

基于负载电流谐波特征的并联型有源电力滤波器 交流电感额定值计算公式

田铭兴, 杨雪淞, 阎 宏, 张俊强

(兰州交通大学 自动化与电气工程学院, 甘肃 兰州 730070)

摘要: 交流电感是并联型有源电力滤波器(APF)的关键参数之一, 并与所补偿的电流谐波特征有关。在给出满足电流跟踪能力的 APF 电压约束方程的基础上, 推导出了 APF 交流电感的取值范围。根据所选交流电感应尽量小的原则, 进一步给出了 APF 交流电感的额定值计算公式。同时讨论了直流电压的选择方法, 并给出了直流电压额定值的计算公式。所给出的公式具有能够满足特定负载类型所有工况下的补偿要求、易于考虑所补偿的电流谐波特征以及便于计算和理论分析的优点。通过与其他文献结果比较, 说明所提思路及其结果是正确有效的。

关键词: 有源电力滤波器; 交流电感; 直流电压; 谐波分析; 补偿

中图分类号: TN 713

文献标识码: A

DOI: 10.3969/j.issn.1006-6047.2013.10.016

0 引言

随着国民经济的发展, 大规模的整流设备等非线性负荷的广泛使用, 其产生的谐波对电力系统的电能质量造成了极大的污染。而有源电力滤波器(APF)的研究及工程应用可以对电网进行谐波和无功功率的动态补偿及改善, 以此来保证电力系统的正常运行^[1-2]。

目前, 对 APF 的研究主要集中在对其拓扑结构、谐波检测和控制方法上。文献[3-5]都是对现有的几种 APF 的拓扑结构以及应用进行了综述和分析, 并以此展望了 APF 的发展前景。在谐波检测和补偿电流的控制方法上, 提出了如瞬时无功理论、坐标变换、模糊反馈电流检测、自适应谐波电流检测等一系列谐波电流检测方法^[6-8]; 控制方法上采用了如电流滞环控制、空间矢量控制、PI 控制等方法^[9-13]。然而, APF 主电路交流电感和直流电压等关键参数的选取同样对整个设备的补偿性能起着至关重要的作用^[14]。

许多学者对 APF 交流电感和直流电压的选取做了大量的研究^[15-21], 取得了一定成果, 但在以下 3 个方面还需进一步研究: 能够满足特定负载类型所有工况下的补偿要求的交流电感和直流电压额定值的确定; 负荷类型和谐波特征对交流电感和直流电压影响的有效考虑; 交流电感和直流电压的计算公式应该易于解析计算和理论分析。本文根据满足电流跟踪能力的 APF 电压约束方程以及所选交流电感和直

流电压应尽量小的原则, 给出了 APF 交流电感和直流电压的额定值计算公式。最后, 通过与文献[18]的结果比较, 说明本文分析更加合理。

1 交流电感和直流电压的取值范围

APF 等效电路图如图 1 所示^[19]。图中, u_s 为电源电压; u_i 为 APF 交流侧电压; i_s 为电源电流; i_p 为 APF 交流侧电流(或称补偿电流); i_l 为负载电流; R 和 L 为 APF 交流侧电阻和电感。

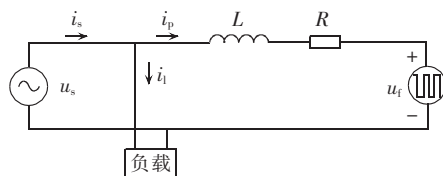


图 1 APF 系统等效电路图

Fig.1 Equivalent circuit of APF

由图 1 可得:

$$\begin{cases} u_i = u_s - Ri_p - L \frac{di_p}{dt} \\ i_p = i_s - i_l \end{cases} \quad (1)$$

为了保证 APF 对补偿电流具有绝对的控制力(即要有足够的跟踪能力), 则需满足:

$$\left| u_s - Ri_p - L \frac{di_p}{dt} \right| \leq C \leq K_1 u_d \quad (2)$$

其中, C 为某个大于零的实数; u_d 为直流侧电压。对于单相 APF 系统, $K_1 = 1$; 对于三相 APF 系统, $K_1 = 2/3$ 。式(2)即为 APF 满足电流跟踪能力的电压约束方程。

严格来讲, 由于 u_s 、 i_p 、 u_d 是时间的任意函数, 特别是 i_p 、 u_d 还因 APF 工作状况的不同而不同, 所以若要直接通过式(2)求解 L 并不容易。即使求解出来 L , 还存在实际设计中如何选择 L 额定值的困难。所以,

收稿日期: 2012-10-16; 修回日期: 2013-08-26

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 International Scientific and Technological Cooperation Projects of Gansu Province(1304WCGA181)

在通过式(2)求解满足保证 APF 对补偿电流具有绝对的控制力的 L 时总要做一些假设和简化处理。

一般假设电源电压为纯正弦、忽略电流高次谐波对 u_d 的影响、所要补偿的谐波次数为 N , 则有:

$$\begin{cases} u_s = U_{sm} \sin \omega t \\ u_d = K_1 U_d [1 + \delta \sin(2\omega t + \theta_d)] \\ i_p = \sum_{n=1}^N I_{pmn} \sin(n\omega t + \alpha_n) \end{cases} \quad (3)$$

其中, U_{sm} 为电源电压幅值; θ_d 为直流电压 2 次谐波相位角; I_{pmn} 为补偿电流 n 次谐波幅值; α_n 为补偿电流 n 次谐波相位角; U_d 为直流电压; δ 为直流电压波动率, 一般 $\delta \ll 1$ 。

把式(3)的第 2 个公式代入式(2)得:

$$\left| u_s - L \frac{di_p}{dt} \right| \leq C \leq K_1 U_d [1 + \delta \sin(2\omega t + \theta_d)] \quad (4)$$

又由于:

$$C = K_1 U_d (1 - \delta) \leq K_1 U_d [1 + \delta \sin(2\omega t + \theta_d)]$$

$$\left| u_s - L \frac{di_p}{dt} \right| \leq |u_s| + \left| L \frac{di_p}{dt} \right| \leq U_{sm} + \omega L I_{pm\Sigma}$$

其中, $I_{pm\Sigma}$ 为补偿电流各次谐波幅值之和, 可由式(5)计算得到。

$$I_{pm\Sigma} = \sum_{n=1}^N (n I_{pmn}) \quad (5)$$

由式(5)并结合式(1)可知, $I_{pm\Sigma}$ 直接取决于负载电流。

所以, 若满足:

$$U_{sm} + \omega L I_{pm\Sigma} \leq K_1 (1 - \delta) U_d \quad (6)$$

则式(4)成立。因此由式(6)可得:

$$L \leq \frac{K_1 (1 - \delta) U_d - U_{sm}}{\omega I_{pm\Sigma}} \quad (7)$$

$$U_d > \frac{U_{sm}}{K_1 (1 - \delta)} \quad (8)$$

式(7)、(8)分别给出了保证 APF 对补偿电流具有足够跟踪能力的交流电感 L 最大值和直流电压 U_d 最小值。由此可以看出, 若要提高电流跟随性, 电感 L 越小越好。但是, 电感 L 越小, 电流中高次谐波就越大。过大的高次谐波会污染电网, 从而对高频滤波又提出了更高的要求。所以, 电感 L 取值应有下限值。这里直接引用文献[19]的公式:

$$L \geq \frac{U_d}{K_2 h_{\max} f_{\max}} \quad (9)$$

其中, $h_{\max}$ 为补偿电流脉动量最大值; $f_{\max}$ 为最高开关频率。对于三相双极性调制, $K_2 = 3\pi^2$; 对于单相单极性调制, $K_2 = 2\pi^2$; 对于单相双极性调制, $K_2 = \pi^2/2$ 。

由式(7)、(9)可得交流电感的取值范围是:

$$\frac{U_d}{K_2 h_{\max} f_{\max}} \leq L \leq \frac{K_1 (1 - \delta) U_d - U_{sm}}{\omega I_{pm\Sigma}} \quad (10)$$

2 交流电感和直流电压的额定值

尽管式(8)、(10)给出了满足对补偿电流跟踪能力和高次谐波限制要求的交流电感和直流电压取值范围, 但在实际设计中, 总要选定一个电感值和电压值(称之为额定值)。所选择的交流电感和直流电压的额定值应该在补偿电流变化的全部范围内都能满足对补偿电流的跟随, 且高次谐波不超过所允许的最大值。同时, 为了减小成本, 交流电感和直流电压取值应该尽量小。

由于:

$$\frac{U_d}{K_2 h_{\max} f_{\max}} \leq L \leq \frac{K_1 (1 - \delta) U_d - U_{sm}}{\omega I_{pm\Sigma \max}} \leq \frac{K_1 (1 - \delta) U_d - U_{sm}}{\omega I_{pm\Sigma}} \quad (11)$$

其中, $I_{pm\Sigma \max}$ 为补偿电流各次谐波幅值之和的最大值。

若要式(11)有解, 则:

$$\frac{U_d}{K_2 h_{\max} f_{\max}} \leq \frac{K_1 (1 - \delta) U_d - U_{sm}}{\omega I_{pm\Sigma \max}} \quad (12)$$

由式(12)可得:

$$U_d \geq \frac{U_{sm}}{K_1 (1 - \delta) - \frac{\omega I_{pm\Sigma \max}}{K_2 h_{\max} f_{\max}}} \quad (13)$$

为了使直流电压尽量小, 直流电压额定值应取式(13)的下限, 即:

$$U_{dN} = \frac{U_{sm}}{K_1 (1 - \delta) - \frac{\omega I_{pm\Sigma \max}}{K_2 h_{\max} f_{\max}}} \quad (14)$$

把式(14)代入式(11)可得交流电感的额定值为:

$$L_N = \frac{U_{dN}}{K_2 h_{\max} f_{\max}} = \frac{K_1 (1 - \delta) U_{dN} - U_{sm}}{\omega I_{pm\Sigma \max}} \quad (15)$$

由式(14)、(15)可知, 交流电感和直流电压额定值应在补偿电流各次谐波幅值之和、电流脉动量以及开关频率都为最大值条件下取得。这样做的好处是: 最大的补偿电流各次谐波幅值之和、电流脉动量以及开关频率是明确易知的; 交流电感和直流电压额定值都为其取值范围内的最小值; 在 APF 实际运行中, 补偿电流各次谐波幅值之和应小于等于其最大值。当补偿电流各次谐波幅值之和小于其最大值时, 由式(11)、(14)、(15)可知, 此时交流电感 L 的理论计算值的最小值等于其额定值, 理论计算值的最大值大于其额定值, 这说明交流电感额定值 L_N 满足要求, 且在电流脉动量不超过最大脉动量的同时具有更快的跟踪速度。因此, 如果根据式(14)、(15)计算所得交流电感和直流电压作为其额定值, 在补偿电流变化的全部范围内都能满足对补偿电流跟随性和脉动量(高次谐波)的补偿要求, 且取值较小。

3 补偿电流各次谐波幅值之和

由式(14)、(15)可知,若要计算交流电感和直流电压的额定值,则必须先要知道补偿电流各次谐波幅值之和的最大值,即 APF 交流电感和直流电压的额定值的选择要针对所要补偿的非线性负载。尽管非线性负载多种多样,但整流电路所占比例最大。不失一般性,本文以三相桥式相控整流桥为例来说明。

如果三相 APF 所补偿的负载是三相桥式相控整流电路,其负载为强感性负载,忽略其换相过程和直流电流脉动,且补偿后电源电流为负载电流基波有效分量,则取 a 相相对应图 1 中负载电流为:

$$i_1 = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_d \left\{ \sin(\omega t - \alpha) + \sum_{k=1}^{N'} \frac{(-1)^k}{6k \pm 1} \sin[(6k \pm 1)(\omega t - \alpha)] \right\} \quad (16)$$

其中, I_d 为整流电路直流侧平均电流; α 为以 a 相电源电压过零点为计时起点时的触发角,移相范围为 $0^\circ \sim 90^\circ$; N' 和所需滤除的最高谐波次数 N 的关系是 $N = 6N' + 1$ 。

令补偿后电源电流为纯有功电流,即:

$$i_s^* = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_d \cos \alpha \sin \omega t \quad (17)$$

则由式(1)、(16)可得:

$$i_p = i_s^* - i_1 = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_d \left\{ \sin \alpha \cos \omega t - \sum_{k=1}^{N'} \frac{(-1)^k}{6k \pm 1} \sin[(6k \pm 1)(\omega t - \alpha)] \right\} \quad (18)$$

把式(18)代入式(5)可得补偿电流各次谐波幅值之和为:

$$I_{pm\Sigma} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_d \left(\sin \alpha + 2 \sum_{k=1}^{N'} 1 \right) \quad (19)$$

考虑到:

$$\begin{cases} \frac{3\sqrt{6}}{\pi} \frac{U_s \cos \alpha}{R_1} = I_d = \sqrt{\frac{3}{2}} I_1 \\ I_p = \frac{\sqrt{6}}{\pi} I_d \sqrt{\sin^2 \alpha + \left(\frac{\pi}{3} \right)^2 - 1} \end{cases} \quad (20)$$

其中, U_s 为电源相电压有效值; R_1 为整流电路直流侧负载电阻; I_1 为三相桥式相控整流桥交流侧相电流有效值; I_p 为 APF 交流侧相电流有效值。

由式(19)可知,补偿电流各次谐波幅值之和随着触发角的不同而不同。由于当 N' 比较大时有:

$$2 \sum_{k=1}^{N'} 1 \gg \sin \alpha > 0$$

则式(19)、(20)可分别近似为:

$$I_{pm\Sigma} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_d \left(2 \sum_{k=1}^{N'} 1 \right) \quad (21)$$

$$\begin{cases} \frac{3\sqrt{6}}{\pi} \frac{U_s \cos \alpha}{R_1} = I_d = \sqrt{\frac{3}{2}} I_1 \\ I_p = \frac{\sqrt{6}}{\pi} I_d \sqrt{\left(\frac{\pi}{3} \right)^2 - 1} \end{cases} \quad (22)$$

由式(22)可知,当 $\alpha = 0^\circ$ 时, I_d 取得最大值,也为整流桥直流侧平均电流的额定值 I_{dN} 。相应地, I_1 、 I_p 取得最大值,也分别为其额定值 I_{1N} 、 I_{pN} ,同时, $I_{pm\Sigma}$ 的最大值为:

$$I_{pm\Sigma\max} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_{dN} \left(2 \sum_{k=1}^{N'} 1 \right) \quad (23)$$

且:

$$\begin{cases} \frac{3\sqrt{6}}{\pi} \frac{U_s}{R_1} = I_{dN} = \sqrt{\frac{3}{2}} I_{1N} \\ I_{pN} = I_{1N} \sqrt{1 - \left(\frac{3}{\pi} \right)^2} \approx 0.3 I_{1N} \end{cases} \quad (24)$$

其中, I_{1N} 为三相桥式相控整流桥交流侧电流额定值(APF 所补偿的负载电流额定值); I_{pN} 为 APF 交流侧电流额定值。

所以,当已知电源相电压额定值和整流桥直流侧电阻、或整流桥直流侧平均电流额定值、或整流桥交流侧相电流额定值、或 APF 交流侧相电流额定值时,可由式(23)计算出补偿电流各次谐波幅值之和的最大值,从而由式(14)、(15)即可算得负载为三相相控整流负载时 APF 的交流电感额定值和直流电压额定值。

尽管式(23)是针对三相桥式相控整流桥推导出的,但可以预料,其他类型(至少有一部分)非线性负载的补偿电流各次谐波幅值之和的最大值也存在如式(23)所示的定量解析关系。如果是这样,对于特定类型非线性负载,只要给定负载的额定电流,就可以根据式(14)、(15)选定其交流电感和直流电压的额定值,从而避开了交流电感和直流侧平均电压的选择需要考虑负载谐波电流具体成分的困难。

4 算例

已知(便于比较,引用文献[18])的算例参数:电源额定相电压 $U_{sN} = 220$ V,三相桥式相控整流桥交流侧电流额定值 $I_{1N} = 100$ A,APF 最高开关频率 $f_{s\max} = 10$ kHz,所要滤除最高谐波次数 $N = 25$ (对应 $N' = 4$),APF 直流侧电压波动率 $\delta = 0$,APF 直流侧额定电压 $U_{dN} = 1\,000$ V。

由式(23)、(24)可得:

$$I_{pm\Sigma\max} = 1\,080.38 \text{ A}$$

由式(14)可得:

$$h_{\max} = 3.22 \text{ A}$$

由式(15)可得:

$$L_N = 1.05 \text{ mH}$$

5 讨论

文献[18]给出的交流电感上限值计算公式为(文献[18]没有给出交流电感下限值的计算公式):

$$L \leq \left(\frac{1}{3} U_d - U_{sm} \right) / \left| \frac{di_p}{dt} \right|_{\max} \quad (25)$$

事实上,式(25)可由式(4)推得。

由于:

$$C = \frac{1}{3} U_d \leq K_1 U_d [1 + \delta \sin(2\omega t + \theta_d)]$$

$$\left| u_s - L \frac{di_p}{dt} \right| \leq |u_s| + \left| L \frac{di_p}{dt} \right| \leq U_{sm} + \left| L \frac{di_p}{dt} \right|_{\max}$$

所以若:

$$U_{sm} + L \left| \frac{di_p}{dt} \right|_{\max} \leq C = \frac{1}{3} U_d \quad (26)$$

则式(4)成立。因此由式(26)可得式(25)。这意味着式(25)可由式(7)的推导思路导出,只是式(4)中 C 的取值不同。这也从一个方面说明式(2)或(4)具有一定的通用性。由于:

$$\frac{1}{3} U_d \leq K_1 U_d (1 - \delta)$$

所以,式(25)算得的电感更小。这对保证电流跟踪性是有利的,但可能不满足对电流脉动的限制要求。

文献[18]根据文献[21]还给出了交流电感上限值的另一个计算公式为:

$$L \leq \frac{4}{9} U_d / \left| \frac{di_p}{dt} \right|_{\max} \quad (27)$$

将文献[18]给出的参数分别代入式(25)、(27)可得: $L \leq 0.076 \text{ mH}$ 、 $L \leq 1.5 \text{ mH}$ 。文献[18]分别在 $L = 0.076 \text{ mH}$ 、 $L = 1 \text{ mH}$ 和 $L = 1.5 \text{ mH}$ 条件下进行仿真分析。由文献[18]的仿真和分析可看出: $L = 0.076 \text{ mH}$ 的电流跟踪性最好,但其电流脉动很大;从所要补偿次数内的谐波补偿效果、电流跟踪能力以及高次谐波含量等方面综合来看, $L = 1 \text{ mH}$ 较 $L = 1.5 \text{ mH}$ 更好。而根据本文式(15)算得 $L_N = 1.05 \text{ mH}$,所以所得的式(15)较式(25)、(27)更合理,而且直接给定交流电感的额定值(而不是一个范围)。另外,式(25)、(27)分母不易计算,其本身及其推导思路难以用于一般化的理论分析。

另外,由式(21)、(23)可得:

$$\frac{I_{pm\Sigma}}{I_{pm\Sigma\max}} = \cos \alpha \quad (28)$$

如果保持 $U_d = U_{dN}$ 、 $h = h_{\max}$ 、 δ 不变,则由式(10)可得:

$$L_N \leq L \leq \frac{1}{\cos \alpha} L_N \quad (29)$$

式(29)说明,当 $\alpha \neq 0^\circ$ 时,如果保持 $U_d = U_{dN}$ 、 $h = h_{\max}$ 、 δ 不变,则所选定的 L_N 满足要求,而且是此种情况下交流电感取值范围的下限,这意味着在电流脉动

量不超过最大脉动量的同时具有更快的跟踪速度,同时,较小的交流电感也意味着设备具有更低的成本。

6 结论

本文提出了 APF 交流电感和直流电压额定值的计算公式。该公式具有以下特点:所计算出的交流电感和直流电压额定值能够满足特定负载类型所有工况下的补偿要求;易于考虑所补偿的电流谐波特征,且便于计算和理论分析。

参考文献:

- [1] 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, LÜ Zhengyu, QIAN Zhaoming. The general principle of active filter and its application[J]. Proceedings of the CSEE, 2000, 20(9):17-21.
- [2] 张颖. 有源滤波器在改善电能质量中的应用[J]. 电力系统及其自动化学报,2010,22(4):103-106.
ZHANG Ying. Application of active power filter to improve power quality[J]. Proceedings of the CSU-EPSA, 2010, 22(4):103-106.
- [3] 李战鹰,任震,杨泽明. 有源滤波装置及其应用研究综述[J]. 电网技术,2004,28(22):40-43.
LI Zhanying, REN Zhen, YANG Zeming. Survey on active power filter devices and their application study[J]. Power System Technology, 2004, 28(22):40-43.
- [4] 刘蓉晖,王如玫,杨尔滨,等. 谐波抑制与滤波器的应用[J]. 上海电力学院学报,2008,24(1):4-8.
LIU Ronghui, WANG Rumei, YANG Erbin, et al. Harmonic suppression and application of filter[J]. Journal of Shanghai University of Electric Power, 2008, 24(1):4-8.
- [5] 时丽君,赵建国. 有源电力滤波器在电能质量控制中的应用[J]. 电力系统及其自动化学报,2002,14(1):67-71.
SHI Lijun, ZHAO Jianguo. Application of active power filter to improve power quality[J]. Proceedings of the CSU-EPSA, 2002, 14(1):67-71.
- [6] 严文旭,纪志成. 新型模糊反馈电流检测有源滤波器研究[J]. 电力自动化设备,2011,31(5):53-57.
YAN Wenxu, JI Zhicheng. Fuzzy feedback current examination for APF[J]. Electric Power Automation Equipment, 2011, 31(5):53-57.
- [7] 何英杰,邹云屏,李辉,等. 用于有源滤波器的一种新型谐波检测算法[J]. 电力电子技术,2006,40(2):56-58.
HE Yingjie, ZOU Yunping, LI Hui, et al. Novel harmonic detecting algorithm applied to active power filters[J]. Power Electronics, 2006, 40(2):56-58.
- [8] 荣飞,罗安,涂春鸣. 谐波电流检测新方法及其在有源电力滤波器中的应用[J]. 湖南大学学报:自然科学版,2008,35(10):36-40.
RONG Fei, LUO An, TU Chunming. A new harmonic current detection algorithm and its application in active power filter[J]. Journal of Hunan University: Natural Sciences, 2008, 35(10):36-40.
- [9] 唐欣,曾启明,陈伟乐. 有源电力滤波器的双闭环串级控制[J]. 中国电机工程学报,2008,28(24):59-63.
TANG Xin, ZENG Qiming, CHEN Weile. Double closed-loop

- cascade control for active power filter[J]. Proceedings of the CSEE, 2008, 28(24): 59-63.
- [10] 申张亮, 郑建勇, 梅军, 等. 基于改进电压空间矢量调制的有源滤波器双滞环电流跟踪控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2011, 31(15): 8-14.
- SHEN Zhangliang, ZHENG Jianyong, MEI Jun, et al. Double hysteresis current tracking control scheme for active power filter based on improved voltage space vector[J]. Proceedings of the CSEE, 2011, 31(15): 8-14.
- [11] 唐诗颖, 彭力, 康勇, 等. 并联有源滤波器广义积分控制设计新方法[J]. 中国电机工程学报, 2011, 31(12): 40-45.
- TANG Shiyong, PENG Li, KANG Yong, et al. Novel design procedure of generalized integrators for shunt active power filters[J]. Proceedings of the CSEE, 2011, 31(12): 40-45.
- [12] FUKUDA S, KAMIYA H. Current control of active power filters assisted by adaptive algorithm[C]// Eighth International Conference on Power Electronics and Variable Speed Drives. Venue, UK: IEE, 2000: 13-17.
- [13] 冯亚琼, 王昕, 周荔丹, 等. 神经网络自适应 PI 控制器在有源滤波器中的应用[J]. 电力系统保护与控制, 2011, 39(16): 74-79.
- FENG Yaqiong, WANG Xin, ZHOU Lidan, et al. Application of neural network adaptive PI controller in active power filter[J]. Power System Protection and Control, 2011, 39(16): 74-79.
- [14] 全恒立, 刘志刚, 张刚, 等. 并联型有源滤波器主电路关键参数设计[J]. 电工技术学报, 2011, 26(12): 106-112.
- QUAN Hengli, LIU Zhigang, ZHANG Gang, et al. Design of main circuit's key parameters on shunt active power filters[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2011, 26(12): 106-112.
- [15] 钟庆, 张尧, 郑家伟, 等. 有源电力滤波器输出电感的最优选取[J]. 电力自动化设备, 2006, 26(10): 17-20.
- ZHONG Qing, ZHANG Yao, ZHENG Jiawei, et al. Optimal selection of output inductance in active power filters[J]. Electric Power Automation Equipment, 2006, 26(10): 17-20.
- [16] 谢运祥, 朱立新, 唐中琦. 有源滤波器输出电感值的选取方法[J]. 华南理工大学学报, 2000, 28(9): 73-76.
- XIE Yunxiang, ZHU Lixin, TANG Zhongqi. Selection of output inductance value of active power filter[J]. Journal of South China University of Technology, 2000, 28(9): 73-76.
- [17] 徐金榜, 罗冷, 周永鹏, 等. 单相整流器的输入电感参数设计新方法[J]. 华中科技大学学报, 2007, 35(6): 54-56.
- XU Jinbang, LUO Ling, ZHOU Yongpeng, et al. A novel parameter design approach of the input inductance in single-phase rectifier[J]. Journal of Huazhong University of Science & Technology: Nature Science Edition, 2007, 35(6): 54-56.
- [18] 张国荣, 齐国虎, 苏建徽, 等. 并联型有源电力滤波器输出电感选择的新方法[J]. 中国电机工程学报, 2010, 30(6): 22-27.
- ZHANG Guorong, QI Guohu, SU Jianhui, et al. A new method of output inductance selection in shunt active power filter[J]. Proceedings of the CSEE, 2010, 30(6): 22-27.
- [19] 曾国宏. 基于三/单相平衡变换的铁道新型牵引供电系统研究[D]. 北京: 北方交通大学, 2002.
- ZENG Guohong. Research of a novel railway traction supply system based on 3/1 phase balanced converter[D]. Beijing: North Jiaotong University, 2002.
- [20] 张崇巍, 张兴. PWM 整流器及其控制[M]. 北京: 机械工业出版社, 2003: 133-148.
- [21] 王兆安, 杨君, 刘进军. 谐波抑制和无功功率补偿[M]. 北京: 机械工业出版社, 2004: 267-271.

作者简介:

田铭兴(1968-), 男, 甘肃武威人, 教授, 博士, 研究方向为电力系统电能质量分析及其综合治理、电力电子技术及其应用、电机电器及其控制(E-mail: tianmingxing@mail.lzjtu.cn);

杨雪淞(1990-), 男, 甘肃兰州人, 硕士研究生, 研究方向为电力系统无功补偿和电压控制;

阎宏(1987-), 男, 甘肃兰州人, 硕士研究生, 研究方向为电力电子技术及其应用;

张俊强(1990-), 男, 辽宁辽阳人, 硕士研究生, 研究方向为电力电子技术及应用。

Formulae for calculating rated AC inductance of shunt active power filter based on harmonic characteristics of load current

TIAN Mingxing, YANG Xuesong, YAN Hong, ZHANG Junqiang

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

Abstract: AC inductance is a key parameter of shunt APF (Active Power Filter), which is related to the harmonic characteristics of compensation current. The AC inductance range of APF is derived based on its voltage constraint equation with satisfied current tracking capability and the formulae for calculating the rated AC inductance based on the principle of possible smaller AC inductance are given. The methods of DC voltage selection are discussed and the formulae for calculating the rated DC voltage are given. The given formulae are convenient for calculation and theoretical analysis, which consider the harmonic characteristics of compensation current expediently and satisfy the compensation requirements of specific load type in all conditions. The comparison with the results by other relative theses shows the presented concepts and conclusions are correct and effective.

Key words: active power filter; AC inductance; DC voltage; harmonic analysis; compensation