

TCR 非线性特性的线性耦合导纳矩阵模型

郑伟杰, 徐文远

(山东大学电气工程学院, 山东省 济南市 250061)

Harmonically Coupled Linear Model for Harmonic Analysis of TCR

ZHENG Wei-jie, XU Wen-yuan

(School of Electrical Engineering, Shandong University, Jinan 250061, Shandong Province, China)

ABSTRACT: This paper proposes a new method to model the harmonic generating characteristics of thyristor controlled reactor (TCR). The model transforms the time domain nonlinear characteristics of the TCR into a frequency domain linear admittance matrix. The matrix couples the TCR harmonic voltages and currents without any approximation and it does not vary with the harmonic conditions of the system. The proposed model opens a new way to conduct harmonic power flow studies. This paper presents the development and characteristics of the model. Computer simulation results confirmed the model accuracy.

KEY WORDS: power system harmonics; thyristor controlled reactor; harmonics modeling; switching function; harmonic analysis

摘要: 提出一种模拟晶闸管控制电抗器(thyristor controlled reactor, TCR)谐波产生特性的新模型。该模型把 TCR 的时域非线性特性变换成一个频域线性导纳矩阵。该矩阵把 TCR 的谐波电压、电流耦合在一起, 没有任何近似, 且该矩阵是一个常量, 不随系统谐波参数变化。所提出的模型为电力系统谐波潮流的计算开辟了一个新思路, 通过计算机仿真的波形对比验证了模型的精确性。

关键词: 电力系统谐波; 晶闸管控制的电抗器; 谐波模型; 开关函数; 谐波分析

0 引言

电力电子器件无论作为负荷还是补偿器, 从谐波分析的角度, 都是谐波源, 目前存在很多描述其特性的模型。在这些模型中, 被广泛接受的是电流源模型, 可以分为以下 3 种: ①简单电流源模型; ②详细模型; ③以上两种模型混合思路的模型。它们的基本思路是把电力电子设备看成是一个谐波电

源, 其幅值和相角可通过设备的典型谐波频谱计算获得^[1]。电流源模型的主要缺点是使用了非线性电力电子器件的典型频谱, 导致模型不能计算非典型的运行情况。这些局限性促使谐波分析领域的学者致力于寻找另外一种能更精确描述非线性电力电子器件的数学模型。其中比较有代表性的方法是: 仿真包含有电力电子器件的实际电路, 得出的结果作为潮流计算中谐波电流源的初始值, 由于仿真时, 使用的设备端电压初值是假设的, 得出的结果不精确, 因此迭代求解不可避免, 迭代过程中, 将谐波潮流计算出的结果作为仿真的初值, 重新进行仿真, 再将仿真的结果代入谐波潮流计算中。如此循环迭代, 直到满足一定的收敛条件^[2]。后来出现的综合以上两种方法的复合式模型, 在简化计算步骤、提高收敛速度的方面有一定优势, 但是在算法精度方面没有明显的提高^[3]。

在谐波潮流计算中, 基波和谐波两个潮流方程是互相耦合的。为提高其计算速度和收敛性, 文献[4]通过简化非线性算法中偏差量方程的雅可比矩阵, 降低了方程维数, 缩减了计算内存需求; 文献[5]从工程观点出发, 忽略谐波潮流对基波潮流的影响, 提出了两个方程分立迭代的算法; 文献[6]结合线性法和非线性法两者的优点, 使基波潮流和谐波潮流方程分立计算, 再通过功率方程相关联, 提出了一种谐波潮流解耦算法。上述文献在谐波潮流算法上进行了有益的探索和改进, 但由于缺乏准确的谐波源模型, 无论在计算速度上还是计算精度上都难有显著的提高。文献[7]基于最小二乘逼近进行建模, 提出一个在基波电压初相角为零时的近似谐波源模型。文献[8]基于广义生长一剪枝 RBF 神经网络理论, 建立了一种稳态频域谐波源模型, 上述两种模

型在提高谐波源计算精度方面是有益的尝试。

本文提出的晶闸管控制电抗器(thyristor controlled reactor, TCR)谐波耦合导纳模型,是一种模拟电力电子器件非线性特性的新模型,其特点是:把TCR的非线性特性变换成一个线性导纳矩阵,该矩阵把各次谐波耦合在一起,从而把时域的非线性特性变成频域的耦合特性。耦合导纳矩阵是一个常量,与谐波幅值和相角无关;同时耦合导纳模型没有任何近似,所以计算结果准确。通过谐波计算结果和Matlab仿真的波形对比验证了模型的准确性。

1 TCR 及其开关函数表示法

TCR是晶闸管控制的电抗器,是现代静止无功发生器(static var compensator, SVC)的重要元件,属于灵活交流输电技术范畴,但它也是一个较大的谐波源。TCR由作为控制元件的两个晶闸管与电抗器串联构成,其接线和原理波形如图1所示。 L 为TCR电感,晶闸管 T_1 、 T_2 触发相位相差 180° ,触发延迟角为 a 。设加在TCR上的电压 $U(t) = U_m \cos \omega t$ 。

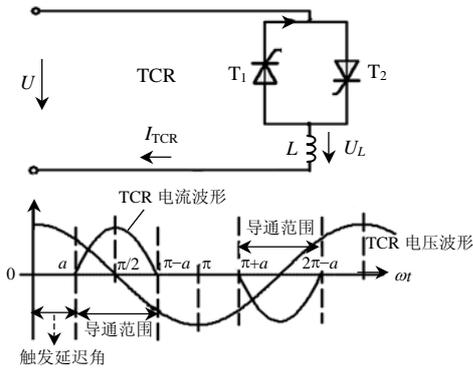


图1 TCR 原理和波形图

Fig. 1 Single line diagram and waveforms for TCR

由图1可以看出,当 $\omega t \in (0, a)$ 和 $\omega t \in (\pi - a, \pi)$ 时,TCR处于断态,晶闸管承受全部正向电压 $U(t)$,电路中无电流,TCR电感两端电压 $U_L(t)$ 为0;当 $\omega t \in (a, \pi - a)$ 时,晶闸管 T_2 触发导通,忽略晶闸管通态电压,电感电压瞬时值 $U_L(t)$ 与 $U(t)$ 相等。负半周导通关断过程和正半周类似。因此TCR的电感电压可以表达如下:

$$U_L(t) = \begin{cases} U(t), & a \leq \omega t \leq \pi - a, \pi + a \leq \omega t \leq 2\pi - a \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (1)$$

如果设一个如下的开关函数 $S(t)$:

$$S(t) = \begin{cases} 1, & a \leq \omega t \leq \pi - a, \pi + a \leq \omega t \leq 2\pi - a \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (2)$$

则TCR电感电压可以表示成^[9-11]:

$$U_L(t) = S(t)U(t) \quad (3)$$

上述原理可以从图2看出。

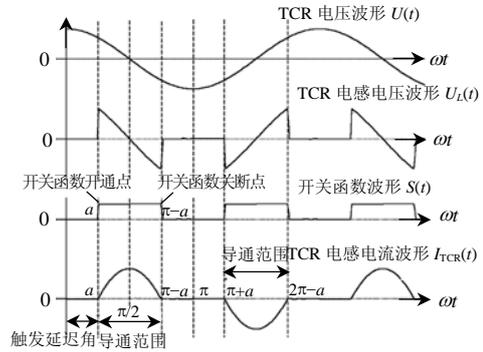


图2 TCR 开关函数原理图

Fig. 2 Switching function waveform for TCR

2 TCR 单相和三相耦合导纳矩阵模型

实际系统中,加在TCR上的电压不再是标准正弦电压,而是包含奇次谐波。因此在谐波导纳矩阵的模型推导中,设加在TCR上的电压为 $U(t)$,如图1的TCR系统。

$$U(t) = \sum_{k=1}^n U_k \cos(k\omega t + \varphi_k), \quad k=1,3,5,7,\dots \quad (4)$$

式中: U_k 为 k 次谐波电压幅值; φ_k 为 k 次谐波电压相角。开关函数 $S(t)$ 也可用傅立叶级数表达^[12]:

$$S(t) = \sum_{k=1}^n \left(-\frac{4}{\pi}\right) \cdot \frac{1}{k+1} \sin[(k+1)a] \cos[(k+1)\omega t + (k+1)\varphi_1] + (\pi - 2a)/\pi, \quad k=1,3,5,7,\dots \quad (5)$$

TCR电感电压 $U_L(t)$ 由TCR电压 $U(t)$ 和开关函数 $S(t)$ 乘积求得:

$$U_L(t) = S(t)U(t) = \left\{ \sum_{k=1}^n \left(-\frac{4}{\pi}\right) \cdot \frac{1}{k+1} \sin[(k+1)a] \cos[(k+1)\omega t + (k+1)\varphi_1] + (\pi - 2a)/\pi \right\} \cdot \left[\sum_{k=1}^n U_k \cos(k\omega t + \varphi_k) \right], \quad k=1,3,5,7,\dots \quad (6)$$

将式(6)展开并整理可得:

$$U_L(t) = \sum_{h=1}^n U_L(h) \cos(h\omega t + \varphi_h), \quad h=1,3,5,7,\dots \quad (7)$$

式中: $U_L(h)$ 为在TCR上产生的 h 次谐波电压的幅值; φ_h 为在TCR上产生的 h 次谐波电压的相角。

由于TCR电感串联在系统中,电路电流 I_{TCR}^h 和电感电流 I_L^h 相等。电感电流 I_L^h 可由TCR电感电压 U_L^h 除以TCR感抗值 Z^h 在频域中求得:

$$I_{TCR}^h = I_L^h = \frac{U_L^h}{Z^h} = \sum_{h=1}^n \frac{U_L(h)}{|Z(h)|} \cdot e^{j(\varphi_h - \varphi_z)} \quad (8)$$

式中: $|Z(h)|$ 为TCR感抗 Z^h 的模值; φ_z 为 Z^h 的相

角, $h=1,3,5,7,\dots$; I_{TCR}^h 、 I_L^h 、 U_L^h 、 Z^h 为频域表达式。式(8)可以整理成如下向量矩阵形式:

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_1 \\ \dot{I}_3 \\ \dot{I}_5 \\ \dot{I}_7 \\ \vdots \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{1,1}^+ & Y_{1,3}^+ & Y_{1,5}^+ & \cdots \\ Y_{3,1}^+ & Y_{3,3}^+ & Y_{3,5}^+ & \cdots \\ Y_{5,1}^+ & Y_{5,3}^+ & Y_{5,5}^+ & \cdots \\ Y_{7,1}^+ & Y_{7,3}^+ & Y_{7,5}^+ & \cdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_1 \angle \varphi_1 \\ U_3 \angle \varphi_3 \\ U_5 \angle \varphi_5 \\ U_7 \angle \varphi_7 \\ \vdots \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & Y_{1,3}^- & Y_{1,5}^- & \cdots \\ 0 & Y_{3,3}^- & Y_{3,5}^- & \cdots \\ 0 & Y_{5,3}^- & Y_{5,5}^- & \cdots \\ 0 & Y_{7,3}^- & Y_{7,5}^- & \cdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_1 \angle -\varphi_1 \\ U_3 \angle -\varphi_3 \\ U_5 \angle -\varphi_5 \\ U_7 \angle -\varphi_7 \\ \vdots \end{bmatrix} \quad (9)$$

式中导纳矩阵各元素表达式如下:

$$Y_{1,1}^+ = -\frac{1}{\pi\omega L} [\sin(2a) + 2a - \pi] \cdot e^{-j\pi/2};$$

$$Y_{k,1}^+ = -\frac{2}{\pi\omega Lk} \left\{ \frac{1}{k-1} \sin[(k-1)a] + \frac{1}{k+1} \sin[(k+1)a] \right\} \cdot e^{j[(k-1)\varphi_1 - \pi/2]}, \quad k \geq 3;$$

$$Y_{k,h}^+ = -\frac{2}{\pi\omega Lk(k-h)} \sin[(k-h)a] \cdot e^{j[(k-h)\varphi_1 - \pi/2]},$$

$$k \neq h, \quad k \geq 3, \quad h \geq 3;$$

$$Y_{h,h}^+ = -\frac{1}{\pi\omega Lh} (2a - \pi) \cdot e^{-j\pi/2}, \quad k = h, \quad h \geq 3;$$

$$Y_{k,h}^- = -\frac{2}{\pi\omega Lk(k+h)} \sin[(k+h)a] \cdot e^{j[(k+h)\varphi_1 - \pi/2]},$$

$$k \geq 3, \quad h \geq 3; \quad k=1,3,5,7,\dots; \quad h=1,3,5,7,\dots$$

上述矩阵方程可简写为

$$\mathbf{I} = \mathbf{Y}^+ \mathbf{U} + \mathbf{Y}^- \mathbf{U}^* \quad (10)$$

式(10)就是本文提出的耦合矩阵模型, 它把一个非线性的TCR元件变换成一个线性的频域耦合元件, 统称 \mathbf{Y}^+ 、 \mathbf{Y}^- 为谐波耦合导纳矩阵 \mathbf{Y} , 其中矩阵元素 $Y_{k,h}$ 的物理意义是电源侧 h 次谐波电压对 k 次谐波电流的影响。耦合矩阵模型具有如下特点: ①模型公式中谐波电流的求解不仅与谐波电压相量矩阵 \mathbf{U} 有关, 还与其共轭有关; ② \mathbf{Y} 是满矩阵, 具有各次谐波耦合特性; ③ \mathbf{Y} 矩阵元素不随谐波电压参数变化; ④ \mathbf{Y} 矩阵元素只与基波电压初相角 φ_1 有关, 当 φ_1 已知时, \mathbf{Y} 为常数。

电力系统都是三相电路, 为扩展模型的通用性, 需推导三相耦合矩阵模型。三相 TCR 系统如图 3 所示, 系统电压含有奇次谐波, 且三相对称; TCR 电路是对称三角形连接。

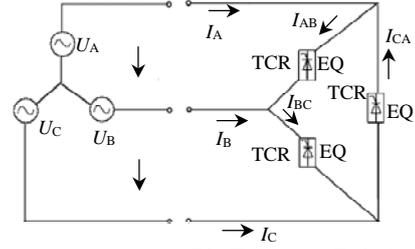


图 3 TCR 三相模型推导原理接线图
Fig. 3 Single line diagram for three phase TCR model process

A 相系统电压为 $U_A(t)$, 三相对称。

$$U_A(t) = \sum_{k=1}^n U_{Ak} \cos(k\omega t + \varphi_{Ak}), \quad k=1,3,5,7,\dots \quad (11)$$

三相的电压电流关系如下:

$$I_{AB} = Y_{AB}^+ U_{AB} + Y_{AB}^- U_{AB}^* \quad (12)$$

$$I_{BC} = Y_{BC}^+ U_{BC} + Y_{BC}^- U_{BC}^* \quad (13)$$

$$I_{CA} = Y_{CA}^+ U_{CA} + Y_{CA}^- U_{CA}^* \quad (14)$$

$$I_A = I_{AB} - I_{CA} \quad (15)$$

$$I_B = I_{BC} - I_{AB} \quad (16)$$

$$I_C = I_{CA} - I_{BC} \quad (17)$$

将式(12)~(14)代入式(15)、(16)中, 得

$$I_A = (Y_{AB}^+ U_{AB} + Y_{AB}^- U_{AB}^*) - (Y_{CA}^+ U_{CA} + Y_{CA}^- U_{CA}^*) \quad (18)$$

$$I_B = (Y_{BC}^+ U_{BC} + Y_{BC}^- U_{BC}^*) - (Y_{AB}^+ U_{AB} + Y_{AB}^- U_{AB}^*) \quad (19)$$

$$I_C = (Y_{CA}^+ U_{CA} + Y_{CA}^- U_{CA}^*) - (Y_{BC}^+ U_{BC} + Y_{BC}^- U_{BC}^*) \quad (20)$$

又根据三相电压之间和相线电压之间的转换公式:

$$\begin{cases} U_{CA} = U_{AB} e^{j120^\circ}, & U_{AB} = \sqrt{3} U_A e^{j30^\circ} \\ U_{AB} = U_{BC} e^{j120^\circ}, & U_{BC} = \sqrt{3} U_B e^{j30^\circ} \\ U_{BC} = U_{CA} e^{j120^\circ}, & U_{CA} = \sqrt{3} U_C e^{j30^\circ} \end{cases} \quad (21)$$

设

$$\begin{cases} \mathbf{E}_1 = \text{diag}\{e^{j120^\circ}, e^{j5 \times 120^\circ}, \dots, e^{jk \cdot 120^\circ}\} \\ \mathbf{E}_2 = \text{diag}\{1 - e^{-j120^\circ}, 1 - e^{-j5 \times 120^\circ}, \dots, 1 - e^{-jk \cdot 120^\circ}\} \end{cases} \quad (22)$$

$$k = 1, 5, 7, 11, \dots$$

$$\begin{cases} \mathbf{E}_3 = \text{diag}\{e^{-j120^\circ}, e^{-j5 \times 120^\circ}, \dots, e^{-jk \cdot 120^\circ}\} \\ \mathbf{E}_4 = \text{diag}\{1 - e^{j120^\circ}, 1 - e^{j5 \times 120^\circ}, \dots, 1 - e^{jk \cdot 120^\circ}\} \end{cases} \quad (23)$$

$$k = 1, 5, 7, 11, \dots$$

整理得:

$$I_A = [(Y_{AB}^+ - Y_{CA}^+ \mathbf{E}_1) \mathbf{E}_2] U_A + [(Y_{AB}^- - Y_{CA}^- \mathbf{E}_3) \mathbf{E}_4] U_A^* \quad (24)$$

$$I_B = [(Y_{BC}^+ - Y_{AB}^+ \mathbf{E}_1) \mathbf{E}_2] U_B + [(Y_{BC}^- - Y_{AB}^- \mathbf{E}_3) \mathbf{E}_4] U_B^* \quad (25)$$

$$I_C = [(Y_{CA}^+ - Y_{BC}^+ \mathbf{E}_1) \mathbf{E}_2] U_C + [(Y_{CA}^- - Y_{BC}^- \mathbf{E}_3) \mathbf{E}_4] U_C^* \quad (26)$$

整理式(24)可推出 A 相矩阵方程:

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_{A1} \\ \dot{I}_{A5} \\ \dot{I}_{A7} \\ \dot{I}_{A11} \\ \vdots \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{A1,1}^+ & Y_{A1,5}^+ & Y_{A1,7}^+ & \cdots \\ Y_{A5,1}^+ & Y_{A5,5}^+ & Y_{A5,7}^+ & \cdots \\ Y_{A7,1}^+ & Y_{A7,5}^+ & Y_{A7,7}^+ & \cdots \\ Y_{A11,1}^+ & Y_{A11,5}^+ & Y_{A11,7}^+ & \cdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{A1} \angle \varphi_{A1} \\ U_{A5} \angle \varphi_{A5} \\ U_{A7} \angle \varphi_{A7} \\ U_{A11} \angle \varphi_{A11} \\ \vdots \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & Y_{A1,5}^- & Y_{A1,7}^- & \cdots \\ 0 & Y_{A5,5}^- & Y_{A5,7}^- & \cdots \\ 0 & Y_{A7,5}^- & Y_{A7,7}^- & \cdots \\ 0 & Y_{A11,5}^- & Y_{A11,7}^- & \cdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{A1} \angle -\varphi_{A1} \\ U_{A5} \angle -\varphi_{A5} \\ U_{A7} \angle -\varphi_{A7} \\ U_{A11} \angle -\varphi_{A11} \\ \vdots \end{bmatrix} \quad (27)$$

在三相对称的 TCR 三角形连接电路中, 没有 $3m$ 次谐波电流流出, 因此耦合导纳矩阵也没有 $3m$ 次谐波矩阵元素($m=1,2,3,4\dots$)。上述导纳矩阵元素的表达式如下:

$$Y_{A1,1}^+ = -\frac{3}{\pi\omega L} [\sin(2a) + 2a - \pi] \cdot e^{-j\frac{\pi}{2}};$$

$$Y_{Ak,1}^+ = -\frac{2\sqrt{3}}{\pi\omega Lk} \left\{ \frac{1}{k-1} \sin[(k-1)a] + \frac{1}{k+1} \sin[(k+1)a] \right\} \cdot (1 - e^{j\frac{2k\pi}{3}}) \cdot e^{j[(k-1)(\varphi_{A1} + \frac{\pi}{6}) - \frac{\pi}{3}]}, k \geq 5, k \neq 3m, m=1,2,3,\dots;$$

$$Y_{Ak,h}^+ = -\frac{2}{\pi\omega L(k-h)k} \sin[(k-h)a] \cdot (1 - e^{jk\frac{2\pi}{3}}) \cdot (1 - e^{-j\frac{2\pi}{3}}) \cdot e^{j[(k-h)(\varphi_{A1} + \frac{\pi}{6}) - \frac{\pi}{2}]}, k \neq h, k \geq 5, h \geq 5, k, h \neq 3m, m=1,2,3,\dots;$$

$$Y_{Ah,h}^+ = -\frac{1}{\pi\omega Lh} (2a - \pi) \cdot (1 - e^{jh\frac{2\pi}{3}}) \cdot (1 - e^{-jh\frac{2\pi}{3}}) \cdot e^{-j\frac{\pi}{2}}, k = h, h \geq 5, k, h \neq 3m, m=1,2,3,\dots;$$

$$Y_{Ak,h}^- = -\frac{2}{\pi\omega Lk(k+h)} \sin[(k+h)a] \cdot (1 - e^{jk\frac{2\pi}{3}}) \cdot (1 - e^{jh\frac{2\pi}{3}}) \cdot e^{j[(k+h)(\varphi_{A1} + \frac{\pi}{6}) - \frac{\pi}{2}]}, k \geq 5, h \geq 5, k, h \neq 3m, m=1,2,3,\dots; k, h=1,5,7,11\dots$$

上述矩阵方程可简写为

$$\mathbf{I}_A = \mathbf{Y}_A^+ \mathbf{U}_A + \mathbf{Y}_A^- \mathbf{U}_A^* \quad (28)$$

由于三相对称, 我们只写出 A 相方程。由上述可以看出, 三相与单相耦合导纳矩阵具有同样特性。

3 计算与仿真结果

所提耦合矩阵模型的计算精度由 Matlab 的 Simulink 仿真波形来验证。在仿真中, 单相 TCR 电路由含有奇次谐波的交流电源供电, 如图 1 的电路

系统, 晶闸管 T_1 、 T_2 触发相位相差 180° , 系统参数如表 1 所示。应用耦合矩阵编程求出了 TCR 开关函数、电感电压和电感电流计算值, 图 4 是计算值波形与 Matlab 的 Simulink 仿真波形对比图, 由于模型计算精确, 两个波形合在一起, 难以区别。

表 1 单相 TCR 系统参数表

Tab.1 Parameters of single phase TCR system

触发角/(°)	TCR 电感值/H	基波电压幅值/V	基波电压初相/(°)	谐波电压 $\eta_{THD}/\%$	最高次谐波	矩阵维数
45	10^{-4}	100	60	15.46	13	7

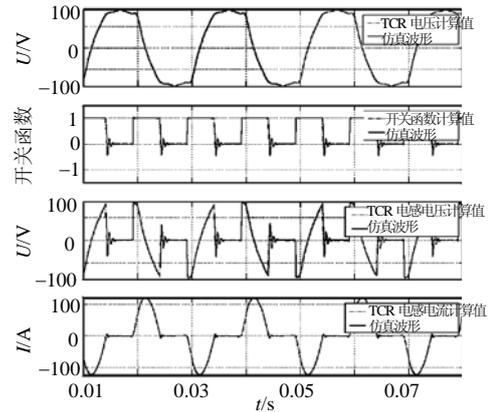


图 4 单相 TCR 模型计算与仿真波形对比
Fig. 4 Waveforms comparison of model calculation and simulation for single phase TCR

三相 TCR 模型也用 Matlab 仿真来验证, 系统仿真接线如图 3 所示, 系统电压含有奇次谐波, 且三相对称; TCR 电路是对称三角形连接。A 相系统参数如表 2 所示, 三相对称。应用耦合矩阵求出的计算值波形和 Matlab 仿真波形对比如图 5 所示。

可见, 计算波形和仿真波形吻合很好, 证明了所提出模型的精确性和有效性。

表 2 三相 TCR 系统参数表(A 相)

Tab.2 Parameters of three phases TCR system (phase A)

触发角/(°)	TCR 电感值/H	基波电压幅值/V	基波电压初相/(°)	谐波电压 $\eta_{THD}/\%$	最高次谐波	矩阵维数
30	10^{-3}	100	60	7.72	13	5

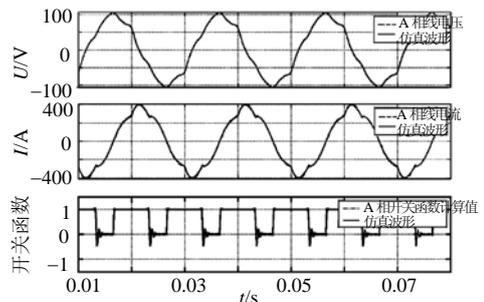


图 5 三相 TCR 模型计算与仿真波形对比
Fig. 5 Waveforms comparison of model calculation and simulation for three phase TCR

4 TCR 耦合导纳矩阵模型的特性分析

为了更好了解模型的特点，探索可能的简化方案，讨论三相耦合矩阵元素的特性，在图 3 系统中，TCR 参数如表 3 所示(A 相)。

表 3 TCR 系统参数表
Tab. 3 Parameters of TCR system

触发角/(°)	TCR 电感值/H	基波电压初相/(°)	最高次谐波	矩阵维数
30	10 ⁻³	60	59	520

Y 矩阵的各元素幅值大小对比如图 6、图 7、表 4、表 5 所示，为方便比较，Y⁺ 与 Y⁻ 两个矩阵元素图用同样坐标表示，并以 Y 矩阵最大元素 Y₁₁⁺ 为基准换算成标幺值。

分析上述图表可以总结出 Y 矩阵元素有如下特性：①矩阵是满矩阵，矩阵元素大小随维数增加而递减，说明高次谐波的影响较小；②Y⁺ 矩阵第一

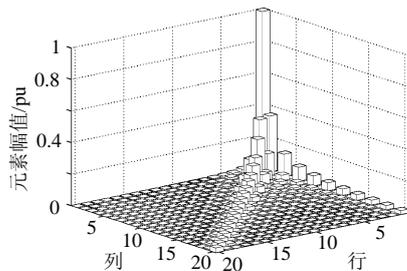


图 6 Y⁺ 矩阵元素幅值大小对比图
Fig. 6 Amplitudes comparison of Y⁺ matrix elements

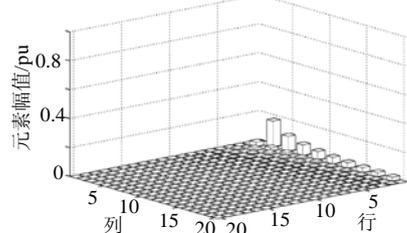


图 7 Y⁻ 矩阵元素幅值大小对比图
Fig. 7 Amplitudes comparison of Y⁻ matrix elements

表 4 Y⁺ 矩阵的 5×5 元素
Tab. 4 5×5 elements of Y⁺ matrix %

元素	U ₁	U ₅	U ₇	U ₁₁	U ₁₃
I ₁	100	35.25	0	14.1	0
I ₅	7.05	34.1	14.1	0	3.52
I ₇	2.52	10.07	24.35	5.03	0
I ₁₁	1.28	0	3.2	15.5	6.41
I ₁₃	0.77	1.35	0	5.42	13.11

表 5 Y⁻ 矩阵的 5×5 元素
Tab.5 5×5 elements of Y⁻ matrix %

元素	U ₁	U ₅	U ₇	U ₁₁	U ₁₃
I ₁	0	0	17.62	0	10.07
I ₅	0	2.82	0	1.76	0
I ₇	0	0	1.44	0	1
I ₁₁	0	0.80	0	0.58	0
I ₁₃	0	0	0.54	0	0.42

行元素幅值相对较大，表明各次谐波电压对基波电流影响因数较大，但由于谐波电压值相对较小，其影响效果不一定很大；③Y⁺ 矩阵第一列元素幅值相对较小，表明了基波电压对各次谐波电流影响因数较小，但是基波电压值相对较大，其影响效果也不容忽略；④Y⁻ 矩阵对角线周围元素相对较大，其他耦合元素接近于 0。说明各次谐波的耦合特性不是很明显；⑤Y₁₁⁺ 和 Y₁₁⁻ 元素在各自矩阵中幅值最大，说明基波电压对基波电流影响最大；⑥Y⁻ 矩阵只有第一行幅值较大，其他元素接近 0；⑦Y⁻ 相对于 Y⁺ 矩阵元素幅值较小。说明在公式 I = Y⁺U + Y⁻U* 中，电压相量共轭矩阵 U* 对谐波电流的影响较小。

根据上面分析的矩阵模型特性，在表 2 的系统参数下，用以下 3 种情况的计算波形对比，来讨论模型可能的简化方案：①用完整模型方程 I = Y⁺U + Y⁻U* 准确计算；②略去共轭项 Y⁻，用方程 I = Y⁺U 近似计算；③略去共轭项 Y⁻，并略去 Y⁺ 矩阵中的耦合元素，只保留 Y⁺ 矩阵中首行首列和对角线元素，用公式 I = Y⁺U 近似计算。

3 种方案的计算波形对比如图 8 所示，D 表示简化模型与精确模型之间的误差，其计算公式如下：

$$D = \left(\sum_{h=1}^n (I_h - I'_h)^2 / \sum_{h=1}^n I_h^2 \right) \times 100\% , k=1,3,5,7... (29)$$

式中：I_h 为精确模型 h 次谐波电流的计算幅值；I'_h 为简化模型 h 次谐波电流的计算幅值。表 6 列出了不同简化方案各次谐波电流幅值和误差。

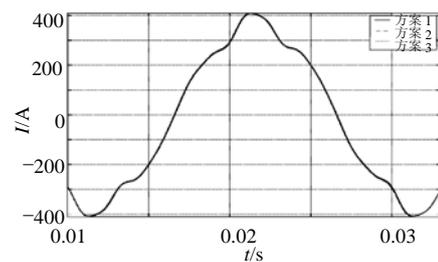


图 8 方案(1~3)的波形对比图
Fig. 8 Waveforms comparison of scheme (1~3)

表 6 简化模型的谐波电流幅值对比
Tab. 6 Amplitudes comparison of harmonic currents for simplified models

I/A	方案 1	方案 2	方案 3
I ₁	374.85	376.64	376.64
I ₅	29.52	29.50	30.30
I ₇	9.56	9.35	7.68
I ₁₁	5.21	5.14	4.99
I ₁₃	3.0	2.93	2.66
D/%	—	0.48	0.72

对比图8和表6可见,3种方案计算波形几乎合在一起,说明 \mathbf{Y}^+ 中的谐波耦合元素和 \mathbf{Y}^- 矩阵对模型精度影响较小。忽略这两部分,用简化方程 $\mathbf{I} = \mathbf{Y}^+ \mathbf{U}$ 来近似计算谐波电流(即方案3),仍可保证极高精度。

5 结论

提出一种新型的TCR谐波耦合等效模型,应用了开关函数理论,把TCR的非线性特性变换成一个线性导纳矩阵,该矩阵把各次谐波耦合在一起,从而把时域的非线性特性变成频域的耦合特性。模型主要优点是:①耦合矩阵是一个常量,不受谐波幅值和相角的影响;②耦合矩阵融合了频域和时域的表达方法,能够同时计算出各次谐波电流;③耦合矩阵模型没有任何近似,所以在谐波计算上具有准确性。该模型对电力系统谐波计算和评估、谐波源滤波器的设计^[13-15]、公共连接点滤波注入电流分离^[16]等研究带来了新的思路。下一步工作是把耦合矩阵模型应用到谐波潮流计算^[17]中,发展一种无需迭代而又精确的谐波潮流计算方法;另外一项正在进行的工作是为整流器发展类似的模型。

参考文献

- [1] Wilsun Xu. Component modeling issues for power quality assessment [J]. IEEE Power Engineering Review, 2001, 21(11): 12-15, 17.
- [2] Xu W, Drakos J E, Mansour Y, et al. A three-phase converter model for harmonic analysis of HVDC systems[J]. IEEE Trans. on Power Delivery, 1994, 9(3): 1724-1731.
- [3] Task Force on Harmonics Modeling and Simulation. The modeling and simulation of the propagation of harmonics in electric power networks Part I: concepts, models and simulation techniques[J]. IEEE Trans. on Power Delivery, 1996, 11(1): 452-465.
- [4] 程浩忠, 廖培鸿. 电力系统谐波潮流的降维计算方法[J]. 电力系统自动化, 1996, 20(1): 20-22.
Cheng Haozhong, Liao Peihong. Computation method of harmonic power flow via reduction dimension[J]. Automation of Electric Power Systems, 1996, 20(1): 20-22(in Chinese).
- [5] 潘云江, 赵书强. 电力系统不对称谐波潮流的一种实用计算方法[J]. 电力系统自动化, 2000, 5(10): 60-62.
Pan Yunjiang, Zhao Shuqiang. A practical computation method for unsymmetrical harmonic power flow[J]. Automation of Electric Power Systems, 2000, 5(10): 60-62(in Chinese).
- [6] 卢恩, 张步涵, 龚世纛. 电力系统谐波潮流的一种解耦算法[J]. 电网技术, 2003, 27(2): 34-36, 71.
Lu En, Zhang Buhan, Gong Shiyang. A decoupled algorithm for power system harmonic flows[J]. Power System Technology, 2003, 27(2): 34-36, 71(in Chinese).
- [7] 赵勇, 张涛, 李建华, 等. 一种新的谐波源简化模型[J]. 中国电机工程学报, 2002, 22(4): 46-51.
Zhao Yong, Zhang Tao, Li Jianhua, et al. A new simplified harmonic source model for harmonic analysis and mitigation[J]. Proceedings of the CSEE, 2002, 22(4): 46-51(in Chinese).
- [8] 占勇, 程浩忠, 葛乃成, 等. 基于广义生长一剪枝径向基函数神经网络的谐波源建模[J]. 中国电机工程学报, 2005, 8(16): 42-46.
Zhan Yong, Cheng Haozhong, Ge Naicheng, et al. Generalized growing and pruning RBF neural network based harmonic source modeling [J]. Proceedings of the CSEE, 2005, 8(16): 42-46(in Chinese).
- [9] Yacamini R. Power system harmonics: Part 4 interharmonics[J]. IEE Power Eng. J., 1996, 8: 185-193.
- [10] Hu L, Robert Yacamini. Harmonic transfer through converters and HVDC links[J]. IEEE Trans. Power Electron., 1992, 7(4): 514-525.
- [11] Carbone R, De Rosa F, Langella R, et al. A new approach to model AC/DC/AC conversion systems[C]. IEEE Power Engineering Soc. Summer Meeting, Vancouver, Canada, 2001.
- [12] 李裕能. 开关函数法用于变流装置的谐波分析[J]. 电网技术, 2000, 24(6): 18-20.
LI Yuneng. Harmonics analysis of applying switching function method to current converter[J]. Power System Technology, 2000, 24(6): 18-20(in Chinese).
- [13] 王群, 姚为正, 刘进军, 等. 谐波源与有源电力滤波器的补偿特性[J]. 中国电机工程学报, 2001, 21(2): 16-20.
Wang Qun, Yao Weizheng, Liu Jinjun, et al. Harmonic source and compensation characteristics of active power filters[J]. Proceedings of the CSEE, 2001, 21(2): 16-20(in Chinese).
- [14] 陈国柱, 吕征宇, 钱照明. 有源电力滤波器的一般原理及应用[J]. 中国电机工程学报, 2000, 20(9): 17-21
Chen Guozhu, Lu Zhengyu, Qian Zhaoming. The general principle of active filter and its application[J]. Proceedings of the CSEE, 2000, 20(9): 17-21(in Chinese).
- [15] 周维维, 张东, 杜雄, 等. 一种新型的串联型有源电力滤波器[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(14): 41-45.
Zhou Luowei, Zhang Dong, Du Xiong, et al. A novel series active power filter[J]. Proceedings of the CSEE, 2005, 25(14): 41-45(in Chinese).
- [16] 赵勇, 沈红, 李建华, 等. 谐波源的识别及其于非谐波源的分离方法[J]. 中国电机工程学报, 2002, 22(5): 84-87.
Zhao Yong, Shen Hong, Li Jianhua, et al. Approach of identification and separation of harmonic sources[J]. Proceedings of the CSEE, 2002, 22(5): 84-87(in Chinese).
- [17] 龙禹, 陈珩. 同步电机的谐波参数模型和谐波潮流计算[J]. 中国电机工程学报, 2000, 20(4): 29-34.
Long Yu, Chen Heng. Harmonic parameter model of synchronous machine and harmonic load flow study[J]. Proceedings of the CSEE, 2000, 20(4): 29-34(in Chinese).

收稿日期: 2007-03-29。

作者简介:

郑伟杰(1982—), 男, 硕士研究生, 主要研究方向为电力系统运行与控制, 电能质量与谐波潮流;

徐文远(1962—), 男, 博士, 博士生导师, IEEE Fellow, 山东大学长江学者特聘教授, 加拿大 Alberta 大学教授, 主要研究方向为电能质量与分布式发电, wxu@ualberta.ca。

(编辑 王剑乔)