不同工作模式下基于谐波电流有效值分级标准的 CRT 参数设计

郭毅娜 1,2, 田铭兴 1,2, 原东昇 3

(1. 兰州交通大学 自动化与电气工程学院,甘肃 兰州 730070;

2. 兰州交通大学 甘肃省轨道交通电气自动化工程实验室,甘肃 兰州 730070;

3. 西安交通大学 电力设备电气绝缘国家重点实验室,陕西 西安 710049)

摘要:控制绕组级数的减少对于提高变压器式可控电抗器(CRT)的工作效率、降低设计制造难度具有重要 意义。基于国标 GB/T 14549—93 对谐波电流的要求,提出了更经济的 CRT 谐波电流有效值分级标准,在 此基础上分析了 3 种典型单支路工作模式下控制绕组电流、控制绕组级数、谐波电流之间的关系,并以谐 波电流为约束条件对 CRT 不同工作模式下的控制绕组级数和各级电流等参数进行设计,同时对 3 种工作模式 的控制绕组级数大小进行比较分析。算例计算结果表明:在基于谐波电流有效值分级标准对 CRT 控制绕组参 数进行设计时,控制绕组级数与第 1 级控制绕组电流、最大 k 次谐波电流和工作模式相关,不同工作模式下 控制绕组级数不同,但注入电网的谐波电流均能满足要求,且第 1 级控制绕组电流分配相差不大时,固定单 支路工作模式下谐波电流最小。

关键词:变压器式可控电抗器;谐波电流;有效值;控制绕组级数;工作模式 中图分类号:TM 47 文献标识码:A DOI: 10.16081/j.issn.1006-6047.2017.11.033

0 引言

变压器式可控电抗器 CRT(Controllable Reactor of Transformer type)是一种新型的无功补偿设备,能 有效解决长距离超高压输电线路的无功平衡和电 压稳定问题^[1-5]。CRT 本质上相当于一种多绕组的 变压器,以往文献多以谐波电流含有率作为绕组的 分级原则,并通过增加控制绕组的级数来提高容 量^[6-9]。但是,对于大容量、高电压等级的 CRT 而言, 控制绕组数过多会造成绕组耦合复杂、绕组容量利 用率降低、磁集成设计困难^[10-11]。

国标 GB / T 14549 — 93《电能质量 公用电网 谐波》对谐波电流允许的最大值是以有效值的形式 给出的。据此可知,以 k 次谐波电流含有率作为 CRT 控制绕组分级标准时,会出现谐波含有率很高 但实际注入电网谐波电流有效值(满足电网谐波电 流要求)很小的情况^[12-14]。故基于谐波电流含有率 的绕组分级标准是不经济的,应该以谐波电流有效 值作为绕组分级标准。同时,CRT 各级控制绕组工 作次序的不同衍生出多种工作模式,且工作模式与 控制绕组级数、各级电流和谐波电流之间存在着一

收稿日期:2016-09-29;修回日期:2017-09-13

定的制约关系^[15-16]。因此,仅基于一种工作模式对 CRT 进行参数设计是不完善的。

综上所述,为了在满足电网谐波电流要求的条件下尽可能地减少控制绕组的级数,以注入电网的 谐波电流有效值作为谐波要求及控制绕组分级标 准,并且在不同工作模式下对 CRT 控制绕组级数、各 级电流分配及谐波电流等参数进行设计有着积极的 意义。

1 谐波电流有效值分级标准

图 1 为 CRT 工作原理图。图中,W₀ 为工作绕 组,其直接并联在高压电网母线上;W_l 为各级控制绕 组(l=1,2,…,N;后同);V_{Thl} 为串联在控制绕组中的 反并联晶闸管阀组; i_0 为工作绕组电流; i_l 为各控制 绕组电流;u 为电网电压; u_l 为各控制绕组电压。通 过合理控制控制绕组的工作次序,即可实现空载功率 到额定功率的连续调节。



图 1 CRT 工作原理图 Fig.1 Operation principle diagram of CRT

基金项目:国家自然科学基金资助项目(51167009,51367010); 甘肃省科技计划资助项目(17JR5RA083);兰州交通大学优秀 科研团队项目(201701)

Project supported by the National Natural Science Foundation of China(51167009,51367010), the Science and Technology Program of Gansu Province(17JR5RA083) and the Program for Excellent Team of Scientific Research in Lanzhou Jiaotong University(201701)

若忽略绕组电阻的影响,且不考虑控制绕组间的 互漏抗、工作绕组的自漏抗以及铁芯的饱和特性,可得 折算至工作绕组的 CRT 等效电路如图 2 所示,各支路 依次对应各级控制绕组。图中,x_l 为各控制绕组的 等效电抗。



图 2 折算至工作绕组的 CRT 等效电路 Fig.2 Equivalent circuit converted to work winding of CRT

若选初始点为电源电压 $u=\sqrt{2} U\cos(\omega t)$ 的正最 大值时刻,则当晶闸管的导通角为 $\alpha_l(0 \leq \alpha_l \leq \pi/2)$ 时,支路 l 中的电流为:

$$i_{l} = \begin{cases} 0 \quad 0 < \omega t < \alpha_{l} \cup \pi - \alpha_{l} < \omega t < \pi + \alpha_{l} \cup 2\pi - \alpha_{l} < \omega t < 2\pi \\ \sqrt{2} \quad I_{l} [\sin(\omega t) - \sin\alpha_{l}] \quad \alpha_{l} \le \omega t \le \pi - \alpha_{l} \\ \sqrt{2} \quad I_{l} [\sin(\omega t) + \sin\alpha_{l}] \quad \pi + \alpha_{l} \le \omega t \le 2\pi - \alpha_{l} \end{cases}$$

$$(1)$$

其中,*I_i=U/x_i*为支路*l*晶闸管触发角为0时电流有效 值,即该支路额定电流。

对式(1)进行傅里叶分解,可得:

$$\begin{vmatrix} f_{1}(\alpha_{l}) = \frac{I_{l1}}{I_{l}} = 1 - \frac{2\alpha_{l} + \sin(2\alpha_{l})}{\pi} \\ f_{k}(\alpha_{l}) = \frac{I_{lk}}{I_{l}} = \left| -\frac{2}{k\pi} \left\{ \frac{\sin[(k-1)\alpha_{l}]}{k-1} - \frac{\sin[(k+1)\alpha_{l}]}{k+1} \right\} \right|$$
(2)

其中, I_{ln} 和 I_{k} 分别为支路l的基波电流有效值及k(k=3,5,7,...)次谐波电流有效值。

原则上,CRT 有多种工作模式,单支路工作模式 指在任意时刻只有1条支路处于调节状态,其他支路 处于全导通或截止的工作模式。与其他工作模式相 比,单支路工作模式简单经济,因此本文的研究基于 单支路工作模式,同时认为只有处于调节状态的支 路中存在谐波。

由图 2 可知,在单支路工作模式下,CRT 注入电网 的谐波电流应等于处于调节状态的这条支路中的谐波 电流。因此,要判断 CRT 注入电网的谐波电流是否满 足要求,只需关注 CRT 处于调节状态的支路中的谐波 电流大小。

对支路 l 而言,其处于调节状态时支路中的谐波 电流为 $I_l f_k(\alpha_l)$ 。设电网要求 CRT 引入的最大 k 次 谐波电流为 I_{kmax} ,若要满足谐波要求,则有:

$$I_l f_k(\alpha_l) \leq I_{k_{\max}} \tag{3}$$

式(3)即为基于谐波电流有效值的分级标准。 由该式可知,只要 CRT 单支路工作模式下处于调节 状态的支路注入电网的谐波电流有效值不大于给定值,就认为它是满足谐波要求的。

2 工作模式分析

CRT 的工作模式是指各级控制绕组中反并联 晶闸管的工作形式和次序。本文就 CRT 的 3 种经 典单支路工作模式进行分析和参数设计。

2.1 顺次单支路工作模式

从零功率到额定功率调节过程中,图 2 中支路 1 中的 V_{m1} 最先开始调节并达到全导通,而其余支路 为全截止;接着 V_{m2} 开始调节并达到全导通,除支 路 1、2 外的支路全截止;依次顺序,直到 V_m 处于 调节状态时,支路 1、2、…、*l*-1 全导通,支路 *l*+1、*l*+ 2、…、*N* 全截止。负载减小时按上述过程的逆过程 工作。这即是顺次单支路工作模式。

在该模式下,处于调节状态的支路 *l* 的 *k* 次谐波 电流有效值满足如下关系:

$$I_{lk} = I_l f_k(\alpha_l)$$

考虑到谐波电流需满足设计要求,则有:

 $I_l f_k(\alpha_l) \leqslant I_{k\max} \tag{4}$

)

在忽略绕组电阻和磁饱和的影响条件下,各支路额定电流瞬时值同相位,因此,CRT的额定电流 有效值等于各支路额定电流之和,即:

$$I_{\rm rat} = \sum_{l=1}^{N} I_l \tag{5}$$

对式(4)不等式两边同除以 $\sum_{i=1}^{N} I_{i}$ 后可得:

$$\frac{I_l f_k(\alpha_l)}{\sum\limits_{l=1}^{N} I_l} \leqslant \frac{I_{k\max}}{I_{rat}}$$
(6)

同时,令容量递增系数为:

$$\beta = \frac{\sum_{m=1}^{l} I_m}{\sum_{m=1}^{l-1} I_m} = 1 + \frac{I_l}{\sum_{m=1}^{l-1} I_m}$$
(7)

其中, $m=1,2,\cdots,N$ 且 $m \leq l_{\circ}$

对式(6)不等式两侧分子分母同除以 $\sum_{m=1}^{l-1} I_m$,再将式(7)代入可以得出:

$$\frac{(\beta-1)f_k(\alpha_l)}{\beta^{N-(l-1)}} \leq \frac{I_{k\max}}{I_{rat}}$$
(8)

从式(8)可以看出,只要当*l*=*N*(即支路*N*处于 调节状态)时的谐波满足要求,则其余情况下的谐 波均满足要求。即有:

$$\frac{(\beta-1)f_k(\alpha_N)}{\beta} \leqslant \frac{I_{k\max}}{I_{rat}}$$
(9)

当 CRT 的额定电流确定后,根据式(9)求得满 足最大谐波电流时的容量递增系数β为:

$$\beta = \frac{f_k(\alpha_N)|_{\max}}{f_k(\alpha_N)|_{\max} - \frac{I_{k\max}}{I_{\text{rat}}}}$$
(10)

进而求得支路数 N 以及任意支路 l 的电流为:

$$N = 1 + \frac{\lg(I_{\rm rat}/I_l)}{\lg\beta} \tag{11}$$

 $I_l = (\beta - 1)\beta^{l-2}I_1$ $l = 2, 3, \dots, N$ (12) 完 前 去 敗 工 作 描 式

2.2 固定单支路工作模式

在 CRT 的整个调节范围内,始终都让容量最小 的支路处于调节状态,而其余支路要么全导通,要么 全截止,称这种工作模式为固定单支路工作模式。

该模式下,为实现功率的平滑调节,支路额定 电流必须按照特定规律进行设计,即:

$$I_N : \dots : I_3 : I_2 : I_1 = 2^{N-2} : \dots : 2 : 1 : 1$$
(13)
$$N > 1$$

其中,N>1。

按此规律,支路1的晶闸管全导通后其额定电 流瞬时转移到支路2,支路2承担了支路1的全部电 流,支路1的电流回归为0后继续开始调节。其余 工作状态均与此类似。

该模式下,仅有容量最小的支路处于调节状态 (设定支路1为调节支路),在谐波电流分析时只需 关注这一支路,此时注入电网的谐波为 $I_1f_k(\alpha_1)$,当 $I_1f_k(\alpha_1) \leq I_{kmx}$ 时,满足谐波要求。

由并联分流原理和固定单支路工作模式下的 支路电流分配原则可知,总并联支路数 N 以及任意 支路 l 的电流为:

$$N = 1 + \frac{\lg(I_{\rm rat}/I_l)}{\lg 2} \tag{14}$$

 $I_l = 2^{l-2} I_1 \quad l = 2, 3, \cdots, N \tag{15}$

2.3 转移单支路工作模式

转移单支路工作模式的工作原理是:随着负载 从0开始增大,支路1中的晶闸管开始调节至全导 通后,支路1中的电流 I₁转移到支路2,支路2承 担支路1的电流并从I₁的基础上开始调节至全导 通,而支路1的电流回归为0,如此直到支路N全 导通后,再从头开始调节支路1。负载减小时按上述 过程的逆过程工作。

该模式下,为满足容量的平滑调节,转移过程 需满足如下条件^[16]:

$$\begin{cases} I_{l+1}f_{1}(\alpha'_{l+1}) = I_{l} \\ I_{l+1}f_{k}(\alpha'_{l+1}) = I_{k\max} \end{cases}$$
(16)

式(16)表明,当支路 l 的电流转移到支路 l+1时,要控制支路 l+1 的导通角 α_{l+1} ,使得在转移瞬间 满足如下条件:支路 l+1 的基波电流和 k 次谐波电 流分别等于支路 l 的额定电流 I_l 和给定最大 k 次谐 波电流 I_{kmax} ,转移瞬间导通角为 α'_{l+1} 。该工作模式 下,在已知支路 1 电流的前提下,其他支路电流可通 过递推算法依次求得,因此支路 1 电流是计算其他 支路电流的基础。

由以上分析可知:不同的工作模式下,支路1电流 I,是计算 CRT 支路数 N 和支路电流的基础;而 支路1的电流 I,大小受到谐波电流的制约。

3 参数设计

CRT 进行参数设计的目的之一是在满足谐波电流要求的前提下尽可能地减小支路数,并求得对应各支路的电流分配。因此,确定符合条件的支路1的电流 *I*₁ 是设计计算 CRT 支路数 *N* 和支路电流等参数的基础。

3.1 支路1电流的确定

给定 k 次谐波电流最大值 I_{kmax}, CRT 工作在单支 路工作模式下时,其注入电网的谐波电流满足式(4) 要求。

为使支路 *l* 在调节过程的任意角度下都能满足 谐波要求,则其电流有效值取值范围满足:

$$0 \le I_l \le \frac{I_{k_{\text{max}}}}{f_k(\alpha_l)|_{\text{max}}} \tag{17}$$

其中, $f_k(\alpha_l)|_{\max}$ 为支路 l 在调节的过程中 $f_k(\alpha_l)$ 的最 大值。

当l=1时,可得支路1的取值范围,即:0 $\leq I_1 \leq \frac{I_{kmax}}{f_k(\alpha_1)|_{max}}$ 。

同时,将支路1的电流*I*₁最大值作为计算支路数*N*等参数的初值,即:

$$I_1 = \frac{I_{k\text{max}}}{f_k(\alpha_1)|_{\text{max}}} \tag{18}$$

3.2 不同工作模式参数设计

确定支路 1 的电流 I₁ 初值后,结合不同工作模 式的特点,可求得对应支路数 N 和支路电流。但是无 论哪种工作模式下,参数的计算结果均应满足以下 条件:CRT 支路数 N 为整数,若 N 的计算结果为小 数,需要对 N 向上取整;各个处于调节状态的支路注 人电网的谐波电流都应满足式(17)的谐波要求;各支 路电流之和应满足式(5)要求,即各支路额定电流之 和等于 CRT 额定电流。若不满足以上任一条件,说 明所确定的支路 1 电流初值取值不合理,对支路 1 电 流初值进行调整,并重新计算各参数。

3.2.1 顺次单支路工作模式参数设计

首先根据式(10)求得满足最大谐波电流时的容 量递增系数β后,将该值与根据式(18)确定的支路1 电流 I₁ 初值代入式(11)求得支路数N。若支路数N 计算结果为小数,说明支路1电流初值取值不合理, 对计算结果进行取整,将取整后的支路数N代入式 (11)中重新计算支路1电流I₁,该值为修正后的支路 1电流值。将取整后的支路数N与修正后的支路1 电流代入式(12)中,求得其余支路电流,并验证支路 电流计算结果是否满足式(17)和式(5)。

3.2.2 固定单支路工作模式参数设计

与顺次单支路工作模式的设计方法类似,首先根据式(18)确定的支路1电流*I*₁初值,将其代入式(14) 求得支路数*N*,若支路数*N*计算结果为小数,对计算 结果进行取整,将取整后的支路数*N*代入式(14)中 重新计算支路1电流*I*₁,该值为修正后的支路1电流 值。将取整后的支路数*N*与修正后的支路1电流代 入式(15)中,求得其余支路电流,并验证支路电流计 算结果是否满足式(17)和式(5)。

3.2.3 转移单支路工作模式参数设计

转移单支路工作模式下,支路数 N 没有确定的 表达式,需根据 CRT 额定电流结合谐波电流进行分 析确定。

令:

$$K(\alpha'_{l+1}) = \frac{f_k(\alpha'_{l+1})}{f_1(\alpha'_{l+1})} = \frac{I_{k\max}}{I_l}$$
(19)

首先根据式(18)计算支路 1 电流 I_1 初值,在已知 最大 k 次谐波电流 I_{kmax} 前提下,根据式(19)先求得支 路 1 电流转移至支路 2 瞬间的晶闸管导通角 α'_2 ,代 入式(16)得到支路 2 电流。同理,根据支路 l 电流 I_l 及最大 k 次谐波电流 I_{kmax} ,结合式(19)和式(16)可计 算求得支路 l 电流转移至支路 l+1 瞬间晶闸管导通 角 α'_{t+1} 以及对应的支路电流 I_{t+1} 。

判断所确定的晶闸管调节范围与支路电流是否 合理的依据是:晶闸管导通角 α_{l+1} 在从 α'_{l+1} 至 0° 调节 过程中,支路 l+1 出现的谐波电流不能超过最大 k 次 谐波电流 I_{kmax} ,即保证 $I_{l+1}f_k(\alpha_{l+1}) \leq I_{kmax}$ 。

当谐波电流满足条件时,应判断所确定的支路电流之和是否满足式(5)要求,即 $\sum_{j=1}^{l+1} I_j = I_{rato}$ 若所确定的支路电流之和超过 CRT 额定电流,即 $\sum_{j=1}^{l+1} I_j > I_{rat}$,需要对支路1电流 I_1 进行调整,并按照上述过程重新计算各支路电流至满足式(17)和式(5)要求,并得到满足谐波电流要求的支路数 $N = l + 1_o$

若所确定的支路电流之和小于 CRT 额定电流, 即 $\sum_{j=1}^{l+1} I_j < I_{rat}$,将该晶闸管范围对应支路电流作为初值 计算下一条支路电流,并按上述过程再次判断各支路 电流是否满足式(17)和式(5)。

3.3 不同工作模式支路数大小比较

为了叙述方便,把顺次单支路、固定单支路数 和转移单支路工作模式的支路数分别记为 N_{ah}、N_{gu} 和 N_{ah}。

当 k = 5 时,对式(2)的第 2 个式子求极值可得 $f_5(\alpha_l)$ 在 $0 \le \alpha_l \le \pi/2$ 范围内的极值点为: $\alpha_l^1 = \pi/5$, $\alpha_l^2 = 2 \pi / 5_{\circ}$

通过分析计算可知: $f_5(\alpha_l^1) = 0.03 = f_5(\alpha_l^2) = 0.05$ 是 $f_5(\alpha_l) \approx 0 \le \alpha_l \le \pi/2$ 范围内的2个极大值点。

由式(10)和式(11)可以知道,顺次单支路工 作模式下,支路数的大小与最大 k 次谐波电流 I_{kmax} 有关。

比较式(11)和式(14)可以知道:当 $\beta \ge 2(I_{5max} \ge \frac{1}{2}f_5(\alpha_N) \Big|_{max} I_{rat} = 0.025 I_{rat}) 时, N_{sh} \le N_{gu}; 当 \beta < 2(I_{5max} < 0.025 I_{rat}) 时, N_{sh} > N_{guo}$

对式(2)的第1个等式进行求导分析可知 $f_1(\alpha_l)$ 在 $0 \leq \alpha_l \leq \pi/2$ 范围内单调递减且满足:

$$0 \leq f_1(\alpha_l) \leq 1 \tag{20}$$

由式(20)、式(16)可得:

$$I_{l+1} = \frac{I_l}{f_1(\alpha'_{l+1})} \ge I_l \tag{21}$$

从而得:

$$f_k(\alpha'_{l+1}) = \frac{I_{k\max}}{I_{l+1}} \leqslant \frac{I_{k\max}}{I_l} = f_k(\alpha'_l)$$
(22)

$$I_1 \leq I_2 \leq \cdots \leq I_{l+1} \leq \cdots \leq I_N \tag{23}$$

由式(22)、式(23)可得各支路电流 5 次谐波系 数满足:

 $f_5(\alpha'_2) \ge \cdots \ge f_5(\alpha'_{l+1}) \ge \cdots \ge f_5(\alpha'_N)$ (24)

转移单支路工作模式下支路 *l* 向支路 *l*+1 转 移瞬间谐波电流等于 *I_{kmax}*,且从 α'_{*l*+1} 调节至完全导通 的整个过程中谐波电流始终不能超过 *I_{kmax}*。

当 $\pi/5=\alpha'_l < \alpha'_{l+1} \leq \pi/2$ 时,支路 l+1 在调节至 导通过程中实际注入电网的谐波电流超过 I_{kmax} ,因此,转移瞬间晶闸管导通角范围为 $\alpha'_{l+1} \leq \alpha'_l = \pi/5$ 时, CRT 实际注入电网谐波电流可满足要求。

在 0° $\leq \alpha'_{l+1} \leq \alpha'_l$ 范围内, $f_5(\alpha_l)$ 单调递增,因此, 由式(24)可知: $\alpha'_2 \geq \cdots \geq \alpha'_{l+1} \geq \cdots \geq \alpha'_{N_0}$

而由前文分析可知, $f_1(\alpha_l)$ 在 $0 \leq \alpha_l \leq \pi/2$ 范围 内单调递减,因此得:

$$\frac{1}{f_{1}(\alpha_{2}')} \ge \dots \ge \frac{1}{f_{1}(\alpha_{l+1}')} \ge \dots \ge \frac{1}{f_{1}(\alpha_{N}')}$$
(25)
将式(16)的第 1 个式子进行化简得.

$$I_{l} = \frac{I_{1}}{\prod_{j=1}^{l} f_{1}(\alpha_{j+1}')}$$
(26)

由式(25)、式(26)可得:

$$I_{l+1} = \frac{I_1}{\prod_{j=1}^l f_1(\alpha'_{j+1})} \leq \frac{I_1}{(f_1(\alpha'_2))^l}$$

因此得:

$$I_{\text{rat}} = \sum_{l=1}^{N} I_{l} \leq \sum_{l=1}^{N} \frac{I_{1}}{(f_{1}(\alpha_{2}^{\prime}))^{l-1}} \leq I_{1} \frac{M}{(f_{1}(\alpha_{2}^{\prime}))^{N-1}}$$
(27)

其中,
$$M = \frac{1 - (f_1(\alpha'_2))^N}{1 - f_1(\alpha'_2)} ≥ 1_\circ$$

将式(27)进行化简可得 $(f_1(\alpha'_2))^{N-1} \leq \frac{MI_1}{I_{rat}}$,将 该不等式两边取对数后得:

$$N \leq 1 + \frac{\lg[I_{\text{rat}}/(MI_1)]}{\lg(1/f_1(\alpha_2'))}$$
(28)

式(28)为转移单支路工作模式下支路数 N_a 的范围。

当
$$k = 5$$
 时, $0 \le \alpha'_2 \le \alpha'_l = \pi/5$, $\frac{1}{f_1(\alpha'_2)}$ 的取值范

围为:

$$\frac{f_5(\alpha_l)|_{\max}}{f_5(\alpha_l^1)} \leqslant \frac{1}{f_1(\alpha_2')} \leqslant \frac{1}{f_1(\alpha_l^1)}$$
(29)

即 1.67 $\leq 1/f_1(\alpha'_2) \leq 3.33_{\odot}$

由式(28)、式(29)可知,转移单支路工作模式 下支路数与转移瞬间的晶闸管导通角有关。

比较式(14)与式(28)可知:当1/ $f_1(\alpha'_2) \ge 2$ 时,由于 $M \ge 1, \bigcup N_h \le N_{e_1}; \exists 1/f_1(\alpha'_2) < 2$ 时, $N_h > N_{e_1}$ 。

需要说明的是,以上分析只是对于3种工作模 式下支路数数值大小的比较,但由于支路数只能是 整数,需将计算出的结果向上取整,因此,可能存在 不同工作模式下支路数数值大小不同而实际中支 路数相同的情况。同时,根据取整后的支路数重新 计算的支路1电流小于或等于其初值,由式(3)可判 断不同工作模式下各支路实际注入电网的谐波电流 不会超过给定最大 k 次谐波电流值,因此谐波总是 满足要求。

此外,固定单支路工作模式因为只有固定的1 条支路需要调节,所以其控制较其他2种工作模式 最简单。

4 算例

设一 CRT 工作于工频状态,额定电流 *I*_{rat}=208 A,同时电网规定其引入的最大 5 次谐波电流 *I*_{5max}=3.8 A。 4.1 顺次单支路工作模式参数设计

顺次单支路工作模式下各支路是顺序导通的, 由式(17)可得任意支路 l 电流有效值取值范围为 $0 \leq I_l \leq 76.00$ A。由式(18)可知支路 1 电流初值为 $I_1=76.00$ A。由式(10)可知级间容量递增系数 $\beta=1.57$ 。 将 I_1 、 β 的值代入式(11)可得满足最大谐波的最小 支路数为:

$$N = 1 + \frac{\lg(208/76)}{\lg 1.57} = 3.2$$

由于 N 的计算结果为小数,需对 N 向上取整,则 N=4。将取整后的支路数代入式(11)重新计算 I₁,可 得修正后的 I₁=53.74 A。

根据式(12)可得其余支路的电流有效值为:I2=

30.64 A, $I_3 = 48.09 \text{ A}$, $I_4 = 75.53 \text{ A}_{\odot}$

4.2 固定单支路工作模式下参数设计

固定单支路工作模式下只有支路1处于调节状态。由式(18)可得支路1电流有效值的取值范围为 $0 \le I_1 \le 76.00$ A。由式(18)可得支路1电流初值为 $I_1 = 76.00$ A。将 I_1 值代入式(14)可得满足最大谐波的最小支路数为:

$$N = 1 + \frac{\lg(208/76)}{\lg 2} = 2.45$$

由于 N 的计算结果为小数,需对 N 向上取整,则 N=3。将 N 代入式(14)重新计算 I₁,可得修正后的 I₁=52.00 A。

根据式(15)可得其余支路的电流有效值为:*I*₂= 52.00 A, *I*₃=104.00 A。

4.3 转移单支路工作模式下参数设计

由式(17)可得任意支路 l 的电流有效值取值范 围为 $0 \le I_l \le 76.00$ A。由式(18)可得支路 1 电流初 值 $I_1 = 76.00$ A。

转移单支路工作模式下,容量最小的支路1最先 开始处于调节状态,支路1在调节过程中可能出现的 5次谐波电流最大值 I_{5max}=3.80 A。

根据式(19)可得:

$$K(\alpha_2') = \frac{f_5(\alpha_2')}{f_1(\alpha_2')} = \frac{I_{5\text{max}}}{I_1} = 0.05$$

通过计算可知支路 1 中电流向支路 2 转移时符 合条件的晶闸管触发角为 $\alpha'_2=0.46$ rad。根据式(16) 可得 α'_2 对应的支路 2 的电流值为:

$$I_2 = \frac{I_1}{f_1(\alpha'_2)} = 165.23 \text{ (A)}$$

在晶闸管导通角从 0.46 rad 至 0 的调节过程中,支路 2 出现的最大谐波电流为 3.80 A,谐波电流 满足要求。

对 I_2 而言,由于 $I_1+I_2>I_{rat}=208.00$ A,此时需对支路 1 的电流值进行微调,并按上述过程重新计算直至满足式(5)要求。经计算,当 $I_1=65.53$ A、 $I_2=142.47$ A 时满足式(17)和式(5)要求,此时, $1/f_1(\alpha'_2)=2.17$,支路数 $N=2_{\circ}$

4.4 比较分析

基于谐波电流有效值分级标准对 CRT 在 3 种 单支路工作模式下的参数设计取值结果进行对比, 如表 1 所示。

由表1可知,3种工作模式下,各支路在调节过 程中实际注入电网的谐波电流均满足式(17)要求, 即谐波电流不超过给定最大值,各支路电流之和满足 式(5)要求。

支路1的电流分配相差不大时,固定单支路工作 模式的谐波电流最小。同时,在注入电网谐波电流 均满足要求的情况下,顺次单支路工作模式β=1.57<

表 1 不同工作模式下 CRT 参数取值结果对比 Table 1 Comparison of parameters in different operation modes

工作		支路	支路电流,支路最大5次谐波电流/A			
模式		数	l = 1	l=2	<i>l</i> =3	l=4
顺次单支	と路	4	53.74,2.67	30.64, 1.53	48.09,2.40	75.53,3.78
固定单支	と路	3	52.00,2.60	52.00, —	104.00, —	—,—
转移单支	と路	2	65.53,3.28	142.47, 3.28	—,—	_,

2,支路数最多。转移单支路工作模式下 $1/f_1(\alpha'_2) =$ 2.17>2,支路数最少,算例结果符合理论分析结论。

5 结论

a. CRT 支路数与支路 1 电流、最大 k 次谐波电流 和工作模式紧密相关。

b. 基于谐波电流有效值的分级标准进行参数设计时,不同工作模式下的 CRT 支路数不同。

c.在 CRT 额定容量、支路 1 电流确定的前提下,固定单支路工作模式下支路数确定,顺次单支路工作模式下支路数与最大 k 次谐波电流有关,转移单支路工作模式下支路数与转移瞬间的晶闸管导通角有关。

d. 不同工作模式下 CRT 实际注入电网的 k 次 谐波电流均不超过电网给定的最大值,谐波电流满足 要求。支路1电流分配相差不大的情况下,固定单支 路工作模式下的谐波电流最小。

e. 就本文算例而言,转移单支路工作模式的控制 支路数最少,而固定单支路工作模式谐波电流最小。 考虑到固定单支路工作模式控制最简单,所以,综 合而言,固定单支路工作模式最优。

参考文献:

[1] 张丽,徐玉琴.并联电抗器在超(特)高压电网中应用及发展[J].
 电力自动化设备,2007,27(4):75-78.

ZHANG Li,XU Yuqin. Application and development of shunt reactors in EHV & UHV transmission lines[J]. Electric Power Automation Equipment,2007,27(4):75-78.

- [2] 周勤勇,郭强,卜广全,等.可控电抗器在我国超/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,et al. Application of controllable reactors in China's power grid and extra and ultra and voltage level[J]. Proceedings of the CSEE,2007,27 (7):1-6.
- [3] 田铭兴,石鹏太,马亚珍. n 级饱和磁阀式可控电抗器结构特性 和仿真方法[J]. 电力自动化设备,2016,36(2):95-101.

TIAN Mingxing, SHI Pengtai, MA Yazhen. Structural property and simulation method of *n*-stage saturable magnetic-valve controllable reactor[J]. Electric Power Automation Equipment, 2016, 36(2):95-101.

[4]周腊吾,徐勇,朱青,等.新型可控电抗器的工作原理与选型分析[J].变压器,2003,40(8):1-5.

ZHOU Lawu, XU Yong, ZHU Qing, et al. Type selection analysis and principle of new controlable reator[J]. Transformer, 2003, 40 (8):1-5.

- [5] SMIRNOV A A, SMOLOVIK S V. An improvement of Russian long-length AC electrical energy transmission systems by implementation of controllable shunt reactors[C]//2005 IEEE Russia Power Tech. St. Petersburg, Russia; IEEE, 2005; 1-5.
- [6] 田军,陈乔夫,张宇. 多绕组变压器负载可控型可调电抗[J]. 电力自动化设备,2010,30(1):32-35.
 TIAN Jun,CHEN Qiaofu,ZHANG Yu. Adjustable reactor with controllable load of multi-winding transformer[J]. Electric Power Automation Equipment,2010,30(1):32-35.
- [7]张宇,陈乔夫,田军,等. 基于变压器端口调节的可控电抗器[J]. 中国电机工程学报,2009,29(18):113-118.
 ZHANG Yu, CHEN Qiaofu, TIAN Jun, et al. Controllable reactor based on transformer winding current regulating[J]. Proceedings of the CSEE,2009,29(18):113-118.
- [8] TIAN Mingxing,LI Qingfu,LI Qunfeng. A controllable reactor of transformer type[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2004,19(4):1718-1726.
- [9] 田铭兴. 变压器式可控电抗器的基本理论研究[D]. 西安:西安 交通大学,2005.

TIAN Mingxing. Basic theoretical research on controllable reactors of transformer type[D]. Xi'an;Xi'an Jiaotong University, 2005.

- [10] 田铭兴,原东昇,安潇,等.变压器式可控电抗器绕组电流分析
 [J]. 高电压技术,2014,40(1):22040-22045.
 TIAN Mingxing,YUAN Dongsheng,AN Xiao,et al. Analysis on winding current of controllable reactor of transformer type[J].
 High Voltage Engineering,2014,40(1):22040-22045.
- [11] 田铭兴,尹健宁,柳轶彬,等. 基于磁集成技术的变压器式可控 电抗器的结构设计与分析[J]. 高电压技术,2014,40(5):30620-30628.

TIAN Mingxing, YIN Jianning, LIU Yibin, et al. Structure design and analysis of controllable reactor of transformer type based on magnetic integration technology [J]. High Voltage Engineering, 2014, 40(5): 30620-30628.

- [12] 国家技术监督局. 电能质量 公用电网谐波:GB/T 14549-93 [S]. 北京:中国标准出版社,1993.
- [13] 田铭兴,安潇,原东昇,等. 变压器式可控电抗器谐波系数定义 与其控制级数的关系[J]. 电网技术,2014,38(1):217-221.
 TIAN Mingxing,AN Xiao,YUAN Dongsheng,et al. Relationship between harmonic coefficients definition and power-step number of controllable reactor of transformer type[J]. Power System Technology,2014,38(1):217-221.
- [14] 田铭兴,励庆孚. 变压器式可控电抗器的谐波分析和功率级数计 算[J]. 中国电机工程学报,2003,23(8):168-171.
 TIAN Mingxing,LI Qingfu. Harmonic current and power-step number of controllable shunting reactor of transformation type
 [J]. Proceedings of the CSEE,2003,23(8):168-171.
- [15] 田铭兴. 多并联支路型可控电抗器工作模式[J]. 电工技术学报,2006,21(12):21-25.

TIAN Mingxing. Operation mode of controllable reactor with multiple parallel branches[J]. Transactions of China Electrote-

chnical Society, 2006, 21(12): 21-25.

[16] 柳铁彬,田铭兴,尹健宁.变压器式可控电抗器单绕组调节模式 及谐波电流优化[J].电力自动化设备,2015,35(7):74-88.
LIU Yibin,TIAN Mingxing,YIN Jianning. Single-winding regulating mode and harmonic current optimization of controllable reactor of transformer type[J]. Electric Power Automation Equipment,2015,35(7):74-88.

作者简介:

郭毅娜(1993-),女,甘肃天水人,硕士研究生,主要研究



方向为变压器式可控电抗器控制参数计算与优 化(**E-mail**;guoyinazi@163.com);

田铭兴(1968—),男,甘肃武威人,教授,博士研究生导师,博士,通信作者,主要研究方向为电力系统电能质量分析与控制、电机电器及其控制、电力电子技术及其应用(E-mail:tianmingxing@mail.lzjtu.cn);

原东昇(1989-),男,甘肃定西人,博士

51. 9C //1

研究生,主要研究方向为多脉波整流技术。

Parameters design of CRT based on harmonic current effective value grading standard in different operation modes

GUO Yina^{1,2}, TIAN Mingxing^{1,2}, YUAN Dongsheng³

(1. School of Automation & Electrical Engineering, Lanzhou Jiaotong University, Lanzhou 730070, China;

2. Gansu Province Engineering Laboratory for Rail Transit Electrical Automation,

Lanzhou Jiaotong University, Lanzhou 730070, China;

3. State Key Laboratory of Electrical Insulation and Power Equipment,

Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710049, China)

Abstract: The reduction of control winding series can greatly improve the working efficiency and reduce the design and manufacturing difficulty of CRT(Controllable Reactor of Transformer type). According to the harmonic current requirement of GB/T 14549-93, a more economical grading standard based on the effective value of harmonic current is proposed. On this basis, the relationships among control winding current, control winding series and harmonic current in three kinds of typical single branch operating modes are analyzed. Taking harmonic current as constraint condition, the parameters of control winding series and control winding current are designed in different operation modes, and the parameters of control winding series are compared in the three operation modes. The calculation results show that, when the parameters of control winding are designed according to the grading standard based on the effective value of harmonic current, the control winding series is related to the first control winding current, the limit of kth harmonic current and operation modes. The control winding series are different operating modes are different while the actual harmonic currents of CRT can all meet the requirement in a grid. The harmonic current is the least in the fixed-single-branch operation modes. **Key words**; CRT; harmonic current; effective value; control winding series; operation mode