

无刷交流励磁机等效电路中换相电抗的分析与计算

鲍晓华^{1*}, 黄贤法¹, 赵 博¹, 田 康², 翁德红²

(1. 合肥工业大学 电气与自动化工程学院, 安徽 合肥 230009;

2. 安徽艾格赛特电机科技有限公司, 安徽 合肥 230031)

Analysis and Calculation of Commutation Reactance in the Equivalent Circuit of a Brushless AC Exciter

BAO Xiaohua^{1*}, HUANG Xianfa¹, ZHAO Bo¹, TIAN Kang², WENG Dehong²

(1. School of Electrical Engineering and Automation, Hefei University of Technology, Hefei 230009, China

2. Anhui Exciter Generator Technology Co., Ltd., Hefei 230031, China)

Abstract: [Objective] As a core component of the synchronous generator excitation system, the accuracy of the equivalent circuit modeling for brushless AC exciters directly determines the reliability of output performance analysis. Traditional equivalent circuit models often overlook the magnetic circuit asymmetry caused by the salient pole effect of AC exciters during parameter equivalence, resulting in systematic deviations between theoretical calculations of commutation reactance parameters and actual operating conditions. These deviations further compromise the evaluation accuracy of key performance indicators, such as AC voltage distortion rate and DC voltage ripple. To address this issue, an improved equivalent circuit modeling method is proposed, with a focus on the influence of the salient pole effect on commutation reactance. [Methods] First, the equivalent circuit model of the brushless AC exciter was derived based on its flux linkage and voltage equations. Second, by analyzing the operational process of the brushless AC exciter over half a cycle in conjunction with the working modes of a three-phase bridge rectifier circuit, the effect of commutation reactance on AC voltage distortion rate and DC voltage ripple was systematically investigated. Finally, a solution for determining commutation reactance under varying salient-pole effect intensities was developed, and a refined

commutation reactance calculation model incorporating the salient-pole effect was re-established. [Results] To validate the effectiveness of the model, a two-dimensional transient field-circuit coupling simulation model was established using finite element analysis. Simulation results showed that an increase in commutation reactance significantly increased both the AC voltage distortion rate and DC voltage ripple. The proposed equivalent circuit model, which incorporated the salient-pole effect, exhibited higher accuracy in calculating commutation reactance parameters, with significantly reduced errors compared to conventional methods. [Conclusion] The proposed equivalent circuit modeling method not only offers a high-precision tool for analyzing the commutation characteristics of brushless AC exciters, but also extends to generator systems with rectifier circuits, such as permanent magnet synchronous motors and electrically excited doubly-fed generators. This approach has significant implications for dynamic performance prediction and multi-physics co-optimization of complex electromagnetic devices.

Key words: brushless AC exciter; equivalent circuit; commutation reactance; salient pole effect

摘 要: [目的] 无刷交流励磁机作为同步发电机励磁系统的核心部件,其等效电路建模的准确性直接决定输出性能分析的可靠性。传统等效电路模型在参数等效过程中,通常忽略交流励磁机的凸极效应,导致换相电抗参数的理论计算值与实际工况存在系统性偏差。这种偏差会进一步影响对交流电压畸变率、直流电压脉动等关键性能指标的评估精度。为解决此问题,本文提出了一种改进的等效电路建模方法,重点考虑了凸极效应对换相电

基金项目: 国家自然科学基金(51977055);安徽省重大科技专项项目(201903a05020042)

National Natural Science Foundation of China (51977055); Major Science and Technology Projects in Anhui Province (201903a05020042)

抗的影响。【方法】首先,基于交流励磁机的磁链方程和电压方程,推导了无刷交流励磁机的等效电路模型;其次,结合三相桥式整流电路的工作模式,以半个周期为例,分析了无刷交流励磁机的工作过程,探讨了换相电抗对交流电压畸变率和直流电压脉动的影响规律;最后,研究了不同凸极效应强度下换相电抗的求解方法,并重新构建了考虑凸极效应的换相电抗计算模型。【结果】为验证模型的有效性,采用有限元法建立二维瞬态场-路耦合仿真模型。仿真结果表明:换相电抗的增大会导致交流电压畸变率和直流电压脉动的显著增加;考虑凸极效应的等效电路模型在换相电抗参数计算精度上具有明显优势,误差显著降低。【结论】本文提出的等效电路建模方法不仅为无刷交流励磁机的换相特性分析提供了高精度工具,还可拓展至永磁同步电机、电励磁双馈电机等含整流电路的发电机系统。对复杂电磁装置的动态性能预测与多物理场协同优化具有重要指导意义。

关键词: 无刷交流励磁机;等效电路;换相电抗;凸极效应

0 引言

无刷交流励磁机去除了电刷与滑环,具备结构简单、可靠性高以及维护成本低等优势,被广泛应用于易燃易爆和无人化管理的环境中^[1-3]。在大型无刷交流发电机组中,主发电机的等效电路参数远大于交流励磁机,交流励磁机参数对系统影响较小,通常可忽略。但在中小型发电机组中,交流励磁机的电路参数与主发电机相近^[4],因此需要对其等效电路中的换相过程^[5-7]进行深入分析,以提升系统的稳定性和性能。

无刷交流励磁机是一种带有旋转整流器的旋转电枢式同步发电机^[8-9],其电枢绕组输出的三相交流电通过同轴旋转的整流器整流后作为主发电机的直流励磁电源^[10]。旋转整流器采用三相桥式整流电路设计^[11-12],在理想工作状态下,始终有两相电路中的二极管导通。然而,交流励磁机各绕组之间的自感和互感会衍生出换相电感,使交流励磁机-旋转整流器在正常工作过程中,二极管在自然换相点无法完成换相,从而不能及时导通或关断,导致出现三个二极管同时导通的现象,造成换相延迟^[5]。这种延迟不仅影响电力系统的稳定性,还会加剧相电压、相电流的畸变^[13]。因此,有必要分析无刷交流励磁机的换相过程及其影响因素,以确保发电系统高效、稳定运行。

文献[14]提出了一种解析模型,用于分析混合永磁体磁场绕组激励的无刷励磁机,并考虑旋转整流器中的换相过程对输出整流电压的影响,但该解析模型不适用于绕线式无刷交流发电机组的分析。文献[15]建立了交流励磁机的有限元模型,解决了交流励磁机有限元模型建模困难的问题,但该文献未对其等效电路进行分析。文献[16]指出交流励磁机所带的负载为非线性负载,但没有分析无刷交流励磁机的工作过程。文献[17]建立了励磁机定子和转子的等效电路模型,分析了励磁系统工作于换相区和非换相区的工作过程,但未考虑交流励磁机凸极效应的强弱对等效电路参数的影响。文献[18]针对恒速恒频交流同步发电机组的励磁机和整流器,建立了简化的数学模型,并推导了三种工作模式下的周期划分以及工作状态的转换条件,但未详细分析电路参数对输出性能的影响,也没有考虑交流励磁机是否存在凸极效应。文献[19]分析了旋转整流器在正常工况下的换相电流波形特征,取交直流超瞬态电抗的平均值作为换相电抗,但该方法仅适用于隐极或者凸极效应不明显的同步电机,不适用于凸极效应较大的励磁机。文献[20]指出如果设计初期励磁机模型不准确,在进行电路分析时结果会出现矛盾,导致重复测试,文中通过两个案例进行试验分析,提出一种验证交流励磁机模型的方法。

针对传统等效电路参数求解不准确的问题,本文考虑了凸极效应对无刷交流励磁机等效电路中换相电抗参数的影响,建立了一个更为精确的等效电路模型。首先,基于交流励磁机的基本方程,推导了等效电路的基本方程,并构建了整合交流励磁机与旋转整流器的等效电路模型。其次,分析了电路换相过程中电压、电流及其电压降的动态变化,探讨了电抗参数对交流电压畸变和直流电压脉动的影响。然后,考虑了凸极效应对等效电路参数求取的影响。最后,对比了新旧等效电路中换相电抗的取值,有限元仿真结果表明考虑凸极效应后,新等效电路模型的表现更加准确。

1 励磁机-整流器等效电路模型

无刷交流励磁机结构如图1所示,其中定子结构如图1(a)所示,磁极通常不装阻尼绕组;转子结构如图1(b)所示;气隙沿圆周是不均匀分布

的。无刷交流励磁机的特殊结构及运行方式导致其在运行时输出的电压和电流均为非正弦波。

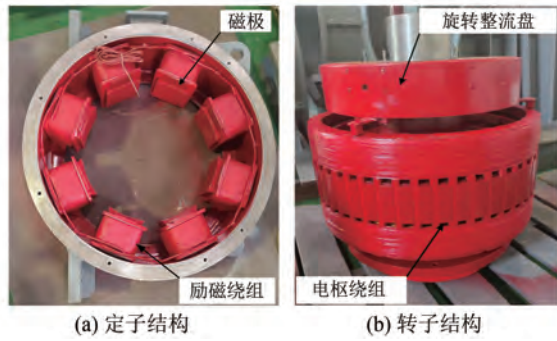


图 1 无刷交流励磁机结构

Fig. 1 Structure of brushless AC exciter

1.1 交流励磁机的基本方程

基于交流励磁机的电压方程和磁链方程,建立交流励磁机的基本方程。首先,对交流励磁机做出以下假设条件:①忽略磁饱和、磁滞及涡流的影响;②电枢绕组在空间位置上互差 120° ,气隙中产生正弦分布的磁势;③电机的定转子表面均光滑无毛刺;④电机转子关于 d 轴和 q 轴分别对称;⑤电机的三相绕组电阻相等。

电压方程为

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \\ u_f \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_a & 0 & 0 & 0 \\ 0 & r_b & 0 & 0 \\ 0 & 0 & r_c & 0 \\ 0 & 0 & 0 & r_f \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -i_a \\ -i_b \\ -i_c \\ i_f \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \dot{\psi}_a \\ \dot{\psi}_b \\ \dot{\psi}_c \\ \dot{\psi}_f \end{bmatrix} \quad (1)$$

式中: u_a 、 u_b 、 u_c 和 u_f 分别为 A、B、C 相和励磁绕组电压; i_a 、 i_b 、 i_c 和 i_f 分别为 A、B、C 相和励磁绕组电流; $\dot{\psi} = \frac{d\psi}{dt}$ 为各绕组磁链对时间的导数; ψ_a 、 ψ_b 、 ψ_c 和 ψ_f 分别为 A、B、C 相和励磁绕组磁链; r_a 、 r_b 、 r_c 和 r_f 分别为 A、B、C 相和励磁绕组电阻,其中 $r_a = r_b = r_c = r$ 。

磁链方程为

$$\begin{bmatrix} \psi_a \\ \psi_b \\ \psi_c \\ \psi_f \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{aa} & M_{ab} & M_{ac} & M_{af} \\ M_{ba} & L_{bb} & M_{bc} & M_{bf} \\ M_{ca} & M_{cb} & L_{cc} & M_{cf} \\ M_{fa} & M_{fb} & M_{fc} & L_{ff} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -i_a \\ -i_b \\ -i_c \\ i_f \end{bmatrix} \quad (2)$$

式中: L_{aa} 、 L_{bb} 、 L_{cc} 和 L_{ff} 为各绕组间的自感; M_{ab} 、 M_{ac} 、 M_{af} 、 M_{bc} 、 M_{ba} 、 M_{ca} 、 M_{cb} 、 M_{fa} 、 M_{fb} 、 M_{fc} 、 M_{bf} 和 M_{cf}

为各绕组间的互感。

将电压方程和磁链方程转换到 d - q 坐标轴下,由于磁链方程中存在定转子互感系数不可逆的问题,本文采用同步电机标幺值^[21]的形式(省去标幺值符号*),对应的电压方程为

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \\ u_0 \\ u_f \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{\psi}_d \\ \dot{\psi}_q \\ \dot{\psi}_0 \\ \dot{\psi}_f \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} r_a & 0 & 0 & 0 \\ 0 & r_b & 0 & 0 \\ 0 & 0 & r_c & 0 \\ 0 & 0 & 0 & r_f \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -i_d \\ -i_q \\ -i_0 \\ i_f \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\psi_q \\ \psi_d \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3)$$

式中: u_d 、 u_q 和 u_0 分别为转子 d 、 q 轴和零轴电压; i_d 、 i_q 和 i_0 分别为转子 d 、 q 轴和零轴电流; ψ_d 、 ψ_q 和 ψ_0 分别为转子 d 、 q 轴和零轴磁链。

对应的磁链方程为

$$\begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \\ \psi_0 \\ \psi_f \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_d & 0 & 0 & x_{ad} \\ 0 & x_q & 0 & 0 \\ 0 & 0 & x_0 & 0 \\ x_{ad} & 0 & 0 & x_f \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -i_d \\ -i_q \\ -i_0 \\ i_f \end{bmatrix} \quad (4)$$

式中: x_d 、 x_q 和 x_f 分别为 d 、 q 轴同步电抗和励磁绕组电抗; x_{ad} 为 d 轴电枢反应电抗; x_0 为零轴电抗。

根据式(3)和式(4),可得到交流励磁机的基本方程为

$$\begin{cases} u_d = \dot{\psi}_d - \psi_q - r i_d \\ u_q = \dot{\psi}_q + \psi_d - r i_q \\ u_f = \dot{\psi}_f + r_f i_f \\ \psi_d = -x_d i_d + x_{ad} i_f \\ \psi_q = -x_q i_q \\ \psi_f = -x_{ad} i_d + x_f i_f \end{cases} \quad (5)$$

1.2 交流励磁机-旋转整流器等效电路模型

交流励磁机与同步发电机在结构上存在一定差异。为了控制成本,交流励磁机通常不装配阻尼绕组,因此在磁路分析中无需考虑阻尼回路的影响。根据磁链守恒,可以推导出定子和转子回路的磁链方程^[22]:

$$\begin{cases} \psi_d = -x_{\sigma} i_d + x_{ad}(-i_d + i_{fd}) \\ \psi_q = -x_{\sigma} i_q - x_{aq} i_q \\ \psi_{fd} = x_{fd\sigma} i_{fd} + x_{ad}(-i_d + i_{fd}) = \\ x_{fd\sigma} \bar{i}_{fd} + x_{ad}(-\bar{i}_d + \bar{i}_{fd}) \end{cases} \quad (6)$$

式中: $x_{ld\sigma}$ 为定子 d 轴励磁绕组漏抗; x_{σ} 、 x_{aq} 分别为电枢绕组漏抗和 q 轴电枢反应电抗; i_{ld} 为定子 d 轴励磁绕组电流; $\bar{i}_d$ 、 $\bar{i}_{ld}$ 分别为转子 d 轴电流、定子 d 轴励磁绕组电流的非周期分量; ψ_{ld} 为定子 d 轴励磁绕组磁链。

根据式(6)定子回路的磁链方程可得:

$$i_{ld} = \bar{i}_{ld} + \frac{x_{ad}}{x_{ld\sigma} + x_{ad}}(i_d - \bar{i}_d) \quad (7)$$

将式(6)和式(7)化简之后可得:

$$\begin{cases} \psi_d = -x'_d(i_d - \bar{i}_d) - x_d \bar{i}_d + x_{ad} \bar{i}_{ld} \\ \psi_q = -x'_q i_q \end{cases} \quad (8)$$

式中: x'_d 、 x'_q 分别为 d 、 q 轴瞬态电抗。

x'_d 、 x'_q 对应的等效电路如图 2 所示。

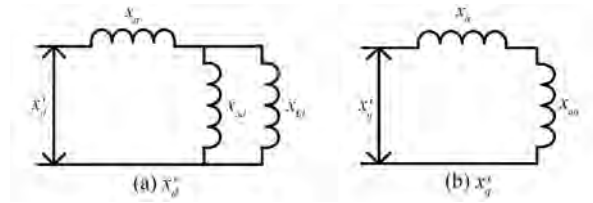


图 2 交流励磁机瞬态电抗等效电路

Fig. 2 Transient reactance equivalent circuit of AC exciter

由于换相电感的存在,换相期间对应的二极管无法及时导通或关断,导致出现短路状态。假设在某一时刻由 C 相换相到 A 相,此时有:

$$\begin{cases} i_a + i_c = i_{dc} \\ i_b = -i_{dc} \end{cases} \quad (9)$$

式中: i_{dc} 为整流电路输出的直流电流。

将三相电流换算到 d - q 轴坐标系,可以求出 d 、 q 轴电流为

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \frac{2}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} i_a \sin\left(\theta + \frac{\pi}{3}\right) - i_{dc} \sin\theta \\ i_a \cos\left(\theta + \frac{\pi}{3}\right) - i_{dc} \cos\theta \end{bmatrix} \quad (10)$$

式中: θ 为定转子之间的空间电角度, $\theta \in [0, 2\pi]$ 。

对式(10)求导得:

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = \frac{2}{\sqrt{3}} \left[\frac{di_a}{dt} \sin\left(\theta + \frac{\pi}{3}\right) - \frac{di_{dc}}{dt} \sin\theta \right] + i_q \\ \frac{di_q}{dt} = \frac{2}{\sqrt{3}} \left[\frac{di_a}{dt} \cos\left(\theta + \frac{\pi}{3}\right) - \frac{di_{dc}}{dt} \cos\theta \right] - i_d \end{cases} \quad (11)$$

将式(8)和式(11)代入到式(5)可得 d 、 q 轴电压方程(忽略非周期分量对时间的导数):

$$\begin{cases} u_d = \dot{\psi}_d - \psi_q - r i_d = -(x'_d - x'_q) i_q - \frac{2}{\sqrt{3}} x'_d \left[\sin\left(\theta + \frac{\pi}{3}\right) \frac{di_a}{dt} - \sin\theta \frac{di_{dc}}{dt} \right] - r i_d \\ u_q = \dot{\psi}_q + \psi_d - r i_q = -(x'_d - x'_q) i_d + [x_{ad} \bar{i}_{ld} - (x_d - x'_d) \bar{i}_d] - \frac{2}{\sqrt{3}} x'_q \left[\cos\left(\theta + \frac{\pi}{3}\right) \frac{di_a}{dt} - \cos\theta \frac{di_{dc}}{dt} \right] - r i_q \end{cases} \quad (12)$$

根据 Park 逆变换,可以得到 C、A 相换相过程中交流励磁机的输出电压为

$$\begin{aligned} u_a &= u_d \cos\theta - u_q \sin\theta = \\ &= (x'_d - x'_q) (i_d \sin\theta - i_q \cos\theta) - E_1 \sin(\theta - \delta) - \\ &\quad \left[\frac{x'_d + x'_q}{2} + \frac{x'_d - x'_q}{\sqrt{3}} \sin\left(2\theta + \frac{\pi}{3}\right) \right] \frac{di_a}{dt} + \\ &\quad \frac{x'_d - x'_q}{\sqrt{3}} \sin(2\theta) \frac{di_{dc}}{dt} - r i_a \end{aligned} \quad (13)$$

式中: E_1 为励磁机等效电压源电势幅值; δ 为功角。

B 相和 C 相电压分别滞后 A 相 120° 和 240° 。根据式(13),同理可得 u_b 和 u_c 的表达式。

对于交流励磁机,当凸极效应较弱时, x'_d 近似等于 x'_q ; 当凸极效应较强时, x'_d 和 x'_q 之间存在一定的差值,但两者的差值较小。因此,在简化等效电路时,无论凸极效应强弱,输出电压方程中的 $(x'_d - x'_q) (i_d \sin\theta - i_q \cos\theta)$ 和 $\frac{x'_d - x'_q}{\sqrt{3}} \sin(2\theta) \frac{di_{dc}}{dt}$ 分量

都很小,而且主要影响无刷交流励磁机等效电路的幅值。为了简化分析,将这两项数值取为 0,因此电压方程可进一步简化为

$$\begin{cases} u_a = -E_1 \sin(\theta - \delta) - x_r \frac{di_a}{dt} - r i_a \\ u_b = -E_1 \sin(\theta - \delta - 120^\circ) - x_r \frac{di_b}{dt} - r i_b \\ u_c = -E_1 \sin(\theta - \delta - 240^\circ) - x_r \frac{di_c}{dt} - r i_c \end{cases} \quad (14)$$

式中: x_r 为换相电抗。

根据式(14)可知,无刷交流励磁机可以等价为正弦电压源、换相电抗和电枢电阻串联的形式,其对应的等效电路如图 3 所示。

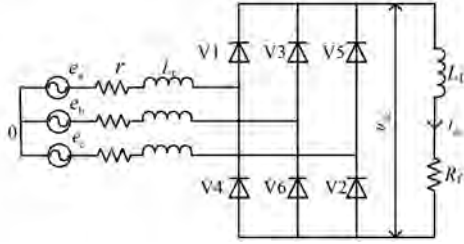


图 3 无刷交流励磁机等效电路

Fig. 3 Equivalent circuit of brushless AC exciter

图 3 中, L_r 为等效电路的换相电感; e_a 、 e_b 和 e_c 分别为 A、B 和 C 相电压; u_{dc} 为输出的整流电压。

2 无刷交流励磁机工作区间分析

设计初期,假设交流励磁机工作在第一种换相状态,此状态下其工作区间可以划分为换相区和非换相区。在非换相区,有两个二极管同时导通;在换相区,换相电抗的存在会导致相应的二极管无法及时导通或关断,从而造成三个二极管同时导通。

换相区二极管延时关断不仅导致交流侧电压电流波形畸变,还会产生换相压降,造成能量损失,因此必须对其换相过程进行分析。直接采用交流励磁机的电压方程和磁链方程进行推导分析,虽然准确度高,但是分析起来非常复杂。本文采用简化的等效电路来分析换相过程,着重研究换相电抗对换相过程和输出性能的影响。

本文以无刷交流励磁机等效电路中 A、C 相换相为例进行分析。在分析之前,做出以下假设:①忽略二极管压降,假设二极管为理想器件;②无刷交流励磁机的负载为阻感性负载。

2.1 非换相区

当无刷交流励磁机工作于非换相区时,阴极组和阳极组各有一个二极管导通,如图 4 所示,此时二极管 V5 和 V6 处于导通状态。整流电路处于稳定运行状态,整流器输出的电流为直流电流,其电流波形与交流侧线电流波形一致。

2.2 换相区

当无刷交流励磁机工作于换相区时,换相电抗的存在会导致三个二极管同时导通。例如,在 A、C 相换相时,二极管 V1、V5 和 V6 同时导通,如图 5 所示,此时整流器交流侧 A、C 两相发生短路,对应的线电压 e_{ca} 全部降落在两相的换相电抗上,导致每相换相电抗的值降为 $e_{ca}/2$ 。

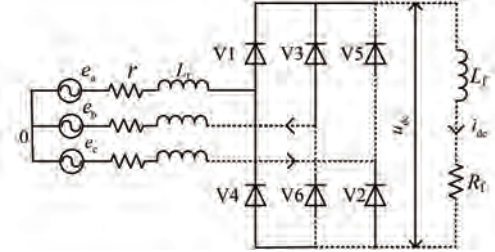


图 4 V5 和 V6 两个二极管处于导通状态

Fig. 4 Diodes V5 and V6 in conducting state

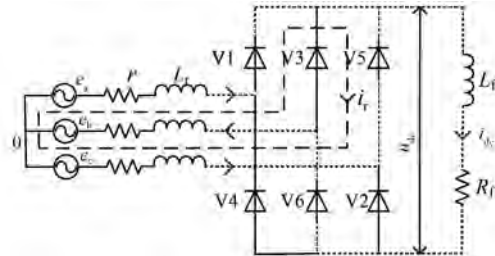


图 5 V1、V5 和 V6 三个二极管同时处于导通状态

Fig. 5 Diodes V1, V5, and V6 simultaneously in conducting state

假设换相过程中换相电流沿顺时针方向流动,如图 5 中的 i_r ,对电路列写基尔霍夫电压方程,可得:

$$\begin{cases} L_r \frac{di_1}{dt} + i_1 r - L_r \frac{di_5}{dt} - i_5 r = e_a - e_c \\ i_1 = i_r, i_5 = i_{dc} - i_r \end{cases} \quad (15)$$

式中: i_1 为流过二极管 V1 的电流; i_5 为流过二极管 V5 的电流。

对式(15)进行化简后,可得无刷交流励磁机换相时的电压方程为

$$2L_r \frac{di_r}{dt} + (2i_r - i_{dc})r = \sqrt{6}E \sin(\omega t) \quad (16)$$

式中: E 为励磁机等效电压源电势有效值; ω 为旋转的机械角频率。

励磁机中电枢绕组的电阻通常远小于电抗,为简化分析,忽略式(15)中的电枢电阻,然后,对式(15)两边同时积分,可得交流励磁机的换相电流:

$$i_r = -\frac{\sqrt{6}E}{2\omega L_r} \cos(\omega t) + D = -\frac{\sqrt{6}E}{2x_r} \cos(\omega t) + D \quad (17)$$

式中: D 为积分常数。

A、C 相换相时,由于换相电抗的存在,交流励磁机的换相电流不会发生突变,此时 i_r 为 0,将其代入式(17),可得 $D = \sqrt{6}E/(2x_r)$ 。然后,再代入

式(15)可得:

$$i_1 = i_r = \frac{\sqrt{6}E}{2x_r} [1 - \cos(\omega t)] \quad (18)$$

从式(18)中可以看出,随着 ωt 的增加,流过二极管 V5 的电流 i_5 不断减少,而流过二极管 V1 的电流 i_1 不断增加。当 i_5 减小为 0 且 i_1 增加到与输出电流相等时,换相过程结束。此时间段内,由于换相引起的延迟角称为换相角 γ ,其表达式为

$$\gamma = \cos^{-1} \left(1 - \frac{2x_r i_{dc}}{\sqrt{6}E} \right) \quad (19)$$

从式(19)中可以看出, γ 与 i_{dc} 、 E 和 x_r 有关。当 x_r 与 i_{dc} 保持不变时, E 的减小会导致 γ 的增

大。当 x_r 和 i_{dc} 增大时, γ 会增大,换相所需时间更长,换相压降更大。当 x_r 增大时,运行中存储的能量增加,释放能量的时间也随之增加,导致 γ 增大;同样, i_{dc} 增大会增加电感中存储的能量,从而延长换相时释放能量的时间。

无刷交流励磁机在一个周期内会出现 6 次换相,期间二极管交替处于 2 个或 3 个二极管导通的状态。为分析无刷交流励磁机工作过程中各物理量的变化,本文以励磁机半个周期的工作过程为例,求解各参数的变化,结果如表 1 所示。其中, e_{bc} 为线电压; v_a 和 v_{bc} 为换相时引起的换相压降。

表 1 半个周期下无刷交流励磁机各参数的变化情况

Tab. 1 Parameter variations of brushless AC exciter over half a cycle

ωt	$0 \sim \gamma$	$\gamma \sim \frac{\pi}{3}$	$\frac{\pi}{3} \sim \frac{\pi}{3} + \gamma$	$\frac{\pi}{3} + \gamma \sim \frac{2\pi}{3}$	$\frac{2\pi}{3} \sim \frac{2\pi}{3} + \gamma$	$\frac{2\pi}{3} + \gamma \sim 0$
状态	B 相与 C 相换相	A 相与 C 相导通	A 相与 B 相换相	B 相与 C 相导通	C 相与 A 相换相	B 相与 A 相导通
电压	$u_a > u_c = u_b$ $i_a = i_{dc}$	$u_a > u_b > u_c$ $i_a = i_{dc}$	$u_a = u_b > u_c$ $i_a = i_{dc} - i_r$	$u_b > u_a > u_c$ $i_a = 0$	$u_b > u_c = u_a$ $i_a = -i_r$	$u_b > u_c > u_a$ $i_a = -i_{dc}$
电流	$i_b = -i_{dc} + i_r$ $i_c = -i_r$	$i_b = 0$ $i_c = -i_{dc}$	$i_b = i_r$ $i_c = -i_{dc}$	$i_b = i_{dc}$ $i_c = -i_{dc}$	$i_b = i_{dc}$ $i_c = -i_{dc} + i_r$	$i_b = i_{dc}$ $i_c = 0$
e_a	$\sqrt{2}E \sin(\omega t)$	$\sqrt{2}E \sin(\omega t)$	$\frac{\sqrt{2}}{2}E \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{3}\right)$	$\sqrt{2}E \sin(\omega t)$	$-\frac{\sqrt{2}}{2}E \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right)$	$\sqrt{2}E \sin(\omega t)$
e_{bc}	0	$\sqrt{6}E \cos(\omega t)$	$\frac{\sqrt{3}}{2}\sqrt{6}E \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{3}\right)$	$\sqrt{6}E \cos(\omega t)$	$\frac{\sqrt{3}}{2}\sqrt{6}E \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right)$	$\sqrt{6}E \cos(\omega t)$
v_a	0	0	$-\frac{\sqrt{6}}{2}E \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{3}\right)$	0	$-\frac{\sqrt{6}}{2}E \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right)$	0
v_{bc}	$\sqrt{6}E \cos(\omega t)$	0	$\frac{\sqrt{6}}{2}E \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{3}\right)$	0	$-\frac{\sqrt{6}}{2}E \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right)$	0
u_{dc}	$u_{dc} = u_a - \frac{u_b + u_c}{2}$	$u_{dc} = u_a - u_c$	$u_{dc} = \frac{u_a + u_b}{2} - u_c$	$u_{dc} = u_b - u_c$	$u_{dc} = u_b - \frac{u_a + u_c}{2}$	$u_{dc} = u_b - u_a$

3 换相电抗对输出性能指标的影响

3.1 交流侧线电压波形畸变率

无刷交流励磁机工作时,换相电抗的存在导致输出电压波形发生畸变。为衡量换相电抗对输出电压畸变程度的影响,通常采用电压波形畸变率作为衡量标准^[23]。电压波形畸变率,即总谐波失真(Total Harmonic Distortion, THD)是指除去基波电压外,所有谐波电压有效值平方和的平方根与基波电压有效值的百分比,其表达式为

$$\text{THD} = \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + \dots + U_n^2}}{U_1} \times 100\% \quad (20)$$

根据负载的不同,无刷交流励磁机运行时可

会出现三种工作状态: γ 小于 60° 、 γ 大于 60° 但小于 90° 以及 γ 大于 90° 。本文假设励磁机在第一种状态下运行,重点分析此时电压波形的畸变情况。对图 3 所示的等效电路采用不同的换相电感,得到一系列交流侧的畸变电压,如图 6 所示。

为分析电压畸变情况,对交流侧电压进行快速傅里叶变换分析,计算其畸变率,观察换相电感变化对电压波形畸变率的影响,结果如表 2 所示。

由表 2 可知,随着换相电感的增加,无刷交流励磁机输出的交流侧电压波形畸变程度加剧。换相角和直流电流与换相电感之间的关系曲线如图 7 所示。由图 7 可知,随着换相电感的增加,无刷交流励磁机的换相角逐渐增大,而相应的输出直流电流逐渐减少。

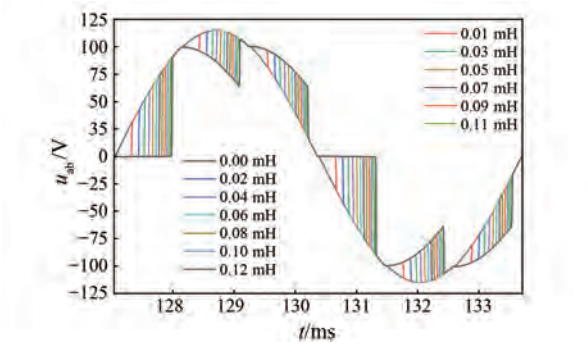


图 6 不同换相电感下交流侧电压波形

Fig. 6 AC side voltage waveforms with different commutation inductances

表 2 换相电抗引起的电压波形畸变率

Tab. 2 Voltage waveform distortion rate caused by commutation reactance

L_c/mH	THD/%	L_c/mH	THD/%
0.00	0.00	0.07	25.00
0.01	8.01	0.08	26.45
0.02	11.95	0.09	27.64
0.03	15.14	0.10	28.65
0.04	18.30	0.11	29.68
0.05	21.03	0.12	30.42
0.06	22.98		

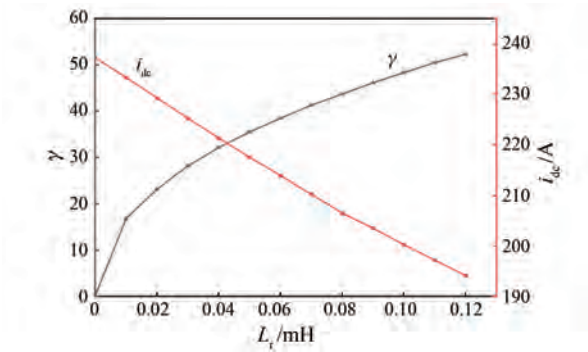


图 7 换相角和直流电流随换相电感的变化

Fig. 7 Variation in commutation angle and DC current component with commutation inductance

综上所述,换相电抗的大小影响交流励磁机的交流侧电压波形畸变率、换相角和输出的直流电流。

3.2 直流侧电压纹波系数

旋转整流器整流后输出的直流电压通常用电压纹波系数来衡量^[24]。直流电压纹波系数 K 是指输出纹波电压(或电流)的交流分量有效值与输出直流电压(或电流)之比,即:

$$K = \frac{\text{输出直流电压中交流电压有效值}}{\text{输出直流电压的平均值}} \quad (21)$$

为分析输出电压脉动与换相电抗参数之间的关系,选取不同的换相电抗值进行分析,得到不同的输出直流电压 u_{dc} 。利用式(21)计算输出直流电压的纹波系数,并绘制直流电压纹波系数与换相压降和换相电感之间的关系曲线,如图 8 所示。

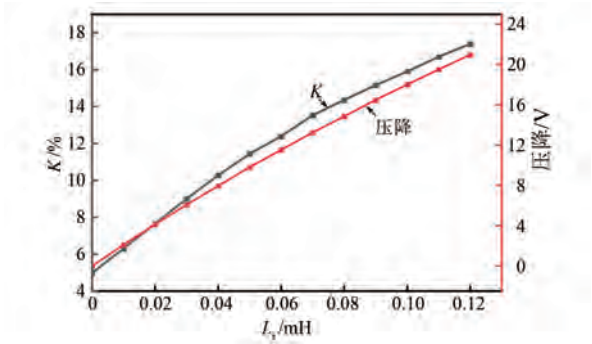


图 8 纹波系数和换相压降随换相电感的变化

Fig. 8 Variation in ripple coefficient and commutation voltage drop with commutation inductance

由图 8 可知,随着换相电感的增大,输出直流电压纹波系数也随之增大。换相电感增大会导致换相延迟,引起交流侧电压波形畸变。交流侧电压波形的畸变经过旋转整流器整流后,会导致输出直流电压产生更多纹波。

换相电抗的大小不仅会引起交流侧电压波形畸变,还会增加直流侧电压纹波。因此,利用等效电路分析换相过程中各物理量的变化,准确求取等效电路中的换相电抗参数至关重要。

4 无刷交流励磁机等效电路的优化

4.1 考虑凸极效应时换相电抗的求取

换相电抗通常利用 d 、 q 轴超瞬态电抗来确定^[19],但交流励磁机省略了阻尼绕组结构,可以直接用 x'_d 、 x'_q 来求取。

当交流励磁机为隐极或凸极效应不明显时,即 $x''_d \approx x''_q$ 或 $x'_d \approx x'_q$, 此时式(13)中 $x'_d - x'_q \approx 0$, 换相电抗可近似等价

$$x_r = \frac{1}{2}(x'_d + x'_q) \quad (22)$$

当凸极效应表现得较强时,交流励磁机 $x''_d \neq x''_q$ 或者 $x'_d \neq x'_q$, 不能通过式(22)来求解换相电

抗。通过对比式(13)和式(14)可知:

$$x_r = \frac{x'_d + x'_q}{2} + \frac{x'_d - x'_q}{2} \sin\left(2\theta + \frac{\pi}{3}\right) \quad (23)$$

式(23)中换相电抗处于 $\sqrt{x'_d x'_q}$ 和 $\frac{x'_d + x'_q}{2}$ 之间,

为了提高换相电抗参数求取的精度,换相电抗取二者的平均值,即:

$$x_r = \frac{\frac{1}{2}(x'_d + x'_q) + \sqrt{x'_d x'_q}}{2} \quad (24)$$

针对无刷交流励磁机等效电路中换相电抗参数求取不准确的问题,本文在考虑无刷交流励磁机的凸极效应的前提下,分类计算换相电抗。该计算方法不仅适用于凸极效应强的交流励磁机,对凸极效应较弱的交流励磁机同样适用,提高了等效电路中参数的准确性。

4.2 基于超导回路的 d 、 q 轴瞬态电抗计算

为验证所提新等效电路的准确性和有效性,本文以一台水轮发电机用无刷交流励磁机为例,在有限元仿真软件中搭建模型,并将仿真后得到的数据与新旧等效电路进行分析对比。仿真用电机的额定参数如表3所示。

表3 无刷交流励磁机基本参数

Tab. 3 Basic parameters of brushless AC exciter

参数名称	参数值
额定相电压/V	48.64
额定相电流/A	150.41
额定容量/kW	22
频率/Hz	150
极对数	3
电枢外径/mm	350
铁心长度/mm	70

4.2.1 基于超导回路的 d 轴瞬态电抗计算

基于超导回路的 x'_d 计算具体步骤如下。

(1) 将交流励磁机定子磁极的中心线与转子绕组A相绕组重合,励磁绕组短接,转子转速设为0。

(2) 将励磁绕组设置为超导回路,在转子绕组中施加使其产生纯 d 轴的交流电流,如式(25)所示:

$$\begin{cases} i_a = 10\sqrt{2} \cos(\omega t) \\ i_b = i_c = -0.5 \times 10\sqrt{2} \cos(\omega t) \end{cases} \quad (25)$$

(3) 根据磁链法,推导出电抗表达式:

$$X = \frac{U_a}{I_m} \quad (26)$$

式中: I_m 为施加相电流的峰值; U_a 为A相绕组电动势幅值。

(4) 二维有限元仿真中不包括端部漏抗,计算出的电抗需要加上定子绕组的端部漏抗,才能得到实际的 x'_d 。^[25]

x'_d 分析如图9所示,其中,A相绕组感应电动势如图9(a)所示,离散傅里叶展开后得到基波含量如图9(b)所示。根据式(26)计算的结果加上交流励磁机的端部漏抗 $0.010\ 27\ \Omega$,从而确定交流励磁机的 x'_d 为 $0.059\ 34\ \Omega$ 。

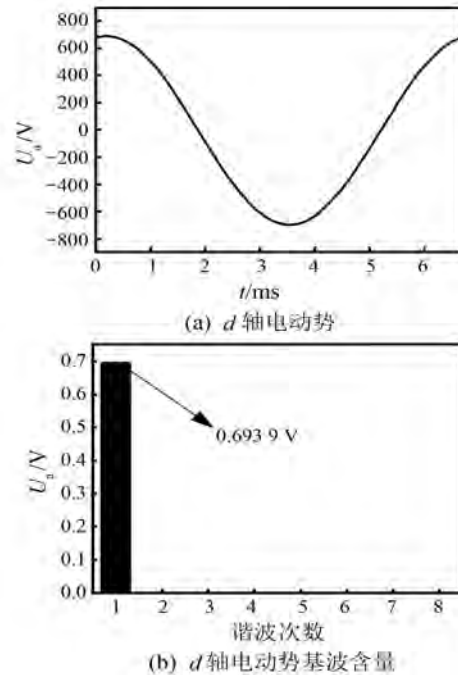


图9 x'_d 分析

Fig. 9 Analysis of x'_d

4.2.2 基于超导回路的 q 轴瞬态电抗计算

为了确定 x'_q ,定子电流仍施加 d 轴脉振磁势,只需将转子 d 轴轴线旋转 90° 到 q 轴的位置,然后按照计算 x'_d 的方式求解 x'_q 。 x'_q 分析如图10所示,其中,A相绕组感应电动势如图10(a)所示,离散傅里叶展开后得到的基波含量如图10(b)所示。同样地,计算 x'_q 也需要加上其端部漏抗,最终确定 x'_q 为 $0.167\ 39\ \Omega$ 。

4.3 新旧等效电路与有限元仿真分析

如果不考虑凸极效应,换相电抗的计算采用

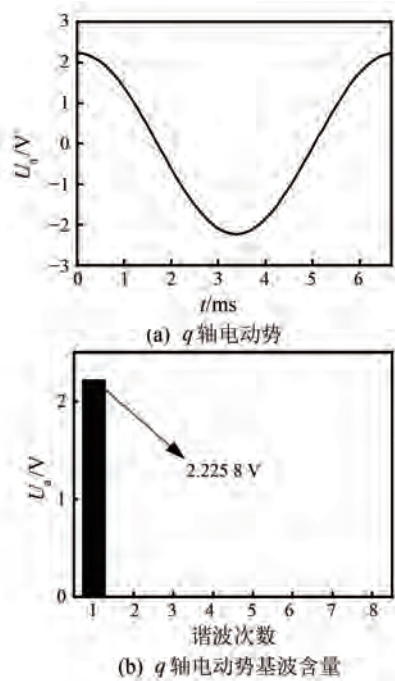


图 10 x'_q 分析

Fig. 10 Analysis of x'_q

式(22);如果考虑凸极效应,则需根据 x'_d 、 x'_q 的大小判断交流励磁机的凸极效应。凸极效应较弱时,采用式(22)计算;凸极效应较强时,采用式(24)计算。计算结果如表 4 所示。

表 4 新旧等效电路换相电抗与换相角的取值

Tab. 4 Values of commutation reactance and commutation angle for old and new equivalent circuits		
凸极效应	换相电抗/ Ω	换相角/ $(^\circ)$
不考虑凸极效应	0.113 36	49.74
考虑凸极效应	0.106 51	48.06

由表 4 可知,是否考虑凸极效应对换相电抗的计算有显著影响。为验证本文提出的等效电路中换相电抗参数计算的准确性,将本文提出的新旧等效电路与有限元仿真进行分析对比,结果如图 11 所示。

从图 11 可以看出,新等效电路在换相区所需换相时间为 0.89 ms,对应的换相角为 48.06°;而旧等效电路在该区域所需的换相时间为 0.92 ms,对应的换相角为 49.74°。设计励磁机时假设的换相角为 48°,可见考虑凸极效应后,换相角更接近这一假定值。考虑励磁机凸极效应时,新旧等效电路的幅值均与有限元仿真结果相差不大。然而,新等效电路在换相区间的表现更加接近有限

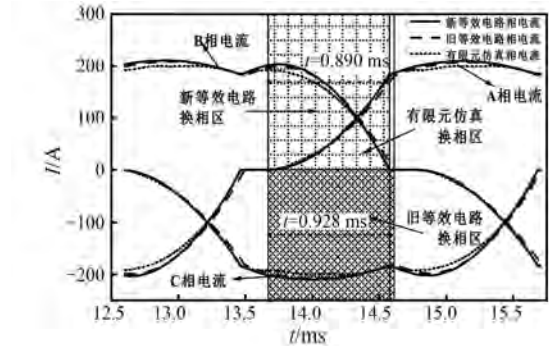


图 11 新旧等效电路以及有限仿真对比

Fig. 11 Comparison of old and new equivalent circuits and finite element simulations

元仿真结果,计算出的换相电抗也更为精确,使得换相过程模拟更为准确。

5 结语

本文分析了影响换相电抗的主要因素,并探讨了换相电抗过大可能引起的负面影响。研究发现,传统等效电路模型在计算换相电抗时忽略了凸极效应,会导致一定的计算误差。为解决这一问题,本文考虑了凸极效应的影响,提出了一种改进的换相电抗计算方法,进而构建了更为精确的等效电路模型。仿真结果表明,换相电抗的增大会导致交流电压畸变率和直流电压脉动的显著增加;考虑凸极效应后的新模型在换相角和换相电抗参数的计算精度上优于传统方法,更加适用于高精度换相过程分析。本文所提方法为分析无刷交流励磁机的工作过程提供了一种更为精确的等效电路模型,但仍需进一步优化。未来的研究可在此基础上扩展模型的适用范围,并探讨如何将改进的等效电路模型应用于更复杂的整流发电机系统中,以进一步提升换相过程的分析精度和系统稳定性。

利益冲突声明

所有作者声明不存在利益冲突。

All authors disclose no relevant conflict of interests.

作者贡献

黄贤法进行了方案设计、内容总结与论文撰写,黄贤法、赵博、田康和翁德红进行了试验研究,

鲍晓华参与了论文的审核与修改。所有作者均阅读并同意了最终稿件的提交。

The scheme design, content summary and paper writing were carried out by Huang Xianfa. The experiment research was conducted by Huang Xianfa, Zhao Bo, Tian Kang, and Weng Dehong. The manuscript was revised by Bao Xiaohua. All authors have read the last version of paper and consented for submission.

参考文献

- [1] CHAKRABORTY C, BASAK S, RAO Y T. A new series of brushless and permanent magnetless synchronous machines [C]//2017 IEEE 26th International Symposium on Industrial Electronics, Edinburgh, 2017.
- [2] BLAABJERG F, MA K. Future on power electronics for wind turbine systems [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2013, 1(3): 139-152.
- [3] BU F F, HU Y W, HUANG W X, et al. Control strategy and dynamic performance of dual stator-winding induction generator variable frequency AC generating system with inductive and capacitive loads [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 29(4): 1681-1692.
- [4] DARABI A, TINDALL C. Brushless exciter modeling for small salient pole alternators using finite elements [J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2002, 17(3): 306-312.
- [5] NUZZO S, GALEA M, GERADA C, et al. Analysis, modeling, and design considerations for the excitation systems of synchronous generators [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 65(4): 2996-3007.
- [6] SHI T N, CAO Y F, JIANG G K, et al. A torque control strategy for torque ripple reduction of brushless DC motor with nonideal back electromotive force [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64(6): 4423-4433.
- [7] ALIPRANTIS D C, SUDHOFF S D, KUHN B T. A brushless exciter model incorporating multiple rectifier modes and Preisach's hysteresis theory [J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2006, 21(1): 136-147.
- [8] 徐正乾, 李军, 郎建强. 与汽轮发电机配套的无刷励磁机外旋转电枢制造工艺 [J]. 电机技术, 2021, (5): 58-61.
- [9] 刘迪吉, 方军川. 旋转整流器式无刷同步发电机励磁系统的特点 [J]. 中小型电机技术情报, 1979, (2): 1-11+66.
- [10] 施艳萍. 三级式无刷发电机的设计研究 [D]. 南京: 南京航空航天大学, 2020.
- [11] 王兆安, 刘进军. 电力电子技术 [M]. 北京: 机械工业出版社, 2009.
- [12] NØLAND J K, HJELMERVIK K B, LUNDIN U. Comparison of thyristor-controlled rectification topologies for a six-phase rotating brushless permanent magnet exciter [J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2015, 31(1): 314-322.
- [13] LAD C K, CHUDAMANI R. A simple overlap angle control strategy for reducing commutation torque ripple in a brushless DC motor drive [J]. Engineering Science and Technology, an International Journal, 2017, 20(4): 1406-1419.
- [14] DEVITO G, NUZZO S, BARATER D, et al. A simplified analytical approach for hybrid exciters of wound-field generators [J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2022, 8(4): 4303-4312.
- [15] LI J L, CAO Y Y, MA Z, et al. Transient performance simulation and analysis of AC exciter in aeronautic AC power supply based on Maxwell 2D [C]//2008 IEEE Conference on Robotics, Automation and Mechatronics, Chengdu, 2008.
- [16] LI J C, ZHANG Z R, LU J W, et al. Design and characterization of a single-phase main exciter for

- aircraft wound-rotor synchronous starter-generator [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2018, 54(11): 1-5.
- [17] RUUSKANEN V, NIEMELÄ M, PYRHÖNEN J, et al. Modelling the brushless excitation system for a synchronous machine [J]. IET Electric Power Applications, 2009, 3(3): 231-239.
- [18] 马晓荷, 沈颂华. 交流励磁机带三相半波旋转整流器负载的一种简化瞬态特性分析方法[J]. 电工技术学报, 2009, 24(1): 52-58.
- MA X H, SHEN S H. A simplified dynamic characteristic analysis method on AC exciter with three phases half-wave rotating rectifier load [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2009, 24(1): 52-58.
- [19] 孙硕, 叶志浩, 欧阳斌, 等. 旋转整流器的换相过程分析[J]. 船电技术, 2015, 35(1): 53-57.
- SUN S, YE Z H, OUYANG B, et al. Analysis on the commutation of the rotating rectifier [J]. Marine Power Technology, 2015, 35(1): 53-57.
- [20] BERTES T. Model development and validation of brushless exciters [C]//2015 IEEE Eindhoven PowerTech, Eindhoven, 2015.
- [21] 汤蕴璆, 张奕黄, 范瑜. 交流电机动态分析[M]. 北京: 机械工业出版社, 2008.
- TANG Y Q, ZHANG Y H, FAN Y. Dynamic Analysis of AC Motors [M]. Beijing: China Machine Press, 2008.
- [22] 马伟明, 胡安, 刘德志, 等. 同步发电机-整流器-反电动势负载系统的稳定性分析[J]. 电工技术学报, 2000, (1): 1-6+46.
- MA W M, HU A, LIU D Z, et al. Stability analysis of synchronous machine with diode-bridge rectifier and back-EMF load [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2000, (1): 1-6+46.
- [23] 陈政豪. 发电电动机阻尼绕组电流及空载电压畸变率计算分析[D]. 哈尔滨: 哈尔滨理工大学, 2016.
- CHEN Z H. Analysis of damper winding current and no-load voltage THD of generator/motor [D]. Harbin: Harbin University of Science and Technology, 2016.
- [24] 徐成, 吴本祥. 船舶中压直流电力系统接地方式对直流纹波影响研究[J]. 电机与控制应用, 2021, 48(11): 80-85.
- XU C, WU B X. Influence of grounding mode on DC ripple in ship medium voltage DC power system [J]. Electric Machines & Control Application, 2021, 48(11): 80-85.
- [25] 凌在汛, 王绍武, 崔一铂, 等. 基于超导回路的调相机直轴电抗参数有限元计算法[J]. 湖北电力, 2019, 43(3): 10-15.
- LING Z X, WANG S W, CUI Y B, et al. Finite element method for direct axis reactance parameters calculation of superconducting circuit-based synchronous condenser [J]. Hubei Electric Power, 2019, 43(3): 10-15.

收稿日期:2024-11-25

收到修改稿日期:2025-01-15

作者简介:

鲍晓华(1972-),男,博士,教授,研究方向为电机优化设计、大型电机和高低速电机等,hfubxh@163.com;

*通信作者:鲍晓华(1972-),男,博士,教授,研究方向为电机优化设计、大型电机和高低速电机等,hfubxh@163.com。