

doi:10.11835/j.issn.1000-582X.2018.07.008

# 可动磁柱式粗调/微调复合调感电抗器原理

官瑞杨, 魏新劳, 王永红, 陈庆国

(哈尔滨理工大学 工程电介质及其应用技术教育部重点实验室, 哈尔滨 150080)

**摘要:**电力电抗器电感值的快速可调和局部微调在电力系统运行过程中具有重要作用。为此, 提出一种可实现粗调/微调复合调感的电抗器原理, 通过调节两磁柱之间的平行间距使工作磁路及其磁阻发生改变进而实现电感值连续调节。结合磁路的欧姆定律推导电感值理论计算公式; 建立电抗器三维磁场仿真模型, 运用有限元法计算磁场分布和电感值; 详细分析电感调节特性。研究表明: 可动磁柱的位置使工作磁路发生改变, 工作磁路由一条变成 3 条, 再由 3 条过渡为 2 条; 电感值与调节距离呈双指数规律变化, 随着调节距离增大, 电感值减小; 电感调节特性曲线分为快速调感区、过渡区和微调调感区 3 个区域; 这种电抗器可实现粗调/微调复合调感。

**关键词:**电抗器; 可调电感; 可动磁柱; 粗调/微调

**中图分类号:** TM472

**文献标志码:** A

**文章编号:** 1000-582X(2018)07-058-09

## Coarse-tuning/fine-tuning adjustment theory of moveable magnetic-pillar reactor

GUAN Ruiyang, WEI Xinlao, WANG Yonghong, CHEN Qingguo

(Key Laboratory of Engineering Dielectrics and Its Application, Ministry of Education,  
Harbin University of Science and Technology, Harbin 150080, P.R.China)

**Abstract:** Coarse-tuning and fine-tuning adjustment of the power reactor's inductance is very important for the operation of power system. Thus, a theory is proposed that could achieve the coarse-tuning and fine-tuning adjustment of inductance by adjusting the distance between the two magnetic-pillars to change the working magnetic circuits and its reluctance so as to achieve a continuous adjustment of inductance. Combined with magnetic circuit of Ohm's law the calculating formula of inductance could be deduced; modeling reactor's 3D magnetic-field, magnetic flux density and inductances could be calculated by finite element method. And the feature of inductance's adjustment curve is analysed in detail. The results show that the position of moveable magnetic-pillar could change the working magnetic circuit, and the number of working magnetic circuits changes from one to three, then from three to two; the relationship between inductance and the distance of two magnetic-pillars is a double exponential function. When the distance between the two magnetic-pillars increases, the inductance decreases; the inductance's adjustment curve is composed of three areas: coarse-tuning area, transition area and fine-tuning area. The reactor based on this

**收稿日期:** 2018-04-05

**基金项目:** 国家自然科学基金资助项目(51277046); 高等学校博士学科点专项科研基金资助项目(20122303110007)。

Supported by National Natural Science Foundation of China(51277046) and Specialized Research Fund for Doctoral Program of Higher Education(20122303110007).

**作者简介:** 官瑞杨(1988—), 男, 博士研究生, 主要从事可调电力电抗器设计和高电压外绝缘的研究,  
(E-mail)guanry17@mails.tsinghua.edu.cn。

theory could achieve coarse-tuning/fine-tuning adjustment of inductance.

**Keywords:** reactor; adjustable inductance; moveable magnetic-pillar; coarse-tuning/fine-tuning

可调电力电抗器是一种最普遍的电气设备,它根据使用场合的需求实时调节自身线圈电感值,在电力系统中得到广泛应用。例如,电抗器在电力系统中可以补偿无功功率,使各个重要节点的电位维持在一定水平,提高供电可靠性及电能质量;在中性点不直接接地系统中,当输电线路发生单相接地故障时,可以在变压器中性点与大地之间安装铁芯电抗器,利用流过电抗器的感性电流补偿故障点的容性电流,使电弧易于在电流过零时自行熄灭,因此这种电抗器被称为消弧线圈;在长输电线路空载或轻载时,由于分布参数电路对地杂散电容的影响使线路末端电压高于首端电压,这时就需要在合适的位置安装一定容量的并联电抗器以提高系统沿线电压分布质量<sup>[1-3]</sup>。每种应用场合对电抗器的要求各不相同,一些应用场合不要求电抗器的电感值可调,而一些场合要求电抗器的电感值必须在大范围内可调,甚至有时要求电感值的调节速度足够快,如限制短路电流、动态滤波等场合;还有一些敏感场合却需求电感值能精确定位或者能够在所需值附近做细微调节,如无线通信调谐、选频和无线收发等场合。基于以上情况,对可调电力电抗器的研制是有价值和实用意义的。

目前,按照可调电抗器的调节方法可以分为<sup>[4-8]</sup>:传统机械式可调电抗器(包括调匝式和调气隙式)、晶闸管可控电抗器(TCR, thyristor controlled reactor)、直流磁控型可调电抗器(包括磁阀式、直流磁饱和式、裂心式和正交铁心式)、交流磁控可调电抗器(包括变压器式、电容式和磁通可控式)、基于脉宽调制技术的可控电抗器(PWMR, pulse width modulation reactor)和超导可控电抗器(包括失超式和非失超式)。这几种电抗器都可以实现大范围调节电感值。但它们都有不足之处:传统机械调匝式电抗器因其电感值不能连续调节而受到应用限制;晶闸管可控电抗器在调节过程中会产生大量谐波,对电网造成污染,并且由于晶闸管直接串联在电路中对其耐压和散热的要求很高,难以在超高压电网中应用;直流磁控型可调电抗器在工作过程中由于部分铁芯材料处于饱和状态使损耗增大,同时因其含有电力电子器件而具有较大的谐波污染;交流磁控型可调电抗器采用变压器的结构实现电抗器的功能,但因其分级控制而不能连续平滑调节电感值而受到一些限制;PWM型可控电抗器因其控制复杂、耐压水平低而只应用于低压场合;超导可控电抗器存在失超后恢复的问题,在实际应用中控制比较困难。关于电感线圈的微调方法大致分为3种:单层线圈微调、多层线圈微调和带铁芯线圈微调。单层线圈的微调方法即在线圈端部留出半匝做为微调匝,转折或移开这半匝线圈即可微调电感值;多层线圈的微调方法是把整个线圈分段绕制,通过调节每段线圈的距离(也就是调节线圈之间的互感)达到微调的目的;带铁芯线圈的微调方法是靠调节铁芯在线圈中的位置(改变磁场分布情况)来微调电感值。在以上这些电抗器原理中,一些电抗器只具备电感值快速调节的功能,而另一些电抗器则只具备电感值细微调节的功能,也就是说它们不能同时实现粗条/微调复合调感的目的。

研究从磁路的欧姆定律出发,提出一种靠改变可动磁柱与固定磁柱之间的平行间距来调节电感值的方法,该方法不仅能实现电感值的粗调和快速调节,还能实现电感值的细微调节。若配合一套传动系统来控制可动磁柱,这种电抗器既能适用于快速调感的场合,还能用于电感值细微调节的场合。利用有限元法计算磁场分布和电感值,分析电感调节特性曲线,仿真验证了这种电抗器调感方法的正确性。

## 1 工作原理

对于电路参数而言,电抗器主要体现为电感值。正常工作时,通入线圈的交流电流建立交流磁动势,磁动势产生的交流磁通沿铁芯及其中的气隙形成闭合磁路(为防止铁芯材料饱和而在铁芯结构中设置空气隙),结合磁路欧姆定律、磁链计算公式和安培环路定律进行分析<sup>[9-11]</sup>:

$$\begin{cases} F = NI = R_l \varphi = (R_a + R_i) \varphi \approx R_a \varphi, \\ \psi = N\varphi = LI, \\ \oint_l H \cdot dl = (H_i l_i + H_a l_a) \approx H_a l_a = NI, \end{cases} \quad (1)$$

式中: $F$ 为交流磁动势; $N$ 为线圈匝数; $I$ 为交流电流有效值; $R_t$ 为磁路中的总磁阻; $R_i$ 为铁芯磁阻; $R_a$ 为气隙磁阻; $\varphi$ 为交流磁通; $\psi$ 为磁链; $L$ 为电感值; $H_i$ 为铁芯中磁场强度; $H_a$ 为气隙中磁场强度; $l_i$ 为铁芯磁路长度; $l_a$ 为气隙沿磁通流向的长度。

式(1)中出现约等号是因为:铁芯材料的相对磁导率远远大于气隙的相对磁导率(即认为 $R_a \gg R_i$ ),可忽略掉铁芯磁阻;同时,通常情况下 $l_a < l_i$ ,但由于 $H_a \gg H_i$ ,使得 $H_a l_a \gg H_i l_i$ 。

结合 $B = \mu_0 \mu_r H$ ,磁阻的理论计算公式<sup>[12-14]</sup>为

$$R = \frac{l}{\mu_0 \mu_r S}, \quad (2)$$

式中: $l$ 为磁阻长度(沿磁通方向); $\mu_0$ 为真空磁导率,其值为 $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}$  H/m; $\mu_r$ 为材料的相对磁导率(空气材料的相对磁导率为1,铁磁材料的相对磁导率为几千); $S$ 为磁阻的等效导磁面积; $B$ 为磁感应强度。

推导出电抗器的电感值理论计算公式

$$L \approx \frac{\mu_0 S_a N^2}{l_a}, \quad (3)$$

式中, $S_a$ 为气隙等效导磁面积。 $l_a$ 较小时,可不计气隙边缘效应, $S_a$ 按铁芯截面积计算; $l_a$ 较大时,受气隙边缘效应的影响,磁力线向四周发散,造成气隙等效导磁面积扩大化( $S_a$ 大于铁芯截面积),具体扩大程度与气隙长度和铁芯截面积等参数有关<sup>[15]</sup>,需引进一个气隙等效导磁面积扩大系数 $k$ ( $k > 1$ ),这时 $S_a$ 等于铁芯截面积与 $k$ 的乘积。

可以看出:电感值大小与 $\mu_0$ 、 $S_a$ 和 $N^2$ 呈正比,与 $l_a$ 呈反比。线圈匝数 $N$ 对电感值影响较大,但匝数为整数值,不能连续调节电感值,通常不采用这种方法;对于已经制造成型的铁芯电抗器,铁芯截面积通常无法改变。据此,文中依托特殊的铁芯结构,以调节 $l_a$ 和改变工作磁路为技术手段,实现电感值连续调节。电抗器铁芯结构如图1(a)所示;类比电路如图1(b)所示。

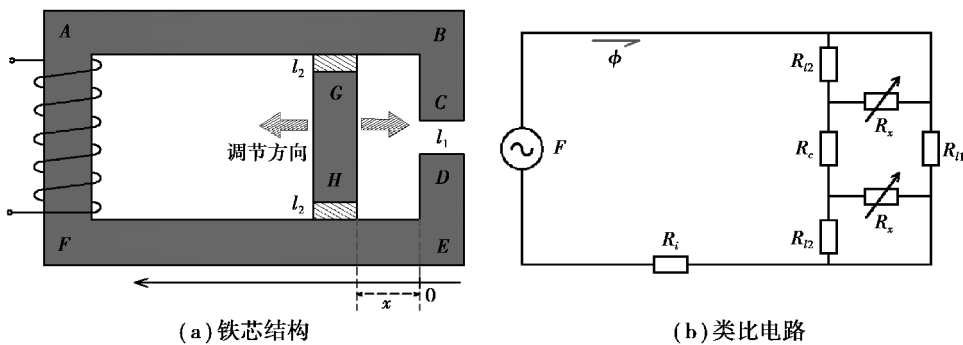


图1 电抗器铁芯结构及其类比电路

Fig.1 Iron core structure and its analog circuit of reactor

图1(a)主磁路结构由铁芯柱 $AF$ 、上铁轭 $AB$ 、带气隙磁柱 $BE$ 和下铁轭 $EF$ 组成;可动磁柱 $GH$ 与带气隙磁柱 $BE$ 平行且横截面均为等面积矩形,这有利于可动磁柱 $GH$ 与带气隙磁柱 $BE$ 紧密接触;可动磁柱 $GH$ 与上、下铁轭之间加装非铁磁性绝缘材料(相对磁导率为1),有利于夹固可动磁柱 $GH$ 以减小振动,同时还具有一定润滑功能;气隙尺寸 $l_1$ 与非铁磁性绝缘材料尺寸 $l_2$ 之间关系: $l_1 = 2l_2$ 。

计铁芯材料磁阻的前提下,图1(b)类比电路中包含7个磁阻。图中 $R_i$ 代表铁芯材料磁阻(除可动磁柱 $GH$ 以外的其他铁芯材料磁阻); $R_c$ 代表可动磁柱 $GH$ 磁阻; $R_{11}$ 代表气隙 $l_1$ 的磁阻; $R_{12}$ 代表非铁磁性材料磁阻; $R_x$ 代表 $C$ 点与 $G$ 点之间的气隙磁阻(也代表 $D$ 点与 $H$ 点之间的气隙磁阻),随着可动磁柱 $GH$ 位置的变化, $R_x$ 为一个变化量。

假设磁阻 $R_x$ 、 $R_{11}$ 、 $R_{12}$ 和 $R_i$ 对应的铁芯截面积都相等。定义:可动磁柱 $GH$ 与带气隙磁柱 $BE$ 之间的距离为 $x$ ,称为调节距离。受铁芯材料相对磁导率的影响, $R_c$ 远远小于 $R_{12}$ 和 $R_x$ ,为方便计算,在不影响计算准度的前提下,可忽略掉可动磁柱 $GH$ 的磁阻 $R_c$ ,此时磁路中总磁阻:

$$R_i = R_i + \frac{2R_{l_1}R_{l_2}R_x}{R_{l_1}R_{l_2} + R_{l_1}R_x + 2R_{l_2}R_x} \quad (4)$$

联合式(2)~式(4)可得在任意调节距离情况下电感值计算公式

$$L(x) = \frac{\mu_0 S_i N^2}{\frac{2l_1 l_2}{(2l_2 k_1 + l_1 k_2) + \frac{l_1 l_2 k_x}{x}} + \frac{l_i}{\mu_{ri}}} \quad (5)$$

式中: $S_i$ 为铁芯截面积; $k_1$ 、 $k_2$ 、 $k_x$ 分别为气隙  $l_1$ 、非铁磁性材料  $l_2$ 、气隙  $R_x$  的等效导磁面积扩大系数,由参考文献知,气隙等效导磁面积扩大系数是关于气隙长度和铁芯截面积的函数; $\mu_{ri}$ 为铁芯相对磁导率,其值取决于材料属性,通常情况下  $\mu_{ri} \approx 2\,000 \sim 3\,000$ ,  $l_i \ll \mu_{ri}$ ,即式(5)中分母最后一项  $l_i/\mu_{ri}$  可忽略不计。可以看出:式(5)中除了调节距离  $x$  之外,其他参数均为定值,电感值  $L(x)$  是关于  $x$  的单调递减函数,调节距离增大,电感值减小,具体变化趋势将在下文分析。

分析 2 种极端情况:调节距离  $x=0$  时,可以认为  $R_x=0$ ,这时几乎全部磁通沿着  $A-B-C-G-H-D-E-F-A$  形成闭合磁路,由于  $R_x$  短路,此时不能忽略铁芯材料磁阻,工作磁路中的磁阻为  $R_i + R_c$ ,电感值最大,工作磁路及类比电路如图 2(a)和图 2(b)所示;当调节距离  $x \gg l_1$  时,可以认为  $R_x = \infty$  (等价于  $R_x$  开路),磁通分别沿着  $A-G-H-F-A$  和  $A-B-E-F-A$  形成闭合磁路,此时可忽略铁芯材料磁阻,工作磁路中的总磁阻由  $R_{l_1}$  和  $R_{l_2}$  构成(2 个  $R_{l_2}$  与  $R_{l_1}$  并联),电感值最小,工作磁路及类比电路如图 2(c)和图 2(d)所示。最大、最小电感值分别为

$$\left. \begin{aligned} L_{\max} &= N^2 / (R_i + R_c) \\ L_{\min} &= (2R_{l_2} + R_{l_1}) N^2 / (2R_{l_2} R_{l_1}) \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

综上,可动磁柱的位置可使工作磁路发生改变,由原来的 1 条工作磁路被“拉”成 2 条工作磁路。

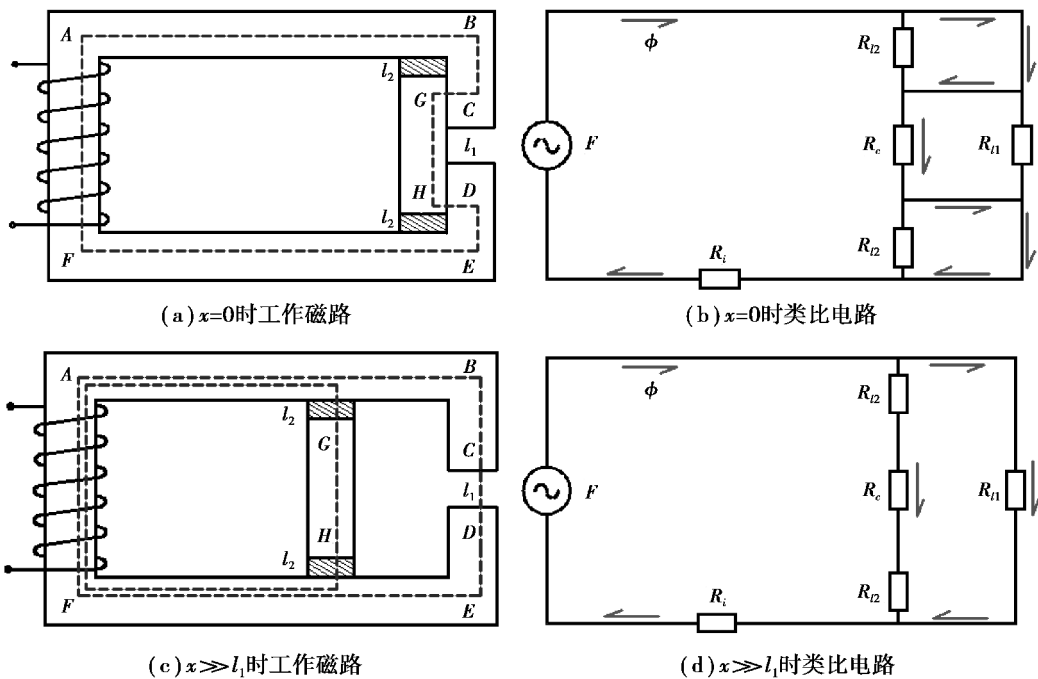


图 2 2 种极端情况时工作磁路及类比电路

Fig.2 Magnetic circuits in the two extreme situation

## 2 仿真验证

### 2.1 仿真原理

有限元法进行磁场仿真的原理是:以麦克斯韦方程组作为分析问题的出发点,建立向量磁位  $A$  的微分

方程,并结合给定的边界条件把边值问题转化为等价的变分方程,把求解域剖分成有限个单元,利用以节点向量磁位  $\mathbf{A}$  为未知数的插值函数对变分方程进行离散化,将求解微分方程的难题转化为一组代数方程组进行求解;再利用 ANSYS 软件强大的后处理功能得到所关心的物理量,例如,磁感应强度  $B$  可由向量磁位  $\mathbf{A}$  的旋度得出( $B = \nabla \times \mathbf{A}$ )、电感值  $L$  可由 LMATRIX 宏命令得出<sup>[16-18]</sup>。

考虑到电抗器的实际工作情况时,做以下假设条件:

- 1) 求解模型内电磁场属于似稳场且当做恒定磁场;
- 2) 铁心材料为均匀、线性、各向同性媒质;

向量磁位  $\mathbf{A}$  满足的边值问题为

$$\left. \begin{aligned} \Omega: \frac{\partial^2 \mathbf{A}}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \mathbf{A}}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 \mathbf{A}}{\partial z^2} &= -\mu \mathbf{J} \\ S_1: \mathbf{A} &= \mathbf{0} \end{aligned} \right\}, \quad (7)$$

式中:向量磁位  $\mathbf{A} = [A_x, A_y, A_z]^T$ ;传导电流密度  $\mathbf{J} = [J_x, J_y, J_z]^T$ ;  $\Omega$  代表整个求解域;  $S_1$  代表无穷远边界,设置为磁力线平行边界条件。

## 2.2 仿真模型

按照图 1 中设计的铁芯结构建立三维磁场仿真模型,单元类型选为 solid117 单元;铁芯模型相对磁导率设定为 2 000,采用六面体自由剖分(free);线圈模型的相对磁导率设定为 1,采用扫掠剖分(sweep);空气模型相对磁导率也设定为 1,采用智能剖分(smart);在线圈模型的中轴线上建立局部圆柱坐标系,并把该坐标系与线圈模型耦合,以便在线圈模型上施加环形电流密度作为激励;为模拟实际工作情况,在电抗器模型外部建立空气模型,并在空气模型的最外层节点上施加磁力线平行边界条件模拟无穷远边界;应用棱边单元法,采用稀疏矩阵求解器,运用 solve 命令进行求解。表 1 列出了仿真模型的几何参数。图 3 给出了电抗器 1/2 模型的单元剖分图。

表 1 仿真模型几何参数

Table 1 The parameters of simulation model

项目	数值	项目	数值
线圈匝数	148	铁芯截面积/mm <sup>2</sup>	2 500
线圈高度/mm	120	铁芯直径/mm	28
线圈厚度/mm	10	铁轭片宽/mm	50
导线规格/mm×mm	2.2×3.2	铁芯总厚/mm	50
气隙长度 $l_1$ /mm	20	铁芯窗高/mm	140
气隙长度 $l_2$ /mm	10	铁芯柱中心距/mm	350

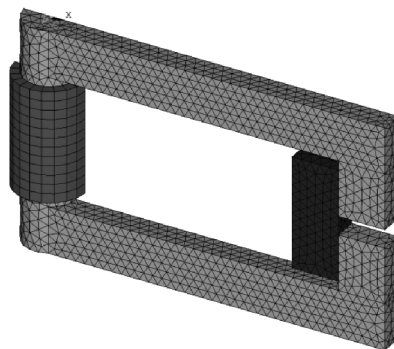


图 3 电抗器 1/2 模型单元剖分图

Fig.3 1/2 meshed model of reactor



### 2.3 仿真结果及分析

仿真结果记录了调节距离分别为 0 mm、10 mm、20 mm、40 mm 和 100 mm 时求解域中磁力线路径和磁感应强度分布,如图 4 所示。调节距离为 0 mm 和 100 mm 时空气中磁感应强度分布(漏磁场),如图 5 所示。记录了调节距离在 0~100 mm 时的线圈电感值,如表 2 所示。

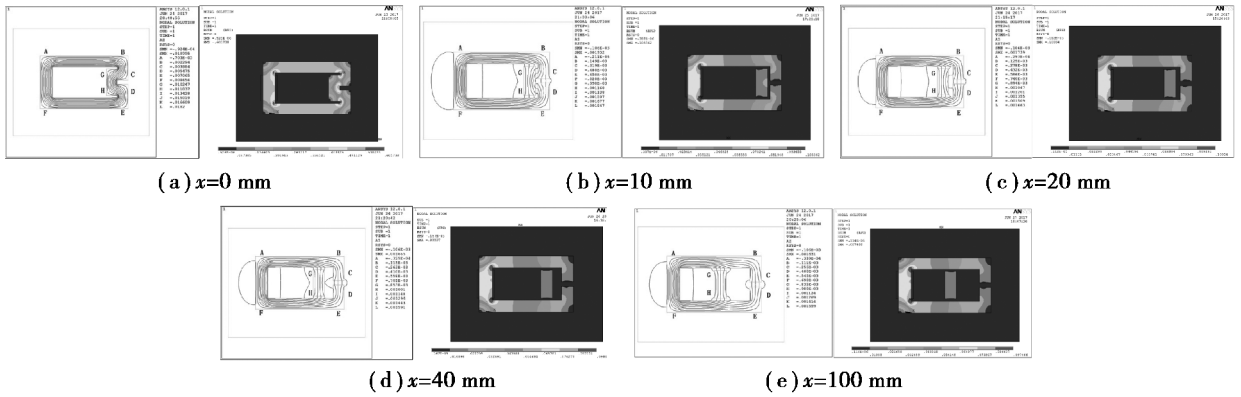


图 4 磁力线路径和磁感应强度分布云图

Fig.4 Magnetic circuits and flux density distribution

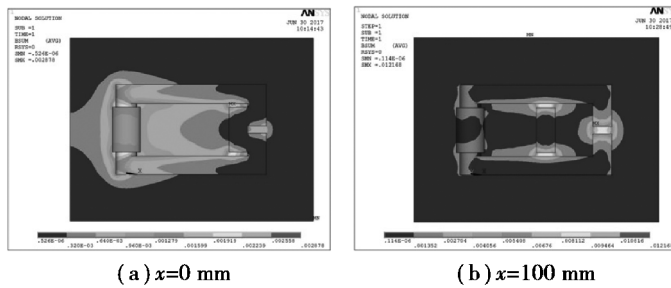


图 5 空气中磁感应强度分布云图

Fig.5 Magnetic flux density distribution in air

表 2  $x = 0 \sim 100$  mm 时线圈电感值

Table 2 The inductance when  $x = 0 \sim 100$  mm

$x$ /mm	$L$ /mH	$x$ /mm	$L$ /mH
0	121.820	18	27.248
1	46.956	20	27.108
2	37.629	25	26.868
3	34.166	30	26.712
4	32.209	35	26.606
5	30.974	40	26.540
6	30.142	45	26.487
7	29.522	50	26.449
8	29.040	60	26.400
9	28.664	70	26.384
10	28.368	80	26.363
12	27.941	90	26.348
14	27.613	100	26.334
16	27.435	—	—

从图4和图5可以看出:调节距离从 $0\sim 10l_2$  mm变化时,工作磁路先由1条变成3条,再由3条工作磁路过渡成2条工作磁路;随着调节距离增大,铁芯中磁感应强度逐渐减小,空气中磁感应强度逐渐增大,这是因为:调节距离增大,总磁阻增大,磁通密度减小,可以理解为铁芯中磁感应强度向周围空气中流失的比例变大。当 $x=0$  mm时磁力线不经过气隙 $l_1$ 和 $l_2$ ,全部沿着 $A-B-C-G-H-D-E-F-A$ 闭合,只形成1个工作磁路,空气中磁感应强度最大值为 $0.002878$  T,铁芯中磁感应强度最大值为 $0.605738$  T,铁芯中磁感应强度是空气中磁感应强度的210倍;当 $x=l_2$  mm时,原工作磁路中约为 $2/3$ 的磁力线被“拉”出,分别沿 $A-G-H-F-A$ 和 $A-B-C-D-E-F-A$ 闭合,剩余 $1/3$ 磁力线仍留在原工作磁路中,此时共形成3条工作磁路,且每条工作磁路中的磁通密度基本相等,这是因为 $x=l_2$  mm时,这3条工作磁路中的磁阻都为 $R_i+2R_{l_2}$ ,另外由于不存在“磁”的绝缘体,原则上求解域中每个节点都有磁感应强度,即使铁芯窗高很大,也会有极少量磁力线从上铁轭穿过空气直接流回下铁轭形成闭合磁路(这部分称为漏磁通);当 $x=2l_2$  mm和 $x=4l_2$  mm时,仍然保持3条工作磁路,但是受调节距离的影响原工作磁路 $A-B-C-G-H-D-E-F-A$ 中磁力线明显少于其他2条工作磁路, $x=4l_2$  mm是3条工作磁路与2条工作磁路的分界点;当 $x=10l_2$  mm时, $R_x\gg R_{l_2}$ ,可以明显看出只存在2条工作磁路,且这2条工作磁路中磁通基本相等,空气中磁感应强度最大值为 $0.012168$  T,铁芯中磁感应强度最大值为 $0.097466$  T,铁芯中磁感应强度是空气中磁感应强度的8倍,还可看出:受气隙边缘效应的影响,在气隙 $l_1$ 和 $l_2$ 处均发生明显的衍射现象(磁力线有发散的趋势)。

### 3 电感调节特性

结合表2中仿真所得数据,绘制 $x=0\sim 100$  mm时粗调/微调电感特性曲线和 $x=20\sim 100$  mm时微调电感特性曲线,又利用Matlab软件的cftool工具对仿真数据进行拟合。拟合结果得出电感调节特性曲线呈双指数规律变化,如图6所示。拟合公式为

$$L = 91.9e^{-1.542x} + 29.65e^{-0.001827x} \quad (8)$$

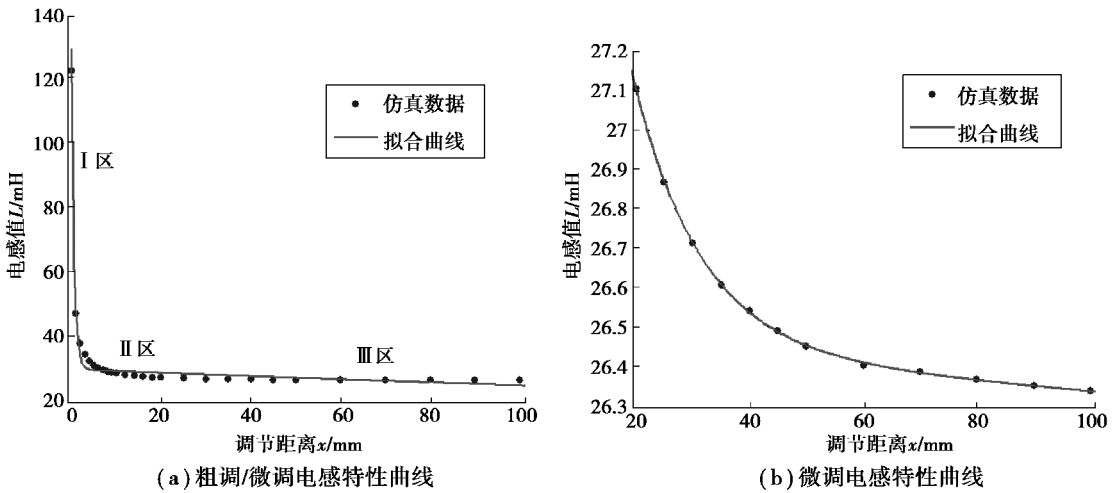


图6 电感调节特性

Fig.6 The inductance curve

从图6可知:随着调节距离 $x$ 从 $0\sim 100$  mm不断增大,电感值不断减小;双指数规律变化的特点是先急后缓,最后无限趋近于一理论值,根据曲线变化趋势进一步细分为3个区域:快速调感区(对应图中I区)、过渡区(对应图中II区)和微调电感区(对应图中III区)。快速调感区 $x < 0.5l_2$  mm时,曲线斜率很陡,电感值迅速减小,调节距离变化 $0.5$ 倍 $l_2$ ,电感值变化 $4$ 倍; $x = 0.5l_2 \sim 2l_2$  mm时,曲线变化趋势较缓,电感值变化量约为 $12\%$ ;当 $x > 2l_2$  mm以后,进入微调电感区,曲线变化非常缓慢,调节距离变化量达 $8$ 倍 $l_2$ ,电感值仅变化了 $2.8\%$ ,这是因为: $x \gg l_2$ 时,可动磁柱的位置对气隙 $l_1$ 处的磁力线分布有影响,改变了气隙等效导磁面积,使电感值发生微小变化,且这种影响随着调节距离的变大越来越不明显,因此图6(b)中微调电感特性曲

线的斜率逐渐减小。电感值的变化范围主要取决于气隙  $l_1$  和  $l_2$  的大小。在  $x=0$  mm 时,仿真计算电感值为 121.82 mH,理论计算电感值为 116.633 mH,相对偏差为 4.2%; $x \gg l_2$  时,仿真计算电感值为 26.334 mH,理论计算电感值为 23.169 mH,相对偏差为 12%,偏差变大是因为:1) $x$  很大时,空气中漏磁通比例增大,无法明确界定主磁通与漏磁通分布关系;2)气隙等效导磁面积扩大系数的不确定性。鉴于理论计算公式中气隙等效导磁面积扩大系数的取值为一近似值,使得计算结果难免偏颇,只能认定理论计算值处在允许范围之内(实际上铁芯电抗器在生产过程中需要反复调节气隙大小才能得到满意的电感值)。鉴于计算机技术的发展,有限元数值计算的方法完全可以模拟真实情况下电抗器的工作状态。因此,笔者认为文中利用 ANSYS 软件仿真计算所得结果具有较好的实际性。

综上,这种电抗器的电感值可以大范围快速可调及局部微调,即实现了粗调/微调复合调感。为使其经济性最佳,可动磁柱位于 I 区以满足快速调节的场合;可动磁柱位于 III 区以满足电感值局部微调的场合。

## 4 结 论

提出一种可动磁柱式粗调/微调复合调感电抗器原理,利用有限元法验证该原理的正确性,得到以下结论:

1)电感值与调节距离呈双指数规律变化,电感调节特性曲线分为 3 个区域:快速调感区、过渡区和微调电感区。 $x < 0.5l_2$  mm 时,曲线急剧变化, $x > 2l_2$  mm 时,曲线变化非常缓慢,实现了电感值大范围快速可调及局部微调。

2)可动磁柱的位置使工作磁路发生改变。调节距离增大,工作磁路由 1 条变成 3 条,再由 3 条工作磁路过渡为 2 条工作磁路。

3) $x=0$  mm 时,只有 1 条工作磁路,该磁路中无气隙,不可忽略铁芯材料磁阻; $x \gg l_2$  mm 时,有 2 条工作磁路,且这 2 条工作磁路中都存在气隙,可忽略铁芯材料磁阻。

## 参考文献:

- [1] Liu W Y, Luo L F, Dong S D. The summarize of power controllable reactor technology[C]//2010 the 3rd International Conference on Power Electronics and Intelligent Transportation System. [S.l.]: IEEE, 2010: 29-33.
- [2] 周勤勇,郭强,卜广全.可控电抗器在我国超/特高压电网中的应用[J].中国电机工程学报,2007,27(7):1-6.  
ZHOU Qinyong, GUO Qiang, BU Guangquan. Application of controllable reactors in China's power grid at extra and ultra voltage level[J]. Proceedings of CSEE, 2007, 27(7): 1-6. (in Chinese)
- [3] 孔宁,尹忠东,王文山.电抗器的可控调节[J].电气应用,2011,48(5):40-44.  
KONG Ning, YIN Zhongdong, WANG Wenshan. Controllable adjustment of reactor[J]. Power Application, 2011, 48(5): 40-44. (in Chinese)
- [4] Bai B D, Chen Z W, Chen D Z. Design and implementation of a novel controllable reactor based on nanocomposite magnetic material[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2015, 51(6): 4464-4469.
- [5] Yu J H, Bai B D, Chen D Z. The research of vector control system harmonic suppression technology based on variable inductance reactor [C]. 17th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), Hangzhou: [s.n.], 2014.
- [6] 吴贵洋,章家岩,陈浩.宽占空比交错控制的三绕组耦合电感 DC/DC 变换器[J].重庆大学学报,2017,40(8):53-61.  
WU Guiyang, ZHANG Jiayan, CHEN Hao. An extended duty ratio DC/DC converter with three-winding coupled inductor[J]. Journal of Chongqing University, 2017, 40(8): 53-61. (in Chinese)
- [7] 江渝,林泽科,刘和平.变压器式可控电抗器在线状态的控制方案[J].重庆大学学报,2010,33(1):67-72.  
JIANG Yu, LIN Zeke, LIU Heping. A novel control method for controllable reactor of transformer type[J]. Journal of Chongqing University, 2010, 33(1): 67-72. (in Chinese)
- [8] 洗冀,程汉湘.三相磁阀式可控电抗器综述[J].电气技术,2014,15(1):1-3.  
XIAN Ji, CHEN Hanxiang. Summary of 3-phase magnetic controllable reactor[J]. Power Technology, 2014, 15(1): 1-3. (in Chinese)
- [9] 魏新劳,官瑞杨.磁楔式可调电抗器原理与分析[J].电机与控制学报,2015,19(11):32-38.  
WEI Xinlao, GUAN Ruiyang. Theory and analysis of magnetic-wedge adjustable reactor [J]. Electric Machines and Control, 2015, 19(11): 32-38. (in Chinese)



- [10] 程汉湘, 何绍洋, 黄超宪. 磁控电抗器的电磁特性分析[J]. 变压器, 2013, 50(8):16-20.  
CHEN Hanxiang, HE Shaoyang, HUANG Chaoxian. Electromagnetic characteristic Analysis of magnetic controllable reactor[J]. Transformer, 2013, 50(8):16-20. (in Chinese)
- [11] Bai B D, Chen Z W, Chen D Z. Design and study on control system of new controllable reactor based on two-phase magnetic material[C]. 11th World Congress on Intelligent Control and Automation, Shenyang: [s.n.], 2014.
- [12] 朱宝森, 关毅, 陈庆国. 正交磁化可控电抗器的设计与特性分析[J]. 电机与控制学报. 2012, 16(5): 26-32.  
ZHU Baosen, GUAN Yi, CHEN Qinguo. Design and characteristic analysis of orthogonal magnetization controllable reactor[J]. Electric Machines and Control, 2012, 16(5): 26-32. (in Chinese)
- [13] 朱旭东. 高压可调电抗器原理和计算[J]. 高压电器, 1990(1): 4-8.  
ZHU Xudong. Theory and calculation of high voltage adjustable reactor[J]. High Voltage Apparatus, 1990(1): 4-8. (in Chinese)
- [14] 赵亮, 张建军. 干式带气隙铁心电抗器电感计算方法[J]. 高压电器, 2012, 48(6): 61-64.  
ZHAO Liang, ZHANG Jianjun. Inductance calculation method for dry-type gapped-iron reactor[J]. High Voltage Apparatus, 2012, 48(6): 61-64. (in Chinese)
- [15] 官瑞杨, 魏新劳, 聂洪岩. 铁心电抗器气隙等效导磁面积计算[J]. 哈尔滨理工大学学报, 2014, 19(4): 6-11.  
GUAN Ruiyang, WEI Xinlao, NIE Hongyan. The calculation of air gap equivalent cross-sectional area in core reactor[J]. Journal of Harbin University of Science and Technology, 2014, 19(4): 6-11. (in Chinese)
- [16] 杜华珠, 文习山, 鲁海亮, 等. 35 kV 三相空心电抗器组的磁场分布[J]. 高电压技术, 2012, 38(11): 2858-2862.  
DU Huazhu, WEN Xishan, LU Hailiang, et al. Distribution of magnetic field for 3-phase air core reactor at 35 kV[J]. High Voltage Technology, 2012, 38(11): 2858-2862. (in Chinese)
- [17] Liang Y P, Zhang F, Zhang H T. Leakage Inductance Calculation and Simulation Research of Extra-high Voltage Magnetically Controlled Shunt Reactor [C]. 2010 International Conference on Mechanic Automation and Control Engineering, Shenyang, China, 2014.
- [18] 谢龙汉, 耿煜, 邱婉. ANSYS 电磁场分析[M]. 北京: 电子工业出版社, 2012: 111-289.  
XIE Longhan, GENG Yu, QIU Wan. Electromagnetic field analysis of ANSYS[M]. Beijing: Publish House of Electronics Industry, 2012: 111-289. (in Chinese)

(编辑 詹燕平)

## (上接第 29 页)

- [9] 朱春恩, 吴铿, 黄德军, 等. 烧结矿粘结相粘结强度特征数的研究[J]. 冶金能源, 2017, 36(3):23-26.  
ZHU Chunen, WU Keng, HUANG Dejun, et al. Research on characteristic number about bonding strength of binding phase in sinter[J]. Energy for Metallurgical Industry, 2017, 36(3):23-26. (in Chinese)
- [10] 李光森, 窦力威, 尚策, 等. 铁酸钙粘结相自身强度的研究[J]. 东北大学学报:自然科学版, 2009, 30(2):225-228.  
LI Guangsen, DOU Liwei, SHANG Ce, et al. Study on self-strength of calcium ferrite binding phase in sinter[J]. Journal of Northeastern University: Natural Science, 2009, 30(2): 225-228. (in Chinese)
- [11] Wu S, Zhang G, Chen S, et al. Influencing factors and effects of assimilation characteristic of iron ores in sintering process[J]. Isij International, 2014, 54(3):582-588.
- [12] Wu S, Zhang G. Liquid absorbability of iron ores and large limonite particle divided adding technology in the sintering process[J]. Steel Research International, 2015, 86(9): 1014-1021.
- [13] Liu D, Zhang J, Liu Z, et al. Effects of liquid infiltration characteristics of iron ores with a high proportion of limonite on sinter strength[J]. Metallurgical Research & Technology, 2016, 113(3): 301-309.
- [14] 吴奇. 烧结矿粘结相的微观组织结构与烧结矿质量的相关规律研究[D]. 贵阳: 贵州大学, 2008.  
WU Qi. Research on related regulation between sinter bond-phase microstructure and sinter quality [D]. Guiyang: Guizhou University, 2008. (in Chinese)
- [15] Verlag S M B H. Schlackenatlas slag atlas[M]. Düsseldorf, Germany: [s.n.], 1981.

(编辑 詹燕平)