



(12) 发明专利申请

(10) 申请公布号 CN 103944397 A

(43) 申请公布日 2014. 07. 23

(21) 申请号 201410145216. 7

(22) 申请日 2014. 04. 11

(71) 申请人 燕山大学

地址 066004 河北省秦皇岛市海港区河北大街西段 438 号

(72) 发明人 孙孝峰 申彦峰 朱云娥 李昕

(74) 专利代理机构 石家庄一诚知识产权事务所
13116

代理人 李合印

(51) Int. Cl.

H02M 3/335(2006. 01)

H02M 1/14(2006. 01)

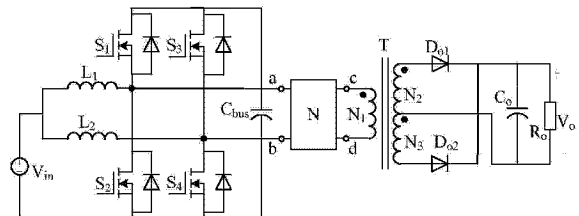
权利要求书2页 说明书5页 附图6页

(54) 发明名称

Boost 型隔离 DC/DC 变换器及其控制方法

(57) 摘要

本发明公开了一种 Boost 型隔离 DC-DC 变换器及其控制方法,该变换器由原边电路、副边电路、理想变压器和二端口无源网络组成,其中原边电路由集成了交错并联 Boost 电路的全桥单元电路构成,副边电路由整流电路构成,二端口无源网络是由电感、电容组成,为能量传递单元,变压器用来实现隔离和变压;通过在全桥两个桥臂中点连接两个交错并联的 Boost 输入电感,不仅拓宽了隔离 DC-DC 变换器的增益范围,而且减小了输入电流纹波;采用定频 PWM 控制,通过控制上桥臂开关管的占空比 D,可以实现对输出电压的调节。本发明具有输入电压范围宽、输入电流纹波小、开关频率固定、易于实现软开关、开关损耗小等优点,特别适合用于可再生能源发电等系统中。



1. 一种 Boost 型隔离 DC/DC 变换器,其特征在于:

它是由输入直流电压源 V_{in} 、母线电容 C_{bus} 、第一电感 L_1 、第二电感 L_2 、第一开关管 S_1 、第二开关管 S_2 、第三开关管 S_3 、第四开关管 S_4 、二端口无源网络 N、第一输出整流二极管 D_{o1} 、第二输出整流二极管 D_{o2} 、输出电容 C_o 、输出电阻 R_o 和理想变压器 T 组成;

所述理想变压器 T 包括第一绕组 N_1 、第二绕组 N_2 和第三绕组 N_3 ;

所述二端口无源网络 N 有四个端子,分别为端子 a、端子 b、端子 c 和端子 d,端子 a 与端子 b 在同一侧,端子 c 和端子 d 在另一侧;

所述的输入直流电压源 V_{in} 的正极分别与第一电感 L_1 的一端和第二电感 L_2 的一端相连,输入直流电压源 V_{in} 的负极分别与第二开关管 S_2 的源极、第四开关管 S_4 的源极以及母线电容 C_{bus} 的负极相连;第一电感 L_1 的另一端分别与第一开关管 S_1 的源极和第二开关管 S_2 的漏极相连,第二电感 L_2 的另一端分别与第三开关管 S_3 的源极和第四开关管 S_4 的漏极相连;第一开关管 S_1 的漏极分别与第三开关管 S_3 的漏极、母线电容 C_{bus} 的正极相连;

所述二端口无源网络 N 的端子 a 与第一开关管 S_1 的源极、第二开关管 S_2 的漏极相连,端子 b 与第三开关管 S_3 的源极、第四开关管 S_4 的漏极相连,端子 c 与所述理想变压器 T 第一绕组 N_1 的同名端相连,端子 d 与所述理想变压器 T 第一绕组 N_1 的非同名端相连;

第一输出整流二极管 D_{o1} 与第二输出整流二极管 D_{o2} 共阴极连接,第一输出整流二极管 D_{o1} 的阳极连接到所述理想变压器 T 第二绕组 N_2 的同名端,第二输出整流二极管 D_{o2} 的阳极连接到所述理想变压器 T 第三绕组 N_3 的非同名端;输出电容 C_o 与输出电阻 R_o 并联,它们的正极连接到第一输出整流二极管 D_{o1} 的阴极,它们的负极分别与所述理想变压器 T 第二绕组 N_2 的非同名端和第三绕组 N_3 的同名端相连。

2. 根据权利要求 1 所述的 Boost 型隔离 DC/DC 变换器,其特征在于:所述的二端口无源网络 N 是移相电感 L 网络;所述的移相电感 L 网络包含移相电感 L,移相电感 L 的一端与端子 a 相连,另一端与端子 c 相连,端子 b 与端子 d 直接相连。

3. 根据权利要求 1 所述的 Boost 型隔离 DC/DC 变换器,其特征在于:所述的二端口无源网络 N 是 LC 串联谐振网络;所述的 LC 串联谐振网络包括谐振电感 L_r 和串联谐振电容 C_r ,谐振电感 L_r 的一端连接端子 a,另一端连接端子 c,串联谐振电容 C_r 的一端连接端子 b,另一端连接端子 d。

4. 根据权利要求 1 所述的 Boost 型隔离 DC/DC 变换器,其特征在于:所述的二端口无源网络 N 是 LC 并联谐振网络;所述的 LC 并联谐振网络包括谐振电感 L_r 和并联谐振电容 C_p ,谐振电感 L_r 的一端连接端子 a,另一端连接端子 c,并联谐振电容 C_p 的一端连接端子 b,另一端连接端子 d。

5. 根据权利要求 1 所述的 Boost 型隔离 DC/DC 变换器,其特征在于:所述的二端口无源网络 N 是 LCC 串并联谐振网络;所述的 LCC 串并联谐振网络包括谐振电感 L_r 、串联谐振电容 C_r 和并联谐振电容 C_p ,谐振电感 L_r 一端连接端子 a,另一端连接端子 c;串联谐振电容 C_r 一端连接端子 b,另一端连接端子 d;并联谐振电容 C_p 一端连接端子 c,另一端连接端子 d。

6. 根据权利要求 1 所述的 Boost 型隔离 DC/DC 变换器,其特征在于:所述的二端口无源网络 N 是 LLC 串联谐振网络;所述的 LLC 串联谐振网络包括谐振电感 L_r 、串联谐振电容 C_r 和励磁电感 L_m ,谐振电感 L_r 一端连接端子 a,另一端连接端子 c;串联谐振电容 C_r 一端连接端子 b,另一端连接端子 d;励磁电感 L_m 一端连接端子 c,另一端连接端子 d。

7. 根据权利要求1所述Boost型隔离DC/DC变换器的控制方法,其特征在于:该方法内容如下:采用定频PWM的控制,变换器的工作频率 f_s 始终等于谐振频率 f_r ;两个Boost电路采用交错并联的控制方式,第一开关管 S_1 与第三开关管 S_3 占空比均为 D ,其相位差 180° ;第二开关管 S_2 与第四开关管 S_4 的占空比均为 $1-D$,相位也差 180° ;当占空比 $D \leq 0.5$ 时,谐振槽电压 V_{tank} 的占空比为 D ;当 $D > 0.5$ 时,谐振槽电压 V_{tank} 的占空比为 $1-D$;输入电压 V_{in} 在比较宽的范围内变化时,通过调节第一开关管 S_1 与第三开关管 S_3 的占空比 D ,改变变换器整体增益。

Boost 型隔离 DC/DC 变换器及其控制方法

技术领域

[0001] 本发明涉及可再生发电系统中的电力电子变换器技术领域,特别涉及一种 Boost 型隔离 DC/DC 变换器及其控制方法。

背景技术

[0002] 随着经济的发展,环境污染问题和能源紧缺问题日益严重。可再生能源的开发利用是解决这个问题的有效方法之一。可再生能源发电主要有风力、光伏、水利、燃料电池等,但是,受气候条件的影响,可再生能源具有输出电压范围宽的特点。因此,为了能有效的利用新能源,需要一种能在宽输入电压范围内高效工作的 DC/DC 变换器。

[0003] 传统的定频控制全桥变换器,虽然控制简单且能实现零电压开关,但输入电压范围宽时需要的滤波电感大,功率密度小;另一方面占空比变化范围大,尤其在高压输入时效率比较低。为了适应宽输入的特点,又有一系列的变换器拓扑及其衍生结构相继被提出。这其中多是基于辅助绕组和多电平的思想。但是这两种方法均需增加额外的辅助元件或开关管,提高了成本,控制复杂并且会产生额外的能量损耗。有些学者还提出了两级变换器级联形式的拓扑,这种变换器前级一般用 Buck 或 Boost 变换器,通过调节前级变换器的占空比使母线电压保持稳定。但是增加的前级变换器不仅增大了整体变换器的体积,Buck 或 Boost 变换器中的开关管是硬开关,损耗也比较大。

发明内容

[0004] 为了克服现有技术中存在的上述问题,本发明的目的是提供一种 Boost 型隔离 DC/DC 变换器及其控制方法,能够保证在宽范围的电压输入下实现高效的功率变换。

[0005] 为实现上述目的,本发明的目的之一是通过以下技术方案实现的。

[0006] 一种 Boost 型隔离 DC/DC 变换器,它是由输入直流电压源 V_{in} 、母线电容 C_{bus} 、第一电感 L_1 、第二电感 L_2 、第一开关管 S_1 、第二开关管 S_2 、第三开关管 S_3 、第四开关管 S_4 、二端口无源网络 N、第一输出整流二极管 D_{o1} 、第二输出整流二极管 D_{o2} 、输出电容 C_o 、输出电阻 R_o 和理想变压器 T 组成;

[0007] 所述理想变压器 T 包括第一绕组 N_1 、第二绕组 N_2 和第三绕组 N_3 ;

[0008] 所述二端口无源网络 N 有四个端子,分别为端子 a、端子 b、端子 c 和端子 d,端子 a 与端子 b 在同一侧,端子 c 和端子 d 在另一侧;

[0009] 所述的输入直流电压源 V_{in} 的正极分别与第一电感 L_1 的一端和第二电感 L_2 的一端相连,输入直流电压源 V_{in} 的负极分别与第二开关管 S_2 的源极、第四开关管 S_4 的源极以及母线电容 C_{bus} 的负极相连;第一电感 L_1 的另一端分别与第一开关管 S_1 的源极和第二开关管 S_2 的漏极相连,第二电感 L_2 的另一端分别与第三开关管 S_3 的源极和第四开关管 S_4 的漏极相连;第一开关管 S_1 的漏极分别与第三开关管 S_3 的漏极、母线电容 C_{bus} 的正极相连;

[0010] 所述二端口无源网络 N 的端子 a 与第一开关管 S_1 的源极、第二开关管 S_2 的漏极相连,端子 b 与第三开关管 S_3 的源极、第四开关管 S_4 的漏极相连,端子 c 与所述理想变压器 T

第一绕组 N_1 的同名端相连, 端子 d 与所述理想变压器 T 第一绕组 N_1 的非同名端相连;

[0011] 第一输出整流二极管 D_{o1} 与第二输出整流二极管 D_{o2} 共阴极连接, 第一输出整流二极管 D_{o1} 的阳极连接到所述理想变压器 T 第二绕组 N_2 的同名端, 第二输出整流二极管 D_{o2} 的阳极连接到所述理想变压器 T 第三绕组 N_3 的非同名端; 输出电容 C_o 与输出电阻 R_o 并联, 它们的正极连接到第一输出整流二极管 D_{o1} 的阴极, 它们的负极分别与所述理想变压器 T 第二绕组 N_2 的非同名端和第三绕组 N_3 的同名端相连。

[0012] 在本发明 Boost 型隔离 DC/DC 变换器中, 所述的二端口无源网络 N 可以是移相电感 L 网络; 所述的移相电感 L 网络包含移相电感 L, 移相电感 L 的一端与端子 a 相连, 另一端与端子 c 相连, 端子 b 与端子 d 直接相连。

[0013] 在本发明 Boost 型隔离 DC/DC 变换器中, 所述的二端口无源网络 N 还可以是 LC 串联谐振网络; 所述的 LC 串联谐振网络包括谐振电感 L_r 和串联谐振电容 C_r , 谐振电感 L_r 的一端连接端子 a, 另一端连接端子 c, 串联谐振电容 C_r 的一端连接端子 b, 另一端连接端子 d。

[0014] 在本发明 Boost 型隔离 DC/DC 变换器中, 所述的二端口无源网络 N 还可以是 LC 并联谐振网络; 所述的 LC 并联谐振网络包括谐振电感 L_r 和并联谐振电容 C_p , 谐振电感 L_r 的一端连接端子 a, 另一端连接端子 c, 并联谐振电容 C_p 的一端连接端子 b, 另一端连接端子 d。

[0015] 在本发明 Boost 型隔离 DC/DC 变换器中, 所述的二端口无源网络 N 还可以是 LCC 串并联谐振网络; 所述的 LCC 串并联谐振网络包括谐振电感 L_r 、串联谐振电容 C_r 和并联谐振电容 C_p , 谐振电感 L_r 一端连接端子 a, 另一端连接端子 c; 串联谐振电容 C_r 一端连接端子 b, 另一端连接端子 d; 并联谐振电容 C_p 一端连接端子 c, 另一端连接端子 d。

[0016] 在本发明 Boost 型隔离 DC/DC 变换器中, 所述的二端口无源网络 N 还可以是 LLC 串联谐振网络; 所述的 LLC 串联谐振网络包括谐振电感 L_r 、串联谐振电容 C_r 和励磁电感 L_m , 谐振电感 L_r 一端连接端子 a, 另一端连接端子 c; 串联谐振电容 C_r 一端连接端子 b, 另一端连接端子 d; 励磁电感 L_m 一端连接端子 c, 另一端连接端子 d。

[0017] 本发明的另一目的是提供一种所述的 Boost 型隔离 DC/DC 变换器的控制方法: 该方法内容如下: 采用定频 PWM 的控制, 变换器的工作频率 f_s 始终等于谐振频率 f_r ; 两个 Boost 电路采用交错并联的控制方式, 第一开关管 S_1 与第三开关管 S_3 占空比均为 D, 其相位差 180° ; 第二开关管 S_2 与第四开关管 S_4 的占空比均为 $1-D$, 相位也差 180° ; 当占空比 $D \leq 0.5$ 时, 谐振槽电压 V_{tank} 的占空比为 D; 当 $D > 0.5$ 时, 谐振槽电压 V_{tank} 的占空比为 $1-D$; 输入电压 V_{in} 在比较宽的范围内变化时, 通过调节第一开关管 S_1 与第三开关管 S_3 的占空比 D, 改变变换器整体增益。

[0018] 由于采用上述技术方案, 与现有技术相比, 本发明 Boost 型隔离 DC/DC 变换器及其控制方法具有以下有益效果:

[0019] 1 本发明在比较小的占空比调节范围内, 就可实现宽的电压增益范围, 输入电压范围宽;

[0020] 2 两个 Boost 电感交错并联, 显著降低了输入电流的纹波和滤波电容值。这种电流型且输入纹波小的 DC/DC 变换器尤其适合与光伏、燃料电池等可再生能源供电系统相连;

[0021] 3 采用定频 PWM 控制, 有利于磁性元器件和滤波电路设计;

[0022] 4 原边所有功率开关管均可以实现 ZVS 开通, 副边的输出整流二极管均可实现 ZCS 关断, 开关损耗小;

[0023] 5 经过 Boost 变换器后母线电压比较高,在相同功率条件下,降低了原边电流有效值,减小了导通损耗。

附图说明

[0024] 图 1 为本发明 Boost 型隔离 DC/DC 变换器的电气原理图；
 [0025] 图 2 为本发明 Boost 型隔离 DC/DC 变换器的 PWM 调制方式图；
 [0026] 图 3 为本发明 Boost 型隔离 DC/DC 变换器的实施例 1 电路图；
 [0027] 图 4 为本发明 Boost 型隔离 DC/DC 变换器的实施例 2 电路图；
 [0028] 图 5 为本发明 Boost 型隔离 DC/DC 变换器的实施例 3 电路图；
 [0029] 图 6 为本发明 Boost 型隔离 DC/DC 变换器的实施例 4 电路图；
 [0030] 图 7 为本发明 Boost 型隔离 DC/DC 变换器的实施例 5 电路图；
 [0031] 图 8 为本发明 Boost 型隔离 DC/DC 变换器的实施例 2 在占空比 $D < 0.5$ 时的主要工作波形图；

[0032] 图 9 为本发明 Boost 型隔离 DC/DC 变换器的实施例 2 在 $D < 0.5$ 时的各阶段等效电路图。

[0033] 图中符号含义： V_{in} 是输入直流电压源， V_{bus} 是母线电压， V_{tank} 是谐振槽输入电压， D 是第一开关管 S_1 和第三开关管 S_3 的占空比， T_s 是开关周期， C_{bus} 是母线电容， L_1 、 L_2 分别是第一电感和第二电感， N 为二端口无源网络， a 、 b 、 c 、 d 是二端口无源网络的四个端子， $S_1 \sim S_4$ 是第一至第四开关管， L_r 是谐振电感， C_r 是串联谐振电容， C_p 是并联谐振电容， L_m 是励磁电感， I_{L1} 、 I_{L2} 分别是第一电感 L_1 、第二电感 L_2 的电流， I_{Lr} 是谐振电流， T 是理想变压器， N_1 、 N_2 、 N_3 分别是理想变压器 T 的第一、第二、第三绕组， D_{o1} 、 D_{o2} 分别是第一输出整流二极管和第二输出整流二极管， $I_{D_{o1}}$ 、 $I_{D_{o2}}$ 分别流过 D_{o1} 、 D_{o2} 的电流， C_o 是输出滤波电容， R_o 是输出电阻， V_o 为输出电压， $t_0 \sim t_6$ 为时间。

具体实施方式

[0034] 下面结合附图与具体实施方式对本发明作进一步详细描述：

[0035] 一种 Boost 型隔离 DC/DC 变换器,其电气原理图如图 1 所示,其由输入直流电压源 V_{in} 、母线电容 C_{bus} 、第一电感 L_1 、第二电感 L_2 、第一开关管 S_1 、第二开关管 S_2 、第三开关管 S_3 、第四开关管 S_4 、二端口无源网络 N 、第一输出整流二极管 D_{o1} 、第二输出整流二极管 D_{o2} 、输出电容 C_o 、输出电阻 R_o 和理想变压器 T 组成；

[0036] 所述理想变压器 T 包括第一绕组 N_1 、第二绕组 N_2 和第三绕组 N_3 ；

[0037] 所述二端口无源网络 N 有四个端子,分别为端子 a 、端子 b 、端子 c 和端子 d ,端子 a 与端子 b 在同一侧,端子 c 和端子 d 在另一侧；

[0038] 所述的输入直流电压源 V_{in} 的正极分别与第一电感 L_1 的一端和第二电感 L_2 的一端相连,输入直流电压源 V_{in} 的负极分别与第二开关管 S_2 的源极、第四开关管 S_4 的源极以及母线电容 C_{bus} 的负极相连；第一电感 L_1 的另一端分别与第一开关管 S_1 的源极和第二开关管 S_2 的漏极相连,第二电感 L_2 的另一端分别与第三开关管 S_3 的源极和第四开关管 S_4 的漏极相连；第一开关管 S_1 的漏极分别与第三开关管 S_3 的漏极、母线电容 C_{bus} 的正极相连；

[0039] 所述二端口无源网络 N 的端子 a 与第一开关管 S_1 的源极、第二开关管 S_2 的漏极相

连,端子 b 与第三开关管 S_3 的源极、第四开关管 S_4 的漏极相连,端子 c 与所述理想变压器 T 第一绕组 N_1 的同名端相连,端子 d 与所述理想变压器 T 第一绕组 N_1 的非同名端相连;

[0040] 第一输出整流二极管 D_{o1} 与第二输出整流二极管 D_{o2} 共阴极连接,第一输出整流二极管 D_{o1} 的阳极连接到所述理想变压器 T 第二绕组 N_2 的同名端,第二输出整流二极管 D_{o2} 的阳极连接到所述理想变压器 T 第三绕组 N_3 的非同名端;输出电容 C_o 与输出电阻 R_o 并联,它们的正极连接到第一输出整流二极管 D_{o1} 的阴极,它们的负极分别与所述理想变压器 T 第二绕组 N_2 的非同名端和第三绕组 N_3 的同名端相连。

[0041] 本发明所述的 Boost 型隔离 DC/DC 变换器的控制方法:如图 2 所示,采用定频 PWM 的控制,变换器的工作频率 f_s 始终等于谐振频率 f_r ;两个 Boost 电路采用交错并联的控制方式,第一开关管 S_1 与第三开关管 S_3 占空比均为 D ,其相位差 180° ;第二开关管 S_2 与第四开关管 S_4 的占空比均为 $1-D$,相位也差 180° ;当占空比 $D \leq 0.5$ 时,谐振槽电压 V_{tank} 的占空比为 D ,如图 2(a) 所示;当 $D > 0.5$ 时,谐振槽电压 V_{tank} 的占空比为 $1-D$,如图 2(b) 所示;输入电压 V_{in} 在比较宽的范围内变化时,通过调节第一开关管 S_1 、第三开关管 S_3 的占空比 D ,改变变换器整体增益。

[0042] 本发明 Boost 型隔离 DC/DC 变换器的实施例 1 如图 3 所示,其包含的二端口无源网络 N 是移相电感 L 网络;所述的移相电感 L 网络包含移相电感 L,移相电感 L 的一端与端子 a 相连,另一端与端子 c 相连,端子 b 与端子 d 直接相连。

[0043] 本发明 Boost 型隔离 DC/DC 变换器的实施例 2 如图 4 所示,其包含的二端口无源网络 N 是 LC 串联谐振网络;所述的 LC 串联谐振网络包括谐振电感 L_r 和串联谐振电容 C_r ,谐振电感 L_r 的一端连接端子 a,另一端连接端子 c,串联谐振电容 C_r 的一端连接端子 b,另一端连接端子 d。

[0044] 本发明 Boost 型隔离 DC/DC 变换器的实施例 3 如图 5 所示,其包含的二端口无源网络 N 是 LC 并联谐振网络;所述的 LC 并联谐振网络包括谐振电感 L_r 和并联谐振电容 C_p ,谐振电感 L_r 的一端连接端子 a,另一端连接端子 c,并联谐振电容 C_p 的一端连接端子 c,端子 b 与端子 d 直接相连。

[0045] 本发明 Boost 型隔离 DC/DC 变换器的实施例 4 如图 6 所示,其包含的二端口无源网络 N 是 LCC 谐振网络;所述的 LCC 谐振网络包括谐振电感 L_r 、串联谐振电容 C_r 和并联谐振电容 C_p ,谐振电感 L_r 一端连接端子 a,另一端连接端子 c;串联谐振电容 C_r 一端连接端子 b,另一端连接端子 d;并联谐振电容 C_p 一端连接端子 c,另一端连接端子 d。

[0046] 本发明 Boost 型隔离 DC/DC 变换器的实施例 5 如图 7 所示,其包含的二端口无源网络 N 是 LLC 串联谐振网络;所述的 LLC 串联谐振网络包括谐振电感 L_r 、串联谐振电容 C_r 和励磁电感 L_m ,谐振电感 L_r 一端连接端子 a,另一端连接端子 c;串联谐振电容 C_r 一端连接端子 b,另一端连接端子 d;励磁电感 L_m 一端连接端子 c,另一端连接端子 d。

[0047] 下面对本发明 Boost 型隔离 DC/DC 变换器的实施例 2 工作原理做进一步的说明。在分析之前,先作如下假设:①所有功率开关管均为理想器件,不考虑开关时间、导通压降等参数;②所有电感和电容均为理想器件,不考虑其寄生参数。

[0048] 图 8 为本发明 Boost 型隔离 DC/DC 变换器的实施例 2 在占空比 $D < 0.5$ 时的主要工作波形。在一个开关周期 T_s 内,变换器共有六种工作模式。

[0049] 1、开关模态 I ($t_0 \sim t_1$):

[0050] 如图 9(a) 所示,在 t_0 时刻之前,第四开关管 S_4 已导通, t_0 时刻,第一开关管 S_1 导通。 $t_0 \sim t_1$ 这一时段内,谐振槽电压 V_{tank} 等于母线电压 V_{bus} ,变压器 N_1 绕组电压受输出电压箝位,谐振电感 L_r 和谐振电容 C_r 进行谐振,谐振电流 i_{Lr} 上升,原边向副边传递能量,第一输出整流二极管 D_{o1} 导通。与此同时,第一电感 L_1 放电、第二电感 L_2 充电,电流 i_{L1} 线性下降、 i_{L2} 线性上升。

[0051] 2、开关模式 II ($t_1 \sim t_2$):

[0052] 如图 9(b) 所示, t_1 时刻第二开关管 S_2 ZVS 开通。第一输出整流二极管 D_{o1} 继续导通,但是由于谐振槽电压 $V_{\text{tank}}=0$,输入电压源不提供能量,原边向副边传输的能量完全由 L_r 、 C_r 谐振网络提供,所以 i_{Lr} 迅速下降。由于第二开关管 S_2 、第四开关管 S_4 导通,第一电感 L_1 和第二电感 L_2 均充电,电流 i_{L1} 、 i_{L2} 线性上升。3、开关模式 III ($t_2 \sim t_3$):

[0053] 如图 9(c) 所示, t_2 时刻, i_{Lr} 下降到零,第一输出整流二极管 D_{o1} 实现 ZCS 关断。此阶段内, L_r 、 C_r 不谐振。第一电感 L_1 和第二电感 L_2 均充电,电流 i_{L1} 、 i_{L2} 线性上升。第一输出整流二极管 D_{o1} 和第二输出整流二极管 D_{o2} 均处于反向截止状态,原边不再向副边输出能量,由输出电容 C_o 向负载供电。

[0054] 4、开关模式 IV ($t_3 \sim t_4$):

[0055] 如图 9(d) 所示, t_3 时刻,第三开关管 S_3 导通。 $t_3 \sim t_4$ 这一时段内,谐振槽电压 V_{tank} 等于负母线电压 $-V_{\text{bus}}$,理想变压器 T 的第一绕组 N_1 电压受输出电压箝位,谐振电感 L_r 和谐振电容 C_r 开始谐振,谐振电流从 i_{Lr} 从 0 开始下降,原边向副边传递能量,第二输出整流二极管 D_{o2} 导通。与此同时,第一电感 L_1 继续充电、电流 i_{L1} 线性上升,第二电感 L_2 开始放电、电流 i_{L2} 线性下降。

[0056] 5、开关模式 V ($t_4 \sim t_5$):

[0057] 如图 9(e) 所示, t_4 时刻,第四开关管 S_4 ZVS 开通。第二输出整流二极管 D_{o2} 继续导通,但是由于谐振槽电压 $V_{\text{tank}}=0$,输入直流电压源 V_{in} 不提供能量,原边向副边传输的能量完全由 L_r 、 C_r 谐振网络提供,所以 i_{Lr} 迅速上升。由于第二开关管 S_2 、第四开关管 S_4 导通,第一电感 L_1 和第二电感 L_2 均充电,电流 i_{L1} 、 i_{L2} 线性上升。

[0058] 6、开关模式 VI ($t_5 \sim t_6$):

[0059] 如图 9(f) 所示, t_5 时刻, i_{Lr} 上升到零,第二输出整流二极管 D_{o2} 实现 ZCS 关断。此阶段内,谐振电感 L_r 和谐振电容 C_r 不进行谐振。第一电感 L_1 和第二电感 L_2 均充电,电流 i_{L1} 和 i_{L2} 均线性上升。第一输出整流二极管 D_{o1} 和第二输出整流二极管 D_{o2} 均反向截止,原边不再向副边输出能量,由输出电容 C_o 向负载供电。

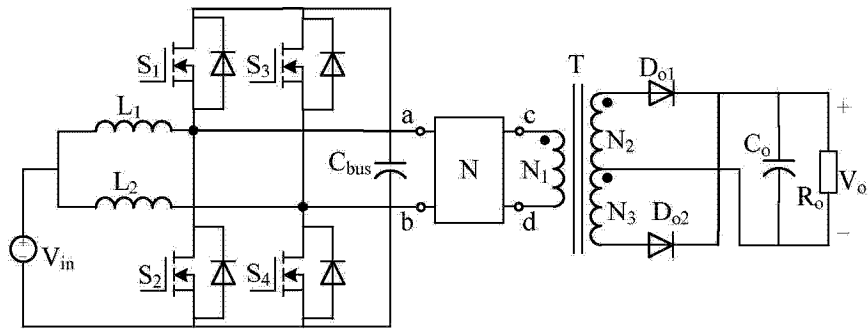
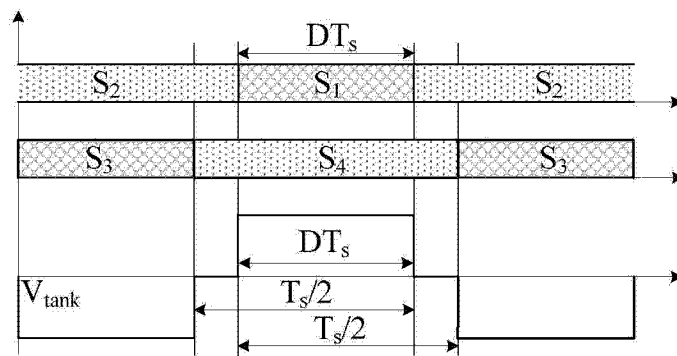
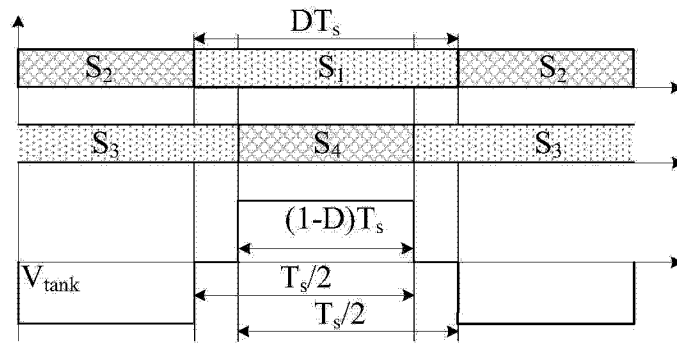


图 1



(a)



(b)

图 2

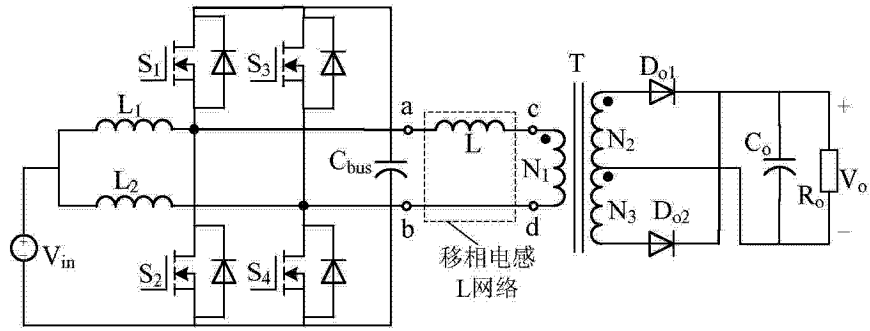


图 3

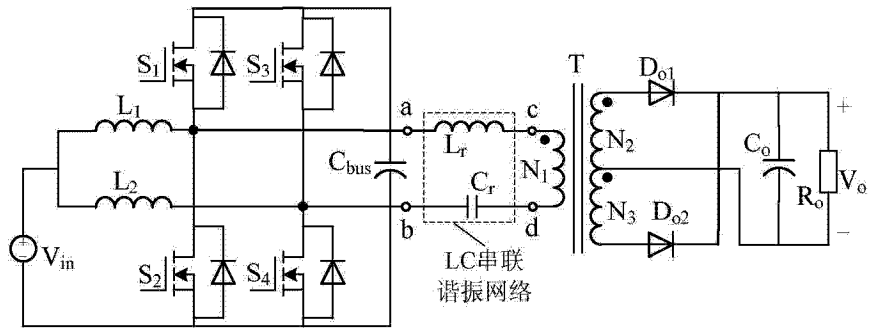


图 4

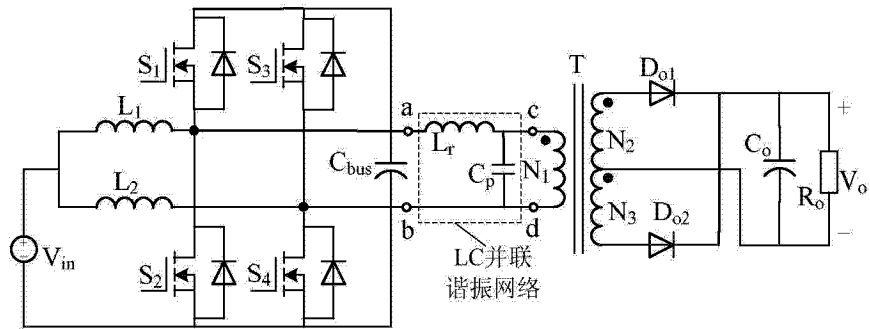


图 5

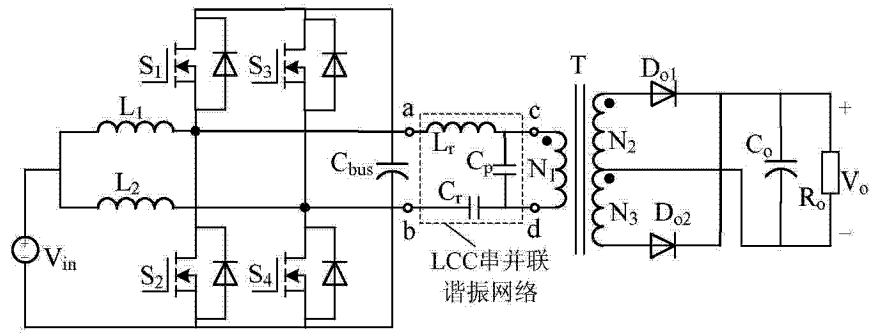


图 6

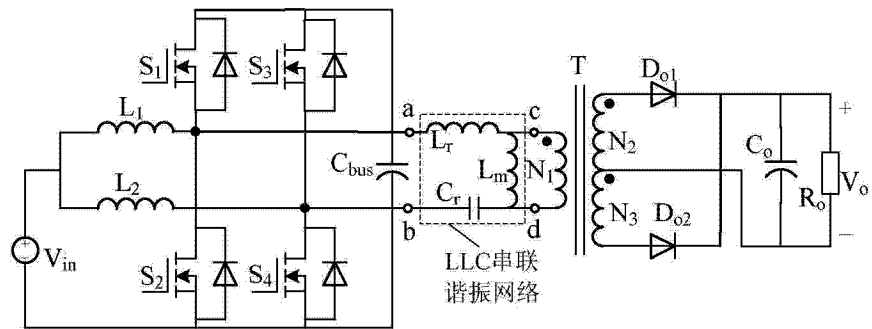


图 7

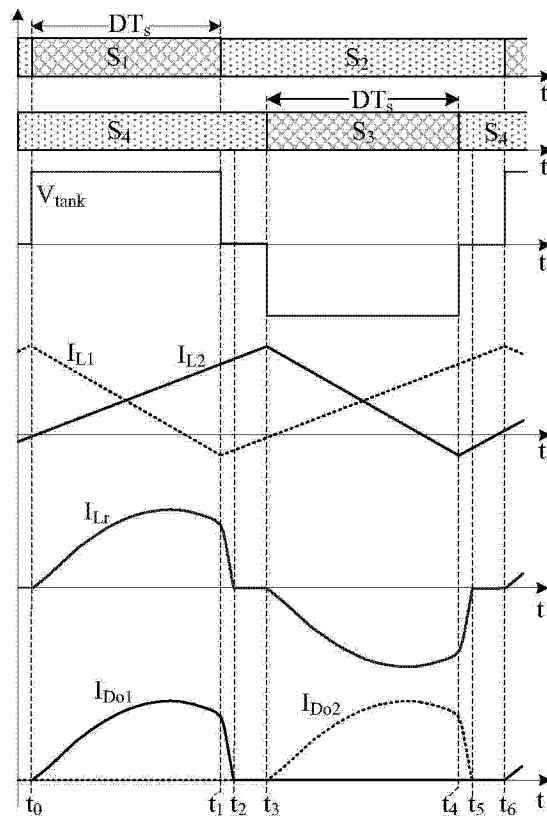
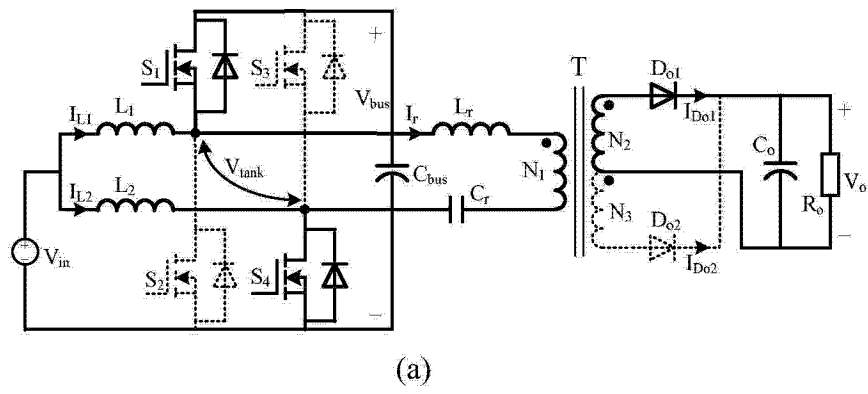
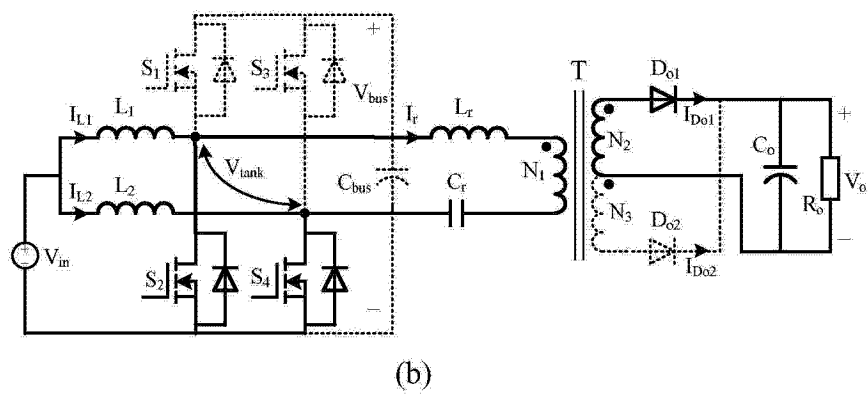


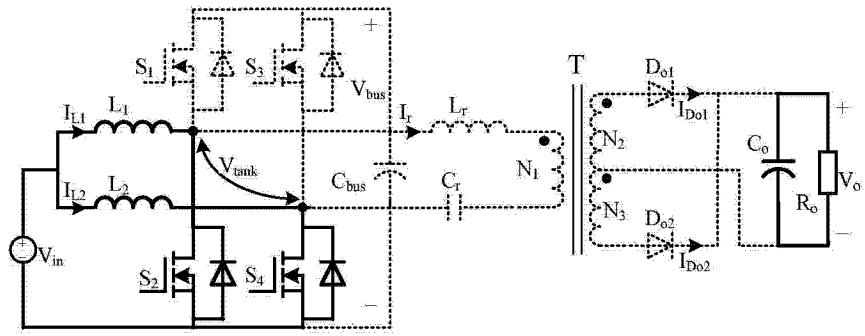
图 8



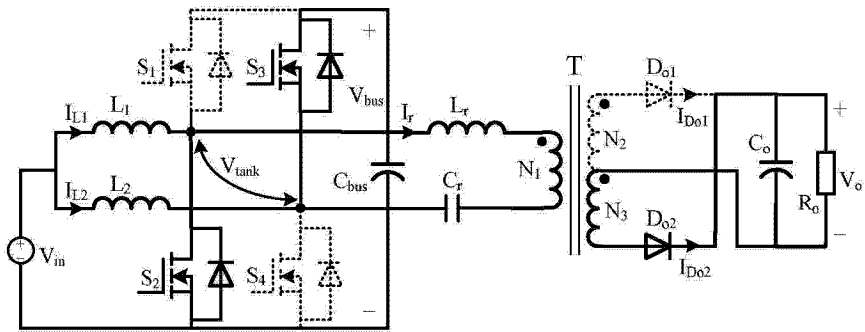
(a)



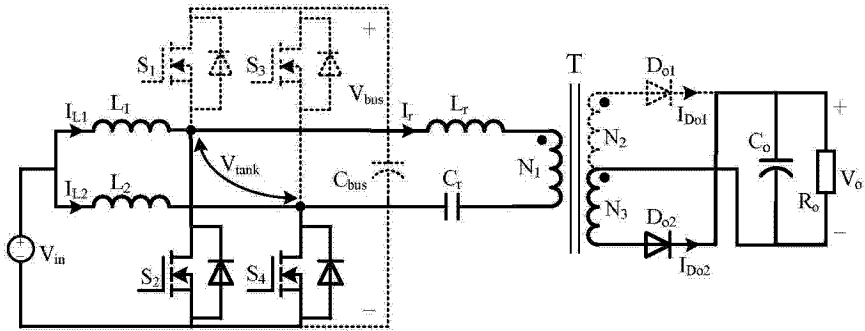
(b)



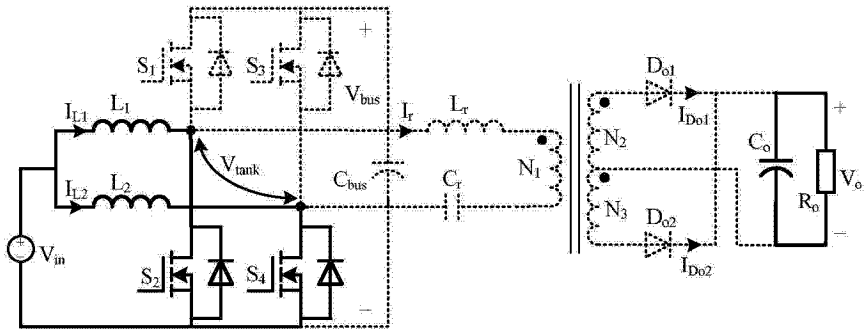
(c)



(d)



(e)



(f)

图 9