

用于新能源送出的M3C工频电网故障 穿越方法研究

董钺¹,何迎飞²,杜路路²,汤明杰²,靳广超²,赵傲¹

(1.特变电工科技投资有限公司,天津 301700;

2.特变电工西安柔性输配电有限公司,陕西 西安 710119)

摘要:模块化多电平矩阵式变换器(M3C)是一种可实现不同频率电能直接交-交变换的新型拓扑,适用于高压大容量场合。在分频输电系统中,为实现M3C工频故障可靠穿越,提出完整的故障穿越流程。首先对工频侧和分频侧电压不对称时M3C在双 α - β 坐标系下的桥臂功率状态方程进行推导,然后提出根据各子模块电压平均值在分频侧投入卸荷电阻的策略来消耗低频侧的过剩功率,并根据电网电压正序分量的跌落程度和负序分量输出对应的正序和负序无功电流。此外,当电网电压正序分量过低时,将对角均压从工频侧切换至分频侧,在故障穿越过程中保证各桥臂子模块电压之间的均衡。最后,在Matlab/Simulink仿真平台上,对3.3 kV/3.3 kV/3 MV·A M3C工程样机工频故障穿越方法的有效性进行了验证。

关键词:模块化多电平矩阵式变换器;工频电网故障穿越;卸荷电阻;均衡控制

中图分类号:TM28 **文献标识码:**A **DOI:**10.19457/j.1001-2095.dqed24946

Research of the Power Frequency Grid Fault Ride-through Strategy of Modular Multi-level Matrix Converter for New Energy Transmission

DONG Yue¹, HE Yingfei², DU Lulu², TANG Mingjie², JIN Guangchao², ZHAO Jing¹

(1. TBEA Science & Technology Investment Co., Ltd., Tianjin 301700, China;

2. TBEA Xi'an Flexible Power T&D Co., Ltd., Xi'an 710119, Shaanxi, China)

Abstract: Modular multi-level matrix converter (M3C) is a kind of new topology which can convert one specified electric frequency to another directly, it is applicable to high voltage and large capacity scene. In the fractional transmission system, the complete flow was introduced to achieve power frequency grid fault ride-through. The arm power state equation of M3C in double α - β frame was introduced when power frequency voltage and fractional frequency voltage is unsymmetrical. The control strategy of switching on braking resistor in the fractional frequency side based on the average voltage of all sub-module capacitor was introduced, in order to consume redundant power in the fractional frequency side. Positive and negative sequence reactive current based on the power frequency positive voltage dips and negative voltage component were output. In addition, when power frequency positive sequence voltage is too low, diagonal balancing control was converted to the fractional frequency side from the power frequency side, which can realize the balance of all arm sub-module capacitor voltage in the process of power frequency grid fault ride-through. At last, a 3.3 kV/3.3 kV/3 MV·A M3C model was built in Matlab/Simulink, the effectiveness of power frequency grid fault ride-through strategy was validated.

Key words: modular multi-level matrix converter (M3C); power frequency grid fault ride-through; braking resistor; balancing control

分频输电是1994年王锡凡院士提出的理念,将输电频率降低到50/3 Hz,可降低线路阻抗和分布电容充电电流,达到提升静稳极限和传输容量

的目的。该理念更适用于风电/光伏等通过变流器输出、易于灵活改变输出频率的应用场景,在建设大型新能源送出基地(尤其是海上风电场)

基金项目:国家电网公司科技项目(4000-202155368A-0-0-00)

作者简介:董钺(1981—),男,博士,教授级高工,主要研究方向为电力电子技术、新能源并网和微网技术,Email:dongyuechina@126.com

的背景下更具优势^[1-3]。在并网端,最初是通过倍频变压器实现 50/3 Hz 分频电能和 50 Hz 工频电能之间的转换、并入工频电网。随着大容量电力电子技术的发展,可采用电力电子装置实现不同频率电能的转换,分频侧的频率也不再局限于 50/3 Hz^[4-5]。

模块化多电平矩阵变换器(M3C)适用于高压大容量场合,能实现不同频率电能之间的直接交-交变换^[6-8]。较之基于 2 台模块化多电平变换器(modular multi-level converter, MMC)的交-直-交变频方式,采用 M3C 结构具有如下特点:1)无直流母线,结构更紧凑,桥臂数和桥臂电抗数从 12 个减少到 9 个,子模块电容数也减少 25%;2)工频和分频电能直接耦合,控制算法、正常运行特性、故障特性更为复杂,桥臂电流、子模块电容电压的谐波含有二倍工频、二倍分频、工频+分频、工频-分频等多种分量;3)采用全桥子模块,自动具备故障阻断能力。

采用 M3C 的新能源送出分频系统结构如图 1 所示,若工频侧电网发生故障,传输有功的能力大幅下降,而分频侧的风电/光伏等机组的能量继续输入,造成子模块电容电压升高。采用通信方式使分频侧风电/光伏变流器进入限功率运行模式,对通信速度和可靠性要求太高,且风机变桨控制的响应速度很难满足故障穿越要求。因此,为实现故障穿越,需要在 M3C 上加入卸荷电阻,消耗工频故障时分频侧的过剩功率。

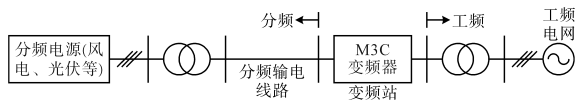


图1 采用M3C的新能源送出分频系统

Fig.1 New energy transmission fractional system based on M3C

此外,文献[9]提出,在海上风电通过柔直送出的系统中,发生工频故障时,可同步降低送端电压,使得风电机组进入故障穿越状态,利用各机组直流链上的卸荷电阻消耗过剩功率,降低受端换流站卸荷电阻的容量。该方法对于送端电压响应速度要求较高,且依赖于风电机组的故障穿越能力;文献[10]提到在用于海上风场分频输电的 M3C 上应用该方法,但该文献并未提及在较为极端的情况下,即工频侧电压跌落至零时 M3C 各桥臂的均衡控制情况;文献[11]提出在各子模块中接入储能单元形成有源型 M3C,并对工频/低频故障穿越策略进行了研究和验证。

本文提出一种 M3C 工频故障穿越方法,将卸荷电阻及相应的变换器装置安装在分频侧,在工频侧电网发生对称和不对称故障时,根据 M3C 各子模块电压平均值在分频侧投入卸荷电阻,并根据电网电压正序分量的跌落程度和负序分量输出对应的正序和负序无功电流,同时将角均压从工频侧切换至分频侧,这样既能实现工频故障的可靠穿越,也能保证 M3C 各桥臂电压之间的均衡。最后,在 Matlab/Simulink 仿真平台上,对 3.3 kV/3.3 kV/3 MV·A M3C 工程样机工频故障穿越方法的有效性进行了验证。

1 M3C 控制结构

1.1 M3C 数学模型

M3C 的拓扑结构如图 2 所示。在新能源送出的分频系统中,M3C 分频侧需要为风电、光伏等并网变流器提供电压支撑、作为电压源运行,因此在分频出口处并联 RC 滤波支路;工频侧作为并网电流源并入工频电网。

M3C 的状态方程如下式所示:

$$L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{ua} & i_{va} & i_{wa} \\ i_{ub} & i_{vb} & i_{wb} \\ i_{uc} & i_{vc} & i_{wc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_u & e_v & e_w \\ e_u & e_v & e_w \\ e_u & e_v & e_w \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} u_{ua} & u_{va} & u_{wa} \\ u_{ub} & u_{vb} & u_{wb} \\ u_{uc} & u_{vc} & u_{wc} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} e_a & e_a & e_a \\ e_b & e_b & e_b \\ e_c & e_c & e_c \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} u_{oN} & u_{oN} & u_{oN} \\ u_{oN} & u_{oN} & u_{oN} \\ u_{oN} & u_{oN} & u_{oN} \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$\frac{C}{2} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} U_{ua}^2 & U_{va}^2 & U_{wa}^2 \\ U_{ub}^2 & U_{vb}^2 & U_{wb}^2 \\ U_{uc}^2 & U_{vc}^2 & U_{wc}^2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P_{ua} & P_{va} & P_{wa} \\ P_{ub} & P_{vb} & P_{wb} \\ P_{uc} & P_{vc} & P_{wc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_{ua}i_{ua} & u_{va}i_{va} & u_{wa}i_{wa} \\ u_{ub}i_{ub} & u_{vb}i_{vb} & u_{wb}i_{wb} \\ u_{uc}i_{uc} & u_{vc}i_{vc} & u_{wc}i_{wc} \end{bmatrix} \quad (2)$$

$$C_f \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} u_{Cfa} \\ u_{Cfb} \\ u_{Cfc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{ua} + i_{va} + i_{wa} \\ i_{ub} + i_{vb} + i_{wb} \\ i_{uc} + i_{vc} + i_{wc} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} i_{fa} \\ i_{fb} \\ i_{fc} \end{bmatrix} \quad (3)$$

式中: i_{xy} ($x=u, v, w$ 代表工频侧; $y=a, b, c$ 代表分频侧)为桥臂电流; u_{xy} 为桥臂电压; e_x 为工频相电压; e_y 为分频相电压; u_{oN} 为分频侧中性点和工频侧中性点之间的电压; U_{xy} 为桥臂子模块电容电压平均值; P_{xy} 为桥臂功率; u_{Cfy} 为分频侧滤波电容电压; i_{fy} 为分频侧电流; L 为桥臂电感; C 为子模块直流电容; C_f 为分频滤波电容。

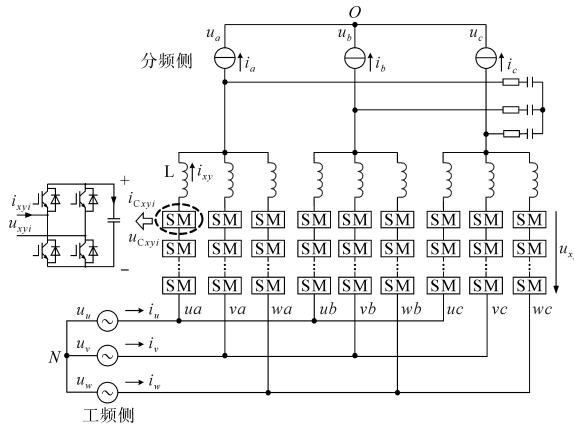


图2 M3C拓扑结构

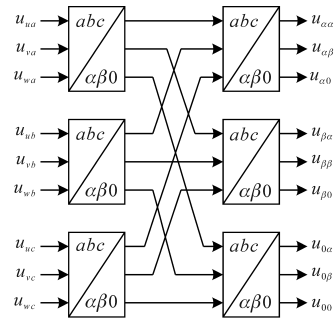
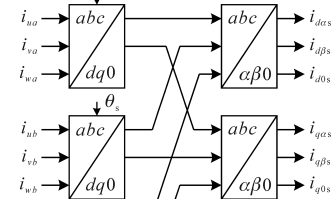
Fig.2 Topology of M3C

1.2 M3C工频-分频解耦控制策略

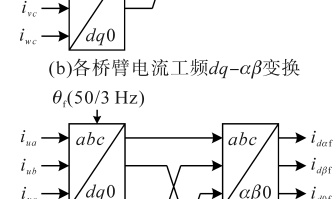
由于M3C的工频和分频分量直接耦合,结构和运行特性较为复杂,已有文献提出各种解耦控制方法和分层电容电压均衡策略^[12-18]。较为典型且逻辑清晰的方法^[12]是对9个桥臂电流 i_{xy} 分别在工频和分频相角下先做dq变换,再做 $\alpha\beta$ 变换;对9个桥臂子模块电压做双 $\alpha\beta$ 变换,实现工频侧和分频侧的解耦。工频侧采用子模块电容电压平均值-无功功率控制,分频侧采用交流输出电压控制。

同时,还要对各子模块电容电压进行分层均衡控制。第1层,实现工频3个子换流器之间(分别为 $ua/va/wa$ 3个桥臂组成的子换流器A, $ub/vb/wb$ 3个桥臂组成的子换流器B和 $uc/vc/wc$ 3个桥臂组成的子换流器C)的垂直均压和分频3个子换流器之间(分别为 $ualub/luc$ 3个桥臂组成的子换流器U, $valvb/lvc$ 3个桥臂组成的子换流器V和 $walwb/lwc$ 3个桥臂组成的子换流器W)的水平均压;第2层,实现同一子换流器3个桥臂之间的对角均压;第3层,实现同一桥臂内各子模块之间的均压。

由于M3C通常是先工频侧启动,并入工频电网,建立并稳定各子模块电压,此时M3C相当于3个工频静止无功发生器(static var generator, SVG),需要实现工频3个子换流器之间、同一子换流器内3个桥臂之间的均衡控制,因此垂直和对角均压通常在工频侧实现;而后,启动分频侧,输出分频侧电压,为分频侧并网变流器提供基准电压源,此时还需要做分频侧3个子换流器的均衡控制,因此水平均压通常在分频侧实现。具体的控制结构^[12]如图3~图6所示。

(a)各桥臂子模块电压双 $\alpha\beta$ 变换 $\theta_s(50\text{ Hz})$ 

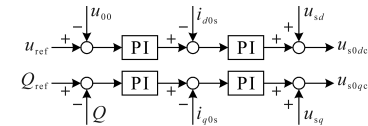
(b)各桥臂电流工频dq-\$\alpha\beta\$变换

 $\theta_s(50/3\text{ Hz})$ 

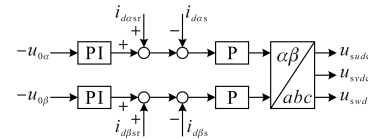
(c)各桥臂电流分频dq-\$\alpha\beta\$变换

图3 M3C各桥臂子模块电压和各桥臂电流变换结构

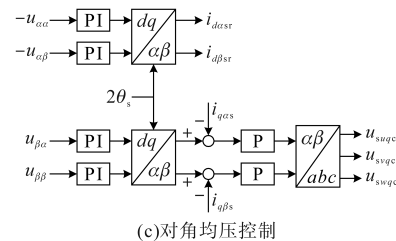
Fig.3 Transformation of submodule voltage and current of M3C legs



(a)工频子模块电压-无功功率控制



(b)叠加对角均压的垂直均压控制



(c)对角均压控制

图4 M3C工频侧控制结构

Fig.4 Control configuration of M3C power frequency side

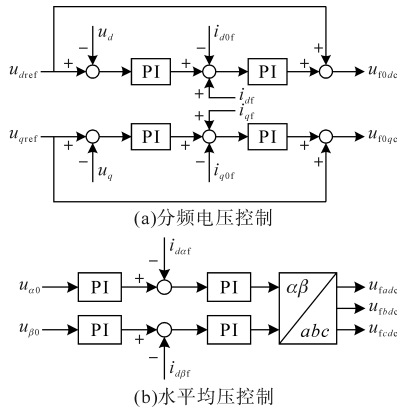


图5 M3C分频侧控制结构

Fig.5 Control configuration of M3C fractional frequency side

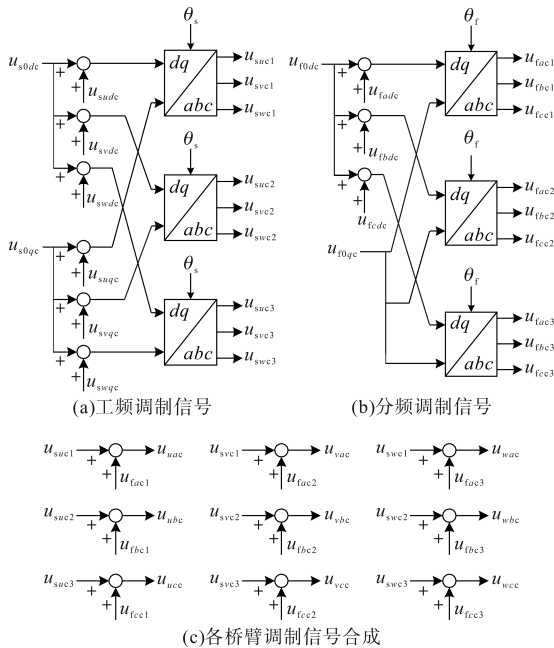


图6 M3C调制信号结构

Fig.6 Modulation signals configuration of M3C

2 卸荷电阻设计

2.1 卸荷电阻拓扑结构

卸荷电阻通常有3种安装方式:1)装在工频侧,在发生工频故障时,卸荷能力受到严重削弱,起不到预期的作用;2)装在M3C各子模块上,需要在设计子模块结构时就加以考虑,并加装相应的功率开关、续流二极管和驱动电源;3)装在分频侧,可以不影响M3C子模块的结构设计,用于海上风电场时,与变频站并列建在陆地上,不会对海上平台造成影响。因此,为保证M3C在工频电网故障时的卸荷能力(分频侧故障时,分频侧风电/光伏逆变器自动进入故障穿越模式,无需M3C卸荷),本文采用将卸荷电阻装在M3C分频侧的结构,将其作为工频电网故障时的耗能支路。

考虑简化电路和控制结构,采用整流桥+直流侧电阻串联功率开关的结构。以3.3 kV/3.3 kV/3 MV·A的M3C工程样机为例,整流桥直流电压为1.35~1.414倍的线电压有效值(即4 455~4 666 V),取平均值4 560 V;按低频侧为额定功率(3 MW)时工频电压跌至零的最极端情况考虑,则卸荷电阻 $R=4\ 560^2/3\ 000\ 000=6.93\ \Omega$,考虑整流滤波电感压降和必要的调节裕度,电阻值取5 Ω 。

卸荷部分拓扑结构如图7所示。考虑实际器件的选型,整流桥二极管可采用1 200 V器件串联,直流侧与卸荷电阻串联的功率开关可采用M3C相同子模块级联的方式实现。

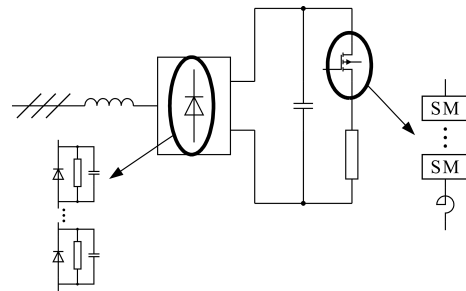


图7 卸荷电阻拓扑结构

Fig.7 Topology of braking resistor

2.2 卸荷电阻控制策略

工频电网发生故障后,分频侧过剩的功率使M3C各子模块电压升高,当各子模块电压平均值超过1.1(标么值)后,投入卸荷电阻,将子模块电容电压平均值控制环转移至卸荷电阻控制器,通过调节卸荷装置功率模块的脉宽实现对分频侧功率的跟踪,稳定各子模块电容电压。卸荷电阻控制结构如图8所示。

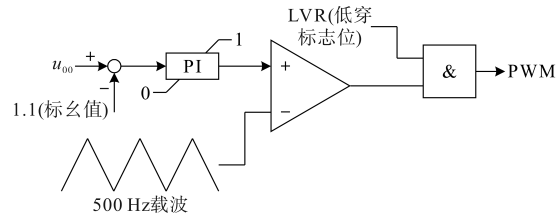


图8 卸荷电阻控制结构

Fig.8 Control configuration of braking resistor

3 工频故障时的M3C均衡控制策略

工频电网有可能发生不对称故障,按相关标准^[9],在故障穿越期间,M3C需要根据负序电压输出负序无功电流,因此需要在式(1)~式(3)中子模块电压状态方程基础上,推导工频电网电压不对称情况下的数学模型。

为全面考虑,假定工频侧电网和分频侧电压

同时存在正序和负序分量,工频网侧和分频侧电流也同时存在正序和负序分量,假设工频侧三相电网电压为

$$\begin{cases} E_u = E_{ms} \cos(\omega_s t + \varphi_s) + E_{msN} \cos(\omega_s t + \varphi_{sN}) \\ E_v = E_{ms} \cos(\omega_s t + \varphi_s - \frac{2}{3}\pi) + E_{msN} \cos(\omega_s t + \varphi_{sN} + \frac{2}{3}\pi) \\ E_w = E_{ms} \cos(\omega_s t + \varphi_s + \frac{2}{3}\pi) + E_{msN} \cos(\omega_s t + \varphi_{sN} - \frac{2}{3}\pi) \end{cases} \quad (4)$$

式中: E_u, E_v, E_w 分别为工频三相电网电压; E_{ms}, E_{msN} 分别为电网电压正序和负序分量幅值; ω_s 为工频角频率; φ_s, φ_{sN} 分别为电网电压正序和负序分量相角。

9个桥臂电流的工频分量为

$$\begin{cases} I_{uas} = I_{msa} \cos(\omega_s t + \varphi_{ia}) + I_{msaN} \cos(\omega_s t + \varphi_{iaN}) \\ I_{vas} = I_{msa} \cos(\omega_s t + \varphi_{ia} - \frac{2}{3}\pi) + I_{msaN} \cos(\omega_s t + \varphi_{iaN} + \frac{2}{3}\pi) \\ I_{was} = I_{msa} \cos(\omega_s t + \varphi_{ia} + \frac{2}{3}\pi) + I_{msaN} \cos(\omega_s t + \varphi_{iaN} - \frac{2}{3}\pi) \\ I_{ubs} = I_{msb} \cos(\omega_s t + \varphi_{ib}) + I_{msbN} \cos(\omega_s t + \varphi_{ibN}) \\ I_{vbs} = I_{msb} \cos(\omega_s t + \varphi_{ib} - \frac{2}{3}\pi) + I_{msbN} \cos(\omega_s t + \varphi_{ibN} + \frac{2}{3}\pi) \\ I_{wbs} = I_{msb} \cos(\omega_s t + \varphi_{ib} + \frac{2}{3}\pi) + I_{msbN} \cos(\omega_s t + \varphi_{ibN} - \frac{2}{3}\pi) \\ I_{ucs} = I_{msc} \cos(\omega_s t + \varphi_{ic}) + I_{mscN} \cos(\omega_s t + \varphi_{icN}) \\ I_{vcs} = I_{msc} \cos(\omega_s t + \varphi_{ic} - \frac{2}{3}\pi) + I_{mscN} \cos(\omega_s t + \varphi_{icN} + \frac{2}{3}\pi) \\ I_{wcs} = I_{msc} \cos(\omega_s t + \varphi_{ic} + \frac{2}{3}\pi) + I_{mscN} \cos(\omega_s t + \varphi_{icN} - \frac{2}{3}\pi) \end{cases} \quad (5)$$

式中: I_{xys} 为9个桥臂电流的工频分量; I_{msy}, I_{msyN} 分别为接至分频 a, b, c 相的三个桥臂电流的工频正序、负序电流分量幅值; $\varphi_{iy}, \varphi_{iyN}$ 分别为接至分频 a, b, c 相的三个桥臂电流的工频正序、负序电流分量相角。

$$P = C \begin{bmatrix} U_{ua} \frac{dU_{ua}}{dt} & U_{va} \frac{dU_{va}}{dt} & U_{wa} \frac{dU_{wa}}{dt} \\ U_{ub} \frac{dU_{ub}}{dt} & U_{vb} \frac{dU_{vb}}{dt} & U_{wb} \frac{dU_{wb}}{dt} \\ U_{uc} \frac{dU_{uc}}{dt} & U_{vc} \frac{dU_{vc}}{dt} & U_{wc} \frac{dU_{wc}}{dt} \end{bmatrix} \approx C \bar{U} \begin{bmatrix} \frac{dU_{ua}}{dt} & \frac{dU_{va}}{dt} & \frac{dU_{wa}}{dt} \\ \frac{dU_{ub}}{dt} & \frac{dU_{vb}}{dt} & \frac{dU_{wb}}{dt} \\ \frac{dU_{uc}}{dt} & \frac{dU_{vc}}{dt} & \frac{dU_{wc}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (E_u - E_a)(I_{uas} + I_{uaf}) & (E_v - E_a)(I_{vas} + I_{vaf}) & (E_w - E_a)(I_{was} + I_{waf}) \\ (E_u - E_b)(I_{ubs} + I_{ubf}) & (E_v - E_b)(I_{vbs} + I_{vbf}) & (E_w - E_b)(I_{wbs} + I_{wbf}) \\ (E_u - E_c)(I_{ucs} + I_{ucf}) & (E_v - E_c)(I_{vcs} + I_{vcf}) & (E_w - E_c)(I_{wcs} + I_{wcf}) \end{bmatrix} \quad (8)$$

式中: \bar{U} 为子模块电容电压稳态平均值; C 为子模块电容值。

将式(4)~式(7)代入式(8),并去掉交流项,可得各桥臂的平均功率为

$$\bar{P} = \begin{bmatrix} \bar{P}_{ua} & \bar{P}_{va} & \bar{P}_{wa} \\ \bar{P}_{ub} & \bar{P}_{vb} & \bar{P}_{wb} \\ \bar{P}_{uc} & \bar{P}_{vc} & \bar{P}_{wc} \end{bmatrix} \quad (9)$$

分频分量为

$$\begin{cases} I_{uaf} = I_{mfu} \cos(\omega_f t + \varphi_{iu}) + I_{mfuN} \cos(\omega_f t + \varphi_{iuN}) \\ I_{ubf} = I_{mfu} \cos(\omega_f t + \varphi_{iu} - \frac{2}{3}\pi) + I_{mfuN} \cos(\omega_f t + \varphi_{iuN} + \frac{2}{3}\pi) \\ I_{ucf} = I_{mfu} \cos(\omega_f t + \varphi_{iu} + \frac{2}{3}\pi) + I_{mfuN} \cos(\omega_f t + \varphi_{iuN} - \frac{2}{3}\pi) \\ I_{vaf} = I_{mfv} \cos(\omega_f t + \varphi_{iv}) + I_{mfvN} \cos(\omega_f t + \varphi_{ivN}) \\ I_{vbf} = I_{mfv} \cos(\omega_f t + \varphi_{iv} - \frac{2}{3}\pi) + I_{mfvN} \cos(\omega_f t + \varphi_{ivN} + \frac{2}{3}\pi) \\ I_{vcf} = I_{mfv} \cos(\omega_f t + \varphi_{iv} + \frac{2}{3}\pi) + I_{mfvN} \cos(\omega_f t + \varphi_{ivN} - \frac{2}{3}\pi) \\ I_{waf} = I_{mfw} \cos(\omega_f t + \varphi_{iw}) + I_{mfwN} \cos(\omega_f t + \varphi_{iwN}) \\ I_{wbf} = I_{mfw} \cos(\omega_f t + \varphi_{iw} - \frac{2}{3}\pi) + I_{mfwN} \cos(\omega_f t + \varphi_{iwN} + \frac{2}{3}\pi) \\ I_{wcf} = I_{mfw} \cos(\omega_f t + \varphi_{iw} + \frac{2}{3}\pi) + I_{mfwN} \cos(\omega_f t + \varphi_{iwN} - \frac{2}{3}\pi) \end{cases} \quad (6)$$

式中: I_{xyf} 为9个桥臂电流的分频分量; I_{mfx}, I_{mfxN} 分别为接至工频 u, v, w 相的三个桥臂电流的分频正序、负序电流分量幅值; $\varphi_{ix}, \varphi_{ixN}$ 分别为接至工频 u, v, w 相的三个桥臂电流的分频正序、负序电流分量相角。

分频侧三相电压为

$$\begin{cases} E_a = E_{mf} \cos(\omega_f t + \varphi_f) + E_{mfN} \cos(\omega_f t + \varphi_{fN}) \\ E_b = E_{mf} \cos(\omega_f t + \varphi_f - \frac{2}{3}\pi) + E_{mfN} \cos(\omega_f t + \varphi_{fN} + \frac{2}{3}\pi) \\ E_c = E_{mf} \cos(\omega_f t + \varphi_f + \frac{2}{3}\pi) + E_{mfN} \cos(\omega_f t + \varphi_{fN} - \frac{2}{3}\pi) \end{cases} \quad (7)$$

式中: E_a, E_b, E_c 分别为分频三相电压; E_{mf}, E_{mfN} 分别为分频电压正序和负序分量幅值; ω_f 为分频角频率; φ_f, φ_{fN} 分别为分频电压正序和负序分量相角。

桥臂各子模块直流侧和交流侧的能量偏差通过各子模块电容缓冲,因此9个桥臂的功率为

对式(8)中各桥臂子模块电容电压微分项矩

阵和式(9)做双 $\alpha\beta$ 变换,即

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} \frac{dU_{\alpha\alpha}}{dt} & \frac{dU_{\beta\alpha}}{dt} & \frac{dU_{0\alpha}}{dt} \\ \frac{dU_{\alpha\beta}}{dt} & \frac{dU_{\beta\beta}}{dt} & \frac{dU_{0\beta}}{dt} \\ \frac{dU_{\alpha 0}}{dt} & \frac{dU_{\beta 0}}{dt} & \frac{dU_{00}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{dU_{ua}}{dt} & \frac{dU_{va}}{dt} & \frac{dU_{wa}}{dt} \\ \frac{dU_{ub}}{dt} & \frac{dU_{vb}}{dt} & \frac{dU_{wb}}{dt} \\ \frac{dU_{uc}}{dt} & \frac{dU_{vc}}{dt} & \frac{dU_{wc}}{dt} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}^T \\ \overline{P}_{\alpha\beta 0} = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \overline{P}_{ua} & \overline{P}_{va} & \overline{P}_{wa} \\ \overline{P}_{ub} & \overline{P}_{vb} & \overline{P}_{wb} \\ \overline{P}_{uc} & \overline{P}_{vc} & \overline{P}_{wc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}^T = \begin{bmatrix} \overline{P}_{\alpha\alpha} & \overline{P}_{\beta\alpha} & \overline{P}_{0\alpha} \\ \overline{P}_{\alpha\beta} & \overline{P}_{\beta\beta} & \overline{P}_{0\beta} \\ \overline{P}_{\alpha 0} & \overline{P}_{\beta 0} & \overline{P}_{00} \end{bmatrix} \end{cases} \quad (10)$$

式中: $U_{\alpha\alpha}, U_{\beta\alpha}, U_{\alpha\beta}, U_{\beta\beta}$ 为各桥臂子模块电容电压的对角分量; $U_{0\alpha}, U_{0\beta}$ 为各桥臂子模块电容电压的垂直分量; $U_{\alpha 0}, U_{\beta 0}$ 为各桥臂子模块电容电压的水平分量; U_{00} 为各桥臂子模块电容电压的零序分量; $\overline{P}_{\alpha\alpha}, \overline{P}_{\beta\alpha}, \overline{P}_{\alpha\beta}, \overline{P}_{\beta\beta}$ 为各桥臂平均功率的对角分

量; $\overline{P}_{0\alpha}, \overline{P}_{0\beta}$ 为各桥臂平均功率的垂直分量; $\overline{P}_{\alpha 0}, \overline{P}_{\beta 0}$ 为各桥臂平均功率的水平分量; \overline{P}_{00} 为各桥臂平均功率的零序分量。

将式(10)中交流功率矩阵各元素进行变换,可得 $\overline{P}_{\alpha\beta 0}$ 的表达式为

$$\overline{P}_{\alpha\beta 0} = \begin{bmatrix} \overline{P}_{\alpha\alpha} & \overline{P}_{\beta\alpha} & \overline{P}_{0\alpha} \\ \overline{P}_{\alpha\beta} & \overline{P}_{\beta\beta} & \overline{P}_{0\beta} \\ \overline{P}_{\alpha 0} & \overline{P}_{\beta 0} & \overline{P}_{00} \end{bmatrix} \approx C \overline{U} \begin{bmatrix} \frac{dU_{\alpha\alpha}}{dt} & \frac{dU_{\beta\alpha}}{dt} & \frac{dU_{0\alpha}}{dt} \\ \frac{dU_{\alpha\beta}}{dt} & \frac{dU_{\beta\beta}}{dt} & \frac{dU_{0\beta}}{dt} \\ \frac{dU_{\alpha 0}}{dt} & \frac{dU_{\beta 0}}{dt} & \frac{dU_{00}}{dt} \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} (E_{ms} I_{dasN} + E_{msN} I_{Ndas}) & (-E_{ms} I_{qasN} - E_{msN} I_{Nqas}) & (E_{ms} I_{das} + E_{msN} I_{Ndas}) \\ (-E_{mi} I_{dafN} - E_{miN} I_{Ndaf}) & (-E_{mi} I_{\beta\beta N} - E_{miN} I_{N\beta\beta}) & (-E_{mi} I_{d0N} - E_{miN} I_{N d0f}) \\ (E_{ms} I_{\beta\beta sN} + E_{msN} I_{N\beta\beta s}) & (-E_{ms} I_{q\beta sN} - E_{msN} I_{Nq\beta s}) & (E_{ms} I_{\beta\beta s} + E_{msN} I_{N\beta\beta s}) \\ (+E_{mi} I_{qafN} + E_{miN} I_{Nqaf}) & (+E_{mi} I_{q\beta fN} + E_{miN} I_{Nq\beta f}) & (+E_{mi} I_{q0fN} + E_{miN} I_{Nq0f}) \\ (E_{ms} I_{d0sN} + E_{msN} I_{N d0s}) & (-E_{ms} I_{q0sN} - E_{msN} I_{Nq0s}) & (E_{ms} I_{d0s} + E_{msN} I_{N d0s}) \\ (-E_{mi} I_{daf} - E_{miN} I_{Ndaf}) & (-E_{mi} I_{\beta\beta f} - E_{miN} I_{N\beta\beta f}) & (-E_{mi} I_{d0f} - E_{miN} I_{N d0f}) \end{bmatrix} \quad (11)$$

式中: $I_{das}, I_{\beta\beta s}, I_{d0s}$ 为工频3个子换流器在正序电压角度下正序 d 轴电流的 $\alpha, \beta, 0$ 轴分量; $I_{dasN}, I_{\beta\beta sN}, I_{d0sN}$ 为工频3个子换流器在正序电压角度下负序 d 轴电流的 $\alpha, \beta, 0$ 轴分量; $I_{qasN}, I_{q\beta sN}, I_{q0sN}$ 为工频3个子换流器在正序电压角度下负序 q 轴电流的 $\alpha, \beta, 0$ 轴分量; $I_{NdasN}, I_{N\beta\beta sN}, I_{N d0sN}$ 为工频3个子换流器在负序电压角度下负序 d 轴电流的 $\alpha, \beta, 0$ 轴分量; $I_{Ndas}, I_{N\beta\beta s}, I_{N d0s}$ 为工频3个子换流器在负序电压角度下正序 d 轴电流的 $\alpha, \beta, 0$ 轴分量; $I_{Nqas}, I_{Nq\beta s}, I_{Nq0s}$ 为工频3个子换流器在负序电压角度下正序 q 轴电流的 $\alpha, \beta, 0$ 轴分量; $I_{daf}, I_{\beta\beta f}, I_{d0f}$ 为分频3个子换流器在正序电压角度下正序 d 轴电流的 $\alpha, \beta, 0$ 轴分量; $I_{dafN}, I_{\beta\beta fN}, I_{d0fN}$ 为分频3个子换流器在正序电压角度下负序 d 轴电流的 $\alpha, \beta, 0$ 轴分量; $I_{qafN}, I_{q\beta fN}, I_{q0fN}$ 为分频3个子换流器在正序电压角度下负序 q 轴电流的 $\alpha, \beta, 0$ 轴分量; $I_{NdafN}, I_{N\beta\beta fN}, I_{N d0fN}$ 为分频3个子换流器在负序电压角度下负序 d 轴电流的 $\alpha, \beta, 0$ 轴分量; $I_{Ndaf}, I_{N\beta\beta f}, I_{N d0f}$ 为分频3个子换流器在负序电压角度下正序 d 轴电流的 $\alpha, \beta, 0$ 轴

分量; $I_{Nqaf}, I_{Nq\beta f}, I_{Nq0f}$ 为分频3个子换流器在负序电压角度下正序 q 轴电流的 $\alpha, \beta, 0$ 轴分量。

由式(11)可见, M3C垂直(对应 $\overline{P}_{\alpha\alpha}, \overline{P}_{0\beta}$)、水平(对应 $\overline{P}_{\alpha 0}, \overline{P}_{\beta 0}$)和对角(对应 $\overline{P}_{\beta\alpha}, \overline{P}_{\alpha\beta}, \overline{P}_{\beta\beta}$)均压控制,都可以在工频、分频不同电压分量下分别通过控制不同的电流分量实现。

当工频侧故障时,工频电压正序分量会大幅降低,有可能出现负序分量;而采用图3所示的控制结构,可以实现工频侧和分频侧控制的解耦,分频电压正序分量基本不受影响、负序分量基本保持为零。如式(11)所示,工频侧垂直和对角均压的均衡控制功率与工频电压正序分量成正比,在工频正序电网电压跌落深度较大时,会影响均压效果,造成均衡控制电流增大,增加功率器件的损耗。因此在工频故障穿越过程中,当工频正序电压小于0.5(标么值)时,为保证各子模块电容电压的均衡控制效果,尽量减小均衡控制产生的桥臂负序电流,将对角均压控制环节切换至分频侧;同时,如式(11)所示,若垂直均压也切换至

分频侧,需要调节分频侧三个子换流器的负序电流的零序分量,即向分频侧系统中注入负序电流,在分频侧接入新能源机组的工况下难以实现(与并网变流器负序电流控制相冲突),因此仍将垂直均压保持在工频侧实现。

由式(11)可知,采用分频正序电压实现对角均压控制,调制信号也为分频负序,其中 $d\alpha$ 、 $d\beta$ 分量叠加在水平均压的电流给定上,是分频侧三个子换流器内部各自的负序分量。对角均压和原有水平均压调制信号叠加,如图9所示。

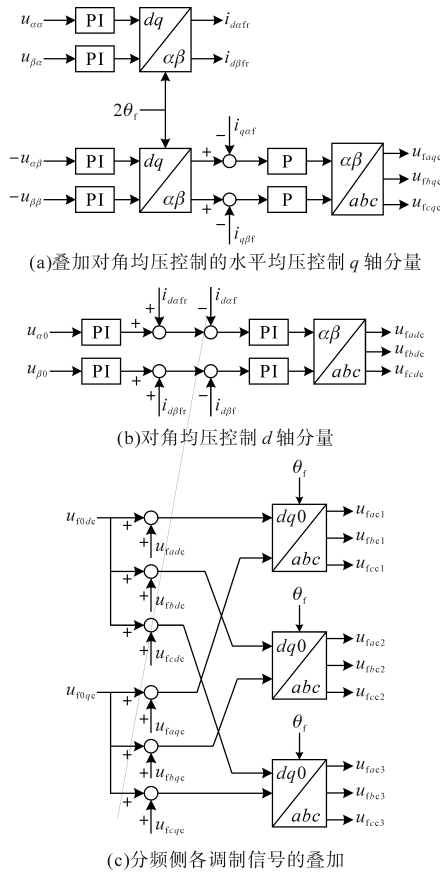


图9 分频侧对角均压控制

Fig.9 Diagonal balancing control in the fractional frequency side

4 工频故障时的M3C故障穿越策略

M3C工频故障穿越策略流程如图10所示。

4.1 低电压穿越

工频电网发生对称跌落时,M3C根据电网电压跌落深度输出感性无功,输出无功电流的要求如下式所示:

$$I_q = K_1(0.9 - U_m)I_N \quad (12)$$

式中: U_m 为电网电压标幺值,取 $U_m \leq 0.9$ (风电并网标准, $U_m \geq 0.2$;光伏或储能标准要求零穿, $U_m \geq 0$); K_1 为无功电流系数,取1.5~3; I_N 为并网变流器的

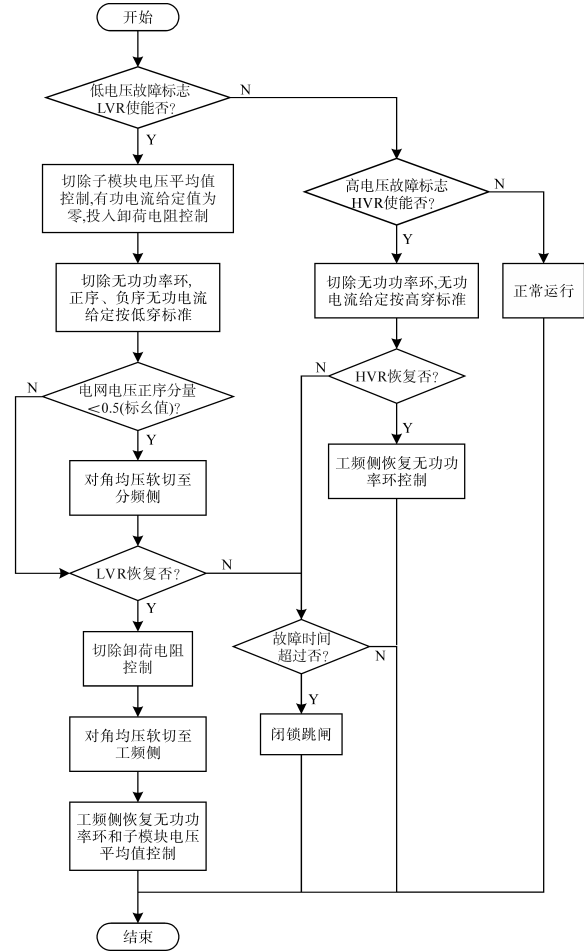


图10 M3C工频故障穿越策略流程

Fig.10 Diagram of M3C power frequency fault ride-through

额定电流。

按风电并网标准^[19],电网发生不对称跌落时,M3C根据电网电压正序分量的跌落程度输出正序感性无功,根据电网电压负序分量输出负序容性无功,抑制负序电压的升高,输出无功电流的要求如下式所示:

$$\begin{cases} I_{qp} = K_{2p}(0.9 - U_{mp})I_N \\ I_{qn} = -K_{2n}U_{mn}I_N \end{cases} \quad (13)$$

式中: U_{mp} 为电网电压正序分量标幺值; U_{mn} 为电网电压负序分量标幺值; K_{2p} 为正序无功电流系数, $K_{2p} \geq 1$; K_{2n} 为负序无功电流系数, $K_{2n} \geq 1$ 。

在低电压穿越期间,使能卸荷电阻控制器,子模块电容电压平均值控制转移至卸荷电阻控制器,分频侧电能通过卸荷电阻消耗,稳定子模块电容电压。工频侧控制器不再控制各子模块电容平均电压值,工频有功电流给定为零;同时,根据式(12)和式(13),工频低电压穿越期间根据电网电压跌落情况,输出相应的无功电流。

在故障穿越期间,工频电网电压正序分量低

于0.5(标么值)时,对角均压控制通过软切环节从工频侧切换至分频侧;故障恢复后,重新软切回工频侧,避免电流冲击。

4.2 高电压穿越

工频电网发生过电压(对称)时,根据电网电压输出容性无功,输出无功电流的要求如下:

$$I_q = K_3(1.1 - U_m)I_N \quad 1.1 \leq U_m \leq 1.3 \quad (14)$$

式中: K_3 为无功电流系数,大于1.5。

高、低电压穿越的控制结构在图3~图6的基础上增加的部分如图11、图12所示。

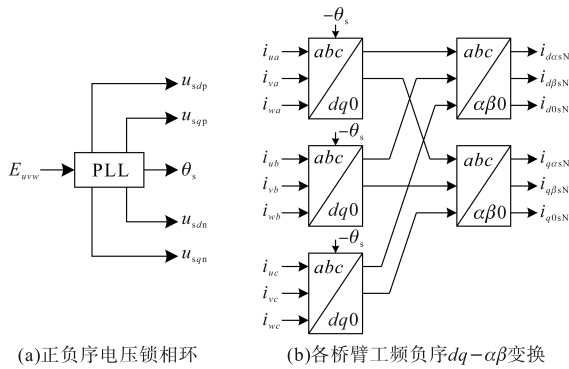
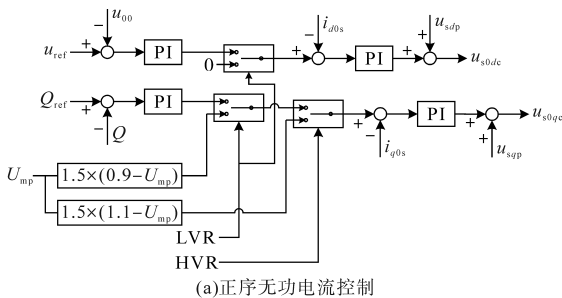
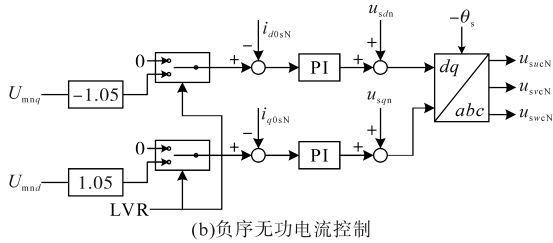


图11 各桥臂电流工频负序变换结构

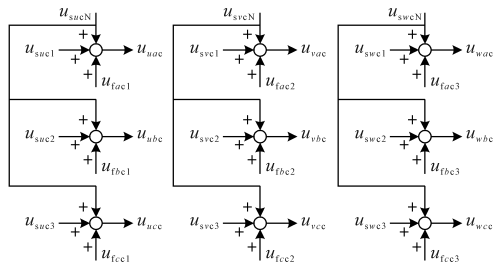
Fig.11 Power frequency transformation of current of legs



(a)正序无功电流控制



(b)负序无功电流控制



(c)工频负序调制分量的叠加

图12 M3C高、低电压穿越的控制结构

Fig.12 Control configuration of M3C power frequency fault ride-through

对比图3,图11增加了各桥臂电流工频负序(dq -序)桥变换。图12中增加的图12b、图12c控制结构都是为输出标准要求的工频负序无功电流,图12a控制结构为输出标准要求的工频正序无功电流且保证正序有功电流为零。图12中的LVR为工频低电压穿越标志位,HVR为工频高电压穿越标志位。

5 仿真验证与分析

M3C样机各参数为:额定容量3 MV·A,工频额定电压3.3 kV,工频额定频率50 Hz,分频额定电压3.3 kV,分频额定频率50/3 Hz,功率因数-0.9~0.9,模块电容电压0.97 kV,桥臂子模块数7,子模块电容值8.1 mF,支路电感值7 mH,分频滤波电容值100 μ F。

该工程样机应用于中国电科院张北基地分频系统,系统中变频装置除M3C外,还有一台倍频变压器,其分频侧频率只能固定为电网频率的1/3。M3C需要和倍频变压器并列运行,故分频额定频率亦为50/3 Hz。

图13为M3C仿真系统示意图。图13中,M3C分频侧和工频侧分别通过3.3 kV/35 kV变压器接入分频和工频电网,分频侧采用3 MW受控并网电流源模拟分频风电/光伏的电输入。在工频35 kV侧用电抗分压模拟低电压故障,用电抗与阻容分压模拟高电压故障。卸荷电阻结构见图7、图8。

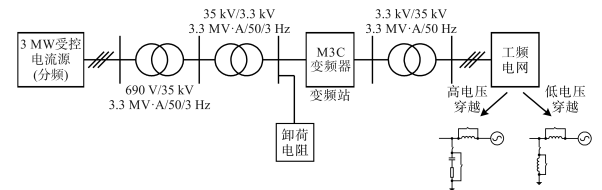


图13 M3C仿真系统示意图

Fig.13 M3C simulation system diagram

5.1 低电压穿越

工频35 kV侧三相电网电压对称跌落至0.2(标么值)的仿真波形(故障前分频侧为额定功率输入)如图14~图16所示,2 s—3 s为故障期间。

由图16可见,采用本文所述控制方法,在工频对称故障期间,分频侧电压保持不变,分频侧新能源机组功率在卸荷电阻上消耗,且能维持各桥臂子模块电容电压均衡。由图14c可见,桥臂电流在故障期间,主要是工频分量,分频分量极小,只是分频侧RC回路的电流。另外,图15b和

图15c分别为工频侧3个子换流器和分频侧3个子换流器子模块电容电压之和,工频侧3个子换流器子模块电容电压求和后,只存在二倍分频分量;分频侧3个子换流器子模块电容电压求和后,只存在二倍工频分量,子模块电容电压波动幅值与频率成反比,因此工频侧3个子换流器子模块电容电压平均值的波动幅值为分频侧3个子换流器子模块电容电压平均值的3倍。

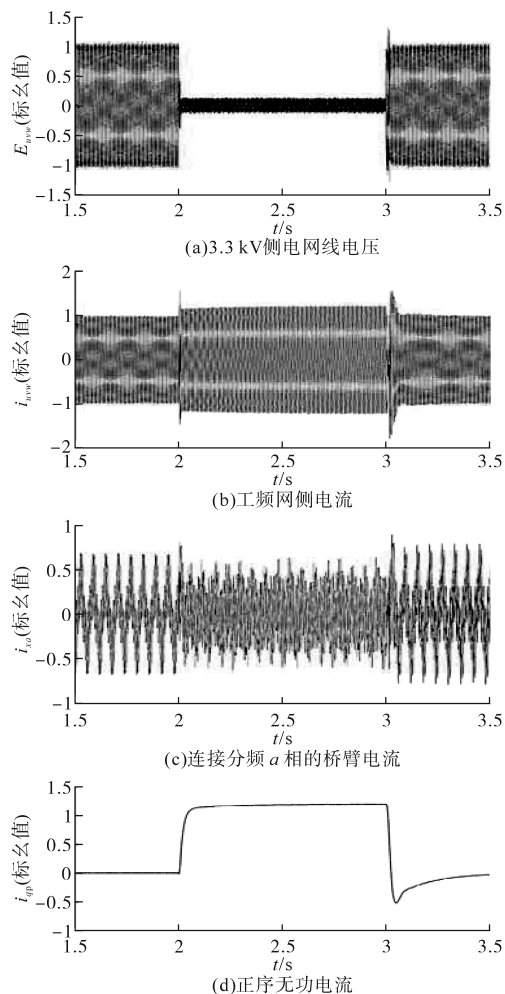


图14 三相对称低电压穿越时工频侧各波形

Fig.14 Power frequency side waves when three-phase symmetrical low voltage ride-through

工频35 kV侧 u 相电网电压对称跌落至0.2(标么值)的仿真波形(故障前分频侧为额定功率输入)如图17~图20所示。

由图17b和图18c可见,当工频电网发生单相故障时,按相关标准^[19]要求,向电网发负序容性无功电流。由图19b和图19c可见,由于单相故障时,正序分量跌落程度小于三相故障,因此工频侧和分频侧3个子换流器的子模块电容电压均衡(垂直均压和水平均压)效果要比三相故障时

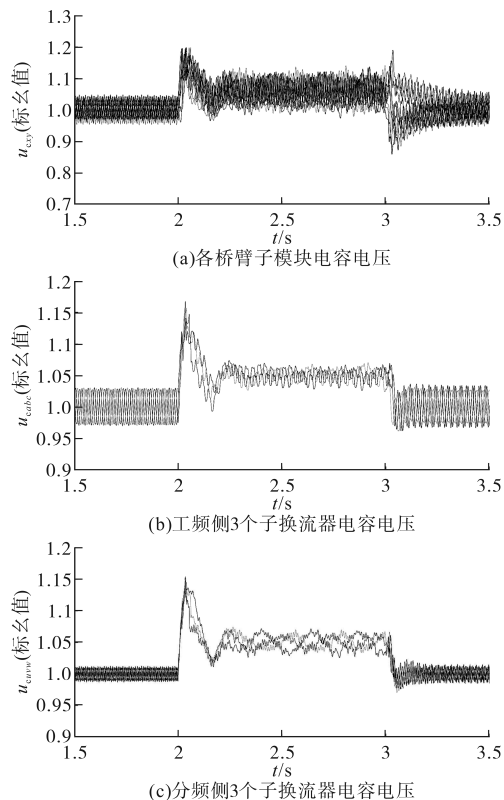


图15 三相对称低电压穿越时子模块电容电压波形

Fig.15 Submodule capacitor voltage waves when three-phase symmetrical low voltage ride-through

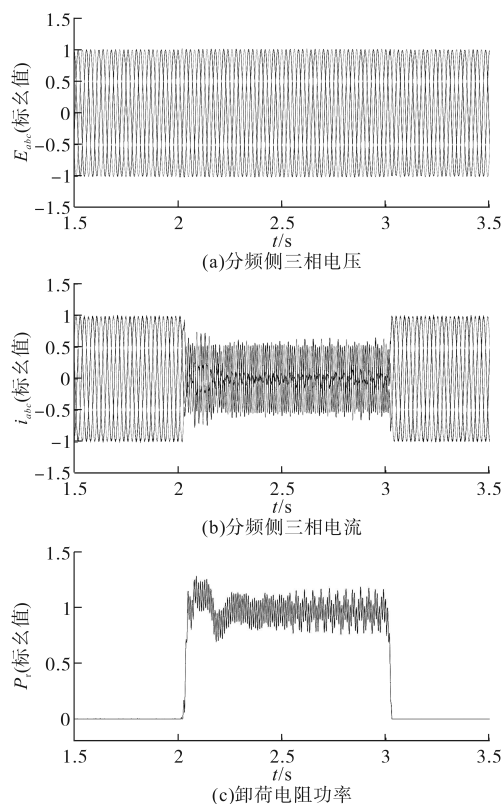
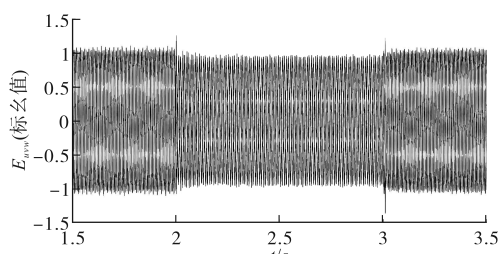
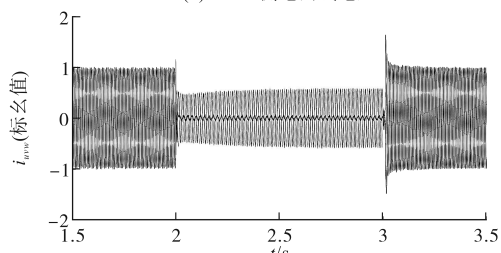


图16 三相对称低电压穿越时分频侧各波形

Fig.16 Fractional frequency side waves when three-phase symmetrical low voltage ride-through



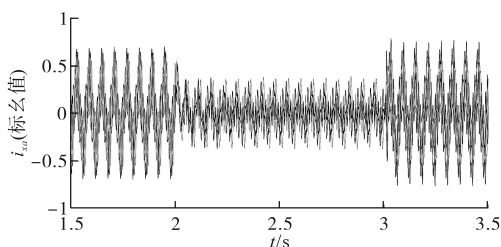
(a)3.3 kV侧电网电压



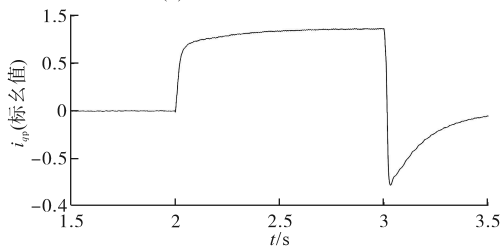
(b)工频网侧电流

图17 单相低电压穿越时工频网侧电压电流波形

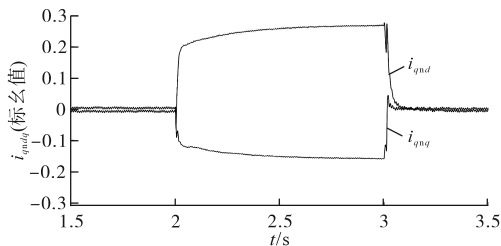
Fig.17 Voltage and current waves of power grid when single-phase low voltage ride-through



(a)连接分频 a 相的桥臂电流



(b)正序无功电流



(c)负序无功电流

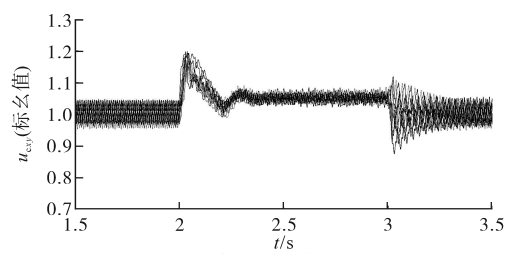
图18 单相低电压穿越时桥臂电流和正/负序无功电流波形

Fig.18 Leg current and positive/negative sequence reactive current waves when single-phase low voltage ride-through

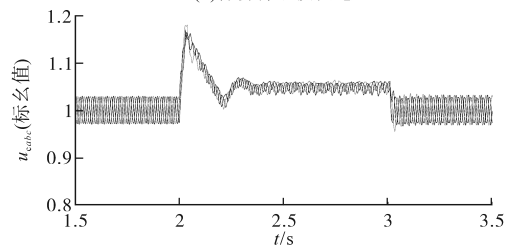
更好。此外,尽管工频侧输出负序无功电流,工频侧和分频侧3个子换流器子模块电容电压均衡以及低频侧电压未受影响。

5.2 高电压穿越

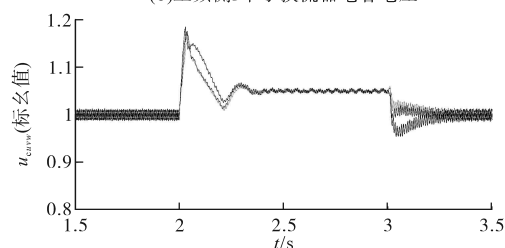
工频 35 kV 侧三相电网电压对称升高至 1.3 (标么值)的仿真波形如图 21~图 22 所示。



(a)各桥臂子模块电压



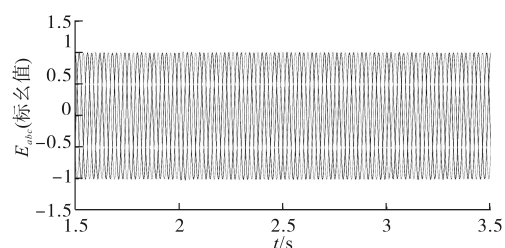
(b)工频侧3个子换流器电容电压



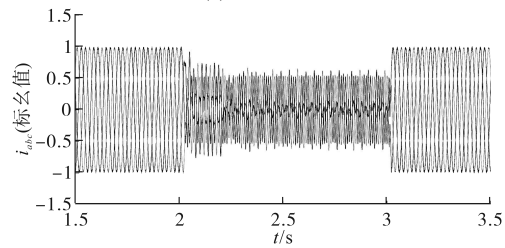
(c)分频侧3个子换流器电容电压

图19 单相低电压穿越时子模块电容电压波形

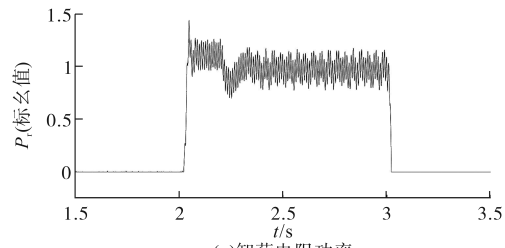
Fig.19 Submodule capacitor voltage waves when single-phase low voltage ride-through



(a)分频侧三相电压



(b)分频侧三相电流



(c)卸荷电阻功率

图20 单相低电压穿越时分频侧各波形

Fig.20 Fractional frequency side waves when single-phase low voltage ride-through

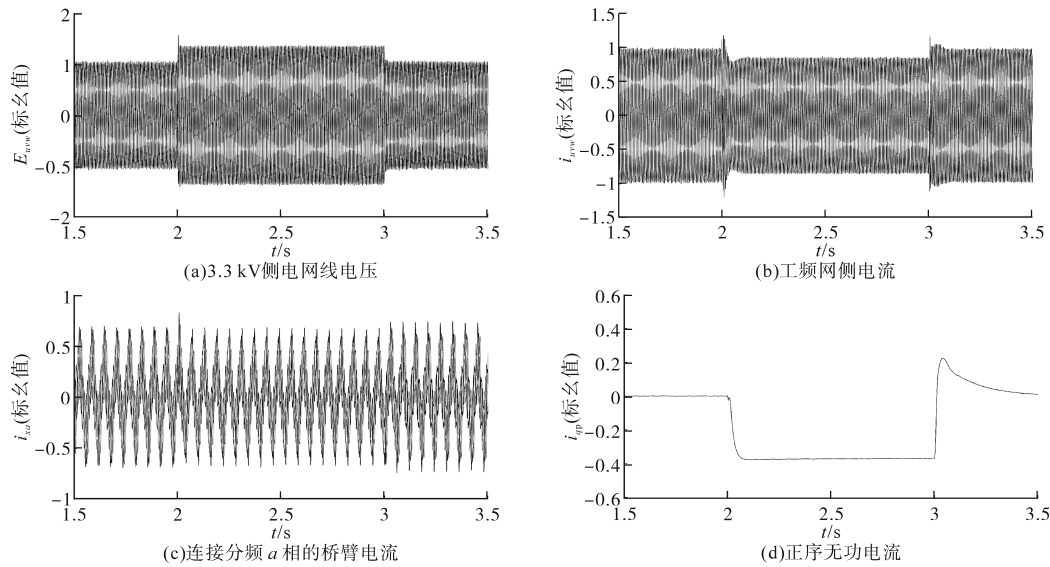


图21 高电压穿越时工频侧各波形

Fig.21 Power frequency side waves when high voltage ride-through

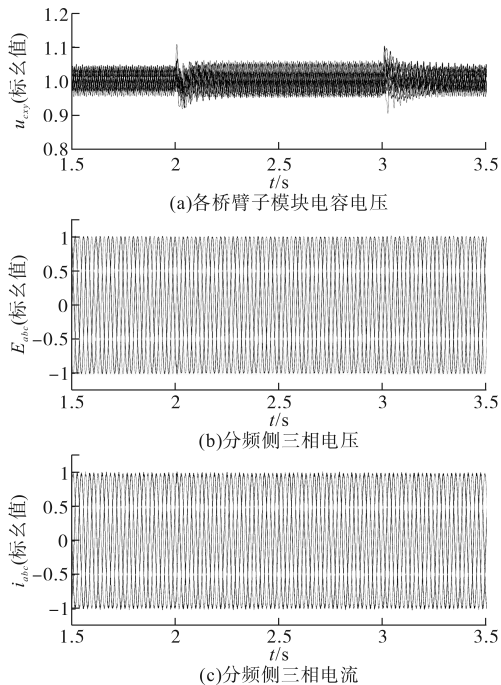


图22 高电压穿越时子模块电容电压和分频侧波形

Fig.22 Submodule capacitor voltage and fractional frequency side waves when high voltage ride-through

由图 21 和图 22 可见,在高电压穿越期间,M3C 除输出容性无功外,正常输出有功功率,各子模块电压除暂态波动之外,稳态时无变化。

6 结论

本文对用于新能源送出的 M3C 工频故障穿越方法进行研究,给出在工频侧和分频侧电压不对称情况下 M3C 的数学模型,将卸荷电阻及相应的变换器装置安装在分频侧,在工频侧电网发生

对称和不对称故障时,根据 M3C 各子模块电压平均值在分频侧投入卸荷电阻,根据电网电压正序分量的跌落程度和负序分量输出对应的正序感性和负序容性无功电流。低电压穿越时,若电网电压正序分量过低,将对角均压从工频侧切换至分频侧。高电压穿越时,根据相关标准输出容性无功即可。最后,给出了 M3C 工频故障穿越完整的流程,并针对 3.3 kV/3.3 kV/3 MV·A M3C 工程样机进行了仿真,验证了本文所提方法的有效性。

参考文献

- [1] AL-TAMEEMI M, MIURA Y, LIU J, et al. A novel control scheme for multi-terminal low-frequency AC electrical energy transmission systems using modular multilevel matrix converters and virtual synchronous generator concept[J]. Energies, 2020, 13(3):1-19.
- [2] 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.
- [3] 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.
- [4] ITIKI R, GIUSEPPE Di Santo S, ITIKI C, et al. A comprehensive review and proposed architecture for offshore power system[J]. International Journal of Electrical Power & Energy Systems, 2019, 111:79-92.
- [5] 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, 2020, 8:66085-66094.

- [5] 赵国亮,陈维江,邓占锋,等. 柔性低频交流输电关键技术及应用[J]. 电力系统自动化,2022,46(15):1-10.
ZHAO Guoliang, CHEN Weijiang, DENG Zhanfeng, et al. Key technologies and application of flexible low-frequency AC transmission[J]. Automation of Electric Power Systems, 2022, 46(15):1-10.
- [6] 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.
- [7] DIAZ M, CARDENAS D R, IBACETA E, et al. An overview of applications of the modular multilevel matrix converter[J]. Energies, 2020, 13(21):5546.
- [8] 岳士新. 模块化多电平矩阵变换器的宽频率运行控制策略研究[D]. 杭州:浙江大学,2021.
YUE Shixin. Research on control strategy of modular multilevel matrix converter for wide frequency operation[D]. Hangzhou: Zhejiang University, 2021.
- [9] 杨仁炳,王霄鹤,陈晴,等. 机组协同-分布卸荷的风电场-柔直并网系统电网故障穿越方法[J]. 电力系统自动化,2021,45(21):103-111.
YANG Renbin, WANG Xiaohu, CHEN Qing, et al. Grid fault ride-through of flexible HVDC transmission system with wind farm integration based on coordination of wind turbines and distributed braking resistors[J]. Automation of Electric Power Systems, 2021, 45(21):103-111.
- [10] 孙玉巍,王童,付超,等. 适用于海上风电变频输电的模块化多电平矩阵变换器故障穿越控制策略[J]. 高电压技术,2023,49(1):19-30.
SUN Yuwei, WANG Tong, FU Chao, et al. Fault ride-through control strategy of modular multilevel matrix converter for fractional frequency transmission system[J]. High Voltage Engineering, 2023, 49(1):19-30.
- [11] 唐英杰,张哲任,徐政. 基于有源型M3C矩阵变换器的海上风电低频送出方案[J]. 电力系统自动化,2022,46(8):113-122.
TANG Yingjie, ZHANG Zheren, XU Zheng. Low frequency transmission scheme for offshore wind power based on active modular multilevel matrix converter[J]. Automation of Electric Power Systems, 2022, 46(8):113-122.
- [12] LIU Shenquan, WANG Xifan, MENG Yongqing, et al. A decoupled control strategy of modular multilevel matrix converter for fractional frequency transmission system[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2017, 32(4):2111-2121.
- [13] MA J K, DAHIDAH M S A, PICKERT V, et al. A hierarchical energy balance control method for M3C based on injecting output frequency circulating currents[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(3):2424-2435.
- [14] DIAZ M, CARDENAS R, IBACETA E, et al. An overview of modeling techniques and control strategies for modular multilevel matrix converters[J]. Energies, 2020, 13(18):1-38.
- [15] 冯双,韦超凡,雷家兴,等. 面向变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.
- [16] 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变频分层控制[J]. 电力系统自动化,2021,45(8):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(8):131-140.
- [17] 吴小丹,董云龙,钱敏慧,等. 面向变频海上风电送出的模块化多电平矩阵变换器改进V/f解耦控制策略[J]. 电网技术,2022,46(8):2889-2898.
WU Xiaodan, DONG Yunlong, QIAN Minhui, et al. Improved V/f decoupling control strategy for modular multilevel matrix converter for fractional offshore wind power transmission[J]. Power System Technology, 2022, 46(8):2889-2898.
- [18] 吴小丹,李建春,董云龙,等. 面向低频海上风电送出的模块化多电平矩阵变换器综合解耦控制策略[J]. 中国电机工程学报,2023,43(8):3177-3191.
WU Xiaodan, LI Jianchun, DONG Yunlong, et al. Comprehensive decoupling control strategy for modular multilevel matrix converter for low frequency offshore wind power transmission [J]. Proceedings of the CSEE, 2023, 43(8):3177-3191.
- [19] 国家市场监督管理总局,国家标准化管理委员会. 风电场接入电力系统技术规定 第1部分:陆上风电:GB/T 19963.1—2021[S]. 北京:中国电力出版社,2021.
State Administration for Market Regulation, Standardization Administration. Technical specification for connecting wind farm to power system part 1: on shore wind power: GB/T 19963.1—2021[S]. Beijing: China Electric Power Press, 2021.

收稿日期:2023-02-10

修改稿日期:2023-02-21