

DOI:10.12158/j.2096-3203.2022.05.004

## 双端柔性低频输电系统无扰动并网控制策略

陆立文<sup>1</sup>, 吴小丹<sup>1</sup>, 周前<sup>2</sup>, 董云龙<sup>1</sup>, 邱德锋<sup>1</sup>, 潘磊<sup>1</sup>

(1. 南京南瑞继保电气有限公司, 江苏 南京 211102;

2. 国网江苏省电力有限公司电力科学研究院, 江苏 南京 211103)

**摘要:**基于模块化多电平矩阵变换器(M3C)的低频输电系统(LFTS)在海上风电送出、城市电网及远距离输电相关领域应用潜力巨大。为研究LFTS启动过程及相关控制策略,实现M3C在无电压电流冲击状态下将换流站连接到低频输电线路,文中提出一种无扰动并网的启动方法。首先,分析LFTS结构及工作原理。然后,以双端LFTS为对象,分析M3C子模块选取原则以及充电过程。利用电容处于额定电压时闭锁M3C不与低频电网交换功率的特性,通过灵活控制M3C以及合理设计启动逻辑,无须新增检同期装置及控制算法,可解决LFTS启动时易出现的过压过流问题。最后,搭建实时数字仿真系统(RTDS)进行验证,仿真结果表明了所提控制策略的正确性,各换流站连接到低频输电线路时无电压电流冲击,工程应用前景较好。

**关键词:**低频输电;模块化多电平矩阵变换器(M3C);临时闭锁;无同期;无电压电流冲击;并网控制

**中图分类号:**TM72

**文献标志码:**A

**文章编号:**2096-3203(2022)05-0031-09

### 0 引言

基于模块化多电平矩阵变换器(modular multi-level matrix converter, M3C)的低频输电系统(low-frequency transmission system, LFTS)可以通过降低输电频率及减小集肤效应影响,达到提高输电效率的目的。同时,LFTS可实现交-交电能的直接变换,在海上风电送出、城市电网及远距离输电相关领域应用潜力巨大<sup>[1-4]</sup>。但是目前尚未有实际投入运行的低频输电工程,因此需要对其工程化应用进行深入研究。

目前有关LFTS的文献研究着重于建模、稳定控制及故障分析等方面,如文献[5-7]在双 $\alpha\beta$ 0坐标系中建立了M3C的数学模型,得出相应的等效电路,并据此研究了稳态控制策略。文献[8-10]分析了M3C参数和稳态特性,并研究了基于M3C的LFTS稳态控制策略。文献[11]分析了M3C输入侧数学模型的无源性及稳定性,提出了无源控制策略,整体控制效果较好。文献[12]详细分析了变换器非对称故障的特性,并且提出了非对称故障的变换器控制方法。以上文献都是针对LFTS稳态运行的研究,而对于启动策略研究较少。LFTS工程应用中,启动为必要的过程,较优的启动方法是系统设备安全和稳定运行的重要保障。

为此,文中以国内某双端柔性低频输电示范性

收稿日期:2022-04-21;修回日期:2022-07-05

基金项目:国家电网有限公司总部科技项目“岸-场协同动态低频海上风电系统研究”(4000-202218073A-1-1-ZN)

工程为对象,提出了一种无扰动并网的启动方法,在无电压电流冲击的状态下连接换流站,无须检测开关同期即可完成LFTS的启动过程。首先,分析了LFTS结构及工作原理,得出LFTS启动时换流站不可直接合闸低频开关接入到低频线路,需要以检同期的方式实现与低频线路连接的结论。然后,分析工程应用中桥臂子模块个数和电容额定电压的选取原则,在此原则下通过进一步分析可知,在可控充电将子模块电容充电到额定值后,M3C低频侧电网无法再给子模块电容继续充电,同时处于额定电压的子模块也不会对低频线路放电。最后,通过实时数字仿真系统(real time digital simulation system, RTDS)仿真验证了所提启动方法的正确性和有效性。

### 1 LFTS结构及工作原理

如图1所示,换流站1和换流站2构成典型的LFTS。换流站1由工频电网S1、工频侧开关QF11、工频变压器T11、限流电阻旁路开关QF10、限流电阻R10、M3C1、低频变压器T12以及低频侧开关QF12组成。换流站2由工频电网S2、工频侧开关QF21、工频变压器T21、限流电阻旁路开关QF20、限流电阻R20、M3C2、低频变压器T22以及低频侧开关QF22组成。换流站1和2通过各自的M3C,将电网的工频电,通过交-交变频控制转换为低频交流电,再接入到低频线路,实现两换流站之间的低频输电<sup>[13-15]</sup>。

M3C的结构如图2所示。从工频侧看,M3C由

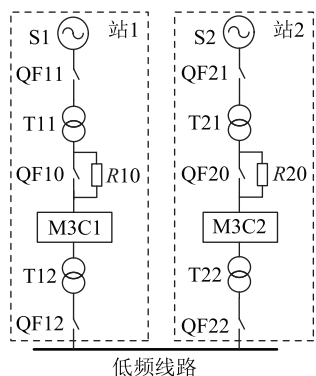


图1 典型 LFTS

Fig.1 Typical LFTS

3个星型子换流器并联而成,分别为 au、bu、cu 桥臂构成的子换流器 U, av、bv、cv 桥臂构成的子换流器 V 以及 aw、bw、cw 桥臂构成的子换流器 W。低频侧 u、v、w 三相断开时,各子换流器也可以视为星形链式静止同步补偿器 (static synchronous compensator, STATCOM)<sup>[16-18]</sup>。  $u_{sa}, u_{sb}, u_{sc}$  为工频三相电压;  $u_{lfu}, u_{lfv}, u_{lfw}$  为低频三相电压;  $i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}$  为工频三相电流;  $i_{lfu}, i_{lfv}, i_{lfw}$  为低频三相电流;  $i_{au}, i_{bu}, i_{cu}, i_{av}, i_{bv}, i_{cv}, i_{aw}, i_{bw}, i_{cw}$  分别为 au、bu、cu、av、bv、cv、aw、bw、cw 桥臂的电流; SM 为子模块。其中每个桥臂由多个全桥子模块串接后再与桥臂电抗器串接组成。

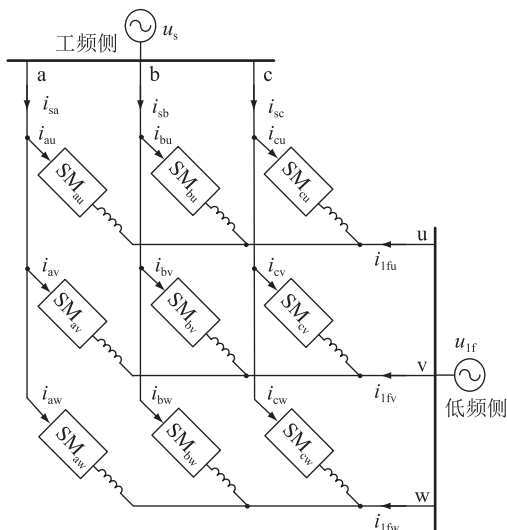


图2 M3C 整体结构

Fig.2 The overall structure of M3C

LFTS 稳定运行时,为实现两换流站之间的低频电能传输,对于各换流站的工频侧,控制器通过控制 M3C 与工频电网交换功率的大小来稳定各桥臂的子模块电容电压。对于各换流站 M3C 的低频侧,假定其中一个换流站为低频交流电压控制模式,通过自产低频锁相环建立并稳定低频侧电压;另一个换流站控制低频侧有功功率和无功功率。控制器

将 M3C 工、低频两侧的电压、电流进行  $dq$  变换后,分别控制正、负序分量,生成的控制量再反变换为 abc 坐标系下的电压分量,最终将所有的电压分量相加,得到各个桥臂的调制信号<sup>[19]</sup>,即可实现工、低频之间完全解耦控制,且工频侧电流不流入低频侧,低频侧电流也不流入工频侧。

LFTS 启动时,由于低频变压器网侧为 M3C 产生的低频交流电压,不可直接通过合闸线路开关将换流站接入到低频线路,需要检测各个换流站低频侧线路开关两端的电压、频率及相位,通过检同期的方式实现与低频线路的连接。该控制策略增加了系统成本、站间通讯以及控制的复杂程度,且在同期合开关过程中易产生过压过流问题,降低设备的安全稳定性<sup>[20]</sup>,因此有必要研究一种无须检同期的启动策略,促进低频输电技术的工程化应用。

## 2 LFTS 启动策略

### 2.1 子模块选取分析

M3C 中子模块的选取较为重要,合理选取子模块的数量以及子模块中的器件型号,不仅可满足 LFTS 稳定运行的要求,也可节约系统的建造成本。M3C 由全桥子模块组成,全桥子模块主要由 4 个开关器件  $T_1-T_4$ 、模块电容  $C$  以及均压电阻  $R_C$  组成,如图 3 所示。子模块选取主要涉及的参数有子模块电容值  $C$ 、子模块电容额定电压  $U_{CN}$ 、开关器件  $T$ 、均压电阻值  $R_C$  以及单个桥臂子模块个数  $N$  等。

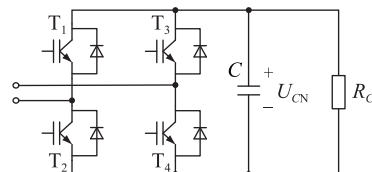


图3 全桥子模块结构

Fig.3 Structure of full bridge sub module

桥臂子模块个数  $N$  一定时, M3C 换流器的设计容量  $S$  由开关器件的容量决定。开关器件  $T$  的集电极-发射极标称电压为  $U_T$ , 额定电流为  $I_T$ , 设计子模块直流侧电容额定电压  $U_{CN}$  为  $U_T$  的  $K$  倍, 即  $U_{CN} = KU_T$ , 一般选取  $K$  值为  $0.5 \sim 0.6$ 。正常运行时, 最大电流为开关器件  $T$  额定电流的  $G$  倍, 即  $I_{xy\max} = GI_T$ ,  $I_{xy\max}$  ( $x=a, b, c; y=u, v, w$ ) 为最大桥臂电流幅值, 一般选取  $G$  值为  $0.8 \sim 0.9$ 。以图 2 所示的 au、bu、cu 桥臂为例, 假设 M3C 各个桥臂完全对称, 桥臂中无环流分量, 可得稳态运行时各桥臂电流表达式为<sup>[5]</sup>:

$$\begin{cases} i_{au} = i_{sa}/3 - i_{lfu}/3 \\ i_{bu} = i_{sb}/3 - i_{lfu}/3 \\ i_{cu} = i_{sc}/3 - i_{lfu}/3 \end{cases} \quad (1)$$

同理可得 av、bv、cv、aw、bw、cw 各桥臂的电流表达式。稳定运行时,为充分利用子模块中开关器件 T 的容量以及选取最少数量的开关器件,在忽略换流器损耗的前提下,设计工、低频侧功率相等、电压幅值相等以及电流幅值相等,则最大桥臂电流幅值  $I_{xy\max}$  均分到工、低频侧电网输入电流,结合式(1)可得,M3C 换流器工、低频侧相电流的最大幅值为  $1.5I_{xy\max}$ ,功率计算公式为:

$$S = \frac{\sqrt{3}U_L I_p}{2} = \frac{\sqrt{3}U_L \times 1.5I_{xy\max}}{2} = \frac{3\sqrt{3}U_L I_{xy\max}}{4} \quad (2)$$

式中: $I_p$ 为相电流幅值。线电压幅值  $U_L$ 为:

$$U_L = \frac{4\sqrt{3}S}{9I_{xy\max}} = \frac{4\sqrt{3}S}{9GI_T} \quad (3)$$

M3C 换流器综合调制比  $M$  的计算公式为:

$$M = \frac{U_{Ls} + U_{Llf}}{\sqrt{3}NU_{CN}} \quad (4)$$

式中: $U_{Ls}$ 、 $U_{Llf}$ 分别为工、低频侧线电压幅值。

当工、低频侧线电压幅值相等,即  $U_{Ls} = U_{Llf} = U_L$  时,单个桥臂子模块个数  $N$  为:

$$N = \frac{2U_L}{\sqrt{3}MU_{CN}} = \frac{8S}{9GI_T MU_{CN}} \quad (5)$$

其中,综合调制比  $M$  一般取 0.80~0.95。

由上述分析可得,选取开关器件 T 时,根据该器件的额定电压  $U_T$ 及额定电流  $I_T$ ,可确定子模块电容额定电压  $U_{CN}$ 和单个桥臂子模块个数  $N$ 。由式(5)可知,选取的开关器件容量越小, $U_T$ 或者  $I_T$ 的值就越小, $N$ 就越大,反之  $N$ 就越小。通过单个桥臂子模块个数  $N$ 和开关器件的单价,即可选择经济合理的开关器件。工程应用中子模块成本主要在开关器件上,其他元件成本相对较低,因此文中不作进一步分析。

## 2.2 工、低频侧充电分析

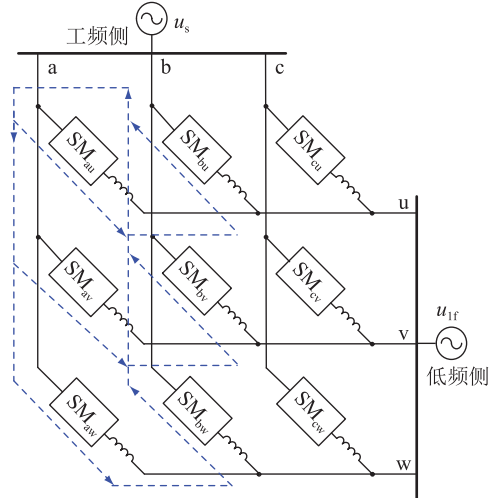
M3C 充电过程包括两部分,即闭锁不控充电和解锁可控充电。在柔性 LFTS 启动过程中,M3C 正常有效地充电是一个关键环节。

### 2.2.1 闭锁不控充电

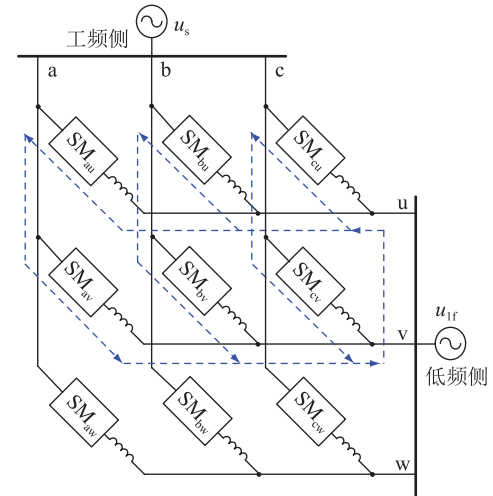
闭锁不控充电时,控制器不发送调制波给 M3C,只依靠工频侧交流电网或者低频侧交流电网给 9 个桥臂轮流充电,当然也可以是工、低频两侧电网同时给 M3C 充电。

以图 1 的换流站 1 为对象分析,合闸 QF11、断开 QF10、断开 QF12 时,工频侧交流电网经过限流电阻  $R10$  给换流站 1 的 M3C1 充电,延时一定时间后合闸限流电阻旁路开关 QF10。以工频侧 ab 两相连接的桥臂 au、av、aw、bu、bv、bw 为例,其充电回路

如图 4(a)所示,这 6 个桥臂连接在工频侧 ab 两相之间,不控充电完成时,6 个桥臂中的单个子模块电压平均值为  $U_L/(2N)$ ,剩余桥臂 cu、cv、cw 不控充电过程一致。



(a) 工频侧 ab 两相连接桥臂的不控充电回路



(b) 低频侧 uv 两相连接桥臂的不控充电回路

图 4 M3C 不控充电回路

Fig.4 Uncontrolled charging loop of M3C

断开 QF11、合闸 QF12 时,低频侧交流电网给换流站 1 的 M3C1 充电。以低频侧 uv 两相连接的桥臂 au、bu、cu、av、bv、cv 为例,其充电回路如图 4(b)所示,这 6 个桥臂连接在低频侧 uv 两相之间,不控充电完成时,6 个桥臂中的单个子模块电压平均值为  $U_L/(2N)$ ,剩余桥臂 aw、bw、cw 不控充电过程一致。此时换流站 2 的 QF12 和 QF22 合闸,M3C2 解锁运行且建立额定的低频交流电压。

上述工频侧 ab 相和低频侧 uv 相电网可以同时给 M3C1 充电,不控充电完成时,共同桥臂 au、av、bu、bv 中的子模块电压平均值是单侧充电时的 2 倍,即  $U_L/N$ ,剩余桥臂 aw、bw、cu、cv、cw 不控充电过程一致。文中只研究分析工频侧充电,不考虑

工、低频侧电网同时给 M3C 充电的方式。

### 2.2.2 解锁可控充电

由式(6)可知,子模块电容设计的额定电压  $U_{CN}$  大于单侧不控充电时的电压。

$$U_{CN} = \frac{U_L}{\sqrt{3}MN/2} > \frac{U_L}{2N} \quad (6)$$

闭锁不控充电完成时,并不能使子模块电容电压达到额定值。为使各个桥臂电容电压达到额定值,在各个换流站的 M3C 解锁运行后,控制 M3C 的工频正序电流将所有子换流器电容电压平均值充电到额定值  $U_{CN}$ ,并且控制子换流器工频负序电流来均衡相间电容电压平均值<sup>[19]</sup>。由于 M3C 桥臂同时承受工频和低频两侧的电压,当单个桥臂子模块数目较多,桥臂上各个子模块之间电容电压不均衡时,采用最近电平逼近调制(nearest level approximation modulation, NLM)方法可以实现电容电压均衡<sup>[21-23]</sup>。以子换流器 U 为例,基于  $dq$  旋转坐标系的 M3C 工频侧控制框图如图 5 所示。

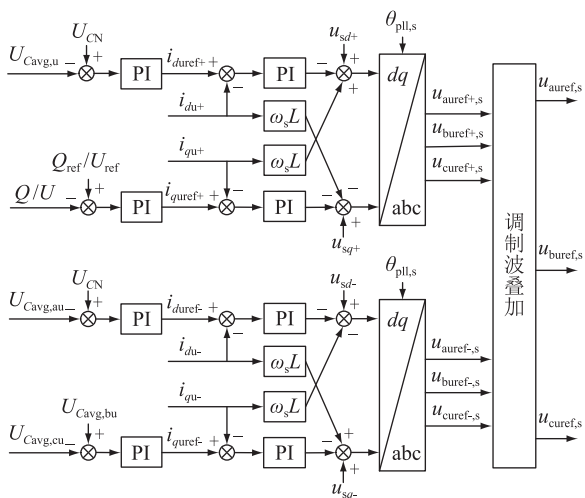


图 5 子换流器 U 工频侧控制

Fig.5 Control diagram of U sub-converter at power frequency side

$U_{Cavg,u}$  为子换流器 U 所有桥臂电容电压的平均值; $Q_{ref}, U_{ref}, Q, U$  分别为子换流器 U 与工频侧电网无功参考值、交流电压幅值参考值、无功实际值、交流电压实际幅值,在启动时  $Q_{ref}$  可设置为 0; $U_{Cavg,au}, U_{Cavg,bu}, U_{Cavg,cu}$  分别为子换流器 U 各个桥臂电容电压平均值; $i_{duref+}, i_{quref+}, i_{duref-}, i_{quref-}$  分别为工频侧注入子换流器 U 的电流的正序  $d$  轴、正序  $q$  轴、负序  $d$  轴及负序  $q$  轴分量参考值; $i_{du+}, i_{qu+}, i_{du-}, i_{qu-}$  分别为工频侧注入子换流器 U 的电流的正序  $d$  轴、正序  $q$  轴、负序  $d$  轴及负序  $q$  轴分量;PI 为比例积分控制器; $\omega_s$  为工频侧电网系统角频率; $L$  为桥臂电抗值; $u_{sd+}, u_{sq+}, u_{sd-}, u_{sq-}$  分别为工频侧电网电压正序  $d$  轴、正序

$q$  轴、负序  $d$  轴及负序  $q$  轴分量; $\theta_{pll,s}$  为 M3C 工频侧正序电压锁相环输出角度; $dq-abc$  为派克逆变换; $u_{auref+,s}, u_{buref+,s}, u_{curef+,s}$  和  $u_{auref-,s}, u_{buref-,s}, u_{curef-,s}$  以及  $u_{auref,s}, u_{buref,s}, u_{curef,s}$  分别为子换流器 U 工频侧正序控制器生成的调制波、负序控制器生成的调制波以及最终整个工频侧控制器生成总调制波,其计算公式为:

$$\begin{cases} u_{auref,s} = u_{auref+,s} + u_{auref-,s} \\ u_{buref,s} = u_{buref+,s} + u_{buref-,s} \\ u_{curef,s} = u_{curef+,s} + u_{curef-,s} \end{cases} \quad (7)$$

同理可生成 M3C 另外 2 个子换流器 V、W 的总调制波  $u_{avref,s}, u_{bvref,s}, u_{cvref,s}$  和  $u_{awref,s}, u_{bwref,s}, u_{cwref,s}$ 。

解锁可控充电完成时,使得 M3C 换流器中 9 个桥臂子模块电容电压充电到额定值  $U_{CN}$ 。此时若闭锁 M3C,合闸 M3C 低频侧开关,低频侧交流电网电压处于额定值且阀侧线电压幅值为  $U_L$ ,由 2.2.1 节分析可知,考虑到最严重的不平衡情况,  $U_L$  全部加在单个桥臂两端,则:

$$NU_{CN} = \frac{U_L}{\sqrt{3}M/2} > U_L \quad (8)$$

由式(8)可得,桥臂子模块电压之和  $NU_{CN}$  大于阀侧线电压幅值  $U_L$ ,低频侧交流电网无法给 M3C 充电。由于 M3C 已经闭锁,子模块中的电容电压无法通过开关器件的反向二极管对外放电,因此也不会对低频侧交流电网充电。

### 2.3 启动步骤

文中所提无扰动并网的启动方法部分参考柔性直流输电的并网控制策略<sup>[24-25]</sup>,其具体步骤如下。

第一步,断开两换流站的低频线路开关 QF12 和 QF22,换流站 1 和换流站 2 电气隔离,此时低频线路无换流站接入。

第二步,分别合闸两换流站的工频充电开关 QF11 和 QF21,延迟一定时间后合闸限流电阻旁路开关 QF10 和 QF20,各换流站的工频电网对各自 M3C 的桥臂电容进行不控充电。

第三步,待各换流站 M3C 的不控充电完成后,两换流站的 M3C 解锁后进行可控充电,且设定子模块电容电压的充电目标值为  $U_{CN}$ 。

第四步,待各换流站 M3C 的可控充电完成后,两换流站都设定为  $V/F$  控制模式,建立并稳定低频交流电压到额定值。通过外环低频电压幅值和参考值,生成电流内环指令,进而控制低频侧电压幅值。换流站工作在  $V/F$  控制模式时,低频侧为自产频率,低频侧电流正序  $q$  轴分量以及负序  $d$ 、 $q$  轴分

量参考值都为0,基于dq旋转坐标系的M3C低频侧V/F控制框图如图6所示。

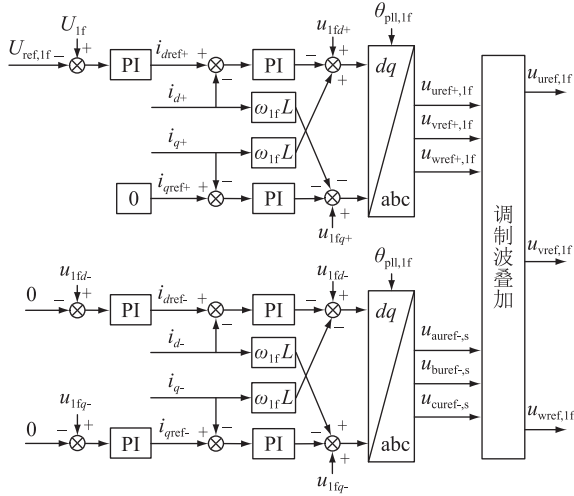


图6 V/F控制模式低频侧控制

Fig.6 Control diagram of V/F control mode at low frequency side

图中,  $U_{ref,lf}$ ,  $U_{lf}$  分别为低频侧电网电压幅值的参考值和实际值;  $i_{dref+}$ ,  $i_{qref+}$ ,  $i_{dref-}$ ,  $i_{qref-}$  分别为低频侧电流正序d轴、正序q轴、负序d轴及负序q轴分量参考值;  $i_{d+}$ ,  $i_{q+}$ ,  $i_{d-}$ ,  $i_{q-}$  分别为低频侧电流的正序d轴、正序q轴、负序d轴及负序q轴分量实际值;  $u_{1fd+}$ ,  $u_{1fq+}$ ,  $u_{1fd-}$ ,  $u_{1fq-}$  分别为低频侧电网电压正序d轴、正序q轴、负序d轴及负序q轴分量实际值;  $\theta_{pll,lf}$  为M3C低频侧正序电压锁相环输出角度;  $\omega_{1f}$  为低频侧电网系统角频率;  $u_{uref+,1f}$ ,  $u_{vref+,1f}$ ,  $u_{wref+,1f}$  和  $u_{uref-,1f}$ ,  $u_{vref-,1f}$ ,  $u_{wref-,1f}$  以及  $u_{uref,1f}$ ,  $u_{vref,1f}$ ,  $u_{wref,1f}$  分别为低频侧正序控制器的调制波、负序控制器生成的调制波以及最终整个低频侧控制器生成的总调制波,其计算公式为:

$$\begin{cases} u_{uref,lf} = u_{uref+,lf} + u_{uref-,lf} \\ u_{vref,lf} = u_{vref+,lf} + u_{vref-,lf} \\ u_{wref,lf} = u_{wref+,lf} + u_{wref-,lf} \end{cases} \quad (9)$$

第五步,待两换流站的低频侧交流电压达到额定值后,合闸换流站1的低频线路开关QF12以接入低频线路。

第六步,闭锁换流站2,合闸换流站2的线路开关QF12以接入低频线路,然后换流站2切换为PQ控制模式再解锁。因为换流站2闭锁后,子模块中的电容一直在放电,所以此步骤中的各个操作需要在一定时间内完成。放电过程中任意时刻t子模块电容C上的电压为:

$$U_C(t) = U_{CN} e^{-t/(R_C C)} \quad (10)$$

常用电容C值的选取在毫法级别,电阻 $R_C$ 值的选取在千欧姆级别。相比于控制执行周期的微秒

级,该放电时间较长,可以忽略。但换流站2闭锁时间又不可过长,过长会导致M3C2中子模块电容电压值跌落到最小电压 $U_{Cmin}$ 以下。由2.2.1节分析可得最小电压为工、低频侧同时给M3C不控充电完成时的电压,即 $U_{Cmin} = U_L/N$ 。若换流站2重新解锁时子模块电容电压平均值小于 $U_{Cmin}$ ,则会对LFTS产生一定的电流冲击,无法达到无扰动并网的目的,所以可接受的最长闭锁时间为:

$$t_{max} = R_C C (\ln U_{CN} - \ln U_{Cmin}) = R_C C (\ln U_{CN} - \ln (U_L/N)) \quad (11)$$

第七步,换流站2输入指令升功率,启动结束。PQ控制模式下通过低频侧功率外环实际值和参考值生成内环电流指令,进而控制低频侧功率,基于dq旋转坐标系的M3C低频侧PQ控制框图如图7所示。

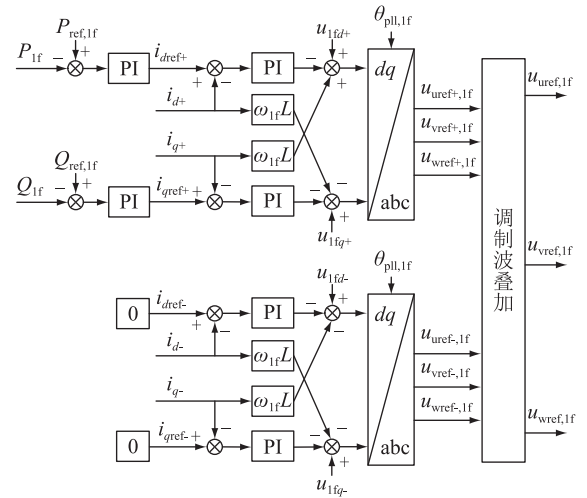


图7 PQ控制模式低频侧控制

Fig.7 Control diagram of PQ control mode at low frequency side

$P_{ref,lf}$ ,  $P_{lf}$ ,  $Q_{ref,lf}$ ,  $Q_{lf}$  分别为低频侧电网有功参考值、实际值和无功参考值、实际值,最终整个低频侧控制器生成的总调制波见式(9)。

换流站处于V/F控制模式时,建立低频电压期间,需要叠加工、低频侧控制器生成的调制波,将图5和图6生成的调制波叠加;同理,换流站处于PQ控制模式时,升功率期间,将图5和图7生成的调制波叠加,最终生成的调制波为:

$$u_{xyref} = u_{xyref,s} + u_{xyref,lf} \quad (12)$$

综合上述分析,LFTS启动过程如图8所示。

### 3 仿真实验

为验证文中所提策略的有效性,搭建RTDS进行相关启动仿真验证,仿真系统的主要电气参数如表1所示。

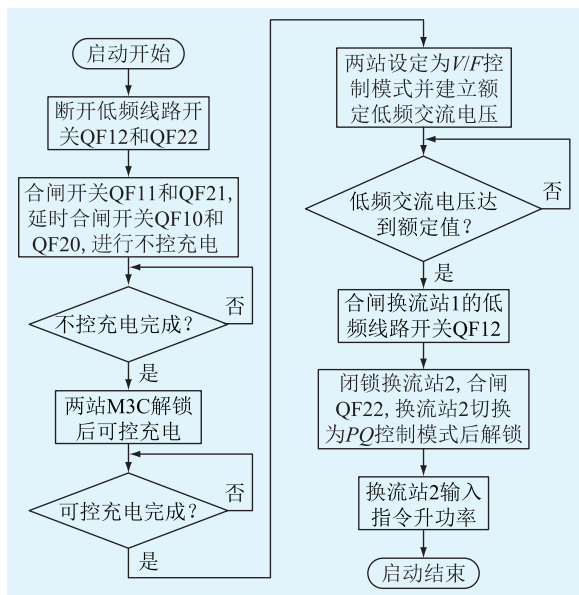


图8 LFTS 启动流程

Fig.8 Startup flow chart of LFTS

表1 RTDS 的主要电气参数

Table 1 Main electric parameters of RTDS

主设备	电气参数	额定值
工、低频变压器 T11/T21/T12/T22	容量/(MV·A)	300
	变比	230 kV/64 kV
M3C	容量 S/(MV·A)	300
	模块电容电压 $U_{CN}/V$	2 150
	模块电容值 $C/mF$	15
	桥臂电抗器值 $L/mF$	15
	均压电阻值 $R_c/k\Omega$	25
	桥臂子模块个数 $N$	60
	开关器件 T 的电压/V	4 500
	开关器件 T 的电流/A	3 000
	低频侧频率/Hz	20

按照启动过程第三步和第四步,两换流站 M3C 解锁可控充电,将子模块电容电压充电到额定值后,两换流站设定为 V/F 控制模式,建立低频交流电压到额定值,波形如图 9 所示。期间线路开关断开,各换流站启动过程独立、电气量互不影响,且两换流站仿真参数一致,因此两换流站仿真波形相同。

M3C 解锁前为闭锁不控充电状态,换流站 1 工频变压器 T11 的阀侧相间电压和换流站 2 工频变压器 T21 的阀侧相间电压轮流给各个换流站的 M3C 子模块充电,待子模块电容电压稳定时,由 2.2.1 节可知子模块电压平均值为  $U_L/(2N)$ 。根据表 1 中 RTDS 参数,  $U_L=90.5$  kV,  $N=60$ , 忽略电抗器值  $L$  的压差,理论上子模块电容电压平均值  $U_{Cavg}=754$  V。图 9 中,模块电容被充电到 750 V 左右,与理论分析的充电电压一致。

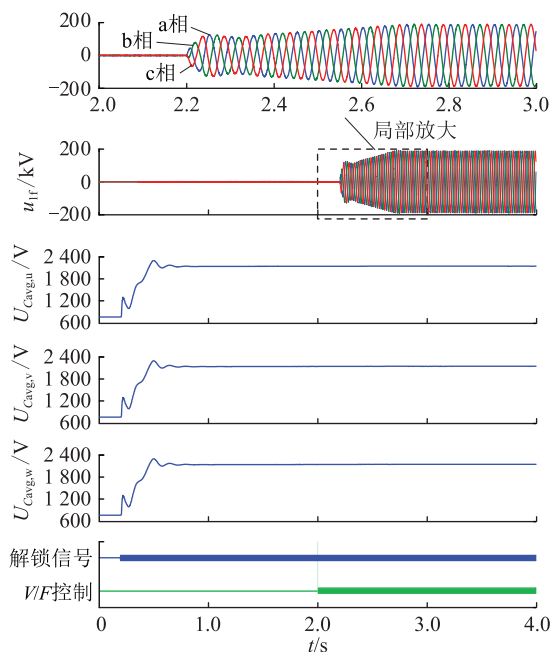


图9 单个换流站解锁波形

Fig.9 Deblock waveforms of single station

图 9 中,0.2 s 时解锁信号切换,解锁后图 5 所示控制策略将使能,在闭锁不控充电电压的基础上,注入工频正序电流控制子换流器所有桥臂功率模组电容电压平均值达到额定值,并且控制子换流器工频负序电流来均衡功率模组相间电容电压。各桥臂子模块电容电压平均值上升到目标值 2 150 V 后保持稳定,且在上升和稳态过程中始终保持相间电容电压平均值相等,验证了图 5 的控制效果。两换流站各桥臂子模块电容电压平均值稳定在 2 150 V 后,各换流站在 2.0 s 时设定为 V/F 控制模式,图 6 所示控制策略使能,延时 0.2 s 后建立低频交流电压,细节过程可见图 9 中的局部放大图。最终低频侧电网线电压幅值  $U_{If}$  稳定在额定值 230 kV, 频率为 20 Hz。

按照启动过程第六步和第七步,0.2 s 时闭锁换流站 2,1.1 s 时合闸换流站 2 线路开关 QF22 以接入低频输电线路,接着 1.2 s 时换流站 2 切换为 PQ 控制模式,2.6 s 时再解锁,换流站 2 在 3.0 s 时执行输入的有功指令 300 MW 和无功指令 0 Mvar 升功率,启动结束,波形如图 10 所示。

由启动过程第五步可知,换流站 1 已经接入低频输电线路,低频线路已有额定的低频电压 230 kV。换流站 2 临时闭锁后低频变压器 T22 网侧三相电压  $u_{If}$  变为 0。合闸低频线路开关 QF22,换流站 2 接入到 LFTS,  $u_{If}$  变为低频线路电压 230 kV。合闸 QF22 期间,低频变压器 T22 网侧三相电流  $i_{If}$  始终为 0,无电压电流冲击,达到了无须检测开关同期即可

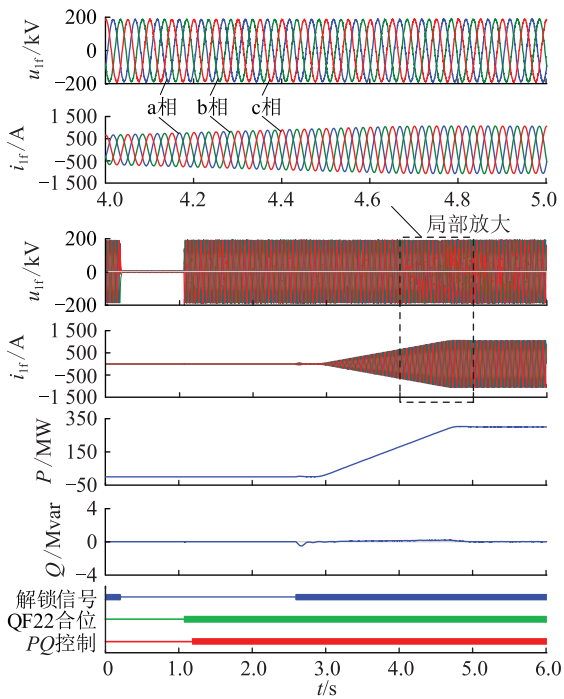


图10 换流站2接入LFTS且升功率的波形

Fig.10 The waveforms of station 2 by connecting to LFTS and rising power

连接换流站的目的,验证了2.2.2节低频交流电网无法给M3C充电的结论。

为与文中所提的无扰动并网启动方法进行效果对比,将上述启动过程第六步改为检同期合闸换流站2线路开关QF12以接入低频线路,过程中不再闭锁换流站2,波形如图11所示。在0.2s时检同期合闸开关QF22,低频变压器T22网侧三相电流 $i_{tr}$ 冲击较大,最大幅值为674A,影响LFTS设备的安全稳定运行。

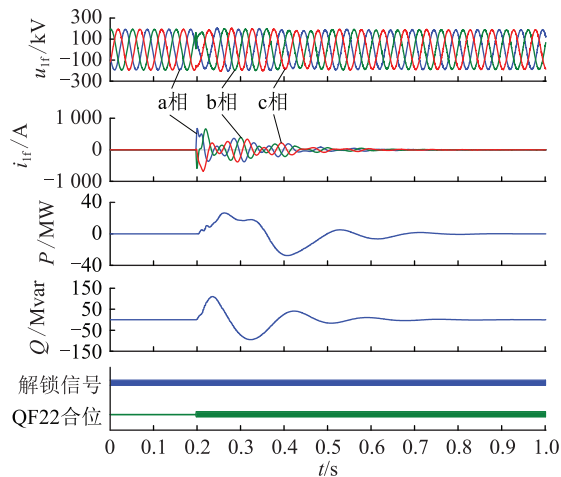


图11 换流站2以检同期合闸方式接入LFTS的波形

Fig.11 The waveforms of station 2 connecting to LFTS by detecting the synchronization of the breaker

从上述启动过程的仿真验证可得,文中提出的

无扰动并网启动方法切实可行,通过灵活控制M3C,在无电压电流冲击状态下将换流站连接到低频线路,无须检测开关同期,就可完成柔性LFTS的启动过程。

## 4 结语

文中提出了一种无扰动并网的LFTS启动方法,各换流站M3C在V/F控制模式下解锁运行,将子模块电容电压可控充电到额定值,其中一个换流站通过合闸线路开关连接到LFTS,另一个换流站临时闭锁后通过合闸本换流站的线路开关连接到LFTS,再切换为PQ控制模式后解锁升功率,完成启动过程。RTDS的仿真验证了文中所提无扰动并网启动方法的正确性。该控制策略解决了LFTS启动时易出现的过压过流问题,方法简单可靠,无需检测开关同期的装置和控制策略,降低了系统的控制复杂程度,提升了设备的运行稳定性,工程应用价值较高。

### 参考文献:

- [1] 徐云飞,肖湘宁,孙雅旻,等. 应用于高压低频输电的H桥级联型矩阵变换器环流机理分析[J]. 电工技术学报,2017,32(6):191-200.  
XU Yunfei, XIAO Xiangning, SUN Yamin, et al. Circulating current analysis of cascaded H-bridge matrix converter for high voltage low-frequency AC transmission [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2017, 32(6): 191-200.
- [2] NGUYEN Q, TODESCHINI G, SANTOSO S. Power flow in a multi-frequency HVAC and HVDC system: formulation, solution, and validation [J]. IEEE Transactions on Power Systems, 2019, 34(4): 2487-2497.
- [3] AL-TAMEEMI M, LIU J, BEVRANI H, et al. A dual VSG-based M3C control scheme for frequency regulation support of a remote AC grid via low-frequency AC transmission system [J]. IEEE Access, 8: 66085-66094.
- [4] 林进钿,倪晓军,裘鹏. 柔性低频交流输电技术研究综述 [J]. 浙江电力, 2021, 40(10): 42-50.  
LIN Jintian, NI Xiaojun, QIU Peng. Review of flexible low-frequency AC transmission technology [J]. Zhejiang Electric Power, 2021, 40(10): 42-50.
- [5] 孟永庆,王健,李磊,等. 基于双dq坐标变换的M3C变换器的数学模型及控制策略研究 [J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(17): 4702-4712.  
MENG Yongqing, WANG Jian, LI Lei, et al. Research on modeling and control strategy of modular multilevel matrix converter based on double dq coordinate transformation [J]. Proceedings of the CSEE, 2016, 36(17): 4702-4712.
- [6] 夏春,江俊涛,胡守东,等. 面向城市电网扩容改造的双端型柔性分频输电系统M~3C换流站建模与控制研究 [J]. 浙江电力, 2021, 40(10): 51-59.

- XIA Chun, JIANG Juntao, HU Shoudong, et al. Modeling and control of  $M^3C$  of point-to-point flexible fractional frequency transmission system for urban grid upgradation[J]. Zhejiang Electric Power, 2021, 40(10):51-59.
- [7] 徐政,张哲任. 低频输电技术原理之一:  $M \sim 3C$  的数学模型与等效电路[J]. 浙江电力, 2021, 40(10):13-21.  
XU Zheng, ZHANG Zheren. Principles of low frequency power transmission technology: part 1-mathematical model and equivalent circuit of  $M^3C$ [J]. Zhejiang Electric Power, 2021, 40(10):13-21.
- [8] LIU J, YUE S X, YAO W X, et al. DC voltage ripple optimization of a single-stage solid-state transformer based on the modular multilevel matrix converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(12):12801-12815.
- [9] 李姝玉,于弘洋,葛菁,等. 双端口矩阵变换器在工/低频电网互联下的电容及电压波动特性分析[J]. 电网技术, 2020, 44(4):1437-1444.  
LI Shuyu, YU Hongyang, GE Jing, et al. Analysis of capacitance and voltage fluctuation characteristics of two-port matrix converter under power/low frequency interconnection [J]. Power System Technology, 2020, 44(4):1437-1444.
- [10] 徐政,张哲任. 低频输电技术原理之二:  $M \sim 3C$  的稳态特性与主回路参数设计[J]. 浙江电力, 2021, 40(10):22-29.  
XU Zheng, ZHANG Zheren. Principles of low frequency power transmission technology: part 2-the steady-state characteristics of  $M^3C$  and the design of main circuit parameters[J]. Zhejiang Electric Power, 2021, 40(10):22-29.
- [11] 程启明,马信乔,江畅,等. 模块化多电平矩阵变换器输入侧的无源控制策略[J]. 电力系统自动化, 2021, 45(11):136-143.  
CHENG Qiming, MA Xinqiao, JIANG Chang, et al. Passivity-based control strategy for input side of modular multilevel matrix converter[J]. Automation of Electric Power Systems, 2021, 45(11):136-143.
- [12] LIU S Q, SAEEDIFARD M, WANG X F. Analysis and control of the modular multilevel matrix converter under unbalanced grid conditions [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2018, 6(4):1979-1989.
- [13] 冯双,韦超凡,雷家兴,等. 面向分频海上风电系统的模块化多电平矩阵变换器混合建模与控制[J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(4):1546-1558.  
FENG Shuang, WEI Chaofan, LEI Jiaying, et al. Hybrid modeling and control of modular multilevel matrix converter for offshore fractional frequency transmission system [J]. Proceedings of the CSEE, 2022, 42(4):1546-1558.
- [14] 黄明煌,王秀丽,刘沈全,等. 分频输电应用于深远海风电并网的技术经济性分析[J]. 电力系统自动化, 2019, 43(5):167-174.  
HUANG Minghuang, WANG Xiuli, LIU Shenquan, et al. Technical and economic analysis on fractional frequency transmission system for integration of long-distance offshore wind farm [J]. Automation of Electric Power Systems, 2019, 43(5):167-174.
- [15] 王文杰,杨益平,杭丽君,等. 应用于交-交变换的  $M3C$  矩阵变换器系统控制策略[J]. 电力系统自动化, 2020, 44(12):186-192.  
WANG Wenjie, YANG Yiping, HANG Lijun, et al. Control strategy of  $M3C$  matrix converter system applied to AC-AC transformation[J]. Automation of Electric Power Systems, 2020, 44(12):186-192.
- [16] 吴小丹,王鹏飞,曹冬明. 星形链式 STATCOM 直流侧输入阻抗及交直流功率耦合关系分析[J]. 电力自动化设备, 2021, 41(4):70-76.  
WU Xiaodan, WANG Pengfei, CAO Dongming. Analysis on DC-side input impedance and AC/DC power coupling relationships of star cascaded STATCOM[J]. Electric Power Automation Equipment, 2021, 41(4):70-76.
- [17] 吴小丹,王鹏飞,朱信舜,等. 星型链式 STATCOM 闭环负序注入法控制策略[J]. 电力电子技术, 2020, 54(4):40-44.  
WU Xiaodan, WANG Pengfei, ZHU Xinshun, et al. Research on negative sequence closed-loop current injection control strategy of star cascaded STATCOM[J]. Power Electronics, 2020, 54(4):40-44.
- [18] 张扬,林卫星,邓才波,等. 星形链式 STATCOM 的冗余容错控制算法[J]. 高电压技术, 2020, 46(10):3398-3408.  
ZHANG Yang, LIN Weixing, DENG Caibo, et al. Redundant fault-tolerant control algorithm of star-connected cascaded STATCOM[J]. High Voltage Engineering, 2020, 46(10):3398-3408.
- [19] 吴小丹,朱海勇,董云龙,等. 面向柔性低频输电的模块化多电平矩阵变换器分频分层控制[J]. 电力系统自动化, 2021, 45(18):131-140.  
WU Xiaodan, ZHU Haiyong, DONG Yunlong, et al. Frequency-division and hierarchical control of modular multilevel matrix converter for flexible low-frequency transmission[J]. Automation of Electric Power Systems, 2021, 45(18):131-140.
- [20] 叶志军,苟炬龙,曾文辉,等. 非同同期合闸引起的变压器铁心饱和[J]. 电机与控制学报, 2019, 23(1):89-98.  
YE Zhijun, GOU Julong, ZENG Wenhui, et al. Transformer core saturation caused by non-synchronization switching [J]. Electric Machines and Control, 2019, 23(1):89-98.
- [21] 纪斌,王立永. 基于模块化多电平换流器的无功补偿控制策略研究[J]. 电力电容器与无功补偿, 2020, 41(5):46-53.  
JI Bin, WANG Liyong. Research on reactive power compensation control strategy based on modular multilevel converter[J]. Power Capacitors & Reactive Power Compensation, 2020, 41(5):46-53.
- [22] 易灵芝,黄晓辉,黄守道,等. 基于最近电平逼近调制的模块化多电平变换器中高压变频调速系统运行控制[J]. 电工技术学报, 2020, 35(6):1303-1315.  
YI Lingzhi, HUANG Xiaohui, HUANG Shoudao, et al. A medium-voltage motor drive with modular multilevel converter based on nearest level modulation[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2020, 35(6):1303-1315.



- [23] 高锋阳,强国栋,高云波,等. 基于变基准值比较的 MMC 电容电压优化均衡控制策略[J]. 中国电力,2019,52(8):26-33,54.  
GAO Fengyang, QIANG Guodong, GAO Yunbo, et al. An optimized capacitor voltage balancing control strategy of modular multilevel converter based on comparison of variable reference values[J]. Electric Power, 2019, 52(8):26-33, 54.
- [24] 鲁江,董云龙,张庆武,等. 基于直流调制度的特高压柔直阀组在线投入策略[J]. 电力工程技术, 2021, 40(2):154-161.  
LU Jiang, DONG Yunlong, ZHANG Qingwu, et al. Valve group online entry strategy for VSC-UHVDC system based on DC modulation degree[J]. Electric Power Engineering Technology, 2021, 40(2):154-161.
- [25] 姚伟,熊永新,姚雅涵,等. 海上风电柔直并网系统调频控

制综述[J]. 高电压技术, 2021, 47(10):3397-3413.

YAO Wei, XIONG Yongxin, YAO Yahan, et al. Review of voltage source converter-based high voltage direct current integrated offshore wind farm on providing frequency support control [J]. High Voltage Engineering, 2021, 47(10):3397-3413.

作者简介:



陆立文

陆立文(1990),男,硕士,工程师,从事柔性交直流系统技术工作(E-mail:lulw@nrec.com);

吴小丹(1982),男,硕士,高级工程师,从事柔性交直流输电系统及应用、柔性低频输电系统等相关工作;

周前(1978),男,硕士,研究员级高级工程师,从事电力系统分析工作。

## Undisturbed grid connection control strategy for two-terminal flexible low-frequency transmission system

LU Liwen<sup>1</sup>, WU Xiaodan<sup>1</sup>, ZHOU Qian<sup>2</sup>, DONG Yunlong<sup>1</sup>, QIU Defeng<sup>1</sup>, PAN Lei<sup>1</sup>

(1. NR Electric Co., Ltd., Nanjing 211102, China;

2. State Grid Jiangsu Electric Power Co., Ltd. Research Institute, Nanjing 211103, China)

**Abstract:** Low-frequency transmission system (LFTS) based on modular multilevel matrix converter (M3C) has great application potential in offshore wind power transmission, urban power grid and long-distance power transmission. In order to study the startup process and the control strategies of LFTS and connect the converter station to the low-frequency transmission line without voltage or current impulse of M3C, a startup method of undisturbed grid connection is proposed. Firstly, the structure and operating principle of the LFTS are analyzed. Then, the selection principle of sub modules and the charging process of M3C are analyzed with two-terminal LFTS as the target. Taking the advantage that the blocked M3C does not exchange power with the low-frequency power grid when the capacitor is at rated voltage, the problems of over-voltage and over-current that tend to occur during LFTS startup can be solved by flexible control of M3C and reasonable design of startup strategy, without additional control devices and detecting the synchronization of the breaker. Finally, a real time digital simulation system (RTDS) is built to verify the proposed startup method. The simulation results show that converter stations connect to the low-frequency transmission line without voltage or current impulse. Also, the proposed strategy is correct and has a great prospect of the engineering application.

**Keywords:** low-frequency transmission; modular multilevel matrix converter (M3C); temporary blocking; without the synchronization; without voltage or current impulse; grid connection control

(编辑 陆海霞)