

变压器式可控电抗器绕组电流与触发角的关系

田铭兴, 柳轶彬, 尹健宁, 安 潇

(兰州交通大学 自动化与电气工程学院, 甘肃 兰州 730070)

摘要: 变压器式可控电抗器(CRT)各绕组的电流与其各个控制绕组晶闸管的触发次序及触发角大小关系密切。在根据各个控制绕组触发角的大小规定触发次序后,采用分段线性化的方法,建立了用自、互电感表示的电路方程,通过求解电路方程,得出所有绕组电流瞬时值在任意时段上的矩阵表达式。通过傅里叶分解求得所有绕组基波电流的傅里叶系数与各个控制绕组晶闸管触发角之间的非线性函数关系式的矩阵形式,进而得到其基波电流有效值。分析和算例结果说明,所给出的 CRT 绕组电流计算公式适用于 CRT 的所有工作方式;控制绕组逐级短路的工作方式只是一个特例。

关键词: 变压器式可控电抗器; 电抗器; 绕组电流; 晶闸管; 触发角; 触发次序

中图分类号: TM 47

文献标识码: A

DOI: 10.3969/j.issn.1006-6047.2014.08.021

0 引言

无功平衡是电网安全、可靠、经济运行的重要保证^[1-3]。在国内外科技工作者的长期努力下,各种无功补偿设备相继出现^[4-9],其中变压器式可控电抗器^[8]CRT(Controllable Reactor of Transformer type)是一种适用于超高压输电线路的无功补偿设备。文献^[10-15]对 CRT 的一些基本理论问题,诸如多绕组变压器分析方法、等值电路模型建立、谐波分析、功率级数确定、限流电抗计算、电磁场分析、绕组容量分配、工作模式及仿真分析等问题进行了深入研究,指出 CRT 具有谐波含量小和大范围快速平滑调节输出无功功率的特点。

CRT 的输出功率能实现平滑调节的关键在于各个控制绕组的反并联晶闸管的触发角大小可以连续变化,在电网电压变化不大时,CRT 的输出无功功率近似正比于工作绕组电流的基波分量有效值,因此分析 CRT 各个绕组基波电流有效值与控制绕组的晶闸管触发角之间的关系是设计 CRT 控制系统的重要环节。文献^[10]在只有 1 个控制绕组处于调节状态的前提下,仅给出了工作绕组电流基波幅值与相应控制绕组晶闸管触发角之间的函数表达式,对于控制绕组则未作分析;另外,对于多个控制绕组均处于调节状态(简称多调节状态)的情形也未进行讨论。

仅让 1 个控制绕组处于调节状态,当输出容量给定其谐波含量是确定的,但不一定能达到最小;如果让多个控制绕组均处于调节状态,则当各个控制绕组的触发角满足某一特定约束关系时工作绕组中的谐波含量便能达到最小。而且,文献^[10]中所分析

的几种典型模式其实是多调节状态下的特例,为拓展 CRT 工作方式,有必要研究多调节状态下的 CRT 运行特性。

本文采用分段线性化的办法求出了多调节状态下 CRT 任意时段绕组电流的瞬时表达式;然后得出绕组基波电流的傅里叶系数与各个触发角之间的非线性多元函数表达式,并将其写成矩阵形式,进而求得绕组基波电流有效值;在此基础上,给出级间容量递增系数^[10]与电路方程系数矩阵的定量关系。最后给出算例,从不同角度说明了本文所述计算方法的合理性。

1 基本规定

CRT 的工作原理如图 1 所示。图中, W_1 为工作绕组,直接并联在超高压电网上; $W_2, W_3, \dots, W_n$ 为低压控制绕组; $X_2, X_3, \dots, X_n$ 和 $T_2, T_3, \dots, T_n$ 分别为串联在各自控制绕组中的限流电抗器和反并联晶闸管;电网侧电压为 $u_1 = \sqrt{2} U_1 \cos(\omega t)$ 。

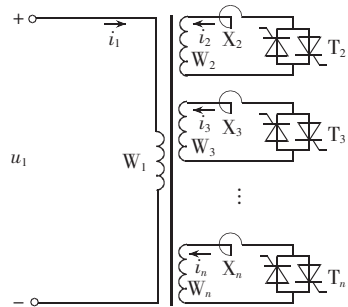


图 1 CRT 工作原理图

Fig.1 Schematic diagram of CRT

图 1 中各绕组的匝数和所有物理量均已折算到了工作绕组(为书写方便,所有折算量的符号不加上标“'”)。

将各个控制绕组的触发角从小到大排列(相等时先排列绕组编号小的),记为: $0 \leq \alpha_2 \leq \alpha_3 \leq \dots \leq \alpha_k \leq$

收稿日期:2013-06-06;修回日期:2014-06-18
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)
Project supported by the National Natural Science Foundation of China(51167009,51367010) and the Science and Technology Program of Gansu Province(1304WCGA181)

$\dots \leq \alpha_h \leq \alpha_{h+1} = \alpha_{h+2} = \dots = \alpha_n = \pi/2$, 显然, $\alpha_k (2 \leq k \leq h \leq n)$ 对应第 $k-1$ 个导通的控制绕组 (不一定是 W_k); α_h 之后再没有控制绕组导通, 故 $\alpha_{h+1} = \alpha_{h+2} = \dots = \alpha_n = \pi/2$ 。为方便后文叙述, 将 α_2 对应 W_2 、 α_3 对应 W_3 、 $\dots$ 、 α_n 对应 W_n 这种触发次序称为标准次序, 其余的称为非标准次序。在 CRT 实际运行时, 控制绕组的晶闸管可以按标准次序触发, 也可以按非标准次序触发。

不考虑铁磁质引起的非线性, 忽略所有电阻, 在以下的分析中用 L_1 表示工作绕组的自感系数, i_1 表示工作绕组的电流瞬时值, M_{1k} 表示触发角为 α_k 的控制绕组和工作绕组的互感系数, L_k 表示触发角为 α_k 的控制绕组的自感系数, M_{kq} 表示触发角为 α_k 的控制绕组和触发角为 α_q 的控制绕组的互感系数, L_{Xk} 表示和触发角为 α_k 的控制绕组相串联的限流电抗器的电感系数, i_k 表示触发角为 α_k 的控制绕组的电流瞬时值。

2 瞬时电流矩阵表达式

根据基本规定, 在 $[0, \pi/2]$ 上, 当 $0 \leq \omega t \leq \alpha_2$ 时, CRT 空载运行, $i_1 = i_m, i_2 = i_3 = \dots = i_h = \dots = i_n = 0, i_m$ 为激磁电流, 电流 i_1 满足下列微分方程和初始条件:

$$\begin{cases} L_1 \frac{di_1}{dt} = \sqrt{2} U_1 \cos(\omega t) \\ i_1|_{\omega t=0} = 0 \end{cases}$$

令 $L_1 = L_{1,1}$, 解得:

$$i_1 = i_m = \frac{\sqrt{2} U_1}{\omega L_{1,1}} \sin(\omega t)$$

当 $\alpha_2 < \omega t \leq \alpha_3$ 时, $i_1 \neq 0, i_2 \neq 0, i_3 = \dots = i_h = \dots = i_n = 0$, 绕组电流满足如下微分方程组:

$$L_2(p i_2) = u_2 \quad (1)$$

其中, $L_2 = \begin{bmatrix} L_1 & M_{12} \\ M_{21} & L_2 + L_{X2} \end{bmatrix}$; $p = d/dt$; $u_2 = [u_1 \ 0]^T$; $i_2 = [i_1 \ i_2]^T$ 。

由式(1)可得:

$$p i_2 = L_2^{-1} u_2 \quad (2)$$

记 L_2^{-1} 的第一列为 $L_{2(1)}^{-1} = [1/L_{1,2} \ 1/L_{2,2}]^T$, 以上个时段的终值作为初始条件, 解式(2)得:

$$\begin{aligned} i_1 &= \frac{\sqrt{2} U_1}{\omega L_{1,2}} [\sin(\omega t) - \sin \alpha_2] + \frac{\sqrt{2} U_1}{\omega L_{1,1}} \sin \alpha_2 \\ i_2 &= \frac{\sqrt{2} U_1}{\omega L_{2,2}} [\sin(\omega t) - \sin \alpha_2] \end{aligned}$$

当 $\alpha_3 < \omega t \leq \alpha_4$ 时, $i_1 \neq 0, i_2 \neq 0, i_3 \neq 0, i_4 = \dots = i_h = \dots = i_n = 0$, 绕组电流满足如下微分方程组:

$$L_3(p i_3) = u_3 \quad (3)$$

其中, $L_3 = \begin{bmatrix} L_1 & M_{12} & M_{13} \\ M_{21} & L_2 + L_{X2} & M_{23} \\ M_{31} & M_{32} & L_3 + L_{X3} \end{bmatrix}$; $u_3 = [u_1 \ 0 \ 0]^T$;

$$i_3 = [i_1 \ i_2 \ i_3]^T。$$

由式(3)可得:

$$p i_3 = L_3^{-1} u_3 \quad (4)$$

记 L_3^{-1} 的第一列为 $L_{3(1)}^{-1} = [1/L_{1,3} \ 1/L_{2,3} \ 1/L_{3,3}]^T$, 并以上个时段的终值作为初值条件, 解式(4)得:

$$\begin{aligned} i_1 &= \frac{\sqrt{2} U_1}{\omega L_{1,3}} [\sin(\omega t) - \sin \alpha_3] + \frac{\sqrt{2} U_1}{\omega L_{1,2}} (\sin \alpha_3 - \sin \alpha_2) + \frac{\sqrt{2} U_1}{\omega L_{1,1}} \sin \alpha_2 \\ i_2 &= \frac{\sqrt{2} U_1}{\omega L_{2,3}} [\sin(\omega t) - \sin \alpha_3] + \frac{\sqrt{2} U_1}{\omega L_{2,2}} (\sin \alpha_3 - \sin \alpha_2) \\ i_3 &= \frac{\sqrt{2} U_1}{\omega L_{3,3}} [\sin(\omega t) - \sin \alpha_3] \end{aligned}$$

依此类推, 当 $\alpha_h < \omega t \leq \pi/2$ 时, $i_1 \neq 0, i_2 \neq 0, i_3 \neq 0, \dots, i_h \neq 0, i_{h+1} = \dots = i_n = 0$, 绕组电流满足如下微分方程组:

$$L_h(p i_h) = u_h \quad (5)$$

$$\text{其中, } L_h = \begin{bmatrix} L_1 & M_{12} & M_{13} & \dots & M_{1h} \\ M_{21} & L_2 + L_{X2} & M_{23} & \dots & M_{2h} \\ M_{31} & M_{32} & L_3 + L_{X3} & \dots & M_{3h} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ M_{h1} & M_{h2} & M_{h3} & \dots & L_h + L_{Xh} \end{bmatrix};$$

$$u_h = [u_1 \ 0 \ 0 \ \dots \ 0]^T; i_h = [i_1 \ i_2 \ i_3 \ \dots \ i_h]^T。$$

由式(5)可得:

$$p i_h = L_h^{-1} u_h \quad (6)$$

$$\text{记 } L_h^{-1} \text{ 的第一列为 } L_{h(1)}^{-1} = \left[\frac{1}{L_{1,h}} \ \frac{1}{L_{2,h}} \ \dots \ \frac{1}{L_{h,h}} \right]^T,$$

以上个时段的终值作为初值条件, 解式(6)得:

$$\begin{aligned} i_1 &= \frac{\sqrt{2} U_1}{\omega L_{1,h}} [\sin(\omega t) - \sin \alpha_h] + \frac{\sqrt{2} U_1}{\omega L_{1,h-1}} (\sin \alpha_h - \sin \alpha_{h-1}) + \dots + \frac{\sqrt{2} U_1}{\omega L_{1,2}} (\sin \alpha_3 - \sin \alpha_2) + \frac{\sqrt{2} U_1}{\omega L_{1,1}} \sin \alpha_2 \\ i_k &= \frac{\sqrt{2} U_1}{\omega L_{k,h}} [\sin(\omega t) - \sin \alpha_h] + \frac{\sqrt{2} U_1}{\omega L_{k,h-1}} (\sin \alpha_h - \sin \alpha_{h-1}) + \dots + \frac{\sqrt{2} U_1}{\omega L_{k,k}} (\sin \alpha_{k+1} - \sin \alpha_k) \end{aligned} \quad (7)$$

其中, $2 \leq k \leq h, i_k$ 的意义与基本规定保持一致。比较 i_1 与 i_k 可以看出二者形式相似, 只是最后一项略有差异, 为将二者统一起来, 给工作绕组也对应一个触发角 α_1 , 并限定 α_1 恒为 0, 结合实际 CRT 模型, 相当于在工作绕组中也串联了一对反并联晶闸管, 其触发角恒等于 0, 这样处理以后, 并不影响前文的基本规定,

CRT 的工作原理也没有改变,但工作绕组与控制绕组的电流表达式均可用式(7)来表示。

结合上述计算过程可知, $L_k (1 \leq k \leq h \leq n)$ 等矩阵 (L_1 只有一个元素 L_{11}) 分别是取 L_n 的前 k 行前 k 列而来的子矩阵。

对于结构参数给定的 CRT, 标准次序对应的 L_n 很容易列出, 将其记作 L_n^* , 而非标准次序对应的 L_n 则可由 L_n^* 变换得到, 具体变换办法如下: 将各个绕组的触发角从小到大排列后记为 $\alpha_1 \leq \alpha_2 \leq \alpha_3 \leq \dots \leq \alpha_h \leq \alpha_{h+1} \leq \dots \leq \alpha_n = \pi/2$, 逐个列出各触发角对应的实际绕组的下标编号, 记作 $p_1 p_2 p_3 \dots p_h p_{h+1} \dots p_n$; 然后逐行逐列循环, 将 L_n^* 的 (p_i, p_j) 元作为 L_n 的 (i, j) 元 ($1 \leq i \leq n, 1 \leq j \leq n$), 便可得到相应非标准次序下的 L_n 。

由此可见, 对于任何触发次序, L_n 总是可以确定的, 从而 $L_k (1 \leq k \leq h \leq n)$ 等矩阵的形式也是可以确定的。因此, 上述推导思路可以涵盖任何工作方式。

为方便直观, 将 $L_{k(1)}^{-1} (1 \leq k \leq h \leq n)$ ($L_{1(1)}^{-1}$ 只包含一个元素 $1/L_{1,1}$) 依次排列, 通过补 0 使所有列向量的维数都等于 h , 便可形成一上三角矩阵。用 Y_h 表示, 形式如下:

$$Y_h = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{1,1}} & \frac{1}{L_{1,2}} & \frac{1}{L_{1,3}} & \dots & \frac{1}{L_{1,k}} & \dots & \frac{1}{L_{1,h-1}} & \frac{1}{L_{1,h}} \\ 0 & \frac{1}{L_{2,2}} & \frac{1}{L_{2,3}} & \dots & \frac{1}{L_{2,k}} & \dots & \frac{1}{L_{2,h-1}} & \frac{1}{L_{2,h}} \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_{3,3}} & \dots & \frac{1}{L_{3,k}} & \dots & \frac{1}{L_{3,h-1}} & \frac{1}{L_{3,h}} \\ \vdots & \vdots & \vdots & & \vdots & & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & \frac{1}{L_{k,k}} & \dots & \frac{1}{L_{k,h-1}} & \frac{1}{L_{k,h}} \\ \vdots & \vdots & \vdots & & \vdots & & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & \dots & \frac{1}{L_{h-1,h-1}} & \frac{1}{L_{h-1,h}} \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & \dots & 0 & \frac{1}{L_{h,h}} \end{bmatrix}$$

不难看出, Y_h 的 (k, h) 元就是 $L_{h(1)}^{-1}$ 的第 k 个元素 $1/L_{k,h}$; Y_h 与 L_h 的阶数相等, 均为 h , 意味着有 $h-1$ 个控制绕组处于全短路或调节状态; 另外, Y_h 的第 k 行元素 (从第 h 列倒着开始) 依次对应式(7)中的系数。

综合以上分析, 便可以得出 $[0, \pi/2]$ 上任意 $\alpha_s < \omega t \leq \alpha_{s+1}$ (其中 $1 \leq s \leq h$, 当 $s=1$ 时 $\alpha_s=0$; 当 $s=h$ 时 $\alpha_{s+1}=\pi/2$) 时段所有绕组的电流表达式, 将其表示成如下矩阵形式:

$$i_s = \frac{\sqrt{2} U_1}{\omega} Y_s V_s C_s \quad (8)$$

其中, $i_s = [i_1 \ i_2 \ i_3 \ \dots \ i_k \ \dots \ i_s]^T (1 \leq k \leq s)$; Y_s 是取 Y_h 的前 s 行前 s 列而来的子矩阵; $V_s = (O, E) - (E, O)$, E 为 s 阶单位矩阵, O 为 $s \times 1$ 维零向量; $C_s = [g(\alpha_1) \ g(\alpha_2) \ g(\alpha_3) \ \dots \ g(\alpha_k) \ \dots \ g(\alpha_s) \ g(\omega t)]^T, g(\alpha_k) = \sin \alpha_k$ 。

需要注意的是, 式(8)中限定了 $1 \leq k \leq s$, 其实, 当 $k > s$ 时, 触发角 α_k 对应的控制绕组在 $[\alpha_s, \alpha_{s+1}]$ 时段上尚未导通, 其电流为 0。

3 基波电流有效值与触发角的关系

利用式(8), 可以写出任意绕组的瞬时电流在 $[0, \pi/2]$ 上的分段函数表达式, 容易证明, CRT 任意绕组的电流 $i_k (1 \leq k \leq h \leq n)$ 的波形为 $1/4$ 周期对称波形, 通过傅里叶分解, 可求得 i_k 的基波分量傅里叶系数 b_{k1} , 设 $b_h = [b_{11} \ b_{21} \ b_{31} \ \dots \ b_{k1} \ b_{(h-1)1} \ b_{h1}]^T$, 则可将所得结果表示成如下矩阵形式:

$$b_h = \frac{\sqrt{2} U_1}{\omega} L_{h(1)}^{-1} - \frac{\sqrt{2} U_1}{\pi \omega} Y_h A_h F_h \quad (9)$$

其中, $L_{h(1)}^{-1}$ 是 L_h^{-1} 的第一列, 亦即 Y_h 的第 h 列; $A_h = E_h - \begin{bmatrix} O & E_{h-1} \\ 0 & O^T \end{bmatrix}$, E_h 和 E_{h-1} 分别为 h 和 $h-1$ 阶单位矩阵, O 为 $(h-1) \times 1$ 维零向量, O^T 是其转置; $F_h = [f(\alpha_1) \ f(\alpha_2) \ f(\alpha_3) \ \dots \ f(\alpha_k) \ \dots \ f(\alpha_{h-1}) \ f(\alpha_h)]^T, f(\alpha_k) = 2\alpha_k + \sin(2\alpha_k)$ 。

$$\text{令 } B_h = \frac{\sqrt{2} U_1}{\pi \omega} Y_h A_h, b_h^* = \frac{\sqrt{2} U_1}{\omega} L_{h(1)}^{-1}, \text{ 则可将}$$

式(9)变成如下形式:

$$b_h = b_h^* - B_h F_h \quad (10)$$

由于 b_{k1} 的值可正可负, 因此其绝对值除以 $\sqrt{2}$ 便是 i_k 的基波分量有效值 $I_{k1} (1 \leq k \leq h)$ 。

设 $I_h = [I_{11} \ I_{21} \ I_{31} \ \dots \ I_{k1} \ \dots \ I_{(h-1)1} \ I_{h1}]^T$, 则有:

$$I_h = \begin{bmatrix} |b_{11}| & |b_{21}| & |b_{31}| & \dots & |b_{k1}| & \dots \\ |b_{(h-1)1}| & |b_{h1}| \end{bmatrix}^T / \sqrt{2} \quad (11)$$

因为式(10)是在基本规定下得出的, 所以它能反映任何触发次序下各个绕组电流基波分量的傅里叶系数与各个晶闸管触发角之间的定量关系, 根据式(11), 进而可求得各个绕组电流基波有效值与各个晶闸管触发角之间的定量关系。这对于研究 CRT 的工作方式具有重要意义, 是设计新型 CRT 控制策略的重要基础。

笔者认为文献[10-11]重点讨论的控制绕组逐级短路的工作方式, 就是限定 CRT 晶闸管的触发次序为标准次序, 并且令 $\alpha_2 = \alpha_3 = \dots = \alpha_{h-1} = 0, 0 \leq \alpha_h \leq \pi/2, \alpha_{h+1} = \alpha_{h+2} = \dots = \alpha_n = \pi/2$ 。于是工作绕组基波电流有效值为:

$$I_{11} = \left| \frac{U_1}{\pi \omega} \left\{ \frac{\pi}{L_{1,h}} - \left(\frac{1}{L_{1,h}} - \frac{1}{L_{1,h-1}} \right) [2\alpha_h + \sin(2\alpha_h)] \right\} \right| \quad (12)$$

可以验证式(12)与文献[11]中的式(6)本质上是完全一致的, 即文献[11]只是本文研究的一个特例。

当 $\alpha_h = 0$ 时, W_2 至 $W_h (h \leq n)$ 全短路投入运行, 工作绕组电流中没有谐波, 于是工作绕组电流有效

值就等于其基波电流有效值,根据式(12)则有以下式成立:

$$I_{1,h}=\left|\frac{U_1}{\omega L_{1,h}}\right| \tag{13}$$

其中, $I_{1,h}$ 代表 W_2 至 $W_h(h\leq n)$ 短路运行时工作绕组电流有效值。根据级间容量递增系数的定义^[10]可得:

$$\beta_h=\frac{I_{1,h}}{I_{1,h-1}}=\left|\frac{L_{1,h-1}}{L_{1,h}}\right| \tag{14}$$

其中, β_h 表示 W_2 至 W_h 短路时工作绕组电流有效值和 W_2 至 W_{h-1} 短路时工作绕组电流有效值的比值, $3\leq h\leq n$,这与文献[10]中的级间容量递增系数的意义一致。

在控制绕组逐级短路的工作方式下,当 CRT 的自、互阻抗及处于全短路状态的控制绕组个数确定之后, $L_{1,h}, L_{1,h-1}$ 完全取决于限流电抗值,在实际中可以通过选定限流电抗的大小来使级间容量递增系数满足相关要求。

4 算例

为验证本文所给计算方法的合理性,以文献[10]给出的 CRT 自、互阻抗及基于自、互阻抗求出的限流电感值(均折算到了 W_1)为参数进行计算。

文献[10]算例中的 CRT 总共有 6 个绕组,额定电压为 $U_N=500/\sqrt{3}$ kV,将所给的自、互阻抗矩阵转换为自、互电感矩阵,如下所示(单位为 H):

$$M=\begin{bmatrix} 452.83 & 451.40 & 451.36 & 451.27 & 451.17 & 450.98 \\ 451.40 & 452.70 & 452.67 & 452.57 & 452.41 & 452.16 \\ 451.36 & 452.67 & 452.70 & 452.64 & 452.48 & 452.22 \\ 451.27 & 452.57 & 452.64 & 452.70 & 452.57 & 452.32 \\ 451.17 & 452.41 & 452.48 & 452.57 & 452.67 & 452.48 \\ 450.98 & 452.16 & 452.22 & 452.32 & 452.48 & 452.73 \end{bmatrix}$$

M 的每行每列依次与 $W_1、W_2、W_3、W_4、W_5、W_6$ 相对应,符合基本规定中的标准次序。

基于 M 中的自、互电感参数,利用文献[10]提供的算法求得的对应用于 $W_2、W_3、W_4、W_5、W_6$ 的限流电感系数为(单位为 H):

$$L_X=[85.66 \ 71.64 \ 29.91 \ 10.22 \ 1.26]$$

在本例中 $n=6$,根据 M 与 L_X ,可得 L_6^* 如下所示:

$$L_6^*=\begin{bmatrix} 452.83 & 451.40 & 451.36 & 451.27 & 451.17 & 450.98 \\ 451.40 & 538.36 & 452.67 & 452.57 & 452.41 & 452.16 \\ 451.36 & 452.67 & 524.34 & 452.64 & 452.48 & 452.23 \\ 451.27 & 452.57 & 452.64 & 482.61 & 452.57 & 452.32 \\ 451.17 & 452.41 & 452.48 & 452.57 & 462.89 & 452.48 \\ 450.98 & 452.16 & 452.23 & 452.32 & 452.48 & 453.99 \end{bmatrix}$$

设某一工频周期中, W_2 对应的触发角为 $\pi/3$, W_3 对应的为 $\pi/4$, W_4 对应的为 $\pi/8$, W_5 对应的为 $\pi/6$, W_6 全短路。根据本文基本规定,此时, $h=n=6$, $\alpha_1=0、\alpha_2=0、\alpha_3=\pi/8、\alpha_4=\pi/6、\alpha_5=\pi/4、\alpha_6=\pi/3$,分

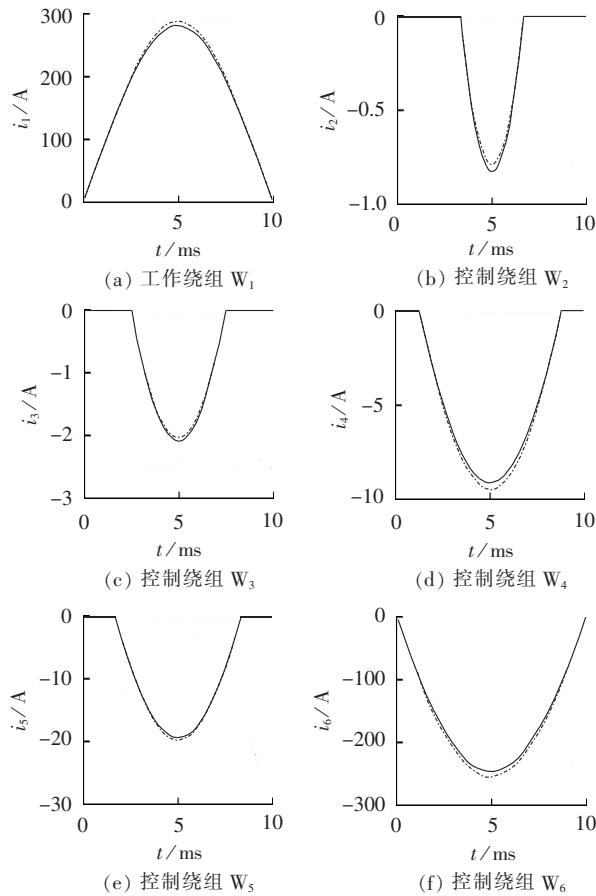
别对应绕组 $W_1、W_6、W_4、W_5、W_3、W_2$,这是个非标准次序,按照第 2 节所述的变换办法,根据 L_6^* 可得该放电次序的 L_6 如下所示:

$$L_6=\begin{bmatrix} 452.83 & 450.98 & 451.27 & 451.17 & 451.36 & 451.40 \\ 450.98 & 453.99 & 452.32 & 452.48 & 452.22 & 452.16 \\ 451.27 & 452.32 & 482.61 & 452.57 & 452.64 & 452.57 \\ 451.17 & 452.48 & 452.57 & 462.89 & 452.48 & 452.41 \\ 451.36 & 452.22 & 452.64 & 452.48 & 524.34 & 452.67 \\ 451.40 & 452.16 & 452.57 & 452.41 & 552.67 & 538.36 \end{bmatrix}$$

分别取上述 L_6 的前 k 行前 k 列得到 $L_k(1\leq k\leq 6)$,并求出 L_k^{-1} ;然后依次取出 $L_1^{-1}、L_2^{-1}、L_3^{-1}、L_4^{-1}、L_5^{-1}、L_6^{-1}$ 的第一列,便可排成矩阵 Y_6 ,形式如下:

$$Y_6=\begin{bmatrix} 0.0022 & 0.2067 & 0.2120 & 0.2220 & 0.2242 & 0.2261 \\ 0 & -0.2054 & -0.1977 & -0.1789 & -0.1763 & -0.1742 \\ 0 & 0 & -0.0129 & -0.0119 & -0.0117 & -0.0115 \\ 0 & 0 & 0 & -0.0298 & -0.0293 & -0.0290 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -0.0055 & -0.0054 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -0.0047 \end{bmatrix}$$

根据式(8)及绕组电流波形的对称性可绘出其在 $[0,\pi]$ 上的波形,与采用文献[10]中的 CRT 等值电路模型得到的仿真波形进行对比,情况如图 2 所示。



—— 计算波形, - - - - 仿真波形

图 2 绕组电流波形

Fig.2 Waveforms of winding current

图 2 中各个纵坐标电流量的下标不对应基本规定下的触发次序,而与实际绕组编号对应,而本文其余地方出现的电流量均与基本规定中的保持一致,特此说明。从图 2 可以看出计算所得波形与仿真波形基本重合,从而说明本文所给的计算各个绕组电流瞬时值的矩阵表达式是正确的。

根据式(11),基于本例所给定的触发次序及触发角求出的各个绕组基波电流有效值如表 1 所示。

表 1 基波电流有效值
Tab.1 RMS of fundamental current A

绕组	计算值	仿真值	绕组	计算值	仿真值
W ₁	196.6	200.3	W ₄	5.822	6.026
W ₂	0.2516	0.2402	W ₅	10.61	10.85
W ₃	0.9078	0.8844	W ₆	177.7	182.3

利用式(12),可以作出控制绕组逐级短路运行时,工作绕组基波电流有效值与各级处于调节状态的晶闸管触发角之间的关系曲线,即 CRT 控制特性曲线^[10],与采用文献[10]中的 CRT 等值电路仿真模型得到的控制特性曲线进行对比,如图 3 所示。

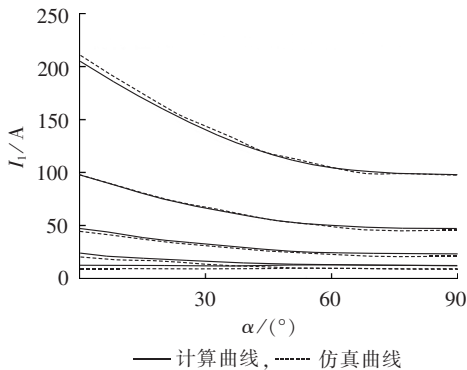


图 3 CRT 控制特性
Fig.3 Control characteristic of CRT

表 1 及图 3 均显示计算结果与仿真结果基本吻合,说明本文所给出的绕组基波电流有效值的计算公式是正确的。

当 CRT 的输出容量一定时,工作绕组电流的谐波含量会随着各个控制绕组触发角的不同而不同,为证明这一点,对控制绕组逐级短路与多调节状态下工作绕组的电流波形及其谐波含量进行比较。

图 4 给出了控制绕组逐级短路时工作绕组电流的波形及频谱,此时 W₂、W₃、W₄、W₅、W₆ 对应的触发角依次为 0、0、0、0、 $\pi/24$;图 5 给出了多调节状态下工作绕组电流波形及频谱,此时 W₂、W₃、W₄、W₅、W₆ 对应的触发角依次为 $\pi/6$ 、 $\pi/3$ 、 $\pi/3$ 、 $3\pi/8$ 、0。

2 种工作方式下的工作绕组基波电流有效值均为 194 A,但控制绕组逐级短路时工作绕组电流的各次谐波明显大于多调节状态下工作绕组电流的各次谐波。进一步分析可知,控制绕组逐级短路时工

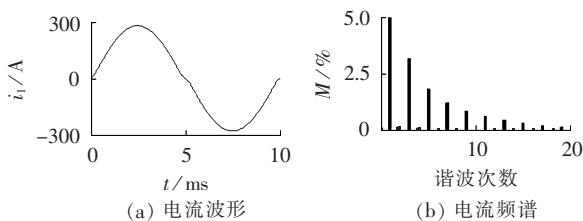


图 4 控制绕组逐级短路时工作绕组电流波形及频谱
Fig.4 Current waveform and spectrum of W₁ in working mode of sequential control winding short-circuit

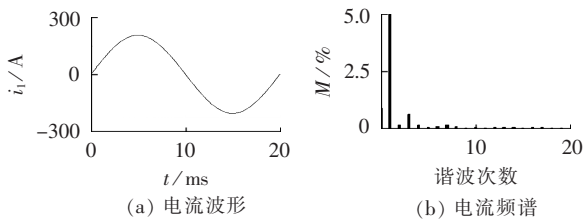


图 5 多调节状态下工作绕组电流波形及频谱
Fig.5 Current waveform and spectrum of W₁ in working mode of multiple regulation

作绕组电流总畸变率为 4.04%,多调节状态下工作绕组电流总畸变率仅为 0.7%。这说明研究多调节状态下 CRT 控制策略对于减小 CRT 的谐波含量具有重要意义。

5 结论

a. 本文给出的用于描述 CRT 绕组电流与各个控制绕组触发次序及其触发角之间关系的计算公式适用于 CRT 的所有工作方式。文献[10]所研究的控制绕组逐级短路的工作方式及其工作绕组电流计算公式是本文研究的多调节状态工作方式及其各个绕组电流计算公式的一个特例。

b. 当 CRT 的输出容量一定时,多调节状态下工作绕组电流的各次谐波可以比控制绕组逐级短路时的谐波含量更小。

c. 本文的计算结果与采用文献[10]中的 CRT 等值电路模型得到的仿真结果基本吻合,说明本文给出的分析和计算方法是正确的。

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, 2005:6-11.
[2] 张建诚,律方成,陈志业,等. 电力系统无功补偿容量最优分布数值算法的研究[J]. 电工技术学报,1999,14(6):52-54.
ZHANG Jiancheng,LÜ Fangcheng,CHEN Zhiye,et al. A numerical analysis method of calculating the optimal distributing reactive duplying power[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 1999,14(6):52-54.
[3] 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.
- [4] 张艳萍, 张建华, 刘自发. 静止无功补偿器改进 $U-I$ 特性控制[J]. 电力自动化设备, 2008, 28(5):38-41.
ZHANG Yanping, ZHANG Jianhua, LIU Zifa. Improved $U-I$ characteristic for SVC[J]. Electric Power Automation Equipment, 2008, 28(5):38-41.
- [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'BERTINSKII B I, SHKUROPAT I A. Operating principles of controllable shunting reactor of transformer type[J]. Russian Electrical Engineering, 1995, 66(11):42-47.
- [9] 单铁铭, 杨仁刚. 磁饱和式可控电抗器在无功补偿中的应用[J]. 电测与仪表, 2004, 41(466):36-39.
SHAN Tieming, YANG Rengang. Application of the magnetically controlled saturated reactor on SVC[J]. Electrical Measurement & Instrumentation, 2004, 41(466):36-39.
- [10] 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.
- [11] 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.
- [12] TIAN Mingxing, LI Qingfu, LI Qunfeng. A controllable reactor of transformer type[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2004, 19(4):1718-1726.
- [13] 田铭兴, 励庆孚. 变压器式可控电抗器的磁场和参数计算[J]. 西安交通大学报, 2005, 39(6):656-658.
TIAN Mingxing, LI Qingfu. Calculation of magnetic flux and parameters of reactor of transformer controllable reactor of transformer type[J]. Journal of Xi'an Jiaotong University, 2005, 39(6):656-658.
- [14] 田铭兴, 励庆孚. 变压器式可控电抗器的限流电抗计算和仿真[J]. 西安交通大学报, 2004, 38(8):820-823.
TIAN Mingxing, LI Qingfu. Calculation and simulation of a controllable reactor of transformer type[J]. Journal of Xi'an Jiaotong University, 2004, 38(8):820-823.
- [15] 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:



田铭兴

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);

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;

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;

安 潇(1988-),女,河北邯郸人,硕士研究生,研究方向为变压器式可控电抗器谐波计算与电磁场分析。

Relationship between CRT winding current and firing angle

TIAN Mingxing, LIU Yibin, YIN Jianning, AN Xiao

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

Abstract: The current of CRT (Controllable Reactor of Transformer type) winding is closely related to the switching sequence and firing angle of its controlling thyristor. The thyristor switching sequence is determined according to the thyristor firing angles and the circuit equations expressed with self-inductance and mutual-inductance are established by the subsection linearization method, which are solved to obtain the matrix expression of instantaneous winding currents for an arbitrary period. Fourier decomposition is applied to obtain the matrix forms of nonlinear function relationships between the Fourier coefficients of fundamental winding current and the thyristor firing angle and then the RMS of fundamental winding current. The results of analysis and case study indicate that, the given formulas for CRT winding current calculation can be applied to all CRT working modes while the working mode of sequential control winding short-circuit is merely a special case.

Key words: controllable reactor of transformer type; electric reactors; winding currents; thyristors; firing angles; switching sequence