

文章编号:1671-6833(2014)01-0015-05

新型正交铁芯三相磁控电抗器的研究

赵国生, 程子霞, 孙可钦

(郑州大学 电气工程学院, 河南 郑州 450001)

摘要:目前的正交铁芯磁控电抗器都是单相结构,按这种结构制造成三相磁控电抗器时成本高.为此,提出一种正交铁芯三相磁控电抗器,首先介绍了该正交铁芯三相磁控电抗器的结构和工作原理,并对其进行了场路耦合电气特性分析,然后用 Ansoft 电磁场分析软件建立该新型三相磁控电抗器三维仿真模型,通过仿真分析验证了该电抗器的空载电流谐波含量很小,且通过调节晶闸管的触发角可以平滑地调节电抗器的电抗特性,最后对该三相磁控电抗器的电磁场分布情况进行了仿真分析.

关键词:正交铁芯三相磁控电抗器(MCR);Ansoft;电磁场仿真

中图分类号:TM72 **文献标志码:**A **doi:**10.3969/j.issn.1671-6833.2014.01.004

0 引言

目前基于磁控电抗器的动态无功补偿装置的优点主要体现在以下几个方面:补偿容量连续平滑可调、设备自身产生的谐波电流含量小、设备抗冲击干扰能力强、使用寿命长、且不需要加滤波装置^[1-4],同时由于磁控电抗器使用的晶闸管承受的电压很低,其晶闸管不需要串并联使用,使其控制部分成本降低,从而在电力系统中得到广泛的应用.

电力系统中的三相磁控电抗器都采用每个铁芯柱加磁阀的三相六柱式磁控电抗器,这种电抗器的铁芯柱与磁轭中的交直流磁通相互叠加,在空载(不加触发角)时其电流波形为间断的尖峰形状、谐波含量很大,随着触发角的减小,其电流波形的导通宽度逐渐变大,谐波电流成分逐渐减小.虽然设计与制造工艺可以保证磁阀结构的三相磁控电抗器的谐波电流含量都在其额定电流的3%以下,但三相磁阀式可控电抗器仍有其自身的缺陷,这主要表现在以下两个方面:①铁芯制造工艺复杂,特别是多级磁阀结构磁控电抗器,制造时需要定制昂贵的铁芯开口刀具,硅钢片的加工工作量大量增加,相应地制造成本增加.②磁控电抗器的噪音增大,其噪音水平远大于同容量变压器的噪音,对环境有较大的噪音干扰,为了减小其噪

音,制造厂家需要使用昂贵的铁芯固定胶进行粘合,即使这样处理后,其噪音水平仍很高.

正交铁芯磁控电抗器由于其交直流铁芯磁路相分离,通过控制正交铁芯上的直流偏磁场可以间接控制交流磁场,它的空载电流接近标准正弦电流波形,谐波成分极小,且由于正交铁芯磁控电抗器不需要在铁芯柱上制造磁阀,可同时节省制造成本、降低磁控电抗器的噪音水平.但国内外学者提出的正交铁芯磁控电抗器都是单相结构^[5-6],这种电抗器的铁芯制造工艺复杂、制造成本高,这是因为需要制作两个独立的工艺复杂的U形铁芯柱(轭),不仅浪费材料,而且占据很大的空间,制作三相磁控电抗器时不适合采用这种结构.为了克服当前磁控电抗器的上述缺陷,笔者提出一种正交铁芯三相磁控电抗器,对磁控电抗器的结构进行改进.该正交铁芯三相磁控电抗器的制造工艺简单,可有效降低三相磁控电抗器的空载电流,同时还可以降低三相磁控电抗器的噪音水平,该结构的正交铁芯磁控电抗器有很好的工程应用价值.

1 正交铁芯三相磁控电抗器结构及原理

1.1 正交铁芯三相磁控电抗器的结构

笔者提出的正交铁芯三相磁控电抗器的结构如图1所示,其铁芯结构为两个三相三柱式(1、

收稿日期:2013-09-01;修订日期:2013-11-09

基金项目:河南省重大科技攻关计划资助项目(092101210105)

作者简介:赵国生(1965-),男,河南南阳人,郑州大学副教授,硕士,主要从事电力电子、滤波器、磁控电抗器等方面的研究,E-mail:zgs410@zzu.edu.cn.

2)铁芯前后并列放置,前面的三柱铁芯左边柱与后面的三柱铁芯的左边柱通过侧视图中两个截面积较小的磁轭构成 A 相铁芯柱,两个铁芯柱上的绕组结构与晶闸管连接方式同单相四柱式磁阀式电抗器的中间两柱连接方式完全相同. 同样,前后两个三柱铁芯的中柱通过它们之间的连接磁轭构成 B 相铁芯柱,前后两个三柱铁芯的右边柱铁芯通过它们之间的连接磁轭构成 C 相铁芯柱,B、C 两相绕组的结构与连接方式的侧视图同 A 相相同. 设每柱的铁芯柱面积为 A_b , 长度为 l , 正视与斜视时上、下磁轭的长度为 l_t 、其面积为 A_{b1} , 铁芯柱的截面积 A_b 要大于其上下磁轭的截面积 A_{b1} ($A_{b1} < A_b$), 每个铁芯柱上都绕有两个匝数为 $N/2$ 的线圈;其上下两线圈之间有一抽头比为 $\delta = N_2/N$ 的抽头,抽头间接可控硅 $K_1(K_2)$;每相不同铁芯柱的上下两个线圈交叉连接后与电网电源并联联接,二极管 D 则横跨在交叉端点.

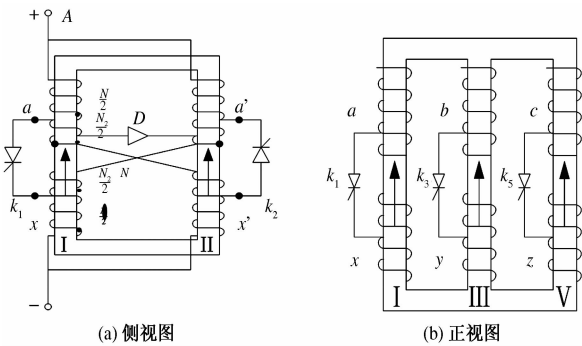


图 1 正交铁芯三相磁控电抗器结构原理图
Fig. 1 Three-phase MCR structure schematic diagram

1.2 正交铁芯三相磁控电抗器的原理

新型正交铁心三相磁控电抗器每相工作电流的调节是通过改变晶闸管的触发角,调节绕组中的直流励磁电流的大小,进而改变铁心柱的磁导率来实现.

现以 A 相为例进行原理性的解释,当晶闸管 K_1, K_2 上不加触发脉冲时,磁控电抗器上通过的电流很小,由于其交流磁通的铁芯柱内无磁阀,而在磁轭部位三相交流磁通的瞬时值叠加为零,其空载电流波形接近完整的正弦波波形,磁控电抗器处于空载状态. 若在电源电压的正半周时,给晶闸管 K_1 施加触发脉冲,让 K_1 导通,在电源电压处于负半周时,给晶闸管 K_2 施加触发脉冲,让 K_2 导通,在忽略晶闸管的正向压降的情况下,在电源电压完整周期内的 K_1, K_2 轮流导通,可起到可控全波整流的作用,改变晶闸管的触发角便可平滑地改变绕组中通过的直流电流,直流控制电流产

生的磁通沿着图 1 侧视图所示的铁芯回路构成闭合路径,而其两个铁芯柱上的交流磁通并不沿该侧视图所示的闭合磁路流过,而是沿正视图中的闭合铁芯磁路流通,交叉连接的二极管 D 起到续流的作用. 这样,通过改变晶闸管的触发角,可以调节绕组中流过的直流电流,绕组中流过的直流电流大小控制该相铁芯柱的饱和程度,进而起到调节轭部磁阀的交流磁通通过量的大小从而改变工作绕组中通过的交流电流的大小.

在正交铁心三相磁控电抗器中,由于每相的直流控制磁通在图 1 侧视图中的两个铁芯柱内形成闭合回路,正视图中每相的交流工作绕组产生的交流工作磁通与其他两相工作绕组中产生的交流工作磁通在铁轭上相加为零,所以可以按照 A 相的分析方法对 B、C 两相的工作原理进行相似的分析.

2 新型磁控电抗器的场路耦合电气特性分析

在对所提出的正交铁芯磁控电抗器的电磁分析时,可假定电网的三相电压是对称的,磁控电抗器的每相磁路结构与绕组结构相同,则三相交流工作电流的磁通也是互相对称的,有 $\phi_a + \phi_b + \phi_c = 0$.

在所提出的新型三相磁控电抗器的结构图 1 的正视图中;自左向右分别为 A 相、B 相、C 相,设每相在对应铁芯柱上的磁通依次为 $\phi_{a1}, \phi_{b1}, \phi_{c1}$, 对应的磁势分别为 F_{a1}, F_{b1}, F_{c1} , 对应的磁感应强度依次为 B_{a1}, B_{b1}, B_{c1} , 流过的交流电流分别为 i_{a1}, i_{b1}, i_{c1} , 控制电流分别为 I_{k1}, I_{k3}, I_{k5} , 心柱高为 l , 磁轭长度为 l_t, μ 为铁芯的磁导率. 后面的三个铁芯柱的对应量用同样符号表示,其下标则分别用 2,4,6 代替 1,3,5 来表示.

当晶闸管不加触发脉冲时,流过磁控电抗器的交流工作电流很小,可认为电抗器处于空载状态,此时磁轭部分磁阻比较大,而铁心柱工作在不饱和状态,磁阻比较小,可近似地认为前后面铁心柱的磁通相等 $\phi_{a1} = \phi_{a2}, \phi_{b1} = \phi_{b2}, \phi_{c1} = \phi_{c2}$, 其中 $\phi_a = \phi_{a1} + \phi_{a2}, \phi_b = \phi_{b1} + \phi_{b2}, \phi_c = \phi_{c1} + \phi_{c2}$. 当 A 相晶闸管 K_1, K_2 轮流导通时,A 相绕组产生的磁动势可由图 2 分析得出:

$$\begin{cases} F_{a1} = (1 - \delta) Ni_{a1} - \frac{\delta N}{2} I_{k1} = \frac{B_{a1}}{\mu} l_t; \\ F_{a2} = (1 - \delta) Ni_{a2} - \frac{\delta N}{2} I_{k1} = \frac{B_{a2}}{\mu} l_t. \end{cases} \quad (1)$$

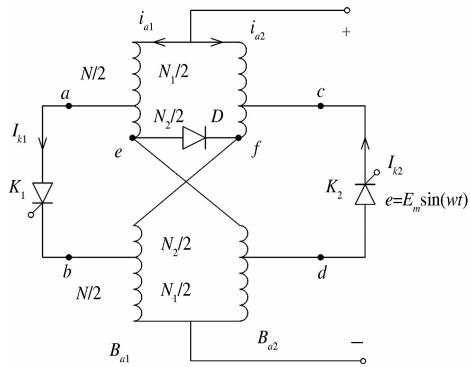


图 2 A 相电路图

Fig. 2 The circuit diagram of A phase

晶闸管 K_1 导通时 A 相的电磁方程^[1]:

$$\begin{cases} \frac{dB_{a1}}{dt} = \frac{\frac{E_m \sin wt}{(1-\delta)N} - \frac{Rf(B_{a1})l_t}{(1-\delta)N^2} + \frac{\delta Rf(B_{a2})l_t}{(1-\delta)N^2}}{\mu \frac{df(B_{a1})}{dB_{a1}}(A_b - A_{b1}) + A_{b1}}; \\ \frac{dB_{a2}}{dt} = \frac{\frac{(1-2\delta)E_m \sin wt}{(1-\delta)N} + \frac{\delta Rf(B_{a1})l_t}{(1-\delta)N^2} - \frac{Rf(B_{a2})l_t}{(1-\delta)N^2}}{\mu \frac{df(B_{a2})}{dB_{a2}}(A_b - A_{b1}) + A_{b1}}. \end{cases} \quad (2)$$

晶闸管 K_2 导通时 A 相的电磁方程:

$$\begin{cases} \frac{dB_{a1}}{dt} = \frac{\frac{(1-2\delta)E_m \sin wt}{(1-\delta)N} - \frac{Rf(B_{a1})l_t}{(1-\delta)N^2} + \frac{\delta Rf(B_{a2})l_t}{(1-\delta)N^2}}{\mu \frac{df(B_{a1})}{dB_{a1}}(A_b - A_{b1}) + A_{b1}}; \\ \frac{dB_{a2}}{dt} = \frac{\frac{E_m \sin wt}{(1-\delta)N} + \frac{\delta Rf(B_{a1})l_t}{(1-\delta)N^2} - \frac{Rf(B_{a2})l_t}{(1-\delta)N^2}}{\mu \frac{df(B_{a2})}{dB_{a2}}(A_b - A_{b1}) + A_{b1}}. \end{cases} \quad (3)$$

式中: E_m 为 A 相电压最大值; R 是线圈的电阻; α 为晶闸管的触发角; A_b, A_{b1} 分别为铁芯柱与磁轭的截面积; δ 为抽头匝数比。

晶闸管 K_1 导通时 A 相前铁芯柱绕组流过的电流为

$$\begin{aligned} i_{a1} &= \frac{F_{a1}}{(1-\delta)N} - \frac{\delta F_{a2}}{(1-\delta)N} \\ &= \frac{2l_t A_b (1+\delta)}{(1-\delta)N\mu} - \frac{2l_t A_b \cos wt}{N\mu}. \end{aligned} \quad (4)$$

晶闸管 K_1 导通时 A 相后铁芯柱绕组流过的电流为

$$i_{a2} = \frac{F_{a2}}{N} = -\frac{2l_t A_b}{N\mu} - \frac{2l_t A_b \cos wt}{N\mu}. \quad (5)$$

A 相绕组流过的直流控制电流为

$$I_{k1} = \frac{\delta E_m (1 + \cos \alpha)}{\pi (1 + \delta) R}. \quad (6)$$

A 相前、后铁芯柱的控制绕组流过的直流电流在侧视图中磁轭部分产生直流磁通,其交流电流的磁通在前后两个正视图所示的磁通中构成回路。

B, C 两相的电磁方程的分析可采用与 A 相相同的分析方法,其磁动势方程分别为

$$\begin{cases} F_{b1} = (1-\delta)Ni_{b1} - \frac{\delta N}{2}I_{k3} = \frac{B_{b1}}{\mu}l_t; \\ F_{b2} = (1-\delta)Ni_{b2} - \frac{\delta N}{2}I_{k3} = \frac{B_{b2}}{\mu}l_t. \end{cases} \quad (7)$$

$$\begin{cases} F_{c1} = (1-\delta)Ni_{c1} - \frac{\delta N}{2}I_{k5} = \frac{B_{c1}}{\mu}l_t; \\ F_{c2} = (1-\delta)Ni_{c2} - \frac{\delta N}{2}I_{k5} = \frac{B_{c2}}{\mu}l_t. \end{cases} \quad (8)$$

晶闸管 K_3 导通时 B 相前铁芯柱绕组流过的电流为

$$i_{b1} = \frac{2l_t A_b (1+\delta)}{(1-\delta)N\mu} - \frac{2l_t A_b \cos(wt - 120^\circ)}{N\mu}. \quad (9)$$

晶闸管 K_3 导通时 B 相后铁芯柱绕组流过的电流为

$$i_{b2} = \frac{F_{b2}}{N} = -\frac{2l_t A_b}{N\mu} - \frac{2l_t A_b \cos(wt - 120^\circ)}{N\mu}. \quad (10)$$

晶闸管 K_5 导通时 C 相前铁芯柱绕组流过的电流为

$$i_{c1} = \frac{2l_t A_b (1+\delta)}{(1-\delta)N\mu} - \frac{2l_t A_b \cos(wt + 120^\circ)}{N\mu}. \quad (11)$$

晶闸管 K_5 导通时 C 相后铁芯柱绕组流过的电流为

$$i_{c2} = \frac{F_{c2}}{N} = -\frac{2l_t A_b}{N\mu} - \frac{2l_t A_b \cos(wt + 120^\circ)}{N\mu}. \quad (12)$$

B, C 相绕组流过的直流控制电流为

$$I_{k3} = I_{k5} = \frac{\delta E_m (1 + \cos \alpha)}{\pi (1 + \delta) R}. \quad (13)$$

3 三相磁控电抗器电磁场分析

3.1 三相磁控电抗器的分析模型

新型三相磁控电抗器的分析模型如图 3 所示,模型中各个参数数值如下:铁芯柱模型的尺寸为 $150 \text{ mm} \times 800 \text{ mm} \times 150 \text{ mm}$,正视与斜视的上、下磁轭的宽度为 90 mm ,每两柱铁芯柱间的距离为 300 mm ,每铁芯柱上绕组线圈匝数为 $1\,200$ 匝,抽头分压匝数比为 3% ,电源电压为幅值等于 $14\,140 \text{ V}$ 的工频交流电压。

按照仿真要求设定铁心、线圈及边界的各种

参数后,再设定电源参数,同时设定好网格剖分参数后,利用 Ansoft 软件对模型进行网格剖分,剖分后的三相磁控电抗器网格结构如图 4 所示。

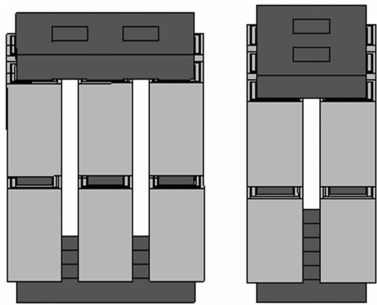


图 3 磁控电抗器分析模型

Fig.3 Simulation model of three-phase MCR

3.2 Ansoft 仿真结果与分析

设定不同的导通角后,计算机进行多次有限元计算,可得出在不同导通角下的工作电流波形。图 5 给出的是新型三相磁控电抗器模型在不同触

发角下三相绕组中流过的电流波形。图 5 中 $ia_1, ia_2, ib_1, ib_2, ic_1, ic_2$ 为三相磁控电抗器由左至右交流绕组中流过的电流,其中 $ia_1 = ia_2, ib_1 = ib_2, ic_1 = ic_2$,由于电流相等造成波形重叠,图中仅显示了三个电流波形。从输出波形可以看出:改变晶闸管的触发角可以平滑地调节电抗器电流,从而改变电抗器的电抗,并且输出电流波形中谐波含量很小。

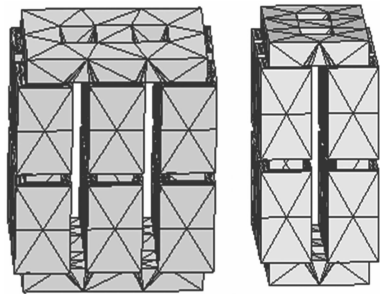


图 4 磁控电抗器的网格划分图

Fig.4 Grid division of three-phase MCR

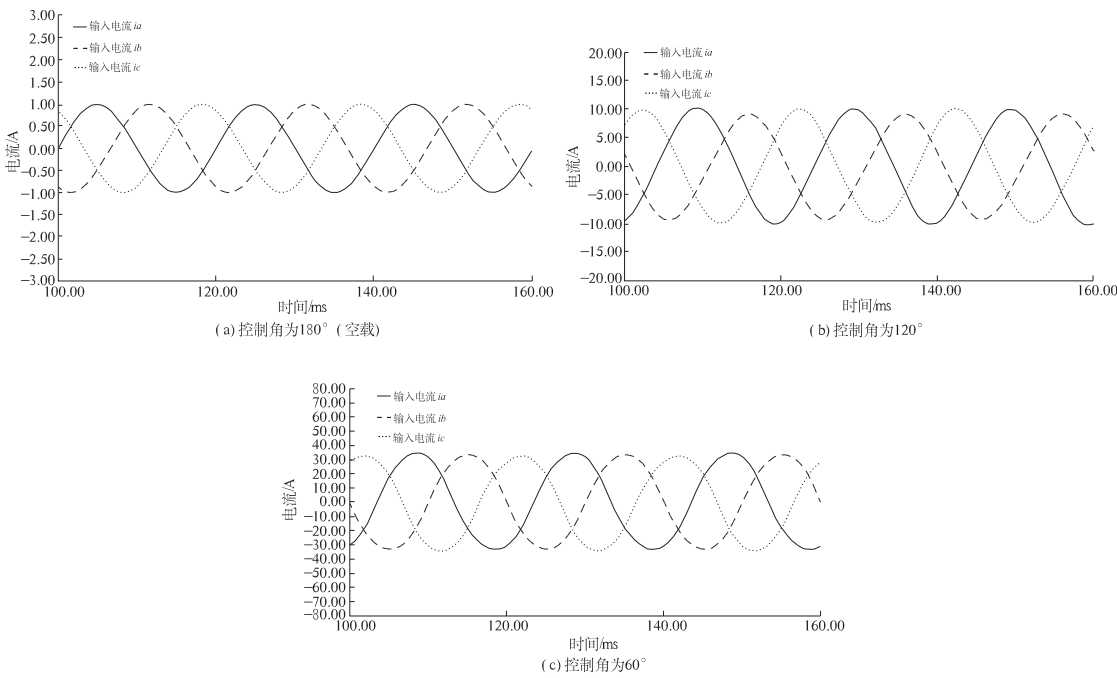


图 5 在不同触发角下流过三相磁控电抗器的电流波形

Fig.5 The current waveform of the three-phase MCR in different triggering angle

图 6(a) 对应于触发角为 60°时的磁密分布、(b) 对应于触发角为 120°时的磁场强度分布,由图中可以看出,随着触发角的增加,直流控制电流减小,磁轭部位的饱和度减小,漏磁减小,相应地可以减小绕组及磁轭部位的涡流损耗。

4 结论

笔者提出了一种新型三相磁控电抗器,介绍

了它的结构和工作原理,同时对所提出的三相磁控电抗器分析模型进行了电磁场有限元计算及工作电流波形仿真,通过分析可以得出如下结论:

- (1) 通过减少三相磁控电抗器的磁轭面积可以取代三相磁控电抗器的磁轭的作用,并且得到与铁芯柱存在磁轭时同样的控制效果。
- (2) 改变晶闸管的触发角可以平滑地调节新型三相磁控电抗器的电流,从而改变电抗器的电抗。

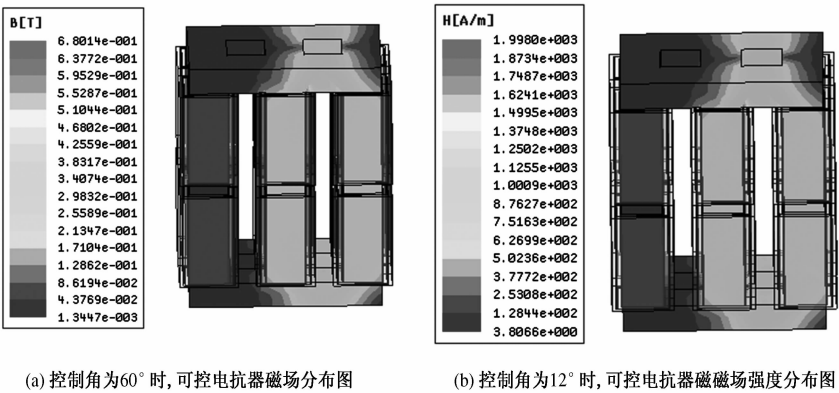


图 6 不同触发角下三相 MCR 内的磁力线分布图形

Fig. 6 The graph of magnetic line in three-phase MCR under different triggering angle

(3) 新型三相磁控电抗器的空载输出电流波形中谐波含量很小。

(4) 新型磁控电抗器由于铁芯柱内不采用分布式磁阀结构,可有效地减低磁控电抗器的噪音水平及制造成本,而其电气性能并不变差。

参考文献：

[1] 陈柏超. 新型可控饱和电抗器理论及应用[M]. 武汉:武汉水利电力大学出版社, 1999.

[2] 刘仁,赵国生,王欢,等. 三相磁阀式可控电抗器的特性仿真分析[J]. 电力系统保护与控制,2011,39

(7):110-114.

[3] 田翠华,陈柏超. 低谐波双级饱和磁控电抗器研究[J]. 电工技术学报,2006,21(1): 19-23.

[4] 宋江保,王贺萍,张战永,等. 三相磁阀式可控电抗器的分析研究[J]. 电力系统保护与控制,2009,37(23): 20-22,40.

[5] 同向前,薛均义. 电子式连续可调电抗器的控制特性[J]. 电力自动化设备,2005,25(1): 25-27.

[6] 牟宪民,王建赟,魏晓霞,等. 新型正交铁芯可控电抗器. 中国电机工程学报,2008,28(21): 57-62.

Research on Novel Orthogonal Core Three-Phase Magnetic Controllable Reactor

ZHAO Guo-sheng, CHENG Zi-xia, SUN Ke-qin

(School of Electric Engineering, Zhengzhou University, Zhengzhou 450001, China)

Abstract: Now the orthogonal core magnetic controllable reactors proposed in the papers are single phase structure,three phase controllable reactor used this structure needs high cost, in order to solve the problem, a novel orthogonal core three-phase magnetic controllable reactor is proposed in this article, its structure and the principle are introduced. The paer conducted the electromagnetic field analysis and circuit characteristic analysis on the proposed controllable reactor. By using Ansoft electric-magnetic field analysis software we established the novel orthogonal core magnetic controllable reactor three-dimensional simulation model, verified the feasibility of adjust the reactor reactance smoothly by adjusting the thyristor’s triggering angle and the less harmonic component in no load, the analysis of the three-phase magnetic controllable reactor’s electromagnetic field distribution is made at the same time.

Key words: orthogonal core magnetic controllable reactor; Ansoft; electromagnetic field simulation