

73-79
(13)

高次谐波对变压器导线规格选择的影响

THE ERRECT OF HIGH HARMONICS ON THE SELECTION OF THE SIZE OF TRANSFORMER CONDUCTOR

吴志强 曾祥仁
Wu Zhiqiang Zeng Xiangren
(重庆大学电气工程系)

TM402

摘要 通过对高次谐波引起的变压器绕组额外附加损耗的分析计算,认为大中型整流变压器和换流变压器在设计阶段选择导线规格时,应考虑谐波的影响。

关键词 变压器;谐波;导线, 高次谐波

中国图书资料分类法分类号 TM402

ABSTRACT This paper analyses the additional stray losses of transformer winding caused by harmonics, and suggests that the influence of harmonics should be taken into consideration in the selection of the conductor's size in rectifier transformer and converter transformer design.

KEY WORDS transformer; harmonics; conductor

0 引言

带有整流性负载的整流变压器和换流变压器,由于其负载的非线性,使得负载电流的波形发生了畸变,形成了含有大量高次谐波的非正弦波,这就出现了高次谐波对变压器导线选择的影响问题。尽管变压器的励磁回路的非线性也使电流波形发生畸变,但在变压器正常工作情况下,负载非线性的谐波含量要比励磁回路引起的谐波含量大得多,所以本文重点研究了整流电路的特征谐波的影响。本文的研究对于整流变压器和换流变压器的绕组设计,有一定的指导意义和实用参考价值。

1 高次谐波对绕组损耗的影响

变压器的负载损耗包括基本损耗和附加损耗,高次谐波将引起变压器绕组附加损耗增加。基本损耗是导线的直流电阻引起的损耗,它与频率无关。由涡流引起的附加损耗由两部份组成:即漏磁通在线圈里引起的涡流损耗和漏磁通在油箱、夹件等金属构件中引起的涡流损耗,这两部份损耗都随频率而变化,但规律不同,本文只研究第一部份。

将涡流损耗随频率的变化等效为绕组等值电阻随频率的变化。引入一个谐波损耗系数

* 收文日期 1991-06-24

$$K_n = \frac{R_n}{R_1} \quad (1)$$

式中 R_1 —基波频率下绕组的有效电阻; R_n — n 次谐波频率下绕组的有效电阻。

对于任意波形的非正弦电流,只要满足狄里赫利条件,就可以利用傅立叶级数分解为直流分量、基波分量和高次谐波。由于非正弦周期电流电路中的平均功率等于直流分量与各次谐波构成的平均功率之和,注意到只有同频率的电压谐波与电流谐波才能构成平均功率,那么绕组中的总损耗可以表示成

$$P_{\Sigma} = I_0^2 R_0 + \sum_{n=1}^{\infty} I_n^2 R_n \quad (2)$$

式中 n —谐波次数; I_0 —电流的直流分量; R_0 —直流电阻; I_n — n 次谐波电流有效值; 将 $R_n = R_1 K_n$ 代入上式,有

$$P_{\Sigma} = I_0^2 R_0 + \sum_{n=1}^{\infty} I_n^2 K_n R_1$$

在没有直流分量的情况下,上式可以表示为

$$P_{\Sigma} = \sum_{n=1}^{\infty} I_n^2 K_n R_1$$

由于 K_n 总是大于1的,所以有

$$\sum_{n=1}^{\infty} I_n^2 K_n R_1 > \sum_{n=1}^{\infty} I_n^2 R_1 \quad (3)$$

设非正弦周期电流的有效值为 I , 即 $I = \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} I_n^2}$, 那么具有相同有效值的正弦电流引起的绕组损耗显然为 $P_s = I^2 R_1$, 由此可见,非正弦电流条件下的绕组损耗总是大于同一有效值正弦电流下的绕组损耗的,其增值就是由于电流波形的畸变,即由电流中的高次谐波引起的。本文将这一损耗增值叫做额外附加损耗,记作 P_{ex} 。由以上讨论可知

$$P_{ex} = P_{\Sigma} - P_s = \sum_{n=1}^{\infty} I_n^2 K_n R_1 - I^2 R_1 \quad (4)$$

由于导线规格尺寸的选择与绕组损耗有着直接的联系,所以 P_{ex} 的存在必然影响导线规格尺寸的选择。

2 绕组谐波损耗系数的计算

假定磁力线在绕组全部高度上平行于铁心柱轴线,仅在绕组端部发生弯曲;电磁波是平面平行的,忽略绕组的曲率;任意导体垂直平面的磁场强度为常数;所有导体中的电流相等。则可把变压器绕组简化为图1模型,在图1中:

a—导体轴向尺寸; b—导体径向尺寸; h—绕组高度。

当其外部空间消耗的磁势不能忽略时,还需引入洛氏系数 ρ 以考虑绕组以外的磁阻。于是得到绕组的计算模型如图2所示。图中的

$a^* = a/\beta\rho$; $u^* = u\beta\rho$
 $h^* = a^*n$ β ——绕组填充系数; u ——导体电导率。
 将麦克斯韦方程

$$\text{rot}\vec{H} = \vec{J} \quad \text{rot}\vec{E} = -\frac{\partial\vec{B}}{\partial t}$$

改写为直角坐标的形式,并代入媒质方程

$$\vec{J} = \nu\vec{E} \quad \vec{B} = \mu\vec{H}$$

得

$$\begin{cases} \frac{dH_m}{dx} = -\nu E_m \\ \frac{dE_m}{dx} = -j\omega\mu_0 H_m \end{cases} \quad (5)$$

式中的 H_m 和 E_m 分别为磁场和电场的复数幅值,由方程式(5)得

$$\frac{d^2 H_m}{dx^2} = j\omega\nu\mu_0 H_m = q^2 H_m \quad (6)$$

式中的 $q^2 = j\omega\nu\mu_0$

解此微分方程得

$$H_m = A_1 e^{-qx} + A_2 e^{qx} \quad (7)$$

式中的 A_1, A_2 为待定系数,其值取决于导体的边界条件。对于从磁场强度小的线圈边算起的第 n 根导体,用 H_m 和 $H_{m(n-1)}$ 表示导体纵表面的磁场强度幅值,那么边界条件可表示为

$$x = 0 \text{ 时}, H_m = H_{m(n)}$$

$$x = b \text{ 时}, H_m = H_{m(n-1)}$$

将它们代入方程式(7),求得

$$A_1 = H_{m(n)} \frac{e^{qb}}{e^{qb} - e^{-qb}} - H_{m(n-1)} \frac{1}{e^{qb} - e^{-qb}}$$

$$A_2 = H_{m(n-1)} \frac{1}{e^{qb} - e^{-qb}} - H_{m(n)} \frac{e^{-qb}}{e^{qb} - e^{-qb}}$$

于是有

$$H_m = H_{m(n)} \frac{e^{q(b-x)} - e^{-q(b-x)}}{e^{qb} - e^{-qb}} + H_{m(n-1)} \frac{e^{qx} - e^{-qx}}{e^{qb} - e^{-qb}} \quad (8)$$

由方程式(5)得

$$E_m = -\frac{1}{\nu} \frac{dH_m}{dx} = \frac{q}{\nu} \left[H_{m(n)} \frac{\text{ch}q(b-x)}{\text{sh}qb} - H_{m(n-1)} \frac{\text{ch}qx}{\text{sh}qb} \right]$$

在 $x = 0$ 时

$$E_m = \frac{q}{\nu} \left[H_{m(n)} \frac{\text{ch}qb}{\text{sh}qb} - H_{m(n-1)} \frac{1}{\text{sh}qb} \right] \quad (9)$$

在 $x = b$ 时

$$E_{m(n-1)} = \frac{q}{\nu} \left[H_{m(n)} \frac{1}{\text{sh}qb} - H_{m(n-1)} \frac{\text{ch}qb}{\text{sh}qb} \right] \quad (10)$$

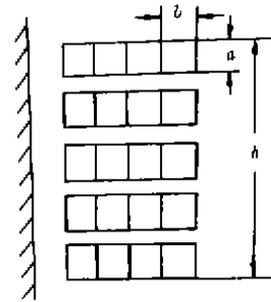


图1 绕组初步模型

根据坡印亭定理知,与第 n 根导体的损耗相对应的复数功率等于穿过第 n 根和 $(n-1)$ 根导体平面的电磁功率之差。所以第 n 根导体单位长度的损耗所对应的复数功率可表示为:

$$\dot{S}_{n_n} = a' [E_{n_n} \dot{H}_{n_n} - E_{n'(n-1)} \dot{H}_{n'(n-1)}] \quad (11)$$

注意到磁场强度 H_{n_n} 和 $H_{n'(n-1)}$ 同相位,以及两个相同自变量的共轭复数的积等于它们模的积等关系后得

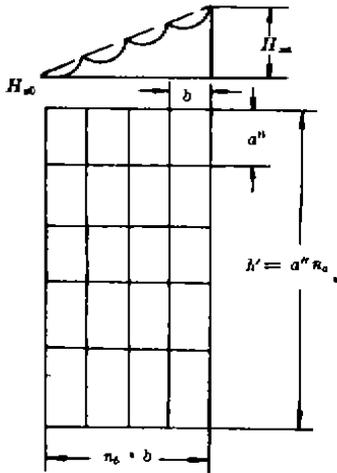


图2 绕组的计算模型

$$\begin{aligned} \dot{S}_{n_n} = \frac{a' K_1}{v^2} & \left\{ (H_{n_n} - H_{n'(n-1)})^2 \left[\frac{\text{sh} 2K_1 b + \sin 2K_1 b}{\text{ch} 2K_1 b - \cos 2K_1 b} \right. \right. \\ & \left. \left. + \frac{j(\text{sh} 2K_1 b - \sin 2K_1 b)}{\text{ch} 2K_1 b - \cos 2K_1 b} \right] + 2H_{n_n} H_{n'(n-1)} \right. \\ & \left. \times \left[\frac{(\text{sh} K_1 b - \sin K_1 b)(\text{ch} K_1 b - \cos K_1 b)}{0.5(\text{ch} 2K_1 b - \cos 2K_1 b)} \right. \right. \\ & \left. \left. + j \frac{(\text{sh} K_1 b + \sin K_1 b)(\text{ch} K_1 b - \cos K_1 b)}{0.5(\text{ch} 2K_1 b - \cos 2K_1 b)} \right] \right\} \quad (12) \end{aligned}$$

$$\text{式中} \quad K_1 = \sqrt{\frac{\omega \mu_0 v'}{2}}$$

将导体两边的磁场强度用绕组两边的磁场强度 H_{m_n} 和 H_{0_n} 表示,参照图2有

$$H_{m_n} = H_{0_n} + \frac{n}{n_s} (H_{m_n} - H_{0_n})$$

$$H_{n'(n-1)} = H_{0_n} + \frac{n-1}{n_s} (H_{m_n} - H_{0_n})$$

$$\text{并令} \quad \delta = H_{0_n} / H_{m_n}$$

$$\begin{aligned} \text{代入方程式(12), 有} \quad \dot{S}_{n_n} = \frac{a' H_{m_n}^2}{b v^2} & \times \left\{ \frac{(1-\delta)^2}{n_s^2} K_1 b \right. \\ & \times \frac{\text{sh} 2K_1 b + \sin 2K_1 b + j(\text{sh} 2K_1 b - \sin 2K_1 b)}{\text{ch} 2K_1 b - \cos 2K_1 b} \\ & + \left[\delta^2 + \frac{\delta(1-\delta)}{n_s} (2n-1) \right. \\ & \left. + \frac{(1-\delta)^2}{n_s^2} n(n-1) \right] \times 2K_1 b \\ & \left. \times \frac{\text{sh} K_1 b - \sin K_1 b + j(\text{sh} K_1 b + \sin K_1 b)}{\text{ch} K_1 b + \cos K_1 b} \right\} \quad (13) \end{aligned}$$

将所有导体的损耗加起来便得到整个绕组的损耗为

$$\dot{S} = \pi D n_s \sum_{i=1}^n \dot{S}_{n_n} \quad (14)$$

式中 D 为绕组的平均直径

设线圈每匝并联导体数为 N , 绕组匝数为 W , 则

$$n_s n_b = \lambda W$$

再令

$$\frac{n_s^2 - 1}{3} + \frac{n_s^2}{(1-\delta)^2} = \frac{n_s'^2 - 1}{3}$$

则式(14)可简化为

$$S = \frac{\pi DAWa^2 H_m^2}{b n^2} \left(\frac{1-\delta}{n_b} \right)^2 \cdot \left\{ K_1 b \left(\frac{\text{sh}2K_1 b + \sin 2K_1 b}{\text{ch}2K_1 b - \cos 2K_1 b} + j \frac{\text{sh}2K_1 b - \sin 2K_1 b}{\text{ch}2K_1 b - \cos 2K_1 b} \right) + \frac{n_b^2 - 1}{3} 2K_1 b \left(\frac{\text{sh}K_1 b - \sin K_1 b}{\text{ch}K_1 b + \cos K_1 b} + j \frac{\text{sh}K_1 b + \sin K_1 b}{\text{ch}K_1 b + \cos K_1 b} \right) \right\} \quad (15)$$

上式的实部表示了绕组的基本损耗和涡流损耗，所以将实部除以绕组的基本损耗

$$I_m^2 R_0 = I_m^2 \frac{\pi DW}{n^2 a^2 b \Lambda}$$

便得到了绕组有效电阻因涡流而增大的系数

$$K_a = \frac{R_2}{R_0} = a^2 N^2 \left(\frac{H_m}{I_m} \right)^2 \left(\frac{1-\delta}{n_b} \right)^2 \left\{ K_1 b \frac{\text{sh}2K_1 b + \sin 2K_1 b}{\text{ch}2K_1 b - \cos 2K_1 b} + \frac{n_b^2 - 1}{3} 2K_1 b \frac{\text{sh}K_1 b - \sin K_1 b}{\text{ch}K_1 b + \cos K_1 b} \right\} \quad (16)$$

令 $\psi_1 = K_1 b \frac{\text{sh}2K_1 b + \sin 2K_1 b}{\text{ch}2K_1 b - \cos 2K_1 b}$

$$\psi_2 = 2K_1 b \frac{\text{sh}K_1 b - \sin K_1 b}{\text{ch}K_1 b + \cos K_1 b}$$

得 $K_{dn} = a^2 N^2 \left(\frac{H_m}{I_m} \right)^2 \left(\frac{1-\delta}{n_b} \right)^2 \left(\psi_1 + \frac{n_b^2 - 1}{3} \psi_2 \right) \quad (17)$

根据谐波损耗系数的定义，显然有 $K_{rn} = \frac{K_{dn}}{K_{d1}} \quad (18)$

式中的 K_{d1} 是基波频率时绕组有效电阻增大的系数。

3 谐波对导线规格尺寸选择的影响

本文的计算是以一台262.5 MVA, 235.3/106 KV, 三相直流输电用换流变压器的绕组结构尺寸和参数为基础的，用 b 表示该变压器并联导体的径向尺寸， B 表示改变尺寸后的导体的径向尺寸。为研究问题方便，本文采用了标么值，其基值选择如下：

电阻基值 R_N ——基波频率时的绕组有效电阻；

电流基值 I_N ——基波频率时的变压器阀侧相电流的有效值；

绕组损耗的基值 $P_N = I_N^2 R_N$

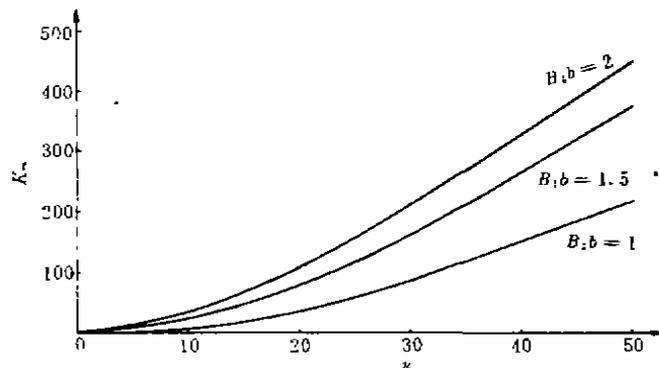


图3 绕组谐波损耗曲线

图3是上述变压器在改变导体径向尺寸后绕组谐波损耗系数的计算曲线。可以看出, K_{ω} 随频率和导体的径向尺寸的增加而增大。因此在非正弦电流的情况下, 与正弦情况相比, 必须选用导体径向尺寸较小的并联导线或换位导线, 以减小高次谐波引起的损耗增量。

三相六脉动整流电路是整流变压器和换流变压器常见的负载, 为调节变压器的输出, 整流电路的控制角是经常改变的。图4是变压器在额定负载的条件下绕组额外附加损耗随控制角 α 的变化曲线。从图中可见, 在 α 小于 90° 的范围内, P_{ω} 是随 α 的增加而增大的。当 α 接近 90° 时, 额外附加损耗(当 $B:b=1$ 时)差不多是不考虑谐波时绕组总损耗的 33.25%。因此, 整流变压器实际运行中, 应该把变压器调压绕组的调节与 α 角的调节很好的结合起来, 避免在控制角大角度下长期运行。同时, 在变压器散热条件一定的条件下, 必然存在一个长期运行

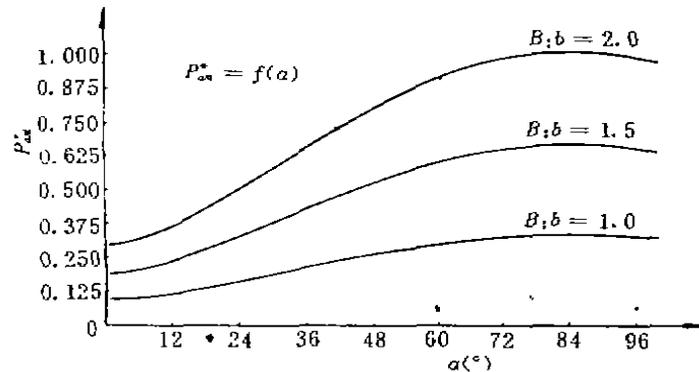


图4 额外附加损耗随 α 的变化规律

所能允许的最大控制角, 长期运行的控制角不能超过这个最大值, 以避免变压器出现危险的温升。由于曲线 $P_{\omega}^* = f(\alpha)$ 随并联导体径向尺寸的增加而上移, 这表明长期运行所允许的最大控制角将随导体径向尺寸的加大而减小, 可见, 如果不考虑高次谐波的影响, 将有可能导致变压器和整流电路的设计错误。

4 高次谐波对导线临界厚度的影响

为了减小绕组损耗, 有时采用增大导线截面从而降低电流密度的方法, 显然, 采用这种方法降低绕组损耗是有限度的, 因为随着导线截面的增大, 基本损耗降低, 但涡流损耗增大, 所以存在一个对应最小绕组损耗的导线厚度, 即导线的临界厚度。当导线是由若干并联导体

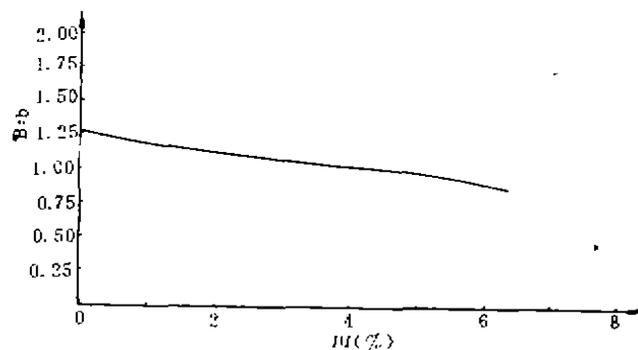


图5 导体临界厚度随电流畸变率的变化曲线

组成时,与上述情况一样,存在一个与导线临界厚度相对应的并联导体的临界厚度。绕组的额外附加损耗是总涡流损耗的一部分,所以它的存在必然影响导线或导体的临界厚度。绕组的额外附加损耗是由电流畸变的高次谐波引起的,所以导线或导体的临界厚度与负载电流的畸变率有直接关系。图5是本文所研究的变压器网侧绕组的导线或导体临界厚度随电流畸变率的变化曲线。可以看出,高次谐波的存在,将使导线和导体的临界厚度变小。

5 结 论

本文通过定量分析说明了高次谐波对带有整流性负载的变压器绕组附加损耗的影响不容忽视,提出了绕组的设计应结合具体整流电路来进行的观点。所引入的绕组损耗系数,使得在设计谐段的绕组损耗计算值更加接近实际的损耗值。本文提出的额外附加损耗与绕组及导线结构尺寸之间的关系,对绕组尺寸特别是导线结构尺寸的选择有工程实用意义。

参 考 文 献

- 1 Bendapudi s Ram etal. Effect of harmonics on converter transformer load losses. IEEE, 1988, 3(4), 1055~1066
- 2 С. В. Васютинский 著, 崔立君译. 变压器理论与计算. 北京:机械工业出版社, 1983
- 3 吴竞昌等编著. 电力系统谐波. 北京:水力电力出版社, 1988
- 4 吴志强. 高次谐波对变压器绕组附加损耗的影响. 重庆大学硕士论文. 1991

(上接第72页)

参 考 文 献

- 1 方满等. 武汉市垃圾堆放场重金属污染调查及控制途径. 中国环境科学. 1988, 54-59, 8(4)
- 2 Tessier A Sequential Extration Particulate for the Speciation of Particulate Trace Metals. Anal-chem 1977 51(7), 844-851
- 3 城乡建设环境保护部环保局环境监测分析方法编写组. 环境监测分析方法. 北京:城乡建设环境保护部环保局出版. 1983. 300-302
- 4 Hidebrand E. E. Blum. W. E. Lead Fixation by Iron Oxides Die Naturwissenschaften, 1974. 61(4), 169-170