

1. 一种含有源箝位电路的模块化高电压隔离型DC/DC变换器,其特征在于:包括一个直流输入电源,m个模块,一个滤波电容 C_0 ,一个负载 R_L ;

所述m个模块包括:

m个功率主开关 VT_1 、 VT_2 ... VT_m 及所述功率主开关 VT_1 、 VT_2 ... VT_m 对应的漏源极寄生电容 C_{VT1} 、 C_{VT2} ... C_{VTm} ;

m个箝位电容: C_{C1} 、 C_{C2} 、... C_{Cm} ;

m个电感: L_1 、 L_2 ... L_m ;

m个变比为1:k的高频变压器 T_1 、 T_2 ... T_m 及所述高频变压器 T_1 、 T_2 ... T_m 对应的漏感 L_{K1} 、 L_{K2} ... L_{Km} ;

nm个电容: C_{11} 、 C_{12} ... C_{nm} ;

m(n+2)个二极管: D_1 、 D_2 、 D_3 ... D_{m-1} 、 D_m 、 D_{01} 、 D_{02} 、 D_{03} ... $D_{0(m-1)}$ 、 D_{0m} 、 D_{11} 、 D_{12} 、 D_{13} ... $D_{1(m-1)}$ 、 D_{1m} 、... $D_{(n-1)1}$ 、 $D_{(n-1)2}$ 、 $D_{(n-1)3}$... $D_{(n-1)(m-1)}$ 、 $D_{(n-1)m}$ 、 D_{n1} 、 D_{n2} 、 D_{n3} ... $D_{n(m-1)}$ 、 D_{nm} ;

连接方式如下:

模块1的一次侧端:电感 L_1 的另一端分别接变压器 T_1 的一次侧同名端、第一功率主开关 VT_1 的漏极和第一功率辅助开关 VT_{c1} 的源极,第一功率辅助开关 VT_{c1} 的漏极接箝位电容 C_{c1} 的一端;

模块1的二次侧端:变压器 T_1 的二次侧同名端分别接电容 C_{11} 一端、二极管 D_{11} 的阳极和二极管 D_{01} 的阴极;电容 C_{11} 的另一端接电容 C_{21} 的一端和二极管 D_{21} 的阳极;电容 C_{21} 的另一端接电容 C_{31} 的一端和二极管 D_{31} 的阳极;...依次类推,电容 $C_{(n-1)1}$ 的另一端接电容 C_{n1} 的一端和二极管 $D_{(n-1)1}$ 的阳极;电容 C_{n1} 的一端与 $C_{(n-1)1}$ 之间的节点接二极管 D_{n1} 的阳极,电容 C_{n1} 的另一端接二极管 D_1 的阳极;

模块2的一次侧端:电感 L_2 的另一端分别接变压器 T_2 的一次侧同名端、第二功率主开关 VT_2 的漏极和第二功率辅助开关 VT_{c2} 的源极,第二功率辅助开关 VT_{c2} 的漏极接箝位电容 C_{c2} 的一端;

模块2的二次侧端:变压器 T_2 的二次侧同名端分别接电容 C_{12} 一端、二极管 D_{12} 的阳极和二极管 D_{02} 的阴极;电容 C_{12} 的另一端接电容 C_{22} 的一端和二极管 D_{22} 的阳极;电容 C_{22} 的另一端接电容 C_{32} 的一端和二极管 D_{32} 的阳极;...依次类推,电容 $C_{(n-1)2}$ 的另一端接电容 C_{n2} 的一端和二极管 $D_{(n-1)2}$ 的阳极;电容 C_{n2} 的一端与 $C_{(n-1)2}$ 之间的节点接二极管 D_{n2} 的阳极,电容 C_{n2} 的另一端接二极管 D_2 的阳极;

以此类推到模块m:

模块m的一次侧端:电感 L_m 的另一端分别接变压器 T_m 的一次侧同名端、第m功率主开关 VT_m 的漏极和第m功率主开关 VT_m 的源极,第m功率主开关 VT_m 的漏极接箝位电容 C_{cm} 的一端;

模块2的二次侧端:变压器 T_m 的二次侧同名端分别接电容 C_{1m} 一端、二极管 D_{1m} 的阳极和二极管 D_{0m} 的阴极;电容 C_{1m} 的另一端接电容 C_{2m} 的一端和二极管 D_{2m} 的阳极;电容 C_{2m} 的另一端接电容 C_{3m} 的一端和二极管 D_{3m} 的阳极;...依次类推,电容 $C_{(n-1)m}$ 的另一端接电容 C_{nm} 的一端和二极管 $D_{(n-1)m}$ 的阳极;电容 C_{nm} 的一端与 $C_{(n-1)m}$ 之间的节点接二极管 D_{nm} 的阳极,电容 C_{nm} 的另一端接二极管 D_m 的阳极;

各个模块之间连接方式如下:

直流输入电源负极接地,模块1的电感 L_1 一端接直流输入电源正极,第一功率主开关 VT_1

源极接地,箝位电容 C_{c1} 另一端接地,变压器 T_1 一次侧异名端接变压器 T_2 一次侧异名端,变压器 T_1 二次侧异名端接变压器 T_2 二次侧异名端;二极管 D_{11} 阴极 D_{22} 阳极,二极管 D_{21} 阴极接 D_{32} 阳极,以此类推到二极管 D_{n1} 阴极接二极管 D_2 阳极,二极管 D_1 阴极接负载 R_L 和滤波电容 C_0 的一端,二极管 D_{01} 的阳极接负载 R_L 和滤波电容 C_0 的另一端;

模块2的电感 L_2 一端接直流输入电源正极,第二功率主开关 VT_2 源极接地,箝位电容 C_{c2} 另一端接地,变压器 T_2 一次侧异名端接变压器 T_3 一次侧异名端,变压器 T_2 二次侧异名端接变压器 T_3 二次侧异名端;二极管 D_{12} 阴极 D_{23} 阳极,二极管 D_{22} 阴极接 D_{33} 阳极,以此类推到二极管 D_{n2} 阴极接二极管 D_3 阳极,二极管 D_2 阴极接负载 R_L 和滤波电容 C_0 的一端,二极管 D_{02} 的阳极接负载 R_L 和滤波电容 C_0 的另一端;

以此类推到模块m:

模块m的电感 L_m 一端接电源正极,第m功率主开关 VT_m 源极接地,箝位电容 C_{cm} 另一端接地,变压器 T_m 一次侧异名端接变压器 T_1 一次侧异名端,变压器 T_m 二次侧异名端接变压器 T_1 二次侧异名端;二极管 D_{1m} 阴极 D_{21} 阳极,二极管 D_{2m} 阴极接 D_{31} 阳极,以此类推到二极管 D_{nm} 阴极接二极管 D_1 阳极,二极管 D_m 阴极接负载 R_L 和滤波电容 C_0 的一端,二极管 D_{0m} 的阳极接负载 R_L 和滤波电容 C_0 的另一端;

控制方式为相邻功率开关之间采用交错控制策略;即每相邻两相之间开关驱动相位相差 180° ,各相辅助开关与主开关互补导通,且留有足够的死区时间;

当主开关管 VT_2 、 VT_4 漏源极寄生电容 C_{VT2} 、 C_{VT4} 的电压上升至 $u_0/(3k)$ 时:

漏感 L_{K2} 、 L_{K4} 的电流开始上升,二极管 D_{12} 、 D_{22} 、 D_2 、 D_{03} 、 D_{14} 、 D_{24} 、 D_4 、 D_{01} 实现了近似零电流导通;

第一条回路中,二极管 D_{12} 、 D_{22} 、 D_2 、 D_{03} 、 D_{14} 、 D_{24} 、 D_4 、 D_{01} 导通,变压器 T_2 二次侧同名端感生出电流通过 D_{12} 给电容 C_{13} 充电,给电容 C_{12} 放电,电流通过二极管 D_{22} 向电容 C_{23} 充电,给电容 C_{22} 放电,电流通过二极管 D_2 向负载 R_L 供电,电流流过负载通过二极管 D_{03} 流入变压器 T_3 二次侧同名端形成二次侧回路,与变压器 T_3 一次侧电流方向一致;

第二条回路中, D_{14} 、 D_{24} 、 D_4 、 D_{01} 导通,变压器 T_4 二次侧同名端感生出电流通过二极管 D_{14} 给电容 C_{11} 充电,给电容 C_{14} 放电,电流通过二极管 D_{24} 向电容 C_{21} 充电;给电容 C_{24} 放电,电流同时通过二极管 D_4 向负载 R_L 供电,电流流过负载通过二极管 D_{01} 流入变压器 T_1 二次侧同名端形成二次侧回路,与变压器 T_1 一次侧电流方向一致;二极管 D_1 、 D_3 、 D_{02} 、 D_{04} 、 D_{11} 、 D_{13} 、 D_{21} 、 D_{23} 均关断;二次侧电路工作状态一直持续到主开关 VT_2 、 VT_4 重新开通才会变化;

电感 L_2 和电感 L_4 电流继续为开关管漏源极寄生电容 C_{VT2} 、 C_{VT4} 充电至电压值为箝位电容 C_{C2} 和 C_{C4} 的电压;漏感 L_{K2} 、 L_{K4} 电流开始上升到漏源极寄生电容端电压为箝位电容电压的过程很短,漏感电流上升的时刻与漏源极寄生电容端电压被电容箝位的时刻一致。

一种含有源箝位电路的模块化高升压隔离型DC/DC变换器

技术领域

[0001] 本发明涉及一种直流-直流变换器,具体涉及一种含有源箝位电路的模块化高升压隔离型DC/DC变换器。

背景技术

[0002] 近年来,海上风力发电技术发展迅速,由于传统的交流汇流存在频率同步性和谐波含量较高等诸多不利因素,海上风电直流汇流技术受到了较多的关注和研究,但因大容量高升压DC/DC变换技术的不成熟。直流汇流方式一直难以走向工程实际中。

[0003] 面对风机容量的不断提高,在现有半导体开关器件耐压及过流能力下,变换器的容量扩展方案通常由各个子变换器的串并联来实现,而串联时的均压、并联时的均流常需要额外添加大量的辅助电路及控制策略,实现成本高、系统构建也较为复杂,可靠性不足。

发明内容

[0004] 针对上述技术问题,本发明提出了一种含有源箝位电路的模块化高升压隔离型DC/DC变换器,该变换器拓扑电路具有的自均流能力,能有效解决现有模块化方案存在的结构复杂、成本高等问题。

[0005] 本发明采取的技术方案为:

[0006] 一种含有源箝位电路的模块化高升压隔离型DC/DC变换器,包括一个直流输入电源, m 个模块,一个滤波电容 C_0 ,一个负载 R_L ;

[0007] 所述 m 个模块包括 m 个功率主开关 VT_1 、 VT_2 ... VT_m 及所述功率主开关 VT_1 、 VT_2 ... VT_m 对应的漏源极寄生电容 C_{VT1} 、 C_{VT2} ... C_{VTm} ; m 个箝位电容 C_{C1} 、 C_{C2} 、... C_{Cm} ; m 个电感 L_1 、 L_2 ... L_m ; m 个变比为 $1:k$ 的高频变压器 T_1 、 T_2 ... T_m 及所述高频变压器 T_1 、 T_2 ... T_m 对应的漏感 L_{K1} 、 L_{K2} ... L_{Km} ; nm 个电容 C_{11} 、 C_{12} ... C_{nm} ; $m(n+2)$ 个二极管: D_1 、 D_2 、 D_3 ... D_{m-1} 、 D_m , D_{01} 、 D_{02} 、 D_{03} ... $D_{0(m-1)}$ 、 D_{0m} , D_{11} 、 D_{12} 、 D_{13} ... $D_{1(m-1)}$ 、 D_{1m} , ... $D_{(n-1)1}$ 、 $D_{(n-1)2}$ 、 $D_{(n-1)3}$... $D_{(n-1)(m-1)}$ 、 $D_{(n-1)m}$, D_{n1} 、 D_{n2} 、 D_{n3} ... $D_{n(m-1)}$ 、 D_{nm} ;

[0008] 连接方式如下:

[0009] 模块1的一次侧端:电感 L_1 的另一端分别接变压器 T_1 的一次侧同名端、第一功率主开关 VT_1 的漏极和第一功率辅助开关 VT_{c1} 的源极,第一功率辅助开关 VT_{c1} 的漏极接箝位电容 C_{c1} 的一端;

[0010] 模块1的二次侧端:变压器 T_1 的二次侧同名端分别接电容 C_{11} 一端、二极管 D_{11} 的阳极和二极管 D_{01} 的阴极;电容 C_{11} 的另一端接电容 C_{21} 的一端和二极管 D_{21} 的阳极;电容 C_{21} 的另一端接电容 C_{31} 的一端和二极管 D_{31} 的阳极;...依次类推,电容 $C_{(n-1)1}$ 的另一端接电容 C_{n1} 的一端和二极管 $D_{(n-1)1}$ 的阳极;电容 C_{n1} 的一端与 $C_{(n-1)1}$ 之间的节点接二极管 D_{n1} 的阳极,电容 C_{n1} 的另一端接二极管 D_1 的阳极;

[0011] 模块2的一次侧端:电感 L_2 的另一端分别接变压器 T_2 的一次侧同名端、第二功率主开关 VT_2 的漏极和第二功率辅助开关 VT_{c2} 的源极,第二功率辅助开关 VT_{c2} 的漏极接箝位电容

C_{c2} 的一端;

[0012] 模块2的二次侧端:变压器 T_2 的二次侧同名端分别接电容 C_{12} 一端、二极管 D_{12} 的阳极和二极管 D_{02} 的阴极;电容 C_{12} 的另一端接电容 C_{22} 的一端和二极管 D_{22} 的阳极;电容 C_{22} 的另一端接电容 C_{32} 的一端和二极管 D_{32} 的阳极;…依次类推,电容 $C_{(n-1)2}$ 的另一端接电容 C_{n2} 的一端和二极管 $D_{(n-1)2}$ 的阳极;电容 C_{n2} 的一端与 $C_{(n-1)2}$ 之间的节点接二极管 D_{n2} 的阳极,电容 C_{n2} 的另一端接二极管 D_2 的阳极;

[0013] 以此类推到模块m:

[0014] 模块m的一次侧端:电感 L_m 的另一端分别接变压器 T_m 的一次侧同名端、第m功率主开关 VT_m 的漏极和第m功率主开关 VT_m 的源极,第m功率主开关 VT_m 的漏极接箝位电容 C_{cm} 的一端;

[0015] 模块2的二次侧端:变压器 T_m 的二次侧同名端分别接电容 C_{1m} 一端、二极管 D_{1m} 的阳极和二极管 D_{0m} 的阴极;电容 C_{1m} 的另一端接电容 C_{2m} 的一端和二极管 D_{2m} 的阳极;电容 C_{2m} 的另一端接电容 C_{3m} 的一端和二极管 D_{3m} 的阳极;…依次类推,电容 $C_{(n-1)m}$ 的另一端接电容 C_{nm} 的一端和二极管 $D_{(n-1)m}$ 的阳极;电容 C_{nm} 的一端与 $C_{(n-1)m}$ 之间的节点接二极管 D_{nm} 的阳极,电容 C_{nm} 的另一端接二极管 D_m 的阳极;

[0016] 各个模块之间连接方式如下:

[0017] 直流输入电源负极接地,模块1的电感 L_1 一端接直流输入电源正极,第一功率主开关 VT_1 源极接地,箝位电容 C_{c1} 另一端接地,变压器 T_1 一次侧异名端接变压器 T_2 一次侧异名端,变压器 T_1 二次侧异名端接变压器 T_2 二次侧异名端;二极管 D_{11} 阴极 D_{22} 阳极,二极管 D_{21} 阴极接 D_{32} 阳极,以此类推到二极管 D_{n1} 阴极接二极管 D_2 阳极,二极管 D_1 阴极接负载 R_L 和滤波电容 C_0 的一端,二极管 D_{01} 的阳极接负载 R_L 和滤波电容 C_0 的另一端;

[0018] 模块2的电感 L_2 一端接直流输入电源正极,第二功率主开关 VT_2 源极接地,箝位电容 C_{c2} 另一端接地,变压器 T_2 一次侧异名端接变压器 T_3 一次侧异名端,变压器 T_2 二次侧异名端接变压器 T_3 二次侧异名端;二极管 D_{12} 阴极 D_{23} 阳极,二极管 D_{22} 阴极接 D_{33} 阳极,以此类推到二极管 D_{n2} 阴极接二极管 D_3 阳极,二极管 D_2 阴极接负载 R_L 和滤波电容 C_0 的一端,二极管 D_{02} 的阳极接负载 R_L 和滤波电容 C_0 的另一端;

[0019] 以此类推到模块m:

[0020] 模块m的电感 L_m 一端接电源正极,第m功率主开关 VT_m 源极接地,箝位电容 C_{cm} 另一端接地,变压器 T_m 一次侧异名端接变压器 T_1 一次侧异名端,变压器 T_m 二次侧异名端接变压器 T_1 二次侧异名端;二极管 D_{1m} 阴极 D_{21} 阳极,二极管 D_{2m} 阴极接 D_{31} 阳极,以此类推到二极管 D_{nm} 阴极接二极管 D_1 阳极,二极管 D_m 阴极接负载 R_L 和滤波电容 C_0 的一端,二极管 D_{0m} 的阳极接负载 R_L 和滤波电容 C_0 的另一端。

[0021] 控制方式:为相邻功率开关之间采用交错控制策略;即每相邻两相之间开关驱动相位相差 180° 。各相辅助开关与主开关互补导通,且留有足够的死区时间。

[0022] 相比现有隔离型技术,本发明一种含有源箝位电路的模块化高升压隔离型DC/DC变换器,具有如下有益效果:

[0023] 1、本发明利用多升压单元实现变换器高升压输出,根据需求每调整每个模块中二极管和电容的个数来使增益变化。且该变换器与现有技术相比,功率开关和二极管电压应力也较为降低,该变换器增益可调,应用范围广泛,更适用于大容量高升压场合。可以使用较低匝数比的变压器来达到高升压的目的,变压器的设计难度大大降低。其中:

[0024] 输入输出增益为： $M = \frac{u_0}{u_{in}} = \frac{k(n+1)}{1-D}$

[0025] 主开关管电压应力为： $u_s = \frac{u_0}{k(n+1)}$

[0026] 各个模块中二极管的电压应力为： $u_{Dij} = \frac{2u_0}{n+1}$, $u_{Dj} = u_{D_{0j}} = \frac{u_0}{n+1}$

[0027] 式中, u_{in} 为输入电压, u_0 为输出电压, k 为变压器副边匝数比上原边匝数, n 为每个模块电容个数, m 为模块个数, D 为主开关占空比。($i=1, 2, \dots, n; j=1, 2, \dots, m$)

[0028] 2、在每个主开关占空比相同时, 由于电容的安秒平衡, 每个模块能够实现自动均流, 二次侧每相电流均流从而使一次侧流过变压器的电流均等, 变压器的功率均分, 无需任何控制策略来保证均流, 与传统基于外部检测均流的方式相比, 降低了电路复杂度, 电路散热更易于控制, 同时大大的降低了成本。

[0029] 3、该变换器根据不同的应用场合, 可以调整输入端口数, 即模块个数, 能适应更大的大电流输入场合, 容量增大, 且各个模块自动均流。调节模块个数, 每个模块的电流应力可以相应的变化, 但模块数须为偶数。每个模块中:

[0030] 主开关管的电流应力为： $I_{VT} = \frac{3+D}{4m} I_m$

[0031] 二次侧所有二极管的电流应力为： $I_D = \frac{D+n}{km(n+1)} I_m$

[0032] 式中, D 为主开关占空比, m 为模块个数, I_{in} 为输入电流, n 为每个模块中电容个数, k 为变压器副边匝数比上原边匝数。

[0033] 4、通过有源箝位电路的加入, 利用变压器的漏感实现了开关管的零电压开通和二极管的零电流关断, 降低了损耗, 提高了变换器的效率, 限制了变压器漏感产生的开关管电压尖峰的影响。

附图说明

[0034] 图1是本发明电路原理总图。

[0035] 图2是该含有源箝位电路的模块化高升压隔离型DC/DC变换器4个模块的拓扑图。

[0036] 图3为该变换器 $m=4, n=2$ 时, 主开关 VT_1 、 VT_2 驱动信号、电压、电流波形的仿真图。

[0037] 图4为该变换器 $m=4, n=2$ 时, 辅助开关 VT_{c1} 、 VT_{c2} 驱动信号、电压、电流波形的仿真图。

[0038] 图5为该变换器 $m=4, n=2$ 时, 箝位电容 C_{c1} 、 C_{c2} 电压波形和输入电压 u_{in} 、输出电压 u_0 波形的仿真图。

[0039] 图6为该变换器 $m=4, n=2$ 时, 电感 L_1 、 L_2 、 L_3 、 L_4 电流波形的仿真图。

[0040] 图7为该变换器 $m=4, n=2$ 时, 漏感 L_{K1} 、 L_{K2} 、 L_{K3} 、 L_{K4} 电流波形的仿真图。

[0041] 图8为该变换器 $m=4, n=2$ 时, 电容 C_{11} 、 C_{12} 、 C_{13} 、 C_{14} 电压波形的仿真图。

[0042] 图9为该变换器 $m=4, n=2$ 时, 二极管 D_{11} 、 D_{12} 电压、电流波形的仿真图。

[0043] 图10为该变换器 $m=4, n=2$ 时, 输出二极管 D_1 、 D_2 电压、电流波形的仿真图。

具体实施方式

[0044] 下面结合附图对本发明作进一步详细说明,实施例:

[0045] 如图2所示,一种4个模块的含有源箝位电路的模块化高高压隔离型DC/DC变换器,它包含1个直流输入电源,4个模块,1个滤波电容 C_0 ,1个负载 R_L 。其中每个模块包含1个功率主开关,1个功率辅助开关,1个箝位电容,1个电感,1个高频变压器,4个二极管,2个电容。这样一共有4个功率主开关 VT_1 、 VT_2 、 VT_3 、 VT_4 及其漏源极寄生电容 C_{VT1} 、 C_{VT2} 、 C_{VT3} 、 C_{VT4} ,4个功率辅助开关 VT_{c1} 、 VT_{c2} 、 VT_{c3} 、 VT_{c4} ,4个箝位电容 C_{c1} 、 C_{c2} 、 C_{c3} 、 C_{c4} ,4个电感 L_1 、 L_2 、 L_3 、 L_4 ,4个变比为1:k的高频变压器 T_1 、 T_2 、 T_3 、 T_4 及其漏感 L_{K1} 、 L_{K2} 、 L_{K3} 、 L_{K4} ,二次侧端有8个电容 C_{11} 、 C_{12} 、 C_{13} 、 C_{14} 、 C_{21} 、 C_{22} 、 C_{23} 、 C_{24} ,16个二极管 D_1 、 D_2 、 D_3 、 D_4 、 D_{01} 、 D_{02} 、 D_{03} 、 D_{04} 、 D_{11} 、 D_{12} 、 D_{13} 、 D_{14} 、 D_{21} 、 D_{22} 、 D_{23} 、 D_{24} ;其中,4个模块的连接方式如下:

[0046] 模块1一次侧端,电感 L_1 的另一端接变压器 T_1 的一次侧同名端、第一功率主开关 VT_1 的漏极和第一功率辅助开关 VT_{c1} 的源极, VT_{c1} 的漏极接箝位电容 C_{c1} 的一端。模块1二次侧端,变压器 T_1 二次侧同名端接电容 C_{11} 一端、二极管 D_{11} 的阳极和二极管 D_{01} 的阴极,电容 C_{11} 的另一端接电容 C_{21} 的一端和二极管 D_{21} 的阳极,电容 C_{21} 另一端接二极管 D_1 的阳极。

[0047] 模块2一次侧端,电感 L_2 的另一端接变压器 T_2 的一次侧同名端、第二功率主开关 VT_2 的漏极和第二功率辅助开关 VT_{c2} 的源极, VT_{c2} 的漏极接箝位电容 C_{c2} 的一端。模块2二次侧端,变压器 T_2 二次侧同名端接电容 C_{12} 一端、二极管 D_{12} 的阳极和二极管 D_{02} 的阴极,电容 C_{12} 的另一端接电容 C_{22} 的一端和二极管 D_{22} 的阳极,电容 C_{22} 另一端接二极管 D_2 的阳极。

[0048] 模块3一次侧端,电感 L_3 的另一端接变压器 T_3 的一次侧同名端、第三功率主开关 VT_3 的漏极和第三功率辅助开关 VT_{c3} 的源极, VT_{c3} 的漏极接箝位电容 C_{c3} 的一端。模块3二次侧端,变压器 T_3 二次侧同名端接电容 C_{13} 一端、二极管 D_{13} 的阳极和二极管 D_{03} 的阴极,电容 C_{13} 的另一端接电容 C_{23} 的一端和二极管 D_{23} 的阳极,电容 C_{23} 另一端接二极管 D_3 的阳极。

[0049] 模块4一次侧端,电感 L_4 的另一端接变压器 T_4 的一次侧同名端、第四功率主开关 VT_4 的漏极和第四功率辅助开关 VT_{c4} 的源极, VT_{c4} 的漏极接箝位电容 C_{c4} 的一端。模块4二次侧端,变压器 T_4 二次侧同名端接电容 C_{14} 一端、二极管 D_{14} 的阳极和二极管 D_{04} 的阴极,电容 C_{14} 的另一端接电容 C_{24} 的一端和二极管 D_{24} 的阳极,电容 C_{24} 另一端接二极管 D_4 的阳极。

[0050] 各个模块之间连接方式如下:

[0051] 电源负极接地,模块1电感 L_1 一端接电源正极,第一功率主开关 VT_1 源极接地,箝位电容 C_{c1} 另一端接地,变压器 T_1 一次侧异名端接变压器 T_2 一次侧异名端,变压器 T_1 二次侧异名端接变压器 T_2 二次侧异名端。二极管 D_{11} 阴极 D_{22} 阳极,二极管 D_{21} 阴极接二极管 D_2 阳极,二极管 D_1 阴极接负载 R_L 和滤波电容 C_0 的一端,二极管 D_{01} 的阳极接负载 R_L 和滤波电容 C_0 的另一端。

[0052] 模块2电感 L_2 一端接电源正极,第一功率主开关 VT_2 源极接地,箝位电容 C_{c2} 另一端接地,变压器 T_2 一次侧异名端接变压器 T_3 一次侧异名端,变压器 T_2 二次侧异名端接变压器 T_3 二次侧异名端。二极管 D_{12} 阴极 D_{23} 阳极,二极管 D_{22} 阴极接二极管 D_3 阳极,二极管 D_2 阴极接负载 R_L 和滤波电容 C_0 的一端,二极管 D_{02} 的阳极接负载 R_L 和滤波电容 C_0 的另一端。

[0053] 模块3电感 L_3 一端接电源正极,第一功率主开关 VT_3 源极接地,箝位电容 C_{c3} 另一端接地,变压器 T_3 一次侧异名端接变压器 T_4 一次侧异名端,变压器 T_3 二次侧异名端接变压器 T_4 二次侧异名端。二极管 D_{13} 阴极 D_{24} 阳极,二极管 D_{23} 阴极接二极管 D_4 阳极,二极管 D_3 阴极接负载 R_L 和滤波电容 C_0 的一端,二极管 D_{03} 的阳极接负载 R_L 和滤波电容 C_0 的另一端。

[0054] 模块4电感 L_4 一端接电源正极,第一功率主开关 VT_4 源极接地,箝位电容 C_{c4} 另一端接地,变压器 T_4 一次侧异名端接变压器 T_1 一次侧异名端,变压器 T_4 二次侧异名端接变压器 T_1 二次侧异名端。二极管 D_{14} 阴极 D_{21} 阳极,二极管 D_{24} 阴极接二极管 D_1 阳极,二极管 D_4 阴极接负载 R_L 和滤波电容 C_0 的一端,二极管 D_{04} 的阳极接负载 R_L 和滤波电容 C_0 的另一端。

[0055] 所述含有源箝位电路的模块化高升压隔离型DC/DC变换器,其控制方式为相邻功率开关之间采用交错控制策略;即每相邻两相之间开关驱动相位相差 180° 。各相辅助开关与主开关互补导通,且留有足够的死区时间。

[0056] 为简化分析过程,假设:①4个电感电流连续;②二次侧电容足够大,其上电压保持不变;③所有器件均理想;④箝位电容与漏感之间的谐振周期远远大于开关的关断时间,且忽略箝位电容上的纹波;⑤相邻主开关之间采用交错控制策略;即每相邻两相之间主开关驱动相位相差 180° ,并且占空比 $D > 0.5$;⑥辅助开关与各自支路主开关互补导通,且与主开关切换时留有足够的死区时间。

[0057] 根据功率开关状态的不同,可以将电路分为21种工作状态:

[0058] (1)4个功率主开关均导通,4个功率辅助开关均关断,此时输入电源通过功率开关 VT_1 、功率开关 VT_2 、功率开关 VT_3 、功率开关 VT_4 分别向电感 L_1 、电感 L_2 、电感 L_3 、电感 L_4 充电;所有二极管均关断。滤波电容 C_0 给负载放电。

[0059] (2) VT_2 、 VT_4 驱动信号关断, VT_1 、 VT_3 保持导通,电感 L_1 和电感 L_3 电流继续上升,电感 L_2 和电感 L_4 电流向主开关管 VT_2 、 VT_4 的漏源极寄生电容 C_{VT2} 、 C_{VT4} 充电,由于漏源极寄生电容的影响,限制了漏源极电压的上升速度,可以有效降低的关断损耗;该过程持续到漏源极寄生电容上的电压上升至 $u_0/(3k)$ 。

[0060] (3)当主开关管 VT_2 、 VT_4 漏源极寄生电容 C_{VT2} 、 C_{VT4} 的电压上升至 $u_0/(3k)$ 时,漏感 L_{K2} 、 L_{K4} 的电流开始上升。由于漏感的存在,流过变压器电流上升速度有限,因此二极管 D_{12} 、 D_{22} 、 D_2 、 D_{03} 、 D_{14} 、 D_{24} 、 D_4 、 D_{01} 实现了近似零电流导通。二次侧这边第一条回路,二极管 D_{12} 、 D_{22} 、 D_2 、 D_{03} 、 D_{14} 、 D_{24} 、 D_4 、 D_{01} 导通,变压器 T_2 二次侧同名端感生出电流通过 D_{12} 给电容 C_{13} 充电,给电容 C_{12} 放电,电流通过二极管 D_{22} 向电容 C_{23} 充电,给电容 C_{22} 放电,电流通过二极管 D_2 向负载 R_L 供电,电流流过负载通过二极管 D_{03} 流入变压器 T_3 二次侧同名端形成二次侧回路,与变压器 T_3 一次侧电流方向一致。第二条回路, D_{14} 、 D_{24} 、 D_4 、 D_{01} 导通,变压器 T_4 二次侧同名端感生出电流通过二极管 D_{14} 给电容 C_{11} 充电,给电容 C_{14} 放电,电流通过二极管 D_{24} 向电容 C_{21} 充电;给电容 C_{24} 放电,电流同时通过二极管 D_4 向负载 R_L 供电,电流流过负载通过二极管 D_{01} 流入变压器 T_1 二次侧同名端形成二次侧回路,与变压器 T_1 一次侧电流方向一致。二极管 D_1 、 D_3 、 D_{02} 、 D_{04} 、 D_{11} 、 D_{13} 、 D_{21} 、 D_{23} 均关断。二次侧电路工作状态一直持续到主开关 VT_2 、 VT_4 重新开通才会变化。电感 L_2 和电感 L_4 电流继续为开关管漏源极寄生电容 C_{VT2} 、 C_{VT4} 充电至电压值为箝位电容 C_{C2} 和 C_{C4} 的电压。因为漏源极寄生电容值非常小,所以从漏感 L_{K2} 、 L_{K4} 电流开始上升到漏源极寄生电容端电压为箝位电容电压的过程很短,在电路性能分析时可以忽略该过程的影响,认为漏感电流上升的时刻与漏源极寄生电容端电压被电容箝位的时刻一致。

[0061] (4)漏源极寄生电容 C_{VT2} 、 C_{VT4} 电压上升至箝位电容电压时,辅助开关 VT_{C2} 、 VT_{C4} 的体二极管导通,由于箝位电容相对于漏源极寄生电容来说很大,大部分电感 L_2 、 L_4 的电流将流入箝位电容 C_{C2} 、 C_{C4} 中,主开关管 VT_2 、 VT_4 漏源极电压被箝位在箝位电容的电压,且从此刻开始漏感 L_{K2} 、 L_{K4} 、箝位电容 C_{C2} 、 C_{C4} 以及变压器二次侧的电容将会形成一个谐振电路,由于二

次侧电容设计时足够大,其电压纹波可以忽略,因此在分析其谐振过程时可以等效为一个恒定的电压源。这个谐振周期与漏感和箝位电容的值有关(忽略漏源极寄生电容的影响),且谐振周期必须足够大要保证电路的可靠工作。该谐振过程持续到辅助开关 VT_{C2} 、 VT_{C4} 驱动信号到来。

[0062] (5) 辅助开关 VT_{C2} 、 VT_{C4} 驱动信号到来,因为体二极管已提前开通,所以辅助开关实现了零电压开通;该状态下漏感 L_{K2} 、 L_{K4} 电流近似线性上升,该过程持续到漏感电流上升至电感电流时结束。

[0063] (6) 当漏感 L_{K2} 、 L_{K4} 电流上升至电感 L_2 、 L_4 电流,箝位电容 C_{C2} 、 C_{C4} 电压停止上升并开始向漏感进行放电,漏感电流继续上升,该过程持续到辅助开关 VT_{C2} 、 VT_{C4} 关断时结束。

[0064] (7) 辅助开关 VT_{C2} 、 VT_{C4} 的驱动信号关闭,漏源极寄生电容 C_{VT2} 、 C_{VT4} 限制辅助开关端电压的上升速率,可以有效降低 VT_{C2} 、 VT_{C4} 的关断损耗。之后箝位电容 C_{C2} 、 C_{C4} 退出谐振电路,此时仅剩漏源极寄生电容 C_{VT2} 、 C_{VT4} 独立向漏感 L_{K2} 、 L_{K4} 放电。该状态持续到漏源极寄生电容下降至 $u_0/(3k)$ 。

[0065] (8) 漏源极寄生电容 C_{VT2} 、 C_{VT4} 电压下降至 $u_0/(3k)$,漏感 L_{K2} 、 L_{K4} 端电压反向,漏感电流达到最大值并于此刻开始下降,漏源极寄生电容通过漏感继续放电,该过程持续到漏源极寄生电容电压下降至0。

[0066] (9) 漏源极寄生电容 C_{VT2} 、 C_{VT4} 电压下降至0,主开关体二极管导通,漏感 L_{K2} 、 L_{K4} 端电压为 $-u_0/(3k)$,漏感电流线性下降,电感的电流在输入电源的激励下线性上升。该状态持续到主开关的驱动信号到来。

[0067] (10) 主开关 V_{T2} 、 V_{T4} 驱动信号到来,由于主开关体二极管已经导通,主开关实现了零电压开通,漏感电流继续下降至电感电流结束。

[0068] (11) 漏感 L_{K2} 、 L_{K4} 电流下降至电感 L_2 、 L_4 电流,主开关 V_{T2} 、 V_{T4} 的电流在此时刻反向,该过程持续到漏感电流下降至0结束。受漏感电流下降速率的控制,二极管 D_{12} 、 D_{22} 、 D_2 、 D_{03} 、 D_{14} 、 D_{24} 、 D_4 、 D_{01} 的电流下降速率得到了有效控制,实现了近似零电流关断,可以抑制二极管的反向恢复损耗。此时刻后,所有二极管均关断,所有主开关均导通,电感电流开始线性上升,与状态(1)一致。

[0069] 之后的状态(12)到状态(21),主开关 V_{T2} 、辅助开关 V_{TC1} 的开关切换状态与主开关 V_{T4} 、辅助开关 V_{TC3} 的开关切换状态相似,不再重复说明。

[0070] 仿真参数:所有开关频率 $f=100\text{kHz}$,变压器变比 $k=1$,主开关占空比 $D=0.7$,输入电压 $u_{in}=30\text{V}$,输出电压 $u_0=300\text{V}$,额定功率 $P_0=1200\text{W}$ 。图3为主开关 VT_1 、 VT_2 的驱动信号、电压、电流波形,可以看出主开关实现了零电压开通。图4为辅助开关 VT_{C1} 、 VT_{C2} 的驱动信号、电压、电流波形,可以看出辅助开关实现了零电压开通。图5是箝位电容 C_{C1} 、 C_{C2} 电压波形和输入电压 u_{in} 、输出电压 u_0 波形,可以看出开关管的电压等于箝位电容电压。图6为电感 L_1 、 L_2 、 L_3 、 L_4 的电流波形,电感电流相等,四个模块自动均流。图7为变压器漏感 L_{K1} 、 L_{K2} 、 L_{K3} 、 L_{K4} 的电流波形,相邻两相漏感电流对称,变压器功率均分。图8为电容 C_{11} 、 C_{12} 、 C_{21} 、 C_{22} 的电压波形。图9为二极管 D_{11} 、 D_{12} 电压、电流波形。图10为二极管的 D_1 、 D_2 电压、电流波形。从图9、图10看出二极管实现了零电流关断,没有反向恢复损耗。

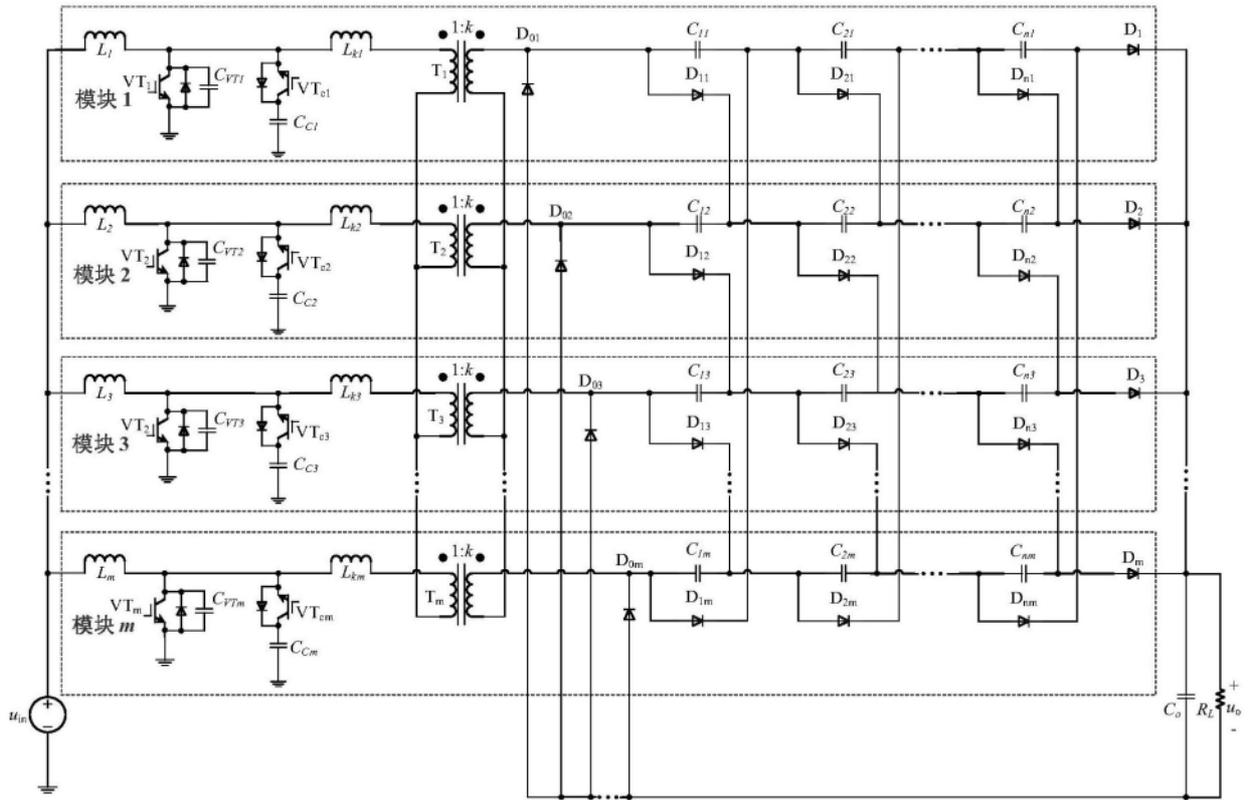


图1

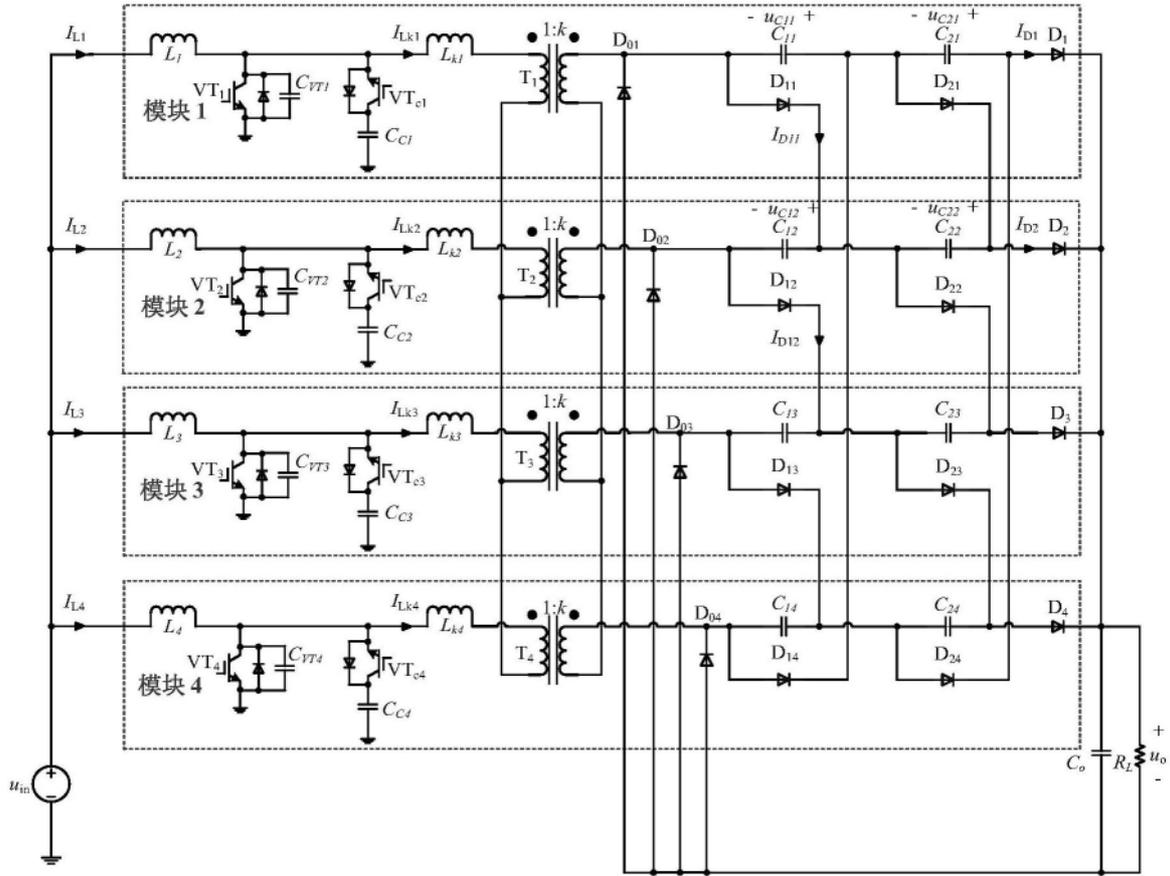


图2

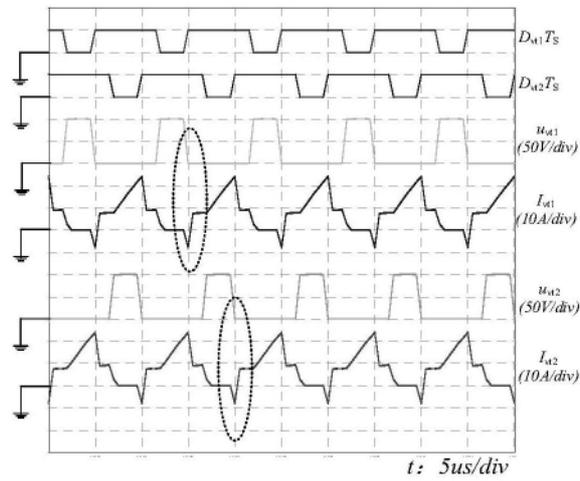


图3

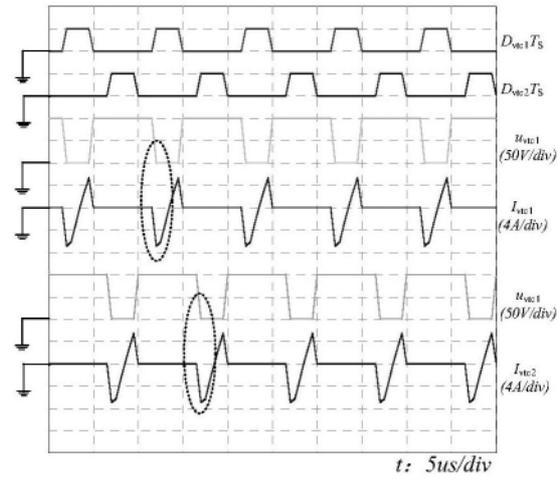


图4

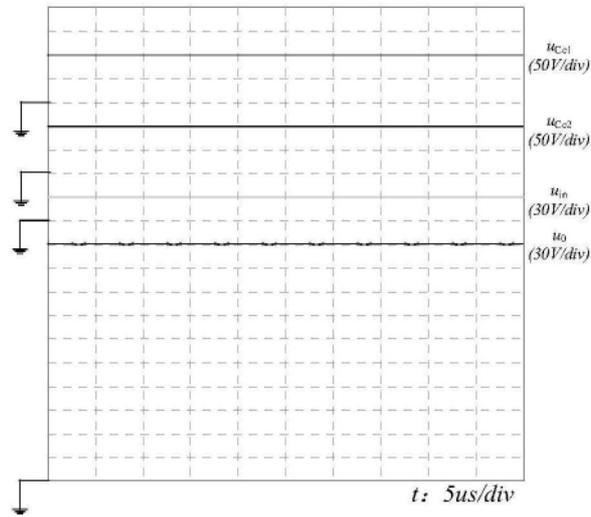


图5

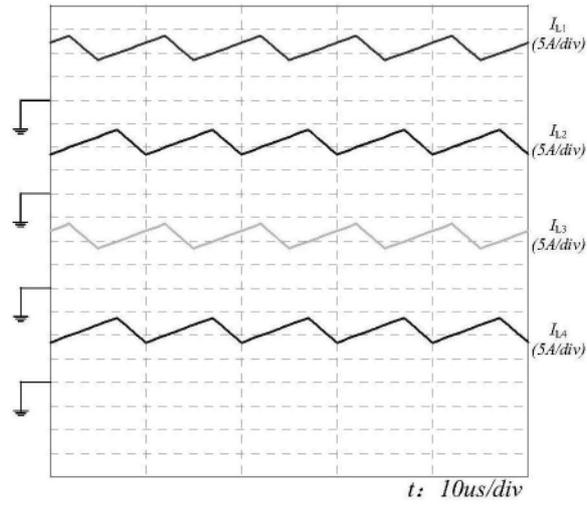


图6

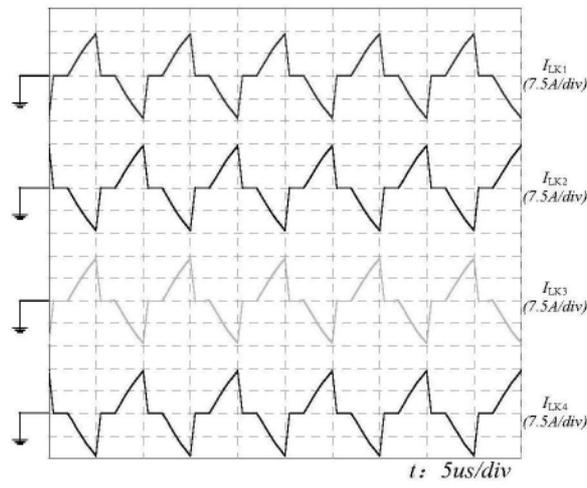


图7

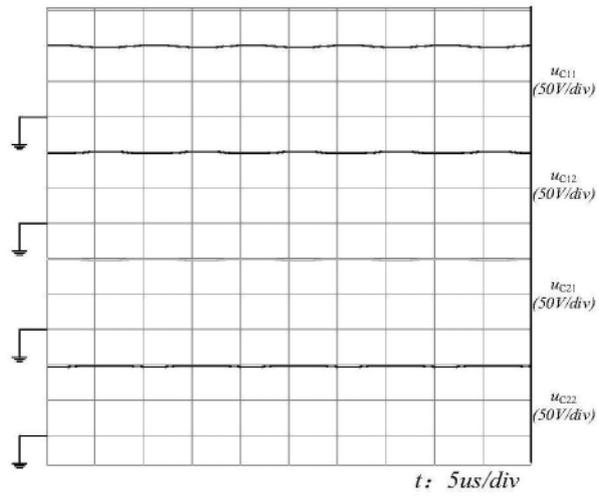


图8

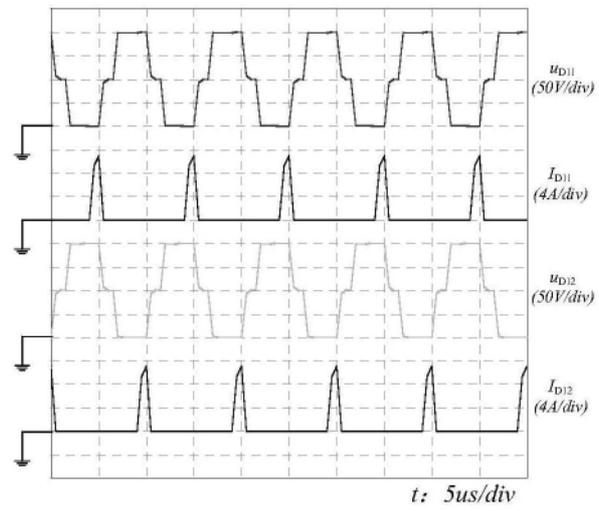


图9

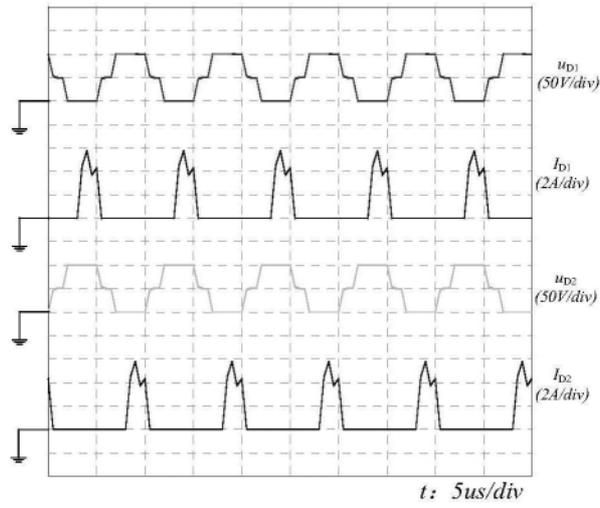


图10