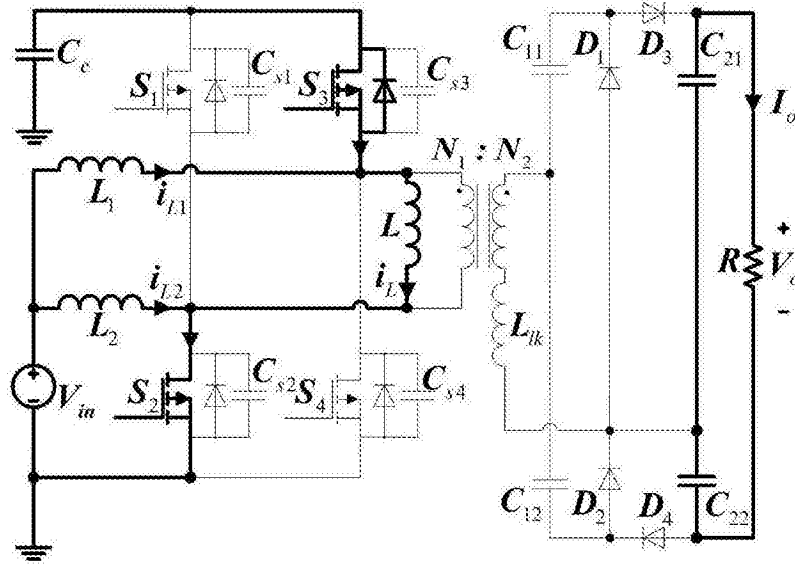


图11

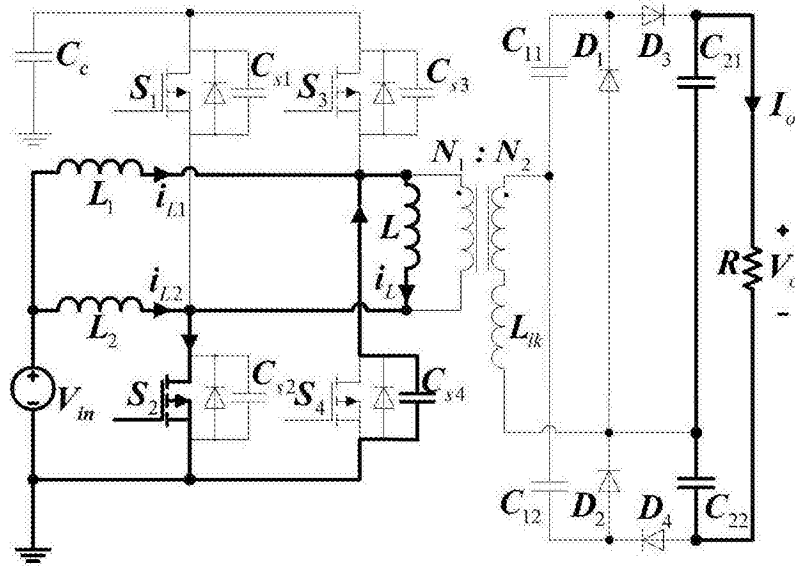


图12

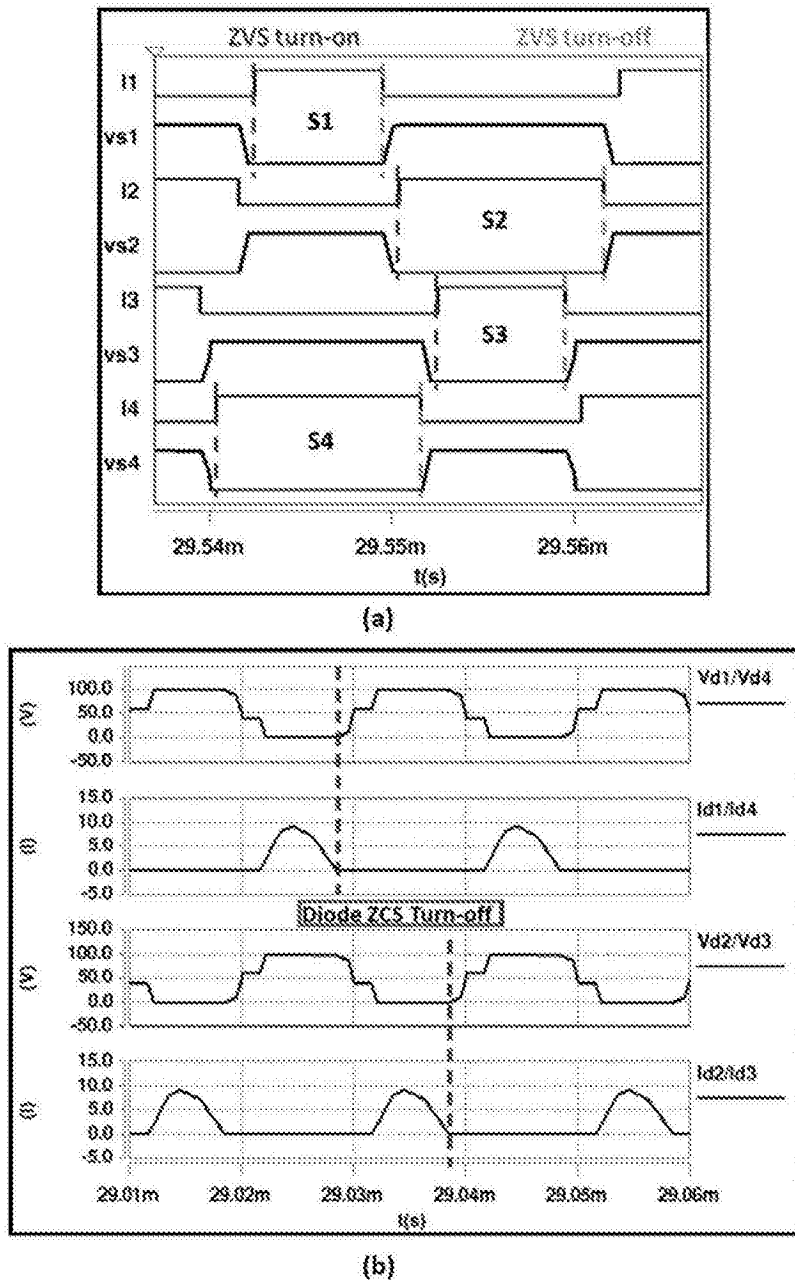


图13