

移相整流变压器抑制过电压研究

陈湘令¹, 黄细友²

(1. 湖南铁道职业技术学院 电气系, 湖南 株洲 412001;

2. 中国南车集团株洲电力机车厂, 湖南 株洲 412001)

摘要: 介绍分析了 18 脉波移相整流变压器在设计制造中所采用的抑制过电压和浪涌电流的特殊方法。在设计理论方面, 通过加大变压器的励磁阻抗 Z_m 和内线圈(高压线圈)对地电容 C 来达到限制操作过电压的目的; 通过降低合闸线圈高度, 或增加合闸线圈的匝数和直径来达到降低磁密、降低励磁涌流的目的。在制造工艺方面, 高压线圈采用多层圆筒双屏蔽式结构或者插入电容式绕组结构来限制操作过电压, 并给出了几种具体的线圈结构型式。针对上述抑制过电压和励磁涌流原则设计的 6 kV、300 kW 高压变频器用 ZPSG-530/6 移相整流变压器, 已投入高压变频装置中运行, 效果明显。

关键词: 高压变频器; 移相变压器; 操作过电压; 励磁涌流

中图分类号: TM 422; TM 86

文献标识码: A

文章编号: 1006-6047(2007)09-0079-04

1 多重化技术简介

在大功率整流装置中, 随着功率的进一步加大, 整流装置产生的谐波、无功功率等对电网的干扰也随之加大, 为减轻干扰, 可采用多重化整流电路, 即按一定的规律将 2 个或多个相同结构的整流电路进行组合^[1]。采用多重化移相整流技术和单元电平串联叠加技术研制的高压变频器是高压大功率交流电机的变频调速和控制的重要设备^[2]。6 kV、300 kW 高压变频器拟采用由每相 6 单元串联组成的功率单元方案, 每个功率单元分别由变压器的一组二次绕组供电, 功率单元之间以及变压器二次绕组之间相互绝缘^[3]。其电路拓扑图如图 1 所示, 从图中可以看出: 通过移相整流变压器的电压变换作用, 使变压器各个连接组别的二次线电压按要求互差一定的相位角, 以实现多重化整流逆变的变频变换^[4]。

该变压器原边 3 个高压绕组为星形接法, 副边 54 个绕组分为 12 组延边三角形接法和 6 组三角形接法, 延边三角形接法的绕组在相位上错开 20°。每个延边三角形接法和三角形接法的绕组接一个功率单元; 每相由 6 个功率单元串联(A₁~A₆、B₁~B₆、C₁~C₆)组成三相电源给高压异步电动机供电。利用变压器副边绕组接法的不同, 互相错开 20°, 可将 3 组桥构成串联三重连接, 串联三重连接电路的整流电压在每个电源周期内脉动 18 次, 故此电路为 18 脉波整流电路, 其交流侧输入电流中所含谐波更少, 其次数为 $18k \pm 1$ 次($k=1, 2, 3, \dots$)^[1]。因此, 这种移相接法可以有效地消除 35 次以下的谐波, 不会对电网造成超过国家标准的谐波干扰, 并实现隔离降压。

移相整流变压器在运行时必须带变频功率单元

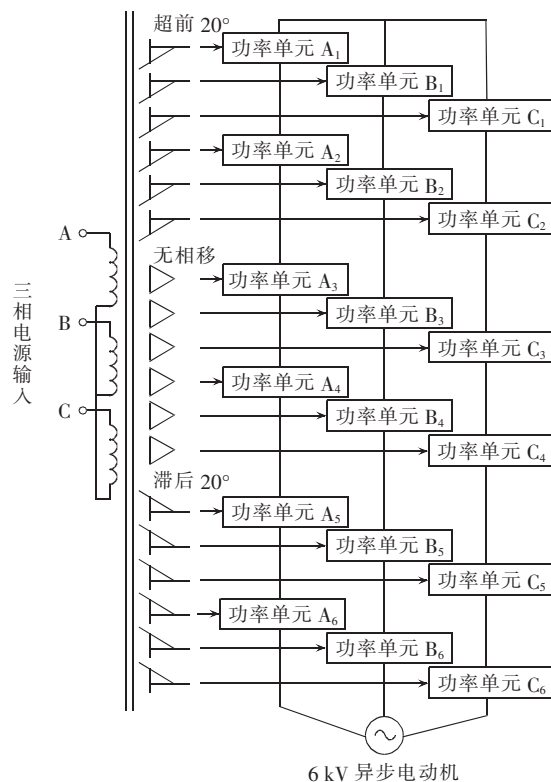


图 1 电路拓扑图

Fig.1 Topology of circuitry

操作, 因此变压器因瞬变过渡过程而产生的操作过电压可能会危及变频功率单元中的电力电子器件^[5]。通常 10 kV 级及以下电压等级的移相变压器产生的操作过电压不会对变压器本身造成危险, 但对电力电子器件而言却是致命的。因此, 设计移相整流变压器时必须设法降低变压器的操作过电压。此外该变压器的励磁涌流也很大, 过大的励磁涌流会引起供电负荷开关跳闸, 此时产生的截流过电压更高, 负荷开关

跳闸同时也会引起电力电子器件的过电压击穿。

2 移相整流变压器抑制过电压的方法

对于变频器移相变压器的分断过电压,可以采用阻容吸收网络和氧化锌避雷器组成过电压吸收回路,取得较好效果^[1]。

阻容吸收网络的作用:变压器回路的电容器由于其储能作用,不允许电路中的电压突变,可有效地减缓过电压上升陡度,同时又可降低负载的波阻抗,因而降低分断过电压。电阻的作用是当发生分断过电压时,它在负载电路的高频振荡中使能量消耗,有效地抑制过电压值,同时使过电压加速衰减。

避雷器的作用:回路中的避雷器能限制过电压的幅值,但不能减缓过电压上升陡度。

双避雷器的作用:如果变压器遭受到大气雷电过电压,前级避雷器放电后仍有可能存在较高的残压,这时可以由第 2 级避雷器来继续限制前级避雷器产生的残压。实际使用中,6 kV 避雷器 5 kA 放电后的残压仍高达 26.9 kV,仍高于变压器的绝缘水平,这时应用第 2 级避雷器对过电压进行第 2 次抑制,使得系统安全正常工作(第 2 级避雷器的保护阈值应低于第 1 级避雷器的保护阈值)。

以上只是变频器投入时采取的一些措施,由于变频器工作时的过电压基本上是变压器分闸、合闸时产生,因此应该从变压器设计开始采取以下措施从根本上抑制变频器的过电压和浪涌电流^[6]:

- a. 加大变压器励磁电感减小空载电流;
- b. 加大变压器对地电容;
- c. 采用带静电屏蔽措施的变压器,可以有效地抑制合闸过电压;
- d. 限制励磁涌流的措施主要由电磁计算及励磁线圈的结构设计来控制。

通常变压器空载合闸产生的励磁涌流瞬时值可超过其额定电流值的数倍,即超过稳态空载电流的数百倍,如此大的励磁涌流由于其作用时间非常短,实际上对变压器的线圈没有危险,只是在整定继电器保护时应予以考虑^[3]。对于与高压变频器配套的移相变压器而言,根本就不允许变压器合闸时开关保护跳闸,当变压器带负荷合闸引起开关保护跳闸切除变压器后,由于开关切除的是电感性电流,截流值 I_{ch} 大,产生的截流过电压也很高,极易损坏变频器中的电力电子器件,因此与变频器配套的移相变压器励磁涌流必须足够小。

3 移相整流变压器设计

3.1 限制变压器的操作过电压

要限制变压器的操作过电压就要加大变压器的励磁阻抗 Z_m 和内线圈(高压线圈)对地电容 C 。经分析得知^[7],变压器空载断电时产生的截流过电压 U_{cm} 与额定电压 U_N 的比值 K_U 即过电压倍数由式(1)决定^[8]:

$$K_U = \frac{U_{cm}}{U_N} = \frac{I_0 Z_0}{2\pi f L_m I_0} = \frac{\sqrt{L_m/C}}{2\pi f L_m} = \frac{1/(2\pi\sqrt{L_m C})}{f} = \frac{f_0}{f} \quad (1)$$

$$U_{cm} = \sqrt{(I_{ch} Z_0)^2 + U_N^2} \approx I_{ch} Z_0 = I_0 Z_0 = I_0 \sqrt{L_m/C} \quad (2)$$

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L_m}{C}}, \quad L_m \approx \frac{Z_m}{\omega}, \quad f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_m C}}$$

式中 I_{ch} 为开关截流值; I_0 为变压器空载电流; Z_0 为变压器特性阻抗; L_m 为变压器励磁电感; Z_m 为变压器励磁阻抗; C 为变压器内线圈(初级)对地电容; f_0 为截流后的振荡频率^[9]; f 为电网工频。显然加大励磁阻抗以及内线圈对地电容都可降低过电压倍数。

在结构上限制操作过电压的措施是高压线圈采用多层圆筒双屏蔽式结构或插入电容式绕组结构。

双静电屏放置在线圈的内外层分别与线圈的起头和尾头连接,如图 2 所示。

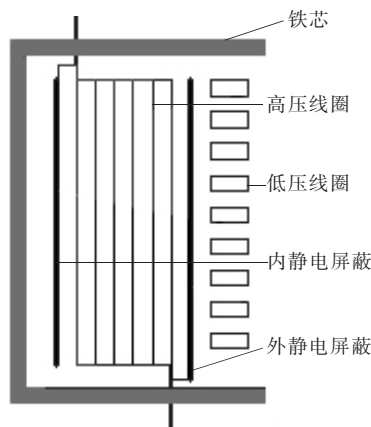


图 2 变压器圆筒双屏蔽式线圈结构示意图

Fig.2 Structure of dual-shield cylinder winding

移相整流变压器的高压线圈采用多层圆筒式结构,其优点在于多层圆筒式线圈的各层表面积很大且层间距离较小,故纵向电容大,增加了变压器线圈本身的抗过电压冲击的能力,具有较高的抗冲击强度^[10]。

插入电容式绕组也是一种具有高纵向电容的绕组^[11],它是在连续式绕组基础上发展起来的,插入电容式绕组是在连续式线段的线匝间插入屏蔽线匝的一种绕组,同样具有较高的抗冲击强度。

高压线圈加静电屏的作用是:

- a. 增大了线圈的对地电容 C ,因而也降低了过电压倍数;

- b. 降低了冲击过电压传递到副边的静电分量。

当冲击电压波入侵到变压器的某一绕组时,由于绕组间的电磁耦合,该变压器的其他绕组上也会出现过电压。绕组间电压传递基本上有 2 个分量,其一是静电耦合所产生,其二是电磁耦合所产生^①。此处只研究前者——静电分量。

在冲击电压波入侵到变压器绕组的瞬间,由于

① 沈阳变压器研究所编,变压器设计手册,1985。

波头很陡(相当于频率很高),绕组的感抗很大,可认为电感开路^[11],故在初始时刻绕组间电压的传递是以电容的静电耦合形式进行的。冲击电压波情况下,变压器绕组间的分布电容起主要作用,变压器2个绕组间的电容耦合等值线路图如图3所示。

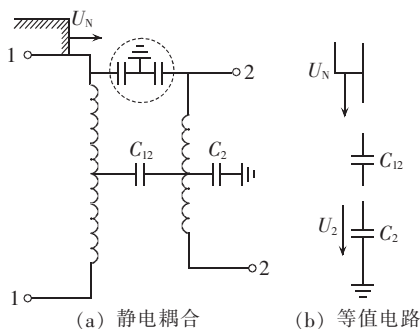


图3 绕组间静电耦合与等值电路图

Fig.3 Electrostatic coupling between winding and equivalent circuit

当冲击电压入侵绕组1-1时,绕组1-1对地电位为 U_N ,由于静电电容耦合,在绕组2-2上出现静电分量 U_2 可按式(3)估算^[5]:

$$U_2 = \frac{C_{12}}{C_{12} + C_2} U_N \quad (3)$$

式中 C_{12} 、 C_2 分别为绕组1-1和绕组2-2间的耦合电容、绕组2-2的对地电容。

在移相变压器中绕组2-2为副边阀侧绕组,放置在网侧绕组1-1的外面,距铁芯较远。未加静电屏时,对地电容 C_2 较小,耦合电容 C_{12} 较大,从式(3)可知绕组2-2中耦合的冲击电压 U_2 较高。

加了静电屏后,耦合电容 C_{12} 如图中上部虚线圆中所示由2个电容串联,数值减小,而绕组2-2的对地电容 C_2 增大,从式(3)可知绕组2-2中耦合的冲击电压 U_2 减小。

对于大电流的变压器的副边绕组采用多单饼并联式结构^[12],见图4。

其特点如下:

- 单根电磁线绕制成单饼式线段,每个线段包含了一个移相单元的全部线匝;
- 根据电流的大小及电磁线规允许的制造尺寸,选用若干个线段并联的方式;
- 导线为绝缘包绕的电磁线,而不用裸铜带,因而工艺简单,线段端部整齐;

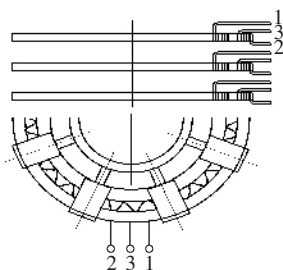


图4 多单饼并联式绕组结构

Fig.4 Structure of multi-cake parallel winding

d. 根据线圈本身的发热与温升,可在线段中间增设由金属瓦楞板形成的垂直气道。

对于小电流的变压器的副边绕组采用为短圆筒式^[13],见图5。其绕制方法按层式绕组的绕制规律,即匝与匝之间是按轴向排列,但外观与饼式绕组相似。

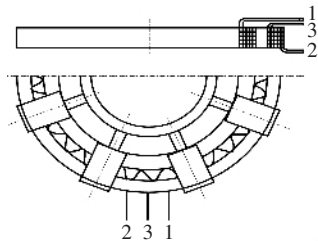


图5 短圆筒式绕组结构

Fig.5 Structure of short cylinder winding

短圆筒式绕组除了工艺简单、对电磁线线规的宽厚比要求不像饼式绕组那样苛刻外,还有其独特的优点:纵向电容和对地电容大,绕组承受冲击电压的能力强,也减小了副绕组静电耦合电压。绕组散热除了水平气道外还增设由金属瓦楞板形成的垂直气道,后者的散热能力大,优于前者,绕组的温升低,因而可减小导线截面,降低变压器材料成本。

使用金属瓦楞气道增大了线圈的纵向电容,降低了操作过电压倍数,提高了变压器线圈本身的抗过电压冲击能力。

3.2 减小变压器的励磁涌流

根据理论分析,三相变压器空载合闸后其励磁涌流的最大值 I_{0max} 按式(4)计算^[3]:

$$I_{0max} = \frac{h S_0}{W (S_w - S_0) \mu_0} (1.85 B_m + 0.85 B_s - 2.2) \quad (4)$$

其中, B_m 为铁芯磁密; S_0 为铁芯有效截面积; h 为合闸线圈高度; W 为合闸线圈匝数; S_w 为按合闸线圈内径计算的面积; B_s 为铁芯剩磁; μ_0 为铁芯材料磁导率。

要降低励磁涌流,在设计时应从以下方面着手:选择磁导率高、剩磁低的铁芯材料,降低磁密,降低合闸线圈高度,增加合闸线圈的匝数和直径。

4 结论

在众多电力设备中,移相整流变压器在高压变频器中起了一个非常重要的作用。笔者按照上述抑制过电压和励磁涌流原则设计的6 kV、300 kW高压变频器用ZPSG-530/6移相整流变压器,较好地克服了过电压和励磁涌流对电力电子器件的危害^[14],整套变频装置已运行一年多,其间经历过多次变压器空载合闸和负载跳闸,未见对变压器本身和变频装置的电力电子器件发生损害。

参考文献:

- 王兆安,黄俊. 电力电子技术[M]. 4版. 北京:机械工业出版社, 2000.
- 莫正康. 晶闸管变流技术[M]. 北京:机械工业出版社, 1986.
- 赵清良. 地铁车辆静止变流器[J]. 电力机车与城轨车辆, 2003,

- 26(4):77-79.
- [4] 尚荣艳. 多磁路变压器的磁集成技术理论与应用研究[D]. 长沙: 湖南大学, 2006.
- SHANG Rong-yan. Magnetism integration technology & applied research of much magnetic circuit transformer [D]. Changsha: Hunan University, 2006.
- [5] 刘炳尧. 高电压技术讲义[M]. 长沙: 湖南大学出版社, 1987.
- [6] 尹克宁. 变压器设计原理[M]. 西安: 西安交通大学出版社, 1999.
- [7] 姚志松, 姚磊. 中小型变压器实用全书[M]. 北京: 机械工业出版社, 2003.
- [8] 赵智大, 张仁豫, 邱毓昌, 等. 高电压技术[M]. 北京: 中国电力出版社, 1998.
- [9] 邱关源. 电路[M]. 4 版. 北京: 高等教育出版社, 2002.
- [10] 崔立君. 特种变压器理论和设计[M]. 北京: 科学技术文献出版社, 1995.
- [11] 路长柏, 朱英浩. 电力变压器计算[M]. 哈尔滨: 黑龙江科学技术出版社, 1986.
- [12] 许加柱. 大电流互感器绕组屏蔽理论与应用研究[D]. 长沙: 湖南大学, 2005.
- XU Jia-zhu. Big electric current mutual inductor winding shield theory & applied research[D]. Changsha: Hunan University, 2005.
- [13] 刘传彝. 电力变压器设计计算方法与实践[M]. 沈阳: 辽宁科学技术出版社, 2002.
- [14] 蔡宣三, 龚邵文. 高频功率电子学[M]. 北京: 科学出版社, 1993.

(责任编辑: 柏英武)

作者简介:

陈湘令(1968-), 女, 湖南浏阳人, 讲师, 从事电气工程及其自动化方面的教学与研究工作(E-mail: chhh00@126.com);
黄细友(1965-), 男, 湖南浏阳人, 高级工程师, 从事电机与变压器研究与设计工作。

Over-voltage suppression of shift-phase rectification transformer

CHEN Xiang-ling¹, HUANG Xi-you²

(1. Hunan Railway Professional Technology College, Zhuzhou 412001, China;

2. CSR Zhuzhou Electric Locomotive Co., Ltd., Zhuzhou 412001, China)

Abstract: The special ways adopted in the design and manufacture of 18-pulse shift-phase transformer to suppress the over-voltage and surge current are introduced. In design theory, the operational over-voltage could be limited by increasing the transformer exciting resistance (Z_m) and the capacitance C between interior winding (high-voltage winding) and ground; and the magnetic flux density and exciting surge current could be lowered by reducing the height or increasing the turns and diameter of switching winding. In manufacturing techniques, the operational over-voltage could be limited by adopting the winding structure of dual-shield multi-layer cylinder or inserted capacitor. Some types of winding structure are presented. ZPSG-530/6 shift-phase transformer (6 kV, 300 kW) is designed based on above rules and applied in high-voltage converter with excellent effectiveness.

Key words: high-voltage converter; shift-phase transformer; operational over-voltage; exciting surge current

+++++