

基于准PI^λR控制器的MMC环流抑制优化策略

陈祥方,张俊敏*

(中南民族大学 计算机科学学院,武汉 430074)

摘要 模块化多电平换流器(Modular Multilevel Converter, MMC)中的环流会直接影响换流器的损耗及其输出的电能质量,为了抑制环流,在传统准PR环流抑制器抑制效果不佳且调节时间较慢的基础上,研究了一种基于准PI^λR抑制器的抑制策略.首先分析了MMC的工作特性和环流产生机理,然后在准PR环流抑制器的基础上引入分数阶积分环节,完成抑制器结构设计;其次利用鲸鱼算法对分数阶参数 λ 进行优化取得最优值,并分析了系统的稳定性;最后通过仿真,对传统PI和PR以及准PI^λR三种环流抑制器的性能作比较分析,环流的二倍频分量在准PI^λR抑制器的作用下更好地被抑制,且缩短了调节时间,验证了所提抑制方法的有效性,同时讨论了环流抑制器的切入时间点对环流抑制效果的影响.

关键词 模块化多电平换流器;环流抑制;分数阶;鲸鱼算法

中图分类号 TM46;TP273 文献标志码 A 文章编号 1672-4321(2025)04-0560-10

doi:10.20056/j.cnki.ZNMDZK.20250415

MMC circulation suppression optimization strategy based on quasi-PI^λR controller

CHEN Xiangfang, ZHANG Junmin*

(College of Computer Science, South-Central Minzu University, Wuhan 430074, China)

Abstract The circulating current in Modular Multilevel Converters directly affects the losses and output power quality of the converter. Since the traditional quasi-PR circulation suppressor has a bad suppression effect and slow adjustment time, a suppression strategy based on a quasi-PI^λR suppressor was studied. Firstly, the working characteristics and circulation generation mechanism of MMC are analyzed, and the fractional-order integration link is introduced based on the quasi-PR circulation suppressor to complete the suppressor structure design. Secondly, the whale algorithm is used to optimize the fractional order parameter λ to obtain the optimal value, and then analyze the system's stability. Finally, a simulation was finished to compare and analyze the performance of PI, PR, and quasi PI^λR circulation suppressors. The results showed that the quasi PI^λR suppressor was more effective in suppressing the second harmonic component of the circulation and shortened the adjustment time, which verifies the effectiveness of the proposed suppression method. At the same time, the impact of the entry time of the circulation suppressor on the circulation suppression effect was discussed.

Keywords MMC; circulation suppression; fractional order controller; Whale Optimization Algorithm(WOA)

模块化多电平换流器(Modular Multilevel Converter, MMC)由于其独特模块化级联方式带来的维护方便、易于扩容、开关损耗低等优点^[1-4],已成为我国高压直流输电系统中的一项广泛应用的技术.与传统两电平电压源型换流器相比(Voltage Source

Converter, VSC), MMC可直接接入高压电网,并且在输出波形和交流侧谐波含量等方面,有着更为优秀的表现.然而,在功率传输过程中,由于MMC自身拓扑结构特性,其内部会产生环流^[5-8].

环流的产生不仅会使系统开关器件的损耗增

收稿日期 2024-01-25

*通信作者 张俊敏(1977-),女,副教授,研究方向:电力系统及其自动化,E-mail:173902815@qq.com

基金项目 中南民族大学横向资助项目(HZY23034)

加,且会使电流波形畸变,电能质量降低^[9].为了抑制 MMC 内部环流,文献[10]利用 Park 变换将三相环流分解为两个直流分量,通过比例积分控制器从而达到环流抑制的目的,但是该方法需要进行坐标变换和解耦控制,增加了系统的运算量.文献[11]提出了一种基于直接反馈控制原理的环流抑制器,利用陷波器提取二倍频分量,通过准比例谐振控制器对其进行抑制,但抑制过程调节时间较长,二倍频抑制效果不佳.文献[12]在传统 PR 控制器的基础上提出了增加桥臂电流比例负反馈环节的优化策略,提高了系统的稳定性,但是系统整体变得庞大复杂,参数整定困难.

为追求更好的系统鲁棒性,许多学者将分数阶微积分理论应用在了控制系统^[13].1999年 PODLUBNY 将分数阶理论推广至传统整数阶 PID 控制器,提出了分数阶 PI^λD^μ控制器,相较于整数阶 PID 多出了两个自由度变量 λ 和 μ ,有着更为灵活的控制结构,参数变化对系统影响更小^[14];然而在实际应用中,由于分数阶 PID 多出两个自由度参数,导致参数设计复杂度大大提升,因此通常情况下只采用 PI^λ控制器.文献[15]将 PI^λ控制器应用在了永磁同步电机的速度控制,并与整数阶 PI 控制器进行了对比分析,采用 PI^λ控制器的系统在动态响应和跟踪能力上都有着更优秀的表现.文献[16]将分数阶 PI^λ控制器应用在了 MMC 环流抑制,通过与传统 PI 控制器在三种情况下的对比分析,PI^λ抑制器的环流抑制效果明显高于 PI 抑制器,但其参数设计过程复杂,计算量大.

本文在分析 MMC 工作特性以及环流产生机理的基础上,研究了一种基于准比例谐振结合分数阶积分控制器的环流抑制方法,通过鲸鱼优化算法对参数 λ 进行优化,并与传统 PI 和 PR 环流抑制器进行了对比分析,验证了本文所提准 PI^λR 环流抑制器的有效性,并讨论了环流抑制器切入点点对抑制效果的影响,得到在环流过零点处的抑制效果最佳的结论.

1 MMC 工作特性及环流机理

图 1 为三相 MMC 主电路拓扑结构图,每相分为上桥臂和下桥臂,每个桥臂由 N 个子模块(sub-modular, SM)、桥臂等效电阻 R_0 、桥臂电感组成 L_0 ,上下结构对称.其中子模块均为半桥结构,由两个 IGBT 和两个二极管反并联再整体和一个电容器 C 并联而成.

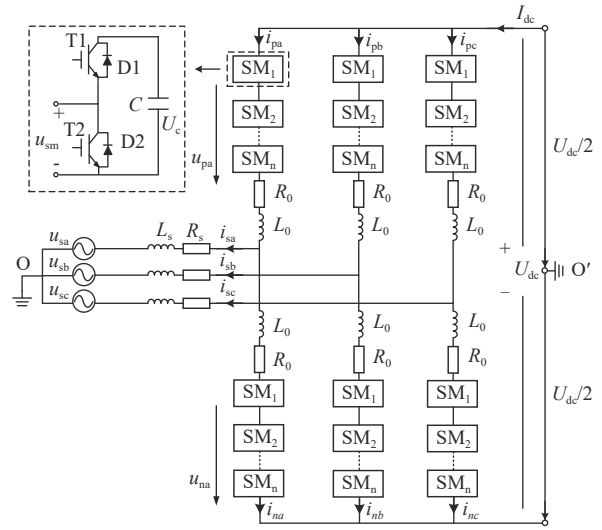


图 1 MMC 主电路拓扑图

Fig. 1 MMC main circuit topology diagram

如图 1 所示: U_{dc} 为直流侧母线电压; I_{dc} 为直流侧输出电流; i_{pj}, i_{nj} ($j=a, b, c$; 表示三相) 分别为每相的上、下桥臂输出电流; u_{pj}, u_{nj} 分别为每相的上、下桥臂电压; R_0, L_0 分别为为桥臂等效电阻和电感; R_s, L_s 分别为交流侧等效电阻和电感; u_{sj}, i_{sj} 表示交流侧输出电压和电流.

理想情况下 MMC 运行时,每相上、下桥臂投入运行的子模块呈现互补状态,即假设上、下桥臂均有 N 个子模块,在任意时刻上桥臂投入 m 个子模块,下桥臂投入 n 个子模块,则满足关系式 $m+n=N$,且子模块电容电压为额定值 U_{dc}/N .

而由于在实际工程中,子模块的不断投入切除会导致子模块电容电压波动,从而使三相各单元输出电压并不时刻一致,环流由此产生.因为 MMC 三相各桥臂结构一样,以 A 相为例进行分析.图 2 为单相 MMC 等效电路图,根据基尔霍夫电流定律可知,A 相上、下桥臂电流 i_{pa}, i_{na} 和环流的关系可表示为:

$$i_{pa} = i_{cira} + \frac{i_{sa}}{2}, \tag{1}$$

$$i_{na} = i_{cira} - \frac{i_{sa}}{2}, \tag{2}$$

其中 i_{cira} 为 A 相环流, i_{sa} 为交流侧输出电流.

由式(1)和式(2)可得:

$$\begin{cases} i_{cira} = \frac{i_{pa} + i_{na}}{2}, \\ i_{sa} = i_{pa} - i_{na} \end{cases}, \tag{3}$$

通过式(3)可知,环流只与上下桥臂有关,并不经过交流侧,只在相间流动,与外部电路无关.

根据基尔霍夫电压定律,可得到图 2 单相 MMC

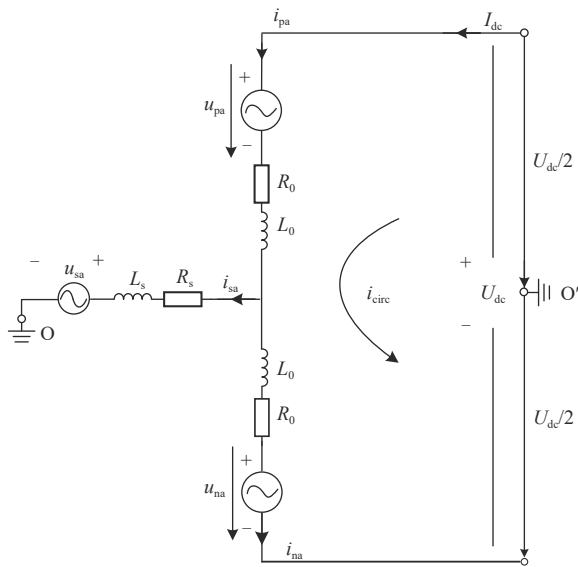


图2 单相MMC等效电路图

Fig. 2 Single-phase MMC equivalent circuit diagram

的数学模型:

$$u_{sa} + L_s \frac{di_{sa}}{dt} + R_s i_{sa} = u_{oo'} + \frac{U_{dc}}{2} - L_0 \frac{di_{pa}}{dt} - R_0 i_{pa} - u_{pa}, \quad (4)$$

$$u_{sa} + L_s \frac{di_{sa}}{dt} + R_s i_{sa} = u_{oo'} - \frac{U_{dc}}{2} + L_0 \frac{di_{na}}{dt} + R_0 i_{na} + u_{na}. \quad (5)$$

定义差模电压 u_{difa} 和共模电压 u_{coma} :

$$u_{difa} = \frac{1}{2} (u_{na} - u_{pa}), \quad (6)$$

$$u_{coma} = \frac{1}{2} (u_{na} + u_{pa}), \quad (7)$$

联立式(7)可得到MMC交、直流侧的动态方程如下:

$$u_{oo'} + u_{difa} - u_{difa} = (R_s + \frac{R_0}{2})i_{sa} + (L_s + \frac{L_0}{2}) \frac{di_{sa}}{dt}, \quad (8)$$

$$\frac{U_{dc}}{2} - u_{coma} = L_0 \frac{di_{cira}}{dt} + R_0 i_{cira}, \quad (9)$$

令式(9)右边为:

$$u_{cira} = L_0 \frac{di_{cira}}{dt} + R_0 i_{cira}, \quad (10)$$

其中, u_{cira} 为 A 相的内部不平衡压降. 由式(6)、(8)可知, 通过控制 u_{difa} 可以间接控制 A 相输出电压和电

流; 式(9)代表了MMC内部特性, u_{cira} 实际上是 A 相环流 i_{cira} 流经桥臂上串联的电抗器所产生的压降. 由式(7)、(9)可知, 当不考虑环流的影响时, 上下桥臂电压之和等于直流侧电压.

结合式(8)~(10)可推导出上、下桥臂电压参考值表达式^[7], 即:

$$\begin{cases} u_{pa_ref} = \frac{U_{dc}}{2} - u_{difa} - u_{cira_ref} \\ u_{na_ref} = \frac{U_{dc}}{2} + u_{difa} - u_{cira_ref} \end{cases}, \quad (11)$$

其中: u_{pa_ref} 、 u_{na_ref} 分别为上、下桥臂电压参考值; u_{cira_ref} 为 A 相的内部不平衡压降 u_{cira} 参考值.

MMC环流本质上是由于各相上、下桥臂的子模块电容电压波动, 从而上下桥臂电压之和不一致所引起的. 且环流实际上由直流分量和交流分量共同组成, 直流分量为 $U_{dc}/3$, 交流分量为二倍频、四倍频、六倍频等一系列偶次谐波^[8]. 交流分量中以二倍频负序分量为, 所以本文仅考虑二倍频, 忽略其余高次偶次分量. 则三相二倍频负序环流表达式为:

$$\begin{cases} i_{cira} = \frac{I_{dc}}{3} + I_{2a} \cos(2\omega t + \phi_0) \\ i_{cirb} = \frac{I_{dc}}{3} + I_{2b} \cos(2\omega t + \frac{2\pi}{3} + \phi_0) \\ i_{circ} = \frac{I_{dc}}{3} + I_{2c} \cos(2\omega t - \frac{2\pi}{3} + \phi_0) \end{cases}, \quad (12)$$

式中: I_{2a} 为二倍频环流幅值; ω 为基波角频率; ϕ_0 为二倍频环流初相角.

2 基于准PI^R控制器的环流抑制策略

MMC整体控制框图如图3所示. 最外层为环流抑制控制环, 输出为MMC内部不平衡压降参考值 u_{cira_ref} ; 外环为功率控制环, 输出为交流侧电流的dq轴分量参考值 i_{d_ref} 和 i_{q_ref} ; 内环为电流控制环, 输出

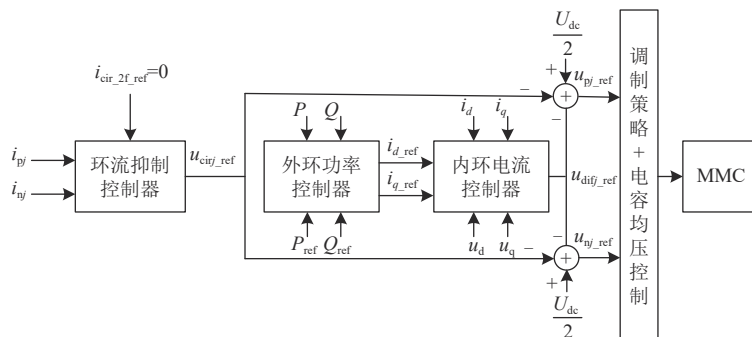


图3 MMC整体控制框图

Fig. 3 Overall control diagram of MMC

为差模电压 u_{dif_ref} , 整体控制过程可用公式(11)表示, 桥臂电压参考值通过最近电平调制策略得到PWM信号并输出到MMC主电路. 由于本文采用22个子模块的MMC主电路, 输出电平数较高, 而载波移相调制策略是基于SPWM调制, 将 N 个三角载波与调制波进行比较来实现子模块状态的控制, 通常使用于低电平领域, 若是输出电平较高时, 系统复杂度将会线性增长^[17]. 所以本文暂且不讨论采用载波移相调制策略的环流抑制效果.

将传统PI控制器与分数阶参数结合的环流抑制器在运算量方面效果较差, 并且参数设计不便, 而PR控制器能够直接对交流信号进行跟踪, 并不需要对输入信号进行dq变换, 运算量减小.

2.1 分数阶PI^λR环流抑制器结构

理想PR控制器可对相应频率交流量无静差跟踪, 并且可以进行分相控制, 无需考虑相间解耦问题. 但由于理想PR控制器带宽比较窄, 抗扰动能力较差, 当频率波动时, 在谐振频率点增益较小, 影响抑制效果. 而准PR控制器(Quasi-PR controller)带宽相对较宽, 频率变化对其影响不大, 具有更好的稳定性^[18].

由于MMC环流的非线性特性, 相比整数阶控制器, 分数阶控制器有着更为优秀的动态性能和鲁棒性. 本文所提抑制策略以准PR控制器为主体, 同时引入分数阶积分环节共同组成准PI^λR环流抑制器.

准PR控制器的传递函数为:

$$G_1(s) = K_p + \frac{2K_r\omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + \omega_0^2}, \quad (13)$$

分数阶积分控制器的传递函数为:

$$G_2(s) = \frac{K_i}{s^\lambda}, \quad (14)$$

结合式(13)、(14)可得到准PI^λR环流抑制器的传递函数:

$$G(s) = K_p + \frac{K_i}{s^\lambda} + \frac{2K_r\omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + \omega_0^2}, \lambda \in (0, 1), \quad (15)$$

上式中: K_p, K_i, K_r 分别为比例控制增益, 积分控制增益和谐振控制增益; ω_c, ω_0 分别为截止频率和谐振频率; λ 为积分环节阶次.

基于PI^λR控制器的环流抑制原理如图3所示, 以A相为例: 上桥臂电流 i_{pa} 与下桥臂电流 i_{na} 之和的平均值为环流 i_{cira} , 利用二阶低通滤波器得到环流中低于二倍频的分量之和 i_{fil} , 与环流 i_{cira} 做差, 得到二倍频分量 i_{cira_2f} (由于本文仅考虑二倍频分量, 其余高次分量较小可以忽略), 式(16)表示了分离过程.

$$i_{fil} - i_{cira} = i_{cira_2f}. \quad (16)$$

为了使桥臂环流二倍频交流分量最终含量为0, 将 i_{cira_2f} 与参考值作比较得到差值 $-i_{cira_2f}$, 该过程可表示为式(17):

$$0 - i_{cira_2f} = -i_{cira_2f}, \quad (17)$$

差值 $-i_{cira_2f}$ 再经过PI^λR控制器(Q-PI^λR)对其进行跟踪, 将谐振频率设为二倍基频即可将环流中的二倍频分量有效抑制, 最后输出为A相内部不平衡压降参考值 u_{cira_ref} .

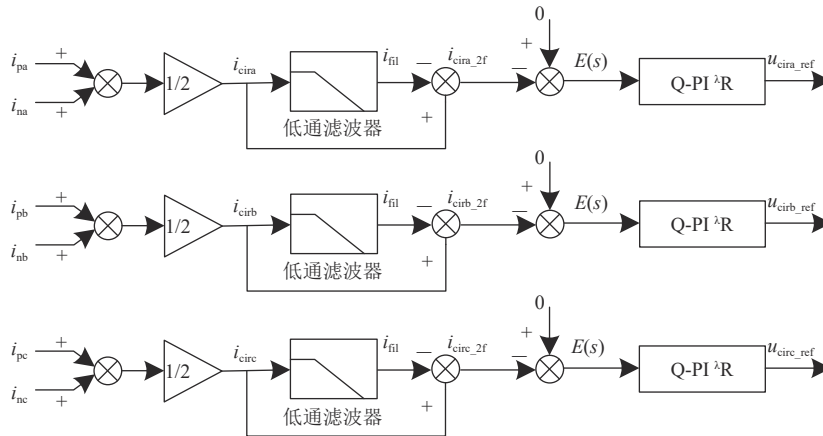


图4 基于PI^λR控制器的环流抑制策略框图

Fig. 4 Block diagram of circulation suppression strategy based on PI^λR controller

2.2 分数阶控制器参数设计

与整数阶控制器相比, 本文所提分数阶控制器增加了参数 λ , 积分阶次可扩展为一定范围内的实数阶次, 对幅频和相频特性的调节更为灵活, 增强了系统的自适应能力. 文献[19]提出的Flatphase与

经典的相位裕度和幅值裕度相结合的方法计算过程复杂. 所以本文对分数阶控制器的参数设计采用鲸鱼优化算法.

鲸鱼优化算法与其他传统启发式算法相比有收敛速度快和全局寻优能力强的特点^[20], 适合MMC

环流抑制器的参数优化设计.鲸鱼的捕猎过程主要分为以下三步:

(1)包围猎物:

$$D = |CX^*(t) - X(t)|, \quad (18)$$

$$X(t+1) = X^*(t) - AD, \quad (19)$$

式中: t 表示当前迭代次数; A 和 C 是系数向量; D 为鲸鱼与猎物的距离; $X^*(t)$ 表示目前为止最佳鲸鱼位置向量; $X(t)$ 表示当前鲸鱼位置向量. A 和 C 可由下式得到:

$$A = 2ar_1 - a, \quad (20)$$

$$C = 2r_2, \quad (21)$$

$$a = 2 - \frac{2t}{T_{\max}}, \quad (22)$$

其中 r_1 和 r_2 是 $(0,1)$ 中的随机数; a 的值从2线性减少到0; t 为当前迭代次数; T_{\max} 为最大迭代次数.

(2)狩猎行为:

鲸鱼在狩猎时是以螺旋运动游向猎物,故其数学模型如式(24)、(25):

$$X(t+1) = X^*(t) + D^* e^{bl} \cos(2\pi), \quad (23)$$

$$X(t+1) = \begin{cases} X^*(t) - AD, & p < 0.5 \\ X(t) = X^*(t) + D^* e^{bl} \cos(2\pi), & p \geq 0.5 \end{cases} \quad (24)$$

其中 b 是表示螺旋形状的一个常数,其值一般为1; l 是在 $[-1,1]$ 范围内的一个随机数; $D^* = |X^*(t) - X(t)|$ 表示鲸鱼距离猎物的最佳位置.

(3)搜寻猎物:

鲸鱼在搜寻猎物的数学模型如下式:

$$D = |CX_{\text{rand}} - X(t)|, \quad (25)$$

$$X(t+1) = X_{\text{rand}} - AD, \quad (26)$$

其中 X_{rand} 为随机的鲸鱼位置向量;当 $A \geq 1$ 时,随机选择一只鲸鱼,更新其他鲸鱼的位置,增加搜寻的随机性,以此找到更好的猎物,通过加强算法的搜索能力从而使WOA算法探索全局最优解.

本文需要整定的参数为比例控制增益 K_p ,积分控制增益 K_i 和积分阶次 λ .目标函数选择基于时间乘绝对误差积分的性能指标 J_{ITAE} ,如公式(27)所示:

$$J_{ITAE} = \int_0^{\infty} t|e(t)|dt, \quad (27)$$

其中 t 表示时间; $e(t)$ 表示误差量.

控制器参数的具体优化流程如图5所示:

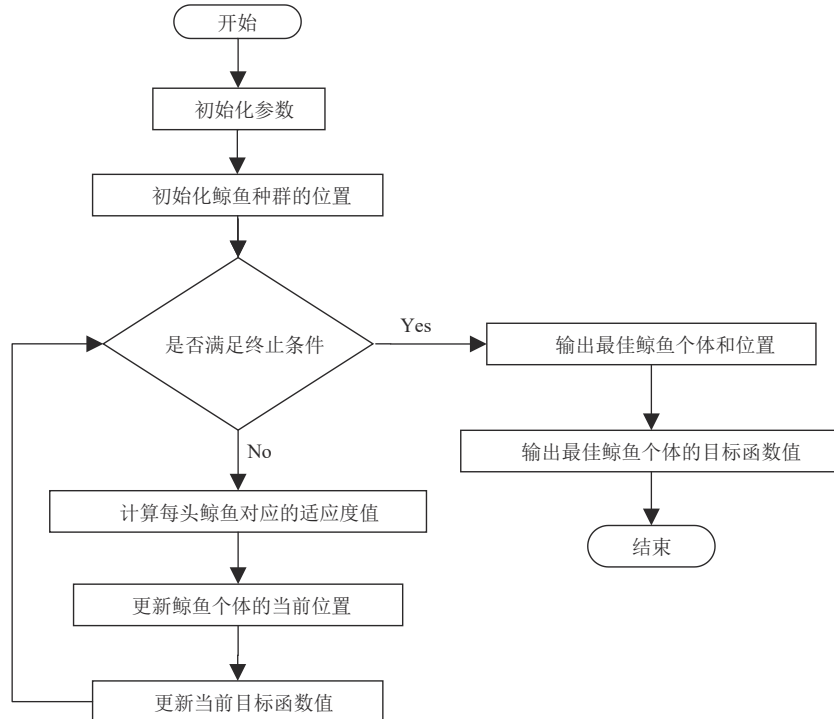


图5 分数阶控制器参数优化流程图

Fig. 5 Parameter optimization flowchart of fractional order controller

(1)初始化WOA参数,本文中鲸鱼种群数量为 $n = 10$,最大迭代次数为 $T_{\max} = 25$,将 J_{ITAE} 作为目标函数;

(2)初始化鲸鱼种群的位置,计算每头鲸鱼相应的适应度值,保留其当前最优的个体和位置;

(3)若 $p < 0.5$ 且 $A < 1$ 时,根据式(19)更新鲸鱼

当前位置;若 $p < 0.5$ 且 $A \geq 1$ 时,根据式(26)更新鲸鱼当前位置;

(4)若 $p \geq 0.5$ 时,则根据式(23)更新鲸鱼当前位置;

(5)计算当前目标函数值,判断是否满足最大迭代次数,若满足则进入步骤6,若不满足则返回步骤3.

(6)输出当前目标函数值,保留最优的鲸鱼个体和位置,最优鲸鱼位置即所求的 K_p, K_i, λ 的最优值,流程结束.

本文鲸鱼算法仅针对 K_p, K_i, λ 三个参数进行优化,而谐振环节的谐振增益 K_r 和截止频率 ω_c ,在考虑增益效果和带宽大小的平衡上,选定了 $K_r=150, \omega_c=10 \text{ rad/s}^{[13]}$.通过WOA优化得到 $K_p=500, K_i=62.11, \lambda=0.32$.

图6为鲸鱼算法(WOA)与粒子群算法(PSO)、蚁群算法(ACO)对控制器参数的优化收敛曲线图.由图6可知,WOA在第20次迭代时已接近收敛,ACO和PSO在第22次迭代时接近收敛,显然WOA的收敛速度优于ACO和PSO,并且在收敛精度上也是三者最优.

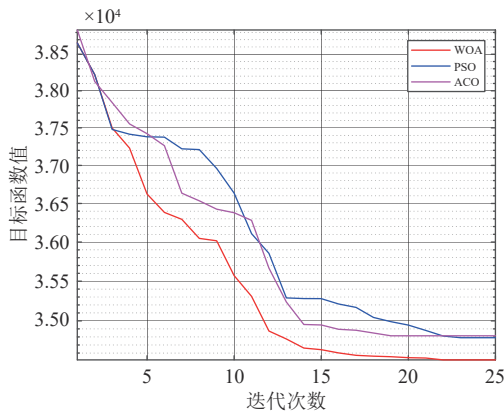


图6 控制器参数优化的收敛曲线

Fig. 6 Convergence curve for controller parameter optimization

计算复杂度分析:

鲸鱼算法的计算复杂度取决于搜索空间维度和迭代次数以及鲸鱼种群数量,当种群数量为 N ,搜索空间维度为 D ,迭代次数为 T 时,鲸鱼算法的计算复杂度应为 $O(NDT)$.表1列出了三种算法的计算复杂度.复杂度由高到低为 $ACO > PSO > WOA$,根据大 O 的定义^[21],当优化问题的维度较高时($D \gg N$),三种算法的计算复杂度同属于一个数量级 $O(NDT)$.

2.3 MMC系统稳定性分析

分数阶控制器的参数优化如图7所示.

表1 算法复杂度

Tab. 1 Algorithm complexity

算法	计算复杂度
WOA	$O(NDT)$
PSO	$O(NDT+N)$
ACO	$O(NDT+N^2)$

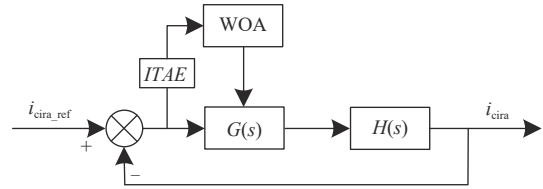


图7 准PI^λR环流抑制器控制环

Fig. 7 Quasi-PI^λR circulation suppressor control loop

图7中 i_{cira_ref} 为A相环流的参考值; $G(s)$ 为准PI^λR控制器的传递函数; $H(s)$ 为系统传递函数.

$$H(s) = \frac{1}{2(R_0 + sL_0)}, \quad (28)$$

系统的正常运行首先要考虑系统的稳定性,设系统开环传递函数为 $G_k(s)$,系统截止频率为 w_z ,相角裕度为 γ ,若要满足系统稳定性,则有下式:

$$G_k(s) = G(s)H(s), \quad (29)$$

其中电阻 R_0 的值过小可以忽略,则具体的系统开环传递函数为

$$G_k(s) = \frac{b_1 s^{(2+\lambda)} + b_2 s^{(1+\lambda)} + b_3 s^\lambda}{a_1 s^{(3+\lambda)} + a_2 s^{(2+\lambda)} + a_3 s^{(1+\lambda)}}, \quad (30)$$

$$\text{其中, } \begin{cases} a_1 = 2L_0 \\ a_2 = 4\omega_c L_0 \\ a_3 = 2\omega_c^2 L_0 \\ b_1 = K_p K_i \\ b_2 = 2\omega_c (K_p K_i + K_r) \\ b_3 = K_p K_i \omega_c^2 \end{cases},$$

$$\gamma = 180^\circ + \angle G_k(jw_z). \quad (31)$$

将WOA优化得到的最优参数 K_p, K_i, λ 代入式(31),作出系统开环传递函数伯德图,如图8所示.

从图8中 $(w_z, 0)$ 点可以看出 $\angle G_k(jw_z) = -90^\circ$,则相角裕度 γ 大于0,系统稳定.

3 仿真实验

为验证本文所提环流抑制策略的有效性,在MATLAB/Simulink仿真环境中搭建了三相23电平MMC逆变仿真模型,并传统PI和PR环流抑制器进行抑制效果对比,本文所提环流抑制器参数: $K_p=500, K_i=62.11, K_r=150, \lambda=0.32$.仿真主要参数如表2所示.

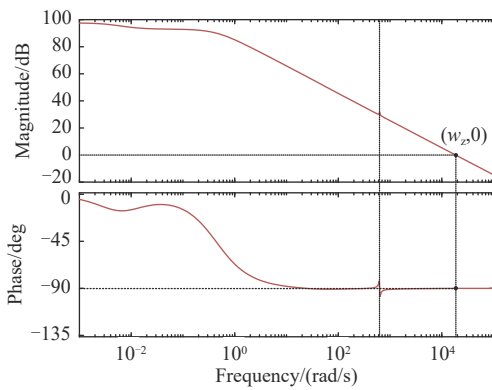


图 8 系统开环传递函数的伯德图

Fig. 8 Bode diagram of system open-loop transfer function

表 2 MMC 仿真主参数

Tab. 2 MMC simulation main parameters

参数	值
桥臂子模块数 N	22
子模块电容 C	7 mF
桥臂电容 L_0	13.5 mH
桥臂电阻 R_0	9.52 mΩ
电网频率 f	50 Hz
直流侧电压 U_{dc}	5.5 kV
交流侧电压 U_s	3.3 kV

3.1 环流抑制器性能对比分析

基于上述仿真参数,以 A 相为例进行时长 0.8 s 的仿真实验.在 0.5 s 时分别投入 PI、PR 和准 PI²R 环流抑制器进行抑制效果对比,环流波形如图 9 所示.

由图 9 可知,在未开启环流抑制器前,环流整体呈现为二倍频波动的状态,峰-峰值为 40 A.在 PI 环流抑制器投入使用后,环流的峰-峰值降低为 12 A,且环流的波形仍有较为明显的畸变,抑制效果不明显;PR 和准 PI²R 两种环流抑制器在投入使用后,抑制后的环流峰峰值在 5 A 以内,基本有效地抑制了环流中的交流分量,环流呈现为直流量的状态.在调节时间的对比上,PR 抑制器在 0.6 s 处趋于稳定,调节时间为 0.1 s;准 PI²R 抑制器在 0.56 s 处趋于稳定,调节时间为 0.06 s,显然准 PI²R 抑制器的快速性优于 PR 抑制器.

为了更详细地对三种抑制器的抑制效果进行对比分析,在 0.6 s 时对环流进行 5 个周期的 FFT 分析,以直流量为基准量,具体数据如表 3 所示.

由表 3 可知,准 PI²R 环流抑制器的环流总谐波占比相比 PI 环流抑制器和 PR 环流抑制器分别下降了 7.19% 和 0.67%,环流中二倍频分量占比分别下降了 5.05% 和 0.32%.综合以上分析,准 PI²R 环流抑

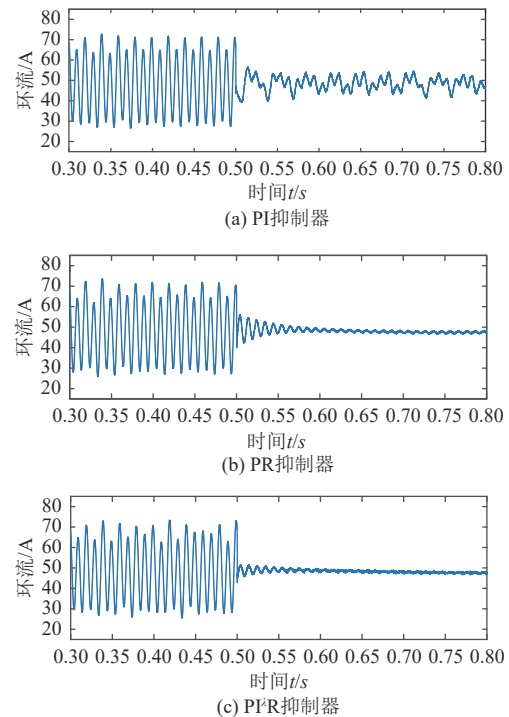


图 9 稳态下 3 种环流抑制器的抑制效果

Fig. 9 Suppression effect of three types of circulating current suppressors under steady-state conditions

表 3 稳态条件下 A 相环流的 FFT 分析

Tab. 3 FFT analysis of A-phase circulating current under steady-state conditions

环流抑制器	PI (%)	PR (%)	准 PI ² R (%)
环流总谐波含量	8.59	2.07	1.15
环流二倍频含量	5.92	1.19	0.50

制器对环流中总谐波和二倍谐波的抑制效果均优于传统使用的两种环流抑制器,同时其系统快速性也均优于其余两种环流抑制器.

在准 PI²R 环流抑制器作用下的 MMC 上桥臂电流如图 10(a)所示.从图中可以看出,在未投入环流抑制器前,上桥臂电流有明显畸变,未达到正弦波的标准;而在 0.2 s 投入环流抑制器后,上桥臂电流波形得到明显改善,更接近标准正弦波,变得更稳定.图 10(b)为 A 相上桥臂子模块电容电压波形,可以看出在环流抑制器开启后,子模块电容的电压波动从 40 V 下降到 30 V,波动明显变小,电容的充放电过程变得更稳定.

对 A 相上桥臂分别在 0.4 s 和 0.6 s 时进行 5 个周期的 FFT 分析,以基频分量为基准,具体数据如表 4 所示.

在环流抑制前, A 相上桥臂电流总谐波含量为 20.33%,其中二倍频分量占比为 20.24%,可以看出二倍频分量占据绝对主体;在环流抑制后, A 相上

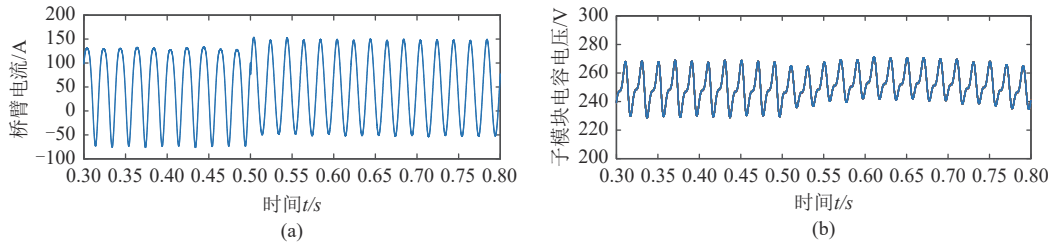


图 10 稳态工况下桥臂电流与子模块电压电容波形

Fig. 10 Waveform of bridge arm current and SMs under steady-state operating conditions

表 4 A 相上桥臂电流的 FFT 分析

Tab. 4 FFT analysis of A-phase upper bridge arm current

环流抑制器状态	总谐波占比 (%)	二倍频分量占比 (%)
投入前	20.33	20.24
投入后	0.94	0.26

桥臂电流的总谐波含量为 0.94%, 其中二倍频分量占比为 0.26%, 总谐波含量下降 18.79%, 二倍频分量占比下降 0.61%。综合分析可知准 PI^rR 环流抑制器有效的改善了桥臂电流质量, 降低了 MMC 桥臂的损耗。

3.2 交流侧扰动工况下的抑制效果

MMC 工作于逆变工作状态下, 准 PI^rR 环流抑制

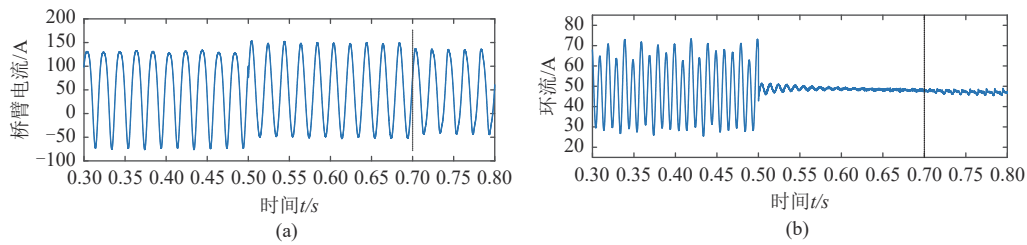


图 11 扰动工况下桥臂电流与环流波形

Fig. 11 Waveform of bridge arm current and circulating current under disturbance conditions

由表 5 中数据以及 3.1 节的分析可知, 在交流侧电压骤升工况下, 桥臂电流的总谐波含量为 8.25%, 相较正常工况下的 0.94% 占比增加了 7.31%; 二倍频分量的占比为 0.31%, 相较正常工况下的 0.26% 占比并没有明显增加。环流的总谐波占比相较正常工况增加了 0.89%, 二倍频分量占比增加了 0.56%。综上分析, 在交流侧电压骤升扰动工况下, 本文所提环流抑制器依然能够有效地抑制环流的二倍频分量。

表 5 电压骤升后对桥臂电流和环流的 FFT 分析

Tab. 5 FFT analysis of bridge arm current and circulating current after voltage surge

电压骤升后的输出量	总谐波占比 (%)	二倍频分量占比 (%)
桥臂电流	8.25	0.31
环流	2.04	1.06

器在 0.5 s 时进行投入使用, 并在 0.7 s 时对交流侧输出电压幅值进行 10% 的提升, 从 3300 V 阶跃至 3630 V, 以验证系统在交流侧电压扰动时环流抑制器的抑制效果。

图 11(a) 和图 11(b) 分别为 A 相交流侧输出电压幅值提升 10% 时的桥臂电流波形和环流波形, 0.5 s 时投入本文所提环流抑制器, 0.7 s 时输出电压提升 330 V。在 0.7 s 后桥臂电流发生轻微畸变, 幅值降低; 环流波形同样发生畸变。为更详细分析交流侧电压骤升后对环流抑制效果的影响, 对桥臂电流和环流在 0.7 s 到 0.8 s 共 5 个周期的时段进行 FFT 分析, 分别以基频和直流量为基准量。

3.3 抑制器切入时间点对抑制效果的影响

图 12(a) 为三相环流未进行抑制的波形, 对该时间段波形进行 FFT 分析, 可知其中直流分量为 48.7 A, 即理论上环流在被抑制后会趋于该值, 则未抑制的环流以该值为横坐标轴进行非正弦的周期性波动。为分析环流抑制器切入时间点对环流抑制的效果影响, 以 A 相为例, 分别选取过零点 $t_1=0.5065$ s, 上峰值 $t_2=0.509$ s, 下峰值 $t_3=0.514$ s 三个点, 并在这三个点的时刻投入环流抑制器。

图 12(b)、图 12(c) 和图 12(d) 分别为在 t_1 、 t_2 、 t_3 三个时刻切入环流抑制器时的环流波形。为详细分析, 分别对该三个状态的环流进行 FFT 分析, 以直流量为基准值。

由表 6 中数据可知, 在三个切入点中, 抑制效果由高到低应为 $t_1 > t_2 > t_3$, 在 t_1 时刻即过零点处切入环

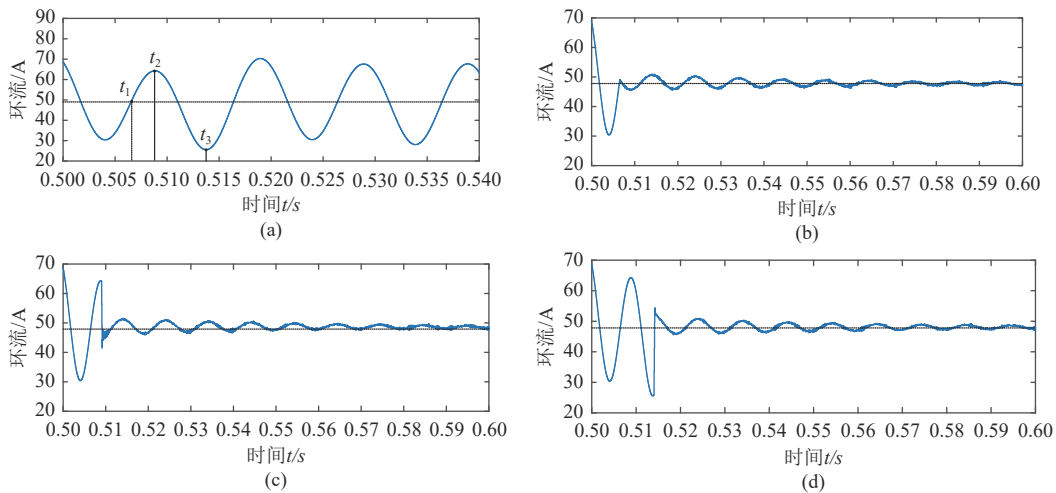


图 12 环流抑制器在不同切入点下的抑制效果

Fig. 12 The suppression effect of circulation suppressors at different entry points

表 6 分别在三种时刻投入环流抑制器的环流 FFT 分析

Tab. 6 FFT analysis of bridge arm current and circulating current after voltage surge

抑制器 切入时刻	总谐波 含量(A)	二倍频分量 含量(A)	环流直流 分量(A)
t_1	0.449	0.296	47.78
t_2	0.466	0.301	48.59
t_3	0.482	0.337	48.25

流抑制器得到的抑制效果最佳。

4 结论

本文简要分析了 MMC 的工作特性和环流产生机理,针对传统 PR 环流抑制器抑制效果不佳的问题,研究了一种基于准 PI²R 控制器的抑制方法,利用鲸鱼算法对抑制器参数进行优化.通过搭建仿真模型验证,得到以下结论:

(1) 准 PI²R 环流抑制器对环流的总谐波含量和二倍频含量的抑制效果比传统 PI 和 PR 环流抑制器更好,调节时间更短,同时有效地改善了桥臂电流的质量.在交流侧扰动的工况下,对二倍频分量的抑制效果相较正常工况变化不大,体现了准 PI²R 环流抑制器的抗干扰能力。

(2) 通过对环流上峰值、下峰值和过零点三个环流抑制器切入点的仿真对比分析,发现在过零点处切入抑制器能够最大程度地对环流二倍频分量进行抑制。

参 考 文 献

[1] KOURO S, MALINOWSKI M, GOPAKUMAR K, et al.

Recent advances and industrial applications of multilevel converters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2010, 57(8): 2553-2580.

[2] DEBNATH S, QIN J, BAHRANI B, et al. Operation, control, and applications of the modular multilevel converter: A review [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(1): 37-53.

[3] ISIK S, ALHARBI M, BHATTACHARYA S. An optimized circulating current control method based on PR and PI controller for MMC applications [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2021, 57(5): 5074-5085.

[4] YANG X, XUE Y, CHEN B, et al. An enhanced reverse blocking MMC with DC fault handling capability for HVDC applications [J]. Electric Power Systems Research, 2018, 163: 706-714.

[5] REDDY G A, SHUKLA A. Arm-current-sensorless circulating current control of MMC [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2022, 58(1): 444-456.

[6] SAMAJDAR D, BHATTACHARYA T, DEY S. A reduced switching frequency sorting algorithm for modular multilevel converter with circulating current suppression feature [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(11): 10480-10491.

[7] 屠卿瑞, 徐政, 郑翔, 等. 模块化多电平换流器型直流输电内部环流机理分析 [J]. 高电压技术, 2010, 36(2): 547-552.

[8] 周月宾, 江道灼, 郭捷, 等. 模块化多电平换流器子模块电容电压波动与内部环流分析 [J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(24): 8-14, 4.

[9] 柳舟洲, 同向前. 基于准 PR 控制器的 MMC-HVDC 的控制及环流抑制策略 [J]. 电力系统及其自动化学报, 2016, 28(11): 70-75.

- [10] 屠卿瑞,徐政,管敏渊,等.模块化多电平换流器环流抑制控制器设计[J].电力系统自动化,2010,34(18):57-61,83.
- [11] 班明飞,申科,王建曩,等.基于准比例谐振控制的MMC新型环流抑制器[J].电力系统自动化,2014,38(11):85-89,129.
- [12] 苑宾,许建中,赵成勇,等.模块化多电平换流器PR环流抑制器优化设计[J].中国电机工程学报,2015,35(10):2567-2575.
- [13] XIAO M, TAO B, ZHENG W X, et al. Fractional-order PID controller synthesis for bifurcation of fractional-order small-world networks [J]. IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics: Systems, 2021, 51(7): 4334-4346.
- [14] PODLUBNY I. Fractional-order systems and PI/sup/spl lambda// D/sup/spl mu//-controllers[J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 1999, 44(1): 208-214.
- [15] 王瑞萍,皮佑国.基于分数阶PI速度控制器的永磁同步电动机控制[J].电工技术学报,2012,27(11):69-75.
- [16] 郑征,李佩柯,李绍令,等.模块化多电平变换器分数阶PI环流抑制策略[J].电力系统保护与控制,2023,51(1):113-121.
- [17] LI B, YANG R, XU D, et al. Analysis of the phase-shifted carrier modulation for modular multilevel converters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(1): 297-310.
- [18] TEODORESCU R, BLAABJERG F, LISERRE M, et al. Proportional-resonant controllers and filters for grid-connected voltage-source converters [J]. IEE Proceedings-Electric Power Applications, 2006, 153(5): 750.
- [19] WANG Chunyang, JIN Yongshun, CHEN Yangquan. Autotuning of FOPI and FO [PI] controllers with iso-damping property [C]//Joint 48th IEEE Conference on Decision and Control and 28th Chinese Control Conference, Shanghai;IEEE, 2009: 7309-7314.
- [20] MIRJALILI S, LEWIS A. The whale optimization algorithm [J]. Advances in Engineering Software, 2016, 95(C): 51-67.
- [21] DASGUPTA S, PAPADIMITRIOU C H, VAZIRANI U V. Algorithms [M]. Beijing: China Machine Press, 2009.

(责编&校对 雷建云)