

基于谐波补偿特性的并联型有源电力滤波器 开关频率取值研究

赵国鹏, 刘进军

(西安交通大学电气工程学院, 陕西省 西安市 710049)

Switching Frequency of Shunt Active Power Filter Regarding Harmonics Compensation Characteristics

ZHAO Guopeng, LIU Jinjun

(College of Electrical Engineering, Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710049, Shaanxi Province, China)

ABSTRACT: An extensive analysis on the switching frequency to the performance of shunt active power filter (SAPF) was made. A first-order inertia element was considered as the approximate model of SAPF. The compensation characteristic for each order harmonic current was obtained at different switching frequencies. With two types of system loads which were rectifier with resistance and inductance load and rectifier with resistance, inductance and capacitance load, the THDs of source current after compensation were presented with different switching frequencies by using figures. The compensation characteristics for the most widely used digital control system were investigated. Based on these analyses, the specification of compensation characteristics with different switching frequencies is quite straightforward.

KEY WORDS: shunt active power filter (SAPF); switching frequency; harmonics; compensation characteristics

摘要: 分析并联有源电力滤波器开关频率对谐波补偿特性的影响。将并联型有源电力滤波器控制成一阶惯性环节, 在不同开关频率时分析各次谐波与补偿特性的定量关系。在广泛应用的数字控制系统中, 针对二极管整流加阻感负载和二极管整流加电感、电阻和电容负载两种典型的系统负载情况, 通过仿真给出一组曲线, 给出补偿后电源电流 THD 与开关频率的关系, 得出补偿特性与开关频率的定量关系。

关键词: 并联型有源电力滤波器; 开关频率; 谐波; 补偿特性

0 引言

并联型有源电力滤波器(shunt active power

基金项目: “十一五” 国家科技支撑计划重点资助项目 (2007BAA12B03)。

Key Project of the National Eleventh-Five Year Research Program of China (2007BAA12B03).

filter, SAPF)在近几年得到了广泛的应用^[1-5]。在实际应用中, 开关频率对 SAPF 谐波补偿特性的影响非常重要, 开关频率越高补偿效果越好; 但是, 开关频率越高, 器件的损耗也就越大。因此在实际应用中应尽可能降低开关频率来减小损耗。开关频率对谐波的补偿特性的影响应该做详细分析。

在很多文献中, 对开关频率的讨论是一个重点。文献[6]中, 开关频率取 10 kHz, 系统在此开关频率下的稳定性也在文献中做了分析; 文献中因开关频率较高, 得到了很好的补偿效果。文献[7]中, 器件串联两电平多功能静止无功发生器的开关频率取 3 000 Hz, 得到了满意的补偿效果。文献[8]讨论了有关 SAPF 设计的问题, 其中包含了开关频率的讨论, 影响开关频率的因素在这篇文献中也做了详细分析。以上 3 篇文献重点讨论开关频率与损耗之间的关系, 但是, 没有讨论谐波补偿特性与开关频率之间的定量关系, 在文献[9]中, 开关频率的选择需考虑 3 个问题: 1) 开关器件的损耗; 2) 装置电磁兼容(electromagnetic compatible, EMC)问题; 3) 噪声辐射问题。因为变流器的最大开关频率受器件和损耗的影响, 所以取值不能太大, 尤其是在高电压、大功率场合, 设计开关频率时尽量降低开关频率的值。SAPF 的电流环带宽越大, 补偿效果越好, 很多文献提出了控制方法来增大电流环带宽和减小开关频率^[10-11], 但是方法大多较复杂。数字系统延时影响电流环的带宽, 为了解决数字系统延时和增大带宽, 很多数字控制方法被应用, 如预测控制, 无差拍控制, 重复控制等^[12]。文献[13]

给出了减小开关频率的方法。这些控制方法是有效的，但是在应用这些方法之前需要对开关频率与补偿特性之间的定量关系进行分析，以便了解是否需要这些数字控制方法和选择何种数字控制方法。为了降低器件的开关频率，多电平变换器被广泛应用，在文献[14]中，提出了一种新型的五电平中点钳位H桥逆变器，输出电压谐波含量少，同时减小了器件的开关频率。在文献[15]中，分析了多电平逆变器的谐波含量和频率特性。多电平的应用可以减小器件的开关频率，同时得到好的补偿效果。但是文献中也没有提及开关频率与补偿特性之间的定量关系。开关频率和补偿特性之间的关系需要做详细定量分析，这样才能更好地设计系统。

本文分析 SAPF 的开关频率对谐波补偿特性的影响，给出在不同负载情况下，补偿后电源电流总谐波畸变率(total harmonic distortion, THD)与开关频率之间的定量关系。

1 系统结构及分析方法

SAPF 系统结构图如图 1 所示，其中， $u_k(k=a, b, c)$ 为电源相电压； i_{Lk} 为负载电流； i_{sk} 为电源电流； i_{ck} 为输出电流； U_{dc} 为直流侧电压。

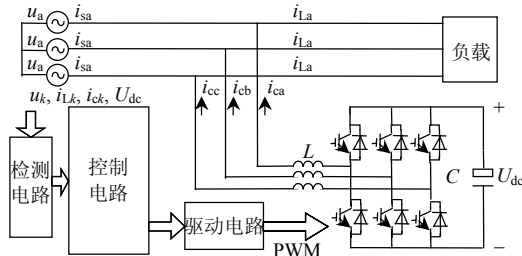


图 1 SAPF 系统结构图

Fig. 1 System configuration of SAPF

单次谐波的负载电流、输出电流和电源电流之间的幅值和相位的关系如图 2 所示，其中 I_{ln} 、 I_{cn} 、 I_{sn} 分别为负载电流、输出电流和电源电流的有效值。

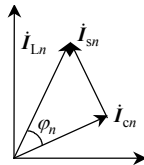


图 2 负载电流、输出电流和电源电流的相量图

Fig. 2 Phasors diagram of load current, output current and source current

负载第 n 次谐波和输出电流的表达式分别如式(1)和(2)所示：

$$i_{ln}(t) = I_{ln} \sin(n\omega t + \theta) \quad (1)$$

$$i_{cn}(t) = k_{ln} I_{ln} \sin(n\omega t + \theta - \varphi_n) \quad (2)$$

式中： θ 为第 n 次谐波的相位； I_{ln} 为第 n 次谐波的峰值； k_{ln} 为幅值的比例； φ_n 为输出电流和指令电流的相位差。

根据负载电流和输出电流可得电源电流有效值，如式(3)所示：

$$m_n = \frac{\sqrt{2}I_{sn}}{I_{ln}} \quad (3)$$

式中 m_n 表示补偿后电源谐波电流有效值与补偿前电源谐波电流有效值的比值，反映的是补偿效果， $m_n = \sqrt{1 + k_{ln}^2 - 2k_{ln} \cos \varphi_n}$ 。根据式(3)，如果 k_{ln} 和 φ_n 已知，则可得出 m_n ，也就得出了补偿效果。

2 补偿特性分析

2.1 典型负载波形的补偿特性分析

文献[16]给出了变流器的简单模型。在该文献中，脉宽调制(pulse width modulation, PWM)部分可等效为一个比例环节和一个 $T_s/2$ 的延时环节(T_s 是开关周期)，如果采样时间也是 T_s ，合起来总的延时是 $1.5T_s$ 。该文献中还给出了带宽的选择方法。而 PWM 部分的延时也已在文献[9]中有详细论述。文献[17]对采样延时和 PWM 延时也作了详细分析。文献[18]给出了电流环的简单模型和波德图。在以上文献中，简单模型是基于旋转坐标系的，其中包含耦合项，可应用解耦控制^[19-20]对电流环解耦。在文献[21]中，在截止频率远远大于基波频率时，耦合项的影响可以忽略。耦合项的影响在文献[20-22]中作了分析，本文的分析忽略耦合项的影响，在时域中把电流环等效为一阶惯性环节(P 调解器)。文献[6]提出有源电力滤波器的截止频率要小于开关频率，取截止频率为开关频率的 1/5 来进行仿真和实验，根据劳斯稳定判据，得出系统稳定的条件。仿真和实验都已经验证了截止频率为 1/5 倍开关频率可以且容易实现，在文献[20-23]中应用的截止频率也是 1/5 倍开关频率。通常 SAPF 的截止频率选择为开关频率的 1/5 倍，因而在本文分析中，截止频率选择为开关频率的 1/5 倍，这个电流环带宽可以实现。

指令电流(i_{ck}^*)和电源电压(u_k)分别为电流环的两个输入，电源电压可视为电流环的扰动量，电流环框图如图 3 所示。在实际应用中，将电源电压进行前馈控制以消除电源电压对电流环的影响^[24]。设电源电压为基波正弦，电源电压对电流环的影响可忽略，通过设计调节器最终在时域中可将电流环等

效为一阶惯性环节，如图 4 所示，闭环传递函数可表示成式(4)， $1/T$ 为截止频率。

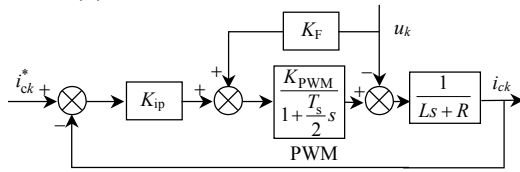


图 3 电流环控制框图

Fig. 3 Control diagram of current control loop

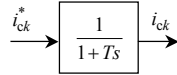


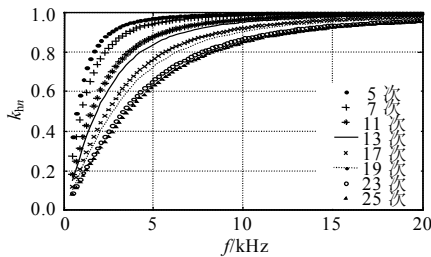
图 4 电流环等效控制框图

Fig. 4 Equivalent diagram of current control loop

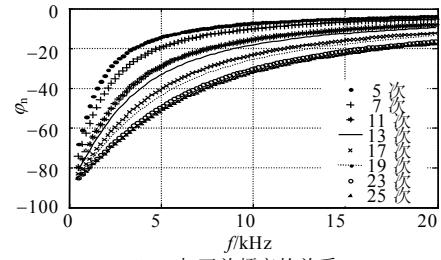
$$G(s) = \frac{1}{1 + Ts} \quad (4)$$

k_h 、 φ_n 和 m_n 与开关频率的关系如图 5 所示，本文分析 5 次到 25 次典型的谐波次数。由图 5 可知，当开关频率增加时，补偿效果变好。

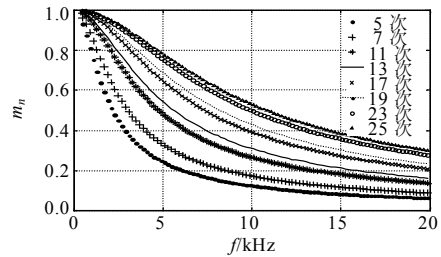
在工业界，二极管整流加阻感负载是典型的系统负载，负载电流和指令电流如图 6 所示，负载电流可近似等效为方波。



(a) k_h 与开关频率的关系



(b) φ_n 与开关频率的关系



(c) 补偿特性 m_n 与开关频率的关系

图 5 单次谐波补偿特性

Fig. 5 Compensation characteristics for each harmonic order

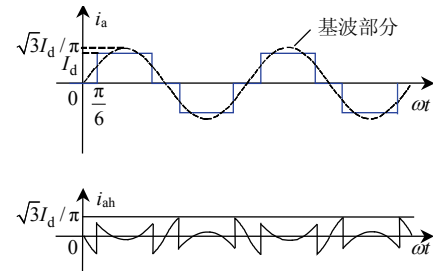


图 6 负载电流和指令电流

Fig. 6 Load current and output reference current

在 $0 \sim 2\pi$ 内进行傅里叶变换，可得电源电流 5 次到 25 次谐波的 THD 如式(5)所示。

$$\eta_{\text{THD}} = \sqrt{\left(\frac{m_5}{5}\right)^2 + \left(\frac{m_7}{7}\right)^2 + \left(\frac{m_{11}}{11}\right)^2 + \left(\frac{m_{13}}{13}\right)^2 + \left(\frac{m_{17}}{17}\right)^2 + \left(\frac{m_{19}}{19}\right)^2 + \left(\frac{m_{23}}{23}\right)^2 + \left(\frac{m_{25}}{25}\right)^2} \quad (5)$$

在高电压、大容量应用场合，由于开关频率的限制，主要补偿低次谐波，因而欲补偿的谐波次数不同。本文分 3 种情况考虑开关频率对谐波补偿特性的影响：5 次到 13 次谐波补偿、5 次到 19 次谐波补偿和 5 次到 25 次谐波补偿。当考虑 5 次到 19 次谐波补偿时，补偿后电源电流 THD 与开关频率的关系可表示成图 7，在该图中，当频率为 500 Hz

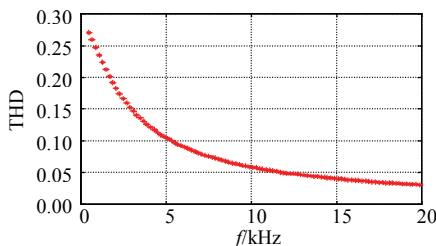


图 7 不同开关频率下的补偿特性(5 次到 19 次谐波补偿)

Fig. 7 Compensation characteristic with different switching frequencies (from 5th to 19th)

时，补偿效果差；如果频率大于 15 kHz 时，补偿后电源电流的 THD 小于 5%。

考虑不同低次谐波时补偿特性之间的比较如图 8 所示，该图给出了 5 到 13 次谐波补偿和 5 到 25 次谐波补偿与 5 到 19 次谐波补偿之间补偿特性

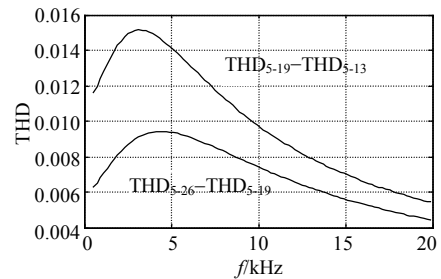


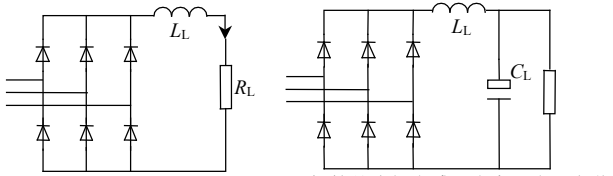
图 8 考虑 5 到 13 次谐波和 5 到 25 次谐波与 5 到 19 次谐波之间补偿特性的比较

Fig. 8 Comparison of compensation characteristics for different harmonic orders

的比较。本文主要以5到19次谐波补偿进行分析,当补偿5到13次和5到25次谐波时,根据图8得出THD的差值,从而得到补偿特性。

2.2 系统阻抗的影响

电源阻抗和负载阻抗对电流环的带宽和系统补偿特性的影响较复杂,本文利用仿真的方法分析不同电源阻抗和负载阻抗时补偿特性与开关频率之间的关系。系统负载分为两种类型负载:一种为二极管整流加阻感负载;另一种为二极管整流加电感、电容和电阻负载,如图9所示。在仿真中,电阻 R_L 上消耗的功率为一个恒定值,其典型的应用



(a) 二极管整流加阻感负载 (b) 二极管整流加电感、电容和电阻负载

图9 系统负载

Fig. 9 System load

流时,等效在 R_L 上的功率为恒定值。取电源线电压有效值 U_{sL} 和 R_L 上的功率 W 作为标么值基准,则阻抗的标么值基准为 $Z=U_{sL}^2/W$ 。 $L_d=\omega L_L/Z$, $C_d=1/\omega C_L/Z$ 。

如果控制系统是数字控制系统,系统存在延时,设 A/D 采样/保持的频率是开关频率,则数字系统补偿特性仿真曲线如图10、11所示。通过图形曲线可知开关频率与补偿特性之间的关系。图形曲线可视为数字控制系统补偿特性的理论值。

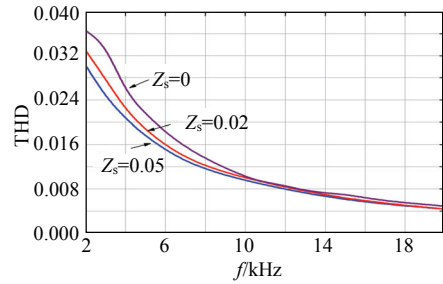


图10 电源电流 THD(二极管整流加阻感负载)

Fig. 10 THD of RL load with different source impedances

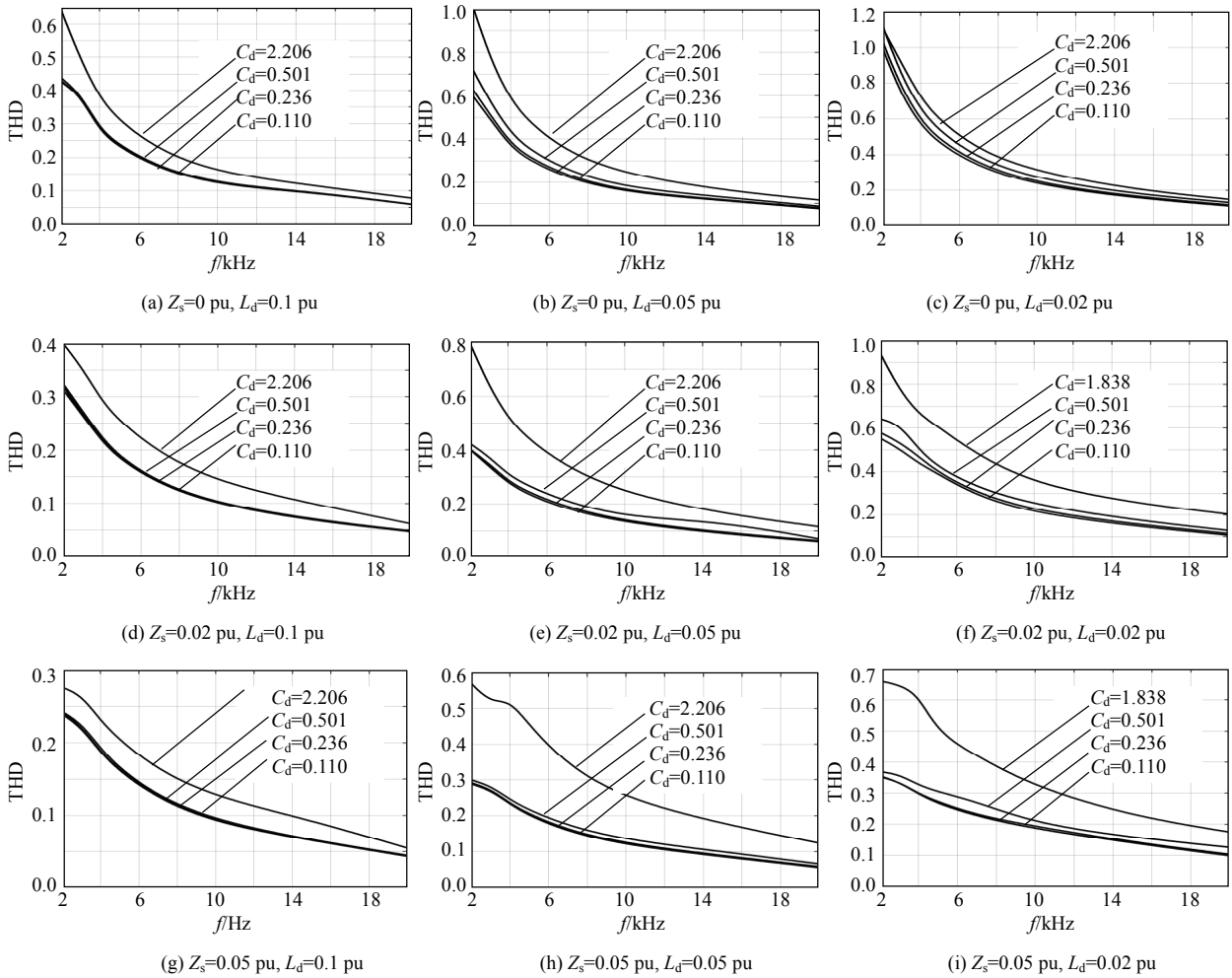


图11 不同电源阻抗和负载阻抗时的补偿特性(二极管整流加电感、电容和电阻负载)

Fig. 11 THD of RLC load with different source impedance and load impedance

3 仿真和实验

3.1 数字系统仿真结果

数字控制系统在实际应用中已非常广泛，本文针对数字控制系统进行仿真，得出开关频率对谐波补偿特性的影响。在实际系统中，AD 采样和 PWM 调制过程有延时，在文献[25-27]中，由于数字控制的影响，系统存在稳定性问题。

在数字系统仿真中，系统阻抗为 0，系统负载为二极管整流加阻感负载，数字系统的 AD 采样频率与开关频率相同，以 10 kHz 开关频率为例进行仿真研究。图 12 给出了数字控制系统中 5、7、11、13、17 和 19 谐波电流的幅值和相位与理论值之间的比较，由比较可知数字系统的补偿效果要比理论补偿效果差，数字系统只能接近这个补偿效果，无法超越。

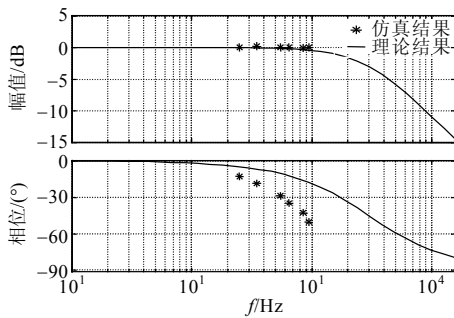


图 12 数字控制仿真与理论值比较

Fig. 12 Comparison between the digital system simulation results and the theoretical results

3.2 实验结果

为了验证结论，本文进行了实验研究。本文所用的实验系统为数字控制系统，AD 采样频率和开关频率均为 10 kHz。在实验中，如果 P 调节器的值过大会导致系统振荡，如图 13(a)所示。在降低 P 调节器不产生振荡的情况下，补偿前后的效果如图 13(b)、(c)所示。把实验结果调试到最好效果，数字系统仿真结果、数字系统实验结果与理论结果比较如图 14 所示，数字系统实验中补偿后电源电流 THD 为 12.3%，数字系统仿真中补偿后电源电流 THD 为 10.7%，数字系统实验结果与仿真结果近似相等，但是都达不到理论结果，因而理论结果是最好的补偿结果。实验验证了数字系统仿真模型的正确性，同时验证了理论值是最好的补偿效果这一结论，数字控制系统补偿效果只能接近理论补偿效果。

4 结论

本文详细分析了 SAPF 开关频率对谐波补偿特

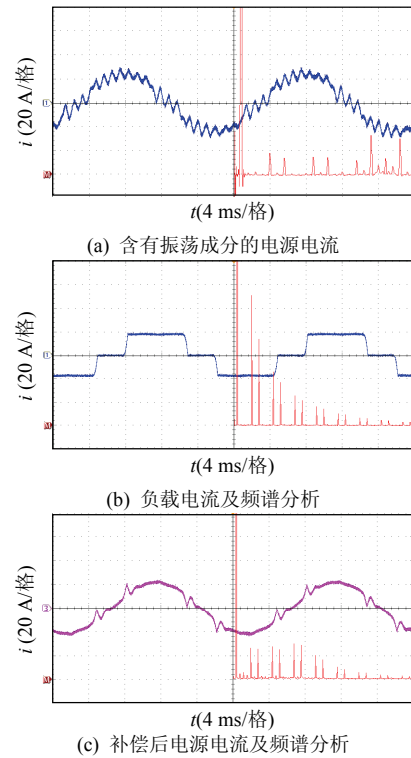


图 13 补偿结果

Fig. 13 Compensation results

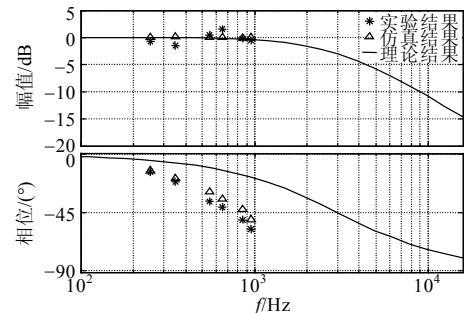


图 14 数字控制系统中仿真、实验与理论值比较

Fig. 14 Digital system simulation results, experimental results and theoretical results

性的影响。给出了在不同开关频率下输出电流和指令电流之间的关系；同时给出了补偿后电源电流 THD 与开关频率的关系。还分析了电源阻抗、负载阻抗对谐波补偿特性的影响。在数字控制系统中，利用仿真给出了一组曲线，由这些曲线可直观地得出开关频率与谐波补偿特性之间的关系。这组曲线是数字控制系统最好的谐波补偿效果，对 SAPF 开关频率的选取及所能达到最佳补偿效果的评估有一定参考价值。

参考文献

[1] 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, 1998: 216-218
Wang Zhaoan, Yang Jun, Liu Jinjun. Harmonic elimination and

- reactive power compensation[M]. Beijing: China Machine Press, 1998: 216-218(in Chinese).
- [2] 郭伟峰, 徐殿国, 武健, 等. LCL 有源电力滤波器新型控制方法[J]. 中国电机工程学报, 2010, 30(3): 42-48.
- Guo Weifeng, Xu Dianguo, Wu Jian, et al. Novel control method for LCL active power filter[J]. Proceedings of the CSEE, 2010, 30(3): 42-48(in Chinese).
- [3] 帅智康, 罗安, 祝文姬, 等. 并联型有源电力滤波器容量和最优安装位置的选择方法[J]. 中国电机工程学报, 2009, 29(13): 92-98.
- Shuai Zhikang, Luo An, Zhu Wenji, et al. Study on the size and optimal location of shunt active power filter[J]. Proceedings of the CSEE, 2009, 29(13): 92-98(in Chinese).
- [4] 仇志凌, 杨恩星, 孔洁, 等. 基于 LCL 滤波器的并联有源电力滤波器电流闭环控制方法[J]. 中国电机工程学报, 2009, 29(18): 15-20.
- Qiu Zhiling, Yang Enxing, Kong Jie, et al. Current loop control approach for LCL-based shunt active power filter[J]. Proceedings of the CSEE, 2009, 29(18): 15-20(in Chinese).
- [5] Zhao Guopeng, Liu Jinjun, Yang Xin, et al. Analysis and specification of DC side voltage in parallel active power filter regarding compensation characteristics of generators[C]//IEEE Power Electronics Specialists Conference. Greece: IEEE, 2008: 3495-3499.
- [6] Verdelho P, Marques G D. Park's currents linear control stability analysis of the PWM voltage converter connected to the AC mains [C]//IEEE International Symposium on Industrial Electronics. Warsaw, Poland: IEEE, 1996: 905-910.
- [7] Li Kuang, Liu Jinjun, Zhao Guopeng, et al. A transformerless 2-level inverter based static var generator with multiple functions in medium voltage application [C]//Annual Industry Applications Conference. Tampa, USA: IEEE, 2006: 1009-1014.
- [8] Massoud A M, Finney S J, Williams B W. Practical issues of three-phase, three-wire, voltage source inverter-based shunt active power filters[C]//Proceeding of 11th International Conference on Harmonics and Quality of Power. Lake Placid, NY, USA, 2004: 436-441.
- [9] Holtz J. Pulsewidth modulation for electronic power conversion [J]. Proceedings of the IEEE, 1994, 82 (8): 1194-1214.
- [10] Odavic M, Zanchetta P, Sumner M. A low switching frequency high bandwidth current control for active shunt power filter in aircrafts power networks[C]//Proceeding of 33rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society. Taipei, China: IEEE, 2007: 1863-1861.
- [11] Yari M, EF E. Robust high bandwidth discrete-time predictive current control with predictive internal model—a unified approach for voltage-source PWM converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2008, 23 (1): 126-136.
- [12] Zhong D, Tolbert L M, Chiasson J N. Reduced switching frequency computed PWM method for multilevel converter control [C]//Power Electronics Specialists Conference. Recife, Brazil: IEEE, 2005: 2560-2564.
- [13] 耿攀, 戴珂, 魏学良, 等. 三相并联型有源电力滤波器电流重复控制[J]. 电工技术学报, 2007, 22(2): 127-131.
- Geng Pan, Dai Ke, Wei Xueliang, et al. The repetitive control algorithm based current waveform correction for shunt active power filter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2007, 22(2): 127-131(in Chinese).
- [14] Cheng Zhongyuan, Wu Bin. A novel switching sequence design for five-level NPC/H-bridge inverters with improved output voltage spectrum and minimized device switching frequency[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2007, 22 (6): 2138-2145.
- [15] Walker G, Ledwich G. Bandwidth considerations for multilevel converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1999, 14 (1): 74-81.
- [16] Blasko V, Kaura V. A new mathematical model and control of a three-phase AC-DC voltage source converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1997, 12 (1): 116-123.
- [17] Blasko V, Kaura V. A novel control to actively damp resonance in input LC filter of a three-phase voltage source converter[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1997, 33 (2): 542-550.
- [18] Mossoba J, Lehn PW. A controller architecture for high bandwidth active power filters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2003, 18 (1): 317-325.
- [19] Verdelho P, Marques G D. An active power filter and unbalanced current compensator[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 1997, 44(3): 321-328.
- [20] Xinhui W, Panda S K, Jianxin X. Analysis and experimental validation of the output voltage and input current performances in three phase PWM boost rectifiers under unbalanced and distorted supply voltage conditions[C]//Proceeding of IEEE International Conference on Control Applications. Singapore: IEEE, 2007: 605-610.
- [21] Enjeti P, Lindsay J F, Ziogas P D, et al. New current control scheme for PWM inverters[J]. IEE Proceedings of Electric Power Applications, 1988, 135 (4): 172-179.
- [22] Hiti S, Borojevic D, Ambatipudi R, et al. Average current control of three-phase PWM boost rectifier[C]//Annual Power Electronics Specialists Conference. Atlanta: IEEE, 1995: 131-137.
- [23] Gao Dawei, Lu Qingchun, Sun Xiaorui. Design and performance of an active power filter for unbalanced loads[C]//International Conference on Power System Technology Proceedings. Kunming, 2002: 2496-2500.
- [24] Singh B N., Singh B, Chandra A, et al. An improved control algorithm for active filters[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2007, 22(1): 1009-1020.
- [25] Ambatipudi R, Borojevich D, Hiti S, et al. Average and small signal modeling of zero-voltage transition three-phase PWM Boost rectifier[C]//Proceeding of IEEE Tenth Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition. Dallas: IEEE, 1995: 870-874.
- [26] Corradini L, Mattavelli P. Analysis of multiple sampling technique for digitally controlled dc-dc converters[C]// IEEE Power Electronics Specialists Conference. Jeju: IEEE, 2006: 1-6.
- [27] Tedeschi E, Mattavelli P, Trevisan D, et al. Repetitive ripple estimation in multi-sampling digitally controlled dc-dc converters [C]//Annual Conference on Industrial Electronics. Paris: IEEE, 2006: 1685-1690.



赵国鹏

收稿日期: 2011-01-18。

作者简介:

赵国鹏(1980), 男, 博士研究生, 研究方向为电力电子技术在电能质量控制及电力系统中的应用, zhaoguopeng@iee.org;

刘进军(1970), 男, 教授, 博士生导师, 研究方向为电力电子技术在电能质量控制及电力系统中的应用, 电力电子电路和系统的建模、分析与控制。

(责任编辑 吕鲜艳)