



(12) 发明专利申请

(10) 申请公布号 CN 105048850 A

(43) 申请公布日 2015. 11. 11

(21) 申请号 201510391287. X

(22) 申请日 2015. 07. 02

(71) 申请人 南京航空航天大学

地址 211106 江苏省南京市江宁区将军大道  
29号南京航空航天大学将军路校区自  
动化学院

(72) 发明人 伍群芳 王勤 陈仲 肖岚  
徐佳林

(51) Int. Cl.

H02M 7/538(2007. 01)

H02M 3/335(2006. 01)

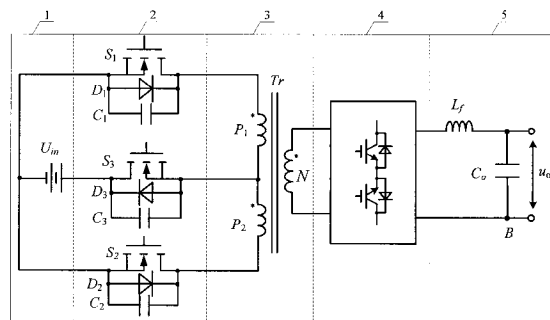
权利要求书1页 说明书5页 附图6页

(54) 发明名称

一种单级 ZVS 型推挽式高频环节 DC/AC 变  
换器

(57) 摘要

本发明公开了一种单级 ZVS 型推挽式高频环  
节 DC/AC 变换器,其结构包括:输入直流电压源  
 $U_{in}$ ;高频隔离变压器  $Tr$ ;第一、第二和第三功率管  
 $S_1$ 、 $S_2$ 与  $S_3$ ;周波变换器及 LC 滤波电路。采用提出  
的 PWM 开关控制策略,第一、二功率管  $S_1$ 、 $S_2$ 很容  
易实现 ZVS 开通,第三功率管  $S_3$ 在变压器漏感能  
量足够的条件下实现 ZVS 开通;变压器副边功率  
管很容易实现 ZVS 换流,有效的减小了开关损耗,  
提高了变换器的工作效率。这种变换器主要适用  
于需要隔离的中低压输入场合。



1. 一种单级 ZVS 型推挽式高频环节 DC/AC 变换器,其包括高频隔离变压器原边电路与副边电路,高频隔离变压器 (3) 包括原边第一绕组  $P_1$ 、原边第二绕组  $P_2$  及副边绕组  $N$ ; 变压器原边电路包括直流电压源  $U_{in}$  (1), 带反并联二极管及外并电容的第一功率管  $S_1$ 、第二功率管  $S_2$  和第三功率管  $S_3$  (2); 变压器副边电路则包含一个周波变换器 (4) 和 LC 滤波电路 (5); LC 滤波电路则包括滤波电感  $L_f$  与滤波电容  $C_o$ 。其中, 直流电压源  $U_{in}$  的正极接第三功率管  $S_3$  的漏极; 第三功率管  $S_3$  的源极接变压器原边第一绕组  $P_1$  的异名端和第二绕组  $P_2$  的同名端, 第一功率管  $S_1$  的源极接第二功率管  $S_2$  的源极和直流电压源  $U_{in}$  的负极, 第一功率管  $S_1$  的漏极接原边第一绕组  $P_1$  的同名端, 第二功率管  $S_2$  的漏极接原边第二绕组  $P_2$  的异名端; 原边第一绕组  $P_1$  的异名端接第二绕组  $P_2$  的同名端, 变压器的副边绕组  $N$  的同名端与周波变换器的上输入端相连, 副边绕组  $N$  的异名端与周波变换器的下输入端相连; 滤波电感  $L_f$  的左端则与周波变换器的上输出端相连, 滤波电感  $L_f$  的右端接滤波电容  $C_o$  的上端, 滤波电容  $C_o$  的下端与周波变换器的下输出端相连。

2. 根据权利要求 1 所述的一种单级 ZVS 型推挽式高频环节 DC/AC 变换器,其特征在于: 变压器副边的周波变换器部分可为全波式周波变换器或全桥式周波变换器。

3. 根据权利要求 1 与权利要求 2 所述的一种单级 ZVS 型推挽式高频环节 DC/AC 变换器,其特征在于: 第三功率管  $S_3$  的驱动信号  $u_{gs3}$  采用正弦波单极性调制得到, 而第一功率管  $S_1$ 、第二功率管  $S_2$  及周波变换器的驱动信号则根据第三功率管  $S_3$  的驱动信号来设计, 设计的原则是要保证得到高频脉冲交流电压的同时能获得各个功率管实现 ZVS 开通的条件, 为了实现功率管的 ZVS 开通,  $u_{gs1}$ ,  $u_{gs2}$  与  $u_{gs3}$  两两之间插入了一定的死区时间。

4. 根据权利要求 1 与权利要求 2 所述的一种单级 ZVS 型推挽式高频环节 DC/AC 变换器,其特征在于: 这种变换器的功率管均是双向的, 可采用 MOSFET 或带反并联二极管的 IGBT。

## 一种单级 ZVS 型推挽式高频环节 DC/AC 变换器

### 技术领域

[0001] 本发明涉及一种将直流电变换为交流电的 DC/AC 变换器,尤其是涉及一种单级 ZVS 型推挽式高频环节 DC/AC 变换器,属于电力电子变换器领域。

### 背景技术

[0002] 传统的逆变器具有结构简单、技术成熟、性能可靠等优点,但也存在体积笨重、低频噪声严重、负载动态响应差等不足之处。随着电力电子技术的发展,对逆变器的要求是体积小、重量轻、噪声低、响应快等等,为此出现了高频环节 DC/AC 变换技术以提高逆变器的性能。目前,高频环节 DC/AC 变换技术主要可分为直流变换器型高频环节 DC/AC 变换器与周波变换器型高频环节 DC/AC 变换器两大类:前一类直流变换器型包括“DC/HFAC/DC/AC”的三级变换结构,变换级数与结构相对复杂,三级能量传输的方式导致变换效率不高;后一类周波变换器型则包括“DC/HFAC/AC”两级的功率传输结构,结构相对简单,功率可双向传输,两级的能量传输方式使得其变换效率得到很大的提高,为此后一类 DC/AC 变换器得到了广泛的研究与应用。

[0003] 周波变换器型高频环节 DC/AC 变换器是先将输入直流电压调制成高频脉冲交流电压,高频脉冲交流电压再经过高频变压器进行电压匹配与电气隔离,再经周波变换器解调成低频交流脉冲电压,最后经 LC 滤波电路滤波后得到正弦交流电。但是采用传统 PWM 控制的周波变换器存在器件换流时电压过冲及 EMI 等问题。针对这个问题,目前主要做法有采用有源箝位电路吸收漏感中的能量以减小功率开关管上的电压尖峰;采用串联谐振技术以实现功率管的 ZVS 或 ZCS;采用周波变换器的换流重叠单极性、双极性移相控制策略等等;这些方法可以较好的解决电压过冲、开关损耗及 EMI 等问题,但同时也增加了电路及控制的复杂性。为此,研究一种电路结构简单,同时其功率管可以实现软开关的高频环节 DC/AC 变换器具有重大意义。

### 发明内容

[0004] 本发明针对背景技术中高频环节 DC/AC 变换器中存在的问题而提出了一种结构简单,变换效率高,具有隔离效果的一种单级 ZVS 型推挽式高频环节 DC/AC 变换器。

[0005] 本发明的一种单级 ZVS 型推挽式高频环节 DC/AC 变换器通过以下技术方案实现,如附图 1 所示,其包括高频隔离变压器原边电路与副边电路,高频隔离变压器 (3) 包括原边第一绕组  $P_1$ 、原边第二绕组  $P_2$  及副边绕组  $N$ ;变压器原边电路包括直流电压源  $U_{in}$  (1),带反并联二极管及外并电容的第一功率管  $S_1$ 、第二功率管  $S_2$  和第三功率管  $S_3$  (2);变压器副边电路则包含一个周波变换器 (4) 和 LC 滤波电路 (5);LC 滤波电路则包括滤波电感  $L_f$  与滤波电容  $C_o$ 。其中,直流电压源  $U_{in}$  的正极接第三功率管  $S_3$  的漏极;第三功率管  $S_3$  的源极接变压器原边第一绕组  $P_1$  的异名端和第二绕组  $P_2$  的同名端,第一功率管  $S_1$  的源极接第二功率管  $S_2$  的源极和直流电压源  $U_{in}$  的负极,第一功率管  $S_1$  的漏极接原边第一绕组  $P_1$  的同名端,第二功率管  $S_2$  的漏极接原边第二绕组  $P_2$  的异名端;原边第一绕组  $P_1$  的异名端接第二绕组  $P_2$  的

同名端,变压器的副边绕组N的同名端与周波变换器的上输入端相连,副边绕组N的异名端与周波变换器的下输入端相连;滤波电感 $L_f$ 的左端则与周波变换器的上输出端相连,滤波电感 $L_f$ 的右端接滤波电容 $C_o$ 的上端,滤波电容 $C_o$ 的下端与周波变换器的下输出端相连。

[0006] 本发明的一种单级ZVS型推挽式高频环节DC/AC变换器变压器原边三个功率管 $S_1 \sim S_3$ 的开关控制策略如附图2所示。其中,第一功率管 $S_1$ 的驱动信号为 $u_{gs1}$ ,第二功率管 $S_2$ 的驱动信号为 $u_{gs2}$ ,第三功率管 $S_3$ 的驱动信号为 $u_{gs3}$ 。第三功率管 $S_3$ 的驱动信号 $u_{gs3}$ 采用正弦波单极性调制得到,而第一功率管 $S_1$ 、第二功率管 $S_2$ 的驱动信号 $u_{gs1}$ 、 $u_{gs2}$ 与第三功率管 $S_3$ 的驱动信号 $u_{gs3}$ 的关系有:

$$[0007] \quad u_{gs3} = \overline{u_{gs1}} + \overline{u_{gs2}} \quad (1)$$

[0008]  $u_{gs1}$ ,  $u_{gs2}$ 与 $u_{gs3}$ 两两之间插入一定的死区时间以实现功率管 $S_1 \sim S_3$ 的ZVS开通。

[0009] 本发明的一种单级ZVS型推挽式高频环节DC/AC变换器的周波变换器部分可为全波式周波变换器或全桥式周波变换器,其结构如附图3(a)、(b)所示。

[0010] 本发明的一种单级ZVS型推挽式高频环节DC/AC变换器所有功率管均是双向的,可采用MOSFET或带反并联二极管的IGBT。

[0011] 综上所述可知,本发明的ZVS型推挽式高频环节DC/AC变换器的有如下技术特征:

[0012] 1) 电路结构简单。

[0013] 2) 输入输出高频电气隔离且输入输出电压匹配能力强,适用于中低压输入场合。

[0014] 3) 功率管可实现软开关,减小开关损耗,提高了DC/AC变换器的工作效率。

[0015] 4) 可实现能量的双向传输。

## 附图说明

[0016] 附图1本发明提出的一种单级ZVS型推挽式高频环节DC/AC变换器的电路原理图。

[0017] 附图2本发明的一种单级ZVS型推挽式高频环节DC/AC变换器功率管 $S_1 \sim S_3$ 的驱动信号时序图。

[0018] 附图3本发明的一种单级ZVS型推挽式高频环节DC/AC变换器的周波变换器电路原理图。

[0019] 附图4本发明采用全波式周波变换器的单级ZVS型推挽式高频环节DC/AC变换器实施例电路原理图。

[0020] 附图5本发明实施例中功率管 $S_1 \sim S_7$ 的开关策略。

[0021] 附图6本发明实施例中的一个开关周期内主要波形示意图。

[0022] 附图7~附图11为本发明的一种单级ZVS型推挽式高频环节DC/AC变换器实施例的各个开关模态示意图。

[0023] 以上附图中的主要符号名称: $U_{in}$ :直流电源电压; $S_1 \sim S_{11}$ :功率管; $C_1 \sim C_3$ :功率管 $S_1 \sim S_3$ 的结电容与外并电容之和; $D_1 \sim D_7$ :功率管 $S_1 \sim S_7$ 的体二极管; $Tr$ :高频隔离变压器; $L_f$ :滤波电感; $C_o$ :滤波电容; $u_o$ :输出电压; $u_{gs1} \sim u_{gs3}$ :功率管 $S_1 \sim S_3$ 的驱动信号; $u_{45} \sim u_{67}$ :功率管 $S_4 \sim S_7$ 的驱动信号; $L_{leak1}$ 、 $L_{leak2}$ :变压器原边绕组 $P_1$ 、 $P_2$ 的漏感; $u_{ds1} \sim u_{ds3}$ :功率管 $S_1 \sim S_3$ 两端承受的电压; $i_1 \sim i_3$ :流过功率管 $S_1 \sim S_3$ 的电流; $u_{p1}$ :变压器原边绕组 $P_1$

的电压  $u_{AB}$ ; 变压器副边周波变换器输出电压  $i_L$ ; 流过滤波电感电流  $u_{ref}$ : 标准正弦波电压;  $u_{of}$ : 输出反馈电压;  $u_e$ : 误差信号;  $k$  与  $\bar{k}$ : 二分频信号与二分频反极性信号。

### 具体实施方式

[0024] 如附图 1 所示, 本发明的一种单级 ZVS 型推挽式高频环节 DC/AC 变换器的结构包括: 高频隔离变压器原边电路与副边电路; 变压器原边电路包括直流电压源  $U_{in}$  (1), 带反并联二极管及外并电容的第一功率管  $S_1$ 、第二功率管  $S_2$  和第三功率管  $S_3$  (2); 变压器副边电路则包含一个周波变换器 (4) 和 LC 滤波电路 (5); 下面以附图 4 所示的电路为例来说明本发明的单级 ZVS 型推挽式高频环节 DC/AC 变换器的具体开关控制策略与变换器稳态工作过程。

[0025] 在此实施例中, 本发明的单级 ZVS 型推挽式高频环节 DC/AC 变换器包括直流输入电压源  $U_{in}$ , 带反并联二极管及外并电容的第一功率管  $S_1$ 、第二功率管  $S_2$  和第三功率管  $S_3$ , 高频变压器  $Tr$ , 全波式周波变换器和 LC 滤波器。其中, 高频隔离变压器包括原边第一绕组  $P_1$ 、原边第二绕组  $P_2$ 、副边第一绕组  $N_1$  和副边第二绕组  $N_2$ ; 周波变换器包括带反并联二极管的第四功率管  $S_4$ 、第五功率管  $S_5$ 、第六功率管  $S_6$  和第七功率管  $S_7$ ; LC 滤波器则包括滤波电感  $L_f$  与滤波电容  $C_o$ 。变换器的连接关系为: 直流电压源  $U_{in}$  的正极接第三功率管  $S_3$  的漏极; 第三功率管  $S_3$  的源极接变压器原边第一绕组  $P_1$  的异名端和原边第二绕组  $P_2$  的同名端, 第一功率管  $S_1$  的源极接第二功率管  $S_2$  源极和直流电压源  $U_{in}$  的负极, 第一功率管  $S_1$  的漏极接原边第一绕组  $P_1$  的同名端, 第二功率管  $S_2$  的漏极接原边第二绕组  $P_2$  的异名端; 高频隔离变压器的原边第一绕组  $P_1$  的异名端接原边第二绕组  $P_2$  的同名端; 变压器的副边第一绕组  $N_1$  的异名端接副边第二绕组  $N_2$  的同名端, 副边第一绕组  $N_1$  的同名端接第四功率管  $S_4$  的集电极, 副边第二绕组  $N_2$  的异名端接第六功率管  $S_6$  的集电极; 第四功率管  $S_4$  的发射极接第五功率管  $S_5$  的发射极, 第四功率管  $S_4$  的基极与第五功率管  $S_5$  的基极相连, 第六功率管  $S_6$  的发射极接第七功率管  $S_7$  的发射极, 第六功率管  $S_6$  的基极接第七功率管  $S_7$  的基极, 第五功率管  $S_5$  的集电极接第七功率管  $S_7$  的集电极并与滤波电感  $L_f$  的左端相连, 滤波电感  $L_f$  的右端接滤波电容  $C_o$  的上端, 滤波电容  $C_o$  的下端与变压器副边第一绕组  $N_1$  的异名端与变压器副边第二绕组  $N_2$  的同名端相连。

[0026] 本变换器采用附图 5 所示的开关控制策略, 其中附图 5(a) 为产生各个驱动信号原理框图, 附图 5(b) 为主要的信号波形图。具体的控制方法为:

[0027] 1) 基准标准正弦波电压  $u_{ref}$  与输出反馈电压  $u_{of}$  经比较放大后产生误差信号  $u_e$ ,  $u_e$  的绝对值信号  $|u_e|$  与锯齿波比较产生信号  $u_r$ ,  $u_r$  即为第三功率管  $S_3$  的驱动信号  $u_{gs3}$ 。

[0028] 2) 锯齿波下降沿二分频信号  $k$  和信号  $u_r$  与非后得到第一功率管  $S_1$  的驱动信号  $u_{gs1}$ ; 锯齿波下降沿二分频反极性信号  $\bar{k}$  和信号  $u_r$  与非后得到第二功率管  $S_2$  的驱动信号  $u_{gs2}$ 。

[0029] 3) 误差信号  $u_e$  经过零比较器之后得到信号  $u_g$ ,  $u_g$  与驱动信号  $u_{gs1}$ 、 $u_{gs2}$  按图 5(a) 所示逻辑变换后分别得到第四、第五功率管  $S_4$ 、 $S_5$  与第六、第七功率管  $S_6$ 、 $S_7$  的驱动信号  $u_{45}$  和  $u_{67}$ , 即输出电压正半周期时, 周波变换器的功率管驱动信号  $u_{45}$  与  $u_{gs2}$  一致,  $u_{67}$  与  $u_{gs1}$  一致; 在输出电压为负半周期时, 周波变换器的驱动信号  $u_{45}$  与  $u_{67}$  互换。

[0030] 由图 5(b) 可得, 由于驱动信号  $u_{gs1}$  与  $u_{gs2}$ 、 $u_{45}$  与  $u_{67}$  有共通区间, 这使得它们均可

实现 ZVS 开通,因而周波变换器可实现 ZVS 换流。另外,为了实现功率管  $S_1 \sim S_3$  的 ZVS 开通,信号  $u_{gs1}$ 、 $u_{gs2}$  和  $u_{gs3}$  两两之间通过延时电路加入了死区时间。

[0031] 根据输出电压  $u_o$  与滤波电感电流  $i_L$  的极性,本发明的单级 ZVS 型推挽式高频环节 DC/AC 变换器有四种工作模式:①  $u_o > 0, i_L > 0$ ;②  $u_o > 0, i_L < 0$ ;③  $u_o < 0, i_L > 0$ ;④  $u_o < 0, i_L < 0$ ;以第①种情况为例来阐述其稳态条件下的工作原理,其他三种情况分析方法及思路类似。下面以附图 4 为主电路结构,结合附图 5 ~ 附图 11 对本发明的单级 ZVS 型推挽式高频环节 DC/AC 变换器的第①种情况具体工作原理进行详细的描述。附图 6 为一个开关周期内主要波形示意图,由附图 6 可知,整个变换器在一个开关周期内共有 10 个开关模式,分别是  $[t_0 \sim t_1]$ 、 $[t_1 \sim t_2]$ 、 $[t_2 \sim t_3]$ 、 $[t_3 \sim t_4]$ 、 $[t_4 \sim t_5]$ 、 $[t_5 \sim t_6]$ 、 $[t_6 \sim t_7]$ 、 $[t_7 \sim t_8]$ 、 $[t_8 \sim t_9]$ 、 $[t_9 \sim t_{10}]$ ,其中  $[t_0 \sim t_5]$  为前半周期, $[t_6 \sim t_{10}]$  为后半周期。下面对各个模式的工作原理具体分析。

[0032] 为了分析方便,分析之前先做如下假设:1) 变换器稳态运行在电感电流连续模式 (CCM) 下,开关频率  $f_s$  远远大于输出电压频率  $f_o$ ,因此,在一个开关周期  $T_s$  内,输出电压  $u_o$  及滤波电感电流  $i_L$  均可视为一个恒定值。2) 功率管  $S_1 \sim S_7$  的导通压降均为零, $S_1 \sim S_3$  的结电容与外并电容  $C_1 = C_2 = C_3 = C$ ,不考虑  $S_4 \sim S_7$  的结电容。3) 高频变压器原边两绕组的漏感  $L_{leak1} = L_{leak2} = L_{leak}$ ,变压器的变比为  $N_1/P_1 = N_2/P_2 = n$ 。

[0033] 1. 模态 1  $[t_0 \sim t_1]$  [对应附图 7]

[0034] 在  $t_0 \sim t_1$  时间段,功率管  $S_1$  与功率管  $S_3$  共同导通,原边电流  $i_3$  流经功率管  $S_3$ 、变压器原边第一绕组  $P_1$ 、漏感  $L_{leak1}$ 、开关管  $S_1$ 。 $t_1$  时刻电流  $i_3$  线性上升至  $I_p$ ,副边电流流经变压器副边绕组  $N_2$ 、功率管  $S_6$  及功率管  $S_7$  的反并联二极管  $D_7$ ,最后经 LC 滤波后输出,此阶段电能由输入侧向输出侧传输。

[0035] 2 模态 2  $[t_1 \sim t_2]$  [对应附图 8]

[0036]  $t_1$  时刻,关断功率管  $S_3$ ,由于电容  $C_3$  的作用, $S_3$  为零电压关断; $S_3$  关断后变压器副边滤波电感  $L_f$  折射到原边并与电容  $C_2$ 、 $C_3$ 、漏感  $L_{leak}$  谐振,由于滤波电感  $L_f$  上的能量足够大,功率管  $S_3$  的电压从零迅速上升到  $U_{in}$ ,功率管  $S_2$  上的电压从  $2U_{in}$  迅速下降到零,这就为功率管  $S_2$  的 ZVS 开通创造条件。 $t_2$  时刻,变压器原边电压  $u_p$  下降到零,原边电流  $i_3$  也下降到零,为了维持变压器的磁能不变, $i_1$  下降到  $I_p/2$ , $i_2$  逐渐反向增加  $-I_p/2$ ,变压器副边的电流通路与模态 1 一致。

[0037] 此模态下滤波电感  $L_f$  折射到变压器原边与漏感共同的能量使功率管  $S_3$  两端的电压从零充电到  $U_{in}$ ,功率管  $S_2$  两端的电压从  $2U_{in}$  放电至零。因此, $S_2$  实现 ZVS 开通需要满足的能量条件为:

$$[0038] \quad (L_{leak} + n^2 L_f) I_p^2 \geq 5 C U_m^2 \quad (2)$$

[0039] 此模态需要的死区时间为:

$$[0040] \quad t_{d1} \geq \frac{3 C U_m}{I_p} \quad (3)$$

[0041] 3 模态 3  $[t_2 \sim t_3]$  [对应附图 9]

[0042]  $t_2$  时刻,开通功率管  $S_2$  和功率管  $S_4$ 、 $S_5$ ,由于此时功率管  $S_2$  上的电压已经下降到零,其反并联二极管  $D_2$  导通,因此功率管  $S_2$  为 ZVS 开通。 $S_2$  开通后变压器原边处于环流状态,电压电流到达稳态值,流过功率管  $S_1$  与  $S_2$  的电流大小相等且为  $I_p/2$ 。 $t_2$  时刻由于变压器电

压已经下降到零,所以功率管  $S_4$ 、 $S_5$  的开通也为 ZVS 开通,此后功率管  $S_4$ 、 $S_5$  与功率管  $S_6$ 、 $S_7$  共同导通,对于对  $i_L > 0$  时,其对变换器的开关模态没有影响,变压器副边的电流通路与模态 1 一致。

[0043] 4 模态 4 [ $t_3 \sim t_4$ ] [对应附图 10]

[0044]  $t_3$ 时刻,关断功率管  $S_1$ 和功率管  $S_6$ 、 $S_7$ ,由于结电容的作用,功率管  $S_1$ 为零电压关断; $S_1$ 关断后变压器原边漏感与电容  $C_1$ 、 $C_3$ 发生谐振,功率管  $S_1$ 的端电压逐渐上升,功率管  $S_3$ 的端电压逐渐下降,如果漏感能量足够,则此模态下功率管  $S_1$ 端电压上升到  $U_{in}$ ,功率管  $S_3$ 电压则下降到零,电流  $i_L$ 下降到零。在变压器副边,由于前一模态下变压器电压为零,因此功率管  $S_6$ 、 $S_7$ 为 ZVS 关断;功率管  $S_6$ 、 $S_7$ 关断后,变压器副边处于换流状态,功率管  $S_5$ 的反并联二极管  $D_5$ 导通,滤波电感电流  $i_L$ 由周波变换器上、下输出端共同提供。

[0045] 此模态下功率管  $S_3$ 电压的下降主要取决于回路中漏感的能量,因此功率管  $S_3$ 实现 ZVS 开通需满足的能量条件为:

$$[0046] \quad L_{Leak} i_1^2(t_3) = L_{Leak} \left(\frac{I_p}{2}\right)^2 > 2CU_m^2 \quad (4)$$

[0047] 功率管  $S_3$ 实现 ZVS 开通需要满足的死区时间近似为:

$$[0048] \quad t_{d2} \geq \frac{\pi \sqrt{L_{Leak} C}}{2} \quad (5)$$

[0049] 5 模态 5 [ $t_4 \sim t_5$ ] [对应附图 11]:

[0050]  $t_4$ 时刻,开通功率管  $S_3$ ,若漏感能量与死区时间满足 (4) 与 (5),则功率管  $S_3$ 可实现 ZVS 开通,此后功率管  $S_2$ 和  $S_3$ 共同导通,输入直流电压  $U_{in}$ 作用在漏感  $L_{Leak}$ 上,变压器原边电流和副边电流迅速上升,变压器副边换流结束,原边电压反向上升,功率管  $S_1$ 两端的电压随之上升到  $2U_{in}$ ;副边电流流经变压器副边绕组  $N_1$ 、功率管  $S_4$ 及功率管  $S_5$ 的反并联二极管  $D_5$ 后经 LC 滤波电路输出。

[0051]  $t_5$ 时刻以后,变换器开始下半周期的工作,其分析过程类似,此处不再赘述。

[0052] 综上所述,本发明的单级 ZVS 型推挽式高频环节 DC/AC 变换器结构与控制方法相对简单,输入输出高频电气隔离,功率管能实现软开关,有效的减小了开关损耗,提高了变换器的工作效率。适用于需隔离的中低压逆变场合。

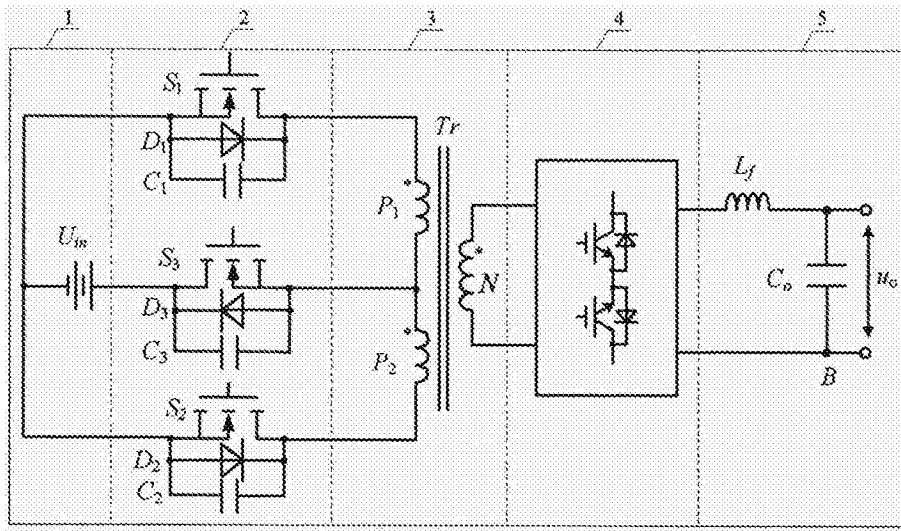


图 1

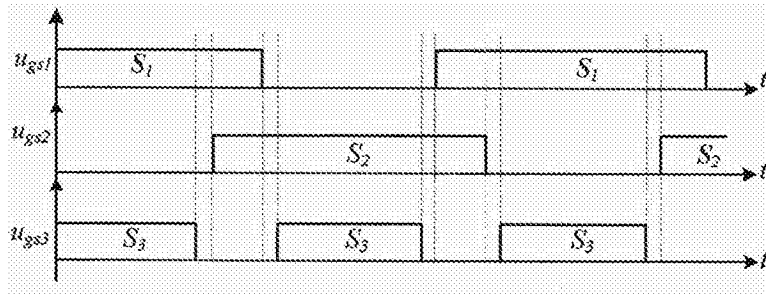


图 2

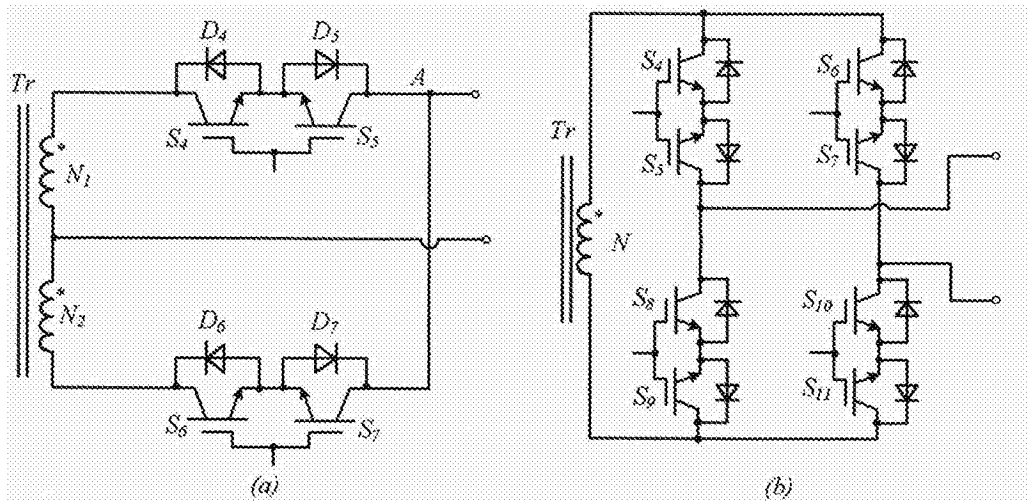


图 3



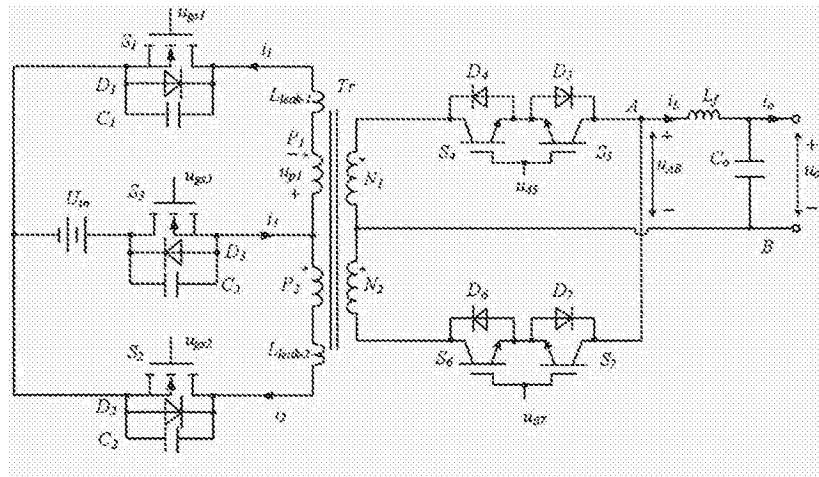


图 4

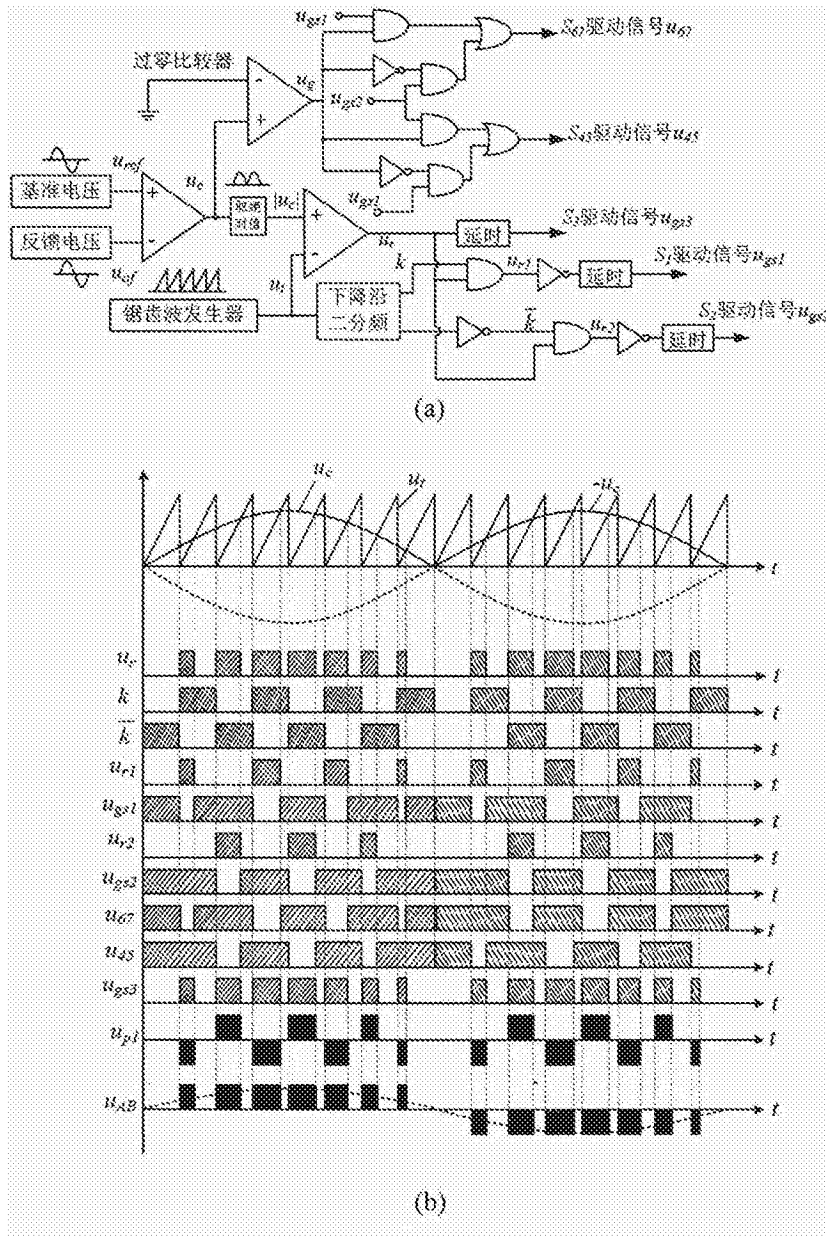


图 5

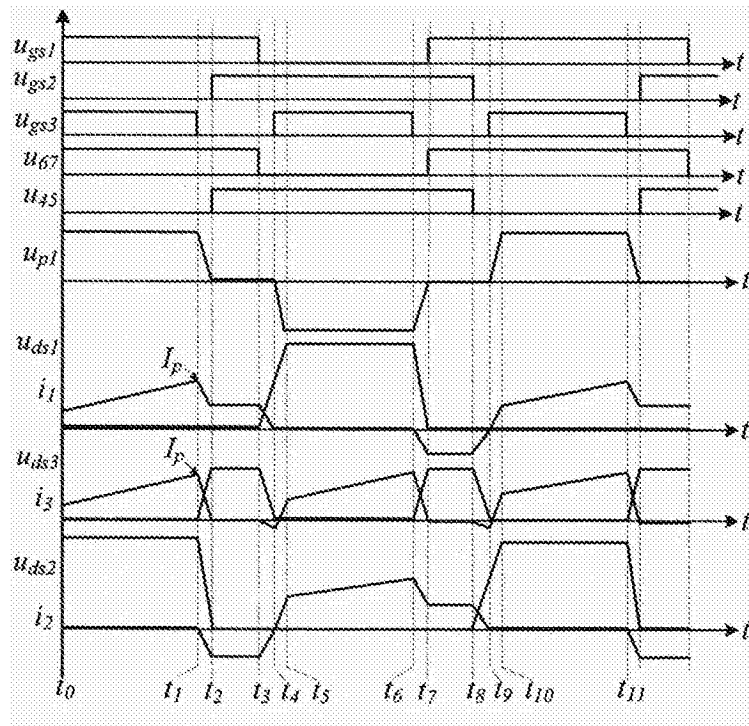


图 6

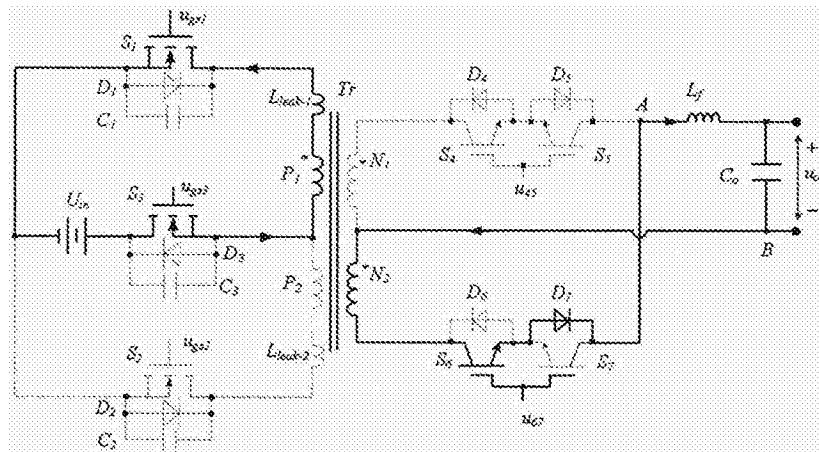


图 7

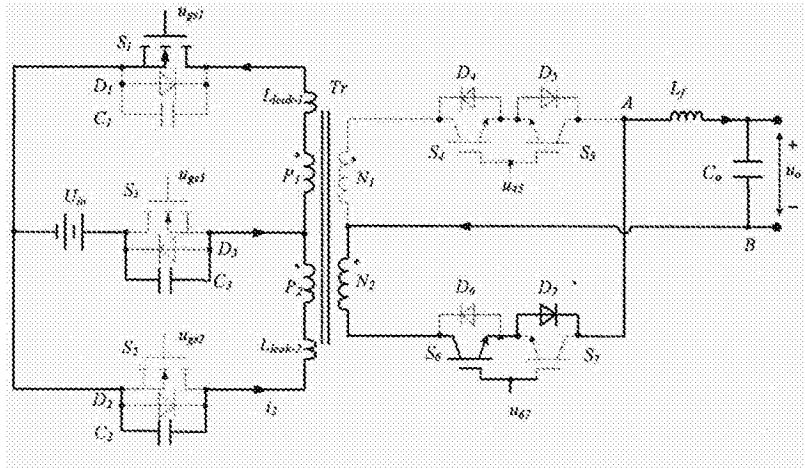


图 8

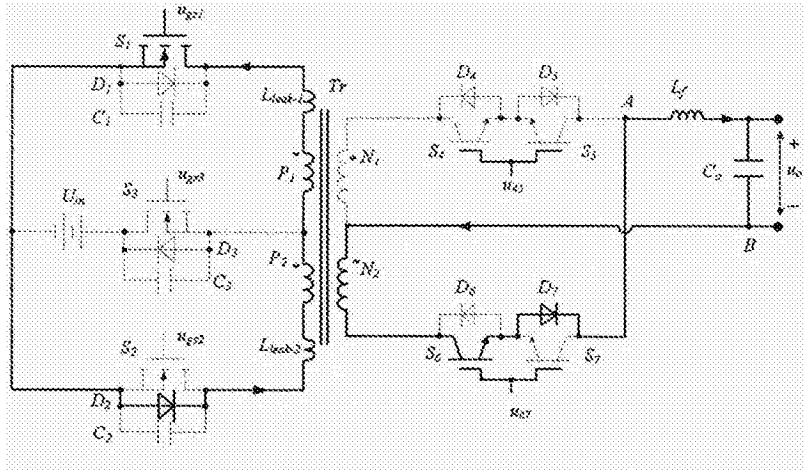


图 9

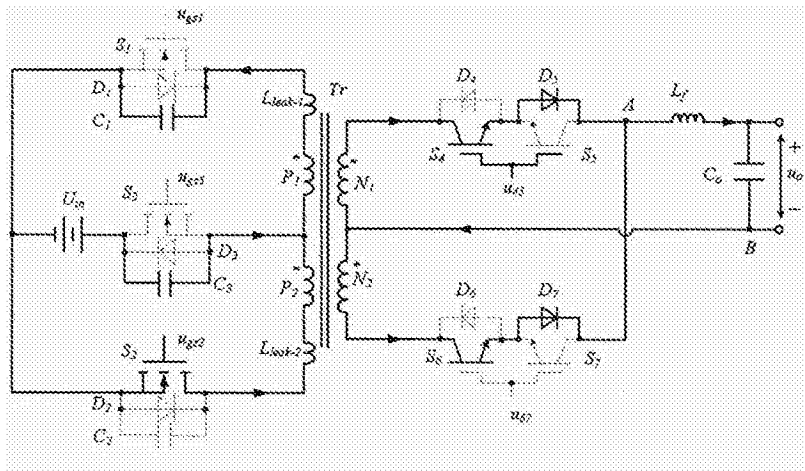


图 10

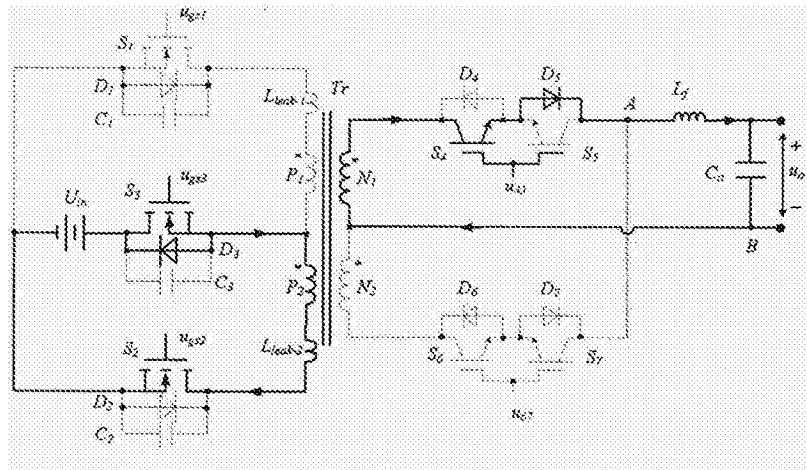


图 11