

适用于单调谐滤波器的失谐元件在线辨识方法

罗汉武¹, 黄银龙², 姜国义¹, 康凯¹

(1. 内蒙古东部电力有限公司, 内蒙古 呼和浩特 010020; 2. 武汉大学电气工程学院, 湖北 武汉 430072)

摘要: 进行滤波器失谐元件的在线辨识对于提高高压直流输电系统的运行可靠性具有重要实用价值。提出了一种新颖的高压直流输电系统直流侧单调谐滤波器失谐元件的在线辨识方法。该方法通过测量流过滤波器的电流并进行谐波分析, 通过对滤波器谐振频率下谐波电流的变化来判断滤波器是否发生失谐。在发生失谐的情况下, 计算特定频率处谐波电流变化率的比值, 即可辨识出具体的失谐元件及失谐度。该方法计算简单, 仅需对原有滤波器进行简单改造即可实现, 扩展了滤波器的功能。给出了该方案的原理, 并对其应用于辨识不同滤波器的失谐元件进行了仿真计算, 结果验证了所提出方法的正确性和有效性。
关键词: 高压直流输电; 直流滤波器; 元件失谐; 在线辨识

Online identification method of detuning element of single-tuned filter

LUO Hanwu¹, HUANG Yinlong², JIANG Guoyi¹, KANG Kai¹

(1. East Inner Mongolia Electric Power Limited Company, Hohhot 010020, China; 2. School of Electrical Engineering, Wuhan University, Wuhan 430072, China)

Abstract: The online identification of the filter detuning elements has an important practical value for improving the reliability of the HVDC system. This paper presents a novel method for online identification of the detuning elements of the DC-side filter of the HVDC system. The method only needs to measure and extract the harmonic components from the current that through the single-tuned filter. Whether the filter has detuned or not can be known by the analyzing the change rate of the harmonic current under resonant frequency. In the situations that the filter has detuned, the detuned elements can be identified by calculating the ratio of the change rates of several special harmonic current. This method can be realized based on a simple modification of the traditional DC-filter, and thus the function of the filter is expanded. This paper presents the principles of the proposed method and the simulation results of the application of this method on different filters verify the validity and effectiveness of the proposed method.

This work is supported by National Natural Science Foundation of China (No. 51007065).

Key words: HVDC; DC filter; detune element; online identification

中图分类号: TM71 文献标识码: A 文章编号: 1674-3415(2015)01-0034-06

0 引言

高压直流输电技术因其在远距离、大容量输电方面的优势, 成为我国实行“西电东送, 南北互供, 全国联网”的电力资源优化配置目标的最佳技术手段^[1-4]。但运行过程中高压直流输电系统的换流器将在直流及其所连接的交流系统中产生大量的谐波^[5-7]。为了提高直流输电系统的安全稳定水平, 避免直流输电线路对附近通信线路的干扰^[8-9], 目前广泛采用装设无源滤波器的方法抑制换流器直流侧谐波^[10-12]。

常用的无源滤波器有单调谐、双调谐、三调谐

以及高通滤波器等。在运行过程中, 由于环境温度的变化, 自身的发热和老化等因素的影响, 滤波器的电容和电感等元件的值均会发生一定的变化, 使得直流滤波器的实际谐振频率偏离原设定值, 导致滤波器失谐, 影响滤波器的滤波器效果, 不利于系统的正常运行^[13-14]。运行部门对此一方面采用定期检修的方法对滤波器的元件参数进行检测。另一方面在运行过程中当滤波器失谐达到一定程度时, 失谐保护将发出警告甚至切除滤波器, 运行部门需要定位发生失谐的元件。这些工作需对滤波器中所有的元件进行检测, 工作量巨大且繁琐, 且会影响直流输电系统运行的可靠性。因此进行滤波器元件参数的在线辨识, 快速准确地实现失谐元件的检测, 将

具有重要的工程应用价值^[15]。

本文提出一种适用于单调谐滤波器的失谐元件在线辨识的方法。该方法仅需在传统直流侧滤波器的各支路中串入电流互感器, 并对测量得到的电流进行FFT分解, 获取各次谐波电流。首先通过判断滤波器谐振频率处谐波电流的变化来判断滤波器是否失谐。在发生失谐的情况下, 通过特定次数的高次及低次谐波电流的变化率的比值即可判定具体的失谐元件。通过仿真计算验证了该方法的正确性与有效性。

1 失谐元件在线辨识方法的原理

目前高压直流输电系统直流侧单调谐滤波器的一般结构如图 1 所示。

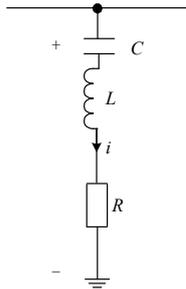


图 1 单调谐滤波器结构

Fig. 1 Structure of single-tuned filter

在单调谐滤波器低压侧串入电流互感器, 即可测得流过单调谐滤波器的电流, 通过测得电流中特定次数谐波电流分析, 即可判断出具体的失谐元件。下面为具体的实现。

根据图 1 可得到该滤波器的阻抗为

$$Z(h) = \frac{1}{j\omega_h C} + j\omega_h L + R = j\left(\omega_h L - \frac{1}{\omega_h C}\right) + R \quad (1)$$

式中, ω_h 为 h 次谐波角频率。

设该滤波器的谐振频率对应的次数为 h_m , 在该谐振频率下滤波器阻抗幅值最小, 即

$$\omega_{h_m} L = \frac{1}{\omega_{h_m} C} \quad (2)$$

则在 $h_m/2$ 次谐波下有

$$\omega_{h_m/2} L = \frac{1}{2} \omega_{h_m} L \quad (3)$$

$$\frac{1}{\omega_{h_m/2} C} = 2 \frac{1}{\omega_{h_m} C} \quad (4)$$

$$\omega_{h_m/2} L = \frac{1}{4} \frac{1}{\omega_{h_m/2} C} \quad (5)$$

在 $2h_m$ 次谐波下有

$$\omega_{2h_m} L = 2\omega_{h_m} L \quad (6)$$

$$\frac{1}{\omega_{2h_m} C} = \frac{1}{2} \frac{1}{\omega_{h_m} C} \quad (7)$$

$$\omega_{2h_m} L = 4 \frac{1}{\omega_{2h_m} C} \quad (8)$$

以下分别为 $h_m/2$ 次和 $2h_m$ 次谐波下滤波器的阻抗特性。

$$Z(h_m/2) = \frac{1}{j\omega_{h_m/2} C} + j\omega_{h_m/2} L + R = j\left(\frac{1}{2} \omega_{h_m} L - 2 \frac{1}{\omega_{h_m} C}\right) + R \quad (9)$$

$$Z(2h_m) = \frac{1}{j\omega_{2h_m} C} + j\omega_{2h_m} L + R = j\left(2\omega_{h_m} L - \frac{1}{2} \frac{1}{\omega_{h_m} C}\right) + R \quad (10)$$

以电容 C 为例定义元件的失谐度为

$$\alpha = \frac{C_{\text{new}} - C_{\text{old}}}{C_{\text{old}}} \times 100\% \quad (11)$$

式中: C_{new} 是元件 C 失谐后的值; C_{old} 是其额定值; 其他元件的失谐度可类似定义。

电容 C 失谐度为 α 时滤波器在 $h_m/2$ 次谐波下的阻抗为

$$Z(h_m/2)_{-C} = j\left(\frac{1}{2} \omega_{h_m} L_{\text{old}} - 2 \frac{1}{\omega_{h_m} C_{\text{old}}(1+\alpha)}\right) + R \quad (12)$$

电容 C 失谐度为 α 时滤波器在 $2h_m$ 次谐波下的阻抗为

$$Z(2h_m)_{-C} = j\left(2\omega_{h_m} L - \frac{1}{2} \frac{1}{\omega_{h_m} C_{\text{old}}(1+\alpha)}\right) + R \quad (13)$$

忽略电阻, 则电容 C 失谐度为 α 时, $h_m/2$ 次和 $2h_m$ 次的谐波电流变化率分别为

$$K(h_m/2)_{-C} = \frac{\frac{U_{h_m/2}}{Z(h_m/2)_{-C}} - \frac{U_{h_m/2}}{Z(h_m/2)}}{\frac{U_{h_m/2}}{Z(h_m/2)}} \times 100\% \approx \frac{4\alpha}{3-\alpha} \quad (14)$$

$$K(2h_m)_{-C} = \frac{\frac{U_{2h_m}}{Z(2h_m)_{-C}} - \frac{U_{2h_m}}{Z(2h_m)}}{\frac{U_{2h_m}}{Z(2h_m)}} \times 100\% \approx \frac{-\alpha}{3+4\alpha} \quad (15)$$

则 $h_m/2$ 次和 $2h_m$ 次谐波电流变化率的比值为

$$\eta_c = \frac{K(h_m/2)_C}{K(2h_m)_C} = -4 \times \frac{3+4\alpha}{3-\alpha} \approx -4 \quad (16)$$

电感 L 失谐度为 α 时滤波器在 $h_m/2$ 次谐波下的阻抗为

$$Z(h_m/2)_L = j\left(\frac{1}{2}\omega_{h_m}L_{old}(1+\alpha) - 2\frac{1}{\omega_{h_m}C_{old}}\right) + R \quad (17)$$

电感 L 失谐度为 α 时滤波器在 $2h_m$ 次谐波下的阻抗为

$$Z(2h_m)_L = j(2\omega_{h_m}L_{old}(1+\alpha) - \frac{1}{2\omega_{h_m}C_{old}}) + R \quad (18)$$

忽略电阻, 则电感 L 失谐度为 α 时, $h_m/2$ 次和 $2h_m$ 次的谐波电流变化率分别为

$$K(h_m/2)_L = \frac{\frac{U_{h_m/2}}{Z(h_m/2)_L} - \frac{U_{h_m/2}}{Z(h_m/2)}}{\frac{U_{h_m/2}}{Z(h_m/2)}} \times 100\% \approx \frac{\alpha}{3-\alpha} \quad (19)$$

$$K(2h_m)_L = \frac{\frac{U_{2h_m}}{Z(2h_m)_L} - \frac{U_{2h_m}}{Z(2h_m)}}{\frac{U_{2h_m}}{Z(2h_m)}} \times 100\% \approx \frac{-4\alpha}{3+4\alpha} \quad (20)$$

则 $h_m/2$ 次和 $2h_m$ 次谐波电流变化率的比值为

$$\eta_L = \frac{K(h_m/2)_L}{K(2h_m)_L} = -\frac{1}{4} \times \frac{3+4\alpha}{3-\alpha} \approx -0.25 \quad (21)$$

从以上分析可知, 可通过求得 $h_m/2$ 次和 $2h_m$ 次谐波电流变化率的比值来判断失谐元件是滤波器的电感还是电容。

以图 1 所示的单调谐直流滤波器为例, 其元件额定参数为 $C=1.5 \mu\text{F}$, $L=46.908 \text{ mH}$, $R=2 \Omega$, 则该滤波器为 12 次谐波滤波器, 分别求当电容元件失谐 5% 和电感元件失谐 5% 时流过滤波器的 6 次和 24 次谐波电流的变化率及变化率的比值如表 1 所示,

表 1 元件失谐时的谐波电流变化率及其比值

Table 1 Harmonic current change rate and the ratio

失谐度	变化率	电容失谐		电感失谐	
		不忽略电阻	忽略电阻	不忽略电阻	忽略电阻
5%	$K(6)$	6.779 2	6.779 7	1.694 8	1.694 9
	$K(24)$	-1.562 4	-1.562 5	-6.249 7	-6.25
	η	-4.339	4.339	-0.271 2	-0.271 2
-5%	$K(6)$	-6.557	-6.557 4	-1.639 3	-1.639 3
	$K(24)$	1.785 6	1.785 7	7.142 4	7.142 9
	η	-3.672 2	-3.672 2	-0.229 5	-0.229 5

表中还给出了不忽略电阻 R 时的计算结果。可以看到在忽略电阻的情况下求解得到谐波电流变化率及其比值与不忽略情况下的非常接近, 因此可直接使用式(16)和式(21)来进行失谐辨识。

根据式(16)与式(21)绘制电容与电感在不同失谐度时 $h_m/2$ 次和 $2h_m$ 次谐波电流变化率的比值 η 曲线, 如图 2 所示。

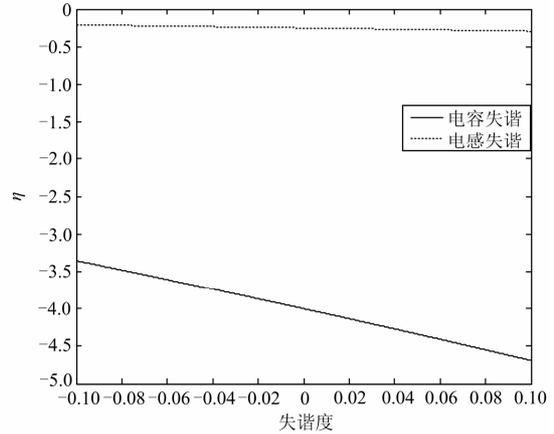


图 2 元件失谐时谐波电流变化率的比值

Fig. 2 Ratio of the harmonic current change rate

由图 2 可以看出, 当电容失谐时, 比值 η 较大, 而当电感失谐时, 比值 η 在 0.25 左右。因此, 根据计算上述比值, 不仅可以判断出失谐元件, 还可以估计元件失谐度的大小。

2 仿真验证

2.1 12 次单调谐滤波器

利用 PSCAD 仿真软件对本文提出的方法进行验证。图 3 为仿真模型, 电源采用的是在 500 kV 直流电源上叠加谐波电压的方法, 其中 12、24、36 次等特征次谐波电压幅值较大, 同时叠加其他幅值较小的谐波电压。

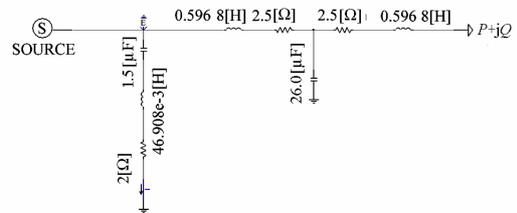


图 3 仿真模型

Fig. 3 Simulation model

仿真中所用直流滤波器参数与第 1 部分中的相同。在 $t=4 \text{ s}$ 时, 改变滤波器的电容 C 为 $1.575 \mu\text{F}$, 即发生 5% 的失谐。图 4 所示为失谐前后滤波器的 12 次谐波电流的幅值变化。

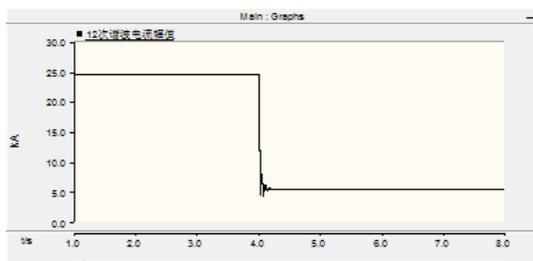


图 4 电容 C 失谐前后的 12 次谐波电流幅值
Fig. 4 The 12th harmonic current when C detunes

由图 4 可以看出, 在 4 s 左右, 滤波器 12 次谐波电流突然减小, 说明滤波器发生了失谐。以失谐前 2 s 到 3 s 的电流平均值作为失谐前的电流, 以 6 s 到 7 s 的电流平均值作为失谐后的电流, 求得的 6 次和 24 次谐波电流变化率的比值如图 5 所示。

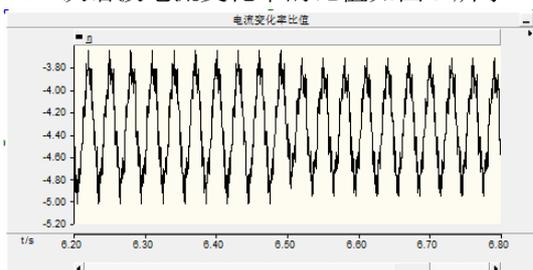


图 5 电容 C 失谐时谐波电流变化率的比值
Fig. 5 Ratio of change rate of harmonic currents when capacitor C detunes

由图 5 可以看出, 比值 η 的平均值在 -4 左右, 根据表 1 可以判定失谐元件为电容元件。

同样地, 电感失谐 5% 前后流过滤波器的 12 次谐波电流幅值的变化如图 6 所示。

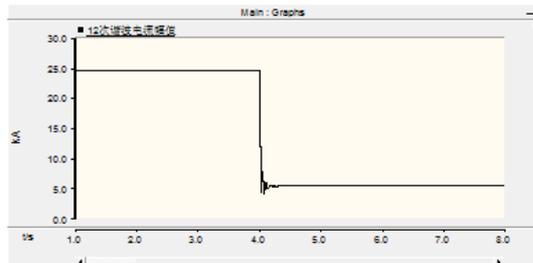


图 6 电感 L 失谐前后的 12 次谐波电流幅值
Fig. 6 The 12th harmonic current when L detunes

由图 6 可以看出, 12 次谐波电流幅值明显减小, 同样表明滤波器发生了元件失谐。为了判断具体的失谐元件, 求得 6 次与 24 次谐波电流变化率的比值如图 7 所示。

由图 7 可以看出, 比值 η 的平均值在 -0.25 左右, 根据表 1 可以判定失谐元件为电感。

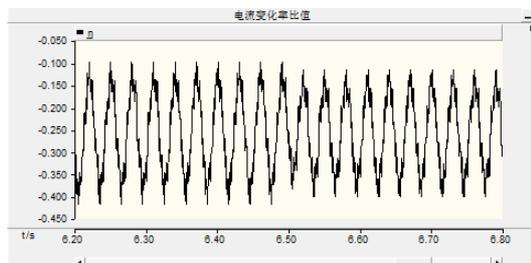


图 7 电感 L 失谐时谐波电流变化率的比值
Fig. 7 Ratio of change rate of harmonic currents when inductor L detunes

2.2 单调谐 24 次滤波器

在图 3 所示的仿真电路中添加 24 次单调谐滤波器, 滤波器参数为: $C=0.8 \mu\text{F}$, $L=21.99 \text{ mH}$, $R=2 \Omega$ 。

在 $t=4 \text{ s}$ 时, 改变滤波器电容 C 的值为 $0.84 \mu\text{F}$, 即发生 5% 的失谐。则失谐前后流过滤波器的 24 次谐波电流幅值的变化如图 8 所示。

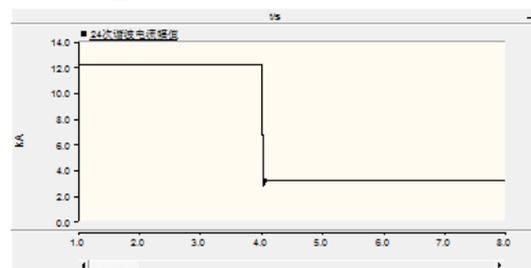


图 8 电容 C 失谐前后的 24 次谐波电流幅值
Fig. 8 The 24th harmonic current when C detunes

由图 8 可以看出, 在 4 s 后流过滤波器的 24 次谐波电流幅值突然减小, 说明滤波器发生了失谐。求得的失谐后 12 次和 48 次谐波电流变化率的比值如图 9 所示。

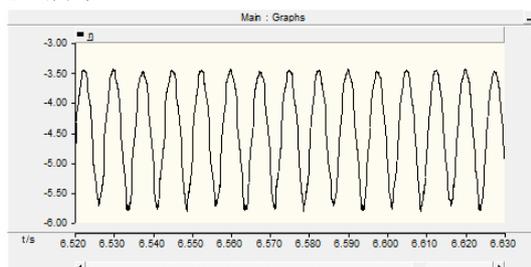


图 9 电容 C 失谐时谐波电流变化率的比值
Fig. 9 Ratio of change rate of harmonic currents when inductor C detunes

由图 9 可以看出, 比值 η 的平均值在 -4 左右, 根据表 1 可以判定失谐元件为电容元件。

设置电感 L 失谐 5%, 同样可得到失谐前后流过滤波器的 12 次谐波电流幅值的变化如图 10 所示。

由图 10 可以看出, 24 次谐波电流幅值明显减小, 滤波器发生了失谐。求得 12 次与 48 次谐波电

流变化率的比值如图 11 所示。

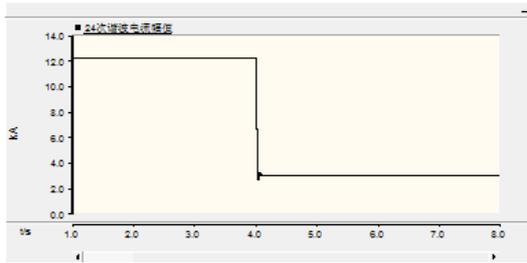


图 10 电感 L 失谐前后的 24 次谐波电流幅值
Fig. 10 The 24th harmonic current when L detunes

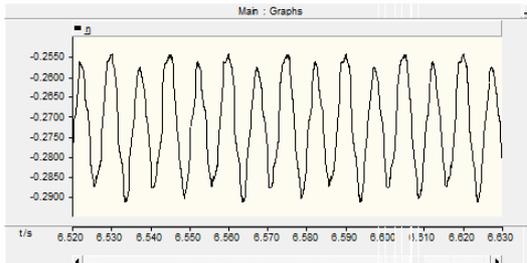


图 11 电感 L 失谐时谐波电流变化率的比值
Fig. 11 Ratio of change rate of harmonic currents when inductor L detunes

由图 11 可以看出，比值 η 的平均值在 -0.25 左右，根据表 1 可以判定失谐元件为电感元件。

3 多滤波器并联仿真

考虑到在实际的高压直流输电系统中，为了抑制谐波，常采用多个滤波器进行谐波滤除，而并联运行的滤波器之间会发生相互作用。为了验证所提出的方法的正确性，在图 3 所示的仿真电路中，加入电力系统中常用的 24 次单调谐滤波器，12/36 双调谐滤波器及高通滤波器，仿真电路如图 12 所示。

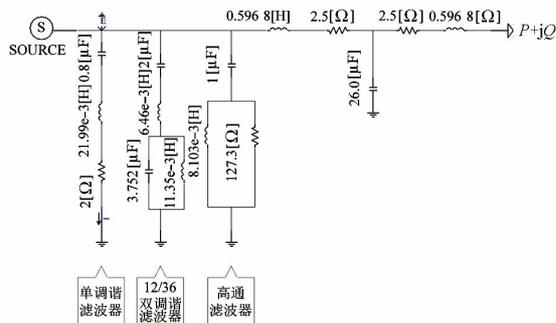


图 12 多滤波器并联仿真模型
Fig. 12 Simulation model with multiple filters

在 $t=4$ s 时，改变滤波器电容 C 的值为 $0.84 \mu\text{F}$ ，即发生 5% 的失谐。则失谐前后流过滤波器的 24 次谐波电流幅值的变化如图 13 所示。

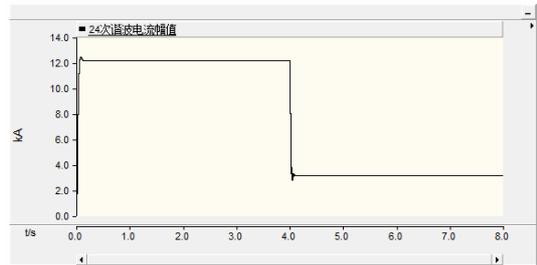


图 13 电容 C 失谐前后的 24 次谐波电流幅值
Fig. 13 The 24th harmonic current when C detunes

由图 13 可以看出，在 4 s 后流过滤波器的 24 次谐波电流幅值突然减小，说明滤波器发生了失谐。求得的失谐后 12 次和 48 次谐波电流变化率的比值如图 14 所示。

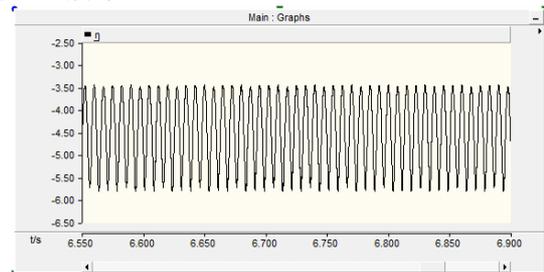


图 14 电容 C 失谐时谐波电流变化率的比值
Fig. 14 Ratio of change rate of harmonic currents when inductor C detunes

由图 14 可以看出，比值 η 的平均值在 -4 左右，根据表 1 可以判定失谐元件为电容元件，且其他并联的滤波器对该方法没有影响。

4 结论

本文提出一种通过判断直流滤波器特定次数谐波电流变化率的方法来进行高压直流输电系统单调谐直流滤波器元件失谐在线辨识的方法。利用滤波器谐振频率的谐波电流变化率判断滤波器是否发生失谐，利用特定次数谐波变化率的比值来判断发生失谐的元件。仿真结果表明，该方法仅需对常规直流滤波器进行简单改造即可实现，计算方法简单，且不受其他并联滤波器的影响，可实现在线的快速失谐元件辨识，对于提高高压直流输电系统滤波器运行的可靠性具有应用价值。

参考文献

[1] 李兴源, 赵睿, 刘天琪, 等. 传统高压直流输电系统稳定性分析和控制综述[J]. 电工技术学报, 2013, 28(10): 288-300.
LI Xingyuan, ZHAO Rui, LIU Tianqi, et al. Research of conventional high voltage direct current transmission

- system stability analysis and control[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2013, 28(10): 288-300.
- [2] YANG Yong. High voltage DC transmission technique and its future application[J]. Electric Power Automation Equipment, 2001, 21(9): 58-60.
- [3] 梁旭明, 张平, 常勇. 高压直流输电技术现状及发展前景[J]. 电网技术, 2012, 36(4): 1-8.
LIANG Xuming, ZHANG Ping, CHANG Yong. Recent advances in high-voltage direct-current power transmission and its developing potential[J]. Power System Technology, 2012, 36(4): 1-8.
- [4] 唐庚, 徐政, 薛英林. LCC-MCC 混合高压直流输电系统[J]. 电工技术学报, 2013, 28(10): 301-310.
TANG Geng, XU Zheng, XUE Yinglin. A LCC-MCC hybrid HVDC transmission system[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2013, 28(10): 301-310.
- [5] 李勇, 罗隆福, 贺达江, 等. 新型直流输电系统典型谐波分布特性分析[J]. 电力系统自动化, 2009, 33(10): 59-63.
LI Yong, LUO Longfu, HE Dajiang, et al. Analysis of harmonic distribution characteristics of a new DC transmission system[J]. Automation of Electric Power Systems, 2009, 33(10): 59-63.
- [6] 罗隆福, 李勇, 刘福生, 等. 基于新型换流变压器的直流输电系统滤波装置[J]. 电工技术学报, 2006, 21(12): 103-108.
LUO Longfu, LI Yong, LIU Fusheng, et al. Design of HVDC filter device based on new-type converter transformer[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2006, 21(12): 103-108.
- [7] 赫巍, 李兴源, 金小明, 等. 直流输电引起的谐波不稳定及其相关问题[J]. 电力系统自动化, 2006, 30(19): 94-99.
HAO Wei, LI Xingyuan, JIN Xiaoming, et al. A survey of harmonic instability and related problem caused by HVDC[J]. Automation of Electric Power Systems, 2006, 30(19): 94-99.
- [8] 徐宏雷, 郑伟, 周喜超, 等. 特高压直流输电系统对电网谐波污染的仿真分析[J]. 电力系统保护与控制, 2010, 38(23): 192-195.
XU Honglei, ZHENG Wei, ZHOU Xichao, et al. Simulation analysis of grid harmonic pollution affected by ultra high voltage direct current power transmission system[J]. Power System Protection and Control, 2010, 38(23): 192-195.
- [9] 马俊民, 黄永瑞, 何青连. ± 800 kV 特高压直流输电系统谐波研究[J]. 电力系统保护与控制, 2013, 41(21): 33-37.
MA Junmin, HUANG Yongrui, HE Qinglian. Research on harmonics of ± 800 kV ultra high voltage direct current transmission system[J]. Power System Protection and Control, 2013, 41(21): 33-37.
- [10] 文俊, 郭锦燕, 刘洪涛, 等. 高压直流输电直流滤波系统综合优化设计[J]. 中国电机工程学报, 2007, 27(22): 14-19.
WEN Jun, GUO Jinyan, LIU Hongtao, et al. Integrated optimizing design of filtering equipments at DC side of HVDC transmission system[J]. Proceedings of the CSEE, 2007, 27(22): 14-19.
- [11] 李季, 罗隆福, 许加柱, 等. 直流输电谐波不稳定抑制新方法[J]. 电力自动化设备, 2008, 28(2): 6-9.
LI Ji, LUO Longfu, XU Jiazhu, et al. Suppression of harmonic instability in HVDC[J]. Electric Power Automation Equipment, 2008, 28(2): 6-9.
- [12] 宋蕾, 文俊, 闫金春, 等. 高压直流输电系统直流滤波器设计[J]. 高电压技术, 2008, 34(4): 647-651.
SONG Lei, WEN Jun, YAN Jinchun, et al. Design of DC filters in HVDC transmission system[J]. High Voltage Engineering, 2008, 34(4): 647-651.
- [13] 同向前, 申明, 李牧. 单调谐滤波器的滤波器特性与短路比的关系[J]. 电力自动化设备, 2009, 29(9): 62-69.
TONG Xiangqian, SHEN Ming, LI Mu. Relation between short-circuit-ratio and single-tuned filter performance[J]. Electric Power Automation Equipment, 2009, 29(9): 62-69.
- [14] 程江平, 周全. 直流滤波器保护的研究和改进[J]. 电力系统保护与控制, 2011, 39(4): 105-109.
CHENG Jiangping, ZHOU Quan. Study and improvement of DC filter protection[J]. Power System Protection and Control, 2011, 39(4): 105-109.
- [15] 王钢, 罗慧卉, 黄敏, 等. 基于粗糙集的三调谐直流滤波器失谐故障元件检测方法[J]. 电力系统自动化, 2011, 35(20): 81-87.
WANG Gang, LUO Huihui, HUANG Min, et al. A rough-set based detection method for detuning components in a triple-tuned DC filter[J]. Automation of Electric Power Systems, 2011, 35(20): 81-87.

收稿日期: 2014-03-31; 修回日期: 2014-05-07

作者简介:

罗汉武(1975-), 男, 博士, 主要从事智能电网、电网运行和维护工作;

黄银龙(1990-), 男, 硕士研究生, 现主要从事电力系统通信方面的研究工作; E-mail: ylh0812@126.com

姜国义(1965-), 男, 高级工程师, 主要从事电力系统自动化和环境科学技术研究。