



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 111669041 B

(45) 授权公告日 2021.04.27

(21) 申请号 202010465553.X

CN 107565825 A, 2018.01.09

(22) 申请日 2020.05.28

CN 101267168 A, 2008.09.17

(65) 同一申请的已公布的文献号

CN 101556307 A, 2009.10.14

申请公布号 CN 111669041 A

CN 102420538 A, 2012.04.18

(43) 申请公布日 2020.09.15

CN 101494383 A, 2009.07.29

(73) 专利权人 合肥工业大学

CN 105871051 A, 2016.08.17

地址 230009 安徽省合肥市屯溪路193号

CN 108531716 A, 2018.09.14

US 2016087526 A1, 2016.03.24

(72) 发明人 刘芳 周建建 王佳宁 邓金鑫

WO 2014059349 A1, 2014.04.17

吴梓群

CN 107681892 A, 2018.02.09

CN 102680895 A, 2012.09.19

(74) 专利代理机构 合肥和瑞知识产权代理事务所(普通合伙) 34118

刘芳,等. 大功率高升压比光伏直流变压器控制策略.《电力电子技术》.2019, (第5期),

代理人 王挺

石荣亮,等. 基于虚拟同步发电机的微网运行模式无缝切换控制策略.《电力系统自动化》.2016, 第40卷(第10期),

(51) Int. Cl.

H02M 1/36 (2007.01)

(续)

贺术,等. 一种改进的中频逆变器并联控制系统.《电力电子技术》.2011, 第45卷(第6期),

(56) 对比文件

CN 106374830 A, 2017.02.01

CN 110190741 A, 2019.08.30

CN 105429183 A, 2016.03.23

CN 208386446 U, 2019.01.15

CN 108448740 A, 2018.08.24

(续)

审查员 胡艳梅

权利要求书4页 说明书11页 附图2页

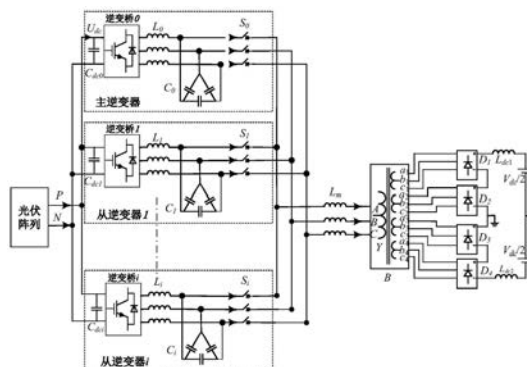
(54) 发明名称

大功率高升压比直流变流器缓启动控制方法

升压比直流变流器安全、可靠启动,同时提高了变流器的电磁兼容性,且控制简单,易于工程实现。

(57) 摘要

本发明涉及直流升压汇集系统技术领域,具体涉及一种大功率高升压比直流变流器缓启动控制方法。当主逆变器检测到自身直流侧电压达到允许启动的电压值,主逆变器/从逆变器开始输出电压开环缓启动,然后主逆变器进入闭环运行状态,接着从逆变器1进入闭环缓启动状态,其他从逆变器按照从逆变器1的闭环缓启动方式依次顺序进行闭环缓启动。所有从逆变器闭环缓启动成功后,主逆变器再进行直流侧电压外环缓启动,缓启动结束。本发明能够抑制大功率高升压比直流变流器开机启动过程中出现的冲击电压和冲击电流,无需增加硬件电路,实现大功率高



CN 111669041 B

[接上页]

(51) Int.Cl.

H02M 1/34 (2007.01)

(56) 对比文件

Jie Zhang;Fang Liu;Jinxin Deng;Zhe
Zhang;Meng Wang.High-Power High-Step-Up

Ratio DC Solid-State Transformer Based on
Medium-Frequency Inversion.《2018 IEEE
International Power Electronics and
Application Conference and Exposition
(PEAC)》.2018,

1. 一种大功率高升压比直流变流器缓启动控制方法,其特征在于,所述的大功率高升压比直流变流器包括一个逆变器组、一个网侧三相电感、一个升压变压器、四个相同的三相二极管整流桥和两个相同的高压滤波电路;

所述逆变器组由K+1个相同的逆变器组成,K为正整数,在每个逆变器中均包含了一个直流侧电容、一个逆变桥、一个桥臂侧三相电感、一个接触器和一个三相交流滤波电容,即逆变器组由K+1个相同的直流侧电容、K+1个相同的逆变桥、K+1个相同的桥臂侧三相电感、K+1个相同的三相交流滤波电容和K+1个相同的接触器组成;在每个逆变器中,逆变桥的输入端与直流侧电容并联,逆变桥的输出端与桥臂侧三相电感的一端串联,桥臂侧三相电感的另一端与接触器串联,三相交流滤波电容并联在桥臂侧三相电感和接触器的串联电路中;K+1个直流侧电容相互并联,连接到光伏阵列输出侧正母线P与负母线N之间,K+1个接触器并联后与网侧三相电感串联,网侧三相电感的另一端与升压变压器的原边相连接,升压变压器的副边分别与四个三相二极管整流桥连接,四个三相二极管整流桥的后级经过两个高压滤波电路后并入直流电网;

将K+1个逆变器中的一个设为主逆变器,主逆变器中的直流侧电容记为直流侧电容 C_{dc0} ,主逆变器中的三相交流滤波电容记为滤波电容 C_0 ,主逆变器中的接触器记为接触器 S_0 ;其他K个逆变器设为从逆变器,将K个从逆变器中的任一个从逆变器记为从逆变器 i , $i=1, 2, \dots, K$,从逆变器 i 中的直流侧电容记为直流侧电容 C_{dci} ,从逆变器 i 中的三相交流滤波电容记为滤波电容 C_i ,从逆变器中的接触器记为接触器 S_i ;

所述大功率高升压比直流变流器缓启动控制方法包括以下步骤:

步骤1,实时采样以及坐标变换

对以下参数进行实时采样:主逆变器直流侧电容 C_{dc0} 上的电压并记为主逆变器直流侧电压 U_{dc} ,升压变压器原边侧交流电压 u_a, u_b, u_c ,主逆变器桥臂侧三相电感电流 i_{La}, i_{Lb}, i_{Lc} ,从逆变器 i 桥臂侧三相电感电流 $i_{Lai}, i_{Lbi}, i_{Lci}$,从逆变器 i 桥臂侧三相电感之后、接触器之前的电压并记为从逆变器 i 桥臂侧LC滤波后电压 $u_{sai}, u_{sbi}, u_{sci}$;

对升压变压器原边侧交流电压 u_a, u_b, u_c ,主逆变器桥臂侧三相电感电流 i_{La}, i_{Lb}, i_{Lc} 、从逆变器 i 桥臂侧三相电感电流 $i_{Lai}, i_{Lbi}, i_{Lci}$ 和从逆变器 i 桥臂侧LC滤波后电压 $u_{sai}, u_{sbi}, u_{sci}$ 分别进行旋转坐标变换,得到升压变压器原边侧交流电压的dq分量 U_d, U_q ,主逆变器桥臂侧三相电感电流的dq分量 I_d, I_q 、从逆变器 i 桥臂侧三相电感电流的dq分量 I_{di}, I_{qi} 和从逆变器 i 桥臂侧LC滤波后电压的dq分量 U_{sdi}, U_{qdi} ;

步骤2,主逆变器/从逆变器输出电压开环缓启动

令大功率高升压比直流变流器缓启动之前,主逆变器/从逆变器的接触器均为断开状态,然后主逆变器检测主逆变器直流侧电压 U_{dc} 是否达到开环运行设定电压值 U_{dc}' ,如果没有达到开环运行设定电压值 U_{dc}' ,保持原状态并继续进行检测;如果达到开环运行设定电压值 U_{dc}' ,主逆变器的接触器 S_0 闭合,K个从逆变器的接触器 S_i 继续保持断开,主逆变器/从逆变器开始输出电压开环缓启动;

设定采样周期为T,以M个采样周期T为时间间隔进行输出电压开环缓启动控制,具体的,将接触器 S_0 闭合时的时刻记为输出电压开环缓启动初始时刻 t_1 ,将经过 $M \times T$ 时间间隔后到达的时刻记为输出电压开环缓启动结束时刻 t_2 ,即 $t_2 - t_1 = M \times T$,M为正整数;

设 t_1^* 是时间段 $t_1 \sim t_2$ 中的任意时刻,主逆变器/从逆变器输出电压开环缓启动给定值

U_{feed_f} 的计算式为:

$$\text{在时间段 } t_1 \sim t_2 \text{ 内, } U_{feed_f} = \frac{U_{o_ref}}{t_2 - t_1} \times (t_1^* - t_1);$$

当时间超过时刻 t_2 , $U_{feed_f} = U_{o_ref}$;

其中, U_{o_ref} 为给定的输出电压开环缓启动最终值;

步骤3, 主逆变器闭环运行

在时间段 $t_1 \sim t_2$ 内, 主逆变器/从逆变器根据开环缓启动控制指令使逆变器组缓慢建立三相交流电压, 当时间超过时刻 t_2 , 主逆变器的直流侧电压外环和交流电流内环开始工作, 主逆变器开始进入闭环运行;

设置主逆变器直流侧电压的闭环运行给定值为 U_{dc}^* , 通过主逆变器的直流侧电压外环控制方程和主逆变器的交流电流内环控制方程求得主逆变器的交流电流内环d轴给定值 I_d^* 、主逆变器输出电压控制信号d轴分量 u_{abc_d} 和主逆变器输出电压控制信号q轴分量 u_{abc_q} ;

主逆变器的直流侧电压外环控制方程为:

$$I_d^* = \left(K_{p_dc} + \frac{K_{s_dc}}{s} \right) (U_{dc}^* - U_{dc})$$

其中, K_{p_dc} 是主逆变器直流侧电压外环的比例系数, K_{s_dc} 是主逆变器直流侧电压外环的积分系数, s 是拉普拉斯算子;

主逆变器的交流电流内环控制方程为:

$$u_{abc_d} = \left(K_{p_ac} + \frac{K_{s_ac}}{s} \right) (I_d^* - I_d) + U_{feed_f}$$

$$u_{abc_q} = \left(K_{p_ac} + \frac{K_{s_ac}}{s} \right) (I_q^* - I_q)$$

其中, K_{p_ac} 是主逆变器交流电流内环的比例系数, K_{s_ac} 是主逆变器交流电流内环的积分系数, I_q^* 是设置的主逆变器交流电流内环q轴给定值;

主逆变器输出电压控制信号d轴分量 u_{abc_d} 和主逆变器输出电压控制信号q轴分量 u_{abc_q} , 通过反坐标变换得到主逆变器输出电压控制指令 u_a^* , u_b^* , u_c^* , 主逆变器输出电压控制指令 u_a^* , u_b^* , u_c^* 控制主逆变器的交流电压达到设定的交流电压额定值, 主逆变器闭环运行完成;

步骤4, K个从逆变器依次进行闭环缓启动

主逆变器闭环运行完成后, 主逆变器将依次发送闭环缓启动指令给K个从逆变器, 控制K个从逆变器依次进行闭环缓启动, 具体的, 主逆变器闭环运行完成后, 主逆变器发送闭环缓启动指令给从逆变器1, 控制从逆变器1进行闭环缓启动, 从逆变器1闭环缓启动完成后, 主逆变器再发送闭环缓启动指令给从逆变器2, 控制从逆变器2进行闭环缓启动, 依次类推, 直到K个从逆变器全部完成闭环缓启动;

其中, 任一个从逆变器即从逆变器i的闭环缓启动过程如下:

步骤4.1, 从逆变器i检测自身的桥臂侧LC滤波后电压 u_{sai} , u_{sbi} , u_{sci} 的相位、幅值与升压变压器原边侧交流电压 u_a , u_b , u_c 的相位、幅值是否完全一致, 如果没有完全一致, 则保持原状态并继续检测; 如果完全一致, 从逆变器i的接触器 S_i 闭合, 从逆变器i开始闭环缓启动;

步骤4.2, 以N个采样周期T为时间间隔进行从逆变器i闭环缓启动控制, 具体的, 将接触

器 S_i 闭合的时刻记为从逆变器 i 闭环缓启动开始时刻 t_{i1} ,将经过 $N \times T$ 时间间隔后到达的时刻记为从逆变器 i 闭环缓启动结束时刻 t_{i2} ,即 $t_{i2} - t_{i1} = N \times T$, N 为正整数;

设 t_{i1}^* 是时间段 $t_{i1} \sim t_{i2}$ 中的任意时刻,从逆变器 i 闭环缓启动有功给定值 P_i^* 和从逆变器 i 闭环缓启动无功给定值 Q_i^* 的计算式为:

$$\text{在时间段 } t_{i1} \sim t_{i2} \text{ 内, } P_i^* = \frac{P_N^*}{t_{i2} - t_{i1}} \times (t_{i1}^* - t_{i1}) \quad Q_i^* = \frac{Q_N^*}{t_{i2} - t_{i1}} \times (t_{i1}^* - t_{i1})$$

当时间超过时刻 t_{i2} , $P_i^* = P^*$ $Q_i^* = Q^*$

其中, P_N^* 为主逆变器有功功率指令值 P^* 从输出电压开环缓启动结束时刻 t_2 开始,经过10个采样周期得到的平均值, Q_N^* 为主逆变器无功功率指令值 Q^* 从输出电压开环缓启动结束时刻 t_2 开始,经过10个采样周期得到的平均值,主逆变器有功功率指令值 P^* 和主逆变器无功功率指令值 Q^* 的计算式分别如下:

$$P^* = \frac{3}{2}(U_d \times I_d + U_q \times I_q)$$

$$Q^* = \frac{3}{2}(U_d \times I_q - U_q \times I_d)$$

步骤4.3,通过从逆变器 i 功率环控制方程求得从逆变器 i 的有功功率 P_i 、从逆变器 i 的无功功率 Q_i 、从逆变器 i 交流电流内环d轴的给定值 I_{di}^* 和从逆变器 i 交流电流内环q轴的给定值 I_{qi}^* ;

从逆变器 i 功率环控制方程为:

$$P_i = \frac{3}{2}(U_{sdi} \times I_{di} + U_{sqi} \times I_{qi})$$

$$Q_i = \frac{3}{2}(U_{sdi} \times I_{qi} - U_{sqi} \times I_{di})$$

$$I_{di}^* = (K_{p_pi} + K_{s_pi}/s)(P_i^* - P_i)$$

$$I_{qi}^* = (K_{p_pi} + K_{s_pi}/s)(Q_i^* - Q_i)$$

其中, K_{p_pi} 是从逆变器 i 功率外环的比例系数, K_{s_pi} 是从逆变器 i 功率外环的积分系数;

步骤4.4,通过从逆变器 i 的交流电流内环控制方程求得从逆变器 i 输出电压控制信号d轴分量 u_{abc_di} 、从逆变器 i 输出电压控制信号q轴分量 u_{abc_qi} ;

从逆变器 i 的交流电流内环控制方程为:

$$u_{abc_di} = \left(K_{p_aci} + \frac{K_{s_aci}}{s} \right) (I_{di}^* - I_{di}) + U_{feed_f}$$

$$u_{abc_qi} = \left(K_{p_aci} + \frac{K_{s_aci}}{s} \right) (I_{qi}^* - I_{qi})$$

其中, K_{p_aci} 是从逆变器 i 的交流电流内环的比例系数, K_{s_aci} 是从逆变器 i 的交流电流内环的积分系数;

从逆变器 i 输出电压控制信号d轴分量 u_{abc_di} 和从逆变器 i 输出电压控制信号q轴分量 u_{abc_qi} ,通过反坐标变换得到从逆变器 i 的输出电压控制指令 u_{ai}^* , u_{bi}^* , u_{ci}^* ,从逆变器 i 的输出电压控制指令 u_{ai}^* , u_{bi}^* , u_{ci}^* 控制从逆变器 i 的交流电压达到设定的交流电压额定值,从逆

变器i闭环缓启动完成并将完成信号发送给主逆变器；

步骤5,主逆变器直流侧电压外环缓启动

主逆变器收到最后一台从逆变器完成闭环缓启动的信号后,开始进行主逆变器直流侧电压外环缓启动,具体的,修改主逆变器直流侧电压的闭环运行给定值 U_{dc}^* 为主逆变器直流侧电压外环缓启动给定值 U_{dc}^{**} ,使得逆变器组工作在最大功率点处；

主逆变器直流侧电压外环缓启动的实现方法如下：

以Z个采样周期T为时间间隔进行主逆变器直流侧电压外环缓启动控制,具体的,将主逆变器收到最后一台从逆变器完成闭环缓启动信号的时刻记为主逆变器直流侧电压外环缓启动开始时刻 t_3 ,将经过 $Z \times T$ 时间间隔后到达的时刻记为主逆变器直流侧电压外环缓启动结束时刻 t_4 ,即 $t_4 - t_3 = Z \times T$,Z为正整数；

设 t_3^* 是时间段 $t_3 \sim t_4$ 中的任意时刻,主逆变器直流侧电压外环缓启动给定值 U_{dc}^{**} 计算式如下：

$$\text{在时间段 } t_3 \sim t_4 \text{ 内, } U_{dc}^{**} = \frac{U_{dc_max} - U_{dc}^*}{t_4 - t_3} \times (t_3^* - t_3)$$

当时间超过时刻 t_4 , $U_{dc}^{**} = U_{dc_max}$

其中, U_{dc_max} 为最大功率点对应的主逆变器直流侧电压值；

至此,整个大功率高升压比直流变流器缓启动结束。

大功率高升压比直流变流器缓启动控制方法

技术领域

[0001] 本发明涉及直流升压汇集系统技术领域,具体涉及一种大功率高升压比直流变流器缓启动控制方法。

背景技术

[0002] 为解决能源短缺的问题,太阳能开发利用规模快速扩大,技术进步和产业升级加快,成本显著降低,已成为全球能源转型的重要领域。截止2019年年底,全国光伏发电累计装机容量达到20430万千瓦。国家重点研发计划项目指南已将建设千万千瓦级大型可再生能源发电基地列入具体目标,其中超过2/3的大型光伏电站将在东北、华北和西北荒漠化地区集中开发。“大规模汇集、远距离送出”将成为国内未来光伏发电基地建设的关键技术情景。

[0003] 传统的光伏电站采用交流升压汇集技术,但是由于光伏发电的随机性、波动性、加上长距离传输电缆与逆变器之间的耦合,交流升压汇集技术在传输稳定性方面存在很大问题,并且交流线路损耗大影响系统整体效率。随着直流输电技术的发展和成熟,光伏电站采用直流升压汇集送出成为可能。直流汇集系统稳定性更高、无需无功补偿,且同样电压等级下输送能力更强、损耗更小。光伏电站直流升压汇集技术,有望成为解决目前光伏电站稳定问题和整体效率低下的有效途径。直流升压汇集系统对比于交流升压汇集系统更加稳定,远距离传输能力更强,损耗更小,整体效率更高。

[0004] 中国专利公布号为CN106357119A的专利《大功率高压光伏直流升压变流器装置及控制方法》,提出了一种光伏直流升压变流器装置和它的控制方法。但是仅仅提出了光伏直流升压变流器的稳态时的有效并网方式,对其开机启动的暂态过程并未进行说明,而且没有实现工程化的应用。

[0005] 中国专利公布号为CN109103921A的专利《一种光伏直流升压汇集系统及其启动控制方法》,提出了一种光伏直流升压汇集系统,但是此文献所提出的光伏直流变流器与本专利所提的光伏直流变流器拓扑结构不同、控制方法和工作模式也不相同。

[0006] 题为“Distributed Voltage and Frequency Control of Offshore Wind Farms Connected With a Diode-Based HVdc Link”Blasco-Gimenez,R,et al,《IEEE Transactions on Power Electronics》25.12(2010):3095-3105(《基于二极管的高压直流海上风电场的分布式电压和频率控制》,《IEEE电力电子学报》,2010年第25卷第12期3095~3105页)的文章提出了应用于海上风电场的工频高压大功率直流变流器拓扑,并对其稳态运行时的控制策略进行了研究,但是文献并未提到直流变流器缓启动时候的控制方式。

[0007] 中国专利公布号为CN110190741A的专利《大功率高升压比光伏直流变流器启动控制方法》,提出了一种大功率高升压比光伏直流变流器启动控制方法。但是该专利仅仅是提出了一种启动控制方法,并未提出具体的缓启动控制方法。

[0008] 总之,现有存在的问题如下:

[0009] (1) 大功率高升压比直流变流器功率大,电流大,电压高,在启动过程中会出现较

大的冲击电压和冲击电流,极易造成变流器损坏和安全事故发生,必须采用缓启动方法对其进行抑制。

[0010] (2)对于大功率高升压比直流变流器,国内外的主要的研究点都集中在对其拓扑结构方面的研究,而对这种多机并联系统的直流变流器的缓启动具体控制方法未有文献描述。

发明内容

[0011] 为了克服上述现有技术的不足,本发明提出了一种大功率高升压比直流变流器的缓启动控制方法,此方法不需要增加附加的硬件电路,仅仅通过控制方式的改变,能够抑制大功率高升压比直流变流器开机启动过程中出现的冲击电压和冲击电流,实现大功率高升压比直流变流器安全、可靠启动,对变流器本身起到保护作用,同时提高其电磁兼容性,且控制简单,易于工程实现。

[0012] 本发明的目的是这样实现的,本发明提供了一种大功率高升压比直流变流器缓启动控制方法,一种大功率高升压比直流变流器缓启动控制方法,其特征在于,所述的大功率高升压比直流变流器包括一个逆变器组、一个网侧三相电感、一个升压变压器、四个相同的三相二极管整流桥和两个相同的高压滤波电路;

[0013] 所述逆变器组由K+1个相同的逆变器组成,K为正整数,在每个逆变器中均包含了一个直流侧电容、一个逆变桥、一个桥臂侧三相电感、一个接触器和一个三相交流滤波电容,即逆变器组由K+1个相同的直流侧电容、K+1个相同的逆变桥、K+1个相同的桥臂侧三相电感、K+1个相同的三相交流滤波电容和K+1个相同的接触器组成;在每个逆变器中,逆变桥的输入端与直流侧电容并联,逆变桥的输出端与桥臂侧三相电感的一端串联,桥臂侧三相电感的另一端与接触器串联,三相交流滤波电容并联在桥臂侧三相电感和接触器的串联电路中;K+1直流侧电容相互并联,连接到光伏阵列输出侧正母线P与负母线N之间,K+1个接触器并联后与网侧三相电感串联,网侧三相电感的另一端与升压变压器的原边相连接,升压变压器的副边分别与四个三相二极管整流桥连接,四个三相二极管整流桥的后级经过两个高压滤波电路后并入直流电网;

[0014] 将K+1个逆变器中的一个设为主逆变器,主逆变器中的直流侧电容记为直流侧电容 C_{dc0} ,主逆变器中的三相交流滤波电容记为滤波电容 C_0 ,主逆变器中的接触器记为接触器 S_0 ;其他K个逆变器设为从逆变器,将K个从逆变器中的任一个从逆变器记为从逆变器 i , $i=1,2,\dots,K$,从逆变器 i 中的直流侧电容记为直流侧电容 C_{dci} ,从逆变器 i 中的三相交流滤波电容记为滤波电容 C_i ,从逆变器中的接触器记为接触器 S_i ;

[0015] 所述大功率高升压比直流变流器缓启动控制方法包括以下步骤:

[0016] 步骤1,实时采样以及坐标变换

[0017] 对以下参数进行实时采样:主逆变器直流侧电容 C_{dc0} 上的电压并记为主逆变器直流侧电压 U_{dc} ,升压变压器原边侧交流电压 u_a, u_b, u_c ,主逆变器桥臂侧三相电感电流 i_{La}, i_{Lb}, i_{Lc} ,从逆变器 i 桥臂侧三相电感电流 $i_{Lai}, i_{Lbi}, i_{Lci}$,从逆变器 i 桥臂侧三相电感之后、接触器之前的电压并记为从逆变器 i 桥臂侧LC滤波后电压 $u_{sai}, u_{sbi}, u_{sci}$;

[0018] 对升压变压器原边侧交流电压 u_a, u_b, u_c ,主逆变器桥臂侧三相电感电流 i_{La}, i_{Lb}, i_{Lc} 、从逆变器 i 桥臂侧三相电感电流 $i_{Lai}, i_{Lbi}, i_{Lci}$ 和从逆变器 i 桥臂侧LC滤波后电压 u_{sai} ,

u_{sbi}, u_{sci} 分别进行旋转坐标变换, 得到升压变压器原边侧交流电压的dq分量 U_d, U_q , 主逆变器桥臂侧三相电感电流的dq分量 I_d, I_q 、从逆变器i桥臂侧三相电感电流的dq分量 I_{di}, I_{qi} 和从逆变器i桥臂侧LC滤波后电压的dq分量 U_{sdi}, U_{qdi} ;

[0019] 步骤2, 主逆变器/从逆变器输出电压开环缓启动

[0020] 令大功率高升压比直流变流器缓启动之前, 主逆变器/从逆变器的接触器均为断开状态, 然后主逆变器检测主逆变器直流侧电压 U_{dc} 是否达到开环运行设定电压值 U_{dc}' , 如果没有达到开环运行设定电压值 U_{dc}' , 保持原状态并继续进行检测; 如果达到开环运行设定电压值 U_{dc}' , 主逆变器的接触器 S_0 闭合, K个从逆变器的接触器 S_1 继续保持断开, 主逆变器/从逆变器开始输出电压开环缓启动;

[0021] 设定采样周期为T, 以M个采样周期T为时间间隔进行输出电压开环缓启动控制, 具体的, 将接触器 S_0 闭合时的时刻记为输出电压开环缓启动初始时刻 t_1 , 将经过 $M \times T$ 时间间隔后到达的时刻记为输出电压开环缓启动结束时刻 t_2 , 即 $t_2 - t_1 = M \times T$, M为正整数;

[0022] 设 t_1^* 是时间段 $t_1 \sim t_2$ 中的任意时刻, 主逆变器/从逆变器输出电压开环缓启动给定值 U_{feed_f} 的计算式为:

$$[0023] \quad \text{在时间段 } t_1 \sim t_2 \text{ 内, } U_{feed_f} = \frac{U_{o_ref}}{t_2 - t_1} \times (t_1^* - t_1);$$

[0024] 当时间超过时刻 t_2 , $U_{feed_f} = U_{o_ref}$;

[0025] 其中, U_{o_ref} 为给定的输出电压开环缓启动最终值;

[0026] 步骤3, 主逆变器闭环运行

[0027] 在时间段 $t_1 \sim t_2$ 内, 主逆变器/从逆变器根据开环缓启动控制指令使逆变器组缓慢建立三相交流电压, 当时间超过时刻 t_2 , 主逆变器的直流侧电压外环和交流电流内环开始工作, 主逆变器开始进入闭环运行;

[0028] 设置主逆变器直流侧电压的闭环运行给定值为 U_{dc}^* , 通过主逆变器的直流侧电压外环控制方程和主逆变器的交流电流内环控制方程求得主逆变器的交流电流内环d轴给定值 I_d^* 、主逆变器输出电压控制信号d轴分量 u_{abc_d} 和主逆变器输出电压控制信号q轴分量 u_{abc_q} ;

[0029] 主逆变器的直流侧电压外环控制方程为:

$$[0030] \quad I_d^* = \left(K_{p_dc} + \frac{K_{s_dc}}{s} \right) (U_{dc}^* - U_{dc})$$

[0031] 其中, K_{p_dc} 是主逆变器直流侧电压外环的比例系数, K_{s_dc} 是主逆变器直流侧电压外环的积分系数, s是拉普拉斯算子;

[0032] 主逆变器的交流电流内环控制方程为:

$$[0033] \quad u_{abc_d} = \left(K_{p_ac} + \frac{K_{s_ac}}{s} \right) (I_d^* - I_d) + U_{feed_f}$$

$$[0034] \quad u_{abc_q} = \left(K_{p_ac} + \frac{K_{s_ac}}{s} \right) (I_q^* - I_q)$$

[0035] 其中, K_{p_ac} 是主逆变器交流电流内环的比例系数, K_{s_ac} 是主逆变器交流电流内环的积分系数, I_q^* 是设置的主逆变器交流电流内环q轴给定值;

[0036] 主逆变器输出电压控制信号d轴分量 u_{abc_d} 和主逆变器输出电压控制信号q轴分量 u_{abc_q} ,通过反坐标变换得到主逆变器输出电压控制指令 u_a^*, u_b^*, u_c^* ,主逆变器输出电压控制指令 u_a^*, u_b^*, u_c^* 控制主逆变器的交流电压达到设定的交流电压额定值,主逆变器闭环运行完成;

[0037] 步骤4,K个从逆变器依次进行闭环缓启动

[0038] 主逆变器闭环运行完成后,主逆变器将依次发送闭环缓启动指令给K个从逆变器,控制K个从逆变器依次进行闭环缓启动,具体的,主逆变器闭环运行完成后,主逆变器发送闭环缓启动指令给从逆变器1,控制从逆变器1进行闭环缓启动,从逆变器1闭环缓启动完成后,主逆变器再发送闭环缓启动指令给从逆变器2,控制从逆变器2进行闭环缓启动,依次类推,直到K个从逆变器全部完成闭环缓启动;

[0039] 其中,任一个从逆变器即从逆变器i的闭环缓启动过程如下:

[0040] 步骤4.1,从逆变器i检测自身的桥臂侧LC滤波后电压 $u_{sai}, u_{sbi}, u_{sci}$ 的相位、幅值与升压变压器原边侧交流电压 u_a, u_b, u_c 的相位、幅值是否完全一致,如果没有完全一致,则保持原状态并继续检测;如果完全一致,从逆变器i的接触器 S_i 闭合,从逆变器i开始闭环缓启动;

[0041] 步骤4.2,以N个采样周期T为时间间隔进行从逆变器i闭环缓启动控制,具体的,将接触器 S_i 闭合的时刻记为从逆变器i闭环缓启动开始时刻 t_{i1} ,将经过 $N \times T$ 时间间隔后到达的时刻记为从逆变器i闭环缓启动结束时刻 t_{i2} ,即 $t_{i2} - t_{i1} = N \times T$,N为正整数;

[0042] 设 t_{i1}^* 是时间段 $t_{i1} \sim t_{i2}$ 中的任意时刻,从逆变器i闭环缓启动有功给定值 P_i^* 和从逆变器i闭环缓启动无功给定值 Q_i^* 的计算式为:

$$[0043] \quad \text{在时间段 } t_{i1} \sim t_{i2} \text{ 内, } P_i^* = \frac{P_N^*}{t_{i2} - t_{i1}} \times (t_{i1}^* - t_{i1}) \quad Q_i^* = \frac{Q_N^*}{t_{i2} - t_{i1}} \times (t_{i1}^* - t_{i1})$$

[0044] 当时间超过时刻 t_{i2} , $P_i^* = P^* Q_i^* = Q^*$

[0045] 其中, P_N^* 为主逆变器有功功率指令值 P^* 从输出电压开环缓启动结束时刻 t_2 开始,经过10个采样周期得到的平均值, Q_N^* 为主逆变器无功功率指令值 Q^* 从输出电压开环缓启动结束时刻 t_2 开始,经过10个采样周期得到的平均值,主逆变器有功功率指令值 P^* 和主逆变器无功功率指令值 Q^* 的计算式分别如下:

$$[0046] \quad P^* = \frac{3}{2}(U_d \times I_d + U_q \times I_q)$$

$$[0047] \quad Q^* = \frac{3}{2}(U_d \times I_q - U_q \times I_d)$$

[0048] 步骤4.3,通过从逆变器i功率环控制方程求得从逆变器i的有功功率 P_i 、从逆变器i的无功功率 Q_i 、从逆变器i交流电流内环d轴的给定值 I_{di}^* 和从逆变器i交流电流内环q轴的给定值 I_{qi}^* ;

[0049] 从逆变器i功率环控制方程为:

$$[0050] \quad P_i = \frac{3}{2}(U_{sdi} \times I_{di} + U_{sqi} \times I_{qi})$$

$$[0051] \quad Q_i = \frac{3}{2}(U_{sdi} \times I_{qi} - U_{sqi} \times I_{di})$$

$$[0052] \quad I_{di}^* = (K_{p_pi} + K_{s_pi}/s) (P_i^* - P_i)$$

$$[0053] \quad I_{qi}^* = (K_{p_pi} + K_{s_pi}/s) (Q_i^* - Q_i)$$

[0054] 其中, K_{p_pi} 是从逆变器i功率外环的比例系数, K_{s_pi} 是从逆变器i功率外环的积分系数;

[0055] 步骤4.4, 通过从逆变器i的交流电流内环控制方程求得从逆变器i输出电压控制信号d轴分量 u_{abc_di} 、从逆变器i输出电压控制信号q轴分量 u_{abc_qi} ;

[0056] 从逆变器i的交流电流内环控制方程为:

$$[0057] \quad u_{abc_di} = \left(K_{p_aci} + \frac{K_{s_aci}}{s} \right) (I_{di}^* - I_{di}) + U_{feed_f}$$

$$[0058] \quad u_{abc_qi} = \left(K_{p_aci} + \frac{K_{s_aci}}{s} \right) (I_{qi}^* - I_{qi})$$

[0059] 其中, K_{p_aci} 是从逆变器i的交流电流内环的比例系数, K_{s_aci} 是从逆变器i的交流电流内环的积分系数;

[0060] 从逆变器i输出电压控制信号d轴分量 u_{abc_di} 和从逆变器i输出电压控制信号q轴分量 u_{abc_qi} , 通过反坐标变换得到从逆变器i的输出电压控制指令 u_{ai}^* , u_{bi}^* , u_{ci}^* , 从逆变器i的输出电压控制指令 u_{ai}^* , u_{bi}^* , u_{ci}^* 控制从逆变器i的交流电压达到设定的交流电压额定值, 从逆变器i闭环缓启动完成并将完成信号发送给主逆变器;

[0061] 步骤5, 主逆变器直流侧电压外环缓启动

[0062] 主逆变器收到最后一台从逆变器完成闭环缓启动的信号后, 开始进行主逆变器直流侧电压外环缓启动, 具体的, 修改主逆变器直流侧电压的闭环运行给定值 U_{dc}^* 为主逆变器直流侧电压外环缓启动给定值 U_{dc}^{**} , 使得逆变器组工作在最大功率点处;

[0063] 主逆变器直流侧电压外环缓启动的实现方法如下:

[0064] 以Z个采样周期T为时间间隔进行主逆变器直流侧电压外环缓启动控制, 具体的, 将主逆变器收到最后一台从逆变器完成闭环缓启动信号的时刻记为主逆变器直流侧电压外环缓启动开始时刻 t_3 , 将经过 $Z \times T$ 时间间隔后到达的时刻记为主逆变器直流侧电压外环缓启动结束时刻 t_4 , 即 $t_4 - t_3 = Z \times T$, Z为正整数;

[0065] 设 t_3^* 是时间段 $t_3 \sim t_4$ 中的任意时刻, 主逆变器直流侧电压外环缓启动给定值 U_{dc}^{**} 计算式如下:

$$[0066] \quad \text{在时间段 } t_3 \sim t_4 \text{ 内, } U_{dc}^{**} = \frac{U_{dc_max} - U_{dc}^*}{t_4 - t_3} \times (t_3^* - t_3)$$

[0067] 当时间超过时刻 t_4 , $U_{dc}^{**} = U_{dc_max}$

[0068] 其中, U_{dc_max} 为最大功率点对应的主逆变器直流侧电压值;

[0069] 至此, 整个大功率高升压比直流变流器缓启动结束。

[0070] 相对于现有技术, 本发明的有益效果是:

[0071] 1、本发明能够抑制大功率高升压比直流变流器开机启动过程中出现的冲击电压和冲击电流, 解决多机并联系统启动过程中的交错影响问题, 能够实现大功率高升压比直流变流器安全、可靠启动。

[0072] 2、大功率高升压比直流变流器的进行缓启动时, 不需要增加附加的缓启硬件电

路,仅仅通过控制方式的改变,达到缓启动的目的,节约成本。

[0073] 3、本发明提出的大功率高升压比直流变流器缓启动方法,极大的降低了变流器启动过程中的故障率,变流器和人身安全都得到了保护,同时提高了变流器的电磁兼容性,且控制简单,易于工程实现。

附图说明

[0074] 图1是本发明的一种大功率高升压比直流变流器拓扑结构图。

[0075] 图2是本发明实施例缓启动过程中逆变器组直流侧电压和升压变压器原边侧电流仿真波形。

[0076] 图3是本发明实施例缓启动过程中从逆变器1输出电压和从逆变器1交流侧电流仿真波形。

具体实施方式

[0077] 图1是本发明大功率高升压比直流变流器拓扑结构,由该图可见,所述的大功率高升压比直流变流器包括一个逆变器组、一个网侧三相电感、一个升压变压器、四个相同的三相二极管整流桥和两个相同的高压滤波电路。

[0078] 所述逆变器组由 $K+1$ 个相同的逆变器组成, K 为正整数,在每个逆变器中均包含了一个直流侧电容、一个逆变桥、一个桥臂侧三相电感、一个接触器和一个三相交流滤波电容,即逆变器组由 $K+1$ 个相同的直流侧电容、 $K+1$ 个相同的逆变桥、 $K+1$ 个相同的桥臂侧三相电感、 $K+1$ 个相同的三相交流滤波电容和 $K+1$ 个相同的接触器组成。在每个逆变器中,逆变桥的输入端与直流侧电容并联,逆变桥的输出端与桥臂侧三相电感的一端串联,桥臂侧三相电感的另一端与接触器串联,三相交流滤波电容并联在桥臂侧三相电感和接触器的串联电路中。 $K+1$ 直流侧电容相互并联,连接到光伏阵列输出侧正母线P与负母线N之间, $K+1$ 个接触器并联后与网侧三相电感串联,网侧三相电感的另一端与升压变压器的原边相连接,升压变压器的副边分别与四个三相二极管整流桥连接,四个三相二极管整流桥的后级经过两个高压滤波电路后并入直流电网。

[0079] 将 $K+1$ 个逆变器中的一个设为主逆变器,主逆变器中的直流侧电容记为直流侧电容 C_{dc0} ,主逆变器中的三相交流滤波电容记为滤波电容 C_0 ,主逆变器中的接触器记为接触器 S_0 。其他 K 个逆变器设为从逆变器,将 K 个从逆变器中的任一个从逆变器记为从逆变器 i , $i=1,2,\dots,K$,从逆变器 i 中的直流侧电容记为直流侧电容 C_{dci} ,从逆变器 i 中的三相交流滤波电容记为滤波电容 C_i ,从逆变器中的接触器记为接触器 S_i 。

[0080] 本发明实施时的有关电气参数设置如下:

[0081] $K=3$,即逆变器组包括4个相同的逆变器,其中一个为主逆变器,3个为从逆变器。逆变器组中的直流侧电容 $C_{dc0}=C_{dc1}=C_{dc2}=C_{dci}=800\mu\text{F}$,桥臂侧三相电感 $L_0=L_1=L_2=L_i=70\mu\text{H}$,三相交流滤波电容 $C_0=C_1=C_2=C_i=40\mu\text{F}$,网侧三相电感 $L_m=9.3\mu\text{F}$,设定的设定的交流电压额定值为315V,单台逆变器额定功率为125KW,升压变压器记为B,升压变压器B的额定功率为500KW,两个高压滤波电路分别记为 $L_{dc1},L_{dc2},L_{dc1}=L_{dc2}=0.1\text{mH}$,交流电网电压 V_{dc} 为 $\pm 35\text{KV}$,另外,四个相同的三相二极管整流桥分别记为 D_1,D_2,D_3,D_4 。

[0082] 所述一种大功率高升压比直流变流器缓启动控制方法步骤如下:

[0083] 步骤1,实时采样以及坐标变换

[0084] 对以下参数进行实时采样:主逆变器直流侧电容 C_{dc0} 上的电压并记为主逆变器直流侧电压 U_{dc} ,升压变压器原边侧交流电压 u_a, u_b, u_c ,主逆变器桥臂侧三相电感电流 i_{La}, i_{Lb}, i_{Lc} ,从逆变器 i 桥臂侧三相电感电流 $i_{Lai}, i_{Lbi}, i_{Lci}$,从逆变器 i 桥臂侧三相电感之后、接触器之前的电压并记为从逆变器 i 桥臂侧LC滤波后电压 $u_{sai}, u_{sbi}, u_{sci}$ 。

[0085] 对升压变压器原边侧交流电压 u_a, u_b, u_c ,主逆变器桥臂侧三相电感电流 i_{La}, i_{Lb}, i_{Lc} 、从逆变器 i 桥臂侧三相电感电流 $i_{Lai}, i_{Lbi}, i_{Lci}$ 和从逆变器 i 桥臂侧LC滤波后电压 $u_{sai}, u_{sbi}, u_{sci}$ 分别进行旋转坐标变换,得到升压变压器原边侧交流电压的dq分量 U_d, U_q ,主逆变器桥臂侧三相电感电流的dq分量 I_d, I_q 、从逆变器 i 桥臂侧三相电感电流的dq分量 I_{di}, I_{qi} 和从逆变器 i 桥臂侧LC滤波后电压的dq分量 U_{sdi}, U_{sdi} 。

[0086] 步骤2,主逆变器/从逆变器输出电压开环缓启动

[0087] 令大功率高升压比直流变流器缓启动之前,主逆变器/从逆变器的接触器均为断开状态,然后主逆变器检测主逆变器直流侧电压 U_{dc} 是否达到开环运行设定电压值 U_{dc}' ,如果没有达到开环运行设定电压值 U_{dc}' ,保持原状态并继续进行检测;如果达到开环运行设定电压值 U_{dc}' ,主逆变器的接触器 S_0 闭合, K 个从逆变器的接触器 S_i 继续保持断开,主逆变器/从逆变器开始输出电压开环缓启动。

[0088] 设定采样周期为 T ,以 M 个采样周期 T 为时间间隔进行输出电压开环缓启动控制,具体的,将接触器 S_0 闭合时的时刻记为输出电压开环缓启动初始时刻 t_1 ,将经过 $M \times T$ 时间间隔后到达的时刻记为输出电压开环缓启动结束时刻 t_2 ,即 $t_2 - t_1 = M \times T$, M 为正整数。

[0089] 设 t_1^* 是时间段 $t_1 \sim t_2$ 中的任意时刻,主逆变器/从逆变器输出电压开环缓启动给定值 U_{feed_f} 的计算式为:

[0090] 在时间段 $t_1 \sim t_2$ 内, $U_{feed_f} = \frac{U_{o_ref}}{t_2 - t_1} \times (t_1^* - t_1)$;

[0091] 当时间超过时刻 t_2 , $U_{feed_f} = U_{o_ref}$;

[0092] 其中, U_{o_ref} 为给定的输出电压开环缓启动最终值。

[0093] 在本实施例中, $U_{dc}' = 988V$, $T = 10^{-6}s$, M 为6000, $t_1 = 0.02s$, $t_2 - t_1 = 0.08$, $U_{o_ref} = 1.205$ 。

[0094] 步骤3,主逆变器闭环运行

[0095] 在 $t_2 - t_1 < T_1$ 时,主逆变器/从逆变器根据开环缓启动控制指令使逆变器组缓慢建立三相交流电压,当 $t_2 - t_1 \geq T_1$ 时,主逆变器的直流侧电压外环和交流电流内环开始工作,主逆变器开始进入闭环运行。

[0096] 设置主逆变器直流侧电压的闭环运行给定值为 U_{dc}^* ,通过主逆变器的直流侧电压外环控制方程和主逆变器的交流电流内环控制方程求得主逆变器的交流电流内环d轴给定值 I_d^* 、主逆变器输出电压控制信号d轴分量 u_{abc_d} 和主逆变器输出电压控制信号q轴分量 u_{abc_q} 。在本实施例中, $U_{dc}^* = U_{dc}' = 988V$ 。

[0097] 主逆变器的直流侧电压外环控制方程为:

[0098] $I_d^* = \left(K_{p_dc} + \frac{K_{s_dc}}{s} \right) (U_{dc}^* - U_{dc})$

[0099] 其中, K_{p_dc} 是主逆变器直流侧电压外环的比例系数, K_{s_dc} 是主逆变器直流侧电压外环的积分系数, s 是拉普拉斯算子。在本实施例中, $K_{p_dc}=4.5$, $K_{s_dc}=350$ 。

[0100] 主逆变器的交流电流内环控制方程为:

$$[0101] \quad u_{abc_d} = \left(K_{p_ac} + \frac{K_{s_ac}}{s} \right) (I_d^* - I_d) + U_{feed_f}$$

$$[0102] \quad u_{abc_q} = \left(K_{p_ac} + \frac{K_{s_ac}}{s} \right) (I_q^* - I_q)$$

[0103] 其中, K_{p_ac} 是主逆变器交流电流内环的比例系数, K_{s_ac} 是主逆变器交流电流内环的积分系数, I_q^* 是设置的主逆变器交流电流内环q轴给定值。在本实施例中, $K_{p_ac}=4.5$, $K_{s_ac}=350$ 。

[0104] 主逆变器输出电压控制信号d轴分量 u_{abc_d} 和主逆变器输出电压控制信号q轴分量 u_{abc_q} , 通过反坐标变换得到主逆变器输出电压控制指令 u_a^* , u_b^* , u_c^* , 主逆变器输出电压控制指令 u_a^* , u_b^* , u_c^* 控制主逆变器的交流电压达到设定的交流电压额定值, 主逆变器闭环运行完成。

[0105] 步骤4, K个从逆变器依次进行闭环缓启动

[0106] 主逆变器闭环运行完成后, 主逆变器将依次发送闭环缓启动指令给K个从逆变器, 控制K个从逆变器依次进行闭环缓启动, 具体的, 主逆变器闭环运行完成后, 主逆变器发送闭环缓启动指令给从逆变器1, 控制从逆变器1进行闭环缓启动, 从逆变器1闭环缓启动完成后, 主逆变器再发送闭环缓启动指令给从逆变器2, 控制从逆变器2进行闭环缓启动, 依次类推, 直到K个从逆变器全部完成闭环缓启动。

[0107] 其中, 任一个从逆变器即从逆变器i的闭环缓启动过程如下:

[0108] 步骤4.1, 从逆变器i检测自身的桥臂侧LC滤波后电压 u_{sai} , u_{sbi} , u_{sci} 的相位、幅值与升压变压器原边侧交流电压 u_a , u_b , u_c 的相位、幅值是否完全一致, 如果没有完全一致, 则保持原状态并继续检测; 如果完全一致, 从逆变器i的接触器 S_i 闭合, 从逆变器i开始闭环缓启动。

[0109] 步骤4.2, 以N个采样周期T为时间间隔进行从逆变器i闭环缓启动控制, 具体的, 将接触器 S_i 闭合的时刻记为从逆变器i闭环缓启动开始时刻 t_{i1} , 将经过 $N \times T$ 时间间隔后到达的时刻记为从逆变器i闭环缓启动结束时刻 t_{i2} , 即 $t_{i2} - t_{i1} = N \times T$, N为正整数。在本实施例中, 共有3台从逆变器, $t_{11}=0.12$, $t_{21}=0.22$, $t_{31}=0.32$, 即从逆变器1在0.12s时进行闭环缓启动, 从逆变器2在0.22s进行闭环缓启动, 从逆变器3在0.32s进行闭环缓启动, $N=6000$, 在本实施例中, $t_{i2} - t_{i1} = 0.08$ 。

[0110] 设定 t_{i1}^* 是时间段 $t_{i1} \sim t_{i2}$ 中的任意时刻, 从逆变器i闭环缓启动有功给定值 P_i^* 和从逆变器i闭环缓启动无功给定值 Q_i^* 的计算式为:

$$[0111] \quad \text{在时间段 } t_{i1} \sim t_{i2} \text{ 内, } P_i^* = \frac{P_N^*}{t_{i2} - t_{i1}} \times (t_{i1}^* - t_{i1}) \quad Q_i^* = \frac{Q_N^*}{t_{i2} - t_{i1}} \times (t_{i1}^* - t_{i1})$$

[0112] 当时间超过时刻 t_{i2} , $P_i^* = P^*$ $Q_i^* = Q^*$

[0113] 其中, P_N^* 为主逆变器有功功率指令值 P^* 从输出电压开环缓启动结束时刻 t_2 开始, 经过10个采样周期得到的平均值, Q_N^* 为主逆变器无功功率指令值 Q^* 从输出电压开环缓启动结束

时刻 t_2 开始,经过10个采样周期得到的平均值,主逆变器有功功率指令值 P^* 和主逆变器无功功率指令值 Q^* 的计算式分别如下:

$$[0114] \quad P^* = \frac{3}{2}(U_d \times I_d + U_q \times I_q)$$

$$[0115] \quad Q^* = \frac{3}{2}(U_d \times I_q - U_q \times I_d)$$

[0116] 步骤4.3,通过从逆变器i功率环控制方程求得从逆变器i的有功功率 P_i 、从逆变器i的无功功率 Q_i 、从逆变器i交流电流内环d轴的给定值 I_{di}^* 和从逆变器i交流电流内环q轴的给定值 I_{qi}^* 。

[0117] 从逆变器i功率环控制方程为:

$$[0118] \quad P_i = \frac{3}{2}(U_{sdi} \times I_{di} + U_{sqi} \times I_{qi})$$

$$[0119] \quad Q_i = \frac{3}{2}(U_{sdi} \times I_{qi} - U_{sqi} \times I_{di})$$

$$[0120] \quad I_{di}^* = (K_{p_pi} + K_{s_pi}/s)(P_i^* - P_i)$$

$$[0121] \quad I_{qi}^* = (K_{p_pi} + K_{s_pi}/s)(Q_i^* - Q_i)$$

[0122] 其中, K_{p_pi} 是从逆变器i功率外环的比例系数, K_{s_pi} 是从逆变器i功率外环积分系数。在本实施例中, $K_{p_pi} = 0.45$, $K_{s_pi} = 48$ 。

[0123] 步骤4.4,通过从逆变器i的交流电流内环控制方程求得从逆变器i输出电压控制信号d轴分量 u_{abc_di} 、从逆变器i输出电压控制信号q轴分量 u_{abc_qi} 。

[0124] 从逆变器i的交流电流内环控制方程为:

$$[0125] \quad u_{abc_di} = \left(K_{p_aci} + \frac{K_{s_aci}}{s} \right) (I_{di}^* - I_{di}) + U_{feed_f}$$

$$[0126] \quad u_{abc_qi} = \left(K_{p_aci} + \frac{K_{s_aci}}{s} \right) (I_{qi}^* - I_{qi})$$

[0127] 其中, K_{p_aci} 是从逆变器i的交流电流内环的比例系数, K_{s_aci} 是从逆变器i的交流电流内环的积分系数。在本实施例中, $K_{p_aci} = 0.7$, $K_{s_aci} = 10$ 。

[0128] 从逆变器i逆变器输出电压控制信号d轴分量 u_{abc_di} 和从逆变器i输出电压控制信号q轴分量 u_{abc_qi} ,通过反坐标变换得到从逆变器i的输出电压控制指令 u_{ai}^* , u_{bi}^* , u_{ci}^* ,从逆变器i的输出电压控制指令 u_{ai}^* , u_{bi}^* , u_{ci}^* 控制从逆变器i的交流电压达到设定的交流电压额定值,从逆变器i闭环启动完成并将完成信号发送给主逆变器。

[0129] 步骤5,主逆变器直流侧电压外环启动

[0130] 主逆变器收到最后一台从逆变器完成闭环启动的信号后,开始进行主逆变器直流侧电压外环启动,具体的,修改主逆变器直流侧电压的闭环运行给定值 U_{dc}^* 为主逆变器直流侧电压外环启动给定值 U_{dc}^{**} ,使得逆变器组工作在最大功率点处。

[0131] 主逆变器直流侧电压外环启动的实现方法如下:

[0132] 以Z个采样周期T为时间间隔进行主逆变器直流侧电压外环启动控制,具体的,将主逆变器收到最后一台从逆变器完成闭环启动信号的时刻记为主逆变器直流侧电压外环启动开始时刻 t_3 ,将经过 $Z \times T$ 时间间隔后到达的时刻记为主逆变器直流侧电压外环

缓启动结束时刻 t_4 ,即 $t_4-t_3=Z \times T$, Z 为正整数。

[0133] 设 t_3^* 是时间段 $t_3 \sim t_4$ 中的任意时刻主逆变器直流侧电压外环缓启动给定值 U_{dc}^{**} 计算式如下:

$$[0134] \quad \text{在时间段 } t_3 \sim t_4 \text{ 内, } U_{dc}^{**} = \frac{U_{dc_max} - U_{dc}^*}{t_4 - t_3} \times (t_3^* - t_3)$$

[0135] 当时间超过时刻 t_4 , $U_{dc}^{**} = U_{dc_max}$

[0136] 其中, U_{dc_max} 为最大功率点对应的主逆变器直流侧电压值。

[0137] 在本实施例中, $t_3=0.75s$, Z 为120000, $t_4-t_3=1.2s$, $U_{dc_max}=820V$ 。

[0138] 至此,整个大功率高升压比直流变流器缓启动结束。

[0139] 其中:

[0140] 对升压变压器原边侧交流电压 u_a, u_b, u_c 进行旋转坐标变换得到升压变压器原边侧交流电压的dq分量 U_d, U_q 的变换公式为:

$$[0141] \quad \begin{bmatrix} U_d \\ U_q \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix}$$

[0142] 对主逆变器桥臂侧三相电感电流 i_{La}, i_{Lb}, i_{Lc} 旋转坐标变换得到主逆变器桥臂侧三相电感电流的dq分量 I_d, I_q 的变换公式为:

$$[0143] \quad \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_{La} \\ i_{Lb} \\ i_{Lc} \end{bmatrix}$$

[0144] 对从逆变器i桥臂侧三相电感电流 $i_{Lai}, i_{Lbi}, i_{Lci}$ 进行旋转坐标变换得到从逆变器i桥臂侧三相电感电流的dq分量 I_{di}, I_{qi} 的变换公式为:

$$[0145] \quad \begin{bmatrix} I_{di} \\ I_{qi} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_{Lai} \\ i_{Lbi} \\ i_{Lci} \end{bmatrix}$$

[0146] 对从逆变器i桥臂侧LC滤波后电压 $u_{sai}, u_{sbi}, u_{sci}$ 进行旋转坐标变换得到从逆变器i桥臂侧LC滤波后电压的dq分量 U_{sdi}, U_{sdi} 的变换公式为:

$$[0147] \quad \begin{bmatrix} U_{sdi} \\ U_{sqi} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} u_{sai} \\ u_{sbi} \\ u_{sci} \end{bmatrix}$$

[0148] 对主逆变器输出电压控制信号d轴分量 u_{abc_d} 和主逆变器输出电压控制信号q轴分量 u_{abc_q} 进行坐标反变换得到主逆变器输出电压控制指令 u_a^*, u_b^*, u_c^* 的变换公式为:

$$[0149] \quad \begin{bmatrix} u_a^* \\ u_b^* \\ u_c^* \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} u_{abc_d} \\ u_{abc_q} \end{bmatrix}$$

[0150] 对从逆变器i逆变器输出电压控制信号d轴分量 u_{abc_di} 和从逆变器i输出电压控制信号q轴分量 u_{abc_qi} 进行坐标反变换得到从逆变器i的输出电压控制指令 u_{ai}^* , u_{bi}^* , u_{ci}^* 的变换公式为:

$$[0151] \quad \begin{bmatrix} u_{ai}^* \\ u_{bi}^* \\ u_{ci}^* \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} u_{abc_di} \\ u_{abc_qi} \end{bmatrix}$$

[0152] 对大功率高升压比直流变流器缓启动控制过程进行了仿真,图2是本发明实施例缓启动过程中逆变器组直流侧电压和升压变压器原边侧电流仿真波形,图3是本发明实施例缓启动过程中从逆变器1输出电压和从逆变器1交流侧电流仿真波形。由图2和图3可以看出,启动过程中,电压电流均在正常范围内,所述缓启动方式抑制了大功率高升压比直流变流器开机启动过程中出现的冲击电压和冲击电流,实现大功率高升压比直流变流器安全、可靠启动。

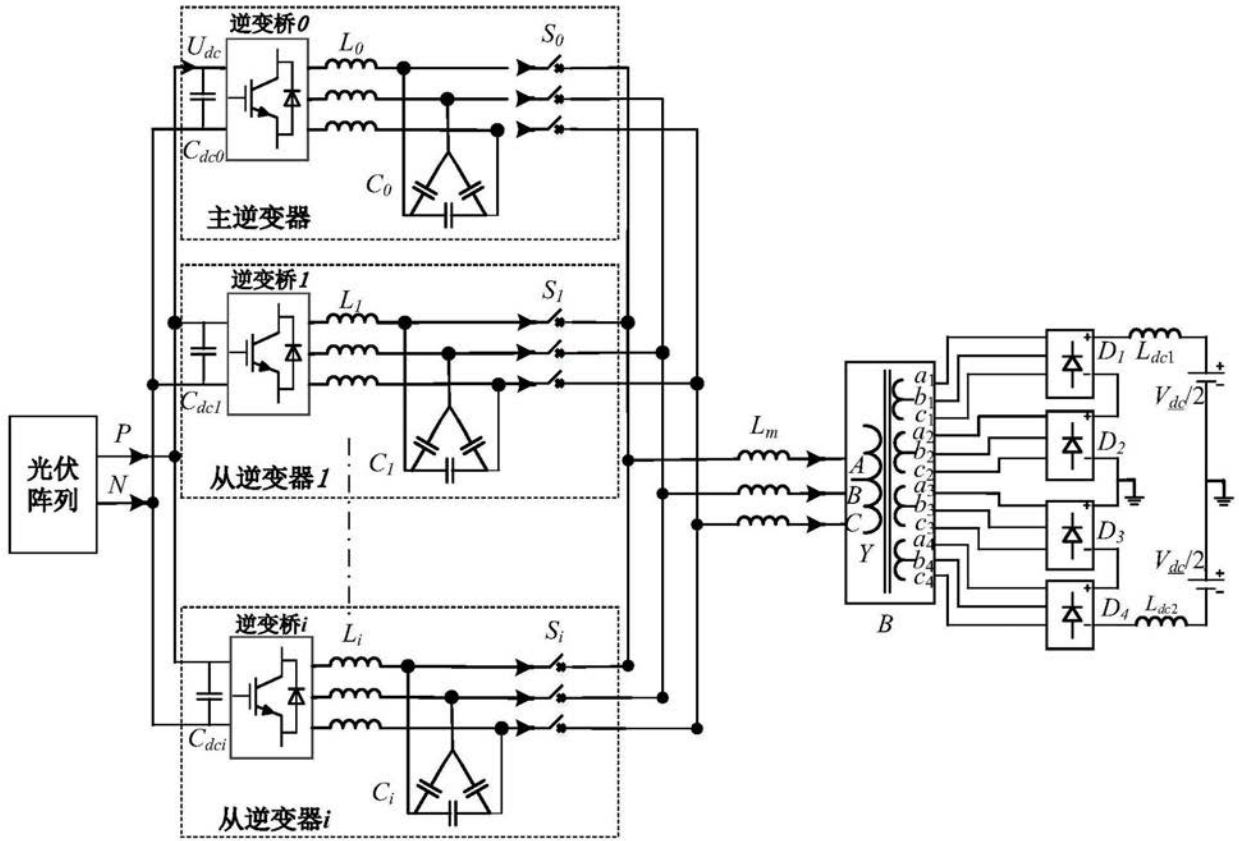


图1

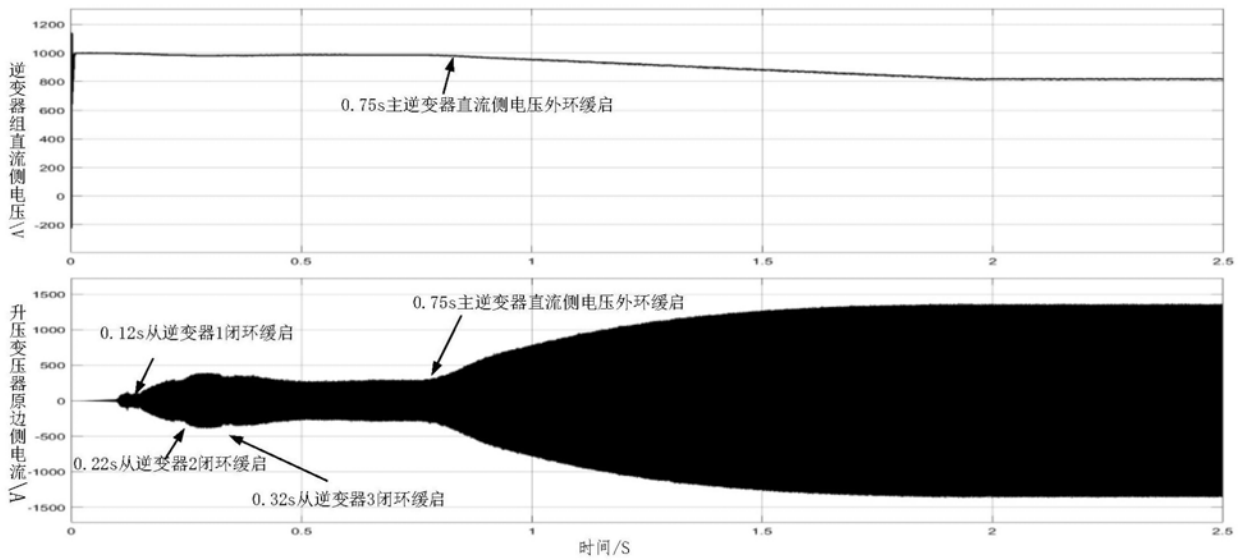


图2

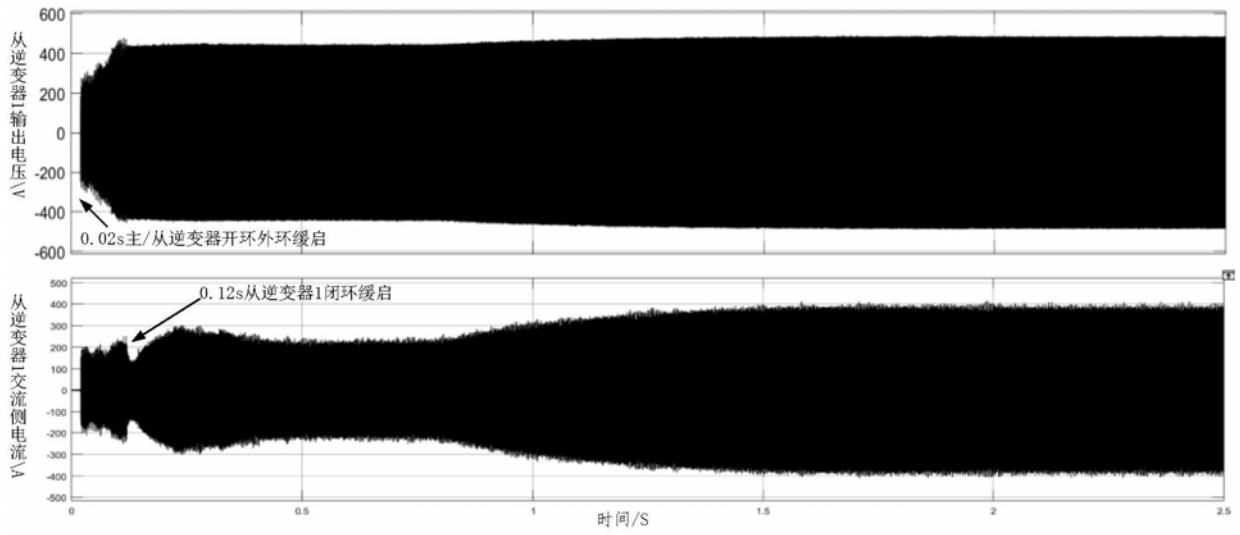


图3