

DOI: 10.7641/CTA.2014.30776

基于Lyapunov函数的混合型有源电力滤波器控制策略

韩伟^{1,2†}, 王大志¹, 李云路¹, 郭喜峰¹

(1. 东北大学 电力系统与电力传动研究所, 辽宁 沈阳 110819; 2. 内蒙古民族大学 物理与电子信息学院, 内蒙古 通辽 028043)

摘要: 为了提高有源电力滤波器(APF)的谐波电流补偿性能,降低装置的成本,本文研究了一种无源滤波支路与APF串联的混合型有源电力滤波器(HAPF),该结构允许选取较小的直流母线电压,有源部分的功率等级大大降低.在建立了包括无源和有源部分数学模型的基础上,构造了系统的一个Lyapunov函数,通过选取适当的控制律,使得其导函数负定,从而保证系统对谐波参考电流的稳定跟踪.从鲁棒性和跟踪性能的角度出发,推导并给出了控制增益的选取范围和优化目标.外层直流侧电压控制环采用了自抗扰比例积分(ADR-PI)控制,增强了抵抗负载扰动的能力.最后,通过仿真分析和实验验证了所提方法的可行性和优越性.

关键词: 有源电力滤波器;建模;Lyapunov函数;鲁棒性;自抗扰调节

中图分类号: TP229; TM743 **文献标识码:** A

Lyapunov-function-based control strategy for hybrid active power filter

HAN Wei^{1,2†}, WANG Da-zhi¹, LI Yun-lu¹, GUO Xi-feng¹

(1. Institute of Electric Power System and Motor Drives, Northeast University, Shenyang Liaoning 110819, China;

2. College of Physics and Electronic Information, Inner Mongolia University for the Nationalities,
Tongliao Inner Mongolia 028043, China)

Abstract: To improve the harmonic current compensation performance of the active power filter (APF) and reduce its cost, we develop a hybrid active power filter (HAPF) consisting a passive filter and an active power filter in series, which permits a lower DC bus voltage and greatly reduces the rating of active power filter. For the mathematical model of this combination, we construct a Lyapunov function and select an appropriate control law to make its leading function negative definite, so that the steady tracking for harmonic current is realized. According to the requirements on robustness and tracking performance, we derive and determine the turning range and the optimal value of the control gain. An auto-disturbance-rejection proportional integral (ADR-PI) control is adopted in the outer DC bus voltage control loop which efficiently enhances the ability in resisting load disturbances. Finally, the simulation and experiment validate the feasibility and the superiority of the control strategy.

Key words: active power filter; modeling; Lyapunov function; robustness; auto-disturbance-rejection regulation

1 引言(Introduction)

混合型有源电力滤波器(hybrid active power filter, HAPF)用于电能的谐波治理与无功补偿时,兼有有源滤波器(active power filter, APF)和无源滤波器两者的优点,因此被认为是改善电能质量最为有效的手段之一^[1-4].文献[5]提出了一种具有注入支路的HAPF,由于注入支路的存在,这种拓扑结构的有源部分只需要相对较小的容量.文献[6]提出了一种由小功率APF与调谐无源滤波器串联后并接入电网的HAPF.调谐无源滤波器不但可以有效地补偿非线性负载产生的7次谐波,还可以补偿无功,无源支路中的电容承受了绝大部分基波电压,从而大大降低了直流电容侧电压的

等级.上述两个文献中,谐波补偿的控制策略采用的是线性控制,控制律中不包含无源部分的状态信息,这势必对跟踪性能造成一定的影响.近年来,越来越多的非线性控制方法应用于APF控制系统的设计^[7-12].Lyapunov函数方法是研究非线性控制的基本方法,已经被应用于各型APF的补偿电流的跟踪控制^[13-16].文献[17]研究了一种基于Lyapunov函数的HAPF谐波电流跟踪控制策略,针对不同类型的非线性负载产生的谐波进行补偿,取得了较好的稳态与动态跟踪性能.其中,控制增益的选取是通过讨论定常系统的极点位置进行的,实际上系统矩阵并非定常,因此,该方法有失妥当.

收稿日期: 2013-07-24; 录用日期: 2014-04-29.

†通信作者. E-mail: dr_wan@163.com.

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(51467017); 内蒙古自然科学基金资助项目(2013MS0922); 内蒙古民族大学科学研究基金资助项目(NMD1307).

本文研究了一种5次谐振无源滤波器与APF串联后并联接入电网的HAPF拓扑. 这种拓扑允许选取较小的直流侧电压, 因此可以大大降低开关器件和直流母线电容的电压等级. 本文还建立了包括无源滤波器在内的三相并联型HAPF的数学模型, 在三相线电压、电流平衡的约束条件下, 通过PARK变换将模型由七阶降为五阶. 在此基础上, 构造了系统的Lyapunov函数, 通过推导, 选取适当的控制律使其导函数负定, 从而使系统能够稳定地跟踪谐波参考电流. 本文还从系统的鲁棒性和跟踪性能的角度出发推导给出了控制增益的选取范围及增益优化选取过程中的指标函数. 外环直流侧电压控制采用了变积分系数非线性自抗扰PI(auto-disturbance-rejection proportional integral, ADR-PI)调节器, 有效地增强抑制负载变化对直流侧电压造成的扰动的能力.

2 三相HAPF拓扑结构与建模(Topology and modeling of the three phase HAPF)

2.1 拓扑结构及其分析(Topology and analysis)

本文研究的三相HAPF的拓扑结构如图1所示, 主

电路由一个小功率等级的APF与一个无源滤波器组串联构成. 这种结构的滤波器兼有以上两者的优点, 克服了二者分别使用的缺点. 总结起来具有如下特点:

- 1) 避免电网阻抗和无源滤波器间发生串并联谐振, 因为在有源部分控制策略中纳入了无源部分的状态变量信息.
- 2) 有源部分相当于一个电流控制电压源, 无源部分设计成5次谐波补偿滤波器, 对负载中最大的谐波分量直接进行补偿.
- 3) 基波电压主要由无源滤波器承担, 从而可以降低有源部分的功率等级.

本文选取直流侧电压仅为120 V, 选取依据如下, 假设主电路参数如后面系统仿真中设置, 那么基波频率下, 无源滤波支路电容与电感的电抗分别为 1.27Ω 和 0.05Ω , 若无源支路电阻为 0.15Ω , 电容大概承受了7/8的相电压, 线电压380 V时, 电感和有源部分承受的相电压大约为28V. 为保证较好的跟踪性能, 直流侧电压要求取该值的3倍以上, 结合仿真与实验本文选取为120 V.

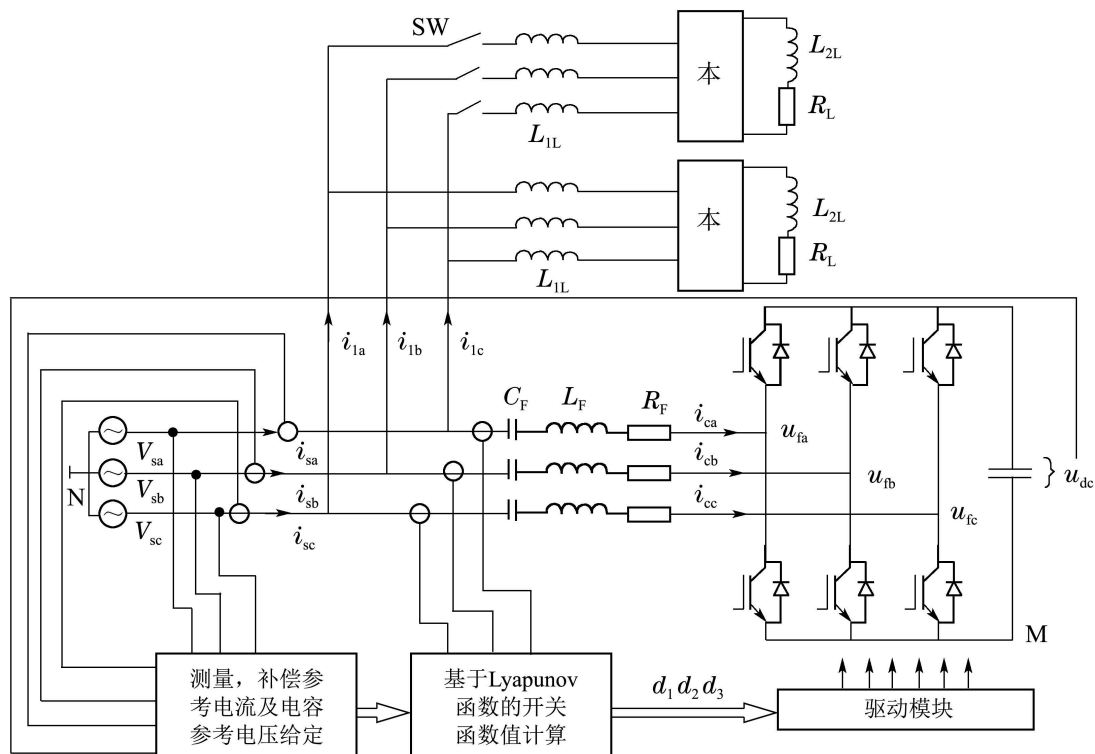


图1 混合型有源电力滤波器拓扑结构图

Fig. 1 The sketch of the shunt APF system

2.2 HAPF数学模型建立(Mathematical modeling of the HAPF)

本文建立的被控对象的数学模型是囊括了无源

部分与有源部分的模型, 将无源部分也纳入了模型之内是与现有HAPF建模的不同之处. 图1所示的主电路包含7个储能元件. 将电感电流和电容电压作

为状态变量. 根据基尔霍夫定律列写方程并整理得

$$\begin{cases} \frac{di_{ca}}{dt} = -\frac{R_F}{L_F}i_{ca} - \frac{u_{CFa}}{L_F} - \frac{d_1}{L_F}u_{dc} + \frac{V_{sa}}{L_F}, \\ \frac{di_{cb}}{dt} = -\frac{R_F}{L_F}i_{cb} - \frac{u_{CFb}}{L_F} - \frac{d_2}{L_F}u_{dc} + \frac{V_{sb}}{L_F}, \\ \frac{di_{cc}}{dt} = -\frac{R_F}{L_F}i_{cc} - \frac{u_{CFc}}{L_F} - \frac{d_3}{L_F}u_{dc} + \frac{V_{sc}}{L_F}, \\ \frac{du_{CFa}}{dt} = \frac{i_{ca}}{C_F}, \\ \frac{du_{CFb}}{dt} = \frac{i_{cb}}{C_F}, \\ \frac{du_{CFc}}{dt} = \frac{i_{cc}}{C_F}, \\ \frac{du_{dc}}{dt} = \frac{d_1}{C_{dc}}i_{ca} + \frac{d_2}{C_{dc}}i_{cb} + \frac{d_3}{C_{dc}}i_{cc}. \end{cases} \quad (1)$$

方程组中: u_{CFa} , u_{CFb} 和 u_{CFc} 是3个无源滤波电容的电压, d_1 , d_2 和 d_3 是开关状态函数, 由变换器三相桥臂开关状态定义, 若 $s_i = 1$ ($i = 1, 2, 3$)表示对应桥臂上桥臂闭合下桥臂断开, $s_i = 0$ ($i = 1, 2, 3$)表示对应桥臂上桥臂断开下桥臂闭合, 则有 $d_i = s_i - \frac{1}{3} \sum_{j=1}^3 s_j$, $i = 1, 2, 3$.

2.3 模型的降阶(Model reduction)

假设三相电压对称, 由于三相三线制系统中没有零序电流, 则有 $V_{sa} + V_{sb} + V_{sc} = 0$ 和 $i_{ca} + i_{cb} + i_{cc} = 0$ 成立. 根据文献[17], 具有以上对称约束条件的模型可以降阶. 可以引入PARK变换, 将模型变换到同步参考坐标系内. 变换矩阵为

$$C_{dq}^{abc} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \omega t & \cos(\omega t - 2\pi/3) & \cos(\omega t + 2\pi/3) \\ -\sin \omega t & -\sin(\omega t - 2\pi/3) & -\sin(\omega t + 2\pi/3) \end{bmatrix}, \quad (2)$$

其中 ωt 是线电压矢量的相角. 方程组(1)中, 前3个电流相关的方程变换后的形式如方程组(3)所示:

$$\begin{cases} \frac{di_{cd}}{dt} = -\frac{R_F}{L_F}i_{cd} + \omega i_{cq} - \frac{u_{CFd}}{L_F} - \frac{d_d}{L_F}u_{dc} + \frac{V_{sd}}{L_F}, \\ \frac{di_{cq}}{dt} = -\frac{R_F}{L_F}i_{cq} - \omega i_{cd} - \frac{u_{CFq}}{L_F} - \frac{d_q}{L_F}u_{dc} + \frac{V_{sq}}{L_F}. \end{cases} \quad (3)$$

微分方程组(1)中第4到6个滤波电容电压相关的方程, 变换后形式如方程组(4)所示:

$$\begin{cases} \frac{du_{CFd}}{dt} = \frac{1}{C_F}i_{cd} + \omega u_{CFq}, \\ \frac{du_{CFq}}{dt} = \frac{1}{C_F}i_{cq} - \omega u_{CFd}. \end{cases} \quad (4)$$

直流侧电容电压相关的方程, 变换后形式如下:

$$\frac{du_{dc}}{dt} = \frac{d_d}{C_{dc}}i_{cd} + \frac{d_q}{C_{dc}}i_{cq}. \quad (5)$$

至此, 原七阶的模型已经变换到同步旋转坐标空间的五阶模型, 由上面方程组(3)–(5)共同描述.

3 基于Lyapunov函数的控制策略(The Lyapunov function based control strategy)

3.1 Lyapunov函数构建及控制律的选取(Construction of the Lyapunov function and the selection of the control law)

为选取某能量函数作为系统的Lyapunov函数, 需将上述模型进一步变换. 令

$$\begin{aligned} x_1 &= i_{cd} - i_{cd}^*, \quad x_2 = i_{cq} - i_{cq}^*, \quad x_3 = u_{CFd} - u_{CFd}^*, \\ x_4 &= u_{CFq} - u_{CFq}^*, \quad x_5 = u_{dc} - u_{dc}^*, \end{aligned}$$

其中: x_1, x_2, x_3, x_4 和 x_5 是系统新的状态变量, i_{cd}^* , i_{cq}^* , u_{CFd}^* 和 u_{CFq}^* 分别是补偿电流参考变量和滤波电容两端参考变量. 则有

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = -\frac{R_F}{L_F}x_1 + \omega x_2 - \frac{x_3}{L_F} - \frac{d_d}{L_F}(x_5 + u_{dc}^*) + \frac{d_d^*}{L_F}u_{dc}^*, \\ \dot{x}_2 = -\frac{R_F}{L_F}x_2 - \omega x_1 - \frac{x_4}{L_F} - \frac{d_q}{L_F}(x_5 + u_{dc}^*) + \frac{d_q^*}{L_F}u_{dc}^*, \\ \dot{x}_3 = \frac{1}{C_F}x_1 + \omega x_4, \\ \dot{x}_4 = \frac{1}{C_F}x_2 - \omega x_3, \\ \dot{x}_5 = \frac{1}{C_{dc}}[d_d(x_1 + i_{cd}^*) + d_q(x_2 + i_{cq}^*) - d_d^*i_{cd}^* - d_q^*i_{cq}^*], \end{cases} \quad (6)$$

其中 d_d^* 和 d_q^* 是稳态时 d_d 和 d_q 的值, 如式(7)所示:

$$\begin{cases} d_d^* = \frac{L_F}{u_{dc}^*} \left[-\frac{di_{cd}^*}{dt} - \frac{R_F}{L_F}i_{cd}^* + \omega i_{cq}^* - \frac{u_{CFd}^*}{L_F} + \frac{V_{sd}}{L_F} \right], \\ d_q^* = \frac{L_F}{u_{dc}^*} \left[-\frac{di_{cq}^*}{dt} - \frac{R_F}{L_F}i_{cq}^* - \omega i_{cd}^* - \frac{u_{CFq}^*}{L_F} + \frac{V_{sq}}{L_F} \right]. \end{cases} \quad (7)$$

根据Lyapunov稳定性定理, 系统全局渐进稳定条件是Lyapunov函数 $V(\mathbf{x})$ 满足如下要求: 1) $V(\mathbf{0}) = 0$; 2) 任意 $\mathbf{x} \neq \mathbf{0}$ 时 $V(\mathbf{x}) > 0$; 3) 任意 $\mathbf{x} \neq \mathbf{0}$ 时 $\dot{V}(\mathbf{x}) < 0$; 4) $\|\mathbf{x}\| \rightarrow \infty$ 时 $V(\mathbf{x}) \rightarrow \infty$.

可以选取HAPF的总储能作为Lyapunov函数:

$$V = \frac{3}{2}L_F x_1^2 + \frac{3}{2}L_F x_2^2 + \frac{3}{2}C_F x_3^2 + \frac{3}{2}C_F x_4^2 + \frac{1}{2}C_{dc} x_5^2. \quad (8)$$

式(8)对时间求导, 整理得

$$\begin{aligned} \dot{V} = & -3R_F x_1^2 + d_d(x_5 i_{cd}^* - 3x_1(u_{dc}^* + (2/3)x_5)) - \\ & 3R_F x_2^2 + d_q(x_5 i_{cq}^* - 3x_2(u_{dc}^* + (2/3)x_5)) - \\ & d_d^*(x_5 i_{cd}^* - 3x_1 u_{dc}^*) - d_q^*(x_5 i_{cq}^* - 3x_2 u_{dc}^*). \quad (9) \end{aligned}$$

考虑到 $u_{cd}^* \gg x_5$, 则 $u_{cd}^* + (2/3)x_5 \simeq u_{cd}^*$, 代入得

$$\dot{V} = -3R_F x_1^2 - 3R_F x_2^2 + (d_d - d_d^*)(x_5 i_{cd}^* - 3x_1 u_{dc}^*) + (d_q - d_q^*)(x_5 i_{cq}^* - 3x_2 u_{dc}^*). \quad (10)$$

式(10)中, 前两项负定, 如果能保证后面两项负定, 则总的导函数负定, 可如下选取 d_d 和 d_q :

$$\begin{aligned} d_d &= -\alpha_1(x_5 i_{cd}^* - 3x_1 u_{dc}^*) + d_d^*, \\ d_q &= -\alpha_2(x_5 i_{cq}^* - 3x_2 u_{dc}^*) + d_q^*, \end{aligned} \quad (11)$$

其中 $\alpha_1, \alpha_2 > 0$ 是控制器的增益, 此时 $\dot{V}(x)$ 负定.

3.2 基于鲁棒性和跟踪性能考虑的控制增益的选取 (Selection of control gain based on robustness and tracking performance consideration)

文献[17]中把控制律方程代入, 得到系统的闭环方程. 根据闭环极点位置选取最优的控制增益. 实际上, 这种方法是不合适的, 原因是闭环系统的系统矩阵依赖稳态谐波电流参考信号, 这些参考信号不是基波频率的正弦波, PARK变换后系统矩阵是时变的, 时变的系统没有固定的闭环极点.

控制律中使用的参考变量与实际值的不相符时, 即参数不确定, 李雅普诺夫稳定的条件也许会被破坏, 使系统不稳定^[15-16], 而这种不确定是绝对的. 因此, 有必要讨论一种在参考变量存在某种程度不相符的情况下, 选取最佳的控制器增益的方法, 从而保证系统稳定并以尽可能好性能工作.

假设 t 时刻的期望值是 $(i_{cd}^*, i_{cq}^*, u_{dc}^*)$, 而式(11)中使用的值是 $(i_{cd1}^*, i_{cq1}^*, u_{dc1}^*)$, 为了描述其不确定程度, 引入 w_1 和 w_2 , 满足 $i_{cd1}^*/u_{dc1}^* = w_1(i_{cd}^*/u_{dc}^*)$ 和 $i_{cq1}^*/u_{dc1}^* = w_2(i_{cq}^*/u_{dc}^*)$. 另外, 假设 $r_1 = x_1/i_{cd}^*$, $r_2 = x_2/i_{cq}^*$, $r_3 = x_5/u_{dc}^*$. 上述条件代入式(10)整理得

$$\begin{aligned} \dot{V} = & -(i_{cd}^*)^2[\alpha_1 u_{dc}^* u_{dc1}^* (w_1 r_3 - 3r_1)(r_3 - 3r_1) + \\ & R_F r_1^2] - (i_{cq}^*)^2[\alpha_2 u_{dc}^* u_{dc1}^* (w_2 r_3 - \\ & 3r_2)(r_3 - 3r_2) + R_F r_2^2] = \\ & -(i_{cd}^*)^2 f_1(r_3, r_1) - (i_{cq}^*)^2 f_2(r_3, r_2). \quad (12) \end{aligned}$$

若 $f_1(r_3, r_1)$ 和 $f_2(r_3, r_2)$ 正定, 则 \dot{V} 负定. 令

$$\begin{aligned} r_3 &= m_1 r_1, \quad r_3 = m_2 r_2, \\ z_1 &= \alpha_1 u_{dc}^* u_{dc1}^*, \quad z_2 = \alpha_2 u_{dc}^* u_{dc1}^*, \end{aligned}$$

则有 $z_1 > 0$, $z_2 > 0$, 代入 $f_1(r_3, r_1)$ 得

$$\begin{aligned} f_1(r_3, r_1) = & r_1^2[z_1 w_1 m_1^2 - 3z_1(1 + w_1)m_1 + (3R_F + 9z_1)] = \\ & r_1^2 \theta(z_1, w_1, m_1), \end{aligned} \quad (13)$$

其中: $\theta(z_1, w_1, m_1) = z_1 w_1 m_1^2 - 3z_1(1 + w_1)m_1 + (3R_F + 9z_1)$ 是关于 m_1 的二次函数, θ 的最小值可表示为

$$\theta_{\min} = 3R_F + 9z_1 \left[1 - \frac{(1 + w_1)^2}{4w_1} \right]. \quad (14)$$

若取 $\theta_{\min} > 0$, 可保证 f_1 正定, 此时有

$$\begin{aligned} w_1 \in & \left[\left(1 + \frac{2R_F}{3z_1} \right) - \sqrt{\left(1 + \frac{2R_F}{3z_1} \right)^2 - 1}, \right. \\ & \left. \left(1 + \frac{2R_F}{3z_1} \right) + \sqrt{\left(1 + \frac{2R_F}{3z_1} \right)^2 - 1} \right], \end{aligned} \quad (15)$$

在参考值不确定条件下, 为保持渐进稳定, α_1 应尽可能的小. 若希望满足期望的不确定区间 $w_1 \in [1 - \varepsilon_1, 1 + \varepsilon_1]$, 则 $z_1 \max = \frac{4R_F(1 - \varepsilon_1)}{3\varepsilon_1^2}$, 有

$$\alpha_{1 \max} = \frac{4R_F(1 - \varepsilon_1)}{3\varepsilon_1^2 u_{dc}^* u_{dc1}^*}. \quad (16)$$

同理可得

$$\alpha_{2 \max} = \frac{4R_F(1 - \varepsilon_2)}{3\varepsilon_2^2 u_{dc}^* u_{dc1}^*}. \quad (17)$$

α_1 和 α_2 要求是大于零的数, 为了使补偿的性能尽可能地提高, 它们的取值应尽可能的大, 实验中选取某一个大于零的数作为其最小值, 即 $\alpha_{1 \min} = \mu_1$, $\alpha_{2 \min} = \mu_2$, 其中: μ_1 和 μ_2 是某大于零的实数, α_1 和 α_2 要分别在 $(\alpha_{1 \min}, \alpha_{1 \max})$ 和 $(\alpha_{2 \min}, \alpha_{2 \max})$ 区间内优化选取, 指标函数可做如下定义:

$$J(\alpha_1, \alpha_2) = \frac{1}{n} \sum_{k=1}^n \lambda_1 x_{1k}^2 + \lambda_2 x_{2k}^2, \quad (18)$$

λ_1 和 λ_2 是加权系数, 可以取相同的数值, 当由状态 x_1 和 x_2 最新 n 个数据决定的指标函数值最小时, α_1 和 α_2 的取值是最优的, 它们的取值是一个在线优化的过程.

4 直流母线电压的自抗扰 PI 调节 (Auto-disturbance-rejection PI regulation of the DC bus voltage)

由于有源电力滤波器在工作过程中会不可避免地产生能量损失, 进而会导致电容电压的缓慢下降. 此外, 当负载突然加载或者卸载时, 在系统达到新的稳态前, 系统的能量是不平衡的, 电容两端电压就会发生波动. 从基于Lyapunov函数的控制律来看, 因为囊括了直流侧电压偏差的信息, 因此能够对偏差起到调节作用, 但是为了进一步增加直流侧电容电压的维持能力, 增强电压突变时的调节能力, 本

文引入外环电压自抗扰PI调节器(ADR-PIR). 这种非线性的变积分系数PI控制具有更好的调节特性和大范围的扰动抑制功能^[18]. 自抗扰控制器使积分项系数遵循“小误差, 大增益; 大误差, 小增益”这一控制理论中的经验, 因此需引入如下非线性积分项增益函数:

$$f_{\text{ADRR}}(e) = \begin{cases} e/\varepsilon_0^{1-\beta}, & |e| \leq \varepsilon_0, \\ \text{sgn } e|e|^\beta, & |e| > \varepsilon_0, \end{cases} \quad (19)$$

式中: β 是非线性函数的可调参数; ε_0 是滤波因子. 则电压自抗扰调节器如图2所示.

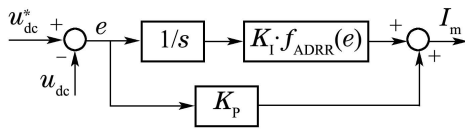


图2 电压自抗扰PI调节器

Fig. 2 The voltage auto-disturbance-rejection PI regulator

5 仿真分析和实验 (Simulation analysis and experiment)

为验证本文所提控制策略的可行性和优越性, 通过Simulink建立了系统动态模型并进行仿真. 电源是50 Hz三相380 V交流电, 负载是两个相同的三相二极管整流桥加阻感型负载构成的非线性负载, 电阻电感分别是26 Ω 和10 mH, 无源滤波器电感和电容的值分别是2.5 mH和160 μF , 直流母线电压设定为120 V, 采样频率为12.8 KHz, 据此设置步长为0.000078125 s. 本文从稳态特性和动态特性两个方面进行了仿真验证, 并与传统方法进行了对比.

5.1 稳态时的补偿效果(Compensation performance in steady state)

谐波电流稳态补偿结果如图3所示, 可见, 基于本文所提算法可以有效地补偿非线性负载产生的谐波, 补偿后电网电流基本上正弦的, 直流母线电压维持在120 V, 波动很小. 各低次谐波的补偿前后含量的对比见图4, 传统的PI控制方法使电源谐波畸变率由补偿前的23.2%下降到3.1%. 而本文方法对各主要次谐波的补偿要明显优于PI控制方法, 前者补偿后的畸变率达到2.3%, 因此具有更好的稳态谐波电流跟踪精度.

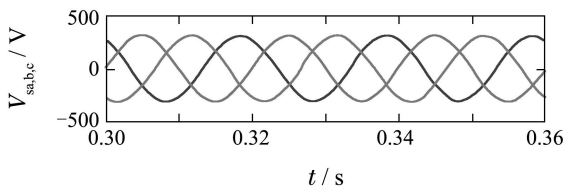
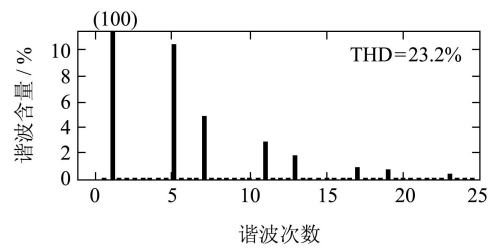
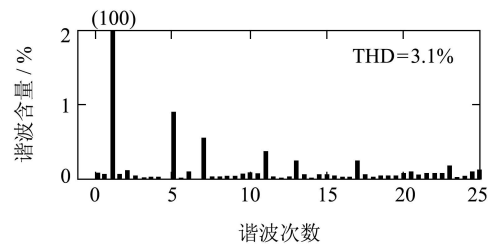


图3 稳态时的补偿效果

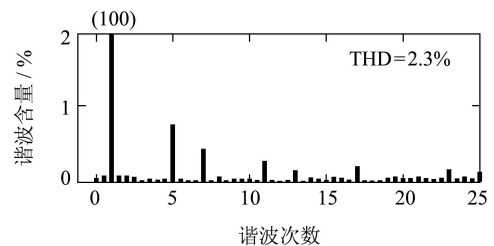
Fig. 3 Compensation performance in steady state



(a) 未补偿前



(b) PI控制方法补偿后



(c) 本文控制方法补偿后

图4 补偿前后的a相电网电流频谱对比

Fig. 4 a-phase grid current spectrums after compensation

5.2 负载发生变化时的补偿效果(Compensation performance when the load changes)

为了考察算法的动态性能, 补偿过程达到了稳态后, 在 $t = 0.4$ s时, 接入另一个相同的负载, 达到新的稳态后, 在 $t = 0.5$ s时, 又断开该负载. 这一加载和卸载过程会引起谐波电流成倍的变化, 从而可以考察系统的动态跟踪能力. 仿真结果如图5所示, 0.4 s时, 负载电流突增一倍, 采用本文的控制策略大概需要1.5个电网周期达到新的稳态补偿, 如图中 t_{s1} 所示, 直流侧电压突然降低然后迅速恢复, 最大波动幅度 Δ_1 大概为6 V, 恢复时间 Δ_{t1} 大概为55 ms. 0.5 s 卸载动态过程, 动态响应时间和直流侧电压波动幅度与加载过程基本相等. 当电流跟踪控制算法采用传统的PI控制完成这一动态过程大概需要2.5个电网周期, 如图6中 t_{s2} 所示.

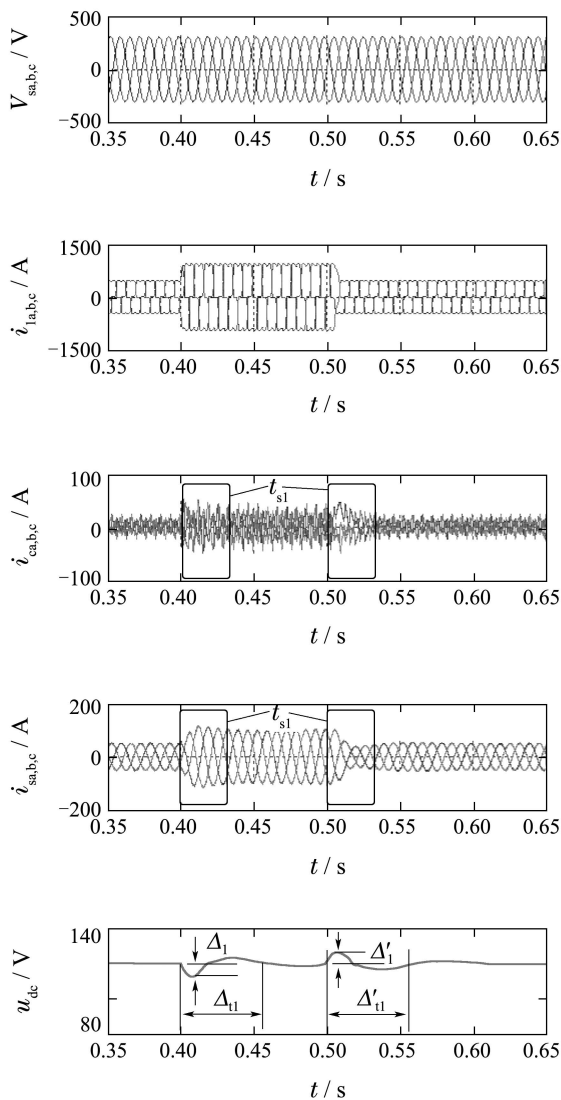


图5 谐波电流补偿动态特性

Fig. 5 Comparison of harmonic compensation dynamic characteristics

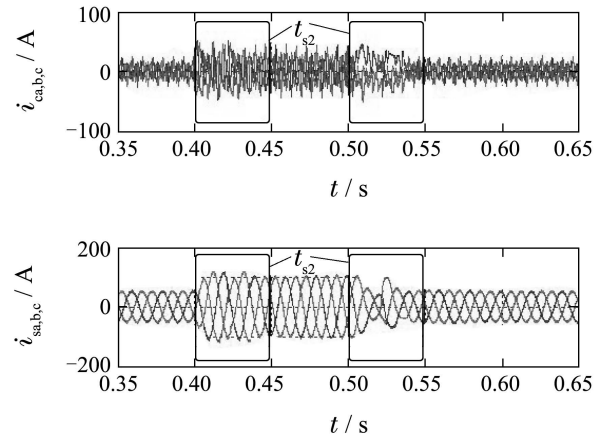


图6 传统PI控制方法补偿动态特性

Fig. 6 Comparison of harmonic compensation dynamic characteristics

为验证直流侧电压自抗扰PI调节器的优越性, 本文还对没有引入自抗扰PI调节算法, 即仅依赖基于Lyapunov函数的控制算法, 进行了仿真. 完成同样的加载和卸载过程, 其直流侧电压调节曲线如图7所示, 加载过程电压波动幅度 Δ_2 和电压恢复时间 Δ_{t2} 分别为15 V和70 ms, 卸载过程电压波动幅度和恢复时间仍然与加载过程相同. 二者均大于引入自抗扰PI电压调节时的值. 可见, 自抗扰PI电压调节器能够取得更好的电压调节特性, 提高对负载扰动的抑制能力.

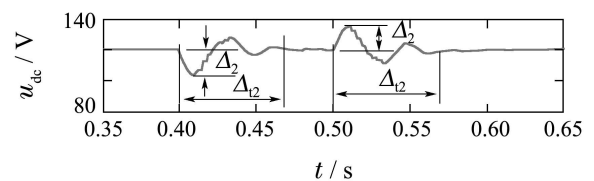


图7 不引入自抗扰PI调节时直流侧电压曲线

Fig. 7 The DC voltage curve without ADR-PI control

5.3 实验验证(Experimental verification)

搭建了一台10 KVA三相并联型HAPF样机. 电流传感器采用LA150-P型莱姆电流传感器, 采样电路采用两片AD7656型芯片, 控制模块以DSP TMS320F28335为核心, PLL驱动模块的输出频率是12.8 KHz. 无源滤波支路电感为2.5 mH, 电容为160 μ F, 直流侧电容为2000 μ F的电容器组, 电容电压设定为120 V, 交流输入线电压有效值为380 V, 负载为三相不控整流桥加阻感型负载构成的非线性负载, 参数与上面仿真中设置相同. 测试设备是CA8334型电能质量分析仪和TDS1012型数字示波器.

稳态补偿实验结果如图8所示:图(a)是三相相电压曲线,图(b)是未进行谐波抑制时,测得的三相电网侧电流波形.波形是非正弦的,含有大量谐波分量,三相的谐波畸变率分别为23.2%、24.5%和24.2%.图(c)是补偿后三相电网侧电流波形,基本上接近正弦波形,谐波畸变率在4%左右.结果表明,样机能够有效补偿负载产生的谐波电流,抑制其注入电网.

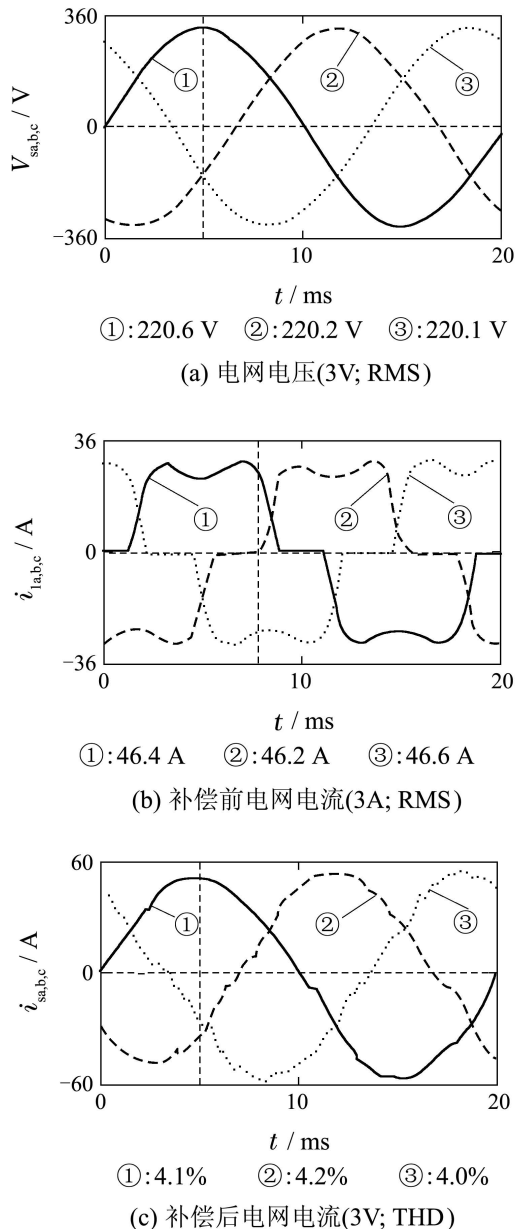


图8 补偿前后相关波形

Fig. 8 The related waveforms before and after compensation

负载动态变化时,网侧电流曲线如图9所示,电源电流在大概两个电网周期内完成了动态过渡过程,达到新的稳态.可见,系统具有较好的动态跟踪特性.

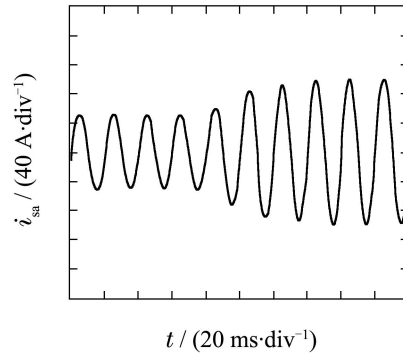


图9 负载突变时a相电源电流

Fig. 9 Grid current waveforms before and after compensation

6 结束语(Conclusions)

本文首先研究了一种由5次谐波补偿支路和APF串联构成的HAPF,无源支路不但可以补偿占谐波电流最大的5次谐波分量,其中的电容还承受大部分的基波电压,大大地降低了有源部分的容量,直流侧的电压选取仅为120 V.

其次,对混合型APF建立了包括无源滤波支路在内的数学模型,并对模型进行了降阶.在此基础上,构造了系统的Lyapunov函数,选取了合适的控制律使其导函数负定,并且从鲁棒性和跟踪性能着眼,推导出了控制增益的选取范围和优化目标函数.直流母线电压控制环采用了一种ADR-PI调节算法,突然加载或者卸载时,直流侧电压能够更快地调节为设定值.

仿真和实验结果表明,本文所提控制策略能够在负载稳态时以较高的补偿精度补偿谐波电流,补偿后的谐波畸变率要小于传统的PI控制方法.当负载发生动态变化时,系统能够较快完成过渡过程,调节时间要优于传统的PI控制方法.采用ADRPI算法取得了更好的直流母线电压调节特性.

参考文献(References):

- [1] HIDEAKI F, HIROFUMI A. The unified power quality conditioner: the integration of series and shunt-active filters [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 1998, 13(2): 315 - 322.
- [2] MATTAVELLI P, MARAFEO F P. Reactive-based control for selective harmonic compensation in active power filters [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2004, 51(5): 1018 - 1024.
- [3] 陈国柱, 吕征宇, 钱照明. 有源电力滤波器的一般原理与应用 [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.)
- [4] 唐欣, 罗安, 谭甜源. 有源电力滤波器的比例递推积分控制 [J]. *控制理论与应用*, 2004, 22(4): 631 - 634.
(TANG Xin, LUO An, TAN Tianyuan. Active power filter with a proportional recursive integral controller [J]. *Control Theory & Applications*, 2004, 22(4): 631 - 634.)

- [5] LUO A, SHUAI Z, ZHU W, et al. Design and application of a hybrid active power filter with injection circuit [J]. *IET Power Electron*, 2010, 3(1): 54 – 64.
- [6] AKAGI H, KONDO R. A transformerless hybrid active filter using a three-level pulse width modulation converter for a medium voltage motor drive [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2010, 25(6): 1365 – 1374.
- [7] 颜文旭, 纪志成. 电压畸变条件下三相三线有源电力滤波器的T-S模糊 H^∞ 控制 [J]. 控制理论与应用, 2012, 29(6): 803 – 810.
(YAN Wenxu, JI Zhicheng. T-S fuzzy H-infinity control for three-phase-three-wire active power filter in power voltage distortion condition [J]. *Control Theory & Applications*, 2012, 29(6): 803 – 810.)
- [8] 李俊, 王大志. 基于谐波线性化的滞环电流优化控制 [J]. 控制与决策, 2010, 5(25): 748 – 752.
(LI Jun, WANG Dazhi. Harmonic current optimal control based on harmonic linearization [J]. *Control and Decision*, 2010, 5(25): 748 – 752.)
- [9] 鲁伟, 李文春, 徐长波. 并联混合有源滤波器逆系统解耦控制 [J]. 控制理论与应用, 2013, 30(9): 1145 – 1152.
(LU Wei, LI Wenchun, XU Changbo. Inverse system method based decoupling control of shunt hybrid active power filter [J]. *Control Theory & Applications*, 2013, 30(9): 1145 – 1152.)
- [10] AVIK B, CHANDAN C. A shunt active power filter with enhanced performance using ANN-based predictive and adaptive controllers [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2011, 58(2): 421 – 428.
- [11] SALEM R, NASSAR M, KAMAL A H. Experimental design of nonlinear control technique for three phase shunt active power filter [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2010, 57(10): 3364 – 3375.
- [12] 乐江源, 谢运祥, 公伟勇, 等. 单相有源电力滤波器非线性统一控制策略 [J]. 控制理论与应用, 2011, 28(5): 652 – 658.
(YUE Jiangyuan, XIE Yunxiang, GONG Weiyong, et al. Nonlinear unified control for single-phase active power filter [J]. *Control Theory & Applications*, 2011, 28(5): 652 – 658.)
- [13] 李兰芳, 杨洪耕, 郭卫明, 等. 带基于李雅普诺夫方法的有源电力滤波器电流稳定控制 [J]. 电工技术学报, 2012, 27(9): 78 – 86.
(LI Lanfang, YANG Honggeng, GUO Weiming, et al. Lyapunov based current stability control method of active power filter [J]. *Transaction of China Electrotechnical Society*, 2012, 27(9): 78 – 86.)
- [14] HUA C C, LI C H, LEE C S. Control analysis of an active power filter using lyapunov candidate [J]. *IET Power Electron*, 2008, 4(2): 325 – 334.
- [15] 魏艳迪, 张勇, 程新功. 基于李雅普诺夫函数的三相有源电力滤波器控制策略 [J]. 电力自动化设备, 2012, 32(1): 107 – 111.
(WEI Yandi, ZHANG Yong, CHENG Xingong. Control strategy for three phases APF based on lyapunov function [J]. *Electric Power Automation Equipment*, 2012, 32(1): 107 – 111.)
- [16] HASAN K, OSMAN K. A new control strategy for single phase shunts active power filter using a lyapunov function [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2006, 53(1): 305 – 312.
- [17] SALEM R, ABDELHAMID H, KAMAL A. A lyapunov function based control for a three phase shunt hybrid active filter [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2012, 59(3): 1418 – 1429.
- [18] 张德华, 郭源博, 周鑫, 等. 有PWM整流器的欠驱动特性与非线性控制 [J]. 中国电机工程学报, 2011, 31(33): 85 – 92.
(ZHANG Xiaohua, GUO Yuanbo, ZHOU Xin, et al. Underactuated property and nonlinear control for PWM rectifier [J]. *Proceedings of the CSEE*, 2011, 31(33): 85 – 92.)

作者简介:

韩伟 (1981–), 男, 讲师, 博士研究生, 主要研究方向为电能质量控制、非线性控制理论及应用, E-mail: dr_wan@163.com;

王大志 (1963–), 男, 教授, 博士生导师, 研究方向为电力系统与电力传动, E-mail: wangdazhi@ise.neu.edu.cn;

李云路 (1986–), 男, 博士研究生, 主要研究方向为电能质量控制, E-mail: lyl41368@126.com;

郭喜峰 (1981–), 男, 博士研究生, 主要研究方向为电能质量控制, E-mail: gxf1981@163.com.