



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 101826720 B

(45) 授权公告日 2012. 07. 11

(21) 申请号 201010184818. 5

(22) 申请日 2010. 05. 27

(73) 专利权人 中南大学

地址 410083 湖南省长沙市岳麓区麓山南路 932 号

专利权人 长沙中南升华科技发展有限公司

(72) 发明人 粟梅 孙尧 王辉 桂卫华  
王一军 于晶荣 韩华 郭旭东  
危韧勇 李幸 周锋 封焯文  
罗朝旭 刘见

(74) 专利代理机构 长沙市融智专利事务所  
43114

代理人 黄美成

(51) Int. Cl.

H02H 7/10 (2006. 01)

H02H 7/22 (2006. 01)

(56) 对比文件

CN 1169286 C, 2004. 09. 29, 说明书第 2 页第

6 段 - 第 3 页第 1 段, 图 3.

JP 特开 2009-261219 A, 2009. 11. 05, 全文.  
CN 101527517 A, 2009. 09. 09, 说明书第 4 页  
第 3 段, 图 1.

CN 100468947 C, 2009. 03. 11, 全文.  
JP 特开 2008-79381 A, 2008. 04. 03, 全文.  
CN 201051716 Y, 2008. 04. 23, 全文.

粟梅, 李丹云, 孙尧, 余岳, 桂卫华. 双极  
矩阵变换器的过调制策略. 《中国电机工程学  
报》. 2008, 第 28 卷 (第 3 期), 47-52.

粟梅, 桂卫华, 孙尧, 王辉. 矩阵变换器技术  
及其应用研究. 《大功率变流技术》. 2010, 31-37.

审查员 王笑寒

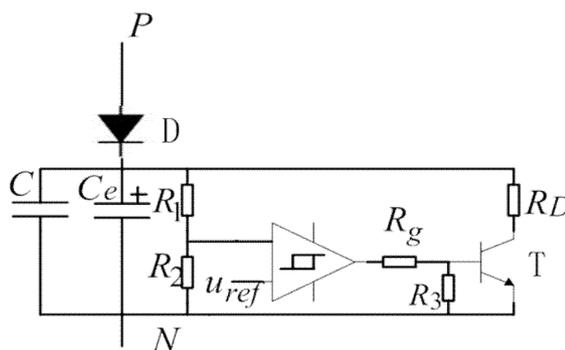
权利要求书 1 页 说明书 4 页 附图 2 页

(54) 发明名称

双级矩阵变换器箝位吸收一体化电路

(57) 摘要

本发明提供了一种双级矩阵变换器箝位吸收一体化电路, 该双级矩阵变换器的箝位吸收一体化电路设置在整流级的输出直流母线的 P 极和 N 极之间, 具体结构为: 二极管 D 的正极接 P 级, 在二极管 D 的负极与整流级的输出直流母线的 N 极之间并联有电解电容  $C_e$ 、高频电容 C 以及由 R1 和 R2 串接而成的电压分压支路; 滞环比较器的输入端接 R1 和 R2 相连的节点, 滞环比较器的输出端通过驱动电阻  $R_g$  接到 IGBT 的栅极, IGBT 的栅极通过下拉电阻 R3 接 N 极, IGBT 的源极接 N 极, IGBT 的漏极通过放电功率电阻  $R_D$  与二极管 D 的负极相接。该电路能有效抑制逆变级瞬时过压, 并能对直流母线过压起到保护作用, 同时结构简单紧凑, 功耗与成本低。



1. 一种双级矩阵变换器箝位吸收一体化电路,其特征在于,该双级矩阵变换器的箝位吸收一体化电路设置在整流级的输出直流母线的P极和N极之间,具体结构为:二极管D的正极接P级,在二极管D的负极与整流级的输出直流母线的N极之间并联有电解电容 $C_e$ 、高频电容C以及由电阻R1和电阻R2串接而成的电压分压支路;滞环比较器的输入端接电阻R1和电阻R2相连的节点,滞环比较器的输出端通过驱动电阻 $R_g$ 接到IGBT的栅极,IGBT的栅极通过下拉电阻R3接N极,IGBT的源极接N极,IGBT的漏极通过放电功率电阻 $R_o$ 与二极管D的负极相接。

2. 根据权利要求1所述的双级矩阵变换器箝位吸收一体化电路,其特征在于,所述的滞环比较器的第一阈值为590V,第二阈值为648V。

## 双级矩阵变换器箝位吸收一体化电路

### 技术领域

[0001] 本发明属于电力电子技术领域,涉及一种双级矩阵变换器箝位吸收一体化电路。

### 技术背景

[0002] 双级矩阵变换器能够实现能量双向流通、正弦输入输出电流、输入功率因数可控等功能,且具有结构紧凑、换流复杂度低和开关损耗少等优点,是具有广泛应用前景的绿色变频装置。双级矩阵变换器由电流型整流级和电压型逆变级两部分构成,由于双级矩阵变换器拓扑结构的独特性,用于常规电压型逆变器的箝位吸收电路在双级矩阵变换器中不再适用。因此,有必要针对双级矩阵变换器运行特点研制适于双级矩阵变换器的箝位吸收电路,为双级矩阵变换器工业应用奠定基础。

### 发明内容

[0003] 本发明的目的是提出一种双级矩阵变换器箝位吸收一体化电路,该电路能有效抑制逆变级瞬时过压,并能对直流母线过压起到保护作用,同时结构简单紧凑,功耗与成本低。

[0004] 本发明的技术解决方案如下:

[0005] 一种双级矩阵变换器箝位吸收一体化电路,其特征在于,该双级矩阵变换器的箝位吸收一体化电路设置在整流级的输出直流母线的 P 极和 N 极之间,具体结构为:二极管 D 的正极接 P 级,在二极管 D 的负极与整流级的输出直流母线的 N 极之间并联有电解电容  $C_e$ 、高频电容 C 以及由 R1 和 R2 串接而成的电压分压支路;滞环比较器的输入端接 R1 和 R2 相连的节点,滞环比较器的输出端通过驱动电阻  $R_g$  接到 IGBT 的栅极,IGBT 的栅极通过下拉电阻 R3 接 N 极,IGBT 的源极接 N 极,IGBT 的漏极通过放电功率电阻  $R_D$  与二极管 D 的负极相接。

[0006] 根据权利要求 1 所述的双级矩阵变换器箝位吸收一体化电路,其特征在于,所述的滞环比较器的第一阈值为 590V,第二阈值为 648V。

[0007] 本发明主要包括三方面:

[0008] (1) 提出一种逆变级集中式吸收电路,避免了系统功率器件的瞬时过压和减轻系统电磁干扰问题;

[0009] (2) 提出一种直流母线过压保护电路,解决了所驱动的感性负载停机和电网电压异常时引起的母线电压过压问题;

[0010] (3) 本发明涉及双级矩阵变换器的箝位吸收电路一体化设计方法,实现了箝位与吸收电路一体化,降低了系统的复杂性与成本,提高了系统的可靠性。

[0011] 本发明所述的逆变级集中式吸收电路,利用无感电容的高频特性,集中吸收系统的瞬时高压,保护了功率器件免受瞬时过压损坏。

[0012] 本发明所述的直流母线过压保护电路,根据功率器件的耐压值和双级矩阵变换器正常工作时的母线电压,设置合适的阈值电压去触发泄放回路导通,使直流母线电压处于

安全范围。

[0013] 本发明所述的双级矩阵变换器集中式箝位吸收一体化设计方法,针对双级矩阵变换器的独特性,通过独特的设计,将箝位与吸收电路集成在一起,降低了系统的体积与成本,提高了双级矩阵变换器工作的可靠性。

[0014] 有益效果:

[0015] 本发明巧妙借助双级矩阵变换器的常规箝位电路,利用高频电容与释放回路组成了用于双级矩阵变换器的箝位吸收一体化电路。该电路具有结构紧凑简单,瞬时电压尖峰吸收能力强和过压保护完善的优点,很好地解决了双级矩阵变换器当中的箝位吸收电路设计难题。本发明的优势具体体现在以下几个方面:

[0016] 1、电路结构简单紧凑,易于实现;

[0017] 2、箝位吸收能力强:利用高频电容吸收瞬时电压尖峰,利用释放回路将直流母线电压箝位在一安全范围之内;

[0018] 3、系统体积与成本能得到有效降低:相比于传统 RC 吸收电路等拓扑,本发明只需在双级矩阵变换器的箝位电路基础上增加一个高频电容和释放回路,从而降低了硬件体积与成本;

[0019] 4、本发明能够提高双级矩阵变换器的可靠性:本发明应用于双级矩阵变换器后,能有效防止过电压损坏变换器中至关重要的功率器件,从而提高了整个系统运行的可靠性。

#### 附图说明

[0020] 图 1 是安装了集中式箝位吸收一体化电路的双级矩阵变换器拓扑结构;

[0021] 图 2 是双级矩阵变换器直流母线电压波形;

[0022] 图 3 是逆变器电容吸收电路;

[0023] 图 4 是双级矩阵变换器的集中式箝位吸收一体化电路;

[0024] 标号说明:1- 输入滤波器,2- 双级矩阵变换器整流级,3- 箝位电路,4- 双级矩阵变换器逆变级,5- 负载,6- 双级矩阵变换器箝位吸收一体化电路。

#### 具体实施方式

[0025] 以下将结合图和具体实施过程对本发明做进一步详细说明。

[0026] 实施例 1:

[0027] 图 1 为双级矩阵变换器的拓扑结构,它由输入滤波器 1、双级矩阵变换器整流级 2、箝位电路 3、双级矩阵变换器逆变级 4、负载 5 和双级矩阵变换器箝位吸收一体化电路 6 组成。电流型整流级与电压型逆变级直接连接。

[0028] 为了使得三相输入电流正弦和输入端达到单位功率因数,需要采用如下调制方法计算得到整流级占空比:

[0029] 双级矩阵变换器整流级的占空比为

$$[0030] \quad d_1 = \sin(k\pi/3 - \theta - \pi/6) \quad (1)$$

$$[0031] \quad d_2 = \cos(\theta - k\pi/3) \quad (2)$$

[0032] 式中, k 值为电流参考矢量所在的扇区号,  $\theta$  为电流参考矢量的绝对相角,  $d_1$  为第

k 个非零矢量的占空比,  $d_2$  为第 k+1 个非零矢量的占空比。由于整流级无零矢量, 因此还需对式 (1) 和 (2) 进行归一化处理:

$$[0033] \quad d'_1 = d_1 / (d_1 + d_2) \quad (3)$$

$$[0034] \quad d'_2 = d_2 / (d_1 + d_2) \quad (4)$$

[0035]  $d'_1$  与  $d'_2$  为整流级一个开关周期的两段占空比, 即在  $d'_1$  时间内利用第一个输入线电压,  $d'_2$  时间内利用第二个输入线电压, 由此可见双级矩阵变换器的直流母线电压  $u_{dc}$  在一个开关周期里是由两个不同的输入线电压合成的, 是一时变脉动的直流电压, 根据调制原理可以算出直流母线电压的幅值范围为  $0.5u_{1p} \sim u_{1p}$ ,  $u_{1p}$  为输入线电压的峰值。双级矩阵变换器的直流母线电压如图 2 所示, 由图 2 可见直流母线电压的瞬时脉动很大。

[0036] 图 3 为传统的电压型逆变器电容式集中吸收电路拓扑结构。电容两端分别连接到直流母线的 P 极和 N 极。当此吸收电路用于电压型逆变器当中时, 由于普通电压型逆变器的直流母线电压一般为平滑恒定值, 因此吸收电容仅吸收回路杂散电感的储能, 吸收电容 c 的取值按下式进行:

$$[0037] \quad \frac{1}{2}c(u_m^2 - u_{dc}^2) \geq \frac{1}{2}Li_{dc}^2 \quad (5)$$

[0038]  $L$  为回路的总杂散电感,  $i_{dc}$  为直流母线最大电流。通过电容的电流为  $i_c = c \frac{du}{dt} = c \frac{\Delta u}{dt}$ ,  $\Delta u = u_m - u_{dc}$ ,  $c$  为吸收电容,  $u_m$  为母线上最大电压, 由功率器件的最大允许电压确定,  $u_{dc}$  为直流母线正常工作时的恒定电压。如果将此吸收电路应用于双级矩阵变换器中, 由前面分析可知, 双级矩阵变换器的直流母线电压是一幅值在  $0.5u_{1p} \sim u_{1p}$  变化的脉动直流, 若吸收电容的取值仍按式 (5), 由于双级矩阵变换器中直流母线上  $\frac{du}{dt}$  很大, 因而吸收电容上的电流也非常大, 而且由于双级矩阵变换器没有中间储能大电容, 吸收电容上的大电流必然流过双级矩阵变换器的整流级功率开关, 如此大的电流对吸收电容和功率开关是很大的威胁, 特别是功率开关。采用其它形式的吸收电路拓扑如 RC 亦存在冲击电流与功耗之间的矛盾, 变换器的开关频率越高, 上述问题愈加严峻, 双级矩阵变换器箝位吸收电路的设计难处即在此处。

[0039] 本发明涉及双级矩阵变换器的箝位吸收一体化电路, 电路拓扑见图 4。它由二极管 D、电解电容  $C_e$ 、高频电容 C、电压分压网络 R1 和 R2、滞环比较器、驱动电阻  $R_g$ 、栅极下拉电阻 R3、放电功率电阻  $R_p$  和放电 IGBT T 组成。电压分压网络 R1 和 R2 起采样直流母线电压作用, 驱动电阻  $R_g$  起驱动放电 IGBT T 的作用, 栅极下拉电阻 R3 起防止放电 IGBT T 误导通的作用。二极管 D 和电解电容  $C_e$  是双级矩阵变换器通用的箝位电路, 它主要用于系统关机时存储负载漏感的储能, 以防直流母线电压泵升, 威胁功率器件, 正常工作时  $C_e$  电压充至  $u_{1p}$ 。图 4 中各个参数分别为: C 为 0.22 $\mu$ f/1200V,  $C_e$  为 11.75 $\mu$ f/1000V, R1 为 390k 欧姆 /2W, R2 为 3.4k 欧姆 /2W,  $R_g$  为 10 欧姆 /2W, R3 为 10k 欧姆 /0.25W,  $R_p$  为 27 欧姆 /5W, IGBT T 选 1200V/60A。

[0040] 双级矩阵变换器的箝位吸收一体化电路设置在整流级的输出直流母线的 P 极和 N 极之间, 具体结构为: 二极管 D 的正极接 P 级, 在二极管 D 的负极与整流级的输出直流母线的 N 极之间并联有电解电容  $C_e$ 、高频电容 C 以及由 R1 和 R2 串接而成的电压分压支路; 滞环比较器的输入端接 R1 和 R2 相接的节点, 滞环比较器的输出端通过驱动电阻  $R_g$  接到 IGBT

的栅极, IGBT 的栅极通过下拉电阻 R3 接 N 极, IGBT 的源极接 N 极, IGBT 的漏极通过放电功率电阻  $R_D$  与二极管 D 的负极相接。

[0041] 此发明的原理为: 在电解电容  $C_e$  上并联适当容量的高频电容 C, 结合二极管 D 的单向导通性, 吸收直流母线上的瞬时电压尖峰, 保护功率器件。由于正常工作时无感电容 C 上的电压大于或等于直流电压 (幅值为  $u_{1p}$ ), 虽然母线电压变化很快, 但调制算法引起的快变的电压对吸收电容无影响, 所以没有瞬时大电流通过无感电容 C, 因此它的工作情况类似于前述的普通电压型逆变器中电容式集中吸收电路, 仅吸收回路杂散电感的储能, 这是本发明中涉及到的逆变级集中式瞬时过压吸收方面。

[0042] 本发明涉及到的直流母线过压保护电路的工作原理为: 设定系统正常的工作电压区域为 1.1 倍~1.3 倍的理论 (不考虑寄生电感的影响) 最大母线瞬时电压。通过电压分压网络检测吸收电容两端的电压, 与事先设置好的滞环比较两个阈值电压进行比较 (图 4 中为简便起见阈值电压只用了一个标示符号  $u_{ref}$ , 实际中第一阈值为 590V, 第二阈值为 648V。若直流母线电压在正常范围, 滞环比较器输出为低电平, 放电 IGBT T 不导通; 直流母线电压高出正常工作电压的上限时, 滞环比较器输出高电平, 触发放电 IGBT T 导通, 放电功率电阻  $R_D$  和放电 IGBT T 组成的能量释放回路释放多余的能量, 直到电压低于正常工作电压的下限, 关闭能量释放电路。滞环机制的引入, 一方面降低了系统的功耗, 另一方面降低了释放电路 IGBT 的开关频率。

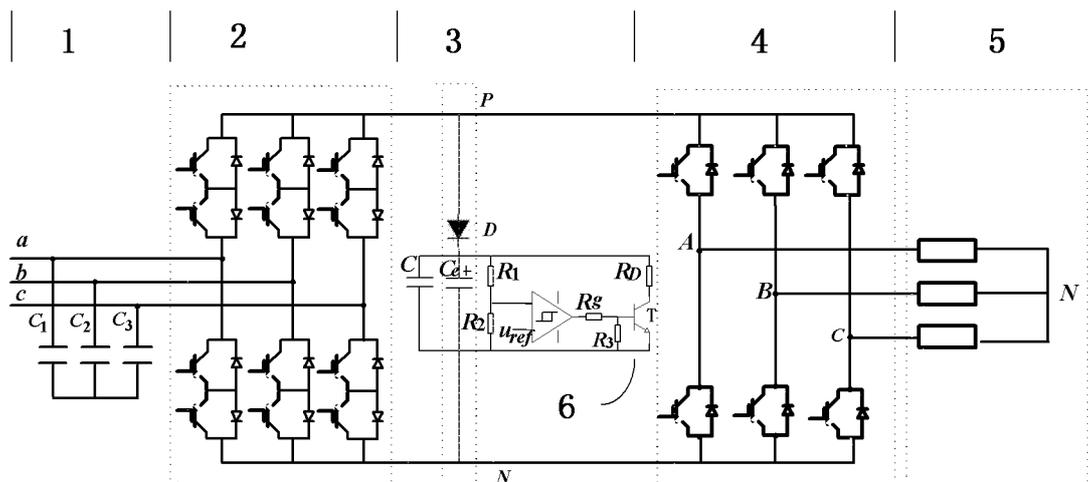


图 1

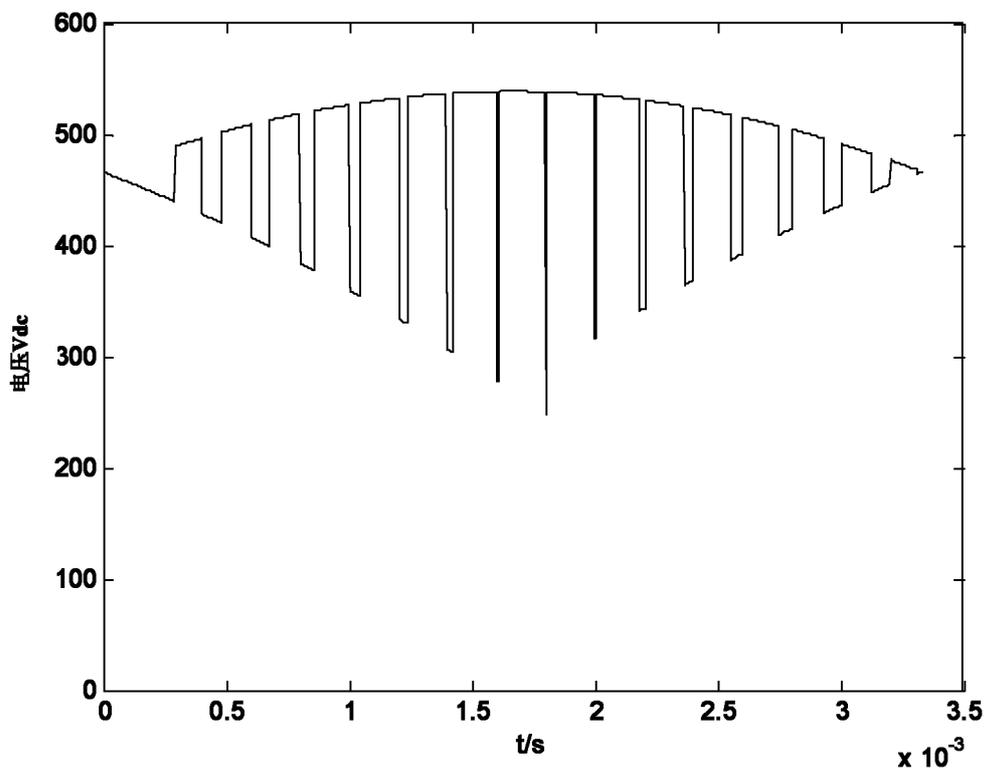


图 3

图 2

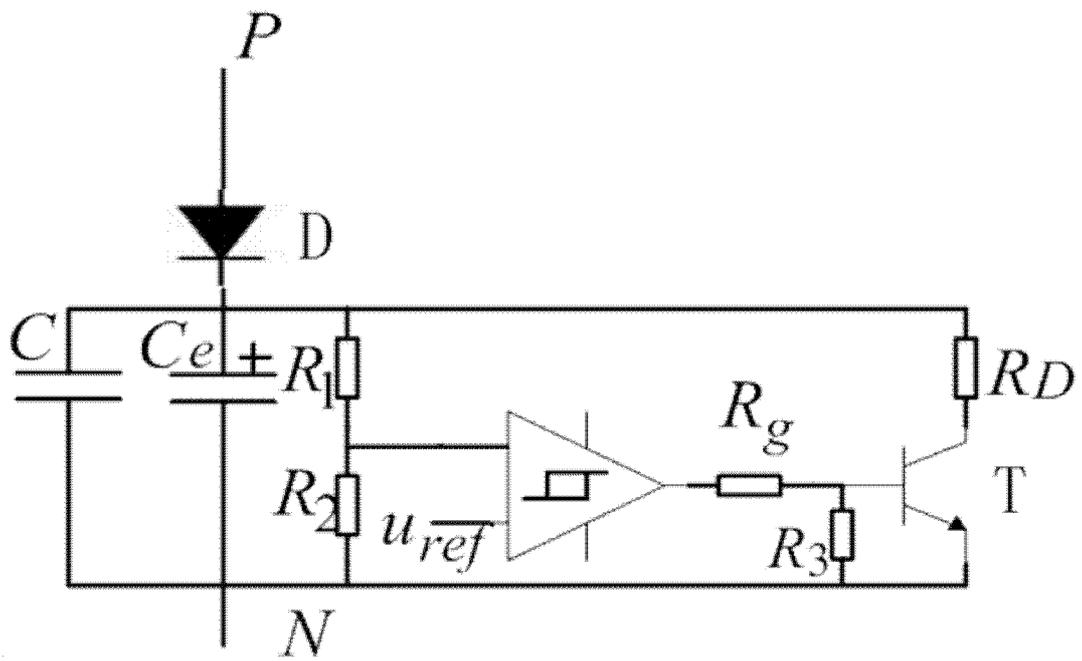


图 4