

# 变压器式可控电抗器的单绕组调节模式及谐波电流优化

柳轶彬, 田铭兴, 尹健宁

(兰州交通大学 自动化与电气工程学院, 甘肃 兰州 730070)

**摘要:** 在变压器式可控电抗器(CRT)运行时的任一确定工况下,合理地选择短路与调节控制绕组可有效减小 CRT 向电网注入的谐波电流含量。为此,给出 CRT 单绕组调节模式的明确定义,通过求解 CRT 的自、互电感电路方程,得到工作绕组瞬时电流的分段表达式,并推出工作绕组电流基波及各次谐波分量有效值的计算公式;引入调节过程及容量区间等概念,给出了 CRT 单绕组调节模式的通用分析方法;在此基础上,对所有适合给定输出功率的调节过程进行筛选比较,得到使 CRT 对电网造成的谐波污染达到最小的调节过程及相应调节控制绕组的触发角,实现了单绕组调节模式下 CRT 的谐波电流优化。分析和算例结果说明 CRT 的任意一个单绕组调节模式均可看作是若干个特定调节过程的一个排列;与已有的 3 种单绕组调节模式进行对比,说明所给谐波电流优化方法是有效的。

**关键词:** 变压器式可控电抗器; 单绕组调节模式; 调节过程; 容量区间; 谐波分析; 优化

**中图分类号:** TM 554

**文献标识码:** A

**DOI:** 10.16081/j.issn.1006-6047.2015.07.012

## 0 引言

无功平衡是电网安全经济运行的重要保证<sup>[1-3]</sup>,在国内外科技工作者的长期努力下,各种基于不同工作原理的无功补偿设备相继出现<sup>[4-7]</sup>。1995 年,俄罗斯学者 G. N. Aleksandrov 首次提出了变压器式可控电抗器 CRT(Controllable Reactor of Transformer type)的基本工作原理<sup>[8]</sup>,此后大批学者对此进行了深入研究<sup>[9-16]</sup>,指出 CRT 具有响应速度快、谐波含量较小的优点,是一种适用于超高压输电线路的无功补偿装置。

研究表明 CRT 的调节模式(工作模式<sup>[9]</sup>)对其谐波含量的大小具有重要影响,是其优化设计的关键因素<sup>[9-10]</sup>。文献[9]初步研究了 CRT 的调节模式,并在考虑控制绕组之间耦合的情况下推导了顺次单支路模式下 CRT 工作绕组电流基波与谐波的计算公式,而对于固定单支路和转移单支路模式等其他调节模式的研究则没有考虑控制绕组之间的耦合;此外,文献[9]对于调节模式的定义相对比较模糊。由于顺次单支路、固定单支路、转移单支路这 3 种调节模式都是通过让 CRT 的多个控制绕组中的其中一个处于部分导通状态来平滑调节 CRT 的输出功率,因此可将它们统称为单绕组调节模式。CRT 以单绕组调节模式运行时控制简单、运行可靠,对其进行深

入研究具有很大的实用价值。

事实上,CRT 的单绕组调节模式远不止以上 3 种。由于 CRT 在不同调节模式下运行时对电网造成的谐波污染差异很大,因此有必要在众多的单绕组调节模式中选择一种污染最小的调节模式,这对于进一步简化 CRT 设计结构、提高其运行性能具有重要意义。

为此,本文首先基于单绕组调节模式的共同特点,在考虑控制绕组间电磁耦合的情况下,求出 CRT 工作绕组电流的瞬时表达式及其基波与各次谐波电流有效值的计算通式,并给出 CRT 向电网注入的谐波电流含量的近似计算公式;然后引出调节过程及容量区间等一系列基本概念,建立了分析 CRT 单绕组调节模式的统一方法;在此基础上设计详细的优化流程,实现了 CRT 以单绕组调节模式运行时的谐波电流优化。

## 1 工作绕组瞬时电流表达式

CRT 的工作原理如图 1 所示,图中共有  $n$  个绕

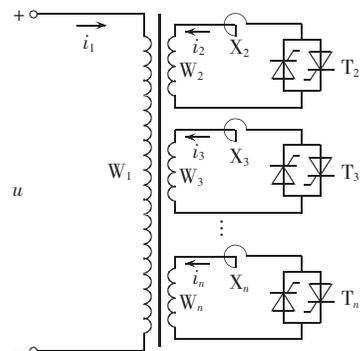


图 1 CRT 工作原理图

Fig.1 Schematic diagram of CRT

收稿日期:2014-05-11;修回日期:2015-01-20

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(1304WCGA181);兰州市科技计划资助项目(2013-4-111)

Project supported by the National Natural Science Foundation of China(51167009,51367010),Science and Technology Program of Gansu Province(1304WCGA181) and Science and Technology Program of Lanzhou(2013-4-111)

组,其中  $W_1$  为工作绕组,  $W_2, W_3, \dots, W_n$  为低压控制绕组,  $T_2, T_3, \dots, T_n$  和  $X_2, X_3, \dots, X_n$  分别为串联在各个控制绕组中的反并联晶闸管和限流电抗器。设工作绕组端口所加电压为  $u = \sqrt{2} U \cos(\omega t)$ , 以  $u$  的正峰值时刻作为各反并联晶闸管的触发角在每个工频周期的计时起点, 则  $T_2, T_3, \dots, T_n$  的触发角的取值范围为  $[0, \pi/2]$ 。通过调节各反并联晶闸管触发角的大小, 可使 CRT 输出介于空载与满载之间的任何容量; 另外, 满足同一输出容量的触发角组合往往远不止一组。因此, 本文将 CRT 从空载运行到满载(或从满载运行到空载)的过程中, 各控制绕组触发角的变化规律称为 CRT 的调节模式; 若在 CRT 全程调节时的任何工况下始终只有 1 个控制绕组的触发角介于  $0 \sim \pi/2$ , 而其余控制绕组的触发角为 0 或者为  $\pi/2$ , 则称之为单绕组调节模式。

不考虑铁芯的磁饱和特性, 忽略所有电阻。若某一时刻所有控制绕组的反并联晶闸管均处于导通状态, 则各绕组所满足的电路方程组如式(1)所示:

$$\mathbf{L}_n(\mathbf{p}\mathbf{i}_n) = \mathbf{u}_n \quad (1)$$

$$\mathbf{L}_n = \begin{bmatrix} L_1 & M_{12} & M_{13} & \dots & M_{1n} \\ M_{21} & L_2 + L_{X2} & M_{23} & \dots & M_{2n} \\ M_{31} & M_{32} & L_3 + L_{X3} & \dots & M_{3n} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ M_{n1} & M_{n2} & M_{n3} & \dots & L_n + L_{Xn} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{i}_n = [i_1 \ i_2 \ i_3 \ \dots \ i_n]^T, \quad \mathbf{u}_n = [u \ 0 \ 0 \ \dots \ 0]^T$$

其中,  $L_k$  表示绕组  $W_k$  的自感系数 ( $1 \leq k \leq n$ );  $M_{kq}$  表示  $W_k$  和  $W_q$  间的互感系数 ( $1 \leq k \leq n, 1 \leq q \leq n$ );  $L_{Xk}$  表示和控制绕组  $W_k$  相串联的限流电抗器的电感系数;  $i_k$  表示绕组  $W_k$  的瞬时电流;  $\mathbf{p} = d/dt$ 。

图 1 所示 CRT 共有  $n-1$  个控制绕组, 设某一稳态下, CRT 按单绕组调节模式运行, 其中触发角不等于  $\pi/2$  的控制绕组共有  $h-1$  个 ( $1 \leq h \leq n, h$  为 CRT 在 1 个工频周期里参与运行的绕组(包括  $W_1$ ) 个数), 则触发角等于  $\pi/2$  的控制绕组应为  $n-h$  个, 称之为截止控制绕组。在  $h-1$  个触发角不等于  $\pi/2$  的控制绕组中有  $h-2$  个控制绕组的触发角均等于 0, 称之为短路控制绕组; 而剩余的那一个控制绕组的触发角(设为  $\alpha$ ) 介于  $0 \sim \pi/2$ , 称之为调节控制绕组。

由于 CRT 绕组电流波形  $1/4$  周期对称, 因此只需计算  $[0, \pi/2]$  时段上的电流表达式即可知道 1 个周期的电流波形。

按照上述假设与分析, 在  $(0, \alpha]$  上, CRT 各绕组满足的电路方程组如下:

$$\mathbf{L}_{h-1}(\mathbf{p}\mathbf{i}_{h-1}) = \mathbf{u}_{h-1} \quad (2)$$

其中,  $\mathbf{L}_{h-1}, \mathbf{i}_{h-1}, \mathbf{u}_{h-1}$  分别为从矩阵  $\mathbf{L}_n, \mathbf{i}_n, \mathbf{u}_n$  中划掉截止及调节控制绕组对应的行、列元素而来的子矩阵。

由式(2)可得工作绕组电流  $i_1$  满足如下微分方程:

$$\frac{di_1}{dt} = \frac{u}{L_{1,h-1}} \quad (3)$$

其中,  $1/L_{1,h-1}$  为  $\mathbf{L}_{h-1}^{-1}$  的第一行第一列元素,  $\mathbf{L}_{h-1}^{-1}$  为  $\mathbf{L}_{h-1}$  的逆阵。在该时段,  $i_1$  的初始条件为  $i_1|_{\omega t=0} = 0$ , 由此解得:

$$i_1 = \frac{\sqrt{2} U}{\omega L_{1,h-1}} \sin(\omega t) \quad (4)$$

同理, 在  $(\alpha, \pi/2]$  上, 工作绕组电流满足如下微分方程:

$$\frac{di_1}{dt} = \frac{u}{L_{1,h}} \quad (5)$$

其中,  $1/L_{1,h}$  为  $\mathbf{L}_h^{-1}$  的第一行第一列元素,  $\mathbf{L}_h^{-1}$  为  $\mathbf{L}_n$  的逆阵,  $\mathbf{L}_h$  是删去矩阵  $\mathbf{L}_n$  中所有截止控制绕组对应的行、列元素而来的子矩阵。以上个时段的终值作为当前时段的初值条件, 解得:

$$i_1 = \frac{\sqrt{2} U}{\omega L_{1,h}} \sin(\omega t) - \left( \frac{\sqrt{2} U}{\omega L_{1,h}} - \frac{\sqrt{2} U}{\omega L_{1,h-1}} \right) \sin \alpha \quad (6)$$

综上所述, 在单绕组调节模式下, 当 CRT 在 1 个工频周期中有  $h$  个绕组参与运行, 其调节控制绕组的触发角等于  $\alpha$  时, CRT 工作绕组的电流瞬时值在  $[0, \pi/2]$  时段上的表达式为:

$$i_1 = \begin{cases} \frac{\sqrt{2} U}{\omega L_{1,h-1}} \sin(\omega t) & \omega t \in [0, \alpha] \\ \frac{\sqrt{2} U}{\omega L_{1,h}} \sin(\omega t) - \left( \frac{\sqrt{2} U}{\omega L_{1,h}} - \frac{\sqrt{2} U}{\omega L_{1,h-1}} \right) \sin \alpha & \omega t \in (\alpha, \pi/2] \end{cases} \quad (7)$$

## 2 谐波分析

由于  $i_1$  的波形符合  $1/4$  周期对称, 其中只含基波和奇次谐波中的正弦项, 因此可分解为如下形式的傅里叶级数:

$$i_1 = \sum_{m=1}^{\infty} \{ b_{2m-1} \sin[(2m-1)\omega t] \} \quad (8)$$

$$b_{2m-1} = \frac{4}{\pi} \int_0^{\pi/2} i_1(\omega t) \sin[(2m-1)\omega t] d(\omega t) \quad (9)$$

其中,  $m=1, 2, 3, \dots$ 。

将式(7)代入式(9)中进行分段积分并整理化简, 可得工作绕组电流的  $2m-1$  ( $m=1, 2, 3, \dots$ ) 次谐波电流 ( $m=1$  时为基波) 的有效值为:

$$I_{2m-1} = \frac{U}{\pi \omega} \left| \frac{1}{L_{1,h}} f_m \left( \frac{\pi}{2} \right) + \left( \frac{1}{L_{1,h-1}} - \frac{1}{L_{1,h}} \right) f_m(\alpha) \right| \quad (10)$$

$$f_1(\alpha) = 2\alpha + \sin(2\alpha)$$

$$f_m(\alpha) = \frac{1}{2m-1} \left\{ \frac{\sin[2(m-1)\alpha]}{m-1} + \frac{\sin(2m\alpha)}{m} \right\} \quad (11)$$

其中,  $m=2, 3, 4, \dots$ 。

由于 CRT 应用于三相输电系统之中, 当其使用三角形接法连接时 3 的整数倍次谐波电流不会流入

电网而对电网造成污染;另外,由式(10)、式(11)可知高次谐波的含量非常小,可以忽略不计,若记 CRT 注入电网的总谐波电流含量为  $I_H$ ,则在计算  $I_H$  时可只考虑  $N$ (如  $N=31$ )次及以下的低次谐波。于是  $I_H$  的近似计算形式为:

$$I_H = \sqrt{\sum_{m=2}^M I_{2m-1}^2 - \sum_{c=1}^C I_{3(2c-1)}^2} \quad (12)$$

其中,  $M$  和  $C$  分别取使  $2M-1$  和  $6C-3$  不超过  $N$  的最大整数。

把式(10)、式(11)代入式(12)可得  $I_H$  的近似计算公式:

$$I_H = \frac{U}{\pi \omega} \left| \frac{1}{L_{1,h-1}} - \frac{1}{L_{1,h}} \right| \sqrt{\sum_{m=2}^M f_m^2(\alpha) - \sum_{c=1}^C f_{3c-1}^2(\alpha)} \quad (13)$$

### 3 调节过程与容量区间

式(10)、式(13)给出了单绕组调节模式下 CRT 工作绕组电流基波及谐波有效值的计算公式,结合前文的推导可知,当短路及调节控制绕组给定之后,式中的系数便是确定的,从而 CRT 工作绕组电流基波及谐波有效值便由调节控制绕组的触发角  $\alpha$  唯一确定。为了方便分析,将调节控制绕组的触发角  $\alpha$  从  $\pi/2$  减小到 0(或从 0 增大到  $\pi/2$ )这一过程称为一个调节过程,将对应的容量(工作绕组基波电流有效值)变化范围称为一个容量区间,记作  $[I_{\min}, I_{\max}]$ 。

取式(10)中的  $m=1$ ,并将式(11)里的  $f_1(\alpha)$  代入式(10),可得工作绕组基波电流有效值与触发角  $\alpha$  之间的关系式,根据  $f_1(\alpha)$  在  $[0, \pi/2]$  上的单调性可知此时式(10)绝对值里恒为正值,从而可得:

$$I_1 = \frac{U}{\pi \omega} \left\{ \frac{\pi}{L_{1,h}} + \left( \frac{1}{L_{1,h-1}} - \frac{1}{L_{1,h}} \right) [2\alpha + \sin(2\alpha)] \right\} \quad (14)$$

令  $\alpha$  分别取  $\pi/2$  与 0,可得:

$$I_{\min} = \frac{U}{\omega L_{1,h-1}} \quad (15)$$

$$I_{\max} = \frac{U}{\omega L_{1,h}} \quad (16)$$

由第 1 节的分析可知,当  $h=1$  时, CRT 空载运行;当  $h=n$  且  $h-1$  个控制绕组全为短路控制绕组时, CRT 满额运行。于是由式(14)可得:

$$I_0 = \frac{U}{\omega L_1} \quad (17)$$

$$I_N = \frac{U}{\omega L_{1,n}} \quad (18)$$

其中,  $I_0$  为空载电流;  $I_N$  为额定电流。

当 CRT 有  $n$  个绕组时,其调节过程的总数应为:

$$P = C_{n-1}^1 \sum_{i=0}^{n-2} C_{n-2}^i = 2^{n-2}(n-1) \quad (19)$$

其中,  $C_{n-1}^1$  是指调节控制绕组有  $C_{n-1}^1$  种可能取法;  $C_{n-2}^i$  是指当短路控制绕组总数为  $i$  ( $0 \leq i \leq n-2$ ) 时,

短路控制绕组应有  $C_{n-2}^i$  种可能取法。由此可见,调节过程的总数是 CRT 绕组个数的一元函数,绕组数越大,则调节过程越多。

为方便后续的研究,本文使用一个  $2^{n-2}$  行、 $n+3$  列、 $n-1$  层的三维数组(记作  $R_n$ )来保存所有调节过程的信息,其中  $R_n$  每行每层的  $1 \sim n-1$  列依次保存控制绕组  $W_n \sim W_2$  在相应调节过程下的状态。由于每个控制绕组均有短路、截止、调节 3 种可能状态,因此可使用 3 个数字来标识这 3 种不同的状态:“2”表示调节、“1”表示短路、“0”表示截止。

为方便实现各种不同的单绕组调节模式,可按一定的规律来存储各控制绕组的状态,首先将第 1 层第  $n-1$  列的所有  $2^{n-2}$  个元素置为“2”,表示第 1 层存储  $W_2$  为调节控制绕组的所有调节过程,而第 1 层第  $i$  ( $1 \leq i \leq 2^{n-2}$ ) 行的  $1 \sim n-2$  列可按行序号“ $i$ ”生成,办法如下。

将“ $i-1$ ”转化为一个  $n-2$  位的二进制数(不够  $n-2$  位时,将高位用“0”补齐),然后将该二进制数的每一位从最高位到最低位逐个置于  $R_n$  第  $i$  行的第  $1 \sim n-2$  列依次来标识  $W_n \sim W_3$  的状态。

第 1 层  $2^{n-2}$  个调节过程的  $W_2 \sim W_n$  的状态标识完成后,第  $j$  ( $2 \leq j \leq n-1$ ) 层  $W_2 \sim W_n$  的状态则可由第 1 层向左循环移位  $j-1$  次来得到。

当  $R_n$  中所有调节过程下各控制绕组的状态标识完成后便可按照第 1 节所给的办法生成各调节过程对应的  $L_h$  与  $L_{h-1}$ ,进而求得相应的  $1/L_{1,h}$  与  $1/L_{1,h-1}$ ,并将其存入对应调节过程的第  $n$  列与  $n+1$  列,然后可由式(15)、式(16)求得  $I_{\min}$  和  $I_{\max}$ ,并将其存入对应调节过程的第  $n+2$  列与  $n+3$  列。如此,用于保存所有调节过程信息的三维数组  $R_n$  便生成了。

为方便分析,可将  $R_n$  各层各行存储的调节过程看作一个元素,在后文分析中,  $R_n(i, j)$  ( $1 \leq i \leq n-1$ ,  $1 \leq j \leq 2^{n-2}$ ) 就表示  $R_n$  的第  $i$  层、第  $j$  行所存储的调节过程。

由于  $R_n$  存储了单绕组调节模式的所有调节过程,因此要完成 CRT 输出功率从空载到满额(或从满额到空载)的连续调节,可先从  $R_n$  中选择若干个调节过程,然后组成特定的排列来实现;原则是所选各调节过程的容量区间的并集等于  $[I_0, I_N]$ ,否则无法保证 CRT 输出功率全程连续。另外,值得注意的是,各调节过程之间可能存在重叠现象(容量区间彼此之间存在交集),因此,在有的调节模式中,各调节控制绕组触发角的变化范围往往不是  $[0, \pi/2]$ ,而可能是  $[0, \pi/2]$  的某个子区间。

### 4 谐波优化

根据调节过程的相关说明,对于  $\forall I_{\text{ref}} \in [I_0, I_N]$ ,

$R_n$  中至少存在 1 个调节过程,使得  $I_{ref}$  属于该调节过程的容量区间  $[I_{min}, I_{max}]$ ,显然,按照该调节过程下各控制绕组的触发方式,CRT 可以输出这一容量,为方便分析,若  $I_{ref}$  属于某一调节过程的容量区间,则称该调节过程适合  $I_{ref}$ ,设相应的调节控制绕组的触发角为  $\alpha_i$ ,则由式(14)—(16)可知  $\alpha_i$  应满足如下非线性方程:

$$\frac{I_{max} - I_{ref}}{I_{max} - I_{min}} = \frac{2\alpha_i + \sin(2\alpha_i)}{\pi} \quad (20)$$

从方程(20)中解出  $\alpha_i$ ,然后将其代入式(13)便可求得相应的  $I_H$ 。由于在  $[0, \pi/2]$ 上方程(20)只有 1 个根,因此当调节过程选定之后,某一输出容量下的  $I_H$  就是确定的。

由此可见,对于结构参数确定的 CRT,当其按照单绕组调节模式工作时,同一输出容量下 CRT 向电网注入的谐波电流大小完全取决于所选择的调节过程而与其他因素无关。由于适合  $I_{ref}$  的调节过程往往不止 1 个,因此需要进行筛选比较从中选出  $I_H$  最小的调节过程,并按照其所对应的各控制绕组的触发方式来控制各反并联晶闸管的开断,这样便可实现 CRT 在给定容量  $I_{ref}$  下的谐波电流含量优化。

根据以上分析,可设计如图 2 所示的流程来实现任一确定容量下 CRT 的谐波电流优化。

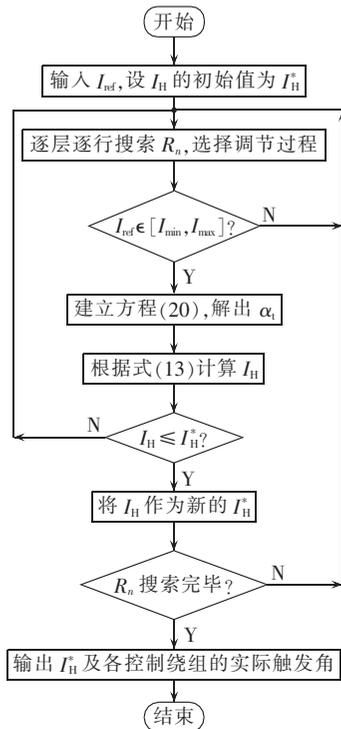


图 2 谐波电流优化流程图

Fig.2 Flowchart of harmonic current optimization

图 2 所示的流程相当于对适合  $I_{ref}$  的所有调节过程所对应的谐波含量进行了比较,并从中选出最优的调节过程。在实际中为降低设备的制造成本,

CRT 的绕组数一般较小,由式(19)可知 CRT 的调节过程也不会很多,因此,图 2 所示的优化方法搜索范围较小,操作简单,易于编程实现,能方便实现任一确定容量下 CRT 的谐波电流优化。

若按图 2 所示流程来确定 CRT 从空载运行至满载时任意工况点下各触发角的变化规律,则 CRT 对电网造成的谐波污染始终是所有单绕组调节模式中最小的,因此可将这种调节模式称为谐波优化调节模式。

### 5 算例分析

为说明本文分析方法的合理性,本文以文献[9]中提供的 CRT 模型为例进行分析计算。

文献[9]给出了一 6 绕组 CRT,并求出了其中的 6 绕组变压器各绕组之间的自、互阻抗矩阵(文献[9]已将各绕组的匝数和所有物理量归算到了高压侧工作绕组,CRT 工作绕组所加正弦交流电压有效值为  $500/\sqrt{3}$  kV,频率为 50 Hz,额定电流为 208 A),将阻抗矩阵转化为自、互电感矩阵用  $M$  表示,结果如下(单位为 H):

$$M = \begin{bmatrix} 452.828 & 451.395 & 451.363 & 451.268 & 451.172 & 450.981 \\ 451.395 & 452.700 & 452.668 & 452.573 & 452.414 & 452.159 \\ 451.363 & 452.668 & 450.700 & 452.637 & 452.478 & 452.223 \\ 451.268 & 452.573 & 452.637 & 452.700 & 452.573 & 452.318 \\ 451.172 & 452.414 & 452.478 & 452.573 & 452.668 & 452.478 \\ 450.981 & 452.159 & 452.223 & 452.318 & 452.478 & 452.732 \end{bmatrix}$$

各控制绕组所串联的限流电感的取值应根据电网对 CRT 的性能要求来具体确定,取法比较灵活,但任何调节模式必须能够全程连续调节,否则就是无效的。根据第 4 节的分析,谐波优化模式总能连续。已有的 3 种典型单绕组调节模式中只有固定单支路模式会因限流电感的取值不当而导致容量断续。

在本例中,限流电感的取值首先应保证 CRT 的额定电流为 208 A,然后能使固定单支路模式的容量全程连续且该模式中的各调节过程之间的重叠最少,根据以上要求,其具体取值如下所示(单位为 H):

$$L_x = [24.9295 \quad 24.8621 \quad 12.2024 \quad 5.8353 \quad 2.3125]$$

其中,  $L_x$  的第  $i$  ( $1 \leq i \leq 5$ ) 个元素表示  $W_{i+1}$  所串联的限流电抗的电感大小。

根据  $M$  及  $L_x$ ,可求得:

$$L_6 = \begin{bmatrix} 452.828 & 451.395 & 451.363 & 451.268 & 451.172 & 450.981 \\ 451.395 & 477.630 & 452.668 & 452.573 & 452.414 & 452.159 \\ 451.363 & 452.668 & 477.562 & 452.637 & 452.478 & 452.223 \\ 451.268 & 452.573 & 452.637 & 464.903 & 452.573 & 452.318 \\ 451.172 & 452.414 & 452.478 & 452.573 & 458.504 & 452.478 \\ 450.981 & 452.159 & 452.223 & 452.318 & 452.478 & 455.045 \end{bmatrix}$$

由式(17)、式(18)可求得  $I_0=2.03$  A、 $I_N=208$  A。由

式(19)可得 CRT 的调节过程总数为  $P=80$ , 由第 3 节的分析可知,  $R_6$  共分 5 层、每层有  $2^{6-2}=16$  行, 即  $R_6$  每层包含 16 个调节过程, 根据第 3 节所述的  $R_6$  的生成方法可得  $R_6$  第 1 层的 16 个调节过程的信息如表 1 所示。

表 1  $R_6$  第 1 层存储的调节过程Table 1 Regulating processes stored in first level of  $R_6$ 

$W_6$	$W_5$	$W_4$	$W_3$	$W_2$	$\frac{1}{L_{1,h}}/H^{-1}$	$\frac{1}{L_{1,h-1}}/H^{-1}$	$I_{\min}/A$	$I_{\max}/A$
0	0	0	0	2	0.0381	0.0022	2.0292	35.0371
0	0	0	1	2	0.0676	0.0381	35.0371	62.1091
0	0	1	0	2	0.0922	0.0676	62.1091	84.7134
0	0	1	1	2	0.1127	0.0918	84.3967	103.6023
0	1	0	0	2	0.1310	0.1127	103.6020	120.3960
0	1	0	1	2	0.1464	0.1305	119.9268	134.5190
0	1	1	0	2	0.1583	0.1442	132.5080	145.4980
0	1	1	1	2	0.1703	0.1578	144.9626	156.4566
1	0	0	0	2	0.1820	0.1703	156.4554	167.2221
1	0	0	1	2	0.1918	0.1814	166.6412	176.2552
1	0	1	0	2	0.1987	0.1891	173.7281	182.5669
1	0	1	1	2	0.2067	0.1980	181.9789	189.9652
1	1	0	0	2	0.2086	0.2000	183.7374	191.6472
1	1	0	1	2	0.2157	0.2079	191.0572	198.2437
1	1	1	0	2	0.2203	0.2129	195.6671	202.4068
1	1	1	1	2	0.2264	0.2196	201.8250	208.0001

对第 1 层的前 5 列向左循环移位 1 次可得第 2 层的前 5 列, 即生成了第 2 层各绕组的触发状态, 然后仍然按照第 3 节所述的方法便可求得第 2 层的后 4 列, 结果如表 2 所示。

表 2  $R_6$  第 2 层存储的调节过程Table 2 Regulating processes stored in second level of  $R_6$ 

$W_6$	$W_5$	$W_4$	$W_3$	$W_2$	$\frac{1}{L_{1,h}}/H^{-1}$	$\frac{1}{L_{1,h-1}}/H^{-1}$	$I_{\min}/A$	$I_{\max}/A$
0	0	0	2	0	0.0381	0.0022	2.0292	35.0371
0	0	1	2	0	0.0918	0.0676	62.1091	84.3967
0	1	0	2	0	0.1305	0.1127	103.6020	119.9268
0	1	1	2	0	0.1578	0.1442	132.5080	144.9626
1	0	0	2	0	0.1814	0.1703	156.4554	166.6412
1	0	1	2	0	0.1980	0.1891	173.7281	181.9789
1	1	0	2	0	0.2079	0.2000	183.7374	191.0572
1	1	1	2	0	0.2196	0.2129	195.6671	201.8250
0	0	0	2	1	0.0676	0.0381	35.0371	62.1091
0	0	1	2	1	0.1127	0.0922	84.7134	103.6023
0	1	0	2	1	0.1464	0.1310	120.3960	134.5190
0	1	1	2	1	0.1703	0.1583	145.4980	156.4566
1	0	0	2	1	0.1918	0.1820	167.2221	176.2552
1	0	1	2	1	0.2067	0.1987	182.5669	189.9652
1	1	0	2	1	0.2157	0.2086	191.6472	198.2437
1	1	1	2	1	0.2264	0.2203	202.4068	208.0001

同理可求得  $R_6$  的第 3、第 4、第 5 层, 此处不再赘述。式(10)~(14)给出了 CRT 工作绕组电流基波、各次谐波及总谐波含量的计算公式, 其形式在所有的调节过程下都是一致的, 只是在不同的调节过程下式中的系数  $1/L_{1,h}$  与  $1/L_{1,h-1}$  有所差异, 这里以表

1 中的第 4 个调节过程( $W_6, W_5, W_4, W_3, W_2$  的触发状态为“00112”)为例来形象地展示其变化趋势, 见图 3。

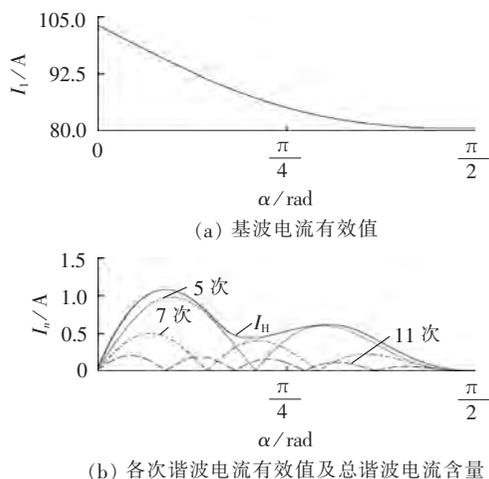


图 3 基波、谐波电流及总谐波含量随调节控制绕组触发角的变化曲线

Fig.3 Curve of current vs. triggering angle of regulating control winding for fundamental, harmonics and total harmonic

根据第 3 节的分析, CRT 的所有单绕组调节模式均可由  $R_6$  中的某些调节过程组成特定的排列来实现, 文献[9]中所述的 3 种典型单绕组调节模式也不例外, 根据文献[9]中关于 3 种典型单绕组调节模式的详细说明, 3 种典型单绕组调节模式可分别用下列切换流程表示。

**a. 顺次单支路:**  $R_6(1,1) \leftrightarrow R_6(2,9) \leftrightarrow R_6(3,13) \leftrightarrow R_6(4,15) \leftrightarrow R_6(5,16)$ 。

特点: 设 CRT 绕组总数为  $n$ , 则顺次单支路模式总共由  $n-1$  个调节过程排列而成。若用  $i$  表示  $R_n$  的层序号,  $j$  表示行序号, 则对于顺次单支路模式的切换流程中的任一调节过程, 其  $i$  与  $j$  满足如下关系:

$$j = 2^{n-2} + 1 - 2^{n-1-i} \quad (21)$$

在本例中  $n=6$ , 因此,  $j=17-2^{5-i}$ , 比如  $R_6(2,9)$ ,  $9=17-2^{5-2}$ 。

**b. 固定单支路:**  $R_6(1,1) \leftrightarrow R_6(1,2) \leftrightarrow R_6(1,3) \leftrightarrow R_6(1,4) \leftrightarrow R_6(1,5) \leftrightarrow R_6(1,6) \leftrightarrow R_6(1,7) \leftrightarrow R_6(1,8) \leftrightarrow R_6(1,9) \leftrightarrow R_6(1,10) \leftrightarrow R_6(1,11) \leftrightarrow R_6(1,12) \leftrightarrow R_6(1,13) \leftrightarrow R_6(1,14) \leftrightarrow R_6(1,15) \leftrightarrow R_6(1,16)$ 。

特点: 设 CRT 绕组总数为  $n$ , 则固定单支路模式总共由  $2^{n-2}$  个调节过程排列而成; 它们全部来自  $R_n$  的第 1 层。在本例中  $n=6$ , 构成固定单支路模式的 16 个调节过程的信息如表 1 所示。

**c. 转移单支路:**  $R_6(1,1) \leftrightarrow R_6(2,1) \leftrightarrow R_6(3,1) \leftrightarrow R_6(4,1) \leftrightarrow R_6(5,1) \leftrightarrow R_6(1,9) \leftrightarrow R_6(2,5) \leftrightarrow R_6(3,8) \leftrightarrow R_6(4,2) \leftrightarrow R_6(1,13) \leftrightarrow R_6(2,7) \leftrightarrow R_6(3,4) \leftrightarrow R_6(1,15) \leftrightarrow R_6(2,8) \leftrightarrow R_6(1,16)$ 。

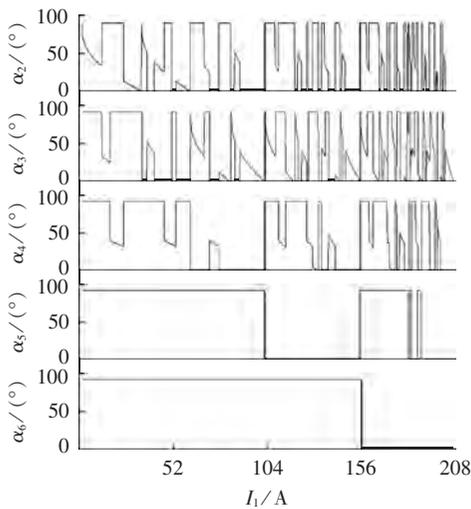
特点: 设 CRT 绕组总数为  $n$ , 则转移单支路模式总共由  $n(n-1)/2$  个调节过程排列而成; 其中来自  $R_n$  第  $i$  ( $1 \leq i \leq n-1$ ) 层的共有  $n-i$  个。在本例中  $n=6$ , 转

移单支路模式共由 15 个调节过程构成,其中有 4 个来自  $R_6$  的第 2 层。

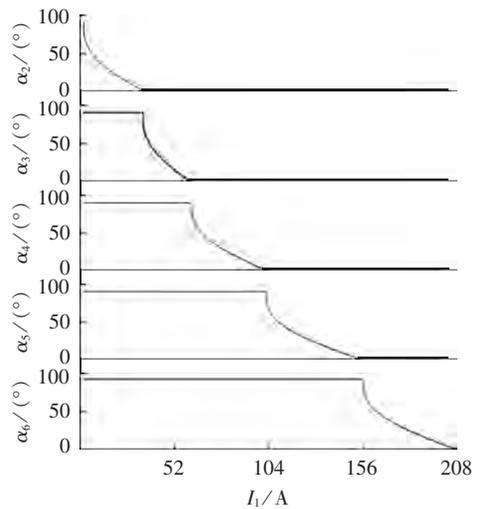
当 CRT 按照上述 3 种调节模式中的某一种从空载运行到满载时,对于其中的任意容量,总可以在该调节模式对应的切换流程中找到适合该容量的调节过程,值得注意的是,流程中相邻两调节过程可能存在重叠(如本例中固定单支路模式中的  $R_6(1,5) \leftrightarrow R_6(1,6)$ ),此时适合该容量的调节过程会有 2 个,结合文献[9]中关于 3 种典型单绕组调节模式的说明,应选择前者( $R_6(1,5)$ )作为适合该容量的调节过程,调节过程选定之后,便可根据  $R_6$  中保存的容量区间建立方程(20),然后解出相应调节控制绕组的触发角并根据式(13)算出相应的谐波含量。根据图 2 所示的优化流程,可算出 CRT 运行中的任意输出容量对应的最小谐波电流及相应的各控制绕组的触发角大小。按照以上分析,可得 CRT 按不同模式从空载调节到满额时,各控制绕组的触发角随输出容量的变化曲线,如图 4 所示;而图 5 所示则为不同模式下

CRT 向电网注入的谐波电流含量随输出容量的变化趋势。

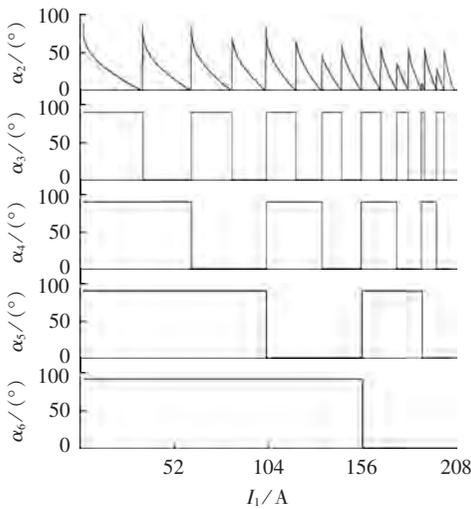
从图 4 可以看出顺次单支路模式下各调节控制绕组触发角均是从  $\pi/2$  变化到 0,而其余 3 种调节模式的各调节控制绕组的触发角大多是  $[0, \pi/2]$  的子区间,从而进一步说明第 3 节的分析是合理的。需要指出的是按照图 4(d)所示的各控制绕组触发角的变化曲线反推出来的切换流程并不符合严格意义上的转移单支路模式,其中并没有经过  $R_6(2,1)$ 、 $R_6(2,5)$ 、 $R_6(2,7)$ 、 $R_6(2,8)$  这 4 个以  $W_3$  为调节控制绕组的调节过程,这可看成是在经过上述 4 个调节过程时各调节控制绕组的触发角变化范围为空集(仍为  $[0, \pi/2]$  的子区间);出现这种现象的原因是本例中选择的限流电抗能够保证固定单支路模式全程连续(其他模式总能连续),但此时转移单支路模式下  $R_6(2,1)$ 、 $R_6(2,5)$ 、 $R_6(2,7)$ 、 $R_6(2,8)$  的容量区间总会被  $R_6(1,1)$ 、 $R_6(1,9)$ 、 $R_6(1,13)$ 、 $R_6(1,15)$  的容量区间完全包含,因此无需再经过这 3 个调节过程。



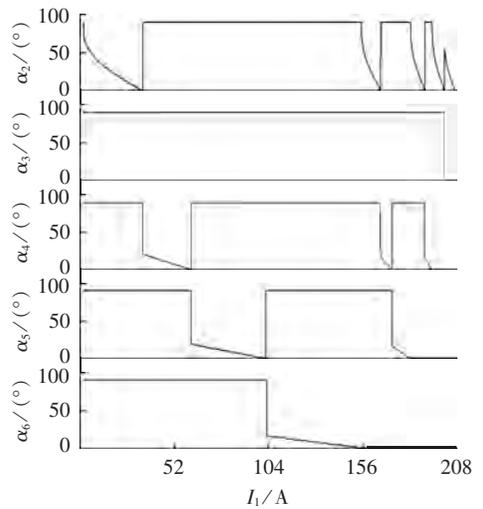
(a) 谐波优化模式



(b) 顺次单支路模式



(c) 固定单支路模式



(d) 转移单支路模式

图 4 不同模式下各控制绕组的触发角随输出容量的变化曲线

Fig.4 Curve of triggering angle of each control winding vs. output capacity for different modes

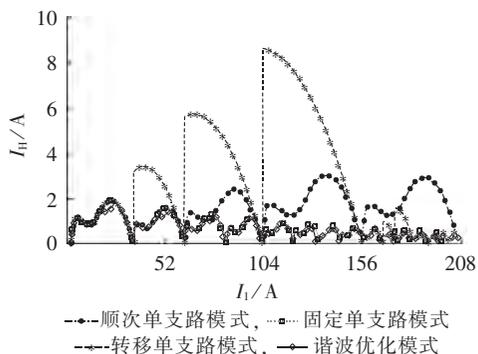


图 5 不同模式下总谐波含量随输出容量的变化曲线

Fig.5 Curve of total harmonic content vs. output capacity for different modes

从图 5 可以看出 CRT 按 4 种不同模式运行时对电网造成的谐波污染差异很大,在任何容量下,当以谐波优化模式运行时,CRT 向电网注入的谐波含量总比其他 3 种调节模式的小,这说明本文所给谐波优化办法是有效的;而在 3 种典型单绕组调节模式中固定单支路模式的谐波水平则最接近谐波优化模式。

为进一步说明本文所给谐波优化方法的可行性,本文借助文献[9]中提供的 CRT 等值电路模型进行仿真验证。

图 6 为 CRT 的等值电路模型,其核心部分为 6 绕组变压器的多边形等效电路,根据文献[9]提供的详细计算流程,该等效电路中各支路的电感可由 CRT 的自、互电感( $M$  矩阵)求得,本文只给出其最终结果

(用矩阵  $l_6$  表示),其详细计算过程可参考文献[9],此处不再重复。需要说明的是  $l_6$  的各行号与列号分别对应于等效电路的 6 个节点,主对角线上的元素“\*”表示无效;另外,  $l_6$  中各电感参数具有等效的性质,因此出现负值时只有数学意义,并不具有物理意义。

$$l_6 = \begin{bmatrix} * & 2.8213 & 23.7459 & -7.9153 & 16.7618 & 25.9046 \\ 2.8213 & * & 0.0441 & -0.1900 & 1.3505 & -7.3064 \\ 23.7459 & 0.0441 & * & 0.0618 & -0.4166 & 3.3923 \\ -7.9153 & -0.1900 & 0.0618 & * & 0.1389 & -1.1308 \\ 16.7618 & 1.3055 & -0.4166 & 0.1389 & * & 0.3294 \\ 25.9046 & -7.3064 & 3.3923 & -1.1308 & 0.3294 & * \end{bmatrix}$$

图 6 中,电源电压的有效值仍为  $500/\sqrt{3}$  kV,频率为 50 Hz,  $l_{ij}(1 \leq i \leq 6, 1 \leq j \leq 6)$  就是矩阵  $l$  的第  $i$  行第  $j$  列元素,  $l_{xi}(2 \leq i \leq 6)$  为  $L_x$  的第  $i-1$  个元素,即与绕组  $W_i$  串联的限流电抗的电感值。

按照图 6 所示的等效电路可在 MATLAB/Simulink 中搭建 CRT 的仿真模型,并利用傅里叶分析模块测量 CRT 按上述 4 种调节模式运行时其工作绕组电流基波分量有效值  $I_1$  及谐波含量  $I_H$ 。现任给 CRT 调节范围中的一个容量(如  $I_{ref} = 129$  A),根据前文所述的推理过程可分别得出 CRT 按照上述 4 种调节模式输出该容量时所选择的调节过程及各控制绕组晶闸管的触发角大小如表 3 所示。表 3 中模式 1、2、3、4 依次代表谐波优化模式、顺次单支路模式、固定单支路模式、转移单支路模式;后同。

按照表 3 所示 4 种调节模式下的触发角大小来

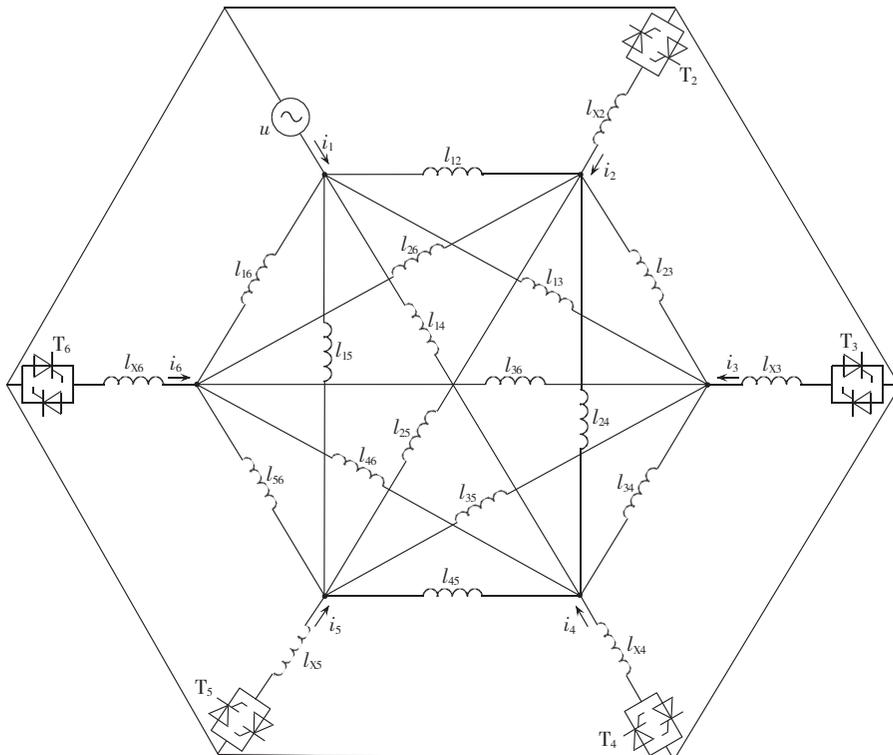


图 6 CRT 等效电路

Fig.6 Equivalent circuit of CRT

表3 各控制绕组晶闸管的触发角  
Table 3 Triggering angle of thyristor for different control windings

模式	$\alpha_6/(\circ)$	$\alpha_5/(\circ)$	$\alpha_4/(\circ)$	$\alpha_3/(\circ)$	$\alpha_2/(\circ)$	所属调节过程
1	90	0	32.9860	90	0	$R_6(3,6)$
2	90	24.8828	0	0	0	$R_6(4,15)$
3	90	0	90	0	17.5593	$R_6(1,6)$
4	8.0534	90	90	90	90	$R_6(5,1)$

控制仿真模型中各控制绕组晶闸管触发脉冲的相位进行仿真实验,便可测得4种调节模式下CRT工作绕组电流基波分量有效值及总谐波含量。另一方面,根据式(11)、(13)也可由表3中的触发角分别计算出4种调节模式所对应的谐波含量。将其与仿真测量所得结果进行对比,情况如表4所示。

表4 工作绕组电流基波分量有效值及总谐波含量  
Table 4 Fundamental RMS and total harmonic current of work winding

模式	$I_1/A$		$I_H/A$	
	计算值	仿真值	计算值	仿真值
1	129	128.0	0.6144	0.5728
2	129	128.1	2.3264	2.3180
3	129	128.1	0.8091	0.8147
4	129	128.1	6.4062	6.4370

表4显示仿真结果与计算结果比较吻合,该误差主要是由于文献[9]在建立多绕组变压器的等值电路模型时忽略了激磁电流所致;从中可以看出工作绕组基波电流有效值的测量结果普遍略小于给定容量129A。另外,仿真模型的测量结果显示谐波优化模式下CRT注入电网的谐波含量比其他3种调节模式的都小,其中固定单支路模式最接近谐波优化模式,这与图5所反映的结果是一致的;表3、4的结果是针对其中一确定容量得出的,其实对于任何容量都可以得到类似的结论。由此可见,本文所给的谐波优化方法是合理的。

## 6 结论

a. CRT所有单绕组调节模式的计算工作绕组电流基波及各次谐波有效值的公式在形式上是一致的。

b. 当CRT按照单绕组调节模式工作时,同一输出容量下CRT对电网造成的谐波污染只会随着所选调节过程的不同而有所差异。

c. CRT的任何一个单绕组调节模式均可看成是 $R_n$ 中若干个容量区间的并集为 $[I_0, I_N]$ 的调节过程的一个排列。

d. 仿真和算例结果说明对于一个结构参数已给定的CRT,按照本文所给的谐波优化模式运行能有效减小其向电网注入的谐波电流含量。

## 参考文献:

[1] 王兆安. 谐波抑制和无功功率补偿[M]. 北京:机械工业出版社,

2005:6-21.

[2] 葛锁良,袁业剑,于敏华. 一种新型可连续调节的无功补偿装置[J]. 电力自动化设备,2011,31(11):100-102.

GE Suoliang, YUAN Yejian, YU Minhua. Reactive power compensator with continuous regulation[J]. Electric Power Automation Equipment, 2011, 31(11): 100-102.

[3] 李佳,刘天琪,陈亮,等. 基于理想点法的多准则综合灵敏度电压稳定评估指标[J]. 电力自动化设备,2014,34(3):108-112.

LI Jia, LIU Tianqi, CHEN Liang, et al. Multi-criterion integrated-sensitivity voltage stability evaluation index based on ideal point method[J]. Electric Power Automation Equipment, 2014, 34(3): 108-112.

[4] 田铭兴,杨雪淞,顾生杰,等. 基于MATLAB的磁饱和式可控电抗器的仿真模型参数及过渡时间分析[J]. 电力自动化设备,2013,33(6):47-51.

TIAN Mingxing, YANG Xuesong, GU Shengjie, et al. Analysis of simulation model parameters and transition time based on MATLAB for magnetically-saturated controllable reactor[J]. Electric Power Automation Equipment, 2013, 33(6): 47-51.

[5] 刘书铭,李琼林,杜习周,等. 无功补偿电容器组串联电抗器的参数匹配[J]. 电力自动化设备,2012,32(4):145-150.

LIU Shuming, LI Qionglin, DU Xizhou, et al. Parameter matching of series reactor in reactive compensation capacitor bank[J]. Electric Power Automation Equipment, 2012, 32(4): 145-150.

[6] 聂宏展,王振浩. 多功能低压配变无功补偿控制器开发[J]. 电力自动化设备,2004,24(8):50-52.

NIE Hongzhan, WANG Zhenhao. Development of multi-function var compensation controller for low-voltage distribution transformer[J]. Electric Power Automation Equipment, 2004, 24(8): 50-52.

[7] 闫国琦,杭乃善,李如琦,等. 一种新型无功补偿装置[J]. 电力自动化设备,2004,24(6):68-71.

YAN Guoqi, HANG Naishan, LI Ruqi, et al. A new type reactive power compensation equipment[J]. Electric Power Automation Equipment, 2004, 24(6): 68-71.

[8] ALEKSANDROV G N, AL BERTINSKIJ B I, SHKUROPAT I A. Operational principles of a controlled shunting reactor of the transformer type[J]. Russian Electrical Engineering, 1995, 66(11): 42-47.

[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. 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 a controllable reactor with multiple parallel branches[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2006, 21(12): 21-25.

[11] TIAN Mingxing, LI Qingfu, LI Qunfeng. A controllable reactor of transformer type[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2004, 19(4): 1718-1726.

[12] 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 reactors of transformer type[J].

- Proceedings of the CSEE, 2003, 23(8): 168-171.
- [13] 周腊吾. 新型特高压可控电抗器的理论及应用[D]. 长沙: 湖南大学, 2008.  
ZHOU Lawu. The theory and its application on new type ultra-high voltage controlled reactor[D]. Changsha: Hunan University, 2008.
- [14] 张宇. 新型变压器式可控电抗器技术研究[D]. 武汉: 华中科技大学, 2009.  
ZHANG Yu. Research on a novel transformer-type controllable reactor[D]. Wuhan: Huazhong University of Science & Technology, 2009.
- [15] 田铭兴, 柳轶彬, 尹健宁, 等. 变压器式可控电抗器绕组电流与触发角的关系[J]. 电力自动化设备, 2014, 34(8): 122-127.  
TIAN Mingxing, LIU Yibin, YIN Jianning, et al. Relationship between CRT winding current and firing angle[J]. Electric Power Automation Equipment, 2014, 34(8): 122-127.
- [16] 刘海涛, 张卫星, 刘瑜, 等. 变压器式可控电抗器的控制绕组无

功容量分析[J]. 电力系统及其自动化学报, 2006, 18(6): 70-72.  
LIU Haitao, ZHANG Weixing, LIU Yu, et al. Reactive power capacitance analysis for controllable shunting reactors of transformer type[J]. Proceedings of the CSU-EPSA, 2006, 18(6): 70-72.

#### 作者简介:



柳轶彬

柳轶彬(1988—), 男, 甘肃兰州人, 硕士研究生, 研究方向为变压器式可控电抗器性能优化及控制(**E-mail**: yanerwuming@126.com);

田铭兴(1968—), 男, 甘肃武威人, 教授, 博士, 研究方向为电机电器的设计及其控制(**E-mail**: tianmingxing@mail.lzjtu.cn);

尹健宁(1988—), 男, 甘肃平凉人, 硕士研究生, 研究方向为变压器式可控电抗器结构设计。

## Single-winding regulating mode and harmonic current optimization of controllable reactor of transformer type

LIU Yibin, TIAN Mingxing, YIN Jianning

(School of Automation & Electrical Engineering, Lanzhou Jiaotong University, Lanzhou 730070, China)

**Abstract:** Properly selecting the short-circuit and regulating control windings of CRT(Controllable Reactor of Transformer type) operating in a certain working status can effectively reduce its harmonic current injecting into power system. A clear definition is provided for the single-winding regulating mode of CRT, the piecewise instantaneous current expressions of work winding is obtained and the RMS calculation formula for the fundamental and harmonic currents of operating winding are deduced by solving the self and mutual inductance circuit equations. The concepts of regulating process and output power range are introduced and the general analysis method of CRT single-winding regulating mode is given. All the regulating processes suitable for the given output power are sorted and compared to obtain the regulating process with the slightest harmonic pollution to power system and the triggering angle of corresponding regulating control winding. The harmonic currents injected into power system by CRT in single-winding regulating mode are thus optimized. The results of analysis and case study show that any single-winding regulating mode of CRT can be regarded as a permutation consisting of several certain regulating processes. The comparison with existing three single-winding regulating modes indicates that the proposed method is efficient.

**Key words:** controllable reactor of transformer type; single-winding regulating mode; regulating process; output power range; harmonic analysis; optimization