

# 基于分级磁阀结构的三相磁控电抗器谐波抑制研究

高冬梅, 袁海文, 张永斌

(北京航空航天大学自动化科学与电气工程学院, 北京 100083)

**摘要:** 为了降低磁控电抗器 MCR 产生的谐波对电网的影响, 笔者提出将 MCR 工作铁心设计为分级磁阀结构, 并建立了这种铁心结构的磁路等效数学模型。在分析一般磁控电抗器谐波分布特性的基础上, 给出了分级磁阀结构电抗器的谐波抵消原理。计算结果表明分级磁阀结构电抗器将现有 MCR 半极限饱和条件下输入电网的最大谐波电流含量由 6% 降低到 3%。

**关键词:** 分级磁阀; 等效模型; 谐波抵消; 谐波抑制

**中图分类号:** TM474

**文献标志码:** A

**文章编号:** 1001-1609(2008)05-0389-03

## Novel Three-phase Multi-stage Magnetically Controlled Reactor for Harmonic Suppression

GAO Dong-mei, YUAN Hai-wen, ZHANG Yong-bin

(Automation Science and Electrical Engineering College of Beijing Aeronautics and Astronautics University, Beijing 100083, China)

**Abstract:** In order to reduce the harmonic generated by magnetically controlled reactor, a novel structure named multi-stage MCR was proposed. A magnetic circuit equivalent model of the multi-stage MCR was set up. The mechanism of self-harmonic suppression was analyzed. The calculation result shows that the proposed multi-stage MCR greatly reduce the generated harmonics without the assistance of external additional LC filters, reducing the five-order harmonic current from 6% to 3% in the case of half-rated-saturation.

**Key words:** magnetically controlled reactor(MCR); equivalent model; harmonic counteraction; harmonic suppression

### 0 引言

随着新型磁控电抗器 MCR 在国内外得到越来越高的重视, 其应用也越来越广泛, 比如在电气化铁路动态无功补偿装置和可调消弧线圈磁控电抗器等方面的应用。在理论上, 可控电抗器额定工作状态下的磁饱和度  $\beta$  可以选在  $0 \sim 2\pi$ 。在极限饱和条件下, MCR 原边回路中 3、5、7 次谐波电流含量分别降低为 6.9%、2.5%、1.3%。但当  $\beta=2\pi$  时, 由于电抗器铁心充分饱和, 容量达到极限值, 因而过负荷能力受到限制。所以常常将可控电抗器额定磁饱和度  $\beta$  取得很低, 此时, 电抗器注入电网的各次谐波电流幅值将会大大增加。在半极限磁饱和设计条件下, MCR 原边回路中 3、5、7 次谐波电流含量分别为 13%、6% 和 2.8%。

为了进一步减小磁控电抗器的谐波, 文[1]提出用多台电抗器并联运行的方式来抵消所产生的谐波, 这种抑制谐波的方法不仅增加成本而且需要协调控制, 应用起来比较困难。笔者提出一种新的铁心

磁饱和结构——分级磁阀结构的磁控电抗器, 可取得较好的谐波抑制效果。

### 1 三相磁控电抗器原理及谐波分析

3 个单相 MCR 按三角形联结构成的三相 MCR, 见图 1, 具有 3 次谐波补偿回路, 3 倍次的谐波相互抵消而不流入输电线路。所以分析三相 MCR 谐波, 只考虑 5 次以上谐波的情况即可。

如图 1 所示, 设  $I_{ABn}, I_{BCn}, I_{CAn}$  分别为三角形支路中的  $n$  次谐波相电流, 而  $I_{An}, I_{Bn}, I_{Cn}$  为对应的  $n$  次谐波线电流。则 3 次谐波电流可表示为<sup>[2]</sup>

$$I_{AB3} = A_3 \cos(3\omega t + \phi_3)$$

$$I_{BC3} = A_3 \cos(3\omega t + \phi_3 - 3 \times \frac{2\pi}{3}) =$$

$$A_3 \cos(3\omega t + \phi_3 - 2\pi)$$

$$I_{CA3} = A_3 \cos(3\omega t + \phi_3 - 3 \times \frac{4\pi}{3}) =$$

$$A_3 \cos(3\omega t + \phi_3 - 4\pi)$$

可见  $I_{AB3} = I_{BC3} = I_{CA3}$ 。

3 个电流同相位并在三角形中循环, 构成一零

收稿日期: 2007-09-12; 修回日期: 2008-02-18

作者简介: 高冬梅(1975-), 女, 博士研究生, 主要研究方向为检测技术与自动化装置。

序系统。而线电流中的3次谐波电流就变为零。所以3倍次的谐波分量在平衡运行的情况下不可能流入输电线路。进一步分析揭示5倍次及7倍次谐波等在线电流中不能相互抵消。

由于  $I_{A_n} = I_{ABn} - I_{CA_n}$ ,  $I_{B_n} = I_{BCn} - I_{ABn}$ ,  $I_{C_n} = I_{CA_n} - I_{BCn}$ 。所以, 可以通过对相电流的分析得到线电流的情况。由于三相是对称的, 对其中一相分析即可。图2为单相磁控电抗器的原理图<sup>[3,4]</sup>, 图中MCR的主铁心分裂为两半(铁心I和II), 每个铁心柱上分别对称地绕有两个匝数为  $N/2$  的绕组, 且上下绕组各有一匝数比为  $N_q/N$  的抽头, 它们之间接有可控硅  $K_1$  ( $K_2$ ), 不同铁心柱的上下两个绕组交叉连接后并联至电网电源, 二极管则横跨交叉端点。电抗器铁心由两段不同截面的铁心串联组成,  $A_b$  为铁心大截面段面积,  $A_{b1}$  为铁心小截面段面积,  $l$  为小截面段长度。在电抗器的整个容量调节范围内仅有小截面段铁心磁路工作在饱和区而大截面段始终处于未饱和线性区, 所以其磁阻相对于磁饱和状态的小截面铁心段很小, 故在分析时予以忽略。文[5]MCR在不同磁饱和度时的基波和谐波电流标么值为

$$I_1^* = \frac{1}{2\pi} (\beta - \sin\beta)$$

$$I_{2n+1}^* = \frac{1}{(2n+1)\pi} \left[ \frac{\sin n\beta}{2n} - \frac{\sin(n+1)\beta}{2(n+1)} \right] \quad (1)$$

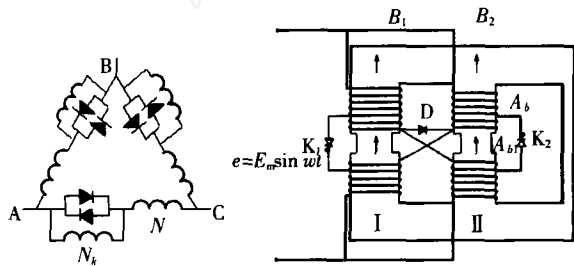


图1 三角形联结的MCR原理图 图2 单相MCR原理图

由式(1)计算得到的3、5、7次谐波电流标么值随磁饱和度变化的曲线, 见图3。在设计MCR时, 其铁心额定磁饱和度可以任意选择, 但不同额定磁饱和度的MCR所产生的谐波却大相径庭。

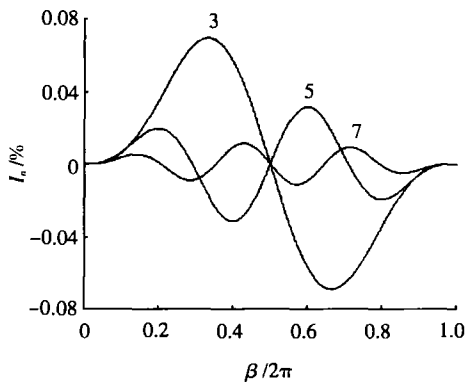


图3 谐波电流随磁饱和度变化的曲线

## 2 新型磁控电抗器的磁路等效数学模型

分级磁阀结构的新磁控电抗器其铁心结构见图4(a), 铁心由3段不同面积的铁心串联组成。图中  $A_b$  为大截面段铁心面积;  $A_{b1}$  为小截面段面积,  $l_1$  为其长度;  $A_{b2}$  为中截面段面积,  $l_2$  为长度。在磁控电抗器的整个容量调节范围内不仅  $A_{b1}$  小截面段工作于饱和和状态,  $A_{b2}$  中截面段也进入饱和状态, 而  $A_b$  大截面段始终工作于磁路未饱和状态。为了便于分析磁路结构, 将其转化为等截面模型。

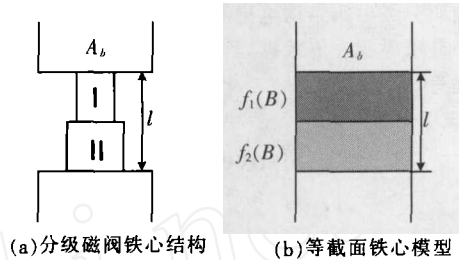


图4 分级磁阀铁心结构与等截面铁心模型

由于大截面铁心始终工作于磁路未饱和状态, 所以可以忽略其磁阻。先计算截面为  $A_{b2}$  的铁心的磁路与空气隙并联的等效模型, 在其等截面模型中, 饱和段铁心截面与大截面  $A_b$  相同, 且由磁特性为  $H_{2e} = f_2(B)$  的材料组成, 由磁通连续性可得  $\phi = BA_b = B_q A_q + B_t A_{b2}$ 。其中  $B_t$  为  $A_{b2}$  截面铁心的磁感应强度。显然  $A_q = A_b - A_{b2}$ , 所以  $B = \frac{A_q}{A_b} B_q + \frac{A_{b2}}{A_b} B_t$ 。

根据文[3]小斜率磁化曲线的假设, 当  $B_t < B_s$  时,  $A_{b2}$  截面段铁心的磁场强度为零即  $H_{2e} = f_2(B_t) = 0$ , 所以  $B = \frac{A_{b2}}{A_b} B_t$ 。可见, 在  $0 < B < (\frac{A_{b2}}{A_b}) B_t = B_s$  的范围内, 等效铁心磁感应强度应为零。若  $B_t > B_s$ , 则  $A_{b2}$  截面段铁心饱和, 磁场强度为  $H_{2e} = \frac{B_t - B_s}{\mu_0} = \frac{B - \frac{A_{b2}}{A_b} B_s}{\mu_0}$ ,

其中  $B_q = \mu_0 f_2(B_t)$ 。所以, 当等效铁心中的  $B > B_s = (\frac{A_{b2}}{A_b}) B_t$  时, 该铁心饱和, 饱和后的磁导率亦为  $\mu_0$ 。综上所述可得原  $A_{b2}$  截面铁心等效为面积为  $A_b$ 、长度为  $l_2$  铁心, 磁化特性为

$$H_{2e} = \begin{cases} 0 & |B| \leq B_s \\ \frac{B - \frac{A_{b2}}{A_b} B_s}{\mu_0} & B > B_s \\ \frac{B - \frac{A_{b2}}{A_b} B_s}{\mu_0} & B < -B_s \end{cases}$$

同理可以计算  $A_{b1}$  截面铁心的磁路与空气隙并联的等效模型, 等效为铁心截面  $A_b$  相同长度为  $l_1$ , 且由磁特性为  $H_{1e} = f_1(B)$  的材料组成。得到最终等效铁心模型见图4(b), 磁化特性为

$$H = \begin{cases} 0 & |B| \leq B_{s1} \\ \frac{B - \frac{A_{b1}}{A_b} B_{ts}}{\mu_0} & B_{s2} \geq B > B_{s1} \\ \frac{B - \frac{A_{b1}}{A_b} K_1 B_{ts} - \frac{A_{b2}}{A_b} K_2 B_{ts}}{\mu_0} & B > B_{s2} \\ \frac{B + \frac{A_{b2}}{A_b} B_{ts}}{\mu_0} & -B_{s1} > B > -B_{s2} \\ \frac{B + \frac{A_{b1}}{A_b} K_1 B_{ts} + \frac{A_{b2}}{A_b} K_2 B_{ts}}{\mu_0} & B < -B_{s2} \end{cases} \quad (2)$$

式(2)中  $B$  为等效截面的磁感应强度;  $B_q$  为空气隙的磁感应强度;  $B_{s1}$  为截面  $A_{b1}$  铁心磁感应强度饱和值;  $B_{s2}$  为截面  $A_{b2}$  铁心磁感应强度饱和值;  $B_{ts}$  为截面  $A_b$  铁心磁感应强度饱和值;  $A_q$  为空气隙面积。等效磁化曲线见图5。

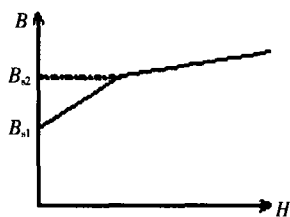


图5 等效磁化曲线

选择不同的截面面积的比值  $A_{b1}:A_{b2}$  可以控制等效磁化曲线的  $B_{s1}$ 、 $B_{s2}$  值,设计截面  $A_{b1}$  与截面  $A_{b2}$  铁心长度  $l_1$  和  $l_2$  的比值可使等效磁化曲线转折点沿水平方向移动。

由于同一铁心  $A_{b1}$  小截面段和  $A_{b2}$  中截面段中的磁感应强度相等,故它们所对应的磁饱和度不同。假定  $\beta_1$  为进入第1段曲线的饱和度,  $\beta_2$  为进入第2段曲线的饱和度,根据安培环路定理

$$\begin{aligned} \sum Hl &= \sum Ni \\ \text{即 } \frac{N}{2} i + N_k i_k &= l_1 f_1(B_1) + l_2 f_2(B_1) \\ \frac{N}{2} i - N_k i_k &= l_1 f_1(B_2) + l_2 f_2(B_2) \end{aligned} \quad (3)$$

式(3)中  $f_1(B)$  为截面  $A_{b1}$  段等效为大截面  $A_b$  段时的等效磁化特性;  $f_2(B)$  为截面  $A_{b2}$  段等效为大截面  $A_b$  段时的等效磁化特性。

由上式解得三角形支路中的电流为

$$i = \frac{l_1}{N} [f_1(B_1) + f_1(B_2)] + \frac{l_2}{N} [f_2(B_1) + f_2(B_2)]$$

所以三角形支路中的谐波分量整理得

$$I_1^* = \frac{1}{2\pi} (\beta_1 - \sin \beta_1 + \beta_2 - \sin \beta_2)$$

$$I_{2n+1}^* = \frac{1}{(2n+1)\pi} \left[ \frac{\sin n\beta_1}{2n} - \frac{\sin (n+1)\beta_1}{2(n+1)} + \frac{\sin n\beta_2}{2n} - \frac{\sin (n+1)\beta_2}{2(n+1)} \right]$$

其中  $\beta = 2 \arccos \frac{B_s - B_d}{B_s}$ 。

当设计满足  $l_1 = l_2$ 、 $A_{b1} = 4A_b/9$ 、 $A_{b2} = 5A_b/9$  时,  $B_{s1} =$

$4B_{s2}/5$ , 求得此时谐波情况见图6、7。

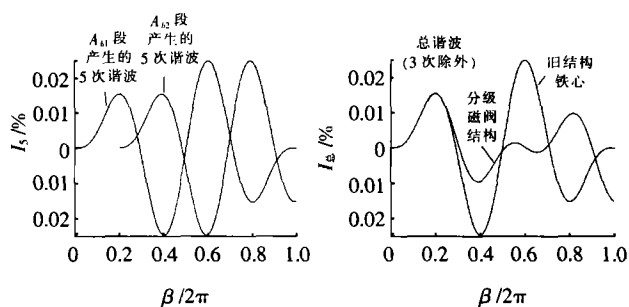


图6 铁心改变前后5次谐波对比 图7 铁心改变前后总谐波对比

由图6可见当  $A_{b2}$  截面进入饱和和工作区域后,  $A_{b1}$  截面产生的5次谐波相位与  $A_{b2}$  截面产生的5次谐波相位相反,近互抵消。所以电抗器输出电流中5次谐波分量大大减小。由图7可知,总的谐波电流亦会大大减小(3次除外)。因为我们研究的是三相三角形联结的MCR,无论3次谐波大小如何,均不流入输电系统,所以可以不予考虑。

### 3 结语

笔者提出了一种分级磁阀结构的可控饱和电抗器,建立了数学模型并对其谐波状况进行了分析。当分级MCR的设计满足  $A_{b2}$  截面段长度与  $A_{b1}$  截面段长度相等、 $A_{b2}$  截面段面积为大截面段面积的5/9、 $A_{b1}$  截面段面积为大截面段面积的4/9时,由两截面段饱和而产生的5次谐波几乎可以自我抵消达到降低输出电流谐波的目的。根据文中得出的谐波相互抵消的原理,如果主要考虑抑制3次谐波,同理可以调整  $A_{b1}$  和  $A_{b2}$  的比例,达到降低3次谐波的目的。

由于这种分级磁阀结构的MCR结构更加复杂,虽然从谐波分析的角度可以降低系统的成本,但有可能增加了铁耗。所以需要在这种分级磁阀结构的其他参数如涡流损耗及发热等情况作进一步研究。

### 参考文献:

- [1] SAKIS MELIPOULOS A P. Effects of DC Ground Electrode on Converter Transformers[J]. IEEE Trans. on Power Delivery, 1994, 9(1): 194-205.
- [2] DIXON J, MORAN L. Reactive Power Compensation Technologies[J]. Proceedings of IEEE, 2005; 93(12): 2 144-2 164.
- [3] PICHER P, BOLDUC L. Study of the Apparent Load Loss Unbalance in Three-phase Transformers [J]. IEEE Saskatoon, 2005(5): 20-24.
- [4] CHEN Bai-chao, KOKERNAK J M. Thyristor Controlled Two Stage Magnetic-valve Reactor for Dynamic Var Compensation in Electric Railway Power Supply Systems [C]// Proceedings of IEEE APEC 2000, New Orleans, LA, USA, 2000: 1 066-1 072.
- [5] 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.