



(12) 发明专利申请

(10) 申请公布号 CN 104753369 A

(43) 申请公布日 2015. 07. 01

(21) 申请号 201510119493. 5

(22) 申请日 2015. 03. 18

(71) 申请人 深圳市保益新能电气有限公司
地址 518000 广东省深圳市宝安区 67 区留
仙一路高新奇科技园二期二号楼
508-511A 室

(72) 发明人 李伦全 刘嘉键 燕沙

(74) 专利代理机构 深圳新创友知识产权代理有
限公司 44223

代理人 江耀纯

(51) Int. Cl.

H02M 7/217(2006. 01)

H02M 3/335(2006. 01)

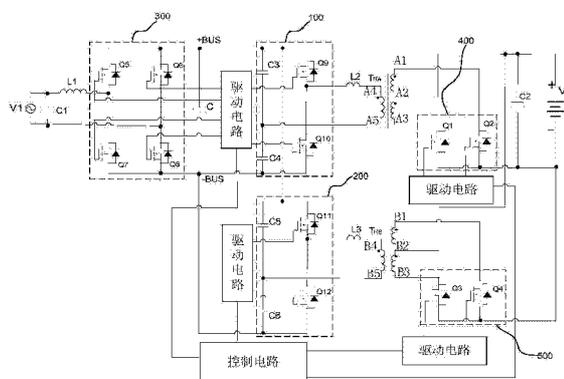
权利要求书3页 说明书7页 附图3页

(54) 发明名称

一种高频隔离交直流变换电路及其控制方法

(57) 摘要

本发明公开一种高频隔离交直流变换电路及其控制方法,变换电路包括交流源、直流源、直流侧同步开关、高频隔离变压器、直流侧高频逆变桥、谐振电感、谐振电容、高压储能滤波电容,交流侧逆变桥,输出滤波器,以预设直流侧电压为基准,根据外部电压参考,利用逆变桥的不同开通工作模式,使电路切换于整流和逆变的两种工作模式,同时利用高频逆变桥拓扑的谐振模式实现软开关,降低了逆变桥回路中各元件的开通及关断应力,降低了开关损耗;有助于逆变电路的工作频率提高或者效率提高从而提高功率密度和减小体积。利用高频逆变桥的开通时序控制,实现宽范围直流电压的逆变,在蓄电池等较宽电压变化范围的应用中获得高效率。



1. 一种高频隔离交直流变换电路,其特征在于:包括单相交流源(V1)、直流源(V2)、第一至第二电容、高压储能滤波器(C)、高频全桥逆变电路、第一至第二高频半桥逆变电路、驱动电路、第一至第三电感、第一至第二高频隔离变压器、第一至第二直流侧同步开关以及与所述驱动电路连接的控制电路;所述第一电容(C1)与所述单相交流源并联,所述第二电容(C2)与所述直流源并联;所述高频全桥逆变电路、第一至第二高频半桥逆变电路均由开关管构成;

在所述高频全桥逆变电路中:第一、第二交流端分别连接至所述第一电感(L1)的第二端和所述第一电容(C1)的第二端,第一、第二直流端分别连接至所述高压储能滤波器(C)的正极(+BUS)和负极(-BUS),所述第一电感(L1)的第一端与所述第一电容(C1)的第一端相连;

在所述第一高频半桥逆变电路中:第一、第二直流端分别连接至所述高压储能滤波器(C)的正极(+BUS)和负极(-BUS),第一交流端通过所述第二电感(L2)连接至所述第一高频隔离变压器(T_{RA})单相交流源侧的其中一端(A4),第二交流端连接至所述第一高频隔离变压器(T_{RA})单相交流源侧的另外一端(A5);

在所述第二高频半桥逆变电路中:第一、第二直流端分别连接至所述高压储能滤波器(C)的正极(+BUS)和负极(-BUS),第一交流端通过所述第三电感(L2)连接至所述第二高频隔离变压器(T_{RB})单相交流源侧的其中一端(B4),第二交流端连接至所述第二高频隔离变压器(T_{RB})单相交流源侧的另外一端(B5);

所述第一直流侧同步开关包括第一至第二开关管,所述第一、第二开关管(Q1、Q2)的漏极分别连接至所述第一高频隔离变压器(T_{RA})直流源侧的第一、第三端(A1、A3),所述第一、第二开关管(Q1、Q2)的源极同时连接至所述直流源(V2)的负极;

所述第二直流侧同步开关包括第三至第四开关管,所述第三、第四开关管(Q3、Q4)的漏极分别连接至所述第二高频隔离变压器(T_{RB})直流源侧的第一、第三端(B1、B3),所述第三、第四开关管(Q3、Q4)的源极同时连接至所述直流源(V2)的负极;

所述第一、第二高频隔离变压器(T_{RA} 、 T_{RB})直流源侧的第二端(A2、B2)均连接至所述直流源(V2)的正极。

2. 如权利要求1所述的高频隔离交直流变换电路,其特征在于:所述第一高频半桥逆变电路包括第三至第四电容(C3、C4),所述第二高频半桥逆变电路包括第五至第六电容(C5、C6),并且,所述第三至第六电容(C3~C6)为高频无极电容。

3. 如权利要求1所述的高频隔离交直流变换电路,其特征在于:所述第一、第二高频隔离变压器(T_{RA} 、 T_{RB})直流源侧的线圈匝数低于4匝,且具有漏感。

4. 一种如权利要求1所述的高频隔离交直流变换电路的控制方法,其特征在于:用于控制所述变换电路在整流模式和逆变模式之间切换工作,包括:

当所述变换电路工作于整流模式时:控制所述高频全桥逆变电路工作于PFC整流状态并进行升压;控制所述第一、第二高频半桥逆变电路工作于逆变状态;若所述直流源的吸纳电流大于或等于额定电流的0.1倍,则:以PWM信号驱动所述第一至第四开关管开通,所述第一、第二开关管的开通时序以所述第一高频半桥逆变电路的开通时序的中心为基础进行偏移,所述第三、第四开关管的开通时序以所述第二高频半桥逆变电路的开通时序的中心为基础进行偏移,并且根据开关频率调整开通占空比大小以获取高效率;

当所述变换电路工作于逆变模式时：根据所述直流源的电压；控制所述第一高频半桥逆变电路以所述第一直流侧同步开关的开通时序的中心为基础进行开通 / 关断，所述第二高频半桥逆变电路以所述第二直流侧同步开关的开通时序的中心为基础进行开通 / 关断，并且根据所述直流源的电压高低进行偏移及调整开通占空比大小以获取高效率。

5. 如权利要求 4 所述的控制方法，其特征在于：所述变换电路工作于所述整流模式和所述逆变模式时，所述第一直流侧同步开关与所述第一高频半桥逆变电路的时序相位相差 $1/4$ 个工作周期，所述第二直流侧同步开关与所述第二高频半桥逆变电路的时序相位相差 $1/4$ 个工作周期。

6. 如权利要求 4 所述的控制方法，其特征在于：当所述变换电路工作于整流模式时，若所述直流源的吸纳电流小于所述额定电流的 0.1 倍，则控制所述第一至第四开关管关断以使所述第一、第二直流侧同步开关工作于二极管整流状态。

7. 一种高频隔离交直流变换电路，其特征在于：包括单相交流源 (V1)、直流源 (V2)、第一至第三电容、高压储能滤波器 (C)、第一至第三高频全桥逆变电路、驱动电路、第一至第二电感、高频隔离变压器 (T_R) 以及与所述驱动电路连接的控制电路；所述第一电容 (C1) 与所述单相交流源并联，所述第二电容 (C2) 与所述直流源并联；所述第一至第三高频全桥逆变电路均由开关管构成；

在所述第一高频全桥逆变电路中：第一、第二交流端分别连接至所述第一电感 (L1) 的第二端和所述第一电容 (C1) 的第二端，第一、第二直流端分别连接至所述高压储能滤波器 (C) 的正极 (+BUS) 和负极 (-BUS)，所述第一电感 (L1) 的第一端与所述第一电容 (C1) 的第一端相连；

在所述第二高频全桥逆变电路中：第一交流端通过所述第二电感 (L2) 连接至所述高频隔离变压器 (T_R) 单相交流源侧的第一端 (4)，第二交流端通过所述第三电容 (C3) 连接至所述高频隔离变压器 (T_R) 单相交流源侧的第二端 (5)，第一、第二直流端分别连接至所述高压储能滤波器 (C) 的正极 (+BUS) 和负极 (-BUS)；

在所述第三高频全桥逆变电路中：第一、第二直流端分别连接至所述直流源的正极和负极，第一、第二交流端分别连接至所述高频隔离变压器 (T_R) 直流源侧的第一端 (1)、第二端 (2)。

8. 如权利要求 7 所述的高频隔离交直流变换电路，其特征在于：所述第三电容 (C3) 为高频无极电容。

9. 一种高频隔离交直流变换电路，其特征在于：包括三相交流源、直流源 (V2)、高压储能滤波器 (C)、第一至第三高频全桥逆变电路、驱动电路、谐振电感 (L2)、谐振电容 (C3)、直流侧滤波电容 (C2)、高频隔离变压器 (T_R) 以及与所述驱动电路连接的控制电路；所述三相交流源耦接至所述第一高频全桥逆变电路的交流端，所述第一高频全桥逆变电路的第一、第二直流端分别连接于所述高压储能滤波器 (C) 的正极和负极，所述三相交流源和所述第一高频全桥逆变电路的交流端之间连接有 LC 滤波器；

在所述第二高频全桥逆变电路中：第一交流端通过所述谐振电感 (L2) 连接至所述高频隔离变压器 (T_R) 三相交流源侧的第一端 (4)，第二交流端通过所述谐振电容 (C3) 连接至所述高频隔离变压器 (T_R) 三相交流源侧的第二端 (5)，第一、第二直流端分别连接至所述高压储能滤波器 (C) 的正极 (+BUS) 和负极 (-BUS)；

在所述第三高频全桥逆变电路中：第一、第二直流端分别连接至所述直流源的正极和负极，第一、第二交流端分别连接至所述高频隔离变压器 (T_R) 直流源侧的第一端 (1)、第二端 (2)。

10. 如权利要求 9 所述的高频隔离交直流变换电路，其特征在于：所述谐振电容 (C3) 为高频无极电容。

一种高频隔离交直流变换电路及其控制方法

技术领域

[0001] 本发明涉及开关电源,尤其涉及一种高效的高频隔离交直流变换电路及其控制方法。

背景技术

[0002] 在需要进行交直流双向变换(即充放电)的应用场合,如储能逆变器、离网逆变器、电池厂老化化成、检测等环节,大多以低频隔离方案为主,究其原因主要是高频隔离双向变换技术较为复杂,同时高频变换所引起的高频开关损耗导致效率低下,得不偿失。而低频变压器隔离技术相对成熟稳定,但相对高频隔离技术而言,其缺点也很明显:低频隔离的方法中变压器体积庞大且笨重,因此在很多应用场合难以推广,使用受限。因而,有人提出两种较为折衷的方案:一种是采用将充放电电路分离的办法,实现变压器隔离的高频化,体积有一定的缩小,效率也可以较高,但相对体积还是较大;另外一种是采用具有双向变换功能的电路,牺牲一定的效率,实现隔离的高频化,这样可以很大程度减小体积,并且相对于单向变换技术,功率密度和效率有一定的提高,但效率仍作出了一定的牺牲。

[0003] 因此,有必要设计出一种新的电路,通过合理的变换电路以及合适的控制方法,可以实现高功率密度、高效率并且电气隔离,同时又可以满足不同电池类型的较宽电压范围的变换。

发明内容

[0004] 本发明的主要目的在于提出一种可切换于整流模式和逆变模式工作的高频隔离交直流变换电路及其控制方法,以解决现有的交直流双向变换电路设计复杂、难以实现高频隔离且工作效率低的技术问题。

[0005] 本发明的一种实施例提供一种高频隔离交直流变换电路,包括单相交流源、直流源、第一至第二电容、高压储能滤波器、高频全桥逆变电路、第一至第二高频半桥逆变电路、驱动电路、第一至第三电感、第一至第二高频隔离变压器、第一至第二直流侧同步开关以及与所述驱动电路连接的控制电路;所述第一电容与所述单相交流源并联,所述第二电容与所述直流源并联;所述高频全桥逆变电路、第一至第二高频半桥逆变电路均由开关管构成;在所述高频全桥逆变电路中:第一、第二交流端分别连接至所述第一电感的第二端和所述第一电容的第二端,第一、第二直流端分别连接至所述高压储能滤波器的正极和负极,所述第一电感的第一端与所述第一电容的第一端相连;在所述第一高频半桥逆变电路中:第一、第二直流端分别连接至所述高压储能滤波器的正极和负极,第一交流端通过所述第二电感连接至所述第一高频隔离变压器单相交流源侧的其中一端,第二交流端连接至所述第一高频隔离变压器单相交流源侧的另外一端;在所述第二高频半桥逆变电路中:第一、第二直流端分别连接至所述高压储能滤波器的正极和负极,第一交流端通过所述第三电感连接至所述第二高频隔离变压器单相交流源侧的其中一端,第二交流端连接至所述第二高频隔离变压器单相交流源侧的另外一端;所述第一直流侧同步开关包括第一至第二开关管,

所述第一、第二开关管的漏极分别连接至所述第一高频隔离变压器直流源侧的第一、第三端,所述第一、第二开关管的源极同时连接至所述直流源的负极;所述第二直流侧同步开关包括第三至第四开关管,所述第三、第四开关管的漏极分别连接至所述第二高频隔离变压器直流源侧的第一、第三端,所述第三、第四开关管的源极同时连接至所述直流源的负极;所述第一、第二高频隔离变压器直流源侧的第二端均连接至所述直流源的正极。

[0006] 本发明的另一实施例提供一种前述的高频隔离交直流变换电路的控制方法,用于控制所述变换电路在整流模式和逆变模式之间切换工作,所述控制方法包括:当所述变换电路工作于整流模式时:控制所述高频全桥逆变电路工作于 PFC 整流状态并进行升压;控制所述第一、第二高频半桥逆变电路工作于逆变状态;若所述直流源的吸纳电流大于或等于额定电流的 0.1 倍,则:以 PWM 信号驱动所述第一至第四开关管开通,所述第一、第二开关管的开通时序以所述第一高频半桥逆变电路的开通时序的中心为基础进行偏移,所述第三、第四开关管的开通时序以所述第二高频半桥逆变电路的开通时序的中心为基础进行偏移,并且根据开关频率调整开通占空比大小以获取高效率;当所述变换电路工作于逆变模式时:根据所述直流源的电压:控制所述第一高频半桥逆变电路以所述第一直流侧同步开关的开通时序的中心为基础进行开通/关断,所述第二高频半桥逆变电路以所述第二直流侧同步开关的开通时序的中心为基础进行开通/关断,并且根据所述直流源的电压高低进行偏移及调整开通占空比大小以获取高效率。

[0007] 本发明另一实施例还提供一种高频隔离交直流变换电路,包括单相交流源、直流源、第一至第三电容、高压储能滤波器、第一至第三高频全桥逆变电路、驱动电路、第一至第二电感、高频隔离变压器以及与所述驱动电路连接的控制电路;所述第一电容与所述单相交流源并联,所述第二电容与所述直流源并联;所述第一至第三高频全桥逆变电路均由开关管构成;在所述第一高频全桥逆变电路中:第一、第二交流端分别连接至所述第一电感的第二端和所述第一电容的第二端,第一、第二直流端分别连接至所述高压储能滤波器的正极和负极,所述第一电感的第一端与所述第一电容的第一端相连;在所述第二高频全桥逆变电路中:第一交流端通过所述第二电感连接至所述高频隔离变压器单相交流源侧的第一端,第二交流端通过所述第三电容连接至所述高频隔离变压器单相交流源侧的第二端,第一、第二直流端分别连接至所述高压储能滤波器的正极和负极;在所述第三高频全桥逆变电路中:第一、第二直流端分别连接至所述直流源的正极和负极,第一、第二交流端分别连接至所述高频隔离变压器直流源侧的第一端、第二端。

[0008] 本发明另一实施例还提供一种高频隔离交直流变换电路,包括三相交流源、直流源、高压储能滤波器、第一至第三高频全桥逆变电路、驱动电路、谐振电感、谐振电容、直流侧滤波电容、高频隔离变压器以及与所述驱动电路连接的控制电路;所述三相交流源耦接至所述第一高频全桥逆变电路的交流端,所述第一高频全桥逆变电路的第一、第二直流端分别连接于所述高压储能滤波器的正极和负极,所述三相交流源和所述第一高频全桥逆变电路的交流端之间连接有 LC 滤波器;在所述第二高频全桥逆变电路中:第一交流端通过所述谐振电感连接至所述高频隔离变压器三相交流源侧的第一端,第二交流端通过所述谐振电容连接至所述高频隔离变压器三相交流源侧的第二端,第一、第二直流端分别连接至所述高压储能滤波器的正极和负极;在所述第三高频全桥逆变电路中:第一、第二直流端分别连接至所述直流源的正极和负极,第一、第二交流端分别连接至所述高频隔离变压器直

流源侧的第一端、第二端。

[0009] 本发明提供的上述高频隔离交直流变换电路及其控制方法,以设定的直流源参考电压为基准,根据对直流源的实时电压,自动切换工作于整流模式和逆变模式,并且在工作过程中根据直流源的实时电压及释放或吸收(逆变模式:释放;整流模式:吸收)电流大小,来改变直流侧的高频逆变桥(包括前述的第一、第二高频半桥逆变电路)以及直流侧同步开关(包括前述的第一、第二直流侧同步开关)的频率和占空比大小,利用高频逆变桥拓扑的谐振状态实现软开关,降低了桥式逆变电路中各开关管的开通及关断应力,降低了开关损耗,有助于逆变电路的工作频率提高或者效率提高从而提高功率密度和减小体积;从而实现高功率密度,高效率以及高频电气隔离。此外,利用高频逆变桥的开通时序控制,实现宽范围直流电压的反向转换,从而使得该拓扑在蓄电池等较宽电压变化范围类似应用中获得高效率,比传统的变换器效率提高很多。

附图说明

[0010] 图1是本发明实施例一提供的高频隔离交直流变换电路的示意图;

[0011] 图2是图1的变换电路工作于整流模式时的PWM驱动时序图;

[0012] 图3是图1的变换电路工作于逆变模式时的PWM驱动时序图;

[0013] 图4是本发明实施例二提供的高频隔离交直流变换电路的示意图;

[0014] 图5是本发明实施例三提供的高频隔离交直流变换电路的示意图。

[0015] 附图标记说明:

[0016] V1:单相交流源

[0017] V2:直流源

[0018] C1~C6:电容

[0019] C:高压储能滤波器

[0020] L1~L3:电感

[0021] Q1~Q14:开关管

[0022] T_{RA}:第一高频隔离变压器

[0023] T_{RB}:第二高频隔离变压器

[0024] T_R:高频隔离变压器

[0025] A1~A5:第一高频隔离变压器T_{RA}的五个端

[0026] B1~B5:第二高频隔离变压器T_{RB}的五个端

[0027] 1、2、4、5:高频隔离变压器T_R的四个端

[0028] V1a、V1b、V1c:三相交流源

[0029] L1a、L1b、L1c:电感

[0030] C1a、C1b、C1c:电容

具体实施方式

[0031] 下面结合附图和具体的实施方式对本发明作进一步说明。

[0032] 实施例一

[0033] 本实施例提供一种如图1所示的高频隔离交直流变换电路,包括单相交流源V1、

直流源 V2、第一电容 C1、第二电容 C2、高压储能滤波器 C、高频全桥逆变电路 300、第一高频半桥逆变电路 100、第二高频半桥逆变电路 200、驱动电路、第一电感 L1、第二电感 L2、第三电感 L3、第一高频隔离变压器 T_{RA} 、第二高频隔离变压器 T_{RB} 、第一直流侧同步开关 400、第二直流侧同步开关 500 以及与所述驱动电路连接的控制电路；所述第一电容 C1 与所述单相交流源 V1 并联，所述第二电容 C2 与所述直流源 V2 并联；所述高频全桥逆变电路 300、第一至第二高频半桥逆变电路 100、200 均由开关管构成。

[0034] 如图 1 所示，所述高频全桥逆变电路 300 具有四个输入 / 输出端，分别为两个交流端（用于输入或输出交流信号）以及两个直流端（用于输入或输出直流信号），其中一个交流端连接于第一电感 L1 的第二端，另一个交流端连接至第一电容 C1 的第二端，第一电感 L1 的第一端与第一电容 C1 的第一端相连；两个直流端分别连接至高压储能滤波器 C 的正极 +BUS 和负极 -BUS。在一种具体的例子中，所述高频全桥逆变电路 300 包括四个开关管 Q5 ~ Q8，其中开关管 Q5 的源极和开关管 Q7 的漏极相连并引出形成一个交流端以连接至第一电感 L1 的第二端，开关管 Q6 的源极和开关管 Q8 的漏极相连并引出形成另一个交流端以连接至第一电容 C1 的第二端，开关管 Q5、Q6 的漏极相连并引出形成一个直流端而连接到高压储能滤波器 C 的正极 +BUS，开关管 Q7、Q8 的源极相连并引出另一个直流端而连接至高压储能滤波器 C 的负极 -BUS。当所述变换电路工作于整流模式时，所述高频全桥逆变电路 300 工作于 PFC（功率因数校正）整流模式并用作升压开关，两个交流端为信号输入端，两个直流端为信号输出端，将经过 LC 滤波器（由第一电容 C1 和第一电感 L1 构成）的交流信号变换为直流信号；而当所述变换电路工作于逆变模式时，所述高频全桥逆变电路 300 用作高频逆变开关，两个直流端为信号输入端，两个交流端为信号输出端，将来自第一、第二高频半桥逆变电路的输出端的直流信号变换为交流信号。需要说明：所述高频全桥逆变电路 300 的工作频率在 30KHz 以上。

[0035] 如图 1 所示，所述第一高频半桥逆变电路 100 具有四个输入 / 输出端，分别为两个交流端（用于输入或输出交流信号）以及两个直流端（用于输入或输出直流信号），两个直流端分别连接至所述高压储能滤波器 C 的正极 +BUS 和负极 -BUS，其中一个交流端通过第二电感 L2 连接至第一高频隔离变压器 T_{RA} 单相交流源侧（此处的单相交流源侧指的是向交流侧输出信号或将来自交流侧的信号耦合过去的一侧）的其中一端 A4，另一交流端连接至第一高频隔离变压器 T_{RA} 单相交流源侧的另外一端 A5。具体地，所述第一高频半桥逆变电路 100 包括两个开关管 Q9、Q10 以及两个电容 C3、C4，其中电容 C3 的第一端与开关管 Q9 的漏极相连并引出形成其中一个直流端（该直流端即连接至高压储能滤波器 C 的正极 +BUS），电容 C3 的第二端连接至电容 C4 的第一端，电容 C4 的第二端与开关管 Q10 的源极相连并引出形成另一个直流端（该直流端连接至高压储能滤波器 C 的负极 -BUS），开关管 Q9 的源极与开关管 Q10 的漏极相连并引出形成一个交流端（该交流端通过串联第二电感 L2 而连接到第一高频隔离变压器 T_{RA} 的单相交流源侧的第一端 A4），电容 C3 的第二端（等效于电容 C4 的第一端）引出形成另一交流端连接至第一高频隔离变压器 T_{RA} 的单相交流源侧的第二端 A5。

[0036] 如图 1 所示，所述第二高频半桥逆变电路 200 的连接和工作原理与第一高频半桥逆变电路 100 相同，包括两个开关管 Q11、Q12 以及两个电容 C5、C6，两个直流端分别连接至所述高压储能滤波器 C 的正极 +BUS 和负极 -BUS，其中一个交流端通过第三电感 L3 连接至

第二高频隔离变压器 T_{RB} 单相交流源侧的其中一端 B4, 另一交流端连接至第二高频隔离变压器 T_{RB} 单相交流源侧的另外一端 B5。其中电容 C5 的第一端与开关管 Q11 的漏极相连并引出形成其中一个直流端, 电容 C5 的第二端连接至电容 C6 的第一端, 电容 C6 的第二端与开关管 Q12 的源极相连并引出形成另一个直流端, 开关管 Q11 的源极与开关管 Q12 的漏极相连并引出形成一个交流端, 电容 C5 的第二端引出形成另一交流端连接至第二高频隔离变压器 T_{RB} 的交流源侧的第二端 B5。

[0037] 如图 1 所示, 第一直流侧同步开关 400 包括两个开关管 Q1、Q2, 开关管 Q1、Q2 的漏极分别连接至第一高频隔离变压器 T_{RA} 在直流源侧的第一、第三端 A1、A3, 两者的源极同时连接至直流源 V2 的负极; 第二直流侧同步开关 500 的连接和工作原理与第一直流侧同步开关 400 相同; 开关管 Q3、Q4 的漏极分别连接至第二高频隔离变压器 T_{RB} 在直流源侧的第一、第三端 B1、B3, 两者源极同时连接至直流源 V2 的负极。另, 第一、第二高频隔离变压器 T_{RA} 、 T_{RB} 的直流源侧的第二端 A2、B2 均连接至直流源 V2 的正极。

[0038] 需要说明, 第一、第二高频半桥逆变电路以及第一、第二直流侧同步开关的工作频率在 100KHz 以上。

[0039] 在优选的实施方式中, 第一、第二高频半桥逆变电路中的四个电容 C3 ~ C6 为高频无极电容。

[0040] 在优选的实施方式中, 高压储能滤波器 C 为电解电容, 所述第一、第二高频隔离变压器 T_{RA} 、 T_{RB} 直流源侧的线圈匝数低于 4 匝, 且具有正常的漏感。直流侧的同步开关无需外加续流滤波电感。所述变换电路的最佳应用是当直流源 V2 的幅值高于 8V 且低于 45V, 以及输出功率在 200W 至 2KW 之间的时候。

[0041] 本实施例还提供上述变换电路的控制方法, 用于根据直流源 V2 的实时电压值来切换电路的工作模式 (整流模式或逆变模式), 该控制方法包括: 当所述变换电路工作于整流模式时: 控制所述高频全桥逆变电路工作于 PFC 整流状态并进行升压; 控制所述第一、第二高频半桥逆变电路工作于逆变状态; 若所述直流源的吸纳电流大于或等于额定电流的 0.1 倍, 则: 以 PWM 信号驱动所述第一至第四开关管开通, 所述第一、第二开关管的开通时序以所述第一高频半桥逆变电路的开通时序的中心为基础进行偏移, 所述第三、第四开关管的开通时序以所述第二高频半桥逆变电路的开通时序的中心为基础进行偏移, 并且根据开关频率调整开通占空比大小以获取高效率; 当所述变换电路工作于逆变模式时: 根据所述直流源的电压: 控制所述第一高频半桥逆变电路以所述第一直流侧同步开关的开通时序的中心为基础进行开通 / 关断, 所述第二高频半桥逆变电路以所述第二直流侧同步开关的开通时序的中心为基础进行开通 / 关断, 并且根据所述直流源的电压高低进行偏移及调整开通占空比大小以获取高效率。

[0042] 下面以图 1 的电路为例对上述控制方法进行更进一步的说明:

[0043] 控制器根据预设的电压值和直流源 V2 的实时电压值的大小关系, 判断所述变换电路应当工作于整流模式还是逆变模式。

[0044] 假设, 当控制器判断出所述变换电路需工作于整流模式, 即电能从交流源侧传送到直流源侧。此时: 高频全桥逆变电路 300 工作在 PFC 整流状态, 将交流输入电压变换为一个稳定值; 第一、第二高频半桥逆变电路工作于逆变状态, 采用 PWM 信号驱动开关管 Q9 ~ Q12, 将其直流端输入的直流电压逆变成高频脉冲电压 (交流信号), 再经过第一、第二高频

隔离变压器的耦合,传送到第一、第二直流侧同步开关,根据直流源的电压大小以及吸收电流(或称吸纳电流)的大小,判断是否需开通开关管 Q1 ~ Q4,若直流源吸收电流小于额定电流的 0.1 倍,则开关管 Q1 ~ Q4 不开通,工作于寄生二极管自然整流的状态,若直流源吸收电流在额定电流的 0.1 倍以上,则控制开关管 Q1 ~ Q4 开通,且开通时序参考图 2,开关管 Q1、Q2 的开通时序以开关管 Q9、Q10 的开通时序中心为基础向后偏移 1/4 个工作周期,同时开关管 Q9、Q10 之间留有一定的死区时间防止直通短路,同样地,开关管 Q3、Q4 的开通时序以开关管 Q11、Q12 的开通时序中心为基础向后偏移 1/4,同时开关管 Q11、Q12 之间留有一定的死区时间。就第一、第二高频半桥逆变电路 100、200 的控制过程而言,由于电容 C3 ~ C6 的谐振作用,因此可以实现谐振变换过程,在全工作范围内,根据负载端(整流模式下直流源即为负载端)的电压大小和吸收电流大小来改变工作频率或者占空比,吸收电流越大,占空比越大,开关频率越高,中心偏移越多,从而保证开关管 Q9 ~ Q12 可以获得软开关,实现变换电路的高效率和高功率密度。

[0045] 假设,当控制器判断出所述变换电路需工作于逆变模式,即电能从直流源侧传送到交流源侧。此时:开关管 Q1 ~ Q4 开通,开通时序参考图 3,使第一、第二直流侧同步开关 400、500 工作于高频逆变状态,将直流源的直流电压信号变换为交流信号,经过第一、第二高频隔离变压器的耦合,将交流信号传送到第一、第二高频半桥逆变电路 100、200 进行整流和升压,开关管 Q9 ~ Q12 的开通时序参考图 3,开关管 Q1 与 Q2(Q3 与 Q4)之间留有一定的死区,此外,开关管 Q1、Q2 的开通时序以开关管 Q9、Q10 的开通时序中心为基础向前偏移 1/4 个工作周期,开关管 Q3、Q4 的开通时序以开关管 Q11、Q12 的开通时序中心为基础向前偏移 1/4 个工作周期。此时第一、第二直流侧同步开关 400、500 类似于传统的推挽式结构,但由于变压器中直流源侧存在正常的漏感,因此直流信号通过第一、第二直流侧同步开关后是有一定缓慢上升斜率的,避免的常规的推挽。

[0046] 实施例二

[0047] 本实施例提供一种与实施例一类似的高频隔离交直流变换电路,如图 4 所示,与实施例一的区别在于:将实施例一中的第一、第二高频半桥逆变电路 100、200 采用全桥逆变电路 600 替代,同时只采用一个高频隔离变压器 T_r ,并且高频隔离变压器 T_r 的直流源侧减少一个线圈,将实施例一中的第一、第二直流侧同步开关 400、500 采用全桥逆变电路 700 替代。在本实施例中,全桥逆变电路 600 包括开关管 Q9 ~ Q12,开关管 Q9、Q10 的漏极相连后引出形成一个直流端而连接到高压储能滤波器 C 的正极 +BUS,开关管 Q11、Q12 的源极相连后引出形成另一个直流端而连接到高压储能滤波器 C 的负极 -BUS,开关管 Q9、Q10 的源极分别对应连接到开关管 Q11、Q12 的漏极,并且分别引出形成两交流端,从开关管 Q10 的源极引出的交流端通过串联电感 L2 连接到高频隔离变压器 T_r 的交流源侧的第一端 4,从开关管 Q9 的源极引出的交流端通过串联电容 C3 连接到高频隔离变压器 T_r 的交流源侧的第一端 5。高频全桥逆变电路 700 包括开关管 Q1 ~ Q4,开关管 Q1、Q2 的漏极相连后引出形成一个直流端而连接到直流源 V2 的正极,开关管 Q3、Q4 的源极相连后引出形成另一个直流端而连接到直流源 V2 的负极,开关管 Q1、Q2 的源极分别对应连接到开关管 Q3、Q4 的漏极,并且分别引出形成两交流端,从开关管 Q2 的源极引出的交流端连接到高频隔离变压器 T_r 的直流源侧的第一端 1,从开关管 Q1 的源极引出的交流端连接到高频隔离变压器 T_r 的直流源侧的第二端 2。

[0048] 本实施例中的电容 C3 优选采用高频无极电容。

[0049] 本实施例的变换电路的控制方法与实施例一相同,在此不再赘述。本实施例提供的图 4 的变换电路,直流源 V2 的电压较高时同步整流管的应力可以降低,同时当直流源 V2 的电流较大时,由于变压器的直流源侧线圈可以减少一个从而线圈线径可以较大,以减少损耗。本实施例提供的所述变换电路的最佳应用是当直流源 V2 的幅值高于 45V,以及输出功率在 1KW 至 5KW 时。

[0050] 实施例三

[0051] 本实施例提供一种如图 5 所示的高频隔离交直流变换电路,在本实施例中,将单相交流源替换为三相交流源 V1a、V1b、V1c,并且各相都连接有 LC 滤波器(分别为电感 L1a、电容 C1a,电感 L1b、电容 C1b,以及电感 L1c、电容 C1c)。将实施例二中的高频全桥逆变电路(包括开关管 Q5 ~ Q8)采用三相全桥逆变电路 800(图 5 中的开关管 Q5 ~ Q8、Q13、Q14)替代。本实施例中的电容 C3 与实施例二中的电容 C3 一样,优选采用高频无极电容。本实施例由于采用三相交流源,可以满足功率较大场合或对交流侧配电平衡度要求很高的场合,本实施例的变换电路的控制方法与实施例一相同,在此不再赘述。本实施例提供的所述变换电路的最佳应用是当直流源 V2 的幅值高于 80V,以及输出功率在 3KW 以上时。

[0052] 以上内容是结合具体的优选实施方式对本发明所作的进一步详细说明,不能认定本发明的具体实施只局限于这些说明。对于本发明所属技术领域的技术人员来说,在不脱离本发明构思的前提下,还可以做出若干等同替代或明显变型,而且性能或用途相同,都应当视为属于本发明的保护范围。

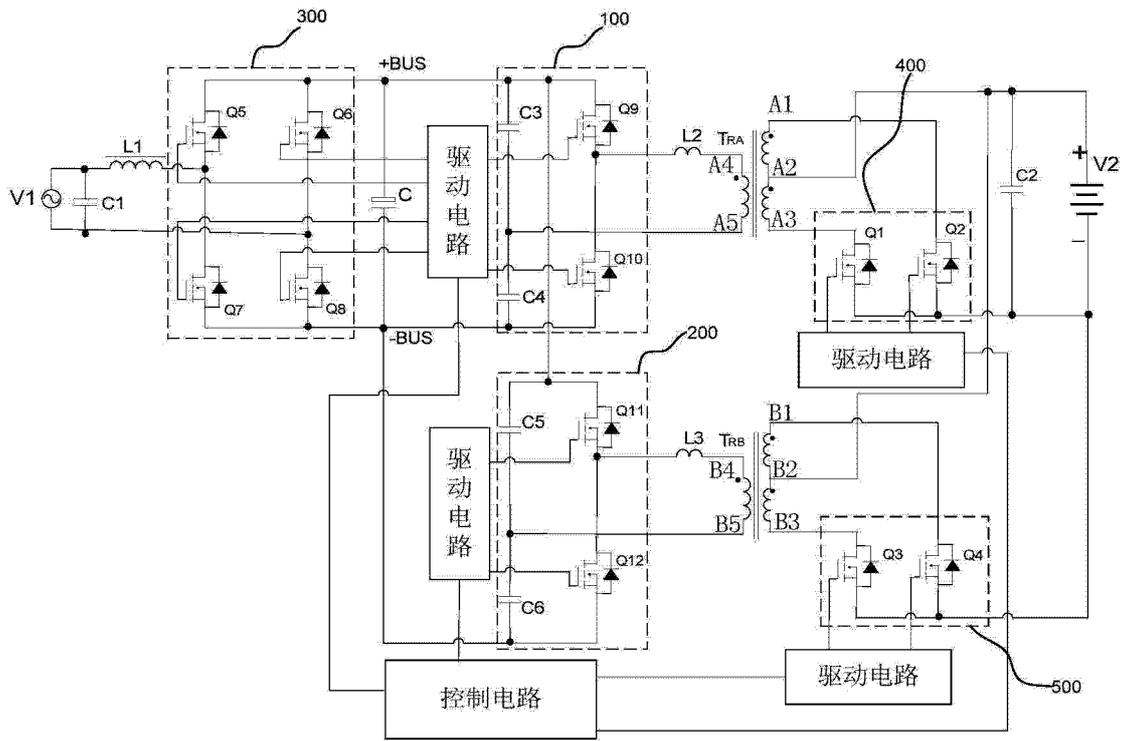


图 1

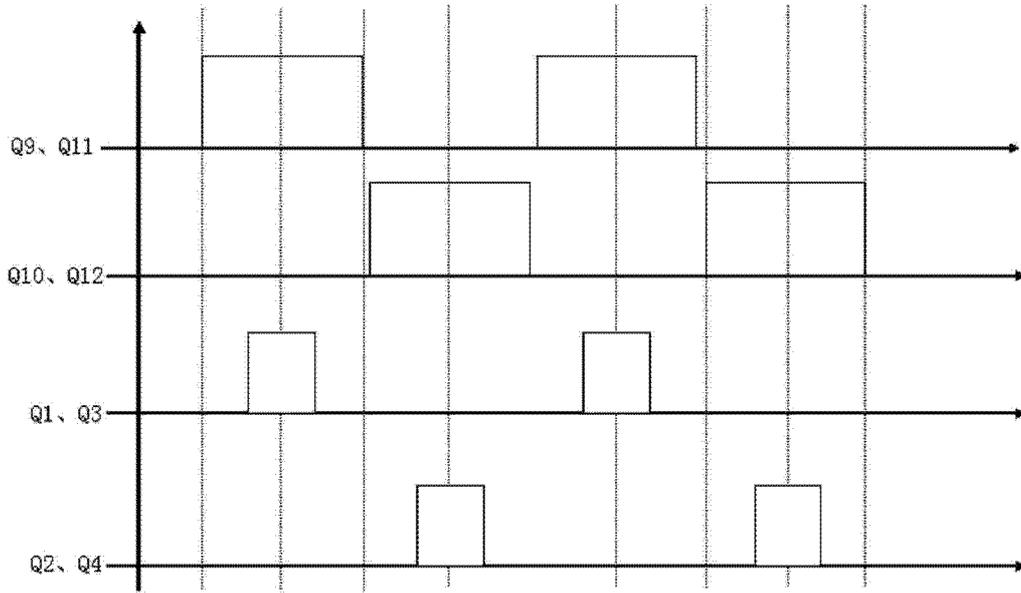


图 2

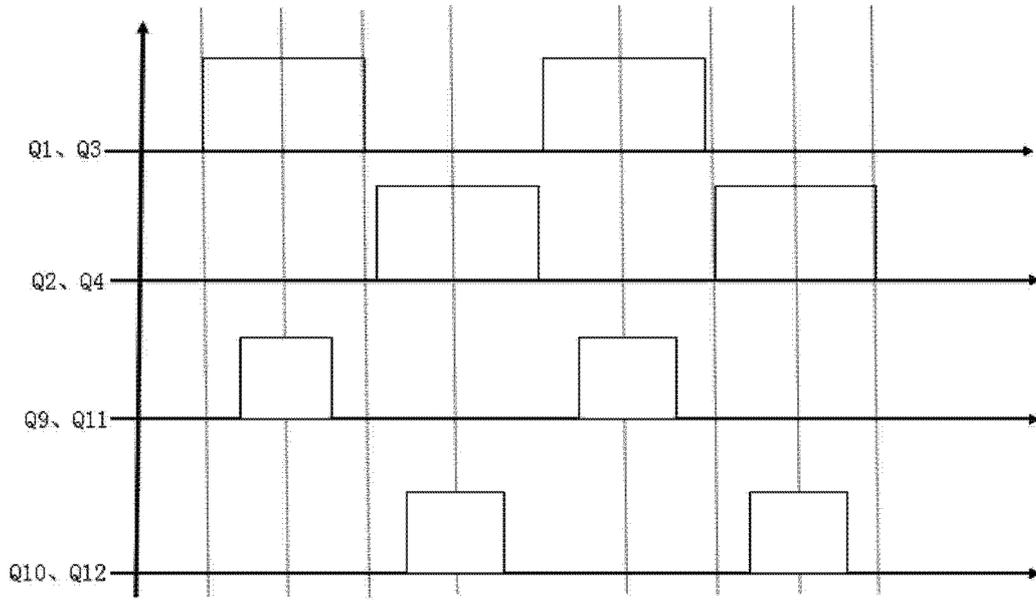


图 3

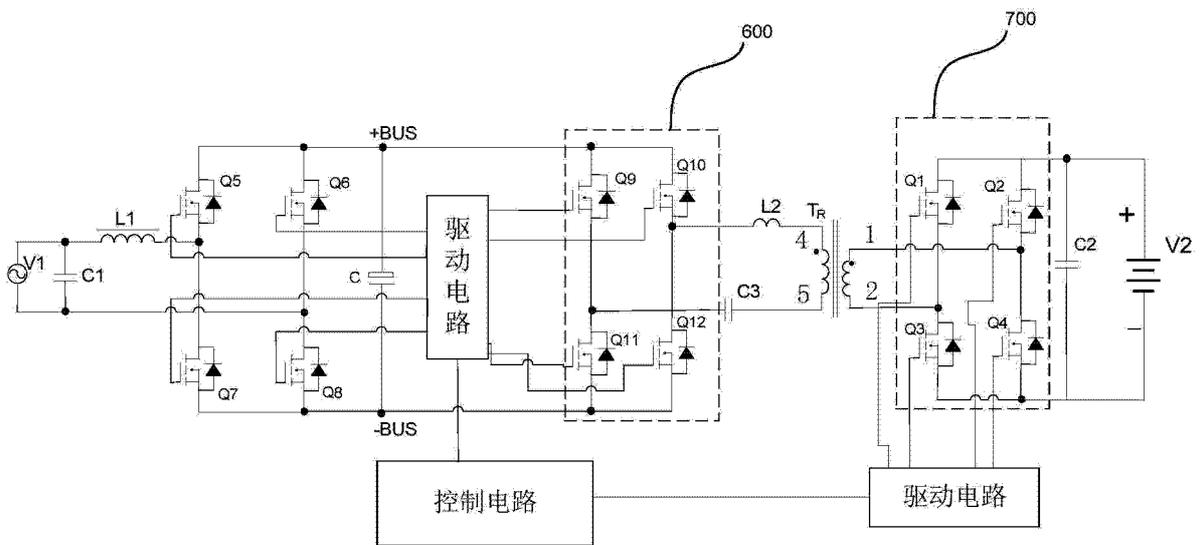


图 4

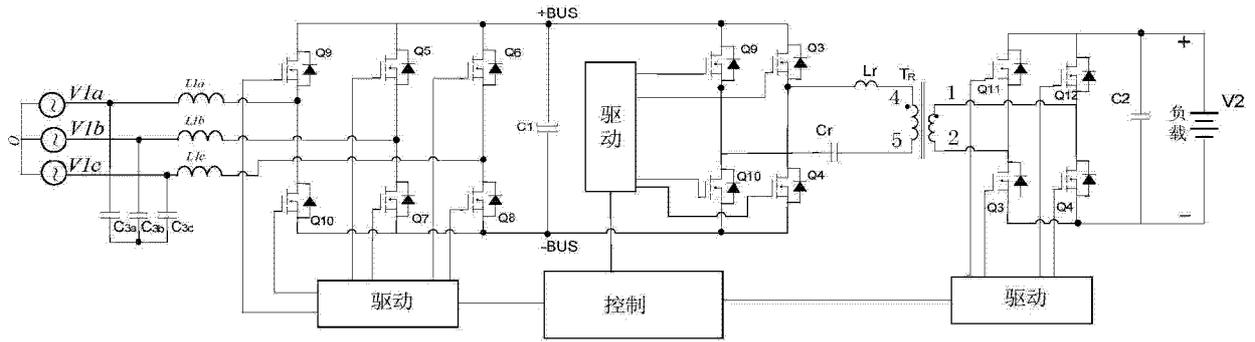


图 5