



(12)发明专利

(10)授权公告号 CN 108964475 B

(45)授权公告日 2019.10.15

(21)申请号 201810945826.3

(22)申请日 2018.08.16

(65)同一申请的已公布的文献号
申请公布号 CN 108964475 A

(43)申请公布日 2018.12.07

(73)专利权人 汕头大学
地址 515000 广东省汕头市大学路243号

(72)发明人 赵雷 范衡 施羿

(74)专利代理机构 广州三环专利商标代理有限公司 44202
代理人 周增元 曹江

(51) Int. Cl.
H02M 3/335(2006.01)

审查员 刘中芳

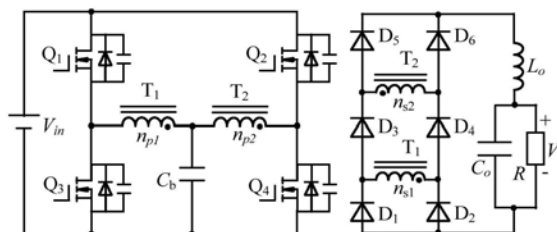
权利要求书1页 说明书3页 附图5页

(54)发明名称

一种新型零电压开关全桥直流变换器

(57)摘要

本发明实施例公开了一种新型零电压开关全桥直流变换器,其具体的组成包括第一至第四开关管,第一、第二电容,第一至第六整流二极管,第一、第二隔离变压器,还包括直流电源、滤波电感和负载电阻,该直流变换器有效地解决了现有全桥变换器普遍存在的开关管零电压开关范围窄、原边环流损耗、整流电压振荡等问题。本发明具有电路结构简单、软开关范围宽,输出电流纹波低,转换效率高等优点。



1. 一种新型零电压开关全桥直流变换器,其特征在于:包括第一至第四开关管、第一至第六整流二极管、第一、第二变压器、第一电容;所述第一开关管和第三开关管串联后正向并联在直流电源的正负输出端,所述第二开关管和第四开关管串联后同样正向并联在直流电源的正负输出端;第一变压器的初级绕组的非同名端与所述第一、第三开关管的连接点连接,第二变压器的初级绕组的同名端与第二、第四开关管的连接点连接,所述第一变压器初级绕组的同名端与第二变压器的初级绕组的非同名端相连,并与所述第一电容的一端连接,所述第一电容的另一端与所述直流电源负端连接;所述第一变压器的副边绕组的非同名端与所述第一整流二极管的阴极、第三整流二极管的阳极连接,同名端与所述第二整流二极管的阴极、所述第四整流二极管的阳极连接;所述第二变压器的副边绕组的同名端与所述第三整流二极管的阴极、所述第五整流二极管的阳极连接,非同名端与所述第四整流二极管的阴极、所述第六整流二极管的阳极连接。

2. 根据权利要求1所述的新型零电压开关全桥直流变换器,其特征在于:还包括电阻、滤波电感、第二电容,所述第五整流二极管的阴极、所述第六整流二极管的阴极与所述滤波电感的一端相连接,所述滤波电感的另一端与所述第二电容的一端连接,所述第二电容的另一端与所述第一整流二极管的阳极、所述第二整流二极管的阳极相连,所述电阻与所述第二电容并联。

一种新型零电压开关全桥直流变换器

技术领域

[0001] 本发明涉及电力电子技术领域,尤其涉及一种新型零电压开关全桥直流变换器。

背景技术

[0002] 电力电子设备由于具有高效率、高功率密度、高可靠性、低成本的特点,已经成为现代工程中功率变换的重要装置,对社会和国民经济的发展起到巨大的促进作用。经过近几十年的发展,电力电子系统正朝向高效率、高功率密度、高可靠性的方向不断发展。尤其是软开关技术的应用,有效地减小了开关管的开关损耗和电磁干扰,变换器能够更可靠地工作在高开关频率下。全桥直流变换器由于能够充分利用器件的寄生参数,无需辅助元器件就可以获得零电压开关的特性,具有开关频率固定、电路结构简单、转换效率高、功率密度高、电磁干扰小等优点,受到工业界和学术界的广泛关注。

[0003] 然而,传统的全桥直流变换器主要存在以下几个显著的缺点:开关管的零电压开关范围窄,导致轻载下效率严重衰减、电磁干扰增大、可靠性降低;原边存在环流损耗,加剧了传导损耗和输出滤波需求;谐振电感与整流二极管的结电容产生谐振,增大了二极管的电压应力和输出噪声。

发明内容

[0004] 本发明实施例所要解决的技术问题在于,提供一种新型零电压开关全桥直流变换器。可拓宽开关管的零电压开关范围,消除环流损耗,同时显著降低输出纹波和整流电压振荡幅值,提高变换器的效率。

[0005] 为了解决上述技术问题,本发明实施例提供了一种新型零电压开关全桥直流变换器,包括第一至第四开关管、第一至第六整流二极管、第一、第二变压器、第一电容;所述第一开关管和第三开关管串联后正向并联在直流电源的正负输出端,所述第二开关管和第四开关管串联后同样正向并联在直流电源的正负输出端;所述第一、第二变压器的初级绕组的一端分别与所述第一、第三开关管的连接点和第二、第四开关管的连接点连接,所述第一、第二变压器初级绕组的另一端直接相连并与所述第一电容的一端连接,所述第一电容的另一端与所述直流电源负端连接;所述第一变压器的副边绕组的一端与所述第一整流二极管的阴极、第三整流二极管的阳极连接,另一端与所述第二整流二极管的阴极、所述第四整流二极管的阳极连接;所述第二变压器的副边绕组的一端与所述第三整流二极管的阴极、所述第五整流二极管的阳极连接,另一端与所述第四整流二极管的阴极、所述第六整流二极管的阳极连接。

[0006] 进一步地,还包括电阻、滤波电感、第二电容,所述第五整流二极管的阴极、所述第六整流二极管的阴极与所述滤波电感的一端相连接,所述滤波电感的另一端与所述第二电容的另一端连接,所述电阻与所述第二电容并联。

[0007] 实施本发明实施例,具有如下有益效果:本发明通过增加变压器的励磁电流,滞后臂开关管可以在宽负载范围内实现零电压开关,而不会导致传导损耗加剧;变压器的漏感

可以设计得很小,显著减小占空比丢失和二次侧电压振荡幅值。

[0008] 本发明含有两个变压器,变压器端口电压为对称的交流方波,在整流侧采用串联连接方式,能够实现在整个开关周期内将输入能量传递到输出侧,解决了现有技术中存在的环流问题,减小了输出滤波器件的容量和整流二极管的电压应力,有助于提高变换器的转换效率和功率密度。

附图说明

[0009] 图1为本发明提供的一种新型零电压开关全桥直流变换器的电路连接示意图;

[0010] 其中: V_{in} 为直流电源, Q_1 、 Q_2 、 Q_3 、 Q_4 分别为第一至第四开关管, C_b 、 C_o 分别为第一、第二电容, T_1 、 T_2 分别为第一、第二变压器, np_1 、 np_2 分别为第一、第二变压器的初级绕组, ns_1 、 ns_2 分别为第一、第二变压器的次级绕组, D_1 、 D_2 、 D_3 、 D_4 、 D_5 、 D_6 分别为第一至第六整流二极管, L_o 为滤波电感, R 为电阻;

[0011] 图2为本发明提供的一种新型零电压开关全桥变换器的简化等效电路图;

[0012] 图3为本发明提供给的图2的主要工作波形示意图;

[0013] 图4~11是本发明提供给的图2在不同模式下的等效电路图;

[0014] 上述附图中的主要物理量为: D 是占空比, T_s 是开关周期, L_{lk1} 为 T_1 的漏感, L_{lk2} 为 T_2 的漏感, L_m 为 T_2 的励磁电感。

具体实施方式

[0015] 为使本发明的目的、技术方案和优点更加清楚,下面将结合附图对本发明作进一步地详细描述。

[0016] 本发明实施例的一种新型零电压开关全桥直流变换器,包括电阻,滤波电感,第一、第二电容,第一至第四开关管,第一至第六整流二极管,第一、第二变压器,其中,

[0017] 第一开关管和第三开关管串联后正向并联在直流电源的正负输出端,第二开关管和第四开关管串联后同样正向并联在直流电源的正负输出端,第一、第二变压器的初级绕组的一端分别于第一、第三开关管连接点和第二、第四开关管连接点连接,第一、第二变压器初级绕组的另一端直接相连并与第一电容的一端连接,第一电容的另一端与直流电源负端连接;所述第一整流二极管的阳极、第二整流二极管的阳极、第二电容的一端相连接;所述第一变压器的副边绕组的一端于第一整流二极管的阴极、第三整流二极管的阳极连接,另一端与第二整流二极管的阴极、第四整流二极管的阳极连接;所述第二变压器的副边绕组的一端与第三整流二极管的阴极、第五整流二极管的阳极连接,另一端与第四整流二极管的阴极、第六整流二极管的阳极连接;第五整流二极管的阴极、第六整流二极管的阴极与滤波电感的一端相连接,滤波电感的另一端与第二电容的另一端连接,电阻与第二电容并联。

[0018] 在本发明专利的一个具体实施例中, Q_1 、 Q_3 构成超前桥臂, Q_2 、 Q_4 构成滞后桥臂,忽略死区时间时,每个开关管的占空比为0.5,通过调整两个桥臂之间的移相角,实现对输出电压的调节,二次侧由两个全桥整流电路串联构成,包括六个二极管,如附图1。

[0019] 下面以附图2简化的等效电路,结合附图3~11叙述本发明的具体工作原理。由附图3可知整个变换器在一个开关周期有16种开关模态,分别是 $[t_0 \sim t_1]$ 、 $[t_1 \sim t_2]$ 、 $[t_2 \sim$

t_3]、 $[t_3 \sim t_4]$ 、 $[t_4 \sim t_5]$ 、 $[t_5 \sim t_6]$ 、 $[t_6 \sim t_7]$ 、 $[t_7 \sim t_8]$ 、 $[t_8 \sim t_9]$ 、 $[t_9 \sim t_{10}]$ 、 $[t_{10} \sim t_{11}]$ 、 $[t_{11} \sim t_{12}]$ 、 $[t_{12} \sim t_{13}]$ 、 $[t_{13} \sim t_{14}]$ 、 $[t_{14} \sim t_{15}]$ 、 $[t_{15} \sim t_{16}]$,其中, $[t_0 \sim t_8]$ 为前半周期, $[t_8 \sim t_{16}]$ 为后半周期,下面对各开关模态的工作情况进行具体分析。

[0020] 为简化分析,作如下假设:1)所有器件均为理想器件;2)开关管的寄生器件只考虑体二极管和结电容;3)忽略T1变压器的励磁电感,其漏感为 L_{lk1} ;4)T2的励磁电感为 L_m ,漏感为 L_{lk2} ;5)输出滤波电感 L_o 看作恒流源,隔直电容 C_b 等效为恒压源。

[0021] 开关模态1 $[t_0 \sim t_1]$ (对应于附图4):Q1、Q4、D2、D3、D6导通,该时段为占空比时段,输出滤波电感能够映射到初级侧,原边电流近似为恒定值。

[0022] 开关模态2 $[t_1 \sim t_2]$ (对应于附图5):在 t_1 时刻,Q1关断,Q1、Q3的结电容通过恒流源线性充放电,超前臂中点电压、整流电压、T1变压器原副边电压开始线性下降。

[0023] 开关模态3 $[t_2 \sim t_3]$ (对应于附图6):在 t_2 时刻, v_{p1} 下降到0,D1导通,D1、D2开始换流,T1的次级绕组被短路,初级侧结电容与T1漏感发生谐振。

[0024] 开关模态4 $[t_3 \sim t_4]$ (对应于附图7):在 t_3 时刻, v_{lea} 下降到0,Q3的体二极管导通,Q3可以实现零电压开通, L_{lk1} 上的电压为 $0.5V_{in}$, i_{p1} 线性下降,在 t_4 时刻,D1、D2换流结束,D2关断。

[0025] 开关模态5 $[t_4 \sim t_5]$ (对应于附图8):在该时段内,超前臂电流 i_{p1} 为零,D1、D3、D6保持导通,该时段称为非占空比时段。

[0026] 开关模态6 $[t_5 \sim t_6]$ (对应于附图9):在 t_5 时刻,Q4关断,D4开始导通,T1、T2副边绕组并联,变压器漏感与开关管结电容发生谐振,滞后臂中点电压谐振上升,在 t_6 时刻,滞后臂中点电压上升到 V_{in} ,Q2体二极管开始导通,因此,Q2能够实现零电压开通。

[0027] 开关模态7 $[t_6 \sim t_7]$ (对应于附图10):该时段内, i_{p1} 线性增加, i_{p2} 线性下降,在 t_7 时刻 i_{p2} 下降到励磁电流值,T2副边绕组电流为零,D3关断。

[0028] 开关模态8 $[t_7 \sim t_8]$ (对应于附图11):D5、D6开始换流,D5电流逐渐增大,D6电流逐渐减小,在 t_8 时刻D6电流下降到零,变换器进入到后半周期。

[0029] 后半周期 $[t_7 \sim t_{14}]$ 的工作原理与前半周期 $[t_0 \sim t_7]$ 基本相同,只是电流、电压反方向变化,因此不再多述。

[0030] 由以上描述可知,本发明提出的新型零电压开关全桥直流变换器具有如下优点:所有开关管可以在很宽的负载范围内实现零电压开关;变换器二次侧整流电流采用串联的形式,可以降低二极管的电压应力;双变压器结构实现了原副边功率传递的连续性,降低变换器的输出滤波需求,进而有利于提升变换器的功率密度。

[0031] 以上所揭露的仅为本发明一种较佳实施例而已,当然不能以此来限定本发明之权利范围,因此依本发明权利要求所作的等同变化,仍属本发明所涵盖的范围。

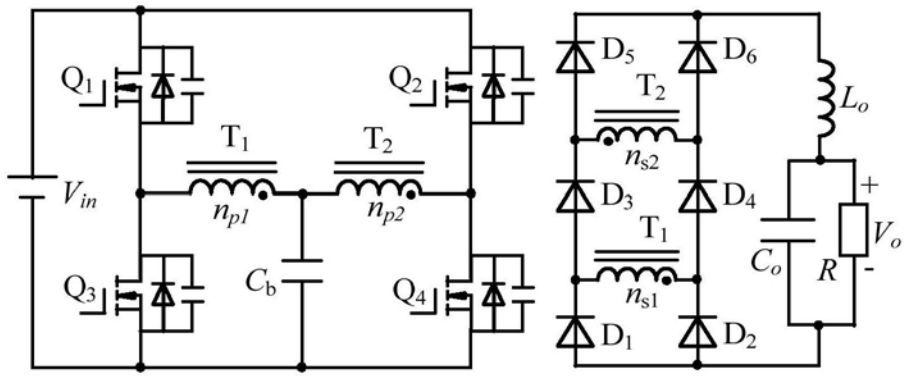


图1

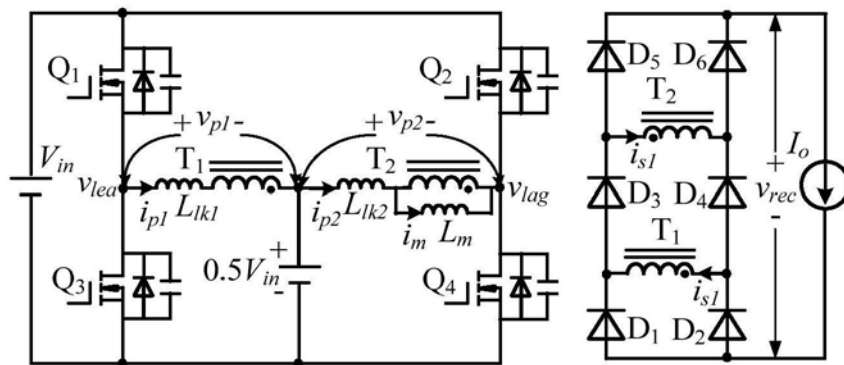


图2

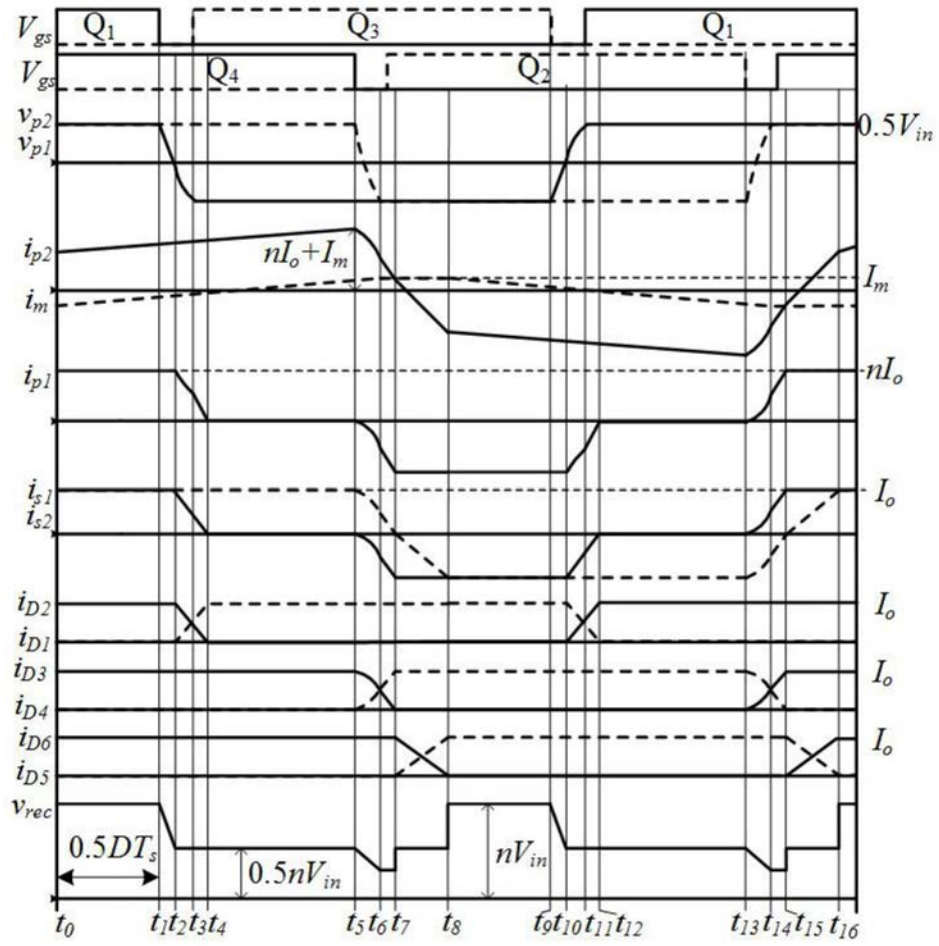


图3

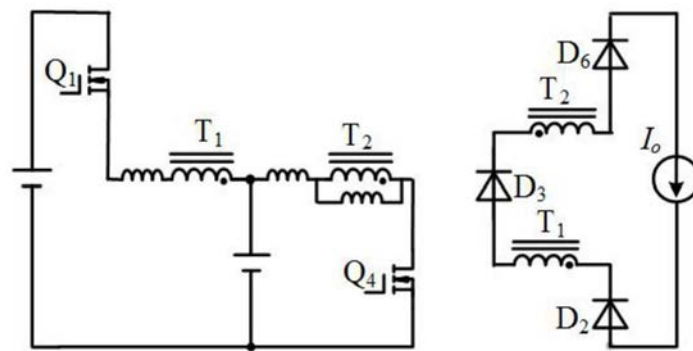


图4

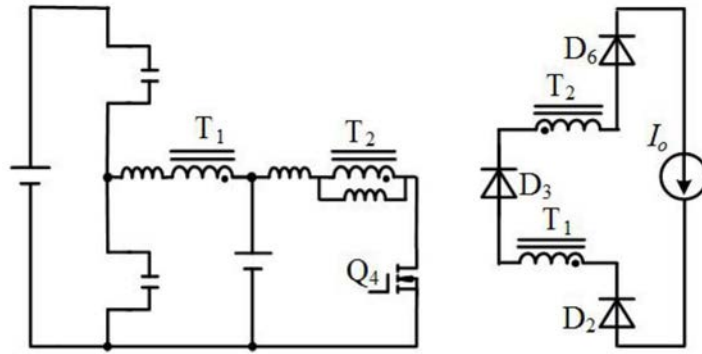


图5

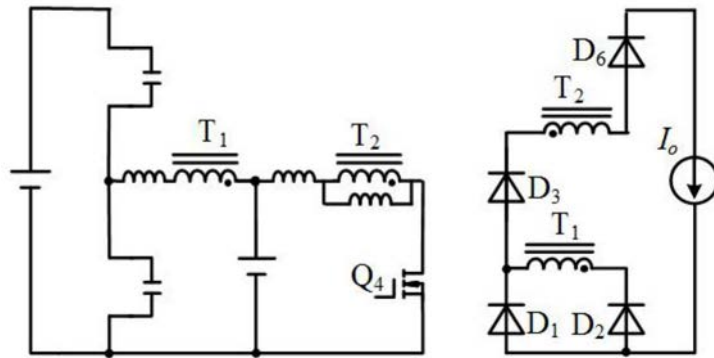


图6

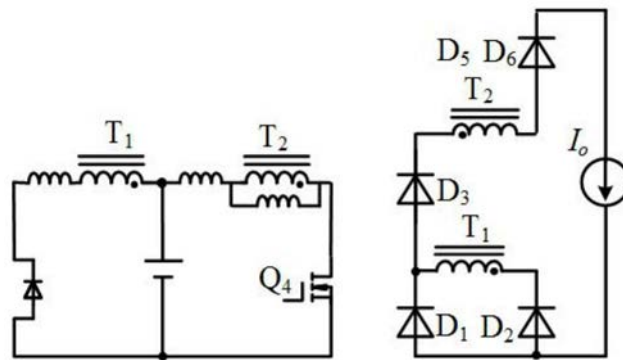


图7

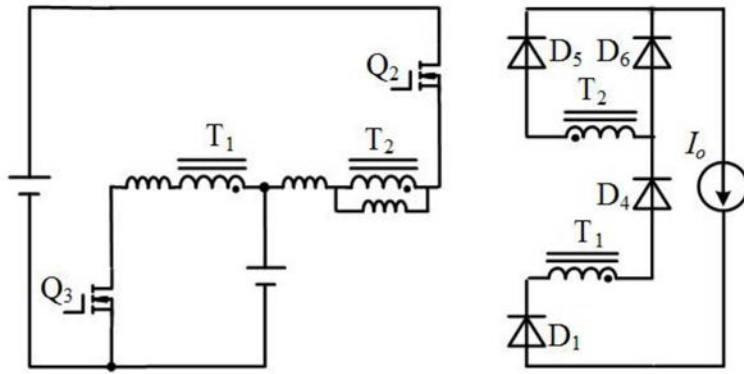


图11