



(12)发明专利

(10)授权公告号 CN 107453635 B

(45)授权公告日 2019.11.22

(21)申请号 201710779769.1

审查员 汤珺

(22)申请日 2017.09.01

(65)同一申请的已公布的文献号
申请公布号 CN 107453635 A

(43)申请公布日 2017.12.08

(73)专利权人 东南大学
地址 210096 江苏省南京市四牌楼2号

(72)发明人 郑建勇 缪惠宇 陈虹妃 顾盼盼
杨赞

(74)专利代理机构 南京经纬专利商标代理有限公司 32200

代理人 赵华

(51)Int.Cl.
H02M 7/483(2007.01)

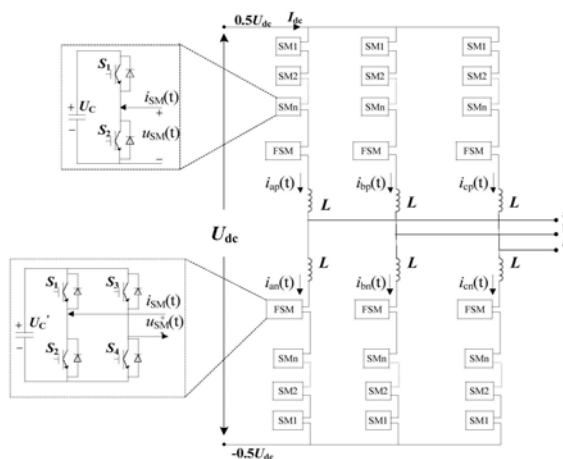
权利要求书1页 说明书4页 附图3页

(54)发明名称

一种模块化多电平换流器拓扑结构的电容预充电方法

(57)摘要

本发明公开了一种n+1混合式模块化多电平换流器拓扑结构及其控制策略,属于电力电子及分布式发电领域。其拓扑结构通过传统n个半桥子模块的模块化多电平换流器(MMC)基础上,在每相上下桥臂加入一个全桥型子模块构成,使全桥子模块的电容电压是半桥子模块的一半,实现输出电压电平数由原先的n+1增长至2n+3。本发明以提高子模块输出电平数、改善MMC换流器的输出电压质量为目的,根据其拓扑结构提出其控制策略:一种混合式调制方式和一种电容预充电方式,具有一定的有效性和可行性。



1. 一种混合式模块化多电平换流器拓扑结构的电容预充电方法,其特征在于:将所述电容预充电方法分为不控充电阶段、循环充电 I 阶段、循环充电 II 阶段;

所述不控充电阶段:初始阶段,混合式模块化多电平换流器的交流侧开关处于断开状态,子模块电压均为 0,直流侧电压由 0 线性缓慢增长,直流侧电压通过子模块的二极管对电容进行充电,当电容电压上升至能够支持 IGBT 开关时,不控充电阶段结束;

所述循环充电 I 阶段:上下桥臂一共有 $2n$ 个半桥子模块和 2 个全桥子模块,直流侧额定电压为 U_{dc} ,全桥子模块的额定电容电压为 $U_{dc}/2n$,半桥子模块的额定电容电压为 U_{dc}/n ,在不控充电阶段结束之后,采用循环充电的方式:选取 n 个电压最低的子模块,使其投入进入充电状态,其余的子模块处于切除状态,并随时监测各子模块电压;当所有 $2n+2$ 个子模块中,电容电压最高值与电容电压最低值之差大于阈值 ΔU_{sm} 时,将电压高的子模块切除,将电压低的子模块投入,始终保持投入充电的子模块数为 n ;当直流侧电压上升到 $U_{dc}/2$ 时,此时每个子模块的电容电压保持为 $U_{dc}/2n$,此时将上下桥臂两个全桥模块切除,循环充电 I 阶段结束;

所述循环充电 II 阶段:直流侧电压继续上升,采用循环充电 I 阶段的控制方法不变,始终保持投入充电的子模块个数为 n 个;当直流侧电压上升至 U_{dc} 额定电压时, $2n$ 个半桥子模块的最终电容电压为 U_{dc}/n 。

一种模块化多电平换流器拓扑结构的电容预充电方法

技术领域

[0001] 本发明涉及一种模块化多电平换流器拓扑结构的电容预充电方法,属于电力电子及分布式发电领域。

背景技术

[0002] 随着电力电子技术的发展,基于电压源换流器的柔性直流输电,已经得到了越来越广泛的关注。模块化多电平换流器(MMC)其本质思想是采用多个子模块级联的方式,降低每一个子模块上的电压受力。一相中上下桥臂各有 n 个子模块,可以输出 $n+1$ 个电平,在运行中始终保证每相中有一半的子模块处于投入状态,一半的子模块处于切除状态。由于其模块化和级联型的结构特点,MMC 具有易扩展的优点,能够灵活的应用于工业现场。目前对于MMC的研究主要集中于其拓扑结构、子模块电压平衡、环流抑制等方面。

[0003] 混合式子模块结构是指MMC一相中的子模块具有多种拓扑结构,其主要的目的是阻断故障。得益于MMC的拓扑结构,随着并联输出模块的增加,输出波形的质量较高,越接近正弦波,但当MMC的子模块较多时,会增加硬件成本,而当MMC的子模块个数较少时,其输出波形将会失真,降低了MMC的输出电压质量。

发明内容

[0004] 本发明的目的在于克服上述不足,提出一种模块化多电平换流器拓扑结构的电容预充电方法,改善MMC的输出电压质量。

[0005] 本发明的目的是这样实现的:

[0006] 本发明一种模块化多电平换流器拓扑结构,其包括 n 个半桥子模块的模块化多电平换流器和全桥型子模块,所述全桥子模块分别加入模块化多电平换流器的每相上下桥臂中,输出电压电平数由 $n+1$ 增长至 $2n+3$ 。

[0007] 根据其拓扑结构提出其控制策略,具体如下:

[0008] 一方面,提出一种 $n+1$ 混合式模块化多电平换流器拓扑结构的混合式调制方法,对于半桥子模块采用最近电平逼近法,对于全桥子模块采用脉宽调制技术。

[0009] 另一方面,提出一种 $n+1$ 混合式模块化多电平换流器拓扑结构的电容预充电方式,其将所述电容预充电方式分为不控充电阶段、循环充电 I 阶段、循环充电 II 阶段;

[0010] 所述不控充电阶段:初始阶段,混合式模块化多电平换流器的交流侧开关处于断开状态,子模块电压均为0,直流侧电压由0线性缓慢增长,直流侧电压通过子模块的二极管对电容进行充电,当电容电压上升至能够支持IGBT开关时,不控充电阶段结束;

[0011] 所述循环充电 I 阶段:上下桥臂一共有 $2n$ 个半桥子模块和2个全桥子模块,直流侧额定电压为 U_{dc} ,全桥子模块的额定电容电压为 $U_{dc}/2n$,半桥子模块的额定电容电压为 U_{dc}/n ,在不控充电阶段结束之后,采用循环充电的方式:选取 n 个电压最低的子模块,使其投入进入充电状态,其余的子模块处于切除状态,并随时监测各子模块电压;当所有 $2n+2$ 个子模块中,电容电压最高值与电容电压最低值之差大于阈值 ΔU_{SM} 时,将电压高的子模块切除,将电

压低的子模块投入,始终保持投入充电的子模块数为 n ;当直流侧电压上升到 $U_{dc}/2$ 时,此时每个子模块的电容电压保持为 $U_{dc}/2n$,此时将上下桥臂两个全桥模块切除,循环充电I阶段结束;

[0012] 所述循环充电II阶段:直流侧电压继续上升,采用循环充电I阶段的控制方法不变,始终保持投入充电的子模块个数为 n 个;当直流侧电压上升至 U_{dc} 额定电压时, $2n$ 个半桥子模块的最终电容电压为 U_{dc}/n 。

[0013] 本发明的有益效果

[0014] 本发明通过对传统MMC换流器进行改进,提出一种混合式MMC拓扑结构,以提高子模块输出电平数,改善MMC的输出电压质量;并针对其结构提出一种混合式调制方式,对半桥子模块和全桥子模块分别进行控制,在保证混合式MMC稳定工作的基础上,降低子模块的开关损耗;针对全桥半桥子模块电容电压不一致提出一种电容预充电方式,维持了系统稳定运行。本发明在实际应用场合具有有效性和可行性。

附图说明

[0015] 图1为本发明 $n+1$ 混合式模块化多电平换流器拓扑结构;

[0016] 图2为单相 $n+1$ 混合式MMC换流器的开环仿真模型的等效示意图;

[0017] 图3为实施例中模拟混合式MMC换流器子模块的直流侧电压;

[0018] 图4为实施例中模拟混合式MMC换流器子模块预充电方法的全桥子模块与半桥子模块充电过程中的电容电压;

[0019] 图5为图4的输出的电压;

[0020] 图6为图4的电流波形。

具体实施方式

[0021] 现在将在下文中参照附图更加充分地描述本发明,在附图中示出了本发明的示例性实施例,从而本公开将本发明的范围充分地传达给本领域的技术人员。然而,本发明可以以许多不同的形式实现,并且不应被解释为限制于这里阐述的实施例。

[0022] 本发明对传统MMC换流器进行改进,提出一种 $n+1$ 混合式模块化多电平换流器拓扑结构,该结构以传统单桥臂 n 个半桥子模块的MMC为基础,在上下桥臂中分别加入一个全桥型子模块,如图1所示。

[0023] 其中, SM_n 为半桥子模块, FSM 为全桥子模块。 U_c 为半桥子模块电容电压, U_c' 为全桥子模块电压, U_{SM} 为子模块输出电压, i_{SM} 为流入子模块电流, U_{dc} 为直流侧电压, I_{dc} 为直流母线电流, i_{xp} 和 i_{xn} ($x=a, b, c$)为混合式MMC三相上下桥臂电流, L 为混合式MMC上下桥臂电阻。

[0024] 上述混合式MMC拓扑结构使全桥子模块的电容电压是半桥子模块的一半,实现输出电压电平数由原先的 $n+1$ 增长至 $2n+3$,在子模块个数一定的情况下,节约了硬件成本。在子模块个数相同的情况下,混合式MMC拓扑结构输出的电平数与半桥型MMC相比更高,输出波形质量更高。

[0025] 本发明根据上述混合式MMC拓扑结构的工作原理进行分析,针对半桥子模块和全桥子模块的特点,提出了一种混合式调制方法,对半桥子模块和全桥子模块分别进行控制。由于半桥子模块的电容电压较高,采用最近电平逼近的调制方法,在保证混合式MMC稳定工

作的基础上,降低其开关频率,减小其开关损耗。对于全桥子模块采用脉宽调制技术,得到全桥子模块控制信号,对于不同的子模块分别进行控制,其个数较少,电压较低,开关损耗也相对较低,但并不会降低波形质量,具有可行性和有效性。具体如下:

[0026] 假设a相的等效电压为

$$[0027] \quad u_{ao}(t) = \frac{(n+1)U_{dc}}{2n} \cdot M \cdot \sin \omega t \quad (1.1)$$

[0028] 其中,M为混合式MMC的调制比。

[0029] a相中,上下桥臂中处于投入状态的半桥子模块的个数为

$$[0030] \quad \begin{cases} n_{pa} = \frac{N}{2} - \text{round}\left(\frac{u_{ao}}{U_C}\right) \\ n_{na} = \frac{N}{2} + \text{round}\left(\frac{u_{ao}}{U_C}\right) \end{cases} \quad (1.2)$$

[0031] 其中, n_{pa} 和 n_{na} 为在上下桥臂中投入的半桥子模块的个数。 N 为单个桥臂上半桥子模块的个数, u_{ao} 为a相输出电压。函数 $\text{round}(x)$ 为取整函数,输出得到最接近输入 x 值的整数。根据式(1.2)可以得到单个桥臂上半桥子模块的投入情况,桥臂上的全桥子模块输出参考电压可由下式决定

$$[0032] \quad \begin{cases} u_{Fap,PWM} = -u_{Fap,PWM} \\ u_{Fan,PWM} = u_{ao} - \frac{(n_{na} - n_{pa})U_C}{2} \\ \quad \quad \quad = U_{dc}/2 + u_{ao} - n_{na} \cdot U_C \end{cases} \quad (1.3)$$

[0033] 其中, $u_{Fap,PWM}$ 和 $u_{Fan,PWM}$ 分别为上下桥臂全桥子模块输出的参考电压值。将其与高频三角载波进行比较,得到上下桥臂的全桥子模块的控制信号。

[0034] 针对混合式MMC全桥半桥子模块电容电压不一致,提出一种电容预充电方式:将电容预充电方式分为不控充电、循环充电I、循环充电II三个阶段,保持 n 个电压最低的子模块投入充电,从而使所有子模块电容电压符合正常工作要求,维持了系统稳定运行。具体如下:

[0035] 不控充电阶段:初始阶段,混合式MMC的交流侧开关处于断开状态,子模块电压均为0,直流侧电压由0线性缓慢增长。由于子模块的IGBT开关驱动电路一般是由子模块电容进行供电,在初始阶段由于子模块电容无电压,无法进行供电,所有的子模块均处于闭锁阶段。直流侧电压通过子模块的二极管对电容进行充电;当电容电压上升至能够支持IGBT开关时,不控充电阶段结束。

[0036] 循环充电I阶段:上下桥臂一共有 $2n$ 个半桥子模块和2个全桥子模块,直流侧额定电压为 U_{dc} ,全桥子模块的额定电容电压为 $U_{dc}/2n$,半桥子模块的额定电容电压为 U_{dc}/n 。在不控充电阶段结束之后,采用循环充电的方式。选取 n 个电压最低的子模块,使其投入进入充电状态,其余的子模块处于切除状态,并随时监测各子模块电压。当所有 $2n+2$ 个子模块中,电容电压最高值与电容电压最低值之差大于的阈值 ΔU_{Sm} 时,将电压高的子模块切除,将电压低的子模块投入,始终保持投入充电的子模块数为 n 。当直流侧电压上升到 $U_{dc}/2$ 时,此时每个子模块的电容电压保持为 $U_{dc}/2n$,此时将上下桥臂两个全桥模块切除,循环充电I阶段

结束。

[0037] 循环充电 II 阶段:直流侧电压继续上升,采用循环充电 I 阶段的控制方法不变,始终保持投入充电的子模块个数为 n 个。当直流侧电压上升至 U_{dc} 额定电压时, $2n$ 个半桥子模块的最终电容电压为 U_{dc}/n 。启动预充电过程结束,可以进入正常工作模式。

[0038] 实施例:采用仿真模型,以验证拓扑结构和控制策略的正确性和有效性。

[0039] 在 Matlab/Simulink 软件中搭建一个单相 $n+1$ 混合式 MMC 换流器的开环仿真模型,其等效示意图如图 2 所示。其单个桥臂上串联 2 个半桥子模块和 1 个全桥子模块。传统的 MMC 输出波形为 3 电平,其电能质量很差,而 $n+1$ 混合式 MMC 输出波形为 7 电平,较好的改善了电能质量。

[0040] 将混合式 MMC 对感性负载进行供电,其主要参数如下表 1 所示。

[0041] 表 1

参数	数值
子模块电容	2200 μ F
桥臂电感	1.2mH
直流侧电压 U_{dc}	200V
[0042] 调制比 m	0.8
交流侧频率 f	50Hz
负载电阻 R_{load}	30 Ω
负载电感 L_{load}	3mH

[0043] 在仿真中,为了模拟混合式 MMC 换流器子模块的启动预充电过程,直流侧电压由 0 开始缓慢增长,当 0.5s 时直流侧电压到达额定值的一半 100V,并保持至 0.6s 再切换为循环充电 II 阶段。直流侧电压持续增长,至 1.0s 直流侧电压到达额定值 200V 并保持恒定。直流侧电压如图 3 所示。

[0044] 仿真中采用上述的子模块电容预充电方式,其全桥子模块与半桥子模块充电过程中的电容电压如图 4 所示。全桥子模块于 0.5s 时充电至 50V 附近,并保持恒定,半桥子模块继续充电至 100V 附近,并保持恒定。其输出的电压和电流波形分别如图 5 和 6 所示,可见输出电压为一个标准的七电平,提高了输出波形的电能质量。

[0045] 尽管上述已经示出和描述了本发明的实施例,本领域的普通技术人员可以理解在不脱离本发明的原理和宗旨的情况下可以对这些实施例进行多种变化、修改、替换和变形,本发明的范围由权利要求及其等同物限定。

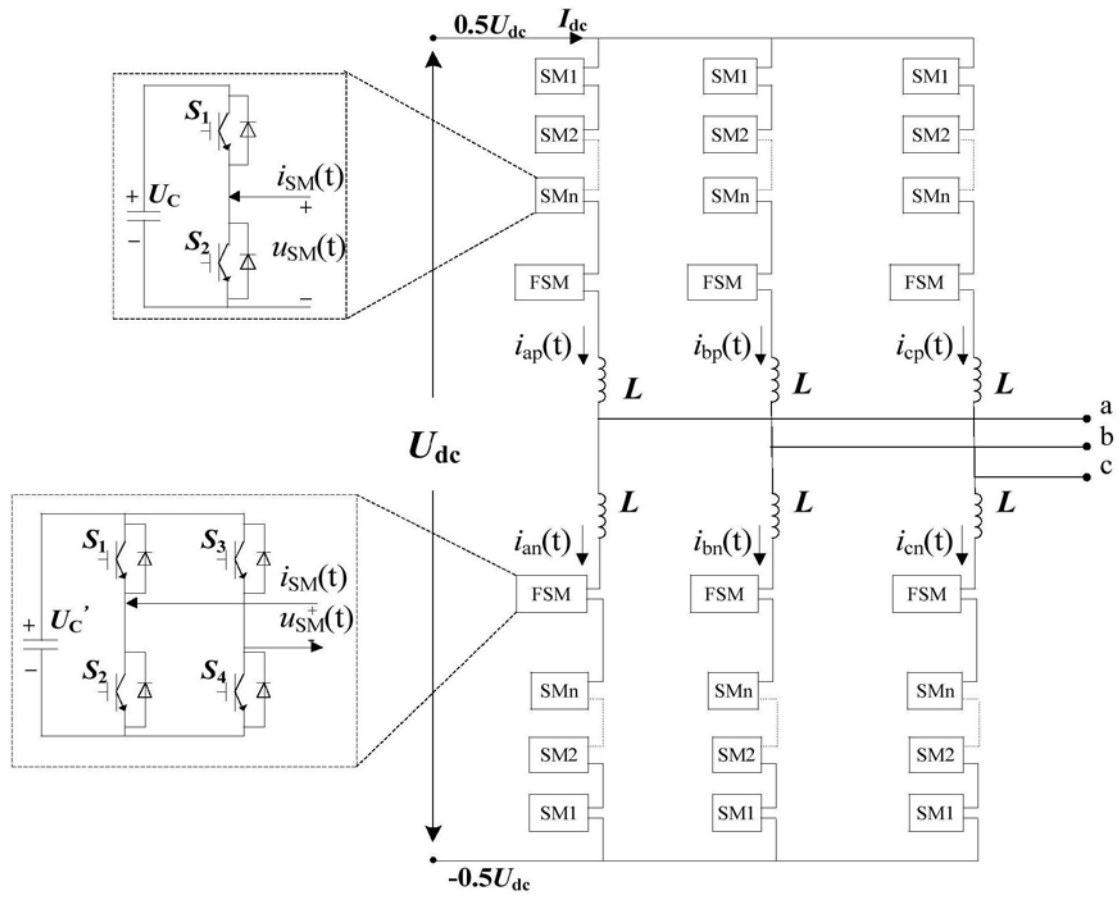


图1

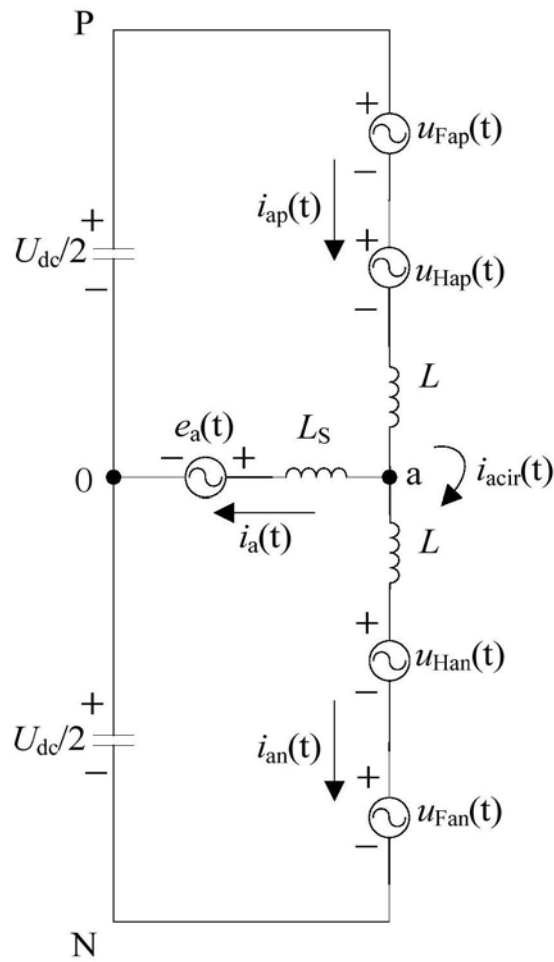


图2

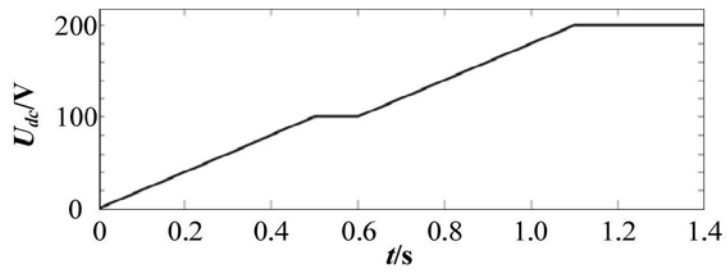


图3

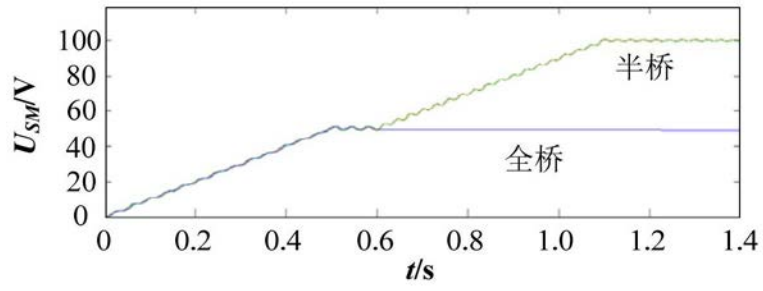


图4

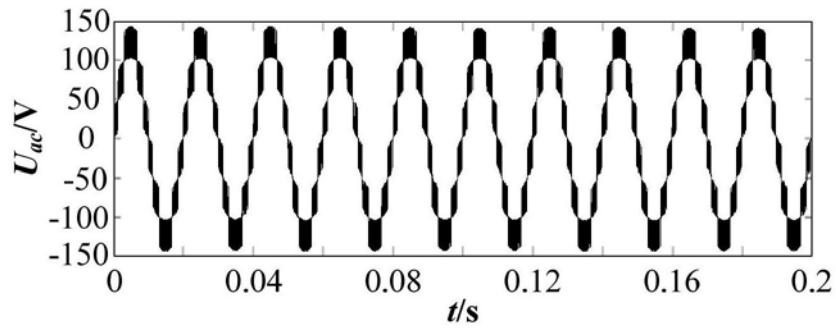


图5

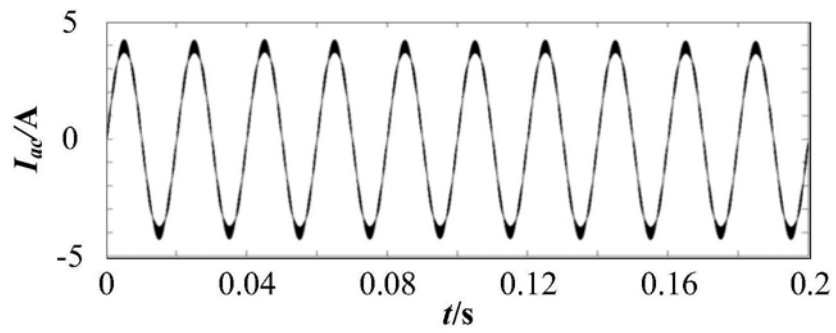


图6