

发卡式填充结构的直线式移相变压器设计及其磁场分析

赵镜红, 薛 婕, 严思念*

(海军工程大学 电气工程学院, 湖北 武汉 430033)

摘要:在原有直线式移相变压器的基础上,借鉴直线电机相关理论,设计了一款发卡式填充结构的直线式移相变压器,有效地解决了原有结构绕线方式复杂、体积大、不易进行模块化串并联等问题,同时改善了模块化连接时,连接处半填充槽引起的一次侧激磁电流密度降低、气隙磁场畸变等问题。简要介绍了直线式移相变压器系统的工作原理;借鉴直线电机以及旋转电机设计方法,提出了半填充槽结构的直线式移相变压器的设计方法;同时采用了发卡式结构消除连接处半填充槽结构引起的一系列问题;最后通过有限元仿真进行验证对比。结果表明,对于所设计的发卡结构的直线式移相变压器,输出波形较好,气隙磁场畸变较小。

关键词:直线式移相变压器;半填充槽;发卡式;磁场分析

中图分类号:TM42 文献标志码:A 文章编号:1001-2486(2024)04-201-11



论
文
拓
展

Design and magnetic field analysis of linear phase-shifting transformer with hairpin filling structure

ZHAO Jinghong, XUE Jie, YAN Sinian*

(College of Electrical Engineering, Naval University of Engineering, Wuhan 430033, China)

Abstract: Based on the original linear phase-shifting transformer, a linear phase-shifting transformer with a hairpin filling structure was designed with reference to the theory of linear motor, which effectively solved the problems of complicated winding method, large size and modular series-parallel connection. At the same time, it improved the problems of reduced primary side excitation current density and air gap magnetic field distortion caused by the semi filled slot at the connection during modular connection. Working principle of the linear phase-shifting transformer system was briefly introduced; the design method of linear phase-shifting transformer with half-filled slot structure was proposed with reference to the design method of linear motor and rotary motor; the hairpin structure was adopted to eliminate a series of problems caused by the half-filled slot structure at the connection; finally, the finite element simulation was used to verify the comparison. Results show that the designed linear phase-shifting transformer with a hairpin structure has a good output waveform and a small distortion of the air gap magnetic field.

Keywords: linear phase-shifting transformer; half-filled slot; hairpin type; magnetic field analysis

移相变压器在多重叠加逆变系统中起着重要作用,将多个逆变器的输出进行叠加,可以有效消除低次谐波,提高输出波形质量。1989年,Paice等^[1]提出一种自耦拓扑结构的心柱式移相变压器,主要利用绕组形式和特定的绕组匝数比结合来实现移相,但当匝数比为无理数时(例如 $1:\sqrt{3}$)不能实现精确匝数比,并且随着相数增加,此类移相变压器存在设计难度变大、性能改善

不明显、不能电气隔离、电路连接复杂以及绕组环流抑制等问题^[2-8];王铁军等^[9-10]提出了一种基于旋转电机的圆形移相变压器,这种移相变压器具有较好的移相功能,但是自身结构复杂,铁心制造和线圈绕组绕线都比较复杂,不易拓展,转子轴线容易偏离变压器中心造成磁场不对称。针对心柱式和圆形移相变压器存在的问题,2014年,王众等^[11]借鉴直线电机的结构和原理,提出了一种

收稿日期:2022-04-12

基金项目:国家自然科学基金资助项目(52007195)

第一作者:赵镜红(1975—),男,江苏靖江人,教授,博士,博士生导师,E-mail:zhaojinghong@163.com

*通信作者:严思念(1994—),女,湖北天门人,讲师,博士,E-mail:ysnian0504@126.com

引用格式:赵镜红,薛婕,严思念. 发卡式填充结构的直线式移相变压器设计及其磁场分析[J]. 国防科技大学学报, 2024, 46(4): 201-211.

Citation: ZHAO J H, XUE J, YAN S N. Design and magnetic field analysis of linear phase-shifting transformer with hairpin filling structure[J]. Journal of National University of Defense Technology, 2024, 46(4): 201-211.

直线式移相变压器, 此类移相变压器铁心结构简单、气隙易调节、移相角度范围广、无须特殊的绕组匝数比、铁心和绕组利用率高、能够实现电气隔离^[12-14], 但是现有的两种结构在一定程度上绕线方式较为复杂、漏磁大, 进行模块化连接时体积过大等问题也需要解决。

针对上述问题, 本文在原有直线式移相变压器的基础上, 借鉴直线电机相关理论^[15-17], 设计了一款发卡式填充结构的直线式移相变压器, 有效地解决了原有结构绕线方式复杂、体积大、不易进行模块化串并联等问题, 同时改善了模块化连接时, 连接处半填充槽引起的一次侧端部的激磁电流密度降低、气隙磁场畸变等问题。首先简要介绍了直线式移相变压器系统的工作原理; 借鉴直线电机以及旋转电机设计方法, 提出了半填充槽结构的直线式移相变压器的设计方法; 同时采用了发卡式结构消除连接处半填充槽结构引起的一系列问题; 最后通过有限元仿真进行验证对比。

1 直线式移相变压器设计

1.1 基本原理简介

直线式移相变压器与直线电机结构基本相同, 不同的是, 直线式移相变压器的一、二次侧铁心长度是相同的并且关于气隙对称。一次侧 N 组 3 相绕组沿铁心纵向分布, 二次侧为 1 组 3 相

绕组^[18]。与常规移相变压器不同, 直线式移相变压器的能量转换主要是通过气隙行波磁场实现的, 当直线式移相变压器一次侧绕组通电后, 铁心内部会产生一个直线移动的行波磁场, 如图 1 所示, 二次侧感应出 3 相电动势。

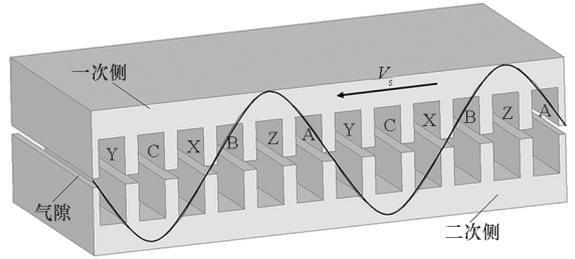


图 1 直线式移相变压器行波磁场示意图

Fig. 1 Schematic diagram of traveling wave magnetic field of linear phase-shifting transformer

1.2 多重叠加逆变系统

图 2 为用于直线式移相变压器的多重叠加逆变系统结构示意图。系统主要由三部分组成: 逆变系统、直线式移相变压器和负载输出。逆变系统由 4 组 3 相逆变电路组成, 每组分别滞后 15° , 分别作为变压器一次侧 12 相绕组输入; 直线式移相变压器将输入电压叠加合成为近似正弦波的 24 阶梯波, 随后在气隙磁场中形成行波磁场, 二次侧感应出 3 相交流电输出。

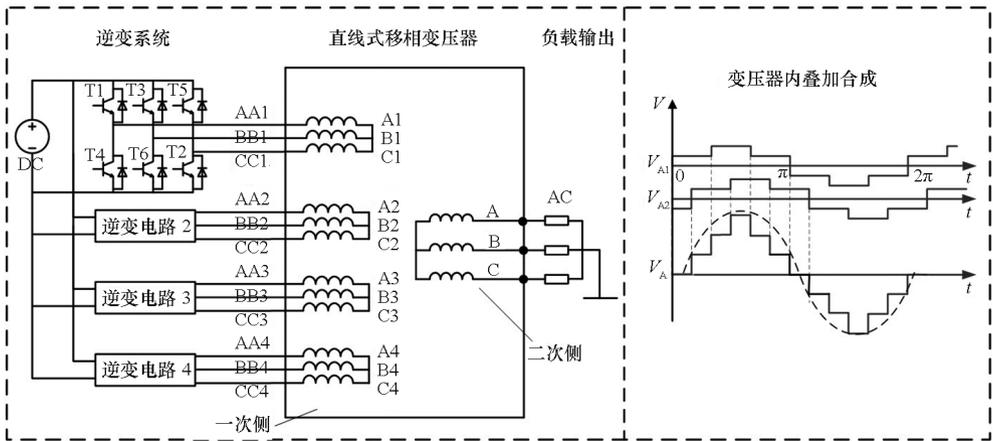


图 2 多重叠加逆变系统示意图

Fig. 2 Schematic diagram of multiple superposition inverter system

与传统的多重叠加逆变系统相比, 采用直线式移相变压器的多重叠加技术有很多优点: ①相比于心柱式和圆形移相变压器, 直线式移相变压器的直线式结构使得气隙更易调节; ②舍弃了复杂的绕组匝数计算和连接方式, 使得叠加合成更为简便; ③可以直接通过调节一次侧绕组相数, 来实现移相角度; ④通过改变绕组分布就可以实现

模块化。

1.3 主体结构设计

现有的直线式移相变压器主要为不等节距绕组结构和克莱姆环型绕组结构。不等节距绕组结构制造时嵌线较为不易, 进行模块化连接时复杂的绕线方式会使得用铜量大大增加; 克莱姆环型绕组结构绕线方式简单, 但在远离气隙的一侧漏

磁会增大,同时由于其为单层结构,当极对数增加时,相应的体积也会剧增。半填充绕组结构的直线式移相变压器虽因为端部半填充槽的存在,会使得激磁电流密度降低,但当极数 $2p \geq 6$ 时,半填充槽带来的影响将会很小,从而可以被忽略^[19]。同时,这种结构采用的双层叠绕组结构,减小了直线式移相变压器的结构,避免了模块化时体积剧增的问题。

参考直线电机和旋转电机的设计方法,主要设计公式如式(1)~(5)所示^[20-22],主要符号命名如表1所示。

表1 符号命名表
Tab.1 Symbol naming table

符号	名称	符号	名称
m_1	一次侧相数	τ	极距
η_N	压降系数	K_{dp}	绕组系数
B_δ	气隙磁通密度	N_c	每槽导体数
f	频率	a_w	绕组缩减系数
U_d	直流母线电压	A	一次侧电负荷
Z_1	一次侧槽数	D	一次侧铁心宽
b_c	边齿宽度	q_1	每极每相槽数
P'	计算功率	a_1	并联支路数

一次侧铁心长(等同于旋转电机定子铁心内径周长):

$$L = 2p\tau + 2b_c \quad (1)$$

一次侧铁心宽:

$$D = \frac{0.25P'}{0.707a_w B_\delta A \tau^2 f p K_{dp}} \quad (2)$$

一次侧相电压有效值:

$$U_1 = \frac{8}{3\sqrt{2}} \eta_N U_d \quad (3)$$

可知,一次侧每相串联匝数为:

$$N_1 = \frac{N_c Z_1}{2m_1 a_1} \quad (4)$$

中间极每槽导体数:

$$N_s = \frac{2N_1}{(2p-1)q_1} \quad (5)$$

直线式移相变压器一、二次侧铁心采用 DW465-50 硅钢片叠压而成,绕组形式为双层叠绕组,左右边端槽为半填充槽,一组模块一次侧为 12 相、二次侧输出为 3 相,具体设计流程如图 3 所示。

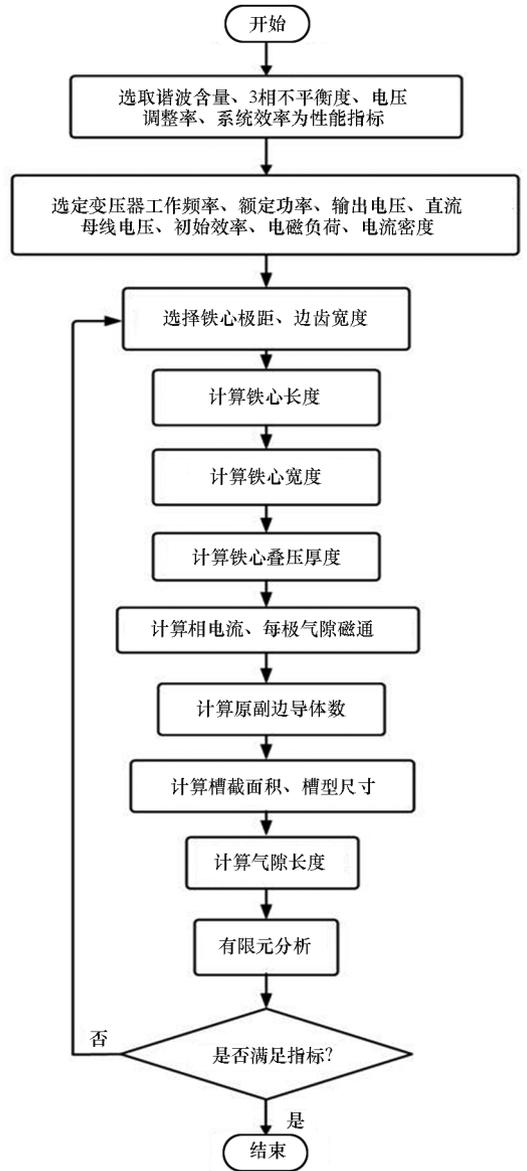


图3 直线式移相变压器设计流程

Fig.3 Design process of linear phase-shifting transformer

2 磁场分析

直线式移相变压器通过气隙行波磁场传递能量,而其铁心特有的直线型、多齿槽结构会造成气隙磁场畸变。直线型结构导致铁心不连续,引起边端效应,常采用的半填充槽绕组形式将导致边端激磁电流密度明显降低。一般来说,对于进行模块化的直线式移相变压器,其中段半填充槽的存在(如图4所示)会使得气隙磁场增加脉振磁场、降低激磁电流密度,从而引起气隙磁场的畸变。同时会导致基波幅值较小区域距离的加长,从而增加气隙畸变程度,降低功率。

发卡式填充是将连接处原本的端部半填充槽借由相邻变压器的半填充绕组填充成全绕组槽,

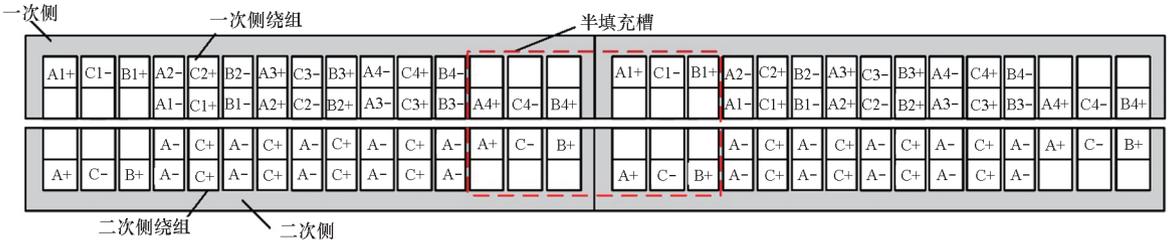


图 4 半填充槽结构模块化示意图

Fig. 4 Schematic diagram of modularization of half-filled tank structure

同时各槽导体数与半填充绕组导体数保持一致^[23],如图 5 和图 6 所示。直线式移相变压器采用发卡式填充结构进行模块化连接时,能够有效减小直线式移相变压器的体积,方便直线式移相变压器的安装。



图 5 发卡式绕组示意图

Fig. 5 Schematic diagram of hairpin winding

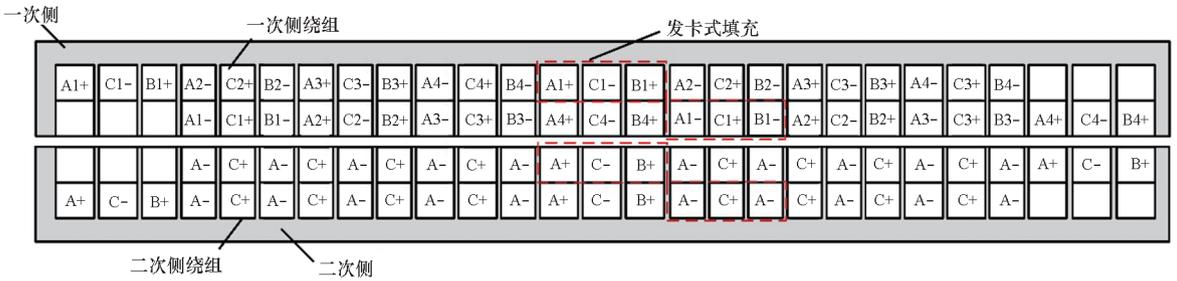


图 6 发卡式结构模块化示意图

Fig. 6 Schematic diagram of the modular structure of the hairpin structure

当直线式移相变压器采用发卡式填充时,此时只有端部存在半填充槽。为简化对其气隙磁场的分析,特作如下假设^[24]:

- 1) 磁导率无限大,电导率为零;
- 2) 忽略变压器齿槽,使用无槽等效代替;
- 3) 一次侧激磁线圈用沿 z 方向正弦变化的无限薄的行波电流层代替。

依据上述假设建立直线式移相变压器的模型,坐标选取如图 7 所示,坐标原点为 0, x 轴与气隙中心线重合, y 轴与直线式移相变压器左边

线重合。将模型分为如图 7 的 5 个区域,分别为:无效区域 I ($x < 0$)、有效区域 II ($0 < x < x_1$)、有效区域 III ($x_1 < x < x_1 + x_2$)、有效区域 IV ($x_1 + x_2 < x < 2x_1 + x_2$)、无效区域 V ($x > 2x_1 + x_2$)。区域 II、III、IV 为一、二次侧铁心所在区域,区域 I、V 为一、二次侧铁心之外的区域, x 的取值与极距、极对数有关。纵向端面磁通在铁心开断处经一、二次侧铁心以及区域 II、IV 的气隙构成闭合回路。

假设一次侧的行波电流如式(6)所示。

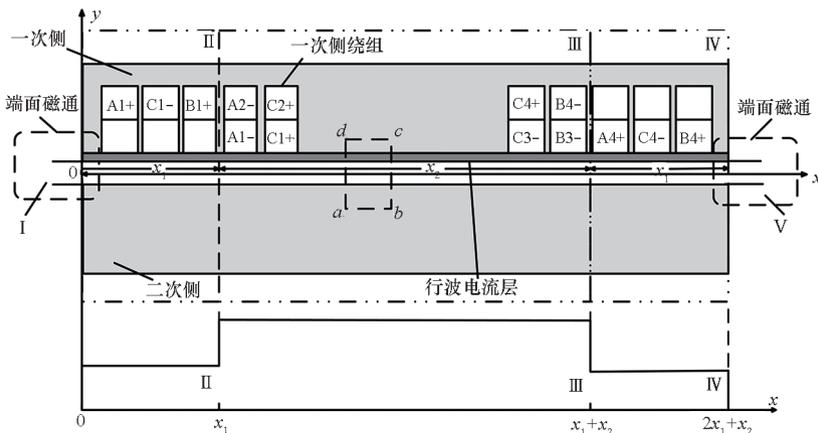


图 7 发卡式直线移相变压器

Fig. 7 Hairpin linear phase-shifting transformer

$$j_1(x, t) = \begin{cases} \frac{J_1}{2} e^{j(\omega t - \beta x)} & 0 \leq x \leq x_1 \\ J_1 e^{j(\omega t - \beta x)} & x_1 < x \leq x_1 + x_2 \\ \frac{J_1}{2} e^{j(\omega t - \beta x)} & x_1 + x_2 < x \leq 2x_1 + x_2 \end{cases} \quad (6)$$

式中, J_1 为行波电流层密度幅值, $\beta = \pi/\tau$ 为每极距长度对应的电角度。

变压器有效区域内, 沿图 7 矩形 $abcd$ 路径, 由安培定理可知:

$$\frac{\delta'}{\mu_0} \frac{\partial B_\delta}{\partial x} = j_1(x, t) + j_2(x, t) \quad (7)$$

式中: μ_0 为真空磁导率; δ' 为有效电磁气隙, $\delta' = k_\delta k_\mu \delta$, k_δ 和 k_μ 分别为气隙系数和饱和系数, δ 为实际电磁气隙。

由麦克斯韦方程组可知:

$$\begin{cases} B_\delta = \nabla \times A \\ E = -\frac{\partial A}{\partial t} \\ j_2 = \sigma E \end{cases} \quad (8)$$

其中, E 为电场强度, σ 为二次侧电导率。

将式(6)、式(7)和式(8)联立求解, 可以得到有效区域II、III、IV中的气隙磁通密度的表达式为:

$$\begin{cases} B_{II} = (-C_1 r_1 e^{r_1 x} - C_2 r_2 e^{r_2 x}) e^{j\omega t} + j \frac{\beta}{2} B_0 e^{-j\beta x} e^{j\omega t} \\ B_{III} = (-C_3 r_1 e^{r_1 x} - C_4 r_2 e^{r_2 x}) e^{j\omega t} + j\beta B_0 e^{-j\beta x} e^{j\omega t} \\ B_{IV} = (-C_5 r_1 e^{r_1 x} - C_6 r_2 e^{r_2 x}) e^{j\omega t} + j \frac{\beta}{2} B_0 e^{-j\beta x} e^{j\omega t} \end{cases} \quad (9)$$

其中,

$$B_0 = \frac{\mu_0 J_1}{\delta' \beta^2 + 2\mu_0 f D \sigma j} \quad (10)$$

由于直线式移相变压器结构上是对称的, 所以区域 I、V 中的纵向端面磁场分布是对称的, 可表示为:

$$\begin{cases} B_I = j \frac{\mu_0 J_1}{\delta' \beta} e^{j(\omega t - \beta x)} \\ B_V = j \frac{\mu_0 J_1}{\delta' \beta} e^{j[\omega t - \beta(x - 2x_1 - x_2)]} \end{cases} \quad (11)$$

各边界处有:

$$\begin{cases} B_I |_{x=0} = B_{II} |_{x=0} \\ B_{II} |_{x=x_1} = B_{III} |_{x=x_1} \\ B_{III} |_{x=x_1+x_2} = B_{IV} |_{x=x_1+x_2} \\ B_{IV} |_{x=2x_1+x_2} = B_V |_{x=2x_1+x_2} \end{cases} \quad (12)$$

$$\begin{cases} E_{II} |_{x=x_1} = E_{III} |_{x=x_1} \\ E_{III} |_{x=x_1+x_2} = E_{IV} |_{x=x_1+x_2} \end{cases} \quad (13)$$

根据磁通连续性定理:

$$\int_{-\infty}^0 B_I dx + \int_0^{x_1} B_{II} dx + \int_{x_1}^{x_1+x_2} B_{III} dx + \int_{x_1+x_2}^{2x_1+x_2} B_{IV} dx + \int_{2x_1+x_2}^{\infty} B_V dx = 0 \quad (14)$$

联立式(9) ~ (14) 可以得到系数 $C_1 \sim C_6$ 的值为:

$$\begin{cases} C_1 = j \left(\frac{B_0 \beta}{2r_1} - \frac{\mu_0 J_1}{\delta' \beta r_1^2} \right) + C_2 \\ C_2 = C_3 + \frac{1}{4} B_0 \left(1 - j \frac{\beta}{r_1} \right) e^{r_2(2x_1+x_2) - j\pi} + j \left(\frac{\mu_0 J_1}{\delta' \beta r_1^2} - \frac{B_0 \beta}{2r_1} \right) \\ C_3 = C_4 - j \left(\frac{\mu_0 J_1}{\delta' \beta r_1^2} - \frac{B_0 \beta}{2r_1} \right) - \frac{1}{4} B_0 \left(1 - j \frac{\beta}{r_1} \right) e^{r_2(2x_1+x_2) - j\pi} + \frac{1}{4} B_0 \left(1 + j \frac{\beta}{r_1} \right) e^{r_1(2x_1+x_2) - j\pi} \\ C_5 = C_4 e^{r_2(2x_1+x_2)} + j \left(\frac{B_0 \beta}{2r_1} - \frac{\mu_0 J_1}{\delta' \beta r_1^2} \right) e^{r_2(x_1+x_2) - j\beta(2x_1+x_2)} + \frac{1}{4} B_0 \left(1 + j \frac{\beta}{r_1} \right) e^{r_2(x_1+x_2) - j\beta(2x_1+x_2) + j\pi} \\ C_6 = C_5 e^{2r_1(2x_1+x_2)} - j \left(\frac{B_0 \beta}{2r_1} - \frac{\mu_0 J_1}{\delta' \beta r_1^2} \right) e^{r_2(x_1+x_2) - j\beta(2x_1+x_2)} \\ C_4 = \frac{j \left(\frac{\mu_0 J_1}{\delta' \beta r_1} - \frac{B_0 \beta}{2r_1} \right) e^{r_1(x_1+x_2)} + \frac{1}{4} B_0 \left(1 - j \frac{\beta}{r_1} \right) e^{r_1 x_2 - j\pi}}{e^{r_1(x_1+x_2)}} + \\ \frac{\frac{1}{4} B_0 \left(1 + j \frac{\beta}{r_1} \right) e^{2r_2 \tau - j\beta(2x_1+x_2) + j\pi} + \frac{1}{4} B_0 \left(j \frac{\beta}{r_1} - 1 \right) e^{-j\beta(2x_1+x_2) + j\pi}}{e^{r_1(x_1+x_2)}} - \\ \frac{\frac{1}{4} B_0 \left(1 + j \frac{\beta}{r_1} \right) e^{r_1(2x_1+x_2) - j\pi} + j \left(\frac{B_0 \beta}{2r_1} - \frac{\mu_0 J_1}{\delta' \beta r_1^2} \right) e^{2r_2 \tau - j\beta(2x_1+x_2)}}{e^{r_1(x_1+x_2)}} \end{cases} \quad (15)$$

其中,

$$r_1 = -r_2 = 0.707 \sqrt{\frac{\mu_0 \omega D \sigma}{\delta'}} \quad (16)$$

将系数代入式(9)中,即可得到带载情况下考虑半填充槽以及端面磁通影响下的有效区域气隙磁场表达式。可以看出,由于半填充槽的存在,有效区域的气隙磁场表达式为分段函数,各由三部分组成:等幅值的正常行波磁场(基波分量)、正向推进行波磁场、反向推进行波磁场。

空载工况下,直线式变压器二次侧感应电流为 0,可以得到空载气隙磁场的表达式为:

$$\frac{\delta'}{\mu_0} \frac{\partial B_\delta}{\partial x} = \begin{cases} \frac{J_1}{2} e^{j(\omega t - \beta x)} & 0 \leq x \leq x_1 \\ J_1 e^{j(\omega t - \beta x)} & x_1 < x \leq x_1 + x_2 \\ \frac{J_1}{2} e^{j(\omega t - \beta x)} & x_1 + x_2 < x \leq 2x_1 + x_2 \end{cases} \quad (17)$$

可以解得:

$$\begin{cases} B_{II}(x, t) = j \frac{\mu_0 J_1}{2\beta\delta'} e^{j(\omega t - \beta x)} - j \frac{\mu_0 J_1}{2\beta\delta'} n_1 e^{j\omega t}, & 0 \leq x \leq x_1 \\ B_{III}(x, t) = j \frac{\mu_0 J_1}{\beta\delta'} e^{j(\omega t - \beta x)} + j \frac{\mu_0 J_1}{2\beta\delta'} n_2 e^{j\omega t}, & x_1 < x \leq x_1 + x_2 \\ B_{IV}(x, t) = j \frac{\mu_0 J_1}{2\beta\delta'} e^{j(\omega t - \beta x)} + j \frac{\mu_0 J_1}{2\beta\delta'} n_3 e^{j\omega t}, & x_1 + x_2 < x \leq 2x_1 + x_2 \end{cases} \quad (18)$$

其中,

$$\begin{cases} n_1 = \frac{x_1 + x_2 + \cos[(2x_1 + x_2)\pi]}{2x_1 + x_2} \\ n_2 = \frac{1 + \cos[(2x_1 + x_2)\pi]}{2x_1 + x_2} \\ n_3 = \frac{1 - (x_1 + x_2)\cos[(2x_1 + x_2)\pi]}{2x_1 + x_2} \end{cases}$$

由式(18)可知,脉振磁场只存在于区域 II 和区域 IV,这是由于区域 II 和区域 IV 存在半填充槽(如图 7),所以对于本文中的直线式移相变压器,这两个区域内部分气隙磁通密度的基波幅值为区域 III 基波幅值的二分之一。而直线式移相变压器一、二次侧的铁心是相对静止的,由于铁心开断,气隙磁场在“出端”和“入端”处幅值会变小。

用实数表示空载气隙磁通密度为:

$$\begin{cases} B_I(x, t) = -\frac{\mu_0 J_1}{\delta' \beta} \sin(\omega t - \beta x) \\ B_{II}(x, t) = -\frac{\mu_0 J_1}{2\beta\delta'} \sin(\omega t - \beta x) - \frac{\mu_0 J_1}{2\beta\delta'} n_1 \sin(\omega t) \\ B_{III}(x, t) = -\frac{\mu_0 J_1}{\beta\delta'} \sin(\omega t - \beta x) - \frac{\mu_0 J_1}{2\beta\delta'} n_2 \sin(\omega t) \\ B_{IV}(x, t) = -\frac{\mu_0 J_1}{2\beta\delta'} \sin(\omega t - \beta x) - \frac{\mu_0 J_1}{2\beta\delta'} n_3 \sin(\omega t) \\ B_V(x, t) = -\frac{\mu_0 J_1}{\delta' \beta} \sin[\omega t - \beta(x - 2x_1 - x_2)] \end{cases} \quad (19)$$

由式(19)可知,由于空载情况下二次侧感应电流为 0,气隙磁场主要由一次侧电流产生。

由上述分析可知,在忽略齿槽效应的前提下,影响气隙磁场畸变的主要参数为极距、气隙长度、极对数,通过控制这几个参数可以有效地削弱气隙磁场的畸变程度。

3 结论验证

3.1 性能分析

为验证上述设计方法的可行性,搭建有限元模型。有限元仿真主要参数如表 2 所示,具体接线如图 8 所示。

表 2 主要参数
Tab. 2 Main parameter list

符号	含义	数值
N_1	一次侧匝数	319
N_2	二次侧匝数	217
H	变压器高度/mm	35
D	铁心宽度/mm	100
P	功率/W	1 000
g	气隙宽度/mm	0.25
b_t	槽宽/mm	12
t_1	齿距/mm	18

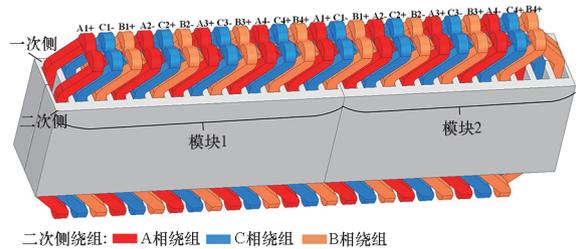
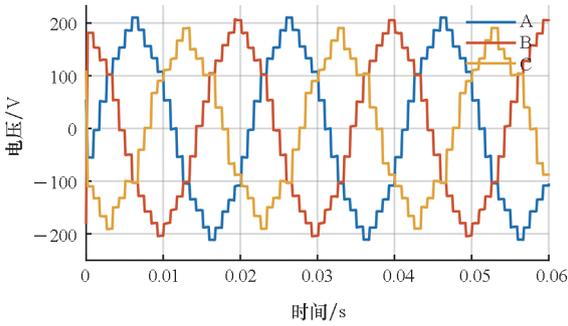


图 8 发卡式填充结构的直线式移相变压器模块接线图
Fig. 8 Wiring diagram of the straight-line phase-shifting transformer module with a hairpin filled structure

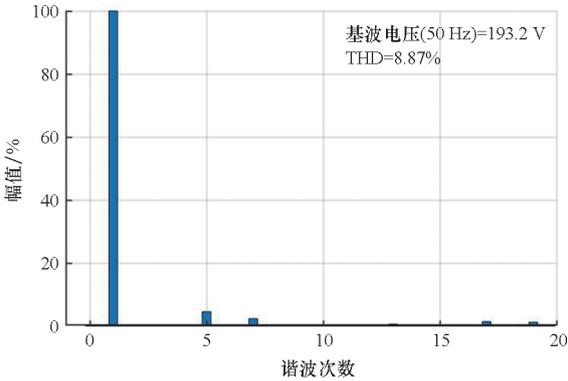
使用有限元进行不同工况下的仿真,空载、额定负载工况下多重叠加逆变系统输出电压及 A

相谐波分析如图 9 所示。



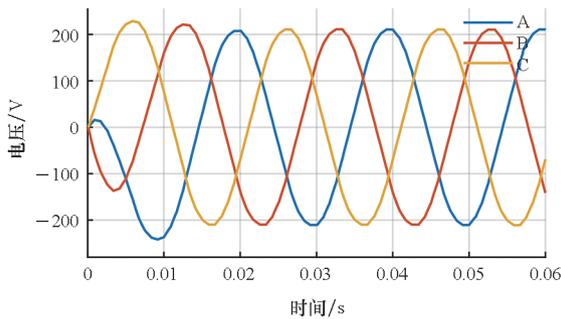
(a) 空载 3 相电压输出

(a) No-load three-phase voltage output



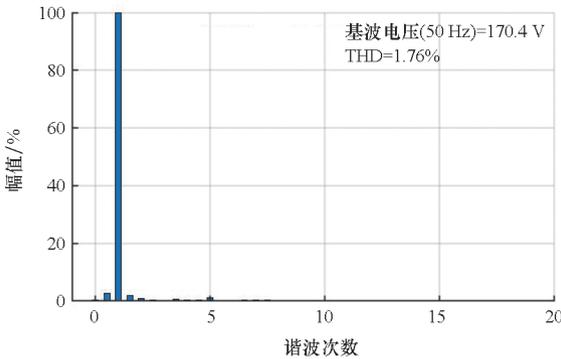
(b) 空载 A 相谐波分析

(b) No-load A-phase harmonic analysis



(c) 额定负载 3 相电压输出

(c) Rated load three-phase voltage output



(d) 额定负载 A 相谐波分析

(d) Rated load A-phase harmonic analysis

图 9 多重叠加逆变系统输出电压及 A 相谐波分析
Fig.9 Analysis of output voltage and A-phase harmonics of multiple superposition inverter system

分析直线式移相变压器的输出性能时,选取谐波含量(the harmonic distortion, THD)、效率(efficiency, EF)、电压调整率(voltage regulation, VR)和三相不平衡度(three-phase unbalance factor, PUF)为性能指标,并与现有的圆形移相变压器相比,结果如表 3 所示。

表 3 不同负载工况下的直线式移相变压器和圆形移相变压器性能分析

Tab.3 Performance analysis of linear phase-shifting transformer and circular phase-shifting transformer under different load conditions

结构	负载	THD	EF	VR	PUF
直线式 (2D)	0	8.87	0	0	0.95
	50	2.75	85.25	3.20	0.34
	100	1.76	90.00	6.65	0.26
直线式 (3D)	0	7.81	0	0	0.68
	50	2.51	84.41	3.12	0.32
	100	1.63	89.20	6.10	0.25
圆形	0	0.125	0	0	0
	50	1.500	61.00	9.30	0
	100	2.180	92.00	15.20	0

由图 9 和表 3 可知,空载 3 相输出为 24 阶梯波,负载三相输出正弦度较高的波形,与理论分析一致。系统输出大于 3 的奇次谐波含量较少,并且 THD 会随着负载的增加而减小,在进行二维有限元仿真时,直线式移相变压器的空载谐波含量为 8.87%,额定负载谐波含量为 1.76%,额定负载时系统效率大于 85%, PUF 小于 1, VR 小于 10,均符合国家使用标准。相较于二维有限元仿真,三维有限元仿真的效率略微降低,这是因为三维有限元考虑了端部长度的影响。在与圆形移相变压器的对比中来看,直线式移相变压器的 THD 在空载和 50% 负载的情况下,均大于圆形移相变压器,但在满载情况下,直线式的 THD 要优于圆形结构。在 EF 的对比中可以看出,直线式结构在未满载的情况下,其 EF 是优于圆形结构的。而从 VR 的对比中可以发现,直线式结构的移相变压器相较于圆形结构的移相变压器,其 VR 整体降低。同时由于直线变压器两端开口,以及绕组空间分布不同的影响,输出的电压存在 3 相不对称问题,二维仿真中额定负载时 PUF 为 0.26%。但

是铁心体积变小,如表 4 所示,气隙更易调节,移相更加便捷。

表 4 双模块连接的直线式移相变压器尺寸对比

Tab.4 Comparison of dimensions of linear phase-shifting transformers connected by two modules

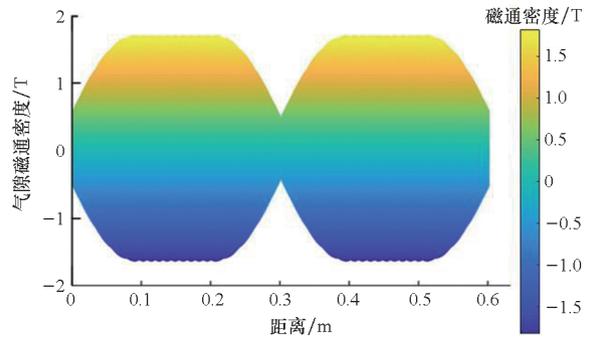
结构	铁心体积/m ³	铜线质量/kg
双层不等节距	2.073 6	21.519 1
克莱姆结构	3.548 8	19.494 6
发卡式填充结构	1.846 8	19.344 3

3.2 解析验证

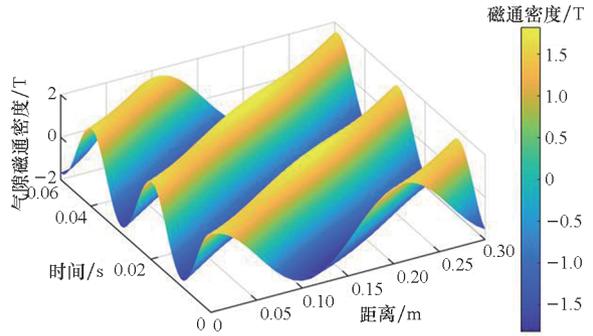
在由第 2 节发卡式填充结构的直线式移相变压器气隙磁场求解可知,端部半填充槽和端面磁通会对直线式移相变压器的气隙磁场造成一定的影响,使其产生一定程度的畸变。本小节首先通过解析法求解考虑半填充槽和端面磁通影响下直线式移相变压器的气隙磁场,然后通过有限元仿真,对解析计算结果进行验证。

图 10 是通过解析法求得的两种结构气隙磁通密度空间分布及纵向示意图,图 11 是同一时刻下有限元与解析结果的对比示意图,图 12 是出入口端及半填充绕组下气隙磁场仿真示意图。通过分析可知:

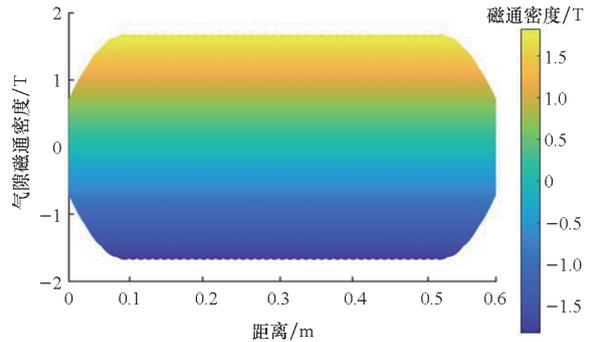
1) 在正常运行的工况下,直线式移相变压器的气隙磁场在时间、距离上均近似为正弦分布,图 10(b)、(d)可以看出两种结构两端的气隙磁通密度幅值均约为中间级的一半。这是因为直线式移相变压器的两端存在对气隙磁场造成干扰的行波磁场,称为入端行波磁场和出端行波磁场,这种行波磁场均为衰减的,但衰减速度较快、幅值较小,仅在靠近边端的位置出现,由



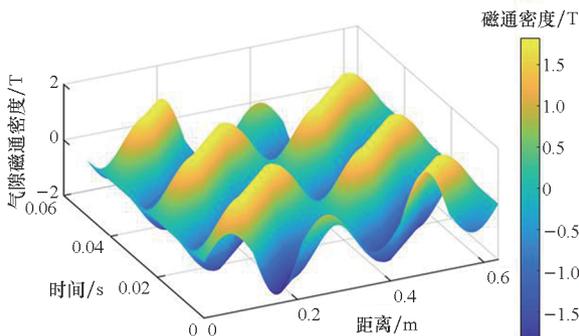
(b) 中部半填充结构气隙磁通密度纵向图
(b) Longitudinal view of the air-gap magnetic density of the half-filled structure in the middle



(c) 发卡式填充结构气隙磁通密度空间图
(c) Air-gap magnetic density space diagram of the hairpin filling structure



(d) 发卡式填充结构气隙磁通密度纵向图
(d) Longitudinal view of the air-gap magnetic density of the hairpin filling structure



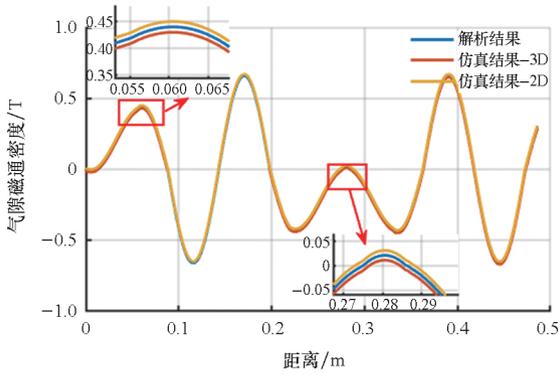
(a) 中部半填充结构气隙磁通密度空间图
(a) Air-gap magnetic density space diagram of the half-filled structure in the middle

图 10 解析法中两种结构气隙磁通密度空间分布及纵向示意图

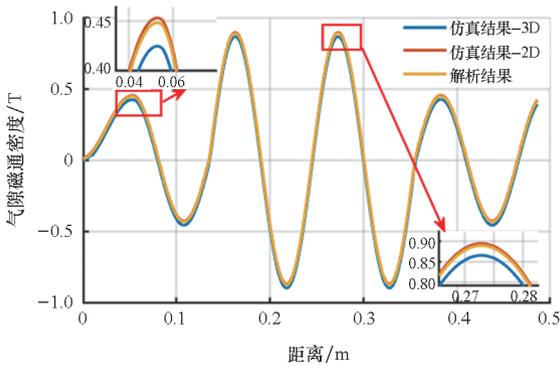
Fig.10 Spatial distribution and longitudinal schematic diagram of the air-gap magnetic flux density of the two structures in the analytical method

图 12(a)、(c)可知。

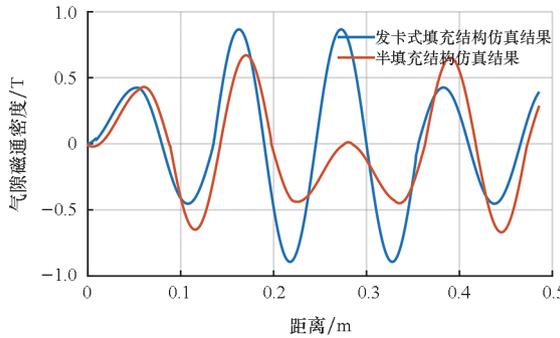
2) 连接处存在半填充槽时,该区域内的气隙中也会产生脉振磁场,从而造成气隙磁场的畸变。从图 10(b)和图 11(a)中可以看出,气隙磁通密度在中间距离处幅值减小,周期变长。



(a) 中部半填充结构气隙磁通密度对比图
 (a) Comparison of air-gap magnetic densities of the half-filled structure in the middle



(b) 发卡式填充结构气隙磁通密度对比图
 (b) Comparison of air-gap magnetic density of the hairpin filling structure



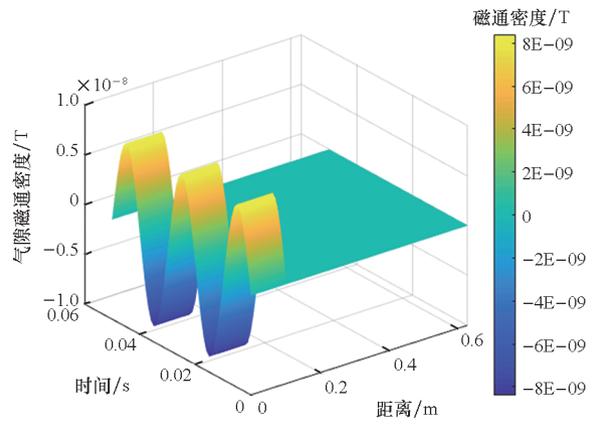
(c) 两种结构三维仿真对比图
 (c) 3D simulation comparison diagram of the two structures

图 11 $t = 26 \text{ ms}$ 时两种结构气隙磁通密度对比示意图
 Fig. 11 Schematic diagram of the comparison of air-gap magnetic flux density of the two structures at $t = 26 \text{ ms}$

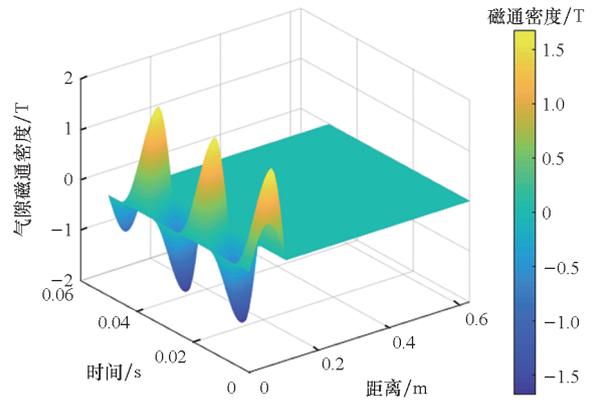
3) 由图 12(b)、(d) 可以看出, 当边端存在半填充绕组时, 该处的磁场会产生一定程度的畸变, 但总体趋势仍是正弦分布。

4) 由图 11(a)、(b) 可以看出二维有限元的结果要高于解析结果, 而三维有限元的结果略低

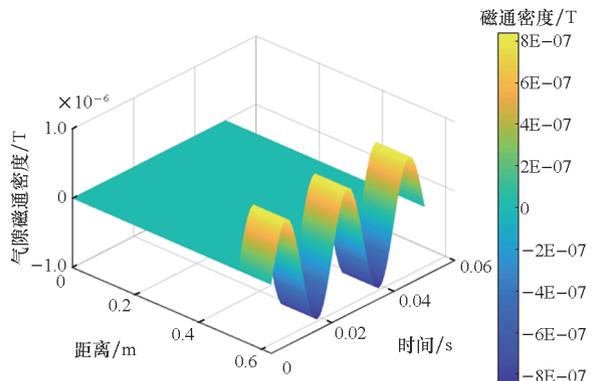
于解析结果, 这是因为三维有限元中考虑了绕组长度的影响, 相对来说更为精确。图 11(c) 中则表明连接处采用发卡式连接时, 会提高气隙磁通密度, 消除半填充槽的影响。



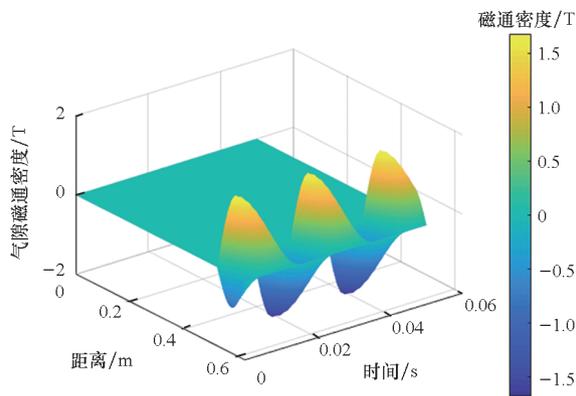
(a) 入端行波磁场空间图
 (a) Spatial diagram of the traveling wave magnetic field at the input end



(b) 入端半填充绕组处磁场空间图
 (b) Spatial diagram of the magnetic field at the input half-filled winding



(c) 出端行波磁场空间图
 (c) Spatial diagram of the traveling wave magnetic field at the outgoing end



(d) 出端半填充绕组处磁场空间图

(d) Spatial diagram of the magnetic field at the output half-filled winding

图 12 出入端及半填充绕组下气隙磁场解析示意图

Fig. 12 Analytical schematic diagram of the air-gap magnetic field under the inlet and outlet and half-filled windings

4 总结

在原有直线式移相变压器的基础上,借鉴直线电机相关理论,设计了一款发卡式填充结构的直线式移相变压器,通过总结可知:

1) 发卡式填充结构的直线式移相变压器正常工况下系统效率大于 85%, PUF 小于 1, VR 小于 10。相比于圆形移相变压器,发卡式填充结构的移相变压器的 VR 更低;而在未满载的工况下,发卡式结构的效率要高于圆形结构;空载工况下的 THD 升高,带载情况下逐渐降低,额定负载时基本持平。但是由于绕组空间分布和直线式特殊结构的问题,这种结构存在一定程度的输出不平衡问题,但会随着负载的增加而减小。总体来说,各项指标均满足国家标准。相比于双层不等节距结构以及克莱姆结构,通过发卡式的模块连接方式,能够有效减小模块化直线式移相变压器的铁心及绕组体积,降低成本。其优势在于:更容易调节的气隙、范围更广的移相角度、更小的体积,适用于对体积尺寸要求较高的场所。

2) 这种结构能有效解决原有结构绕线方式复杂、体积大、不易进行模块化串并联等问题。同时改善了模块化连接时,连接处半填充槽引起的一次侧的激磁电流密度降低、气隙磁场畸变等问题。

3) 通过解析与仿真验证对比结果表明,对于所设计的发卡结构的直线式移相变压器,输出波形较好,气隙磁场畸变较小,更容易进行模块化链接。

4) 对于多极或者多相直线式移相变压器,这种结构的适应性较强,可用于对体积要求比较高、大功率等场所。

参考文献 (References)

- [1] PAICE D A, FLA P H. Multi-pulse converter system: 4876634 [P]. 1989 - 10 - 24.
- [2] 雷建华, 朱志勇. 自耦调压移相变压器电压、电流和磁势相量分析 [J]. 变压器, 2006, 43(10): 12 - 15.
LEI J H, ZHU Z Y. Vector analysis of voltage, current and magnetic potential in phase shift regulating auto-transformer [J]. Transformer, 2006, 43(10): 12 - 15. (in Chinese)
- [3] ALBRECHTOWICZ P, ROZEGNAŁ B, CISEK P. Comparison of phase-shifting transformers properties [J]. Energies, 2022, 15(17): 6224.
- [4] YAN X W, DENG W J, WANG G H, et al. Research on novel var compensator based on dual-rotary phase-shifting transformers and its control strategy [J]. International Journal of Electrical Power & Energy Systems, 2023, 144: 108632.
- [5] ABDOLLAHI R. T-connected autotransformer based 36-pulse AC-DC converter for power quality improvement [J]. Przegląd Elektrotechniczny, 2012, 88: 321 - 327.
- [6] ABDOLLAHI R, JALILIAN A. Application of pulse doubling in star-connected autotransformer based 12-pulse AC-DC converter for power quality improvement [J]. International Journal of Electrical and Computer Engineering, 2011, 5(8): 1093 - 1101.
- [7] ABDOLLAHI R, GOLCHOB M. Electric and magnetic comparison of two 10-phase autotransformers [J]. Ain Shams Engineering Journal, 2022, 13(4): 101662.
- [8] JIANG D, PENG X K, LIU Z C, et al. Vibration performance of a power electronic transformer under different phase-shift modulation methods [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2022, 58(6): 7529 - 7538.
- [9] 王铁军, 饶翔, 姜小弋, 等. 用于多重化逆变的移相变压器 [J]. 电工技术学报, 2012, 27(6): 32 - 37.
WANG T J, RAO X, JIANG X Y, et al. A phase-shift transformer applied in multi-module inverters [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2012, 27(6): 32 - 37. (in Chinese)
- [10] 王铁军, 方芳, 姜晓弋, 等. 圆形变压器在 24 脉波整流系统中的应用 [J]. 电工技术学报, 2016, 31(13): 172 - 179.
WANG T J, FANG F, JIANG X Y, et al. Application of round-shaped transformers in 24 pulses rectifier systems [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2016, 31(13): 172 - 179. (in Chinese)
- [11] 王众, 赵镜红, 孙盼, 等. 平板式移相变压器的磁场分析 [J]. 船电技术, 2014, 34(12): 35 - 38.
WANG Z, ZHAO J H, SUN P, et al. Field analysis of flat phase-shifting transformer [J]. Marine Electric & Electronic Engineering, 2014, 34(12): 35 - 38. (in Chinese)
- [12] 赵镜红, 马远征, 孙盼. 基于直线式移相变压器的多重叠加逆变系统 [J]. 电力自动化设备, 2019, 39(12): 183 - 188.
ZHAO J H, MA Y Z, SUN P. Multi-module inverter system based on linear phase-shifting transformer [J]. Electric Power Automation Equipment, 2019, 39(12): 183 - 188. (in Chinese)

- [13] 孙盼, 赵镜红, 熊欣, 等. 用于多脉波整流的直线式移相变压器[J]. 电工技术学报, 2017, 32(增刊1): 169-177.
SUN P, ZHAO J H, XIONG X, et al. A linear-shaped phase-shift transformer applied in multi-pulse rectifier [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2017, 32(Suppl 1): 169-177. (in Chinese)
- [14] 赵镜红, 许浩, 郭国强. 12/3 相直线式移相变压器设计[J]. 海军工程大学学报, 2021, 33(4): 1-6.
ZHAO J H, XU H, GUO G Q. Design of 12/3 phase linear phase-shifting transformer[J]. Journal of Naval University of Engineering, 2021, 33(4): 1-6. (in Chinese)
- [15] 黄垂兵, 许金, 马伟明, 等. 分段供电六相圆筒式直线感应电动机数学模型[J]. 国防科技大学学报, 2016, 38(6): 18-23.
HUANG C B, XU J, MA W M, et al. Mathematical model of six-phase block feeding cylindrical linear induction motor[J]. Journal of National University of Defense Technology, 2016, 38(6): 18-23. (in Chinese)
- [16] 卢卫国. 中低速磁悬浮列车直线感应电机端部磁场研究分析[D]. 成都: 西南交通大学, 2020.
LU W G. Research and analysis of the end magnetic field of the linear induction motor of middle-low speed maglev train[D]. Chengdu: Southwest Jiaotong University, 2020. (in Chinese)
- [17] 闫少强. 感应板缺失时城轨交通直线感应电机特性的解析计算与分析[D]. 北京: 北京交通大学, 2019.
YAN S Q. Analytical calculation and analysis of characteristics of linear induction motor considering the discontinuous secondary plate in urban rail transit [D]. Beijing: Beijing Jiaotong University, 2019. (in Chinese)
- [18] GUO G Q, ZHAO J H, XIONG Y Y, et al. Analytical calculation of open-circuit magnetic field in linear phase-shifting transformer based on exact subdomain model [J]. IEEE Transactions on Electrical and Electronic Engineering, 2022, 17(1): 72-81.
- [19] 杨通. 高速大推力直线感应电机的电磁理论与设计研究[D]. 武汉: 华中科技大学, 2010.
YANG T. Theoretical study and electromagnetic design for high-speed and high-thrust linear induction motor [D]. Wuhan: Huazhong University of Science and Technology, 2010. (in Chinese)
- [20] 龙遐令. 直线感应电动机的理论和电磁设计方法[M]. 北京: 科学出版社, 2006.
LONG X L. Theory and electromagnetic design method of linear induction motor[M]. Beijing: Science Press, 2006. (in Chinese)
- [21] 采军, 王淑红, 庞聪. 一种考虑横向端部效应影响的直线感应电机电磁设计方法[J]. 西北工业大学学报, 2021, 39(5): 1114-1121.
CAI J, WANG S H, PANG C. Electromagnetic design method of linear induction motor considering lateral end effect[J]. Journal of Northwestern Polytechnical University, 2021, 39(5): 1114-1121. (in Chinese)
- [22] 王宇. 长初级双边直线感应电机性能优化与温度场分析[D]. 北京: 北京交通大学, 2023.
WANG Y. Performance optimization and temperature field analysis of long primary double sided linear induction motor[D]. Beijing: Beijing Jiaotong University, 2023. (in Chinese)
- [23] 马杰芳. 双边型长初级直线感应电机推力优化研究[D]. 北京: 北京交通大学, 2020.
MA J F. Research on electromagnetic thrust optimization of double sided long primary linear induction motor [D]. Beijing: Beijing Jiaotong University, 2020. (in Chinese)
- [24] 刘慧娟, 马杰芳, 张千, 等. 双边型长初级直线感应电机电磁推力特性研究[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(增刊1): 268-277.
LIU H J, MA J F, ZHANG Q, et al. Research on electromagnetic thrust characteristic of double sided long primary linear induction motor[J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39(Suppl 1): 268-277. (in Chinese)