

基于误差分区图的单相 PWM 整流器限流电阻 分级设计策略

田文君¹, 田铭兴^{1,2†}, 苏宏升¹, 孙志强¹, 张慧英^{1,2}

[1. 兰州交通大学 自动化与电气工程学院, 甘肃 兰州 730070;
2. 甘肃省轨道交通电气自动化工程实验室(兰州交通大学), 甘肃 兰州 730070]

摘 要:单相电压型 PWM 整流器作为变流器装置的基本拓扑单元, 其启动冲击电流抑制至关重要. 传统近似解因忽略暂态过程及电源电压初相角的影响, 限流电阻设计存在较大误差. 为此, 本文建立了计及暂态过程的启动电流标么值模型, 分析了初相角在 $[-\pi/2, \pi/2]$ 变化范围内, 无阻尼自然振荡频率 ω_{np} 与阻尼率 ζ 对最大启动电流的耦合影响. 通过定义启动电流最大值与其稳态幅值的相对误差, 首次绘制了其随 ζ, ω_{np} 变化的分区图, 并据此提出了一种限流电阻分级设计策略: 根据 (ζ, ω_{np}) 在图中的位置, 在适用区采用近似解; 在风险区与冗余区, 启动数值迭代算法, 可分别采用安全性准则设计和多目标优化设计, 前者确保电流约束, 后者兼顾快速性与平稳性. 仿真表明: 在适用区内近似解误差小于 1.5%; 在风险区与冗余区中, 近似解导致电流峰值出现极大偏差(算例误差达 565.98% 或 40.97%), 而基于安全性准则设计与多目标优化设计结果均能将误差降至 1.2% 以内. 最后, 采用容差分别为 $\pm 1\%$ 、 $\pm 5\%$ 、 $\pm 10\%$ 的 E 系列标准电阻进行适配分析, 证明了该策略可实现限流电阻的精准设计与可靠选型, 为此类工程问题提供了系统性设计依据.

关键词:变流器; 冲击电流; 限流电阻; 误差分区图; 分级设计; 迭代方法

中图分类号: TM461 **文献标志码:** A

A hierarchical design strategy for current-limiting resistors of single-phase PWM rectifiers based on the error partition diagram

TIAN Wenjun¹, TIAN Mingxing^{1,2†}, SU Hongsheng¹, SUN Zhiqiang¹, ZHANG Huiying^{1,2}

[1. School of Automation and Electrical Engineering, Lanzhou Jiaotong University, Lanzhou 730070, China;

2. Rail Transit Electrical Automation Engineering Laboratory of Gansu Province (Lanzhou Jiaotong University), Lanzhou 730070 China]

Abstract: As the basic topological unit of the converter device, the single-phase voltage-type PWM rectifier plays a crucial role in suppressing the starting inrush current. The traditional approximate solution has significant errors in the design of current-limiting resistors due to the neglect of the transient process and the influence of the initial phase angle of the power supply voltage. For this purpose, this paper establishes a per-unit value model of the

* 收稿日期: 2025-10-14

基金项目: 甘肃省自然科学基金重点项目资助项目(24JRRA225), Key Program of Natural Science Foundation of Gansu Province (24JRRA225); 甘肃省联合基金一般项目资助项目(25JRRA1167), General Program of Joint Foundation of Gansu Province (25JRRA1167); 甘肃省自然科学基金项目资助项目(23JRRA891, 24JRRA244), Natural Science Foundation of Gansu Province (23JRRA891, 24JRRA244)

作者简介: 田文君(1985—), 女, 甘肃民勤人, 兰州交通大学博士研究生

† 通信联系人, E-mail: tianmingxing@mail.lzjtu.cn

starting current considering the transient process, and analyzes the coupling influence of the undamped natural oscillation frequency (ω_{np}) and the damping rate (ζ) on the maximum starting current within the variation range of the initial phase angle $[-\pi/2, \pi/2]$. By defining the relative error between the peak starting current and its steady-state amplitude, the partition map of it varying with ζ and ω_{np} is drawn for the first time. Based on this, a hierarchical design strategy for current-limiting resistors is proposed: according to the positions of (ζ, ω_{np}) in the figure, an approximate solution is adopted in the applicable area; in risk areas and redundant areas, numerical iterative algorithms can be initiated. Safety criteria design and multi-objective optimization design can be adopted respectively. The former ensures current constraints, while the latter takes into account both rapidity and smoothness. Simulation shows that the approximate solution error is less than 1.5% within the applicable area; in the risk area and the redundant area, the approximate solution leads to a significant deviation in the current peak (the error of the calculation example reaches 565.98% or 40.97%), while the results of the design based on the safety criterion and the multi-objective optimization design can both reduce the error to within 1.2%. Finally, the E series standard resistors with tolerances of $\pm 1\%$, $\pm 5\%$, and $\pm 10\%$ are used for adaptation analysis, which proved that this strategy could achieve precise design and reliable selection of current-limiting resistors, providing a systematic design basis for such engineering problems.

Key words: converters; inrush current; current-limiting resistor; error partition diagram; hierarchical design; iterative method

电力电子变流装置是电能变换与控制的核心部件,其可靠性直接关系到整个供电系统的安全稳定运行.该类装置应用广泛,如谐波抑制与无功补偿的有源电力滤波器(active power filter, APF)^[1]、节能减排的新能源汽车^[2]、输出波形质量高的模块化多电平换流器(modular multilevel converter, MMC)^[3-5]、具备直流闭锁能力且结构紧凑的桥臂交替导通多电平换流器^[6]、支持多变量调控与多功能补偿的统一潮流控制器(unified power flow controller, UPFC)^[7],以及太阳能、风能等可再生能源的并网发电系统^[8-9]等多个重要领域.

变流装置交流侧为电网,直流侧为电容,合闸启动(或称不控充电)时回路中往往会产生很大的冲击电流,严重时可引起开关器件过流击穿,对系统安全可靠运行构成威胁.为抑制启动冲击电流,工程中常采用串联限流电阻的方式.若电阻取值过大,虽可保障安全,但会导致启动过程延长、系统动态响应变慢;若取值过小,则可能引发冲击电流超限,导致功率器件过流损坏,带来巨大的维修成本与停机损失.因此,限流电阻的精确设计至关重要.

文献[10-20]针对混合型模块化多电平变流器启动电流特性、限流电阻计算和启动控制策略等方面进行了研究.文献[10-12]虽阐述了限流电阻抑制

冲击电流的基本原理,但未建立电阻值与电流峰值的定量关系;文献[13]给出了启动电流的频域表达式,但未深入探讨限流电阻的计算过程;文献[14]推导了启动电流的计算公式,并提出用数值计算法计算限流电阻,但对回路中电感和电容参数的耦合影响分析尚不充分;文献[15-20]则将稳态电流峰值近似为最大电流,不仅忽略了电路暂态分量影响,也未考虑电源电压初相角对冲击电流最大值的影响,导致在高振荡频率、低阻工况下计算误差增大,无法普适于实际工程.

尽管各类变流装置的拓扑结构复杂多样,但其启动冲击电流的产生机理与单相PWM整流器一致,均为二阶电路的瞬态响应过程.因此,该问题的研究可归结为对单相PWM整流器限流电阻的精准设计.

本文以单相电压型PWM整流器为研究对象,通过建立计及暂态过程的启动电流标幺值模型,系统分析由电路参数(L 、 C 、 R)定义的无阻尼自然振荡频率与阻尼率对最大启动电流的耦合影响规律,首次绘制启动电流最大值与其稳态幅值之间的相对误差随 ζ 、 ω_{np} 变化的分区图,清晰划分了近似解的适用区、风险区与冗余区;进而通过误差阈值灵敏度分析,明确了分区边界随误差阈值的变化规律.在此

基础上,提出一种分级设计策略,可依据 (ζ, ω_{np}) 在分区图中的位置自主选择设计方法.算例与E系列标准电阻(容差分别为 $\pm 1\%$ 、 $\pm 5\%$ 、 $\pm 10\%$)适配分析表明,该分级策略可行有效,为同类工程提供了一种可靠的限流电阻设计方法.

1 启动电流标幺值模型与参数耦合特性

1.1 单相电压型PWM整流器启动过程

单相电压型PWM整流器拓扑结构如图1所示^[8].

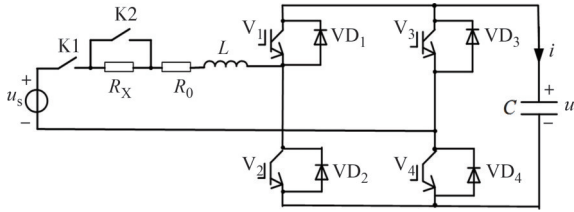


图1 单相电压型PWM整流器拓扑结构

Fig.1 Topology of single-phase voltage PWM rectifier

图1中, $u_s = U_m \sin(\omega t + \varphi)$ 为交流电源电压(其中 U_m 、 ω 、 φ 分别为电源电压幅值、角频率、初相角), L 为交流侧电感, C 为直流侧电容, R_0 为线路固有等效电阻, R_x 为限流电阻, $K1$ 、 $K2$ 为投切开关, u 为电容电压, i 为电容电流, $VD_1 \sim VD_4$ ($V_1 \sim V_4$) 为开关器件.

启动前, 电感电流和电容电压初值均为0. 启动时, $K1$ 闭合, $K2$ 打开, 可控制器件 $VD_1 \sim VD_4$ 脉冲封锁(不导通). 此时, 图1可等效为给直流侧电容充电的不可控整流电路. 在非过零点合闸时, 电源的突然接入会产生很大的冲击电流, 限流电阻 R_x 的接入起到了抑制该电流的作用. 启动过程完成后, 通过闭合 $K2$ 将其旁路. 限流电阻 R_x 越大, 启动电流越小, 但电阻过大将显著延长启动时间, 影响系统的动态响应性能. 因此, 如何在启动电流不大于其限值的条件下, 准确计算限流电阻就尤为重要.

1.2 建立计及暂态分量的启动电流标幺值模型

因为 $K1$ 闭合时刻(即电源电压初相角)不同, 以及随着电源电压的正弦变化, 在第一个电源周期内可能存在不止一个电流峰值, 但由于电容电压随着时间增加而持续上升, 电源电压初相角在 $[-\pi/2, \pi/2]$ 变化过程中, 电流最大值必然是某个 $K1$ 闭合时刻(某个电源电压初相角)对应的第一个充电阶段的电流峰值. 这说明, 限流电阻的计算可以用 $K1$ 闭合后第一个导通工况(首先导通的可能是 VD_1 和 VD_4 , 也可能是 VD_2 和 VD_3)来分析计算, 其实质就是分析一个正弦电压电源激励下的 R 、 L 、 C 串联电

路的启动暂态过程.

为了令分析具有一般性, 本文以 U_m 、 $\omega C U_m$ 和 ω 分别作为电压、电流和角频率的基准值, 从而定义电压、电流和角频率的标幺值, 并在电压、电流和角频率符号的下标中用字母“p”表示, 例如 u_p 和 i_p 分别表示图1中电容电压 u 和电容电流 i 的标幺值.

在第一阶段充电过程中, 由图1可得电容电压、电流标幺值表达式:

$$\begin{cases} \frac{1}{\omega_{np}^2} \frac{d^2 u_p}{d(\omega t)^2} + 2\zeta \frac{1}{\omega_{np}} \frac{du_p}{d(\omega t)} + u_p = \sin(\omega t + \varphi) \\ i_p = \frac{du_p}{d(\omega t)} \end{cases} \quad (1)$$

式中: $\omega_{np} = \frac{1}{\omega \sqrt{LC}}$ 为无阻尼固有振荡频率 ω_n 的标

幺值; $\zeta = \frac{R}{2} \sqrt{\frac{C}{L}}$ 为阻尼率; $R = R_0 + R_x$.

$\omega t = 0$ 时的初始值为:

$$\begin{cases} u_{0p} = 0 \\ i_{0p} = 0 \end{cases} \quad (2)$$

式(2)的解由稳态分量和暂态分量构成:

$$\begin{cases} u_p = u_{wp} + u_{zp} \\ i_p = i_{wp} + i_{zp} \end{cases} \quad (3)$$

式(3)中稳态分量为:

$$\begin{cases} u_{wp} = -U_{wmp} \cos(\omega t + \varphi + \alpha) \\ i_{wp} = I_{wmp} \sin(\omega t + \varphi + \alpha) \end{cases} \quad (4)$$

式中: $\alpha = \arctan \frac{\omega_{np} - \omega_{np}^{-1}}{2\zeta}$; U_{wmp} 为电容电压稳态分量的幅值:

$$U_{wmp} = \frac{1}{\sqrt{(2\zeta\omega_{np}^{-1})^2 + (1 - \omega_{np}^{-2})^2}} \quad (5)$$

I_{wmp} 为电流稳态分量的幅值:

$$I_{wmp} = \frac{1}{\sqrt{(2\zeta\omega_{np}^{-1})^2 + (1 - \omega_{np}^{-2})^2}} \quad (6)$$

当 $\zeta \neq 1$ 时, 电流的暂态分量为:

$$i_{zp} = A_1 p_1 e^{\rho_1 \omega t} + A_2 p_2 e^{\rho_2 \omega t} \quad (7)$$

$$\begin{cases} p_1 = \omega_{np}(-\zeta + \sqrt{\zeta^2 - 1}) \\ p_2 = \omega_{np}(-\zeta - \sqrt{\zeta^2 - 1}) \end{cases} \quad (8)$$

$$\begin{cases} A_1 = \frac{-p_2 u_{w0p} + i_{w0p}}{p_2 - p_1} \\ A_2 = \frac{p_1 u_{w0p} - i_{w0p}}{p_2 - p_1} \end{cases} \quad (9)$$

当 $\zeta = 1$ 时, 电流的暂态分量为:

$$i_{zp} = (A_1 p + A_2 + A_2 p \omega t) e^{p \omega t} \quad (10)$$

$$p = -\omega_{np} \quad (11)$$

$$\begin{cases} A_1 = -u_{w0p} \\ A_2 = p u_{w0p} - i_{w0p} \end{cases} \quad (12)$$

式中: u_{w0p} 、 i_{w0p} 为式(4)中 $\omega t = 0$ 时的值。

由式(7)~式(12)可以看出, 电流暂态分量的衰减特性由 ω_{np} 和 ζ 决定, φ 的大小影响开关闭合瞬间的初始电压 $\Delta U = U_m \sin \varphi$, 该电压值影响电流暂态分量的初始幅值, 使得尽管在相同 ω_{np} 和 ζ 下, 不同 φ 所对应的启动电流峰值将存在差异. 在上述参数作用下, 欠阻尼时($0 < \zeta < 1$), 电流暂态分量导致电容电压产生同频率的超调和波动现象; 过阻尼时($\zeta > 1$), 电流暂态分量导致电容电压平缓上升。

1.3 最大启动电流的参数耦合影响分析

由1.2节分析可知, 启动电流最大值受 ω_{np} 、 ζ 和 φ 影响, 其数学关系复杂, 难以求出解析表达式, 这对限流电阻的精确计算造成了困难. 为此, 首先采用数值计算方法分析启动电流最大值 i_{maxp} 与 ω_{np} 、 ζ 之间的关系。

定义启动电流最大值为:

$$i_{maxp} = \max_{\varphi \in [-\pi/2, \pi/2]} \{ \max_t (i_p) \} \quad (13)$$

由式(3)~式(13), 可得图2。

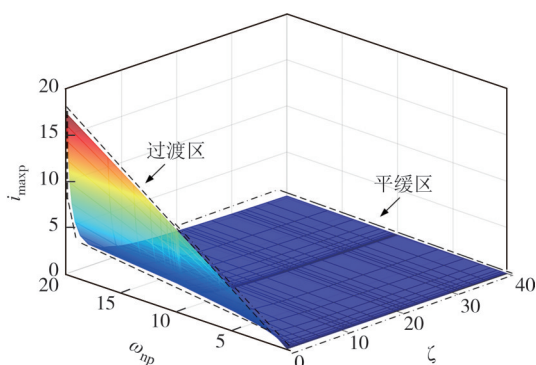


图2 i_{maxp} 随 ω_{np} 和 ζ 变化图

Fig.2 Diagram of i_{maxp} changing with ω_{np} and ζ

图2中, i_{maxp} 随 ω_{np} 增大、 ζ 减小而增大, 其物理本质在于 ω_{np} 增大意味着电感 L 或电容 C 减小, 而 ζ 减小意味着回路电阻 R 减小, 二者均导致回路等效阻抗降低, 从而使冲击电流增大, 但该趋势在参数空间中并非均匀变化. 为定量分析 ω_{np} 与 ζ 变化对 i_{maxp} 的耦合影响强度, 定义耦合敏感度系数 S_c , 其值为 i_{maxp} 曲面在点 (ζ, ω_{np}) 处的梯度模:

$$S_c(\zeta, \omega_{np}) = \left\| \nabla i_{maxp} \right\| = \sqrt{\left(\frac{\partial i_{maxp}}{\partial \omega_{np}} \right)^2 + \left(\frac{\partial i_{maxp}}{\partial \zeta} \right)^2} \quad (14)$$

其中 S_c 越大, 表明该点参数耦合作用越强, i_{maxp} 对参数变化越敏感. 基于已得到的 $i_{maxp}(\omega_{np}, \zeta)$ 数值解矩阵, 设 ω_{np} 轴有 M 个点, 记为数组 $\omega_{np}[i](i=1, 2, \dots, M)$; ζ 轴有 N 个点, 记为数组 $\zeta[j](j=1, 2, \dots, N)$, 每个点 $(\omega_{np}[i], \zeta[j])$ 对应一个已计算得到的 i_{maxp} . 在该数值解矩阵上, 采用二阶中心差分法求解偏导数, 对于内部网格点($2 \leq i \leq M-1$ 且 $2 \leq j \leq N-1$)存在以下关系:

$$\begin{cases} \frac{\partial i_{maxp}}{\partial \omega_{np}} \approx \frac{i_{maxp}(\omega_{np}[i+1], \zeta[j]) - i_{maxp}(\omega_{np}[i-1], \zeta[j])}{\omega_{np}[i+1] - \omega_{np}[i-1]} \\ \frac{\partial i_{maxp}}{\partial \zeta} \approx \frac{i_{maxp}(\omega_{np}[i], \zeta[j+1]) - i_{maxp}(\omega_{np}[i], \zeta[j-1])}{\zeta[j+1] - \zeta[j-1]} \end{cases} \quad (15)$$

由式(14)、式(15)可得 S_c 在参数空间中的分布如图3所示。

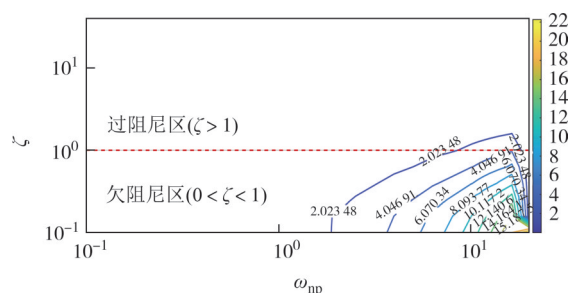


图3 耦合敏感系数 S_c 分布图

Fig.3 Distribution map of coupling sensitivity coefficient S_c

分析图2、图3可以看出, 在欠阻尼区($0 < \zeta < 1$), 当 ω_{np} 越大时, i_{maxp} 对参数变化越敏感(图2中曲率显著变化的过渡区); 图3中 S_c 明显增大, 超过15(最大等高线值为15.1875), 该区域电流暂态以振荡衰减为主, 导致实际电流峰值远超稳态幅值($i_{maxp} \gg I_{wmp}$). 在过阻尼区($\zeta > 1$), i_{maxp} 对参数变化不敏感(图2中曲面平缓区); 图3中 S_c 小于5(最小等高线值为2.02348), 该区域电流暂态以指数衰减为主, 导致实际电流峰值低于稳态幅值($i_{maxp} < I_{wmp}$).

2 限流电阻分级设计策略

2.1 误差分区图的建立

由于最大启动电流难以解析求解, 工程上普遍采用近似解设计限流电阻, 即忽略暂态分量, 取稳

态分量的幅值,以式(6)为电流最大值来计算限流电阻,即:

$$R_{\text{approx}} = \frac{1}{\omega C} \sqrt{(I_{\text{maxp}}^{-1})^2 - (1 - \omega^{-2})^2} \quad (16)$$

式中: R_{approx} 为电阻近似解; I_{maxp} 为启动电流限值.该方法虽大大简化了限流电阻的计算,但其准确性和适用性还有待加强.

由式(6)可得 I_{wmp} 随 ω_{np} 、 ζ 变化关系如图4所示.

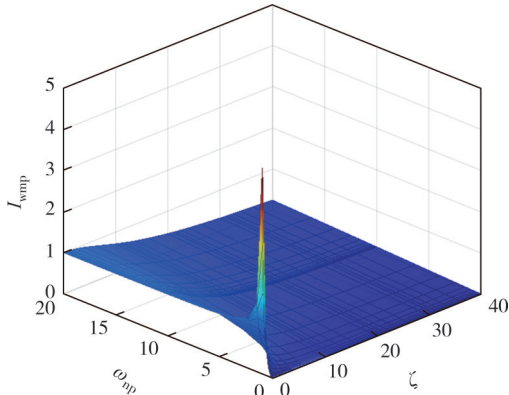


图4 I_{wmp} 随 ω_{np} 和 ζ 变化图

Fig.4 Diagram of I_{wmp} changing with ω_{np} and ζ

图4中,随着 ω_{np} 增大和 ζ 减小, I_{wmp} 增大,反之亦然.在 $\omega_{\text{np}} = 1$ 、 $\zeta = 0$ 附近, I_{wmp} 急剧增大,这是因为电路发生了无阻尼谐振,由式(6)可以看出,此时分母根号中的两个加数都很小,所以电流很大.

比较图2和图4,两者存在一定的不同,特别是在 ω_{np} 较大和 ζ 较小的情况下,差异更为明显.为了衡量 I_{wmp} 对 i_{maxp} 的近似程度,定义相对误差为:

$$\varepsilon = \frac{i_{\text{maxp}} - I_{\text{wmp}}}{i_{\text{maxp}}} \times 100\% \quad (17)$$

ε 随 ω_{np} 和 ζ 变化关系如图5所示.

由图5可以看出,随着 ω_{np} 增大和 ζ 减小, ε 增大,反之亦然.在 $\omega_{\text{np}} = 1$ 、 $\zeta = 0$ 附近, ε 负向急剧增大.

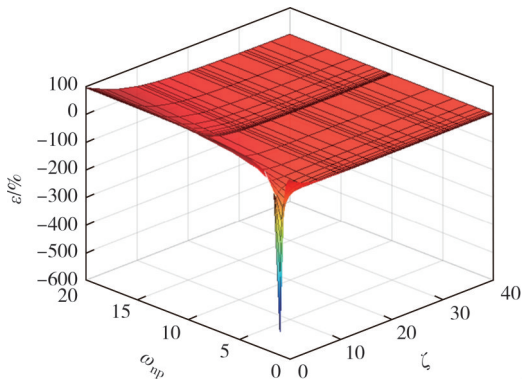


图5 ε 随 ω_{np} 和 ζ 变化图

Fig.5 Diagram of ε changing with ω_{np} and ζ

为在计算精度与设计裕度之间取得平衡,本文取 $|\varepsilon| \leq 5\%$,该值为推荐基准,在实际工程中可根据具体场景进行调整.基于此阈值,在 $(\zeta, \omega_{\text{np}})$ 参数平面定义以下三个区域:

1) 适用区 $-5\% \leq \varepsilon \leq 5\%$,在该区域内暂态影响可忽略,用 I_{wmp} 近似 i_{maxp} ,其相对误差绝对值不超过5%.

2) 危险区 $\varepsilon > 5\%$,在该区域内用 I_{wmp} 近似 i_{maxp} ,其相对误差大于5%,且因为 $i_{\text{maxp}} > I_{\text{wmp}}$,所以用 I_{wmp} 计算得到的限流电阻偏小,使得 i_{maxp} 大于给定限流值,会给电路器件带来安全隐患,是不可行的.

3) 冗余区 $\varepsilon < -5\%$,在该区域尽管相对误差远大于5%,但因为 $i_{\text{maxp}} < I_{\text{wmp}}$,所以用 I_{wmp} 计算得到限流电阻肯定使得 i_{maxp} 小于给定限流值,不会给电路器件带来安全隐患,但此时限流电阻偏大.

基于上述分区, $-5\% \leq \varepsilon \leq 5\%$ 等高线分区图如图6所示.适用区中 $-5\% \leq \varepsilon \leq 5\%$ (蓝色),危险区中 $\varepsilon > 5\%$ (黄色),冗余区中 $\varepsilon < -5\%$ (白色).

根据图6中 $(\zeta, \omega_{\text{np}})$ 的位置,即可判断是否可采用近似解.

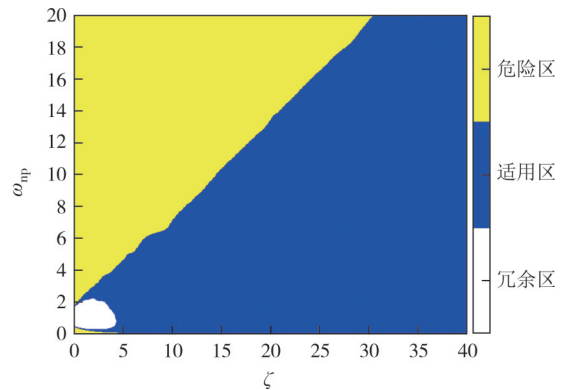


图6 $-5\% \leq \varepsilon \leq 5\%$ 误差分区图

Fig.6 Error partition map of $-5\% \leq \varepsilon \leq 5\%$

2.2 误差阈值灵敏度分析

为分析 ε 取值对参数空间的划分影响,图7给出了不同误差阈值下区域边界在 $(\zeta, \omega_{\text{np}})$ 平面上的分布变化.

图7中, ε 依次增大(1%、3%、5%、7%、9%),各误差阈值危险区(图中各边界线左侧)与适用区(图中各边界线右侧)的边界线均整体向左移动,表明增大误差会减小危险区、扩大适用区,使更多工况可采用近似解,但潜在过电流风险增加.在 $\zeta \in [5, 15]$ 且 $\omega_{\text{np}} \in [3, 12]$ 区间内,不同误差阈值对应的边界线分布较为密集,表明误差函数 $\varepsilon(\zeta, \omega_{\text{np}})$ 在该区域具有较大的梯度,参数的微小变化即会引

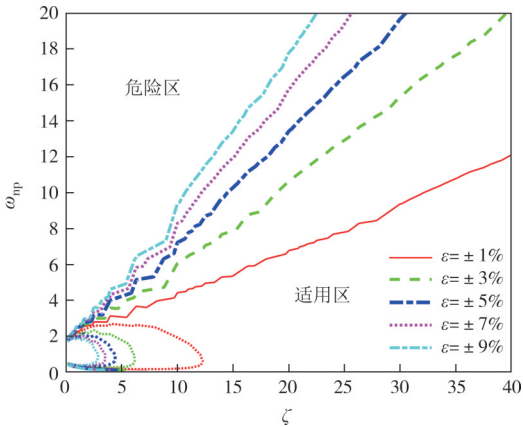


图 7 ε 变化下的区域边界分布

Fig.7 Distribution of regional boundaries under the variation of ε

起误差值的显著改变, 并可能改变区域划分; 反之在高阻尼区域($\zeta > 25$), 边界线分布稀疏, 表明误差函数 $\varepsilon(\zeta, \omega_{np})$ 在该区域梯度较小, 参数变化对误差值的影响较弱, 区域划分相对稳定. 冗余区与适用区的边界线(图 7 中左下方)主要分布在 (ζ, ω_{np}) 相对较低的区域, ε 越小, 该边界线越往右移动, 冗余区范围越大, 意味着采用更小(更严格)的阈值虽能提升安全性能, 但降低了设计效率.

2.3 分级设计策略及数值算法实现

为克服近似解忽略暂态过程的设计局限, 提出了基于误差分区图的分级设计策略, 其流程如图 8 所示.

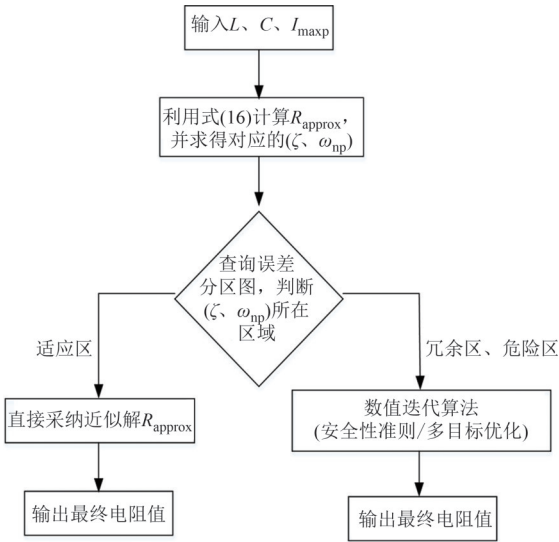


图 8 基于误差分区图的分级设计策略

Fig.8 Hierarchical design strategy based on error partition map

图 8 中, 给定电路参数 $(L, C, I_{\max p})$, 首先采用近似解快速计算限流电阻值 R_{approx} 及其对应的特征参数 (ζ, ω_{np}) . 继而, 查询误差分区图以判断其位置: 若坐标点位于适用区, 则直接采纳近似解, 在保证安

全性的同时最大限度地简化计算流程. 若其落入风险区或冗余区, 则需启用数值迭代算法.

本文采用以下两种数值迭代算法设计准则:

1) 安全性准则设计: 以启动电流峰值不超过给定限值 $I_{\max p}$ 为唯一硬约束, 即 $i_{\max p} < I_{\max p}$, 求解满足约束的电阻 R_{safe} . 安全性准则数值迭代算法所需的输入输出参数如表 1 所示.

表 1 安全性准则算法输入输出参数

Tab.1 Input and output parameters of safety criteria algorithm

参数类型	符号	含义	单位
输入初始参数	U_m	电源电压幅值	V
	L	交流侧电感	mH
	C	直流侧电容值	mF
	$I_{\max p}$	启动最大电流限值(标么值)	—
	$R_0, \Delta R$	初始电阻及搜索步长	Ω
	$\Delta \varphi, \Delta t$	电源电压初相角步长及时间步长	rad
输出	R_{safe}	满足限流条件最优电阻值	Ω
	$\varphi_{\max}$	对应最大电流的电源电压初相角	rad

由于 $i_{\max p}$ 随 R 增大而单调递减, 且搜索范围有限, 算法保证收敛, 其流程如图 9 所示.

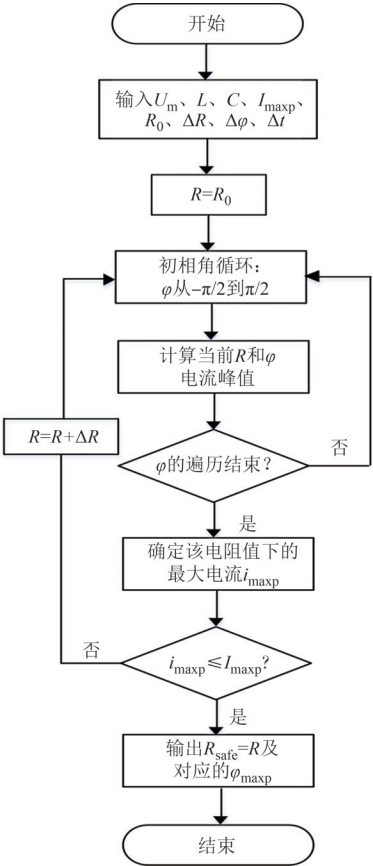


图 9 安全性准则计算流程图

Fig.9 Safety criteria calculation flowchart

2)多目标优化设计:建立综合考虑安全性、电压建立效率和动态平稳性的多目标优化模型.

安全性: $f_1 = \eta$, $\eta = \frac{|i_{\max} - I_{\max}|}{I_{\max}} \times 100\%$ 为 $i_{\max}$ 和 $I_{\max}$ 之间的相对误差.

快速性: $f_2 = t_{90}$, 其中 t_{90} 为电容电压从零上升到 90% 稳态值所需时间.

平稳性: $f_3 = \sigma$, $\sigma = \frac{|i_{\max} - I_{\text{wmp}}|}{I_{\text{wmp}}} \times 100\%$ 为电流超调量百分比.

基于上述多个优化目标,采用加权和法将多目标优化问题转化为单目标优化问题(即加权目标函数最小化):

$$J(R, \varphi) = \lambda_1 \frac{f_1}{E_{\text{base}}} + \lambda_2 \frac{f_2}{T_{\text{base}}} + \lambda_3 \frac{f_3}{\sigma_{\text{base}}} \tag{18}$$

式中: $\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3$ 为权重系数,满足 $\lambda_1 + \lambda_2 + \lambda_3 = 1$; $E_{\text{base}}, T_{\text{base}}, \sigma_{\text{base}}$ 为归一化基准值.基于式(18),表2给出了多目标优化算法所需的输入输出参数.

表2 多目标优化算法输入输出参数
Tab.2 Input and output parameters of multi-objective optimization algorithm

参数类型	符号	含义	单位
输入 初始参数	$R_{\text{safe}}, \Delta R, \delta R(5\% \times R_{\text{safe}})$	安全电阻基准值、搜索步长、邻域搜索范围	Ω
	$I_{\max}$	启动最大电流限值(标么值)	—
	J_{∞}	$J_{\min}$ 初始值(极大值)	—
	$\Delta \varphi$	电源电压初相角	rad
	Δt	时间步长	s
	$\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3$	综合性能指标 J 的权重系数	—
	E_{base}	归一化基准值	%
	T_{base}		ms
	σ_{base}		%
输出	R_{opt}	满足限流条件最优电阻值	Ω
	$\varphi_{\max}$	对应最大电流的电源电压初相角	rad
	$J_{\min}$	最优综合性能指标值	—

该算法在安全电阻 R_{safe} 的邻域内进行局部枚举搜索,迭代终止条件是遍历完预设的邻域 $[R_{\text{safe}}, R_{\text{safe}} + \delta R]$ 内所有离散点.由于搜索空间有限且离散,算法保证在有限次计算后收敛,并输出使综合指标 J 最优的电阻 R_{opt} , 其流程如图 10 所示.

本文所提分级策略构建了“安全约束-性能优化”的协同设计框架,为限流电阻的精细化设计提供了系统解决方案.

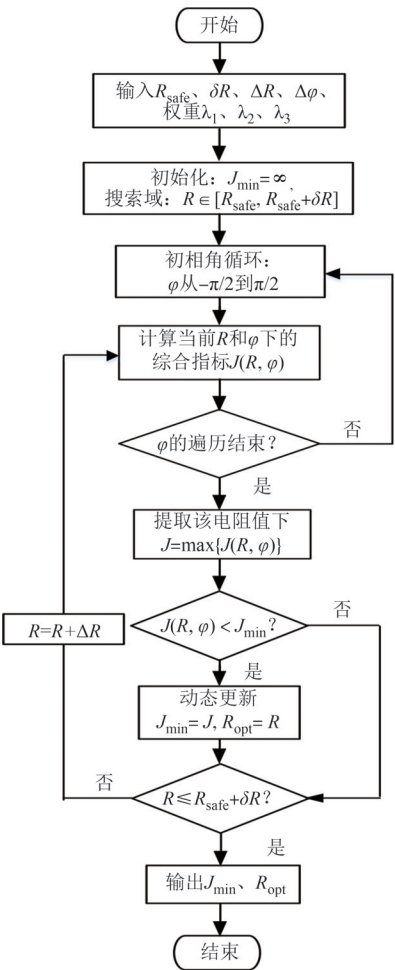


图 10 多目标优化设计流程图
Fig.10 Multi-objective optimization design flowchart

3 算例分析与工程适配验证

3.1 算例分析

为系统验证分级设计策略在全参数空间的有效性,本节选用三组覆盖图 6 不同特征区域的典型算例,对比分析近似解、安全性准则与多目标优化设计三种方法的性能.各算例中,迭代搜索初始电阻 $R_0 = 0.01 \Omega$, 搜索步长 $\Delta R = 0.01 \Omega$;电源电压初相角初始值 $\varphi_0 = -\pi/2$ rad, 初相角步长 $\Delta \varphi = \pi/10\,000$ rad, 时间步长 $\Delta t = 10^{-5}$ s. 基于“安全优先、兼顾性能”的工程设计准则,本文设定各目标权重系数为 $\lambda_1 = 0.5, \lambda_2 = 0.3, \lambda_3 = 0.2$. $E_{\text{base}} = 5\%$ (工程允许典型误差限), $T_{\text{base}} = 20$ ms (对应工频电源周期), $\sigma_{\text{base}} = 20\%$ (控制系统设计准则).

3.1.1 算例 1

已知 $C = 5.2$ mF, $L = 0.008\,7$ mH, 启动电流限值标么值 $I_{\max} = 0.2$. 首先采用式(16)计算得 $R_{\text{approx}} =$

2.994 Ω,求得系统参数 $\omega_{np}=14.965\ 4$, $\zeta=36.664\ 4$,经查图 6,该坐标点位于适用区内.依据分级策略,直接采纳近似解.为验证此决策的正确性,同时给出安全准则设计、多目标优化设计的结果以作对比,如表 3 所示.

表 3 算例 1 计算结果

Tab.3 Example 1 calculation results			
参数	近似解	安全性准则设计	多目标优化设计
R/Ω	2.999 4	3.060 0	3.060 0
ζ	36.664 4	37.405 3	37.405 3
$\varphi_{\max}/\text{rad}$	1.562 3	1.571 8	1.571 8
$i_{\max p}$	0.202 6	0.198 6	0.198 6
$\eta/\%$	1.31	0.69	0.69
t_{90}/ms	8.5	8.2	8.2
$\sigma/\%$	1.30	1.23	1.23
综合性能指标 J	0.272	0.204	0.204

由表 3 可知,近似解计算得到的电阻值(2.999 4 Ω)与安全性准则设计(3.060 0 Ω)的相对误差仅为 1.98%,对应的最大启动电流(标么值)分别为 0.202 6 和 0.198 6,相对误差均小于 5%,多目标优化设计与安全性准则设计结果完全一致.三种设计方法的电流超调量均低于 2%,启动时间在 8.5 ms 以内,动态性能良好.采用近似解和安全性准则设计得到最大启动电流仿真波形如图 11 所示.

从图 11 可以看出,近似解的结果和安全性准则设计的结果高度一致,进一步说明当系统参数在适用区时,暂态分量对启动电流的影响较小,近似解

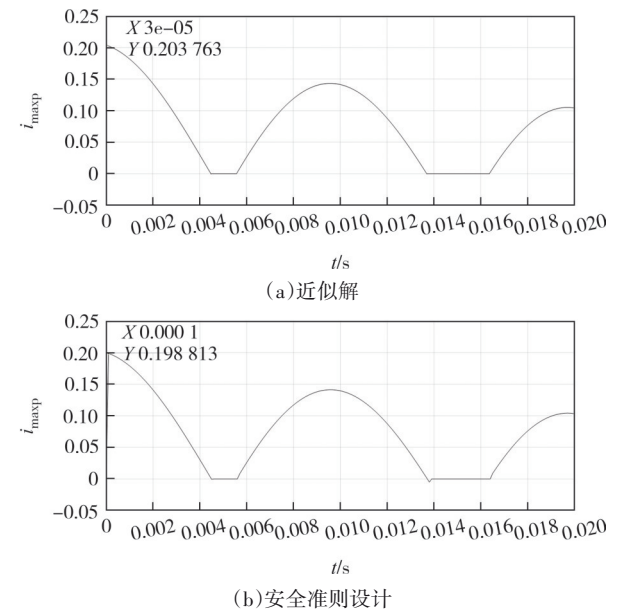


图 11 算例 1 最大启动电流仿真波形

Fig.11 Example 1 max starting current simulation waveform

可以满足工程精度要求的设计结果,此时无需启动复杂的数值迭代算法,从而提升设计效率.

3.1.2 算例 2

已知 $C=5.2\ \text{mF}$, $L=0.008\ 7\ \text{mH}$,启动电流限值标么值 $I_{\max p}=1$.首先采用式(16)计算得到 $R_{\text{approx}}=0.057\ 8\ \Omega$,求得系统参数 $\omega_{np}=14.965\ 4$, $\zeta=0.706\ 3$,经查图 6,该坐标点位于危险区内.依据分级策略,采用安全性准则计算和多目标优化法的数值迭代算法求解限流电阻,结果比对如表 4 所示.

表 4 算例 2 计算结果

Tab.4 Example 2 calculation results			
参数	近似解	安全性准则设计	多目标优化设计
R/Ω	0.057 8	0.600 0	0.610 0
ζ	0.706 8	7.334 4	7.456 6
$i_{\max p}$	6.659 8	0.991 1	0.988 0
$\varphi_{\max}/\text{rad}$	1.517 7	1.550 1	1.548 0
$\eta/\%$	565.98	0.89	1.2
t_{90}/ms	2.1	15.8	16.2
$\sigma/\%$	566.00	38.46	37.5
综合性能指标 J	62.29	0.71	0.74

表 4 中,近似解计算得到的电源电压初相角为 1.517 7 rad,最大启动电流标么值高达 6.659 8,其与电流限值的相对误差为 565.98%(远大于 5%),电流超调量达到 566.00%.基于安全性准则的设计将电阻增大至 0.600 0 Ω,最大启动电流标么值 0.991 1 满足限流要求,相对误差仅为 0.89%,其超调量为 38.46%.多目标优化设计进一步将电阻值调整至 0.610 0 Ω,虽使启动时间略有延长,但超调量由 38.46%降至 37.5%,电流峰值标么值降低至 0.988 0.

采用近似解和安全性准则设计法得到的最大启动电流仿真波形如图 12 所示.

由表 4、图 12 可知,在该工况下若采用近似解,系统将承受过流冲击;而采用安全准则设计则可使启动过程平稳.这验证了分级策略在危险区采用数值算法的必要性.

3.1.3 算例 3

已知 $C=5.2\ \text{mF}$, $L=1.9\ \text{mH}$,启动电流限值 $I_{\max p}=0.8$.首先采用式(16)计算得到 $R_{\text{approx}}=0.765\ 0\ \Omega$,求得对应系统参数 $\omega_{np}=1.012\ 7$, $\zeta=0.632\ 8$,经查图 6,该坐标点位于冗余区.依据分级策略,采用安全性准则计算和多目标优化法的数值迭代算法求解限流电阻,结果比对如表 5 所示.

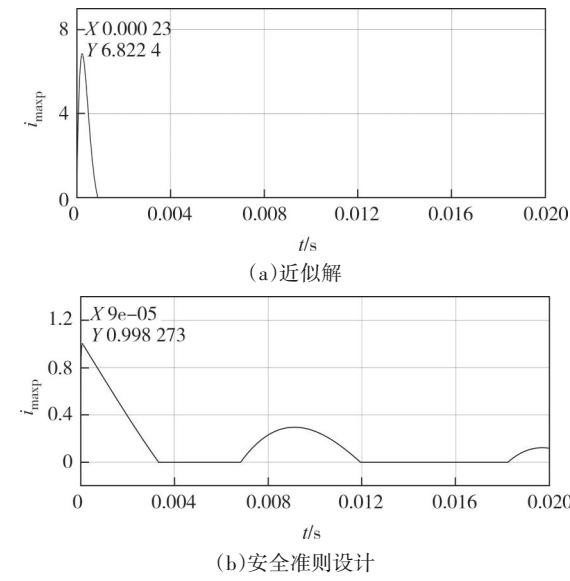


图12 算例2最大启动电流仿真波形
Fig.12 Example 2 max starting current simulation waveform

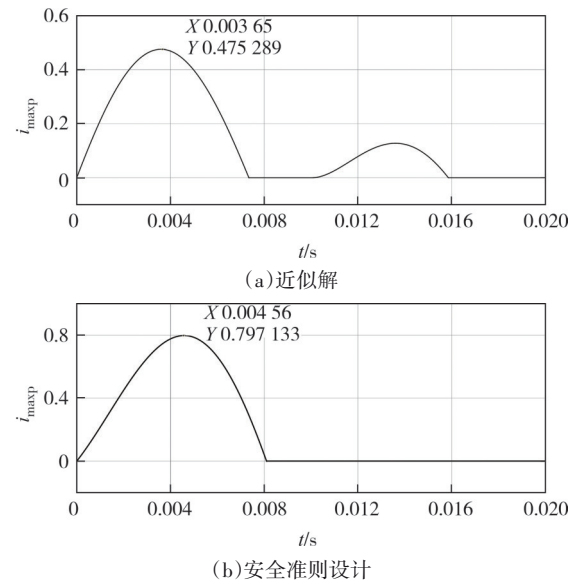


图13 算例3最大启动电流仿真波形
Fig.13 Example 3 max starting current simulation waveform

表5 算例3计算结果

Tab.5 Example 3 calculation results

参数	近似解	安全准则设计	多目标优化设计
R/Ω	0.765 0	0.150 0	0.160 0
ζ	0.632 8	0.124 1	0.132 4
$i_{\max p}$	0.472 2	0.791 1	0.788 0
$\varphi_{\max}/\text{rad}$	0.780 7	0.629 9	0.635 0
$\eta/\%$	40.97	1.11	1.20
t_{90}/ms	25.3	8.5	9.0
$\sigma/\%$	40.98	80.51	78.31
综合性能指标 J	4.89	1.04	1.05

表5中,近似解计算得到的电源电压初相角为0.780 7 rad,最大启动电流标么值0.472 2,小于启动电流限值,虽无过流风险但导致系统响应缓慢(启动时间25.3 ms)且相对误差高达40.97%,远超5%;超调量40.98%,表明系统处于过阻尼状态,动态响应特性较差.安全性准则设计将电阻减小至0.150 0 Ω ,在保证安全(相对误差1.11%)的同时将启动时间大幅缩短至8.5 ms;相应地,超调量增至80.51%,暂态振荡较为显著,表明系统进入欠阻尼状态.多目标优化设计通过微调电阻(0.160 0 Ω),在启动时间(9.0 ms)与超调量(78.31%)之间取得了进一步的平衡.

采用近似解和安全性准则设计法最大启动电流仿真波形如图13所示.

由表5、图13可知,在该工况下,近似解因过度保守导致启动电流幅值偏低,暂态过程较长;而数值算法在严格满足限流要求的前提下,振荡衰减得更快,可迅速进入稳态.

由以上算例结果可知,严格的安全约束将可行解空间压缩至可行域边界附近的狭窄区域,致使多目标最优解趋近于由安全性准则所确定的边界解.这表明,在常规工况下,安全性准则即可提供全局最优的工程解.若需进一步调整动态性能,则可在安全下界邻域内,采用多目标优化进行局部寻优.

3.2 工程验证

前述分析表明,本文提出的分级设计策略可以根据系统参数所在区域确定最优限流电阻理论值.然而,受电阻器标准化生产限制,实际中很难获得与理论计算值完全一致的电阻.为验证分级策略确定电阻值的工程可实现性,本文基于E96系列(容差 $\pm 1\%$)、E24系列(容差 $\pm 5\%$)、E12系列(容差 $\pm 10\%$)标准电阻分别对三组算例的电阻理论值进行适配,结果如表6所示.定义电阻偏差率 R_d 为:

$$R_d = \frac{R_N - R_n}{R_n} \times 100\% \tag{19}$$

式中: R_N 为所选标准电阻值; R_n 为理论计算值.

由表6适配结果可知,算例3的标准值与计算值完全匹配;算例1和算例2的适配偏差率均在容差允许范围内.采用适配电阻值后三组算例的 ζ 变化幅度甚微,表明对系统动态特性影响很小.由适配电阻计算得到的电流峰值误差 η 均严格限于1.2%以内.以上分析表明分级策略不仅可实现精准的理论设计,更具备良好的工程可实现性.需指出,实际工程应用中需进一步结合电阻器件的功率承受能力、温度特性等因素,以确保电阻在全生命周期内的可靠性.

表 6 限流电阻适配标准值						
Tab.6 Adaptation of current limiting resistor standard value						
算例	R_u/Ω	容差等级	R_N/Ω	$R_d/\%$	ζ	$\eta/\%$
1	3.06	$\pm 1\%$	3.09	+0.98	37.77	0.68
		$\pm 5\%$	3.0	-2.00	36.67	0.69
		$\pm 10\%$	3.0	-2.00	36.67	0.69
2	0.60	$\pm 1\%$	0.604	+0.70	7.38	0.92
		$\pm 5\%$	0.62	+3.30	7.58	0.89
		$\pm 10\%$	0.62	+3.30	7.58	0.89
3	0.15	$\pm 1\%$	0.15	0.00	0.12	1.11
		$\pm 5\%$	0.15	0.00	0.12	1.11
		$\pm 10\%$	0.15	0.00	0.12	1.11

4 结 论

本文针对单相电压型 PWM 整流器启动冲击电流抑制问题,构建了一套“模型构建—图谱绘制—策略提出—工程验证”的系统性解决方法,主要结论如下:

1) 建立了计及暂态过程的启动电流标么值模型,揭示了无阻尼固有振荡频率(ω_{np})与阻尼率(ζ)对最大启动电流 i_{maxp} 的耦合作用规律,在欠阻尼、高振荡频率工况下,传统近似解存在较大设计误差。

2) 基于模型绘制了启动电流相对误差在(ζ , ω_{np})参数平面上的分区图,清晰地划分出传统近似解的适用区、风险区与冗余区,为工程设计提供了直观且可靠的可视化判据。

3) 提出了以分区图为依据的分级设计策略,当系统参数位于适用区时,可直接采用近似解;当参数落入风险区或冗余区时,则启动数值迭代算法,并分别采用安全性准则设计或多目标优化设计方法,在严格满足启动电流约束的前提下,兼顾启动速度与动态平稳性。

4) 通过算例与 E 系列标准电阻 ($\pm 1\%$ 、 $\pm 5\%$ 、 $\pm 10\%$) 适配验证,证实该分级策略能在全参数空间内实现限流电阻的精准设计,对 MMC、UPFC 等复杂变流装置中存在的类似二阶电路启动冲击问题,具有广泛的工程指导意义。

参考文献

[1] 周娟,徐高祥,钊翔坤,等. LCL 型有源电力滤波器的强鲁棒性控制器优化设计[J]. 电力系统保护与控制, 2022, 50(10): 140-152.

ZHOU J, XU G X, ZHAO X K, et al. Optimization design of strong robust controller for an LCL-type active power filter[J]. Power System Protection and Control, 2022, 50(10): 140-152. (in Chinese)

[2] 张建伟,曹乔森,常海宸,等. 新能源汽车整流器的抗扰模型预测控制策略研究[J]. 太阳能学报, 2024, 45(1):545-551. ZHANG J W, CAO Q S, CHANG H C, et al. Disturbance rejection model predictive control for renewable energy vehicle charging rectifier [J]. Acta Energiæ Solaris Sinica, 2024, 45(1): 545-551. (in Chinese)

[3] LIU Z W, WANG Y, LAI J M, et al. Markov-based stochastic stabilization control for MMC-HVDC systems with inertia supporting under random disturbances[J]. IEEE Transactions on Power Systems, 2024, 39(2): 4077-4089.

[4] BIEBER L, WANG L W, JATSKEVICH J. Dual-arm modular multilevel converter with a compact footprint for VSC-HVDC applications[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2024, 39(1): 504-517.

[5] 郑通,王奎,郑泽东,等. 基于 MMC 拓扑的电力电子变压器研究综述[J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(15):5630-5648. ZHENG T, WANG K, ZHENG Z D, et al. Review of power electronic transformers based on modular multilevel converters [J]. Proceedings of the Chinese Society for Electrical Engineering, 2022, 42(15):5630-5648. (in Chinese)

[6] 范世源,杨贺雅,杨欢,等. 具有故障穿越能力的 T 型桥臂交替多电平换流器及其调制策略[J]. 电力系统自动化, 2021, 45(8): 41-50. FAN S Y, YANG H Y, YANG H, et al. T-type alternate arm multilevel converter with fault ride-through capability and its modulation strategy [J]. Automation of Electric Power Systems, 2021, 45(8):41-50. (in Chinese)

[7] 刘瀚琛,王冲,鞠平,等. 计及统一潮流控制器的电力系统双层协调弹性调度[J]. 电力自动化设备, 2023, 43(4): 159-167. LIU H C, WANG C, JU P, et al. Bi-level coordinative resilience dispatching of power system considering unified power flow controller [J]. Electric Power Automation Equipment, 2023, 43(4):159-167. (in Chinese)

[8] 张兴,张崇巍. PWM 整流器及其控制[M]. 北京:机械工业出版社, 2012. ZHANG X, ZHANG C W. PWM rectifier and its control [M]. Beijing:China Machine Press, 2012. (in Chinese)

[9] MUKHERJEE D, KASTHA D. Carrier-based discontinuous PWM for a five-level unidirectional rectifier [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(6):5601-5614.

[10] 罗永捷,蒲羿,宋勇辉,等. 混合型模块化多电平换流器启动冲击电流特性分析及控制策略[J]. 电工技术学报, 2020, 35(增刊1):49-59. LUO Y J, PU Y, SONG Y H, et al. The inrush current

- characteristics and control strategies of hybrid modular multilevel converter systems during start-up processes [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2020, 35 (Sup. 1): 49-59. (in Chinese)
- [11] 孔明, 邱宇峰, 贺之渊, 等. 模块化多电平式柔性直流输电换流器的预充电控制策略[J]. 电网技术, 2011, 35(11):67-73. KONG M, QIU Y F, HE Z Y, et al. Pre-charging control strategies of modular multilevel converter for VSC-HVDC [J]. Power System Technology, 2011, 35(11):67-73. (in Chinese)
- [12] 冯明, 李兴源, 李宽, 等. 多端柔性直流输电系统启动控制及其仿真[J]. 电力系统保护与控制, 2013, 41(14):60-65. FENG M, LI X Y, LI K, et al. Control and simulation of VSC-MTDC start-up procedure [J]. Power System Protection and Control, 2013, 41(14):60-65. (in Chinese)
- [13] 方梓熙, 艾斯卡尔, 蔡旭, 等. 基于混合直流换流器的海上风电送出系统的启动策略[J]. 高电压技术, 2021, 47(8):2698-2707. FANG Z X, AISIKAER, CAI X, et al. Startup strategy of transmission system of offshore wind farms based on hybrid DC converter [J]. High Voltage Engineering, 2021, 47(8):2698-2707. (in Chinese)
- [14] 何平港, 牟大林, 林圣. LCC-MMC混合级联型直流输电系统启动控制策略研究[J]. 电力系统保护与控制, 2022, 50(22):71-80. HE P G, MU D L, LIN S. Start-up control strategy for an LCC-MMC hybrid cascade HVDC system [J]. Power System Protection and Control, 2022, 50(22):71-80. (in Chinese)
- [15] 宋平岗, 李云丰, 王立娜, 等. MMC-HVDC电容协同预充电控制策略[J]. 高电压技术, 2014, 40(8):2471-2477. SONG P G, LI Y F, WANG L N, et al. Capacitor coordinating pre-charging control strategy of MMC-HVDC [J]. High Voltage Engineering, 2014, 40(8):2471-2477. (in Chinese)
- [16] 周月宾, 江道灼, 郭捷, 等. 模块化多电平换流器型直流输电系统的启停控制[J]. 电网技术, 2012, 36(3):204-209. ZHOU Y B, JIANG D Z, GUO J, et al. Start/stop control of modular multilevel converter based HVDC transmission system [J]. Power System Technology, 2012, 36(3):204-209. (in Chinese)
- [17] 刁冠勋, 李文津, 汤广福, 等. 适用于风电电网的模块化多电平柔性直流启动控制技术[J]. 电力系统自动化, 2015, 39(5):81-87. DIAO G X, LI W J, TANG G F, et al. Start-up control technology of modular multilevel VSC-HVDC system for wind farm integration [J]. Automation of Electric Power Systems, 2015, 39(5):81-87. (in Chinese)
- [18] 徐攀腾, 喻文翔, 朱博, 等. 特高压多端直流混合型MMC启动回路电阻和充电策略研究[J]. 武汉大学学报(工学版), 2023, 56(7):851-858. XU P T, YU W X, ZHU B, et al. Research on starting loop resistance and charging strategy of UHV multiterminal DC hybrid MMC [J]. Engineering Journal of Wuhan University, 2023, 56(7):851-858. (in Chinese)
- [19] 肖晃庆, 徐政, 薛英林, 等. 多端柔性直流输电系统的启动控制策略[J]. 高电压技术, 2014, 40(8):2550-2557. XIAO H Q, XU Z, XUE Y L, et al. Start control strategy of MMC-MTDC system [J]. High Voltage Engineering, 2014, 40(8):2550-2557. (in Chinese)
- [20] 薛英林, 徐政. 基于箝位双子模块的MMC-HVDC启动控制策略[J]. 电力系统保护与控制, 2013, 41(11):1-7. XUE Y L, XU Z. Start control for the MMC-HVDC system based on clamp double submodule [J]. Power System Protection and Control, 2013, 41(11):1-7. (in Chinese)