



(12)发明专利

(10)授权公告号 CN 104578806 B

(45)授权公告日 2017.02.22

(21)申请号 201410836076.8

(22)申请日 2014.12.29

(65)同一申请的已公布的文献号
申请公布号 CN 104578806 A

(43)申请公布日 2015.04.29

(73)专利权人 南昌大学
地址 330031 江西省南昌市红谷滩新区学府大道999号

(72)发明人 万晓凤 谌新 余运俊 胡伟
康利平 郑博嘉

(74)专利代理机构 南昌新天下专利商标代理有限公司 36115

代理人 施秀瑾

(51)Int.Cl.
H02M 3/337(2006.01)

(56)对比文件
CN 201639842 U,2010.11.17,

CN 104040860 A,2014.09.10,
US 2007/0159212 A1,2007.07.12,
CN 1395359 A,2003.02.05,
Nikhil Jain et al..A Zero Voltage Transition Boost Converter Employing a Soft Switching Auxiliary Circuit With Reduced Conduction Losses.《IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS》.2004,第19卷(第1期),
Ivo Barbi et al..Isolated DC-DC Converters With High-Output Voltage for TWTA Telecommunication Satellite Applications.《IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS》.2003,第18卷(第4期),

审查员 王宇

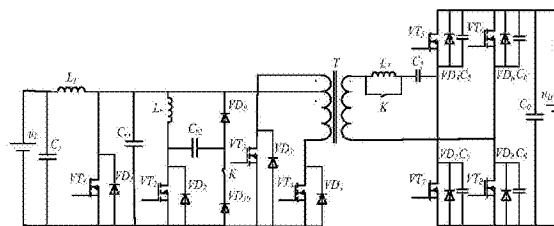
权利要求书1页 说明书7页 附图3页

(54)发明名称
级联双向软开关DC/DC电路拓扑

(57)摘要

一种级联双向软开关DC/DC电路拓扑,包括前级升压电路、辅助电路、后级推挽变压器、全桥电路,它们之间依次串接,其中辅助电路包括谐振电感 L_r ,谐振电容 C_{r2} ,内含反并联体二极管 VD_2 的辅助开关管 VT_2 ,快恢复二极管 VD_9 、 VD_{10} ,继电器 K ;其中,谐振电感 L_r 的一端连于快恢复二极管 VD_9 的阴极,谐振电感 L_r 的另一端分别与谐振电容 C_{r2} 的正极、辅助开关管 VT_2 的漏极相连,辅助开关管 VT_2 的源极与快恢复二极管 VD_{10} 的阳极相连,快恢复二极管 VD_{10} 的阴极连于继电器 K 的一端,继电器 K 的另一端分别与谐振电容 C_{r2} 的负极、快恢复二极管 VD_9 的阳极相连。本发明控制简单可靠;电路结构简单,易于实现,器件成本低;开关损耗小,开关管的电压应力小,变换效率高;电路通态损耗小。

CN 104578806 B



1. 一种级联双向软开关DC/DC电路拓扑,包括前级升压电路、辅助电路、后级推挽变压器、全桥电路,它们之间依次串接,其特征是所述的辅助电路包括谐振电感 L_r ,谐振电容 C_{r2} ,内含反并联体二极管 VD_2 的辅助开关管 VT_2 ,快恢复二极管 VD_9 、 VD_{10} ,第一继电器 K ;其中,谐振电感 L_r 的一端作为辅助电路的正极输入端,连于前级升压电路的正极输出端,谐振电感 L_r 的另一端分别与谐振电容 C_{r2} 的正极、辅助开关管 VT_2 的漏极相连,辅助开关管 VT_2 的源极作为辅助电路的负极输入端,分别与前级升压电路的负极输出端、快恢复二极管 VD_{10} 的阳极相连,快恢复二极管 VD_{10} 的阴极连于第一继电器 K 的一端,第一继电器 K 的另一端分别与谐振电容 C_{r2} 的负极、快恢复二极管 VD_9 的阳极相连,快恢复二极管 VD_9 的阴极连于前级升压电路的正极输出端,并作为辅助电路的正极输出端,快恢复二极管 VD_{10} 的阳极作为辅助电路的负极输出端。

2. 根据权利要求1所述的级联双向软开关DC/DC电路拓扑,其特征是所述的前级升压电路包括低压侧直流电源 u_L ,滤波电容 C_1 ,升压电感 L_1 ,内含反并联体二极管 VD_1 的主开关管 VT_1 ,钳位电容 C_{r1} ;其中,低压侧直流电源 u_L 的正极与升压电感 L_1 的一端相连,升压电感 L_1 的另一端连于主开关管 VT_1 的漏极,主开关管 VT_1 的源极与低压侧直流电源 u_L 的负极相连,滤波电容 C_1 正向并联于低压侧直流电源 u_L ,钳位电容 C_{r1} 正向并联于主开关管 VT_1 的漏源极,主开关管 VT_1 的漏极作为前级升压电路的正极输出端,主开关管 VT_1 的源极作为前级升压电路的负极输出端。

3. 根据权利要求1所述的级联双向软开关DC/DC电路拓扑,其特征是所述的后级推挽变压器包括内含反并联体二极管 VD_3 的功率开关管 VT_3 ,内含反并联体二极管 VD_4 的功率开关管 VT_4 ,原边三端口、副边两端口的变压器;其中,变压器原边中间的端口作为后级推挽变压器的正极输入端,与副边的上端口是一组同名端,并连于辅助电路的正极输出端,变压器原边的上端口与副边的上端口是另一组同名端,并连于功率开关管 VT_3 的漏极,功率开关管 VT_3 的源极作为后级推挽变压器的负极输入端,分别与辅助电路的负极输出端、功率开关管 VT_4 的源极相连,功率开关管 VT_4 的漏极连于变压器原边的下端口,功率开关管 VT_3 、 VT_4 组成一对推挽开关管,变压器副边的上端口作为后级推挽变压器的正极输出端,变压器副边的下端口作为后级推挽变压器的负极输出端。

4. 根据权利要求1所述的级联双向软开关DC/DC电路拓扑,其特征是所述的全桥电路包括饱和电感 L_2 ,第二继电器 K ,隔直电容 C_2 ,内含反并联体二极管 VD_5 、输出结电容 C_5 的功率开关管 VT_5 ,内含反并联体二极管 VD_6 、输出结电容 C_6 的功率开关管 VT_6 ,内含反并联体二极管 VD_7 、输出结电容 C_7 的功率开关管 VT_7 ,内含反并联体二极管 VD_8 、输出结电容 C_8 的功率开关管 VT_8 ,滤波电容 C_0 ,高压侧直流电源 u_H ;其中,饱和电感 L_2 的一端作为全桥电路的正极输入端,与后级推挽变压器的正极输出端相连,饱和电感 L_2 的另一端连于隔直电容 C_2 的正极,第二继电器 K 并联于饱和电感 L_2 ,隔直电容 C_2 的负极分别与功率开关管 VT_5 的源极、功率开关管 VT_7 的漏极相连,功率开关管 VT_5 的漏极分别与功率开关管 VT_6 的漏极、滤波电容 C_0 的正极、高压侧直流电源 u_H 的正极相连,功率开关管 VT_7 的源极分别与功率开关管 VT_8 的源极、滤波电容 C_0 的负极、高压侧直流电源 u_H 的负极相连,功率开关管 VT_8 的漏极作为全桥电路的负极输入端,分别与后级推挽变压器的负极输出端、功率开关管 VT_6 的源极相连,功率开关管 VT_5 、 VT_7 组成全桥电路的超前桥臂,功率开关管 VT_6 、 VT_8 组成全桥电路的滞后桥臂。

级联双向软开关DC/DC电路拓扑

技术领域

[0001] 本发明属于电动汽车技术领域,特别涉及电动汽车电路拓扑。

技术背景

[0002] 目前双向DC/DC变换器的电路拓扑一般分为两类:一类是非隔离型,主要特点是变换器结构简单,体积小,重量轻,功率小,效率高,但是只适用于低功率无需电气隔离的场合;另一类则是隔离型,通过引入变压器不仅解决了低压侧与高压侧的电气隔离,而且使得变换器的功率大幅度提高,但是大功率场合往往产生开关管应力大、开关损耗严重、电磁性能差等问题难以解决。

发明内容

[0003] 本发明目的是提供一种结构简单,易于实现,开关损耗少,器件成本低的适用于电动汽车的级联双向软开关DC/DC电路拓扑。

[0004] 本发明是通过以下技术方案实现的。

[0005] 本发明所述的级联双向软开关DC/DC电路拓扑,它包括前级升压电路、辅助电路、后级推挽变压器、全桥电路,它们之间依次串接。其特征是所述的辅助电路包括谐振电感 L_r ,谐振电容 C_{r2} ,内含反并联体二极管 VD_2 的辅助开关管 VT_2 ,快恢复二极管 VD_9 、 VD_{10} ,继电器 K ;其中,谐振电感 L_r 的一端连于快恢复二极管 VD_9 的阴极,谐振电感 L_r 的另一端分别与谐振电容 C_{r2} 的正极、辅助开关管 VT_2 的漏极相连,辅助开关管 VT_2 的源极与快恢复二极管 VD_{10} 的阳极相连,快恢复二极管 VD_{10} 的阴极连于继电器 K 的一端,继电器 K 的另一端分别与谐振电容 C_{r2} 的负极、快恢复二极管 VD_9 的阳极相连。

[0006] 所述的前级升压电路包括低压侧直流电源 u_L ,滤波电容 C_1 ,升压电感 L_1 ,内含反并联体二极管 VD_1 的主开关管 VT_1 ,钳位电容 C_{r1} ;

[0007] 其中,低压侧直流电源 u_L 的正极与升压电感 L_1 的一端相连,升压电感 L_1 的另一端连于主开关管 VT_1 的漏极,主开关管 VT_1 的源极与低压侧直流电源 u_L 的负极相连,滤波电容 C_1 正向并联于低压侧直流电源 u_L ,钳位电容 C_{r1} 正向并联于主开关管 VT_1 的漏源极,主开关管 VT_1 的漏极作为前级升压电路的正极输出端,主开关管 VT_1 的源极作为前级升压电路的负极输出端。

[0008] 所述的辅助电路包括谐振电感 L_r ,谐振电容 C_{r2} ,内含反并联体二极管 VD_2 的辅助开关管 VT_2 ,快恢复二极管 VD_9 、 VD_{10} ,继电器 K ;

[0009] 其中,谐振电感 L_r 的一端作为辅助电路的正极输入端,连于前级升压电路的正极输出端,谐振电感 L_r 的另一端分别与谐振电容 C_{r2} 的正极、辅助开关管 VT_2 的漏极相连,辅助开关管 VT_2 的源极作为辅助电路的负极输入端,分别与前级升压电路的负极输出端、快恢复二极管 VD_{10} 的阳极相连,快恢复二极管 VD_{10} 的阴极连于继电器 K 的一端,继电器 K 的另一端分别与谐振电容 C_{r2} 的负极、快恢复二极管 VD_9 的阳极相连,快恢复二极管 VD_9 的阴极连于前级升压电路的正极输出端,并作为辅助电路的正极输出端,快恢复二极管 VD_{10} 的阳极作为辅助

电路的负极输出端。

[0010] 所述的后级推挽变压器包括内含反并联体二极管 VD_3 的功率开关管 VT_3 ,内含反并联体二极管 VD_4 的功率开关管 VT_4 ,原边三端口(两个同名端)、副边两端口(一个同名端)的变压器;

[0011] 其中,变压器原边中间的同名端作为后级推挽变压器的正极输入端,与辅助电路的正极输出端相连,功率开关管 VT_3 的漏极连于变压器原边的另一同名端,功率开关管 VT_3 的源极作为后级推挽变压器的负极输入端,分别与辅助电路的负极输出端、功率开关管 VT_4 的源极相连,功率开关管 VT_4 的漏极连于变压器原边的非同名端,功率开关管 VT_3 、 VT_4 组成一对推挽开关管,变压器副边的同名端作为后级推挽变压器的正极输出端,变压器副边的非同名端作为后级推挽变压器的负极输出端。

[0012] 所述的全桥电路包括饱和电感 L_2 ,继电器 K ,隔直电容 C_2 ,内含反并联体二极管 VD_5 、输出结电容 C_5 的功率开关管 VT_5 ,内含反并联体二极管 VD_6 、输出结电容 C_6 的功率开关管 VT_6 ,内含反并联体二极管 VD_7 、输出结电容 C_7 的功率开关管 VT_7 ,内含反并联体二极管 VD_8 、输出结电容 C_8 的功率开关管 VT_8 ,滤波电容 C_0 ,高压侧直流电源 u_H ;

[0013] 其中,饱和电感 L_2 的一端作为全桥电路的正极输入端,与后级推挽变压器的正极输出端相连,饱和电感 L_2 的另一端连于隔直电容 C_2 的正极,继电器 K 并联于饱和电感 L_2 ,隔直电容 C_2 的负极分别与功率开关管 VT_5 的源极、功率开关管 VT_7 的漏极相连,功率开关管 VT_5 的漏极分别与功率开关管 VT_6 的漏极、滤波电容 C_0 的正极、高压侧直流电源 u_H 的正极相连,功率开关管 VT_7 的源极分别与功率开关管 VT_8 的源极、滤波电容 C_0 的负极、高压侧直流电源 u_H 的负极相连,功率开关管 VT_8 的漏极作为全桥电路的负极输入端,分别与后级推挽变压器的负极输出端、功率开关管 VT_6 的源极相连,功率开关管 VT_5 、 VT_7 组成全桥电路的超前桥臂,功率开关管 VT_6 、 VT_8 组成全桥电路的滞后桥臂。

[0014] 本发明的特点和技术效果:

[0015] 1、电路中的所有开关管均为PWM控制方式,低压侧驱动电路无需电气隔离,控制简单可靠;

[0016] 2、辅助电路仅由一个开关管和简单的无源器件组成,复杂程度大大降低,整个电路结构简单,易于实现,器件成本低;

[0017] 3、电路中的所有开关管均能实现软开关,不仅降低了开关损耗,减小了开关管的电压应力,还有效提高了变换效率;

[0018] 4、升压变换时,主开关管 VT_1 和推挽开关管 VT_3 、 VT_4 三者在任意时刻仅有一个导通,且辅助开关管 VT_2 的工作时间极短,所以电路的通态损耗也较小。

附图说明

[0019] 图1为本发明级联双向软开关DC/DC电路拓扑。

[0020] 图2为升压变换时的电路拓扑。

[0021] 图3为升压变换时的工作波形。

[0022] 图4为降压变换时的电路拓扑。

[0023] 图5为降压变换时的工作波形。

具体实施方式

[0024] 本发明所述的级联双向软开关DC/DC电路拓扑参见附图1,它在实际应用中分为升压变换时的正向工作状态和降压变换时的逆向工作状态,当升压变换时,高压侧直流电源 u_H 须转换为负载形式,即电动机的阻抗;当降压变换时,低压侧直流电源 u_L 须转换为负载形式,即蓄电池的阻抗。为便于理解,在此统一将负载形式作空载处理。

[0025] 下面结合附图和工作原理对本发明的具体实施方式进行详细说明。

[0026] 具体的升压变换原理如下所述。

[0027] 当汽车在启动、加速或爬坡时,控制器关闭高压侧 $VT_5 \sim VT_8$ 的驱动信号,继电器K闭合,使饱和电感 L_2 被短路,低压侧的辅助电路被导通,参见附图2。 C_2 作为隔直电容,抑制升压电路的偏磁效应。低压侧电压先通过主开关管 VT_1 和升压电感 L_1 构成的升压电路升压到一定值,然后推挽变压器再次升压,最后由 $VD_5 \sim VD_8$ 全桥整流输出。

[0028] 为简化分析,做如下假设:所有元件均为理想状态;忽略变压器的漏感。变换器升压变换时的工作波形参见附图3,半个周期可分为8个模态,后半个工作过程与前半个周期基本相同,只是换到另一个推挽管工作的区别而已,故只介绍前半个周期。

[0029] 模态1($t_0 \sim t_1$):令 t_0 时刻之前,开关管 VT_1 、 VT_2 和 VT_4 关断, VT_3 导通,系统处于稳定状态,且升压电路经推挽管 VT_3 将功率传送至全桥整流电路中。 t_0 时刻,辅助电路中 VT_2 的电流 I_{VT_2} 为零,在 L_r 的作用下 VT_2 实现ZCS开通。此阶段,流经 L_r 的电流 I_{Lr} 开始从零线性增大,而 VT_3 的电流 I_{VT_3} 逐渐减小。

$$[0030] \quad I_{VT_3} = \frac{u_H}{nL_1} - \frac{u_H/n - u_L}{L_1} t_{01} \quad (1)$$

$$[0031] \quad I_{Lr} = \frac{u_L}{L_1 + L_r} t_{01} \quad (2)$$

[0032] 式中: u_H 为变换器高压侧两端电压, u_L 为变换器低压侧两端电压, n 为变压器变比。

[0033] 模态2($t_1 \sim t_2$): t_1 时刻, L_r 、 C_{r1} 之间发生谐振, C_{r1} 放电, I_{Lr} 继续增大。直到 t_2 时刻, C_{r1} 放电为零, I_{VT_3} 也下降为零。 I_{Lr} 达到最大值,并等于 L_1 的电流 I_{L1} 。

$$[0034] \quad t_{12} = \frac{\pi}{2} \sqrt{L_r C_{r1}}, \quad Z_{r1} = \sqrt{L_r / C_{r1}} \quad (3)$$

$$[0035] \quad I_{Lr \max} = I_{L1} = \frac{u_H}{nZ_{r1}} \quad (4)$$

[0036] 模态3($t_2 \sim t_3$): t_2 时刻,谐振结束, I_{Lr} 经反并联二极管 VD_1 、 VD_3 和 VD_4 导通续流,此阶段电流保持恒定。 VT_1 因两端电压被钳位为零,故可实现ZVS开通;又 VT_3 的电流 I_{VT_3} 已为零,所以 VT_3 能实现ZCS关断。

[0037] 模态4($t_3 \sim t_4$): t_3 时刻, I_{Lr} 因 L_r 的作用不能突变为零,但 L_r 几乎分担了 VT_2 全部电压,所以在这一瞬间 VT_1 的ZVS开通对 VT_2 有零电压钳位的作用, VT_2 能实现ZVS关断。此阶段,由 L_r 、 C_{r2} 和 VD_9 形成谐振回路, C_{r2} 开始充电。经过四分之一的的谐振周期,即 t_4 时刻, I_{Lr} 为零, C_{r2} 充满电。

$$[0038] \quad t_{34} = \frac{\pi}{2} \sqrt{L_r C_{r2}}, \quad Z_{r2} = \sqrt{L_r / C_{r2}} \quad (5)$$

[0039] 模态5($t_4 \sim t_5$):之后 C_{r2} 开始放电,并和 L_r 、 VT_1 、 VD_{10} 构成谐振回路, I_{Lr} 从零开始反方向增大。 t_5 时刻, C_{r2} 放电为零, L_r 经 VT_1 、 VD_2 导通续流,谐振结束,持续时间与 t_{34} 相等。

$$[0040] \quad u_{cr2} = u_L - Z_{r2} I_{Lr} \sin\left(\frac{t_{45}}{\sqrt{L_r C_{r2}}}\right) \quad (6)$$

[0041] 模态6($t_5 \sim t_6$):此阶段只有 VT_1 一个开关管是导通状态,辅助电路停止工作,低压侧电池向 L_1 充电。

[0042] 模态7($t_6 \sim t_7$): t_6 时刻,由于缓冲电容 C_{r1} 的电压不能突变, VT_1 实现了ZVS关断。且 C_{r1} 被充电,在升压电感 L_1 的作用下,充电电流 I_{L1} 基本不变。又因为 VT_4 的两端电压被 VD_4 钳位为零,所以 VT_1 在ZVS关断时 VT_4 立即ZVS开通,为 L_1 提供续流通路。

[0043] 模态8($t_7 \sim t_8$):此阶段为普通升压变换器的工作过程,即电池和升压电感 L_1 共同向高压侧提供能量。

[0044] 具体的降压变换原理如下所述。

[0045] 当汽车在减速、刹车或空转时,控制器关闭低压侧开关管 $VT_1 \sim VT_4$ 的驱动信号,继电器K断开,使饱和电感 L_2 串入高压侧,辅助电路不工作,参见附图4。 $C_5 \sim C_8$ 为开关管的输出结电容,开关管 $VT_5 \sim VT_8$ 以移相模式工作, L_2 和 C_2 能有效扩大负载范围并减少副边占空比丢失,输出经二极管 VD_3 和 VD_4 全波整流,滤波电感 L_1 实现能量的回收利用和对低压侧蓄电池的充电。

[0046] 为简化分析,假设如下:所有元件均为理想状态,且 $L_1 \gg L_{lk}/n^2$ 。变换器降压变换时的工作波形参见附图5, u_p 为变压器原边电压, I_p 为变压器原边电流, u_r 为变压器副边电压,半个周期可分为6个模态,后半周期的工作过程与前半个周期完全对称,故只介绍前半个周期。

[0047] 模态1($t_0 \sim t_1$):令在 t_0 时刻之前,开关管 VT_5 和 VT_8 处于导通, I_p 线性上升,副边二极管 VD_3 和 VD_4 均导通,处于换流过程。 t_0 时刻,换流结束, VD_4 关断, VT_5 和 VT_8 继续导通, I_p 开始对电容 C_2 充电,其电压 u_{c2} 呈线性变化。 t_1 时刻,关断 VT_5 , I_p 达到最大值。此阶段有:

$$[0048] \quad (L_{lk} + L_2 + n^2 L_1) \frac{dI_p}{dt} = u_H - n u_L \quad (7)$$

$$[0049] \quad u_{c2} = \frac{n I_p}{C_2} t - u_{c2}(0) \quad (8)$$

[0050] 模态2($t_1 \sim t_2$): VT_5 关断后,并联电容 C_5 、 C_7 与 L_2 、 L_{lk} 、 L_1 发生谐振, C_7 开始放电, C_5 充电, I_p 则从 VT_5 转移到 C_5 、 C_7 中。

$$[0051] \quad (C_5 + C_7) \frac{du_{c7}}{dt} = C \frac{du_{c7}}{dt} = -I_p \quad (9)$$

[0052] 由于 L_1 相对足够大,可近似认为 $I_p = I_o/n$ 恒定不变, I_o 为二次侧输出电流。 u_{c7} 在 I_p 的作用下线性下降,

$$[0053] \quad u_{c7} = U_p - \frac{I_o}{nC} t_{12} \quad (10)$$

[0054] 由式(10)可知 u_p 随着 u_{c7} 不断下降而减小,直到 t_2 时刻 $u_{c7} = 0$, I_p 开始经反并联二极管 VD_7 导通续流。

$$[0055] \quad t_{12} = \frac{nCu_p}{I_o} \quad (11)$$

[0056] 模态3($t_2 \sim t_3$): t_2 时刻, 由于VD₇导通, 开关管VT₇的电压钳位为零, 实现了ZVS开通。

[0057] 模态4($t_3 \sim t_4$): t_3 时刻, VT₈在并联电容C₆、C₈的缓冲作用下ZVS关断。此后, 原边电流I_p和副边电流I_o均开始下降。当I_o小于输出滤波电感电流I_{L1}时, I_{L1}中多余的电流向VD₄流动。在换流过程中, 整流二极管VD₃和VD₄同时导通, 两侧电压都为零, 变压器相当于短路, 故一次侧的C₆、C₈与L_{1k}、L₂发生谐振, C₈充电, C₆放电。

$$[0058] \quad (C_6 + C_8) \frac{du_{c8}}{dt} = I_p, \quad (L_{lk} + L_2) \frac{dI_p}{dt} = -u_{c8} \quad (12)$$

[0059] 由式(12)可知I_p不断减小的同时, u_{c8}不断增大。直到t₄时刻, I_p=0, 则

$$[0060] \quad t_{34} = \sqrt{(L_{lk} + L_2)C} \sin^{-1} \left(\frac{u_{c8}}{I_p Z_2} \right), \quad Z_2 = \sqrt{(L_{lk} + L_2)/C} \quad (13)$$

[0061] 模态5($t_4 \sim t_5$): t_4 时刻, 二极管VD₆导通续流。C₂的电压极性因与I_p相同而成为反向阻断电压源, L₂退出饱和状态, 阻碍I_p反向增大, 使其维持在零状态。从而开关管VT₆实现ZCS开通。直到t₅时刻, 二极管VD₆和VD₇自然关断, I_p开始反向增大。

[0062] 模态6($t_5 \sim t_6$): t_6 时刻, I_p达到反向最大值, 二极管VD₃中的电流下降到零而关断, 电流I_{L1}全部转移到VD₄中, 换流过程结束。

[0063] 为实现本发明的实施例, 将通过以下的软开关条件分析和参数设计作进一步说明。

[0064] 升压变换的软开关条件如下。

[0065] 为了实现VT₁的ZVS开通, C_{r1}两端的电压不能上升过快, 即 $t \geq t_{off}$, 一般取(2~3)t_{off} (t_{off}为主开关管VT₁的关断时间), C_{r1}需满足以下条件:

$$[0066] \quad C_{r1} \frac{du_{cr1}}{dt} = I_{max}, \quad u_H/u_{cr1} = n \quad (14)$$

[0067] 式中: I_{max}为最大输入平均电流, 由式(14)可得:

$$[0068] \quad C_{r1} = \frac{nI_{max}}{u_H} (2 \sim 3) t_{off} \quad (15)$$

[0069] 为了不影响升压电路PWM的工作方式和辅助开关管VT₂的软开关, 必须对VT₂的工作时间进行限制, 即t₀~t₃时间段不宜过长, 一般不超过10%的开关周期, 故谐振电感L_r需满足:

$$[0070] \quad t_{03} = \frac{nL_r}{u_H} I_{max} + \frac{\pi}{2} \sqrt{L_r C_{r1}} \leq 0.1T_2 \quad (16)$$

[0071] 式中: T₂为VT₂的开关周期。此外, VT₁要实现ZVS关断, 那t₃~t₅时间段的谐振过程必须保证C_{r2}放电为零, 故谐振电容C_{r2}则需满足:

$$[0072] \quad u_L \cos \left(\frac{t_{34}}{\sqrt{L_r C_{r2}}} \right) = u_L - Z_{r2} I_{Lr} \sin \left(\frac{t_{45}}{\sqrt{L_r C_{r2}}} \right) \quad (17)$$

[0073] 降压变换的软开关条件如下。

[0074] 为了实现超前桥臂开关管的ZVS, 变压器的初级电压应在死区时间内下降为零。所

以开关管VT₅和VT₇的ZVS只需开关管导通与关断的时间间隔大于t'₁₂即可:

$$[0075] \quad T_{D1} = \frac{\pi}{2} \sqrt{(L_{lk} + L_2 + n^2 L_1)(C_5 + C_7)} > \frac{n(C_5 + C_7)u_p}{I_o} \quad (18)$$

[0076] 对于滞后桥臂开关管的ZCS,则要求存储在饱和电感L₂和阻断电容C₂中的能量足够使变压器原边电流复位为零。所以:

$$[0077] \quad \frac{L_2 I_p^2}{2} \geq \frac{(C_6 + C_8)u_{c8}^2}{2} + C_2 u_{c2}^2 \quad (19)$$

[0078] 并且占空比丢失时间应满足下式:

$$[0079] \quad T_{D2} = \frac{nI_o L_{lk}}{u_p + u_{c2}} < t'_{34} \quad (20)$$

[0080] 电路拓扑的参数设计如下。

[0081] (1)变压器的匝数及变比:降压变换时取高压侧电压纹波在10%以内,则变压器原边的绕组匝数N_p:

$$[0082] \quad N_p = \frac{u_H \times 10^8}{K_f f_s B_m A_e} \quad (21)$$

$$[0083] \quad A_e = \frac{P_T \times 10^6}{2\eta f_s B_m \delta K_m K_c} \quad (22)$$

[0084] 式中:K_f表示波形系数,一般取4.44(正弦波)或4(方波);f_s为移相全桥开关管的开关频率;B_m为最大磁感应密度;A_e为磁芯中心柱截面积;η表示变换效率,取0.9;δ为导线电流密度系数,一般为2.0A/mm²;K_m为磁芯窗口的铜填充系数,取0.5;K_c为铁芯填充系数,取1;P_T为额定功率。考虑到移相全桥变换器的占空比丢失问题,先假设副边最大占空比D_{max}为0.9,则副边要求输出的最小电压u_{smin}为:

$$[0085] \quad u_{smin} = \frac{u_{o\max} + v_D + v_{L1}}{D_{\max}} \quad (23)$$

[0086] 式中:u_{o\max}为副边最大输出电压;v_D为整流管正向压降;v_{L1}为滤波电感的直流压降。变压器的匝比n为:

$$[0087] \quad n = \frac{\eta u_H - \Delta v_1}{u_{smin}} \quad (24)$$

[0088] 式中:Δv₁为变压器原边的开关管、饱和电感和隔直电容等总的压降。故得出变压器副边的绕组匝数N_s=N_p/n。此外,变压器参数还必须符合升压变换,令升压电路完成一次升压的输入电压值为u_{in},输出电压值为u_o,关系如下:

$$[0089] \quad u_o = 2n u_{in} D_T \quad (25)$$

[0090] 式中:D_T为推挽管的占空比。令升压变换时电路的管压降、电容压降、绕组压降等为Δv₂,验证方法可认为是在u_{in}最小时,得到所需的输出电压就能满足任一情况下的升压变比关系,由式(15)推知:

$$[0091] \quad n \geq \frac{u_o + \Delta v_2}{2u_{in\min} D_T} \quad (26)$$

[0092] (2)升压电感L₁:升压电路中升压电感直接决定了输入电流的纹波ΔI_L的大小。当

升压输出功率最大,输入电压最小时, ΔI_L 最大, L_1 的值也最大。

$$[0093] \quad \Delta I_{L_{\max}} = \frac{0.1P_T}{\eta u_L} \quad (27)$$

$$[0094] \quad L_{1\max} = \frac{u_L}{\Delta I_{L_{\max}}} \frac{u_o - u_L}{u_o} T_s \quad (28)$$

[0095] 式中: T_s 为主开关管VT₁的开关周期。由于 L_1 在降压时要作滤波电感,所以还需考虑降压时的电感数值。降压时输出电路为全波整流电路,故副边电流脉动频率为原边开关管的2倍。关系如下:

$$[0096] \quad L_1 = \frac{u_L}{2(2f_s)(0.1I_o)} \left(1 - \frac{u_L}{u_{o\max}/n - v_D - v_{L1}} \right) \quad (29)$$

[0097] 所以结合式(18)、(19)综合考虑可得 L_1 的值。

[0098] (3)滤波电容 C_0 、 C_1 :为了满足整流电压和高低频纹波的要求,一般取输出电压的交流纹波 $\Delta v_0 = 50\text{mv}$ 。升压变换时,输出省去了滤波电感,仅通过 C_0 滤除纹波。设电容电流为输出电流的20%,则有:

$$[0099] \quad C_0 = \frac{0.2I_o T_s}{8\Delta v_0} \quad (30)$$

[0100] 降压变换时,输出为全波整流,有:

$$[0101] \quad C_1 = \frac{u_L}{8L_1(2f_s)^2 \Delta v_0} \left(1 - \frac{u_L}{u_{o\max}/n - v_D - v_{L1}} \right) \quad (31)$$

[0102] (4)饱和电感 L_2 :为了实现移相全桥的ZVZCS, L_2 的高频损耗和散热都会较大,所以 L_2 的伏秒积无需设计过高,这样占空比丢失就很小。求解公式如下:

$$[0103] \quad u_{c2} T_{D2} = u_{c2} \left(\frac{T}{2} - \frac{DT}{2} - \Delta T \right) \quad (32)$$

$$[0104] \quad u_{c2} = \frac{nI_o DT}{4C_2}, \quad \Delta T = \frac{nI_o L_2}{u_{c2}} \quad (33)$$

[0105] 式中: D 、 T 分别为滞后桥臂开关管的占空比和开关周期, ΔT 为滞后桥臂中两个开关管导通和关断的时间间隔。

[0106] (5)隔直电容 C_2 :由于变换器的输出脉宽不一致、反馈回路不对称等不可能完全消除,所以偏磁现象必然存在,并且升压变换时推挽结构的偏磁更为严重。在此取升压变换时的电容值。

$$[0107] \quad C_2 = \frac{1}{L_{lk} \omega^2} = \frac{1}{L_{lk} (2\pi f_s)^2} \quad (34)$$

[0108] 综上所述,实施例的电路参数确定如下。

[0109] $u_L = 24\text{V}$, $u_H = 380\text{V}$, $P_T = 3.5\text{KW}$, $f_s = 50\text{KHZ}$, $n = 5$, $L_1 = 100\mu\text{H}$, $L_2 = 560\mu\text{H}$, $L_r = 25\mu\text{H}$, $L_{lk} = 11\mu\text{H}$, $C_0 = 100\mu\text{F}$, $C_1 = 298\mu\text{F}$, $C_2 = 0.47\mu\text{F}$, $C_{r1} = 47\text{nF}$, $C_{r2} = 220\text{nF}$ 。

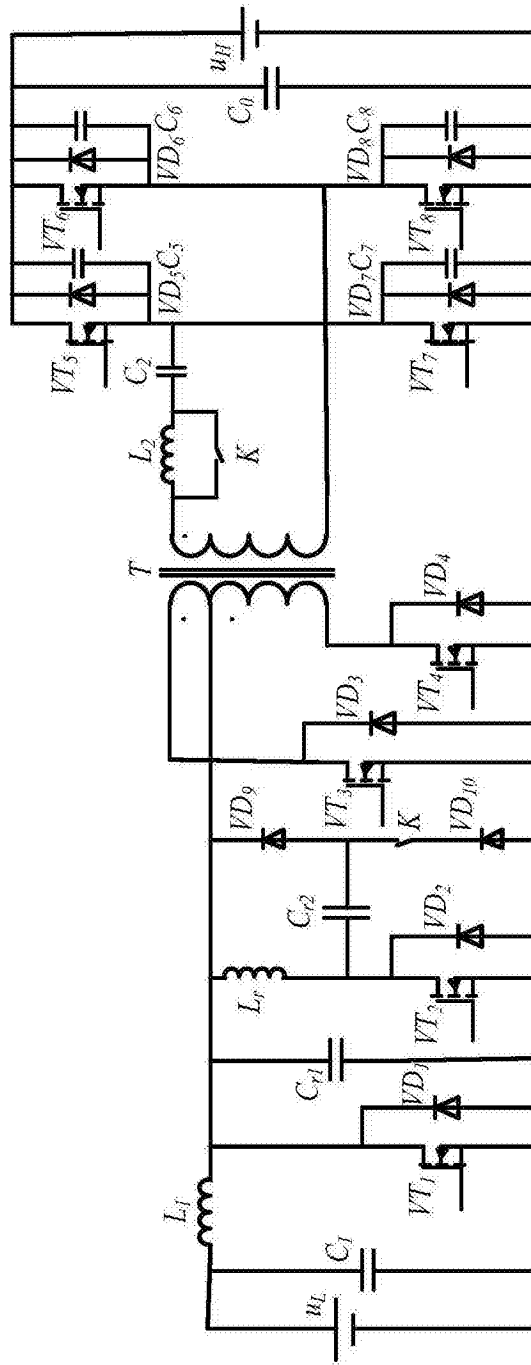


图1

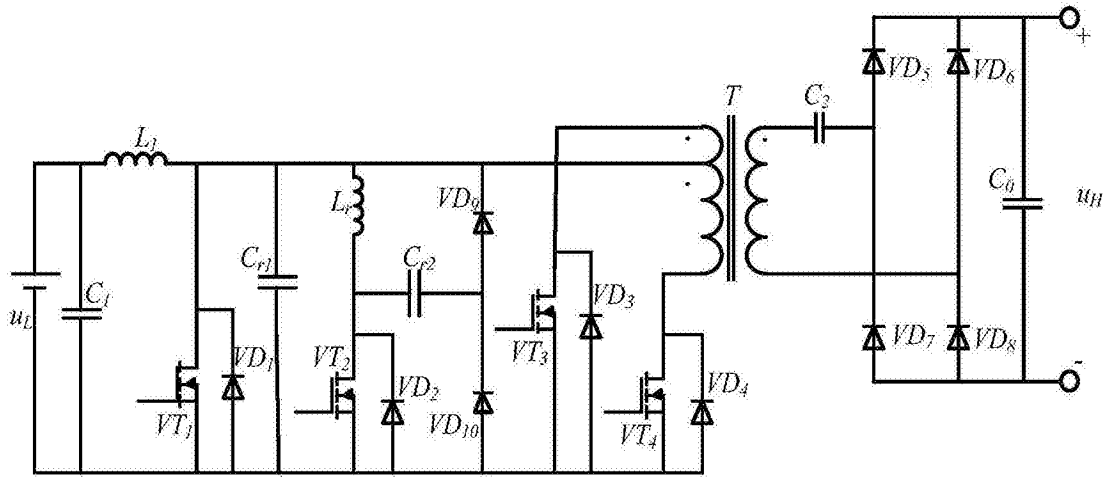


图2

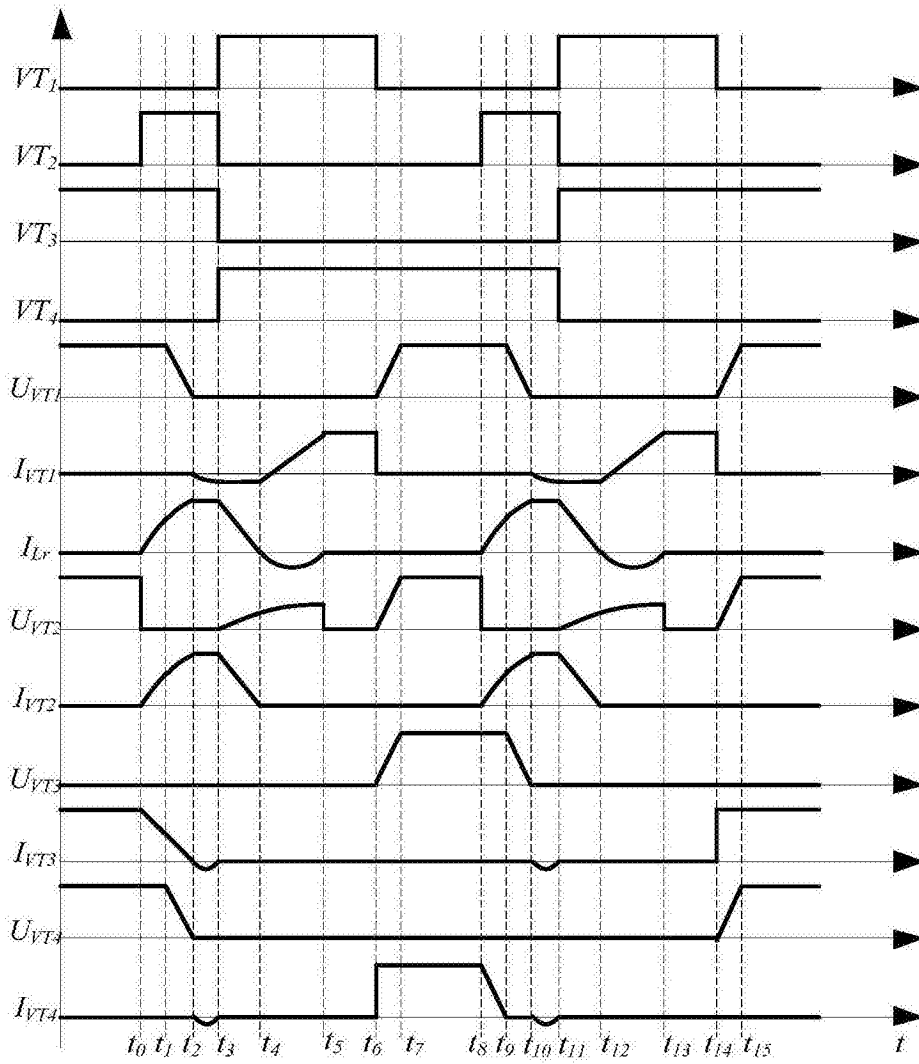


图3

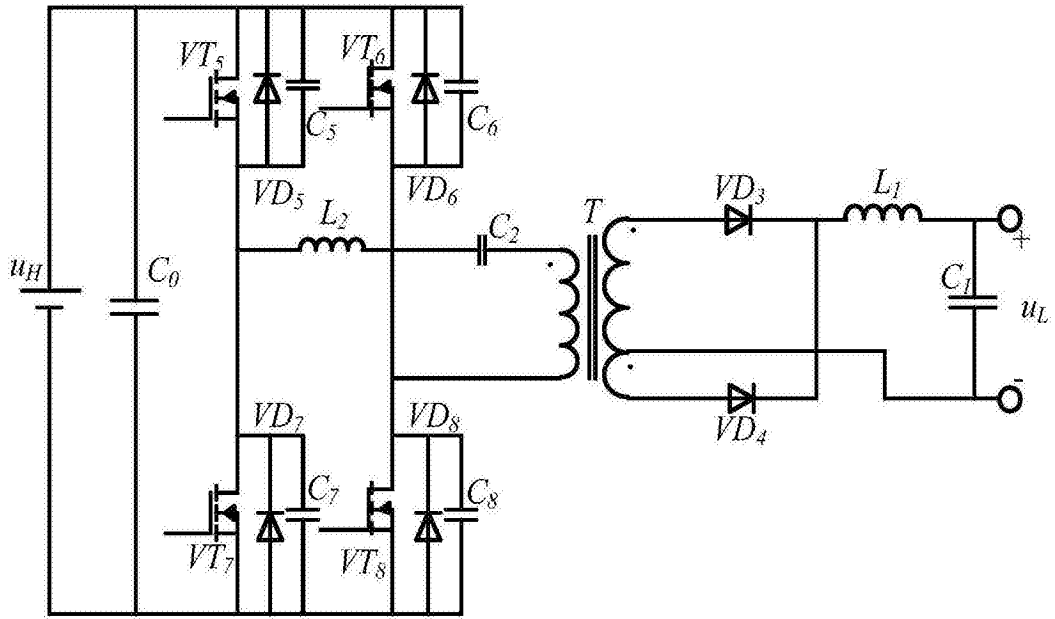


图4

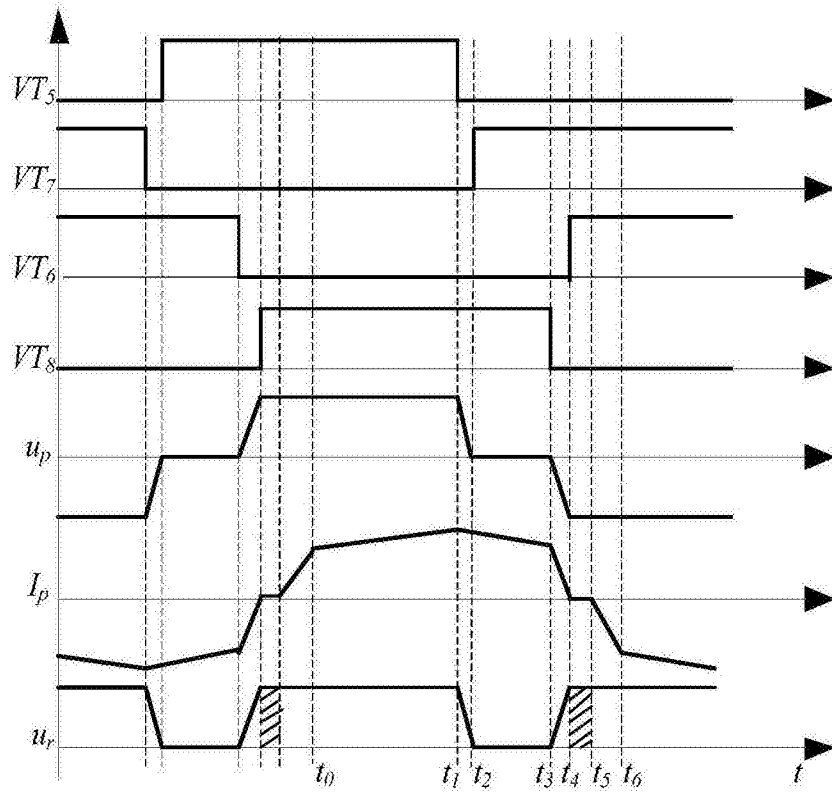


图5