



(12)发明专利

(10)授权公告号 CN 103812359 B

(45)授权公告日 2016.08.17

(21)申请号 201410021284.2

(22)申请日 2014.01.16

(73)专利权人 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区留仙一路高新科技园二期二号楼508-511A室

(72)发明人 李伦全

(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 王震宇

(51)Int.Cl.

H02M 7/06(2006.01)

H02M 3/335(2006.01)

H02M 1/42(2007.01)

(56)对比文件

CN 103219890 A,2013.07.24,  
JP 特开平10-271831 A,1998.10.09,  
US 5045989 A,1991.09.03,

顾海远.半导体二极管及其应用.《模拟电子技术》.2004,第28-29页.

审查员 谢冬莹

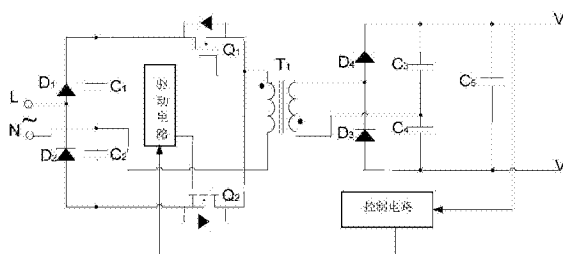
权利要求书2页 说明书7页 附图4页

(54)发明名称

一种交流-直流变换电路及其控制方法

(57)摘要

本发明公开了一种交流-直流变换电路及其控制方法,该交流-直流变换电路包括输入整流电路、原边输入滤波电容、原边逆变电路、驱动电路、隔离变压器、副边整流电路、副边电容以及连接在副边输出滤波电容与驱动电路之间的控制电路,驱动电路连接原边逆变电路。原边逆变电路与原边输入滤波电容构成回路,形成箝位谐振电路,逆变开关管工作在零电压切换状态。副边整流电路具有正激及反激两种工作模式,原边逆变电路中的第一、第二逆变开关管根据工作时段作为逆变开关管或箝位开关管使用。本发明能减少整流回路中的二极管损耗,实现逆变开关管的软开关,降低原边开关管及副边整流二极管的电压应力和开关损耗,提高效率。



1. 一种交流-直流变换电路,其特征在于,包括输入整流电路、原边输入滤波电容、原边逆变电路、驱动电路、隔离变压器、副边整流电路、副边第三至第四电容、副边输出滤波电容以及连接在所述副边输出滤波电容与所述驱动电路之间的控制电路,所述驱动电路连接所述原边逆变电路;

所述输入整流电路包括第一至第二输入整流二极管,所述第一输入整流二极管的阳极和所述第二输入整流二极管的阴极连接交流输入火线,所述原边输入滤波电容包括以交流输入零线为中点串联的两个输入高频滤波电容,两个输入高频滤波电容的相反端分别与所述输入整流电路的正端及负端连接;

所述原边逆变电路包含第一至第二逆变开关管,所述第一逆变开关管和所述第二逆变开关管分别与所述输入整流电路的正端和负端连接,所述隔离变压器原边绕组的一端与第一、第二逆变开关管串联,所述隔离变压器原边绕组的另一端与输入零线连接;所述原边逆变电路与原边输入滤波电容也构成回路,形成箝位谐振电路,所述逆变开关管工作在零电压切换状态;

所述副边整流电路包括第三至第四二极管,所述第三二极管的阴极与所述第四二极管的阳极及所述隔离变压器副边绕组的其中一输出端相连,所述第四二极管的阴极与电源的输出正端以及所述副边输出滤波电容的一端连接,所述第三二极管的阳极与电源的输出负端以及所述副边输出滤波电容的另一端相连,所述隔离变压器副边绕组的另一个输出端与副边第三至第四电容的中间点连接,所述副边第三电容连接电源的输出正端,所述副边第四电容连接电源的输出负端;所述副边整流电路具有正激及反激两种工作模式;

所述箝位谐振电路在交流整流的全周期采用以下两种控制方式:在低于设定电压阈值的低压阶段不发驱动信号,在不低于设定电压阈值的高压阶段才发驱动信号以进行箝位电流的反向谐振。

2. 如权利要求1所述的交流-直流变换电路,其特征在于:所述隔离变压器是磁芯是开有气隙的隔离变压器或原边串联有谐振电感的隔离变压器或副边串联有储能电感的隔离变压器。

3. 如权利要求1所述的交流-直流变换电路,其特征在于:所述隔离变压器是正激工作线圈与反激工作线圈复用的单个副边绕组的变压器。

4. 如权利要求1所述的交流-直流变换电路,其特征在于:所述副边第三、第四电容是两个串联的无极电容或者有极性电容,且在为有极性电容的情况下,所述副边第三电容的正极接电源的输出正端,所述副边第四电容的负极接电源的输出负端。

5. 一种交流-直流变换电路,其特征在于:包括2个、3个或者更多个如权利要求1-4任一项所述的交流-直流变换电路,各交流-直流变换电路的输入连接到具有2个、3个或者更多个相位输入的交流源的不同相位输入。

6. 如权利要求5所述的交流-直流变换电路,其特征在于:各交流源有输入零线且各交流-直流变换电路的原边输入滤波电容的中点都连接至所述输入零线,或者,各交流源无输入零线且各交流-直流变换电路的原边输入滤波电容的中点连接同一点。

7. 一种如权利要求1至4任一项所述的交流-直流变换电路的控制方法,其特征在于:

所述电路具有正激及反激两种工作模式,所述电路中的第一、第二逆变开关管根据工作时段作为逆变开关管或箝位开关管使用,所述第一、第二逆变开关管中的一个开关管工

作在逆变状态时另外一个开关管工作在箝位工作状态,所述电路中的原边输入滤波电容根据工作时段作为输入滤波电容或箝位电容使用,所述原边输入滤波电容在第一或第二逆变开关管关断时与所述电路中的隔离变压器的漏感产生谐振,使箝位开关管和逆变开关管获得零电压切换,通过谐振将所述隔离变压器漏感的能量传递到所述隔离变压器副边。

8.如权利要求7所述的控制方法,其特征在于:通过控制电路控制所述第一、第二逆变开关管的工作状态以使输入电流与输入电压的基波一致。

9.一种如权利要求5至6任一项所述的交流-直流变换电路的控制方法,其特征在于:

所述电路具有正激及反激两种工作模式,所述电路中的第一、第二逆变开关管根据工作时段作为逆变开关管或箝位开关管使用,所述第一、第二逆变开关管中的一个开关管工作在逆变状态时另外一个开关管工作在箝位工作状态,所述电路中的原边输入滤波电容根据工作时段作为输入滤波电容或箝位电容使用,所述原边输入滤波电容在第一或第二逆变开关管关断时与所述电路中的隔离变压器的漏感产生谐振,使箝位开关管和逆变开关管获得零电压切换,通过谐振将所述隔离变压器漏感的能量传递到所述隔离变压器副边。

## 一种交流-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,特别是一种交流-直流变换电路及其控制方法。

### 背景技术

[0002] 属于软开关技术的单级功率因数(Power Factor,简称PF)矫正器、有源箝位反激、有源箝位正激及其改进方案已经在电源中广泛运用,美国专利文献US7301785B2公开的一种开关电源电路,该变换器电路原边的开关管的电压应力会随着负载的状况而变化,且在满载时会偏移到很高,未从根本上克服典型谐振技术的缺点,因此,其可用的功率范围、输入及输出电压变化范围受到限制。中国专利文献CN101692595B公开了一种有源箝位正反激电路,该电路相比其他已经公开的电路有所改进,但其一次侧因为交流整流滤波的需要,虽然可以不需要大容量的电解电容,但实际使用还是需要额外添加的高频滤波电容,交流输入侧也必须运用全桥整流。二次侧整流电路复杂,无论是输入整流回路还是输出整流回路,多个二极管串联损耗较大。同时其在无大容量的输入电解电容时,输出电压电流纹波都很大;在实际使用中难以运用到较大功率的交流-直流变换电路场所,一般运用到直流-直流变换场所较为合适。此外,该变换器在输入是交流时,由于输入电压的周期性变化引起对应驱动占空比的变化,使得箝位电路在低压输入部分会因为谐振条件不满足而出现损耗加大的情况,降低了电路的稳定性、可靠性。

### 发明内容

[0003] 本发明所要解决的技术问题是弥补上述现有技术的不足,提出一种交流-直流变换电路及其控制方法。

[0004] 为实现上述目的,本发明采用以下技术方案:

[0005] 一种交流-直流变换电路,包括输入整流电路、原边输入滤波电容、原边逆变电路、驱动电路、隔离变压器、副边整流电路、副边第三至第四电容、副边输出滤波电容以及连接在所述副边输出滤波电容与所述驱动电路之间的控制电路,所述驱动电路连接所述原边逆变电路;

[0006] 所述输入整流电路包括第一至第二输入整流二极管,所述第一输入整流二极管的阳极和所述第二输入整流二极管的阴极连接交流输入火线,所述原边输入滤波电容包括以交流输入零线为中性点串联的两个输入高频滤波电容,两个输入高频滤波电容的相反端分别与所述输入整流电路的正端及负端连接;

[0007] 所述原边逆变电路包含第一至第二逆变开关管,所述第一逆变开关管和所述第二逆变开关管分别与所述输入整流电路的正端和负端连接,所述隔离变压器原边绕组的一端与第一、第二逆变开关管串联,所述隔离变压器原边绕组的另一端与输入零线连接;所述原边逆变电路与原边输入滤波电容也构成回路,形成箝位谐振电路,所述逆变开关管工作在零电压切换状态;

[0008] 所述副边整流电路包括第三至第四二极管,所述第三二极管的阴极与所述第四二

极管的阳极及所述隔离变压器副边绕组的其中一输出端相连,所述第四二极管的阴极与电源的输出正端以及所述副边输出滤波电容的一端连接,所述第三二极管的阳极与电源的输出负端以及所述副边输出滤波电容的另一端相连,所述隔离变压器副边绕组的另一个输出端与副边第三至第四电容的中间点连接,所述副边第三电容连接电源的输出正端,所述副边第四电容连接电源的输出负端;所述副边整流电路具有正激及反激两种工作模式。

[0009] 进一步地:

[0010] 所述隔离变压器是磁芯是开有气隙的隔离变压器或原边串联有谐振电感的隔离变压器或副边串联有储能电感的隔离变压器。

[0011] 所述隔离变压器是正激工作线圈与反激工作线圈复用的单个副边绕组的变压器。

[0012] 所述副边第三、第四电容是两个串联的无极电容或者有极性电容,且在为有极性电容的情况下,所述副边第三电容的正极接电源的输出正端,所述副边第四电容的负极接电源的输出负端。

[0013] 一种交流-直流变换电路,包括2个、3个或者更多个前述的交流-直流变换电路,各交流-直流变换电路的输入连接到具有2个、3个或者更多个相位输入的交流源的不同相位输入。

[0014] 进一步地,各交流源有输入零线且各交流-直流变换电路的原边输入滤波电容的中点都连接至所述输入零线,或者,各交流源无输入零线且各交流-直流变换电路的原边输入滤波电容的中点连接同一点。

[0015] 一种所述的交流-直流变换电路的控制方法,所述电路具有正激及反激两种工作模式,所述电路中的第一、第二逆变开关管根据工作时段作为逆变开关管或箝位开关管使用,所述第一、第二逆变开关管中的一个开关管工作在逆变状态时另外一个开关管工作在箝位工作状态,所述电路中的原边输入滤波电容根据工作时段作为输入滤波电容或箝位电容使用,所述原边输入滤波电容在第一或第二逆变开关管关断时与所述电路中的隔离变压器的漏感产生谐振,使箝位开关管和逆变开关管获得零电压切换,通过谐振将所述隔离变压器漏感的能量传递到所述隔离变压器副边。

[0016] 通过控制电路控制所述第一、第二逆变开关管的工作状态以使输入电流与输入电压的基波一致。

[0017] 所述电路中的所述箝位谐振电路在交流整流的全周期采用以下两种控制方式:在低于设定电压阈值的低压阶段不发驱动信号,在不低于设定电压阈值的高压阶段才发驱动信号以进行箝位电流的反向谐振。

[0018] 本发明的有益技术效果:

[0019] 本发明提供一种单相或者多相交流输入单级高功率因数宽范围交流-直流变换电路。本发明交流-直流变换电路中,输入滤波电容除了用作输入滤波功能外,还充当箝位功能,辅助实现原边逆变器开关管的软开关工作,逆变开关管除了逆变开关功能外,还充当箝位开关。即,本发明的电路能够充分利用交流输入正负半周的开关工作状态差异,复用负(正)端逆变开关管及负(正)端输入滤波电容,实现箝位开关管以及箝位电容的功能,类似三电平整流技术,减少整流回路中的二极管损耗。原边输入滤波电容可以在第一或第二逆变开关管关断时与隔离变压器的漏感产生谐振,使箝位开关管和逆变开关管获得零电压切换(ZVS),通过谐振将高频隔离变压器漏感的能量传递到副边,避免漏感的能量损耗及瞬间

造成逆变开关管的电压尖峰。

[0020] 本发明可以减少整流回路中的二极管损耗,实现正(负)端逆变开关管的软开关,降低原边开关管及副边整流二极管的电压应力和开关损耗。同时利用副边的倍压整流,既降低了副边整流二极管的电压应力,也同时将正激能量和反激能量形成不同的回路,从而巧妙的实现了类似常规的功率因素校正类似的能量传送。即输出电压是成比例的输入电压(正激能量)加上成比例的电感储存能量(反激能量)的电压。

[0021] 此外,通过多态的箝位控制模式,让箝位电路在交流整流的全周期分为两种控制工作方式,即在输入低压部分不发驱动信号,在相对高压部分才发驱动信号进行箝位电流的反向谐振,有效地控制箝位电路的损耗并提高电路的可靠和稳定性。

[0022] 本发明尤其适合在三相或多相交流输入且输出电压较高、半导体器件无法承受高压的场合,以及对功率因素,功率密度及体积限制较严格的场合。

## 附图说明

[0023] 图1是本发明交流-直流变换电路实施例一的电路图;

[0024] 图2是图1所示电路的变压器等效结构一示意图;

[0025] 图3是图1所示电路开关管驱动时序图;

[0026] 图4是本发明交流-直流变换电路实施例二的电路图;

[0027] 图5是本发明交流-直流变换电路实施例三的电路图。

## 具体实施方式

[0028] 以下结合附图对本发明的实施例作详细说明。应该强调的是,下述说明仅仅是示例性的,而不是为了限制本发明的范围及其应用。

[0029] 实施例一

[0030] 如图1所示的交流-直流变换电路,包括输入整流电路、原边输入滤波电容C1、C2、原边逆变电路、驱动电路、高频隔离变压器T1、副边整流电路、副边第三、第四电容C3、C4、副边输出滤波电容C5以及连接在所述副边输出滤波电容C5与所述驱动电路之间的控制电路。

[0031] 输入整流电路包括两个输入整流二极管D1、D2,输入整流二极管D1的阳极和输入整流二极管D2的阴极连接交流输入火线L,所述原边输入滤波电容包括以交流输入零线N为中点的串联的两个输入高频滤波电容C1、C2,两个输入高频滤波电容C1、C2的相反端分别与所述输入整流电路的正端及负端连接。

[0032] 所述原边逆变电路包括第一、第二逆变开关管Q1、Q2,所述第一、第二逆变开关管Q1、Q2分别与所述输入整流电路的正端和负端连接,所述隔离变压器T1原边绕组的一端与所述第一、第二逆变开关管Q1、Q2串联,另一端与交流输入零线N连接,所述原边逆变电路与原边输入滤波电容C1、C2也构成回路,形成箝位谐振电路,所述逆变开关管Q1、Q2工作在ZVS状态。通过控制逆变开关管Q1、Q2的门极电压,可将直流电压转换成脉冲电压加在隔离变压器的原边绕组。通过控制逆变开关管Q1、Q2中起箝位作用的开关管,可以控制谐振电流反向回路的通断。

[0033] 所述副边整流电路为正激及反激工作整流回路,包括第三二极管D3和第四二极管D4,所述第三二极管D3的阴极与所述第四二极管D4的阳极及所述隔离变压器副边绕组的其

中一输出端相连,所述第四二极管D4的阴极与电源的输出正端V+以及所述副边输出滤波电容C5的一端连接,所述第三二极管D3的阳极与电源的输出负端V-以及所述副边输出滤波电容C5的另一端相连,所述隔离变压器副边绕组的另一个输出端与副边第三、第四电容C3、C4的中间点连接,所述副边第三电容C3的正极(当采用有极性电容时)接电源的输出正端V+,所述副边第四电容C4的负极(当采用有极性电容时)接电源的输出负端。副边第三、第四电容C3、C4也可以采用有极性电容。

[0034] 根据电路连接的原理,正激工作回路的电容与反激工作回路的电容上电压有与输入交流整流后的波形趋势相同或者互补的形态,且正激回路电容的电压及与初级侧的输入电压变化有近似线性变化关系。

[0035] 通过所述控制电路控制所述第一、第二逆变开关管的工作状态,以使输入电流与输入电压的基波一致,从而实现高输入功率因数校正。

[0036] 由于输入电路是对交流电压进行整流,故输入高频滤波电容C1、C2的容量不大,其参数主要是由用来箝位的谐振频率来决定。所以本电路保证了输入电流可以有条件跟随输入电压,以保证电源的输入功率因数和总谐波含量(Total Harmonics Distortion,简称THD)。

[0037] 当交流输入时,正(负)半周(以下括号内容均对应交流负半周)将通过输入整流二极管D1(D2)进行整流,然后原边输入滤波电容C1(C2)会进行高频滤波。逆变线路则由逆变开关管Q1(Q2)和隔离变压器T1共同构成。此时原边箝位谐振电路由箝位电容C2(C1)、箝位开关管Q2(Q1)

[0038] 及变压器原边线圈共同构成。在工作周期内,根据控制电路计算的结果,通过驱动电路,给逆变开关管Q1施加一个高频的PWM信号,同时给箝位开关管Q2上的驱动电压是一个与Q1近似互补的PWM电压,两个PWM驱动电压之间有一定的死区延迟关系。

[0039] 所述隔离变压器是磁芯是开有气隙的隔离变压器或原边串联有谐振电感的隔离变压器或副边串联有储能电感的隔离变压器,磁芯气隙的大小由正、反激的比例和系统输入输出参数共同决定,原、副边耦合系数无需另外做特定的设置。

[0040] 隔离变压器T1的磁芯开有气隙,有一定漏感,使隔离变压器T1工作能够在正激及反激两个状态。其漏感通过自然的绕制工艺得到,同时,根据实际的需要,可以通过绕制工艺的改变来获得可大可小的漏感。当然,如果自然绕制的漏感感量不足够,也可以在次级侧外加电感。

[0041] 隔离变压器不用刻意区分原边及副边的端点连接点,即不用刻意考虑隔离变压器的起始端。

[0042] 参阅图2,当隔离变压器T1绕制完成,其初级侧的主励磁电感L<sub>m</sub>及漏感L<sub>r</sub>确定。原边的漏感与谐振电容C2(C1)的谐振频率相对开关频率满足以下关系式:

[0043]  $\pi\sqrt{L_r C_{clamp}} \gg T_{off}$  ( $T_{off} \cong [1-D]T_s$ ,  $C_{clamp}=C2$ );

[0044] 相关的工作回路及原理如下:

[0045] 由于在交流输入时,正半周和负半周具有对称性,因此,以下以交流输入正半周为例。

[0046] 状态一:

[0047] 正半周将输入通过二极管D1进行整流,然后电容C1会进行高频滤波。在工作周期内,根据输入电压的反馈,控制电路计算出结果,通过驱动电路,给逆变开关管Q1施加一个高频的PWM信号。当逆变器开关管Q1开通的时候,变压器原边励磁电感 $L_m$ 及谐振电感 $L_{r1}$ 开始线性充电,当原边的电流等于励磁电流时,副边耦合的电压 $V_2$ 上升到 $V_{Lr2}+V_{C4}$ 时,二极管D4导通,即电压 $V_2$ 被箝位;副边电流为 $I_2$ ,原边的电流近似 $I_{Lr}=I_{Lm}+I_2/n$ 。此状态对于输出整流就与正常的正激一样,同时因为输入整流电压是正弦型,输入高频滤波电容容值较小,所以电容C4上的电压波形也成为近似正弦型,与输入电压 $V_{in}$ 有近似 $1/n$ 的线性关系。

[0048] 状态二:

[0049] 当逆变器开关管Q1关断的时候,逆变器开关管Q1寄生电容被充电,其充电过程也是谐振,只是因为寄生电容较小,充电时间很短,可以视为线性的。同时次级漏感或者外接电感 $L_{r2}$ 的电势 $V_{Lr2}$ 发生偏转,试图维持原来的电流方向及大小不变,但随着时间的推移,其通过电感或者整流二极管D4的电流必然开始下降。

[0050] 状态三:

[0051] 当逆变器开关管Q1其寄生电容电压被充电至足够高,约为电压 $V_{C2}+V_{in}$ ,箝位开关管Q2反并二极管被正偏导通。箝位电容C2将谐振电感 $L_{r1}$ 和励磁电感 $L_m$ 的电压箝制在电压 $V_{C2}$ ,因为箝位电容C2比逆变开关管Q1的寄生电容大的多,绝大部分谐振电流进入箝位电容C2,箝位电容C2与谐振电感 $L_{r1}$ 开始谐振;当原边的电流与励磁电流相等时,变压器副边的输出电流等于零,同时副边耦合电压 $V_2$ 电势发生交变。

[0052] 状态四:

[0053] 当原边电压下降到足够低,副边对应的耦合电压 $V_2$ 足够使二极管D3正偏导通。此时副边反射到原边的电压约为 $n(V_o-V_{C3}-V_{Lr2})$ ,为箝位开关管Q2能够获得ZVS提供了条件,此时箝位开关管Q2的驱动电压将变为高电平而导通。在这个工作状态模式下,原来存储在变压器气隙中的能量释放出来。该状态是一个典型的反激式变压器工作。由于电容C4上的电压与输入电压是一个线性关系,所以电容C3上的电压与电容C4上的电压互补地合成输出电压。

[0054] 状态五:

[0055] 当箝位开关管Q2关断时,迫使箝位电容C2脱离原谐振回路,同时谐振电感 $L_{r1}$ 将与逆变开关管Q1的寄生电容形成新的谐振;以释放寄生电容的电荷,为逆变开关管Q1的ZVS做准备。

[0056] 状态六:

[0057] 当Q2驱动关断一定时间后,通过状态五中的谐振将逆变开关管Q1的寄生电容的电荷完全释放,同时通过逆变开关管Q1的反并二极管进行续流,此时逆变开关管Q1获得ZVS开通条件。

[0058] 状态七

[0059] 此时,将逆变开关管Q1的驱动电压变为高电平而导通;原边的电感将被线性充电,开始新的周期,重复以上的状态过程。

[0060] 如图3所示,是本发明的电路开关管驱动时序图,在本电路中,当输入电压在第①、第③区域时,由于逆变开关管的占空比较大,在逆变开关管关断期间,时间较短,前述提到的谐振电流还没有来得及反向。同时由于输入电压较低,对于电路中的半导体元件电压应



力较小,为了避免造成谐振状态的不确定性和电路的不可靠性,较佳地,明确通过在设定第①、第③区域输入电压限值,长时间关掉箝位管的驱动,使箝位电容值充当普通的尖峰吸收功能,同时也减少了驱动损耗;当输入电压在第②、第④区域时,箝位开关管Q2(或者Q1)才按照上述的箝位方法工作,有效的提高电路的稳定可靠性。

[0061] 由以上的工作模式中的状态一级状态四的分析可知,在交流-直流变换电路中,隔离变压器好比是线性的变压器,输入电压的线性比例的降低输入到电容C4,同时隔离变压器又好比常规功率因素矫正电路中PFC电感,将在开关管导通中存储的能量在开关管关断的时候释放至电容C3,因此电容C3、C4上的电压构成了一个线性比例与常规无隔离的PFC电压。所以,电路很好地实现了隔离式PFC,而这种优势已知的单级隔离式交流-直流变换电路所不具备的。

[0062] 当输入电压为交流的负半周时,将通过二极管D2整流,然后电容C2会进行输入高频滤波。逆变线路则由逆变开关管Q2和隔离变压器T1原边线圈共同构成;此时原边箝位谐振电路由箝位电容C1、箝位开关管Q1及变压器原边线圈共同构成。同时电容C3、C4的电压波形也对称性调转,电容C3充当正激回路的输出电容,C4充当反激回路的输出电容。其他工作状态原理及控制方法与前述正半波的一致。

[0063] 由以上分析可知,本电路中,原边的逆变开关管、高频滤波电容在输入电压正负半周的时候被巧妙地分时复用为箝位开关管及箝位电容,输入整流回路只需通过一个二极管即可,同时输出也只需要通过一个二极管就构成整流回路。因此,本电路的线路简洁,效率高。

[0064] 实施例二

[0065] 本发明还提供一种二相、三相或更多相输入的交流-直流变换电路。如图4所示为一种三相四线输入交流-直流变换电路,基本电路组成及有益效果与实施例一相同,区别是:输入是三相。其好处是理论上可以获得比实施例一输出电压特性更好的输出电压,输出电压更加平滑,纹波电压更小。图4中,D1a、D2a、D1b、D2b、D1c、D2c表示原边整流二极管,C1a、C2a、C1b、C2b、C1c、C2c表示原边滤波电容,Q1a、Q2a、Q1b、Q2b、Q1c、Q2c表示原边逆变开关管,T1a、T1b、T1c表示变压器,D3a、D4a、D3b、D4b、D3c、D4c表示副边整流二极管,C3a、C4a、C5b、C3b、C4b、C5b、C3c、C4c、C5c表示副边滤波电容。

[0066] 实施例三

[0067] 本发明还提供另一种二相、三相或更多相输入的交流-直流变换电路。如图5所示为一种三相三线输入交流-直流变换电路,基本电路组成及有益效果与实施例二相同,区别是:输入无零线输入。其好处是在实际三相三线无零线输入使用环境中,依然可以实现前述性能。

[0068] 本发明的电路工作时有正激及反激两个不同的工作模式,可以实现较大的输入、输出电压的调节范围,同时输入电流还可以跟踪输入电压,实现功率因素的矫正。同时由于有源箝位电路功能,可以降低原边开关管及副边整流二极管因为隔离变压器漏感等因素引起的反向恢复电压尖峰及开关损耗,提高效率;相比传统的电路更加简洁;此外,可以通过多态的箝位控制模式方法,有效的控制箝位电路的损耗;本发明尤其适合广泛运用在三相(多相)交流输入,及输出电压较高的场合。

[0069] 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普通技术人员来说,在不脱离本发明构思的前提下,还可以做出若干简单推演或替换,都应当视为属于本发明的保护范围。

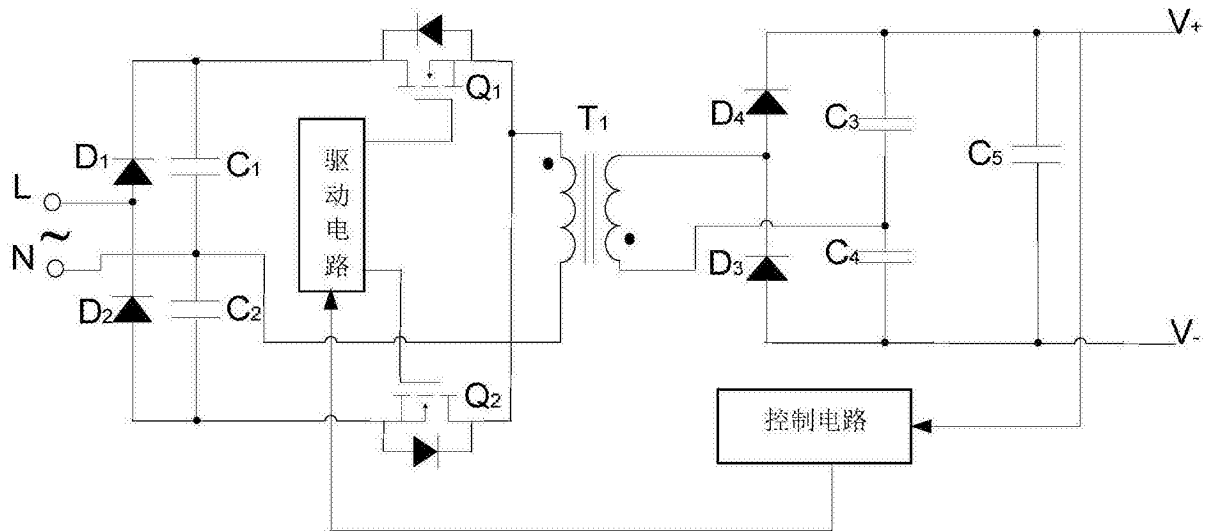


图1

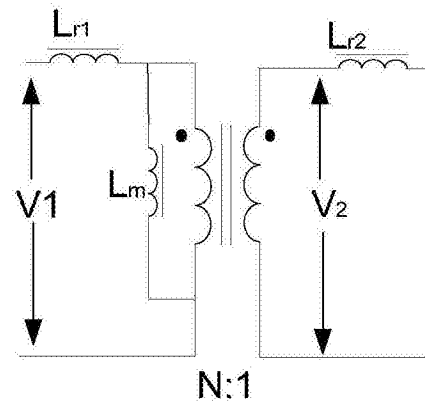


图2

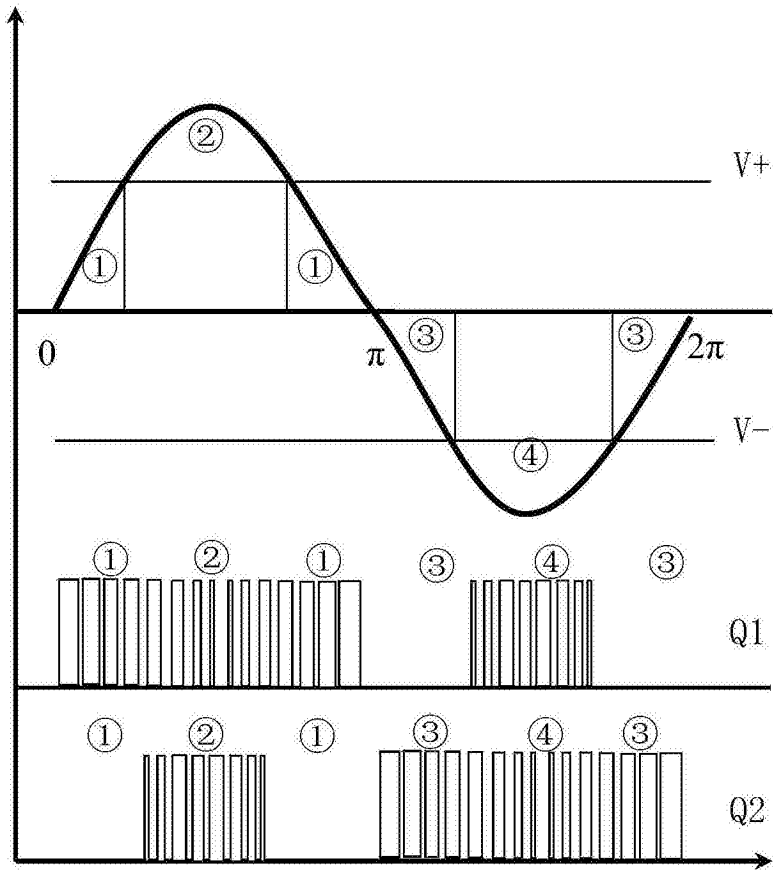


图3

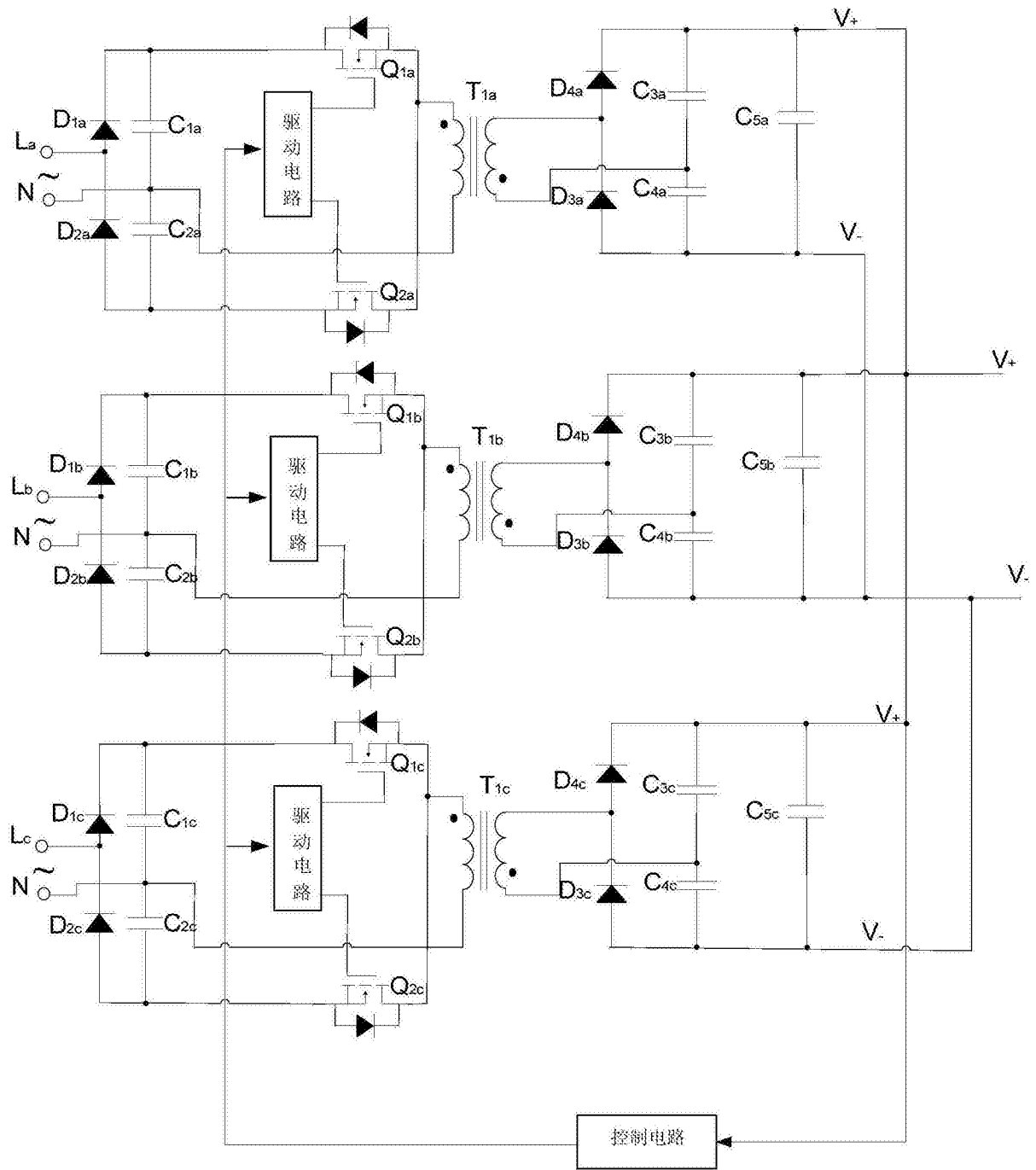


图4

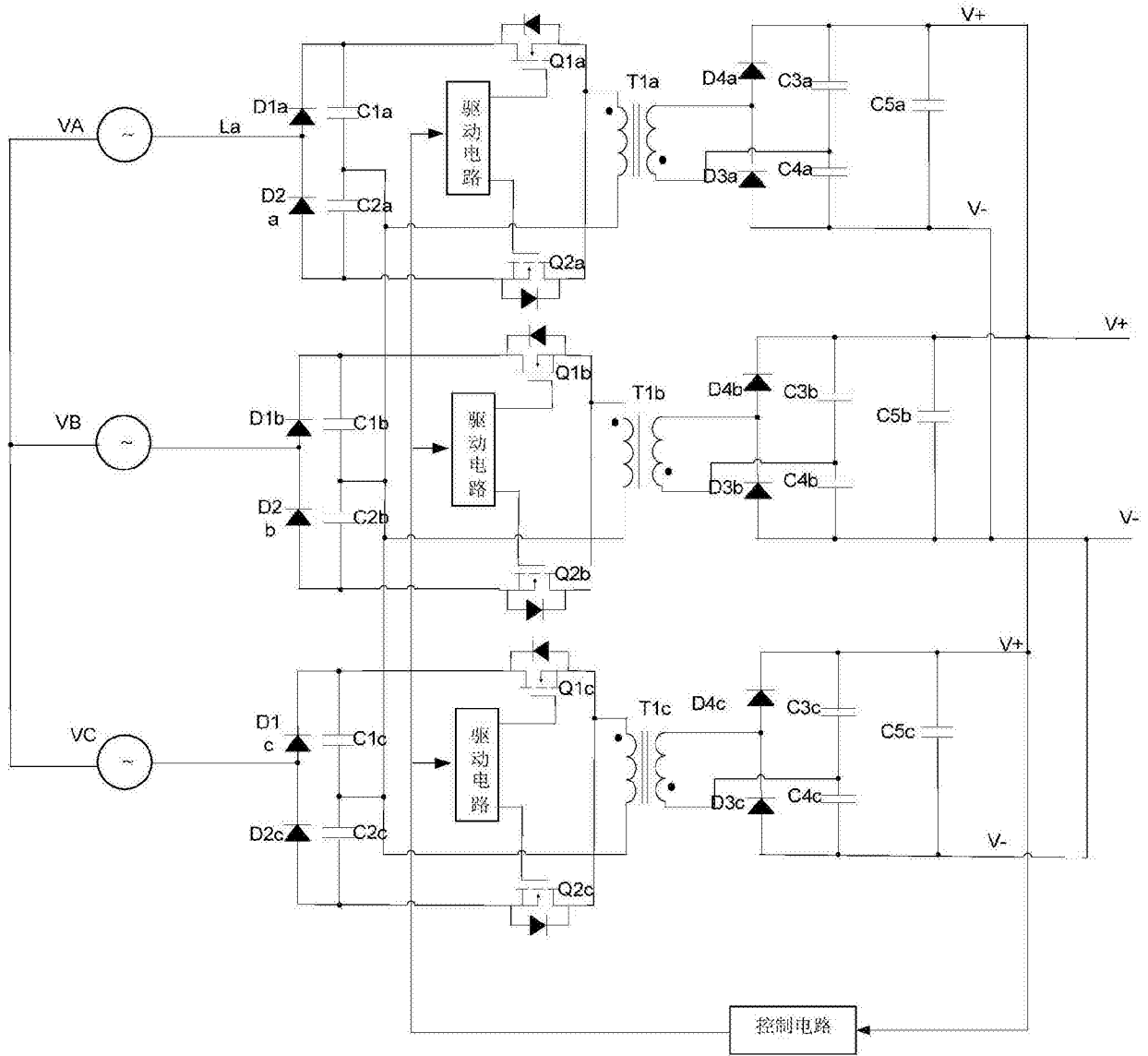


图5