

基于 H 参数的换流器谐波全耦合模型

钟斌斌, 李 妍, 张永芳, 陈 炜

(华中科技大学 电气与电子工程学院, 湖北 武汉 430074)

摘要: 换流器作为连接交直流网络的电气元件, 考虑其两侧电压、电流的相互影响是研究其谐波模型的关键。提出一种新型的换流器谐波全耦合模型, 该模型基于二端口网络的 H 参数矩阵定量描述换流器交流侧电流与电压、交流侧电流与直流侧电流、直流侧电压与交流侧电压、直流侧电压与电流之间的耦合关系。通过将开关器件的动作状态分别以对应的开关函数表示, 在触发角对称的条件下建立各换流阶段电压电流的数学关系式, 并以傅里叶变换求解, 推导 H 参数矩阵。该模型可广泛适用于含复杂背景谐波的交直流系统; 当触发角增大到一定程度, 可忽略换相重叠角的影响, 得到该模型的简化形式, 适用于可控换流器触发角较大或系统电抗较小情况。Simulink 时域仿真结果验证了所提模型的准确性。

关键词: 换流器; 谐波模型; H 参数; 开关函数; 全耦合; 傅里叶变换; 谐波分析

中图分类号: TM 721; TM 46

文献标识码: A

DOI: 10.16081/j.issn.1006-6047.2016.02.008

0 引言

随着电力电子变换器装置广泛应用到电力系统中, 直流与交流网络通过换流器相互耦合, 换流器谐波源模型直接影响到谐波分析的正确性和准确性, 成为目前学术界和工程界都非常关注的问题^[1-4]。目前谐波分析中采用的换流器谐波源建模方法主要包括恒流源模型、Norton 模型、谐波耦合导纳矩阵模型、开关函数模型等^[5-6]。文献[7]提出一个线性的简化模型来近似表示谐波源在基波电压初相位为零时的谐波特性, 其各参数均需要通过多次实际运行测量数据进行最小二乘逼近建模, 求取较困难, 且谐波次数越高, 谐波电流误差越大; 文献[8]基于谐波耦合导纳矩阵, 以解析方法推导晶闸管可控电抗器端口(交流侧端口)电压电流之间的耦合关系, 并对交流侧谐波源模型进行了三方面的简化, 具有较高的精度和适用性; 文献[1, 9]从工程实际出发, 考虑触发角受余弦信号的调制, 利用脉冲宽度调制和脉冲位置调制的频谱分析, 运用转移函数法分析换流器两侧谐波分布, 使工程实际中的谐波估算更加方便, 结果更加精确; 但上述建模方法均未对交直流两侧谐波相互耦合关系展开研究讨论。

文献[10-11]通过谐波传递函数矩阵和开关函数的方法建立谐波模型矩阵, 研究交直流两侧谐波电压、电流之间的关系, 但仅对单相换流器开展分析; 类似地, 文献[12-13]以三相整流桥为例建立谐波模型, 对整流器两侧的交互作用进行分析, 由于建模考

虑触发角非对称, 需通过牛顿-拉夫逊算法约束调整换相重叠角, 该步骤需多次迭代计算整个参数矩阵, 运算复杂, 在应用于谐波分析时可能导致收敛困难。

考虑到电力系统中交流侧系统谐波电压幅值通常很小, 不影响各开关器件的正常导通^[14], 因此换流器触发角一般是对称的。本文基于二端口网络的 H 参数矩阵定量描述换流器交流侧电流与电压、交流侧电流与直流侧电流、直流侧电压与交流侧电压、直流侧电压与电流之间的耦合关系。通过将换流器各开关器件的动作状态分别以对应的开关函数表示, 在触发角对称条件下分析各换流阶段换流器两侧电压电流的数学关系, 并以傅里叶变换为工具求解各 H 参数矩阵, 建立换流器谐波全耦合模型。本文模型可广泛应用于电力系统中存在各种背景谐波的交直流网络; 当触发角较大, 换相重叠角较小时, 可忽略换相过程影响得出简化模型, 适用于可控换流器触发角较大或者系统电抗较小的工程应用背景。Simulink 时域仿真结果验证了建模工作的准确性。

1 换流器 H 参数谐波模型

1.1 H 参数矩阵及其物理意义

根据图 1 三相换流器电路, 将其视为二端口网

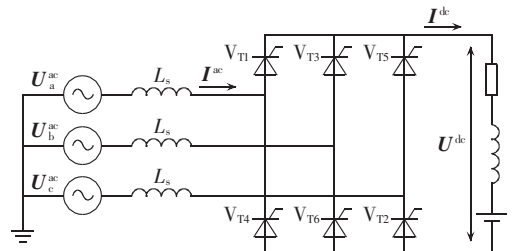


图 1 三相换流器电路

Fig.1 Circuit of three-phase converter

收稿日期: 2015-03-16; 修回日期: 2015-12-28

基金项目: 国家重点基础研究发展计划(973 计划)项目(2012-CB215100-G)

Project supported by the National Basic Research Program of China(973 Program)(2012CB215100-G)

可以看到,整个二端口网络方程中的 H 参数矩阵元素均为常数(仅与触发角、换相重叠角有关),而与换流器两侧交流电压、电流无关。

2 换流器模型谐波分析

2.1 交流侧电流

根据图 3 中交流侧电流开关函数,其谐波分析可以在换流器截止、导通换相、导通和截止换相 4 个连续区间讨论,即为 4 个区间的各电流相量之和。以 a 相电流为例,其截止期间相电流为 0;在导通换相、导通和截止换相期间,通过各区间的电流开关函数和交流侧电流线性组合,如式(5)所示。

$$\mathbf{I}_a^{\text{ac}} = \mathbf{I}^1 + \mathbf{I}^4 + \mathbf{I}^{561} + \mathbf{I}^{123} + \mathbf{I}^{234} + \mathbf{I}^{456} \quad (5)$$

其中, $\mathbf{I}^1$ 和 $\mathbf{I}^4$ 为导通期间电流, $\mathbf{I}^{561}$ 和 $\mathbf{I}^{234}$ 为导通换相期间电流, $\mathbf{I}^{123}$ 和 $\mathbf{I}^{456}$ 为截止换相期间电流,可由式(6)得到。

$$\begin{cases} \mathbf{I}^1 = (\mathbf{H}^{61} + \mathbf{H}^{612} + \mathbf{H}^{12}) \mathbf{I}_a^{\text{ac}'} \\ \mathbf{I}^4 = -(\mathbf{H}^{34} + \mathbf{H}^{345} + \mathbf{H}^{45}) \mathbf{I}_a^{\text{ac}'} \\ \mathbf{I}^{561} = \mathbf{H}^{561} \mathbf{I}_a^{\text{ac}'} \\ \mathbf{I}^{123} = \mathbf{H}^{123} \mathbf{I}_a^{\text{ac}'} \\ \mathbf{I}^{234} = \mathbf{H}^{234} \mathbf{I}_a^{\text{ac}'} \\ \mathbf{I}^{456} = \mathbf{H}^{456} \mathbf{I}_a^{\text{ac}'} \end{cases} \quad (6)$$

其中, $\mathbf{I}_a^{\text{ac}}$ 为换流器交流侧电流; $\mathbf{I}_a^{\text{ac}'}$ 为各开关函数 H^x 所对应的区间内的交流侧电流。

2.1.1 导通期间交流侧电流

导通期间,由电流开关函数可知,交流侧电流等于直流侧电流,即得到:

$$\begin{cases} \mathbf{I}^1 = \mathbf{I}^{61} + \mathbf{I}^{612} + \mathbf{I}^{12} = (\mathbf{H}^{61} + \mathbf{H}^{612} + \mathbf{H}^{12}) \mathbf{I}^{\text{dc}} \\ \mathbf{I}^4 = \mathbf{I}^{34} + \mathbf{I}^{345} + \mathbf{I}^{45} = -(\mathbf{H}^{34} + \mathbf{H}^{345} + \mathbf{H}^{45}) \mathbf{I}^{\text{dc}} \end{cases} \quad (7)$$

根据上式分析可知,导通期间,交流侧电流仅与直流侧电流有耦合关系,且当直流侧电流中有谐波成分时,在交流侧将耦合产生除特征谐波以外的非特征谐波。

2.1.2 换相期间交流侧电流

根据图 3 中导通换相和截止换相期间的电流开关函数,换流器某相电流中一个开关器件导通换相的开始同时伴随着另外一相电流中对应的开关器件截止换相的开始,它们之间的电路等效关系如图 4 所示,其中电压、电流的上标“off”表示截止换相期,“on”表示导通换相期。

根据图 4 电路换相过程中电压、电流关系,可得到其数学关系式如式(8)所示,且本文并未将换相过程进行线性化处理。

$$\mathbf{u}^{\text{off}} - L_s \frac{d\mathbf{i}^{\text{off}}}{dt} = \mathbf{u}^{\text{on}} - L_s \frac{d\mathbf{i}^{\text{on}}}{dt} \quad (8)$$

截止端换相电流 $\mathbf{i}^{\text{off}}$ 与导通端换相电流 $\mathbf{i}^{\text{on}}$ 两者之和始终等于直流侧 $\mathbf{I}^{\text{dc}}$;且 $\mathbf{i}^{\text{off}}$ 在换相初始相位(φ_c)

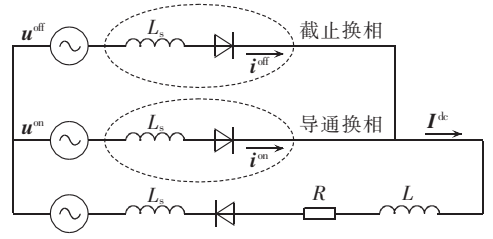


图 4 换流器换相过程

Fig.4 Commutation process of converter

时等于 $\mathbf{I}^{\text{dc}}$, $\mathbf{i}^{\text{on}}$ 在换相初始相位(φ_c)时等于 0。得到截止换相处的交流侧电流表达式为:

$$\mathbf{i}_{\text{off}}(\omega t) = \int_{\omega t_0=\varphi_c}^{\omega t} \frac{\mathbf{u}^{\text{off}} - \mathbf{u}^{\text{on}}}{2j\omega L_s} d\omega t + \mathbf{i}^{\text{off}}(\omega t_0 = \varphi_c) = \frac{\mathbf{u}^{\text{off}} - \mathbf{u}^{\text{on}}}{2j\omega L_s}(\omega t) - \frac{\mathbf{u}^{\text{off}} - \mathbf{u}^{\text{on}}}{2j\omega L_s}(\varphi_c) + \mathbf{i}^{\text{off}}(\varphi_c) \quad (9)$$

将式(9)以傅里叶级数指数形式表示:

$$\begin{aligned} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \mathbf{I}_n^{\text{off}} e^{jn\omega t} &= \sum_{\substack{n=-\infty \\ n \neq 0}}^{\infty} \frac{\mathbf{u}^{\text{off}} - \mathbf{u}^{\text{on}}}{j2n\omega L_s} e^{jn\omega t} - \\ &\quad \sum_{\substack{n=-\infty \\ n \neq 0}}^{\infty} \frac{\mathbf{u}^{\text{off}} - \mathbf{u}^{\text{on}}}{j2n\omega L_s} e^{jn\varphi_c} + \sum_{n=-\infty}^{\infty} \mathbf{I}_n^{\text{dc}} e^{jn\varphi_c} \end{aligned} \quad (10)$$

得到截止换相电流 $\mathbf{i}_{\text{off}}(\omega t)$ 的频域傅里叶系数为:

$$\mathbf{I}_n^{\text{off}} = \begin{cases} \frac{\mathbf{u}^{\text{off}} - \mathbf{u}^{\text{on}}}{j2n\omega L_s} & n \neq 0 \\ -\sum_{\substack{n=-\infty \\ n \neq 0}}^{\infty} \frac{\mathbf{u}^{\text{off}} - \mathbf{u}^{\text{on}}}{j2n\omega L_s} e^{jn\varphi_c} + \sum_{n=-\infty}^{\infty} \mathbf{I}_n^{\text{dc}} e^{jn\varphi_c} & n = 0 \end{cases} \quad (11)$$

根据式(11)可知,截止换相过程中,交流侧电压与电流存在耦合关系,当交流侧电压含有系统谐波情况下,交流侧电流中将耦合产生相应的非特征谐波;另外交流侧电压和直流侧电流共同作用耦合产生直流成分。

将上式转换成矩阵形式:

$$\mathbf{I}_n^{\text{off}} = \begin{cases} \mathbf{Y}(\mathbf{U}^{\text{off}} - \mathbf{U}^{\text{on}}) & n \neq 0 \\ -\mathbf{G}(\varphi_c) \mathbf{Y}(\mathbf{U}^{\text{off}} - \mathbf{U}^{\text{on}}) + \mathbf{G}(\varphi_c) \mathbf{I}^{\text{dc}} & n = 0 \end{cases} \quad (12)$$

等效成:

$$\mathbf{I}_a^{\text{ac}} = \mathbf{I}^{\text{off}} = (\mathbf{I}^{\text{M}} - \mathbf{G}(\varphi_c)) \mathbf{Y}(\mathbf{U}^{\text{off}} - \mathbf{U}^{\text{on}}) + \mathbf{G}(\varphi_c) \mathbf{I}^{\text{dc}} \quad (13)$$

$$\mathbf{G}(\varphi_c) = \begin{bmatrix} \vdots & & & \\ & 0 & 0 & 0 \\ \cdots & e^{-j1 \times \varphi_c} & 1 & e^{j1 \times \varphi_c} & \cdots \\ & 0 & 0 & 0 \\ & \vdots & & & \end{bmatrix}$$

其中, $\mathbf{I}^{\text{M}}$ 为 $2n+1$ 阶单位矩阵; $\mathbf{Y} = \left[\frac{1}{j2n\omega L_c} \right] (n \neq 0)$ 为系统侧电抗的对角矩阵; φ_c 为换相初始相位。

同理,可得导通换相电流 $\mathbf{i}^{\text{on}}(\omega t)$ 频域矩阵形式:

$$\mathbf{I}_a^{\text{ac}} = \mathbf{I}^{\text{on}} = (\mathbf{I}^{\text{M}} - \mathbf{G}(\varphi_c)) \mathbf{Y}(\mathbf{U}^{\text{on}} - \mathbf{U}^{\text{off}}) \quad (14)$$

根据上式可知,导通换相过程:交流侧电压、电流存在耦合关系,当交流侧电压含有系统谐波情况下,交流侧电流中将耦合产生相应的非特征谐波。

2.1.3 谐波模型参数

综上,将各个区间对应的 I_a^{ac} 代入上式,得到换流器交流侧电流完整表达式。

$$I_a^{ac} = (H^{61} + H^{612} + H^{12} - H^{34} - H^{345} - H^{45})I^{dc} + \\ H^{561}[(I^M - G(\varphi_1))Y(U_a - U_c)] + \\ H^{123}[(I^M - G(\varphi_3))Y(U_a - U_b) + G(\varphi_3)I^{dc}] + \\ H^{234}[(I^M - G(\varphi_4))Y(U_a - U_c)] + \\ H^{456}[(I^M - G(\varphi_6))Y(U_a - U_b) - G(\varphi_6)I^{dc}] \quad (15)$$

以上表明交流侧电流与电压在换相期间存在耦合关系;在导通期间,交流侧电流与直流侧电流存在耦合关系。

将谐波模型矩阵式(2)与式(15)联立,即可得到换流器谐波模型矩阵中各个 H 参数矩阵:

$$H_{aa} = H^{561}(I^M - G(\varphi_1))Y + H^{123}(I^M - G(\varphi_3))Y + \\ H^{234}(I^M - G(\varphi_4))Y + H^{456}(I^M - G(\varphi_6))Y \quad (16)$$

$$H_{ab} = -H^{123}(I^M - G(\varphi_3))Y - H^{456}(I^M - G(\varphi_6))Y \quad (17)$$

$$H_{ac} = -H^{561}(I^M - G(\varphi_1))Y - H^{234}(I^M - G(\varphi_4))Y \quad (18)$$

$$H_{ad} = H^{61} + H^{612} + H^{12} - H^{34} - H^{345} - H^{45} + \\ H^{123}G(\varphi_3) - H^{456}G(\varphi_6) \quad (19)$$

2.2 直流侧电压

根据图 3 中直流侧电压开关函数的描述,同样可以在截止、导通换相、导通和截止换相 4 个连续期间进行讨论,即通过幅值分别为 0、0.5、1 和 0.5 的水平线段进行近似^[16]。以 a 相为例,其截止期间的直流侧电压为 0;其他 3 个期间通过开关函数与其对应的交流侧电压(考虑系统电抗产生的压降后)线性组合得到直流侧电压,如式(20)所示^[12]。

$$U^{dc} = H_a(U_a - Z_L I_a^{ac}) + H_b(U_b - Z_L I_b^{ac}) + \\ H_c(U_c - Z_L I_c^{ac}) \quad (20)$$

根据上式分析可知,直流侧电压与交流侧电压及直流侧电流均耦合,当忽略交流侧阻抗 Z_L 产生的压降时,直流侧电压仅与交流侧电压耦合。

由谐波模型矩阵式(2)与式(20),即可得到换流器谐波模型矩阵中剩余各个 H 参数矩阵:

$$H_{da} = H_a - Z_L(H_a H_{aa} + H_b H_{ba} + H_c H_{ca}) \quad (21)$$

$$H_{db} = H_b - Z_L(H_a H_{ab} + H_b H_{bb} + H_c H_{cb}) \quad (22)$$

$$H_{dc} = H_c - Z_L(H_a H_{ac} + H_b H_{bc} + H_c H_{cc}) \quad (23)$$

$$H_{dd} = -Z_L(H_a H_{ad} + H_b H_{bd} + H_c H_{cd}) \quad (24)$$

3 谐波简化模型

当换流器电路参数和触发角确定,其直流侧电流直流分量 I_0^{dc} 和换相重叠角 μ 分别为:

$$\begin{cases} I_0^{dc} = \frac{3\sqrt{2}U}{\pi R} \cos \frac{\mu}{2} \cos \left(\frac{\mu}{2} + \alpha \right) \\ \mu = \arccos \left(\cos \alpha - \frac{2\omega L_s I_{d0}}{\sqrt{2}U} \right) - \alpha \end{cases} \quad (25)$$

其中, U 为交流侧线电压有效值; R 为直流侧负载电

阻; α 为触发角; L_s 为交流侧等效电抗; $\omega = 2\pi f$ 为角频率。

得到换相重叠角关于触发角及换流器电路参数的表达式:

$$\tan \left(\frac{\mu}{2} \right) \tan \left(\frac{\mu}{2} + \alpha \right) = \frac{3\omega L_s}{\pi R} \quad (26)$$

根据式(26)和图 5,当触发角 ($\alpha < 90^\circ$) 逐渐增大,换相重叠角将逐渐减小,相应的换相过程的开关函数区间减小,即换相过程对换流器谐波模型的影响减小。因此,当换相重叠角较小时,可不考虑换相过程的影响,谐波模型矩阵式(2)中左上角 9 个参数矩阵均为 0 矩阵,且其余 7 个参数矩阵也大幅简化,可将式(16)~(19)和(21)~(24)中换相过程开关函数 (H^{561} 等)置 0 得到,得到简化模型矩阵式(27)。

$$\begin{bmatrix} I_a^{ac} \\ I_b^{ac} \\ I_c^{ac} \\ \vdots \\ U^{dc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & H'_{ad} \\ 0 & 0 & 0 & H'_{bd} \\ 0 & 0 & 0 & H'_{cd} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ H'_{da} & H'_{db} & H'_{dc} & H'_{dd} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_a^{ac} \\ U_b^{ac} \\ U_c^{ac} \\ \vdots \\ I^{dc} \end{bmatrix} \quad (27)$$

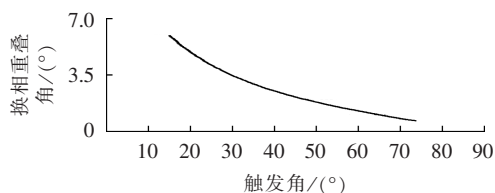


图 5 换相重叠角与触发角关系曲线

Fig.5 Relationship between commutation overlap angle and firing angle

从上述分析可知,当不考虑换相过程时,换流器简化谐波模型很大程度上简化了谐波模型,特别是交流侧电流与电压之间不存在耦合关系,交流侧电流仅与直流侧电流耦合。

4 算例仿真分析

本节通过对比本文建立的频域谐波模型和 Simulink 时域仿真结果,验证基于 H 参数的换流器谐波全耦合模型的准确性。由于本文重点研究换流器交直流两侧谐波交互作用机理,故在建模分析过程中认为换流器交流侧系统阻抗相等。算例采用三相全控整流桥,具体参数为:系统线电压有效值为 400 V,交流侧电感 $L_s = 0.2$ mH,直流负载侧电阻 $R = 5 \Omega$,负载电感 $L = 0.5$ H。

4.1 无系统背景谐波情况

当不存在系统背景谐波,即理想环境下,本文建立的谐波模型及其简化模型和 Simulink 时域仿真得到两侧谐波幅值对比如表 1 所示。

由表 1 结果可知,本文所建立的换流器谐波模

表 1 无背景谐波情况下换流器两侧谐波幅值							
Table 1 Amplitude of harmonics at both sides of converter without background harmonics							
参数	谐波次数	本文谐波模型		本文简化模型		Simulink 仿真	
		$\alpha=0^\circ$	$\alpha=15^\circ$	$\alpha=0^\circ$	$\alpha=15^\circ$	$\alpha=0^\circ$	$\alpha=15^\circ$
交流侧 电流/A	基波	117.72	113.42	117.71	113.71	117.50	113.02
	5	23.54	22.82	26.72	22.74	22.76	22.61
	7	16.82	15.76	18.36	16.24	15.73	15.85
	11	10.70	10.21	14.85	10.34	9.09	10.07
	13	9.06	8.09	10.84	8.75	7.20	8.26
	17	6.92	6.35	9.98	6.69	4.66	6.28
	19	6.20	5.17	7.51	5.98	3.76	5.36
直流侧 电压/A	直流	535.38	517.60	540.19	521.78	533.56	513.00
	6	33.36	58.77	30.87	56.47	39.79	63.51
	12	10.88	23.39	7.56	24.80	11.69	26.50
	18	5.55	15.91	5.74	16.82	5.34	15.07

型在无背景谐波情况下换流器两侧的特征谐波幅值与时域仿真结果基本一致,误差较小;另外,随着触发角增大,本文简化谐波模型的精确度有较大提高;可以预见当触发角增大到一定程度时,该简化模型将有很强的实用性。

根据表 2 可知,在本文算例设定条件下,当触发角大于 30° 时,简化模型交流侧电流总谐波畸变率(THD)和直流侧电压纹波系数(RF)均与仿真结果接近,可建议采用简化模型展开分析研究。

表 2 电流总谐波畸变率与电压纹波系数结果分析							
Table 2 Analysis of current THD and voltage RF							
参数	模型	$\alpha=0^\circ$	$\alpha=10^\circ$	$\alpha=15^\circ$	$\alpha=20^\circ$	$\alpha=30^\circ$	$\alpha=40^\circ$
THD/%	本文谐波模型	28.42	27.64	27.96	28.18	28.38	28.43
	本文简化模型	33.39	28.43	28.43	28.43	28.43	28.43
	Simulink 仿真	26.03	27.57	27.98	28.20	28.37	28.44
RF/%	本文谐波模型	6.64	9.49	12.60	16.13	24.29	34.54
	本文简化模型	5.98	9.63	12.26	15.92	23.90	34.02
	Simulink 仿真	7.84	11.15	13.74	17.39	25.24	35.53

4.2 有系统背景谐波情况

当考虑系统含有背景谐波,假设三相供电电源 A 相发生谐波畸变,含有 5 次正序谐波电压,幅值为系统相电压的 5%;且负载直流侧电流中亦发生畸变,含有 5 次正序谐波电流,其幅值为直流电流的 5%,此时取触发角为 15° 。

考虑主导非特征谐波,交流侧正序 h 次谐波扰动,将在直流侧产生 $h \pm (6k \pm 1)$ 次谐波;直流侧 h 次谐波扰动将在交流侧产生 $h \pm 1$ 次谐波^[14,16]。按照上述分析,本算例应在特征谐波的基础上在交流侧产生 3、4、6、9、15、…次非特征谐波扰动;在直流侧产生 4、8、10、14、16、…次非特征谐波。

本文谐波模型及其简化形式和时域仿真结果的谐波频谱见图 6、7。可见,交直流侧电压、电流各谐波次数与理论分析及时域仿真一致,且各谐波幅值误差较小,可以验证本文谐波全耦合模型对分析换流器交、直流两侧谐波全耦合具备有效性和准确性。

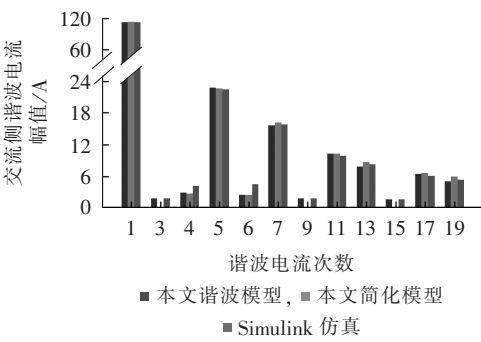


图 6 有背景谐波情况下交流侧电流谐波频谱
Fig.6 Harmonic spectrum of AC-side current with background harmonics

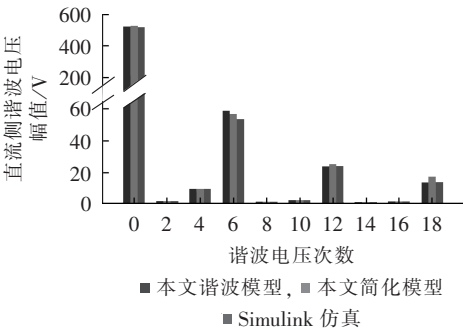


图 7 有背景谐波情况下直流侧电压谐波频谱
Fig.7 Harmonic spectrum of DC-side voltage with background harmonics

5 结语

本文通过引入二端口网络的 H 参数矩阵,将换流器各开关器件的动作状态分别以对应的开关函数表示,在触发角对称条件下分析各换流阶段交直流两侧的电压电流数学关系,并以傅里叶变换为工具求解各 H 参数矩阵,建立谐波全耦合模型。各 H 参数矩阵定量地描述了换流器交流侧电流与电压、交流侧电流与直流侧电流、直流侧电压与交流侧电压、直流侧电压与电流之间的耦合关系。本文谐波模型对存在各种复杂背景谐波状况的交直流系统均可适用;当触发角较大、换相重叠角较小时,可不考虑换相过程的影响,得到简化模型,适用于可控换流器触发角较大或系统电抗较小的工程应用背景。最后在 Simulink 时域仿真中验证了本文模型的准确性。

参考文献:

[1] JOS A,NEVILLE R W. Power system harmonics[M]. 2nd ed Chichester, UK:John Wiley & Sons,Ltd.,2004:143-187.
[2] 赵伟,姜飞,涂春鸣,等. 电动汽车充电站入网谐波分析[J]. 电力自动化设备,2014,34(11):61-66.
ZHAO Wei,JIANG Fei,TU Chunming,et al. Harmonic current of grid-connected EV charging station[J]. Electric Power Automation Equipment,2014,34(11):61-66.
[3] 王中,孙元章,李国杰,等. 双馈风力发电机定子电流谐波分析[J]. 电力自动化设备,2010,30(6):1-5.

- WANG Zhong, SUN Yuanzhang, LI Guojie, et al. Stator current harmonics analysis of doubly-fed induction generator[J]. Electric Power Automation Equipment, 2010, 30(6): 1-5.
- [4] 史丹, 任震, 余涛. 高压直流输电系统的谐波分析方法综述[J]. 电力自动化设备, 2006, 26(4): 93-97.
- SHI Dan, REN Zhen, YU Tao. Overview of harmonic analysis methods in HVDC transmission systems[J]. Electric Power Automation Equipment, 2006, 26(4): 93-97.
- [5] BURCH R, CHANG G, DWYER R, et al. Characteristics and modeling of harmonic sources-power electronic devices[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2001, 16(4): 791-800.
- [6] 郑连清, 吴萍, 李鹏. 电力系统中谐波源的建模方法[J]. 电网技术, 2010, 34(8): 46-50.
- ZHENG Lianqing, WU Ping, LI Kun. Modeling approaches of harmonic sources in power system[J]. Power System Technology, 2010, 34(8): 46-50.
- [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): 47-52.
- 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): 47-52.
- [8] 孙媛媛, 徐文远. 整流器的谐波分析方法[J]. 电力自动化设备, 2009, 29(3): 10-15.
- SUN Yuanyuan, XU Wenyuan. Harmonic analysis method for converter[J]. Electric Power Automation Equipment, 2009, 29(3): 10-15.
- [9] 刘宏, 焦连伟. 转移函数应用于变频器的谐波分析[J]. 电工技术学报, 2005, 20(9): 108-113.
- LIU Hong, JIAO Lianwei. Harmonic hnalysis using transfer function on the converter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2005, 20(9): 108-113.
- [10] JALALI S G, LASSETER R H. Harmonic interaction of power systems with static switching circuits[C]//Power Electronics Specialists Conference, 22nd Annual IEEE. Cambridge, MA, UK: [s.n.], 1991: 330-337.
- [11] SASAN G J, ROBERT H L. A study of nonlinear harmonic interaction between a single phase line-commutated converter and a power system[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 1994, 9(3): 1616-1624.
- [12] RAJAGOPAL N, QUAICOE J E. Harmonic analysis of three-phase AC/DC converters using the harmonic admittance method [C]//Electrical and Computer Engineering. Vancouver, BC, Canada: IEEE, 1993: 313-316.
- [13] GUTIERREZ O, FUERTE-ESQUIVEL C R, RUBIO J A, et al. Harmonic analysis of AC/DC systems based on phase-domain multi-port network approach[J]. Electric Power Systems Research, 2008, 78(10): 1789-1797.
- [14] 徐政. 交直流电力系统动态行为分析[M]. 北京: 机械工业出版社, 2005: 76-87.
- [15] EDWARD W, KAME N, BONNIE S H. 信号与系统基础——应用 Web 和 MATLAB[M]. 2 版. 北京: 科学出版社, 2007: 145-160.
- [16] 李琼林, 刘会金, 刘云. 三相变频器的谐波/间谐波统一调制分析建模[J]. 高电压技术, 2008, 34(4): 91-95, 100.
- LI Qionglin, LIU Huijin, LIU Yun. Uniform modulation modeling of three-phase converter for the analysis of harmonic/interharmonic[J]. High Voltage Engineering, 2008, 34(4): 91-95, 100.

作者简介:



钟斌斌

钟斌斌(1990—), 男, 浙江湖州人, 硕士研究生, 主要研究方向为电力系统谐波源建模(**E-mail**: zhongbinbin@hust.edu.cn);

李妍(1971—), 女, 河南驻马店人, 副教授, 博士, 主要研究方向为电力系统运行分析、电能质量分析与控制(**E-mail**: liyanhust@mail.hust.edu.cn);

张永芳(1992—), 女, 河南商丘人, 硕士研究生, 主要研究方向为风电并网谐波分析(**E-mail**: 810608132@qq.com);

陈炜(1992—), 女, 湖北咸宁人, 硕士研究生, 主要研究方向为电力系统谐波抑制(**E-mail**: 509851796@qq.com)。

Fully-coupled harmonic model of converter based on H parameters

ZHONG Binbin, LI Yan, ZHANG Yongfang, CHEN Wei

(School of Electrical and Electronic Engineering, Huazhong University of Science and Technology, Wuhan 430074, China)

Abstract: As the converter is an electric component connecting to both AC and DC networks, the interactions among the voltages and currents of two sides are the key factors for the study of its harmonic model. A fully-coupled harmonic model of converter is proposed, which, based on the H parameter matrix of dual-port network, quantificationally describes the coupling relationships between AC-side current and voltage, AC-side current and DC-side current, DC-side voltage and AC-side voltage, DC-side voltage and current. The operating statuses of switching device are expressed respectively by the corresponding switching functions and the mathematical relationships between voltage and current for different conversion stages are established in the condition of symmetric firing angles, which are then solved by Fourier transform to deduce its H parameter matrix. The model is generally applicable to the AC/DC system with complex background harmonics. When the firing angle increases to a certain degree, it can be simplified by ignoring the influence of commutation overlap angle, suitable for the controllable converter with bigger firing angle or smaller system impedance. The accuracy of the proposed model is verified by the results of Simulink time-domain simulation.

Key words: electric converters; harmonic model; H parameters; switching function; fully-coupled; Fourier transforms; harmonic analysis