

doi: 10.3969/j.issn.1008-0198.2023.01.002

基于准 Z 源模块化多电平换流器的 模型预测控制

张阳¹, 罗超逵¹, 易文静¹, 程淳²

(1. 湖南工业大学, 湖南 株洲 412007;

2. 湖南铁道职业技术学院, 湖南 株洲 412001)

摘要: 针对准 Z 源模块化多电平换流器在使用传统载波叠层调制时, 控制结构复杂、直流链电压的波动较大、交流输出电能质量较差及动态响应速度缓慢的问题, 提出一种适用于准 Z 源模块化多电平换流器的模型预测控制策略。根据直流链电压构建输出电压电平的控制集合, 预测输出电流, 无需每个子模块设置一个脉宽调制发生器; 同时, 分析了准 Z 源网络电感电流、电容电压的数学模型, 设计了电感电流、电容电压与交流输出电流的代价函数, 以此抑制直流链电压的波动、改善输出电压的电能质量。在 MATLAB/SIMULINK 仿真平台上验证了所提控制方式的有效性和可行性。

关键词: 准 Z 源逆变器; 模块化多电平换流器; 模型预测控制

中图分类号: TM464 **文献标志码:** A **文章编号:** 1008-0198(2023)01-0008-09

Model Predictive Control Based on Quasi-Z Source Modular Multilevel Converter

ZHANG Yang¹, LUO Chaokui¹, YI Wenjing¹, CHENG Zhun²

(1. Hunan University of Technology, Zhuzhou 412007, China;

2. Hunan Railway Professional Technology College, Zhuzhou 412001, China)

Abstract: In order to solve the problems of complex control structure, large fluctuation of DC-link voltage, poor AC output power quality and slow dynamic response when traditional carrier stack phase-disposition pulse width modulation (PD-PWM) is used in quasi-Z source modular multilevel converter (qZ-MMC), a model predictive control (MPC) for qZ-MMC is proposed in this paper. The control set of output voltage level is constructed according to the DC-link voltage, so as to predict the output current, without setting a PWM generator for each sub-module. At the same time, the mathematical model of inductor current and capacitor voltage of quasi-Z source network is analyzed, and the cost function of inductor current, capacitor voltage and AC output current is designed, so as to suppress the fluctuation of DC-link voltage and improve the power quality of output voltage. The effectiveness and feasibility of the proposed control method are verified on MATLAB/SIMULINK simulation platform.

Key words: quasi-Z source inverter; modular multilevel converter; model predictive control

基金项目: 国家自然科学基金 (51907061); 湖南省教育厅科学研究项目 (21C1296)

收稿日期: 2022-08-22 修回日期: 2022-10-27

0 引言

模块化多电平换流器 (modular multilevel converter, MMC) 是一种高电压、大功率的电能变换器, 凭借独特的模块化结构、扩展性灵活及输出电压质量高的特点, 常被用于柔性直流输电、远海风力发电等领域^[1-4]。然而, 半桥型子模块 (half bridge sub-module, HBSM) 的 MMC 属于降压型逆变器, 输出电压峰值最多能达到直流母线电压的一半, 且在应对直流故障时无法提供阻断能力^[5]。而全桥型子模块 (full bridge sub-module, FBSM) 的 MMC 能够使输出电压增至直流母线电压的一半以上, 并具有一定的直流故障阻断能力, 但是其结构所需的 IGBT 数将增加一倍, 这意味着逆变器成本和功率损耗的增加^[6-8]。Z 源逆变器 (ZSI) 和准 Z 源逆变器 (qZSI) 因具有升、降压及避免死区影响的能力而改进了传统电压源型逆变器的不足^[9-11]。

为此, 具有升压能力的 Z 源、准 Z 源网络与 MMC 相连接的拓扑结构被提出, 这种类型的 MMC 不但具有升、降压能力, 且能够为系统提供直流故障阻断能力^[12]。由于 MMC 特殊的模块化结构, 其直通状态下的“死区”不受 MMC 侧的开关管控制, 而是由 Z 源或准 Z 源网络上的开关管 S_u 、 S_n 控制, 因此造成了 Z-MMC 和 qZ-MMC 调制与控制方式的复杂性与多样性。文献 [13] 中设计了连接 Z 源网络的半桥型 MMC, 并提出具有子模块电容电压均衡能力的 PD-PWM, 使输出电压能够通过占空比灵活调控, 但是可调节范围较小。文献 [5] 提出了两个准 Z 源网络与 MMC 相连的拓扑结构, 在 PD-PWM 调制下大大提高了输出电压的幅值, 且实现了电能双向流动的功能, 但是所提供的仿真是基于三电平的 MMC, 在电平数较高的 MMC 中未能验证。文献 [14] 在准 Z 源网络的开关管 S_u 、 S_n 调制信号互补的情况下提出了一种减少插入模块数 (reduced inserted cells, RICs) 的调制方式, 单个 S_u 或 S_n 导通, 将导致直流母线电压不对称短路, 因此需要减少 $N/2$ 个子模块的投入来进行补偿, 但是该调制方式只适用于单相 MMC, 对于三相的 MMC, 则需将子模块更换为全桥型。文献 [15] 针对 qZ-MMC 在 RICs 调制下产生的问题做出了改进, 首先将 MMC 桥臂上的子模块改为混合型子模块, 其中半桥子模块和全桥子模块的比例为 1:1, 使其能应用于三相 MMC 中; 其次, 令 S_u 、 S_n 交叉错开导通, 减少了电流谐波。文献 [16] 对比了 S_u 、 S_n 在两

种调制方式下 qZ-MMC 的工作状态, 分别为同时通断的 SS 调制及减少插入模块数的 RICs 调制, 研究表明 SS 调制更适用于三相 MMC 中, 且具有更小的电感电流纹波, 但是开关管以及电容所承受的电压应力更高, 转换效率也不如 RICs 调制。

在 MMC 侧, 常采用载波移相调制与最近电平调制来获得交流输出^[17], 而在已有的关于 Z-MMC 或 qZ-MMC 的研究中, MMC 的调制均采用了 PD-PWM, 需要大量的控制器, 且电感电流、电容电压及直流链电压的波动较大; MMC 与 Z 源或准 Z 源网络上的控制没有相关性和耦合性, 在应对负载突变等状况动态性能较差。模型预测控制能够实现多目标控制、动态响应迅速等, 控制方式直观^[18-20], 目前在 QZSI 领域中得到了不少学者的青睐及运用^[21-23]。鉴于上述条件, 本文提出了一种适用于 qZ-MMC 的模型预测控制策略, 其中 S_u 、 S_n 采用 SS 调制, 建立准 Z 源网络电感电流、电容电压、MMC 侧交流输出、相间环流的多重代价函数, 使 qZ-MMC 具有更稳定的直流链电压及更好的交流输出。最后通过在 SIMULINK 上的仿真, 全面比较了所提控制策略与 PD-PWM 调制下 qZ-MMC 的稳态性能和抗扰动性能。

1 qZ-MMC 拓扑结构及数学模型

图 1 所示为三相配置的 qZ-MMC 的拓扑结构, 由直流电压源、准 Z 源网络和 MMC 组成。准 Z 源网络具有对称的性质, 两个准 Z 源网络共享中间节点 O, 该节点同时为三相输出电压的参考点, 电感、电容满足 $L_1 = L_2 = L_3 = L_4 = L$, $C_1 = C_2 = C_3 = C_4 = C$ 。 S_u 、 S_n 为控制直通状态的开关管。MMC 的每个桥臂由 n 个半桥型的子模块与桥臂电感 L 串联构成, I_p 和 I_n 分别为准 Z 源网络流入和流出 MMC 的直流电流, 且 $I_n = I_p$ 。

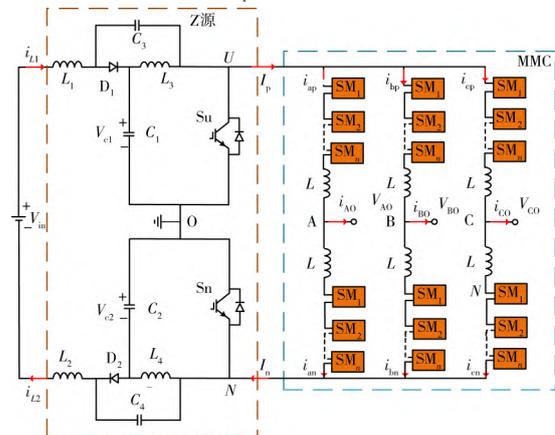


图 1 qZ-MMC 拓扑结构

1.1 准 Z 源网络数学模型

qZ-MMC 具有直通和非直通两种状态，其电流、电压特性方程分别如下所示。

1) 当 S_u 、 S_n 导通时，qZ-MMC 处于直通状态，此时二极管截止，直流电源和电容同时为电感充电，因此电感电流增加，电容电压降低，上半部分的准 Z 源网络等效电路如图 2 (a) 所示，其电感电流和电容电压的特性方程可表示为：

$$\begin{cases} L \frac{di_{L1}}{dt} = \frac{V_{in}}{2} + V_{C3} \\ L \frac{di_{L3}}{dt} = V_{C1} \\ C \frac{dV_{C1}}{dt} = -i_{L3} \\ C \frac{dV_{C3}}{dt} = -i_{L1} \end{cases} \quad (1)$$

则下半部分的准 Z 源网络的特性方程为：

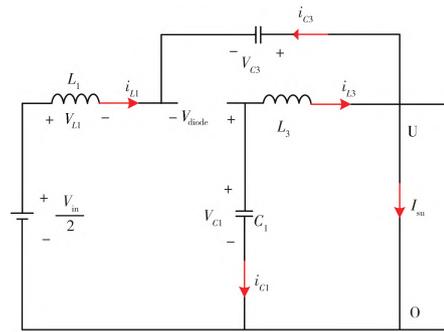
$$\begin{cases} L \frac{di_{L2}}{dt} = \frac{V_{in}}{2} + V_{C4} \\ L \frac{di_{L4}}{dt} = V_{C2} \\ C \frac{dV_{C2}}{dt} = -i_{L4} \\ C \frac{dV_{C4}}{dt} = -i_{L2} \end{cases} \quad (2)$$

2) 当 S_u 、 S_n 关断时，qZ-MMC 处于非直通状态，此时二极管正向导通，电感放电、电容开始充电，因此电容电压增加，电感电流降低，上半部分的准 Z 源网络等效电路如图 2 (b) 所示。电感电流和电容电压的特性方程可表示为：

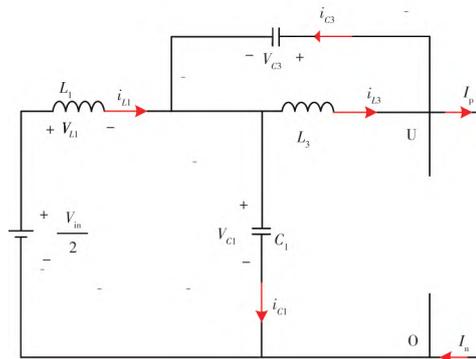
$$\begin{cases} L \frac{di_{L1}}{dt} = \frac{V_{in}}{2} - V_{C1} \\ L \frac{di_{L3}}{dt} = -V_{C3} \\ C \frac{dV_{C1}}{dt} = i_{L1} - I_p \\ C \frac{dV_{C3}}{dt} = i_{L3} - I_p \end{cases} \quad (3)$$

下半部分的准 Z 源网络的特性方程为：

$$\begin{cases} L \frac{di_{L2}}{dt} = \frac{V_{in}}{2} - V_{C2} \\ L \frac{di_{L4}}{dt} = -V_{C4} \\ C \frac{dV_{C2}}{dt} = i_{L2} - I_n \\ C \frac{dV_{C4}}{dt} = i_{L4} - I_n \end{cases} \quad (4)$$



(a) 直通状态



(b) 非直通状态

图 2 准 Z 源网络等效电路图

1.2 MMC 数学模型

在 MMC 侧，直流链电流将在三相中平分，根据基尔霍夫电流定律，三相输出电流 i_{j0} 与直流链电流的关系如下：

$$\begin{cases} i_{jp} = \frac{1}{3}I_p + \frac{1}{2}i_{j0} \\ i_{jn} = \frac{1}{3}I_n - \frac{1}{2}i_{j0} \end{cases} \quad (5)$$

式中 $j \in \{A, B, C\}$ 。

根据基尔霍夫电压定律，MMC 上、下桥臂电压 V_{Uj} 和 V_{Nj} 为：

$$\begin{cases} V_{Uj} = \frac{1}{2}V_{UN} - V_{j0} - L \frac{di_{zj}}{dt} \\ V_{Nj} = \frac{1}{2}V_{UN} + V_{j0} - L \frac{di_{zj}}{dt} \end{cases} \quad (6)$$

式中, i_{zj} 为 MMC 相间的环流。

令交流侧负载电阻、电感分别为 r 和 l , 则 MMC 的特性方程可表示为:

$$V_{j0} = \frac{1}{2}(V_{Nj} - V_{Uj}) - l \frac{di_j}{dt} - ri_j - \frac{1}{2}L \frac{di_j}{dt} \quad (7)$$

$$L \frac{di_z}{dt} = \frac{1}{2}V_{UN} - \frac{1}{2}(V_{Uj} + V_{Uj}) \quad (8)$$

2 qZ-MMC 的传统控制策略

在传统的 qZ-MMC 控制策略中, 包含了 MMC 的 PD-PWM 调制及基于排序算法的子模块电容电压均衡策略, 而准 Z 源部分仅含有开关管 Su 和 Sn 的调制, 对于电感、电容则没有添加附加的控制。

由图 1 可知, 直流链电压等于 4 个电容电压之和, 也与子模块电容电压成正比。

$$V_{UN} = V_{C1} + V_{C2} + V_{C3} + V_{C4} \quad (9)$$

$$V_{UN} = N \frac{V_{cm}}{1 - D_{sh}} \quad (10)$$

因此, 可对准 Z 源网络的电容电压波动和子模块的电容电压波动加以抑制, 从而减少直流链电压的波动。而在传统的控制策略中, 仅对子模块电容电压波动进行了抑制, 未考虑到其他因素的影响。此外, 电感电流的平均值如式 (11), 式中, m 为调制系数, I_m 为输出相电流幅值, $\cos\delta$ 为功率因数。

$$i_L = \frac{m(1 - D_{sh}) I_m \cos\delta}{4(1 - 2D_{sh})} \quad (11)$$

可知, 电感电流的波动将导致输出电流的波动, 在传统的控制策略中也没有考虑到这一点。

3 qZ-MMC 的模型预测控制设计

由上可知, qZ-MMC 传统控制策略对准 Z 源网络上的状态变量未加以控制, 导致了直流链电压波动以及输出电流、电压的谐波含量增加, 因此提出 qZ-MMC 的有限集模型预测控制 (finite control set model predictive control, FCS-MPC) 解决上述问题。

3.1 准 Z 源网络侧模型预测控制设计

令系统采样周期为 T_s , 则电流、电压的前向欧拉公式近似为:

$$\begin{cases} \frac{di}{dt} = \frac{i(k+1) - i(k)}{T_s} \\ \frac{dV}{dt} = \frac{V(k+1) - V(k)}{T_s} \end{cases} \quad (12)$$

准 Z 源网络涉及较多的电感、电容, 在使用模型预测控制时, 其状态变量为传统 ZSI 的两倍。鉴于准 Z 源网络侧的电感、电容值均相等, 则电感电流、电容电压具有相同波动特性, 因此可只对上部分的准 Z 源网络数学模型进行离散化处理, 则分别可得到直通与非直通状态下的离散模型。

直通状态下的离散模型为:

$$\begin{cases} i_{L1}(k+1) = \frac{T_s}{L} \left(\frac{V_{in}}{2} + V_{C3} \right) + i_{L1}(k) \\ i_{L3}(k+1) = \frac{T_s}{L} V_{C1} + i_{L3}(k) \\ V_{C1}(k+1) = V_{C1}(k) - \frac{T_s}{C} i_{L3}(k) \\ V_{C3}(k+1) = V_{C3}(k) - \frac{T_s}{C} i_{L1}(k) \end{cases} \quad (13)$$

联立式 (3)、(4)、(5), 非直通状态下离散模型为:

$$\begin{cases} i_{L1}(k+1) = \frac{T_s}{L} \left(\frac{V_{in}}{2} - V_{C1} \right) + i_{L1}(k) \\ i_{L3}(k+1) = \frac{T_s}{L} \left(\frac{V_{in}}{2} - V_{C1} \right) + i_{L3}(k) \\ V_{C1}(k+1) = \frac{T_s}{C} (i_{L1} - 6i_z) + V_{C1}(k) \\ V_{C3}(k+1) = \frac{T_s}{C} (i_{L3} - 6i_z) + V_{C3}(k) \end{cases} \quad (14)$$

可知, 电容电压 V_{C1} 、 V_{C3} 受到 MMC 侧环流的影响, 因此可以通过环流抑制来降低电容电压及直流链电压的波动。对于电容电压 V_{C1} 和 V_{C3} 、电感电流 i_{L1} 和 i_{L3} , 也只需各取一项作为预测控制的评判对象, 则满足以上状态变量要求的代价函数可表示为:

$$g_1 = \lambda_L [i_{L1}^* - i_{L1}(k+1)] + \lambda_C [V_{C1}^* - V_{C1}(k+1)] \quad (15)$$

3.2 MMC 侧模型预测控制设计

$N+1$ 电平的单相 MMC 中含有 $2N$ 个子模块,

则其对应的子模块投切组合数为 C_{2N}^N ，导致模型预测控制承担了大量的计算量。实际上，这些组合方式中很大一部分对应着相同的输出电平，令每相的子模块数为 $2N$ ，则上、下桥臂电压之差 e_j 的集合可表示为：

$$e_j = \left\{ -\frac{V_{UN}}{2}, -\frac{(N-2)V_{UN}}{2}, \dots, \frac{(N-2)V_{UN}}{2}, V_{UN} \right\} \quad (16)$$

因此可以只对 $N+1$ 组子模块投切组合进行寻优判断，根据式 (12) 的前向欧拉公式对 MMC 输出电压特性方程式 (7) 进行离散化处理，可得：

$$i_{j0}(k+1) = \frac{T_s}{rT_s + (l + 0.5L)} \left[\frac{1}{2}e_j(k+1) - V_{j0}(k+1) + \frac{l + 0.5L}{T_s}i_{j0}(k) \right] \quad (17)$$

令交流输出电流的参考值为 i_{j0}^* ，则控制交流输出电流的代价函数可表示为：

$$g_2 = i_{j0}^* - i_{j0}(k+1) \quad (18)$$

由于 MMC 上、下桥臂子模块电容电压的波动，输出电压、电流谐波以及 MMC 相间环流增加，为此，设计环流抑制策略以及子模块电容电压均衡控制策略来进一步提高交流输出的稳定性。

根据前向欧拉公式对式 (8) 进行离散化处理，则环流的预测值为：

$$i_z(k+1) = \frac{2T_s}{L}V_{UN}(k+1) + \frac{L}{T_s}i_z(k) - [V_{Nj}(k+1) + V_{Pj}(k+1)] \quad (19)$$

当 MMC 上、下桥臂同时增加或减少相同数目的子模块时，相间环流将得到一定的改善。且此时上、下桥臂电压之差不变，不会影响其正常的交流输出。若上、下桥臂补偿子模块数为 M ，补偿子模块电压为 V_{add} ，则：

$$V_{add} = M \cdot \frac{V_{UN}}{N} \quad (20)$$

抑制后的环流预测值为：

$$i_z(k+1) = \frac{2T_s}{rT_s + l} [V_{UN}(k+1) + \frac{L}{T_s}i_z(k) - V_{Nj}(k+1) + V_{Pj}(k+1) + 2V_{add}] \quad (21)$$

令相间环流的参考值为 i_z^* ，则控制环流的代价函数可表示为：

$$g_3 = i_z^* - i_z(k+1) \quad (22)$$

通过各层代价函数将得到 $k+1$ 时刻的子模块投入数，最后通过子模块电容电压均衡策略可精确控制最优的子模块进行投切。基于子模块电容电压排序的方法常用于控制电容电压的波动，具体步骤如下。

- 1) 采集所有子模块的电容电压，并排序。
- 2) 判断桥臂电流的方向，以上桥臂电流为例，若 $i_{jp} > 0$ ，电容充电，优先投入电容电压较小的子模块； $i_{jp} < 0$ ，电容放电，优先投入电容电压较大的子模块。
- 3) 下一控制周期开始时重复以上步骤。

图 3 为 qZ-MMC 模型预测控制框图，在直通状态时，在各层代价函数中引入了权重系数，先计算 qZ-MMC 端与 MMC 端联合的代价函数 G ，而后计算环流抑制的代价函数，得到最终的子模块投切数。

$$G = \lambda_L [i_{L1}^* - i_{L1}(k+1)] + \lambda_C [V_{C1}^* - V_{C1}(k+1)] + \lambda_i [i_{j0}^* - i_{j0}(k+1)] \quad (23)$$

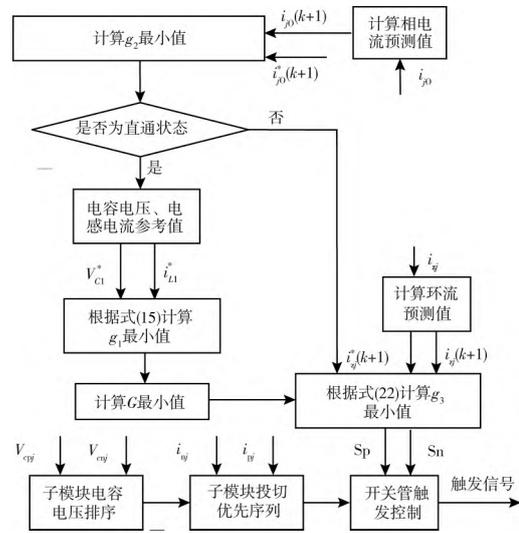


图 3 qZ-MMC 模型预测控制框图

在非直通状态时，准 Z 源网络上的电感电流和电容电压实际受控制相间环流的代价函数所影响，因此可以只考虑三相输出电流和相间环流的代价函数，省去了关于准 Z 源网络电感电流和电容电压的寻优计算，无需权重因子的整定。

4 仿真结果分析

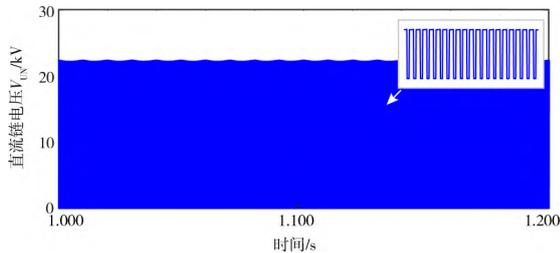
为验证所提控制策略的有效性和可行性，在 MATLAB/SIMULINK 平台上分别搭建了 FCS-MPC

控制和 PD-PWM 调制下的 qZ-MMC 系统仿真模型, 其中 PD-PWM 调制下的 qZ-MMC 系统的载波频率为 1 000 Hz, 并采用了电容电压排序的均压策略。主要仿真参数见表 1, 仿真系统的采样频率为 20 000 Hz, 仿真总时长为 5 s, 交流侧输出频率为 50 Hz, 获得 Su、Sn 开关信号的载波频率为 1 000 Hz。

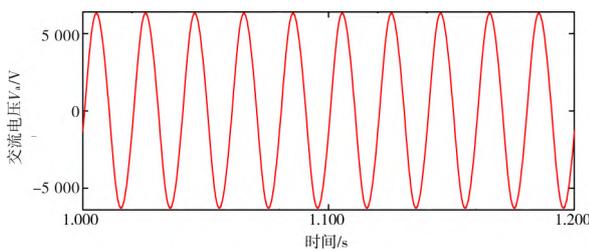
表 1 qZ-MMC 系统仿真参数

名称	数值
准 Z 源网络电感/mH	3.3
准 Z 源网络电容/mF	3
桥臂子模块数 N/个	10
桥臂电感 L/mH	20
子模块电容值 C/mF	3
直流侧电压 V_{in}/V	6 600
交流侧电阻 R/Ω	10

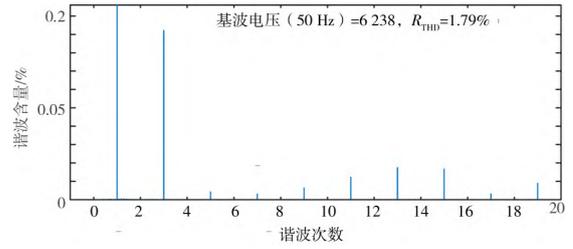
图 4 和图 5 分别为 qZ-MMC 在 PD-PWM 调制以及 FCS-MPC 控制下稳态工作的准 Z 源网络输出和交流侧输出波形。此时, 直流侧输入电压为 6 600 V, 取调制系数 $m = 0.90$, 给定直通占空比 D_{sh} 为 35%, 则系统的增益 $G = \frac{1 - D_{sh}}{1 - 2D_{sh}}$, 约为 2.17; 此时直流链电压参考值 $V_{UN} = \frac{1}{1 - 2D_{sh}} V_{in}$, 为 22 000 V, 交流输出电压峰值 $V_p = m \frac{GV_{in}}{2}$, 约为 6 400 V。



(a) 直流链电压

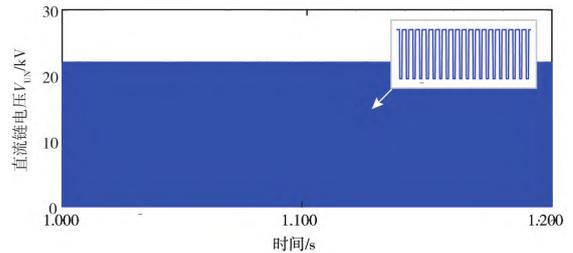


(b) 交流输出电压

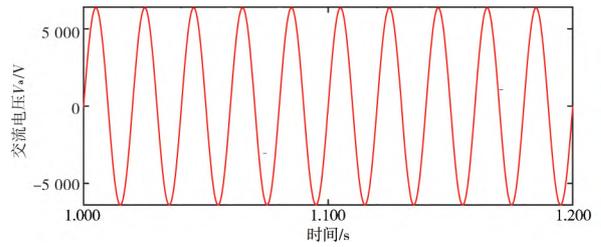


(c) 交流输出电压 FFT 分析

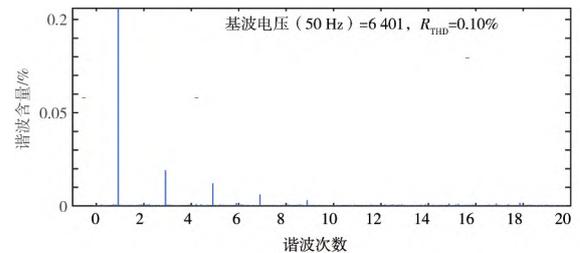
图 4 PD-PWM 调制下直流链电压及交流输出电压波形



(a) 直流链电压



(b) 交流输出电压



(c) 交流输出电压 FFT 分析

图 5 FCS-MPC 控制下直流链电压及交流输出电压波形

图 4 (a)、图 5 (a) 所示为两种控制方式下的直流链电压波形及其局部放大图, 对比可知, PD-PWM 调制下的电压波形则存在小幅度的波动, 将对系统产生一定的影响; 而在 FCS-MPC 控制下, 直流链电压与参考值一致, 且能够维持平稳, 波动幅度极小。图 4 (b)、(c) 以及图 5 (b)、(c) 所示分别为 A 相交流输出电压波形及其 FFT 分析, 对比分析可知本文控制方式下的交流输出电压保持在 6 400 V 左右, 超出了直流母线电压的一

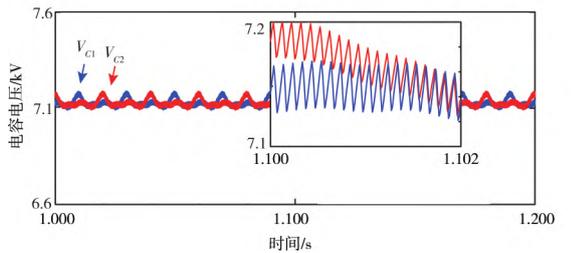
半以上 (MMC 最大输出电压幅值不超过直流母线的一半), 达到了升压要求; 相比 PD-PWM 调制下的 6 238 V 更贴近参考值, 且电压谐波含量低至 0.10%, 远低于 PD-PWM 调制下的 1.79%, 具有更好的电能质量。

在稳态运行时, 准 Z 源网络的电容电压参考

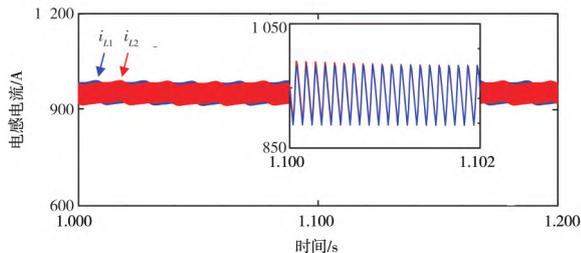
值 $V_{C_ref} = G \frac{V_{in}}{2}$, 约为 7 150 V; 电感电流的参考值

则可根据功率等效原理计算, 表达式为 $i_{L_ref} = \sqrt{3} \times \frac{V_{j0} i_{j0} \cos\delta}{V_{in}}$, 取功率因数 $\cos\delta$ 为 0.90, 则电感电流

参考值约为 967 A。图 6 和图 7 所示分别为两种控制方式下准 Z 源网络上的电容电压和电感电流波形及其局部放大图。可见, 在 PD-PWM 调制下, 电容电压和电感电流具有明显的波动, 且出现了上、下网络的电容电压和电感电流不一致的情况, 将进一步影响直流链电压的波动; 在 FCS-MPC 控制下, 电容电压、电感电流均达到了参考值, 其中上、下网络的电容电压均保持在 7 150 V 左右, 上下波动在 50 V 以内, 不超过参考值的 0.6%; 电感电流保持在 950 A 左右, 波动幅度在 50 A 以内。据此可验证所提控制策略能实现正常的升压功能、良好的交流输出, 以及具有良好的维持系统平稳运行的能力。

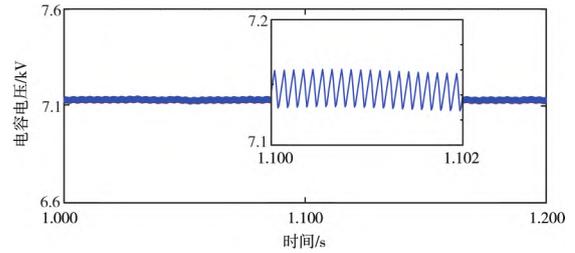


(a) 电容电压

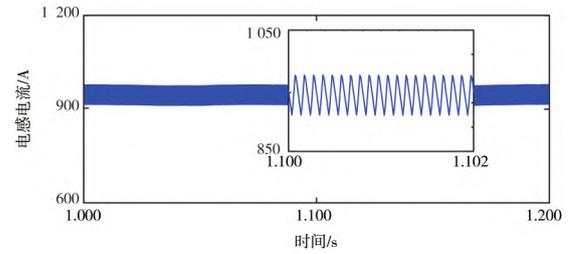


(b) 电感电流

图 6 PD-PWM 调制下电容电压及电感电流波形



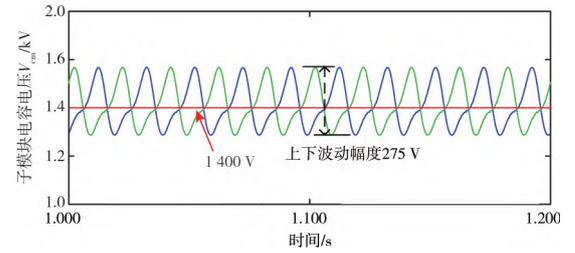
(a) 电容电压



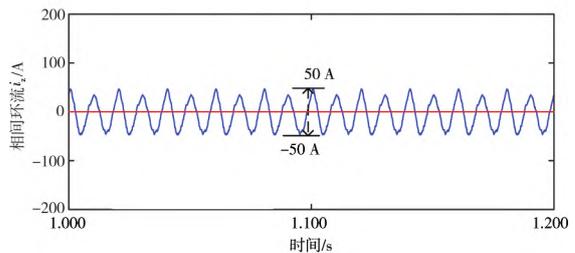
(b) 电感电流

图 7 FCS-MPC 控制下电容电压及电感电流波形

图 8 和图 9 对比了两种控制方式下的 MMC 子模块电容电压和相间环流波形。其中, 子模块电容电压参考值 $V_{cm_ref} = G \frac{V_{in}}{N}$, 约为 1 430 V。对比可知, PD-PWM 调制下的子模块电容电压在 1 400 V 上下波动, 波动值为 275 V, 而 FCS-MPC 控制方式下的子模块电容电压在 1 450 V 上下波动, 波动幅度在 260 V 以内, 更拟合参考值且波动更小。对比环流波形可知, FCS-MPC 控制下的环流值在 0 左右, 在 -30 A 到 30 A 之间波动, 略小于 PD-PWM 调制下 -50 A 到 50 A 的波动范围。

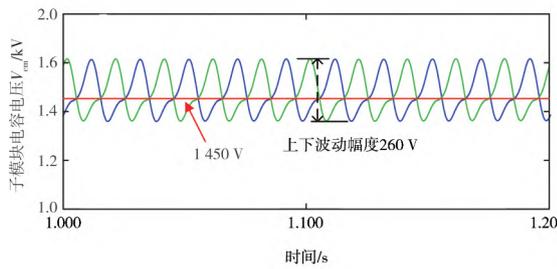


(a) 子模块电容电压

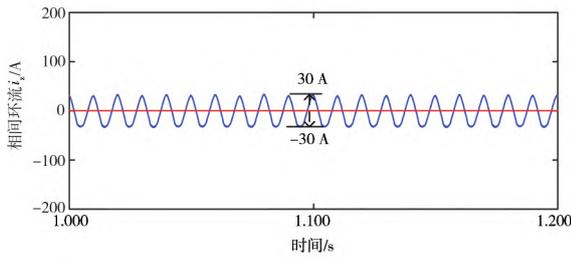


(b) 相间环流

图 8 PD-PWM 调制下子模块电容电压及相间环流波形



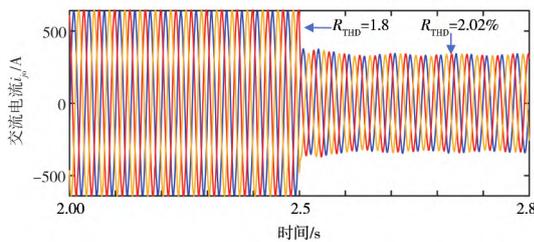
(a) 子模块电容电压



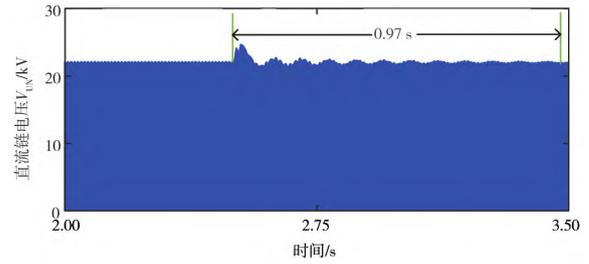
(b) 相间环流

图 9 FCS-MPC 控制下子模块电容电压及相间环流波形

为验证该控制系统下的 qZ-MMC 在面对如负载突变等状况时的动态性能, 在第 2.5 s 时设定了一个阶跃信号, 使输出电流参考值的幅值由 640 A 降至 340 A。图 10 和图 11 所示分别为 PD-PWM 调制下及 FCS-MPC 控制下直流链电压、输出电流的动态波形。对比可知, 当输出电流参考值发生阶跃变化时, PD-PWM 调制下的输出电流响应后, 需经过较长时间的振荡才能维持平稳, 谐波含量为 2.02%; 而 FCS-MPC 控制下的输出电流迅速响应, 并立即保持平稳达到参考值 340 A, 谐波含量仅 0.17%。类似地, 直流链电压受调制的扰动而发生波动, 在 PD-PWM 调制下, 直流链电压需 1 s 的振荡才能保持稳定; 而在 FCS-MPC 控制下, 经过 0.3 s 左右的振荡即可基本稳定。仿真结果充分体现了所提 FCS-MPC 控制策略动态响应迅速、抗扰动能力及可调节性强的特点。

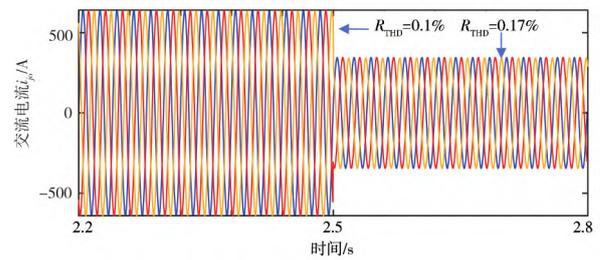


(a) 输出电流阶跃响应

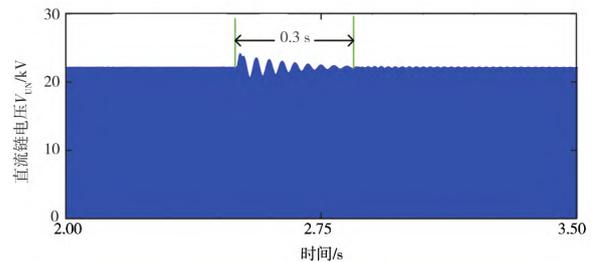


(b) 直流链电压响应

图 10 PD-PWM 调制下直流链电压及交流电流响应



(a) 输出电流阶跃响应



(b) 直流链电压响应

图 11 FCS-MPC 控制下直流链电压及交流电流响应

5 结论

针对 qZ-MMC 在传统控制方式下调制结构复杂、控制目标繁多、调控性能不佳等问题, 提出一种适用于 qZ-MMC 的 FCS-MPC 策略, 分别设计在直通与非直通状态下的代价函数, 相比传统 PD-PWM 调制方式, 所提的 FCS-MPC 策略避免了繁多的 PWM 控制器, 简化了系统控制结构。通过 MATLAB/SIMULINK 平台对两种控制方式进行仿真对比, 稳态下的仿真结果证明, FCS-MPC 方式下的直流链电压波动更小; 交流输出电压谐波含量仅 0.1%; 电容电压、电感电流的波动均小于 PD-PWM 调制下的波动, 系统的稳定性更高。在暂态仿真中, FCS-MPC 方式下的输出电流能立即响应

并维持稳定,直流链电压在扰动下 0.3 s 内即可恢复平稳,响应速度明显优于 PD-PWM 调制。综上所述, FCS-MPC 策略的控制结构更为简单,动、静态性能更优,在某些场合中更适用于 qZ-MMC 系统。

参 考 文 献

- [1] M. I. Hossain, M. A. Abido. Positive-Negative Sequence Current Controller for LVRT Improvement of Wind Farms Integrated MMC-HVDC Network [J]. IEEE Access, 2020, 8: 193314-193339.
- [2] J. Freytes, Samy Akkari, Pierre Rault. Dynamic Analysis of MMC-Based MTDC Grids: Use of MMC Energy to Improve Voltage Behavior [J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2019, 34 (1): 137-148.
- [3] B. Li, J. Hu, S. Zhou, et al. Hybrid back-to-back MMC system for variable speed AC machine drives [J]. CPSS Transactions on Power Electronics and Applications, 2020, 5 (2): 114-125.
- [4] 周诗嘉, 杨光源, 彭光强, 等. 基于 18 相风力发电系统的最大功率跟踪控制策略研究 [J]. 湖南电力, 2021, 41 (5): 14-21.
- [5] F. A. Khera, C. Klumpner, P. W. Wheeler. Operation principles of quasi Z-source modular multilevel converters [C]//IEEE Southern Power Electronics Conference (SPEC). 2017: 1-6.
- [6] 李国庆, 宋祯子, 王国友. 具有直流故障阻断能力的 MMC 不对称型全桥子模块拓扑 [J]. 高电压技术, 2019, 45 (1): 12-20.
- [7] 陈铮, 陈武, 刘忠, 等. 具有直流故障阻断能力的电流主动转移型 MMC [J]. 电力系统自动化, 2021, 45 (4): 106-114.
- [8] 王琛, 许同, 王毅, 等. 具备阻断直流故障电流能力的 MMC 钳位双电容子模块 [J]. 高电压技术, 2021, 47 (5): 1729-1739.
- [9] 张阳, 黄守道, 罗德荣. 一种新型半准 Z 源逆变器在风力发电变流系统中的应用 [J]. 中国电机工程学报, 2017, 37 (17): 5107-5117, 5230.
- [10] D. Gayathri, P. Thirumalai, T. Prashanth. Design and Performance Analysis of Transformerless Z Source Inverter In PV Systems [C]// 2021 3rd International Conference on Signal Processing and Communication (ICPSC). 2021: 450-453.
- [11] 许宇豪, 肖海峰, 马昭, 等. 准 Z 源逆变器直流链电压跌落判断和抑制方法 [J]. 电工技术学报, 2022, 37 (14): 3688-3700.
- [12] Fatma A. Khera, Christian Klumpner, Pat Wheeler. Modeling and Experimental Evaluation of Z-Source Modular Multilevel Converter Using Reduced Inserted Cells Technique [J]. IEEE Access, 2021, 9: 133091-133101.
- [13] 李帅, 于少娟. 基于 Z 源网络的模块化多电平逆变器拓扑设计 [J]. 电子器件, 2014, 37 (5): 978-982.
- [14] Khera F. A., Klumpner C., Wheeler P. W. New modulation scheme for bidirectional qZS modular multi-level converters [J]. The Journal of Engineering, 2019 (17): 3836-3841.
- [15] Khera F. A., Klumpner C., Wheeler P. W. Quasi Z-Source Hybrid Modular Multilevel converter controlled by Reduced Inserted Cells Modulation Technique for Medium Voltage Applications [C]//The 10th International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2020). 2020: 639-644.
- [16] Khera F. A., Klumpner C., Wheeler P. W. Experimental Validation of a Quasi-Z-Source Modular Multilevel Converter With DC-Fault Blocking Capability [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2019, 9: 1951-1965.
- [17] 彭冠炎. 基于 MMC 技术柔性直流输电系统调制策略选择方法 [J]. 湖南电力, 2015, 35 (6): 6-9.
- [18] Z. Wang, X. Yin, Y. Chen. Model Predictive Arm Current Control for Modular Multilevel Converter [J]. IEEE Access, 2021, 9: 54700-54709.
- [19] P. Poblete, S. Neira, R. P. Aguilera, et al. Sequential Phase-Shifted Model Predictive Control for Modular Multilevel Converters [C]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2021, 36 (4): 2691-2702.
- [20] X. Gao, W. Tian, Y. Pang, et al. Model-Predictive Control for Modular Multilevel Converters Operating at Wide Frequency Range With a Novel Cost Function [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2022, 69 (6): 5569-5580.
- [21] 吴春, 杨佳磊, 陈强. 准 Z 源逆变器级联模型预测控制 [J]. 中国电机工程学报, 2021, 41 (12): 4286-4297.
- [22] 冯婷婷, 张竣淇, 朱勇, 等. 基于储能型开关电感准 Z 源逆变器的模型预测控制 [J]. 电源学报, 2021, 19 (6): 137-145.
- [23] 吕哲, 罗韦华, 潘永久. 光伏离网型 SL-qZSI 多目标优化排序模型预测控制 [J/OL]. 太阳能学报: 1-8 (2022-03-12) [2022-08-20]. DOI: 16. 19912/j. 6254-0096. tynxb. 2022-0121.

作者简介

- 张阳(1988), 男, 山东潍坊人, 副教授, 硕士生导师, 主要研究方向为电力电子与新能源发电技术。
- 罗超逵(1998), 男, 湖南邵阳人, 在读硕士研究生, 主要研究方向为电力电子与新能源发电技术。
- 易文静(1998), 女, 重庆人, 在读硕士研究生, 主要研究方向为电力电子与新能源发电技术。
- 程諄(1988), 女, 湖南宁乡人, 硕士, 讲师, 通信作者, 主要研究方向为现代电力电子技术与系统。