第 34 卷第 1 期
2014 年 1 月
电 力 自 动 化 设 备
Electric Power Automation Equipment
Vol.34 No.1
Jan. 2014

基于超稳定理论的自适应控制在单相有源滤波器中的应用

徐长波，鲁 伟，李春文
（清华大学 自动化系，北京 100084）

摘要：为了降低滤波参数对单相有源滤波器（APF）的补偿效果的影响，提出了基于超稳定理论的模型跟随控制策略。首先对非线性 APF 模型线性化，并把线性化后的模型等价由前向回路和反馈回路构成，根据超稳定性理论，反馈回路满足波波夫积分不等式，前向回路的传递函数严格正实，由此设计自适应模型跟随控制律。仿真结果表明所提控制策略较 PI 控制的补偿效果更好，不仅可以有效消除电网谐波电流，而且具有更强的参数抑制能力。

关键词：有源滤波器；模型跟随；超稳定理论；波波夫积分不等式；严格正实；自适应控制系统；补偿
中图分类号：TN 713+.8　　**文献标识码**：A　　DOI：10.3969/j.issn.1006-6047.2014.01.027

0 引言

伴随着电力电子装置的广泛应用，电能质量的问题日益严重，特别是谐波污染，给电网的安全性提出了挑战。目前治理谐波问题主要通过无源滤波器 PF（Power Filter）和有源滤波器 APF（Active Power Filter）[1-4]。基于谐振原理的无源滤波器经济性较好，但是只能消除特定次数的谐波且容易与电网产生谐振[5]。APF 大多采用与负载并联在电路中产生与负载谐波反相的电流来抵消电网中电流的畸变[6]。为了有效地补偿非线性负载的谐波电流，有效的控制策略就显得尤为重要。

目前应用于 APF 中的控制方法很多，如 PI 控制、广义积分、单周控制和预测控制等[7-11]，但是动态效果或者鲁棒特性不能满足 APF 的需求。针对 APF 要求系统有快速响应、耗损少且抗干扰能力强等性能，一些传统的算法不能满足需要。模型参考自适应控制 MRAC（Model Reference Adaptive Control）属于参数自适应控制系统的一种，因具有适应性和鲁棒性等优点而应用于多种场合，特别是航空航天，在 APF 中的应用还较少见。文献[12-15]采用李雅普诺夫稳定性理论设计了模型参考自适应控制器，但是这种方法的成功与否和选择的李雅普诺夫函数有很大关系，而且有些系统可供选择的李雅普诺夫函数唯一，因此这种方法受到了限制。采用波波夫超稳定性设计模型参考自适应控制器时，可以得到更一般的适应律，更容易设计[16]。

本文以单相并联 APF 为研究对象，首先引入了单相 APF 的结构数学模型，通过线性化的方法得到单相 APF 的近似线性模型；再利用波波夫稳定性理论设计自适应模型跟随控制器；最后给出了仿真结果，验证所提控制策略的有效性。

收稿日期：2012-11-21；**修回日期**：2013-11-18
基金项目：国家自然科学基金资助项目（61174068）
Project supported by the National Natural Science Foundation of China（61174068）

1 单相并联 APF 的结构及原理

单相并联 APF 的电路结构主要是由直流侧电容、逆变器、输出滤波电感组成，如图 1 所示。其中 u_s 为电源电压；u_{dc} 为直流侧电容两端的电压，i_s 为系统电流，i_L 为负载电流，i_c 为逆变器的输出电流，L 为滤波电感，C 为直流侧电容，i_{dc} 为流过直流侧电容的电流，V_{T1}—V_{T4} 为开关器件。通过一定的检测和控制算法合理控制开关器件的开断，实现 APF 输出的电流跟踪指令电流信号，进而使电网侧的电流为期望的正弦波。

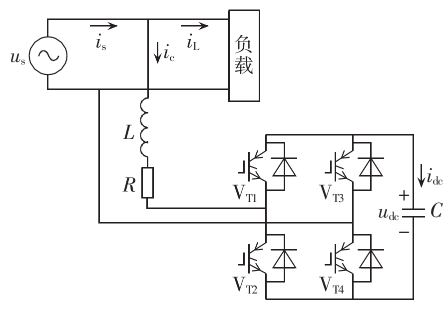


图 1 单相并联 APF 的电路结构
Fig.1 Structure of single-phase shunt APF

2 单相并联 APF 的建模

由图 1 电路拓扑结构，根据基尔霍夫电压定律，可得：

$$\begin{cases} L\dfrac{\mathrm{d}i_c}{\mathrm{d}t}=-Ri_c-u_{con}+u_s \\ C\dfrac{\mathrm{d}u_{dc}}{\mathrm{d}t}=i_{dc} \end{cases} \tag{1}$$

令 S 为开关函数，若开关器件采用双极性 PWM 方式进行控制时，S 取值如下：

$$S=\begin{cases} 1 & V_{T1}、V_{T4}\text{ 闭合}，V_{T2}、V_{T3}\text{ 断开} \\ -1 & V_{T1}、V_{T4}\text{ 断开}，V_{T2}、V_{T3}\text{ 闭合} \end{cases} \tag{2}$$

则有：

$$\begin{aligned} u_{\mathrm{con}} &= S u_{\mathrm{dc}} \\ i_{\mathrm{dc}} &= S i_{\mathrm{c}} \end{aligned} \tag{3}$$

将式(3)代入式(1)整理可得：

$$\begin{cases} \dfrac{\mathrm{d}i_{\mathrm{c}}}{\mathrm{d}t} = -\dfrac{R i_{\mathrm{c}}}{L} - \dfrac{S u_{\mathrm{dc}}}{L} + \dfrac{u_{\mathrm{s}}}{L} \\ \dfrac{\mathrm{d}u_{\mathrm{dc}}}{\mathrm{d}t} = \dfrac{S i_{\mathrm{c}}}{C} \end{cases} \tag{4}$$

根据式(4)，可以建立单相并联 APF 的数学模型如下：

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{\mathrm{c}} \\ \dot{u}_{\mathrm{dc}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\dfrac{R}{L} & -\dfrac{S}{L} \\ \dfrac{S}{C} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\mathrm{c}} \\ u_{\mathrm{dc}} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \dfrac{u_{\mathrm{s}}}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \tag{5}$$

显然，系统模型既包含了连续动态又包含了离散动态，是一个混杂动态系统。为了便于处理，采用周期平均方法[17]对该模型进行简化。假定直流侧电容电压经过 PI 控制能够稳定在给定值 U_{dc}，令：

$$x_1 = \frac{1}{T_{\mathrm{s}}} \int_t^{t+T_{\mathrm{s}}} i_{\mathrm{c}}(\tau)\,\mathrm{d}\tau \tag{6}$$

$$x_2 = \frac{1}{T_{\mathrm{s}}} \int_t^{t+T_{\mathrm{s}}} u_{\mathrm{dc}}(\tau)\,\mathrm{d}\tau \tag{7}$$

其中，T_{s} 表示 PWM 周期。经过周期平均以后，单相并联 APF 的状态空间模型可以简化为线性模型：

$$\dot{\boldsymbol{x}} = \boldsymbol{A}\boldsymbol{x} + \boldsymbol{B}\boldsymbol{x}d + \boldsymbol{w} \tag{8}$$

其中，$\boldsymbol{A} = \begin{bmatrix} -\dfrac{R}{L} & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$；$\boldsymbol{B} = \begin{bmatrix} 0 & -\dfrac{1}{L} \\ \dfrac{1}{C} & 0 \end{bmatrix}$；$\boldsymbol{w} = \begin{bmatrix} \dfrac{u_{\mathrm{s}}}{L} \\ 0 \end{bmatrix}$；$\boldsymbol{x} = [x_1 \quad x_2]^{\mathrm{T}}$；$d$ 表示等效 PWM 信号的脉宽。

利用文献[14]中的线性化方法得到系统式(8)的近似线性模型。取 $d = d_0$，$d_0 \in [0,1]$，且为常数。令 $\boldsymbol{x}_0$ 为系统式(8)的平衡点，即满足：

$$f(\boldsymbol{x}_0, d_0, \boldsymbol{w}, t) = \boldsymbol{A}\boldsymbol{x}_0 + \boldsymbol{B}\boldsymbol{x}_0 d_0 + \boldsymbol{w} = 0 \tag{9}$$

则有：

$$\boldsymbol{x}_0 = [i_{\mathrm{c}}^* \quad u_{\mathrm{dc}}^*]^{\mathrm{T}} = [0 \quad u_{\mathrm{s}}/d_0]^{\mathrm{T}} \tag{10}$$

对其进行泰勒展开并忽略其高次项可得：

$$\dot{\boldsymbol{x}} \approx f(\boldsymbol{x}_0, d_0) + \frac{\partial f}{\partial \boldsymbol{x}}\bigg|_{\substack{\boldsymbol{x}=\boldsymbol{x}_0 \\ u=d_0}} (\boldsymbol{x} - \boldsymbol{x}_0) + \frac{\partial f}{\partial u}\bigg|_{\substack{\boldsymbol{x}=\boldsymbol{x}_0 \\ u=d_0}} (d - d_0) \tag{11}$$

定义：

$$\boldsymbol{x}_{\mathrm{p}} = \boldsymbol{x} - \boldsymbol{x}_0,\ u_{\mathrm{p}} = d - d_0 \tag{12}$$

可得：

$$\dot{\boldsymbol{x}}_{\mathrm{p}} = (\boldsymbol{A} + \boldsymbol{B}d_0)\boldsymbol{x}_{\mathrm{p}} + (\boldsymbol{B}\boldsymbol{x}_0)u_{\mathrm{p}} = \boldsymbol{A}_{\mathrm{p}}\boldsymbol{x}_{\mathrm{p}} + \boldsymbol{B}_{\mathrm{p}}u_{\mathrm{p}} \tag{13}$$

3 单相并联 APF 自适应控制器的设计

由于 APF 系统本身和环境干扰存在不确定性，当滤波参数明显变化时，常规 PI 控制的效果不尽如人意，甚至导致系统的不稳定。利用超稳定性理论设计模型跟随自适应控制系统为非线性控制，当系统参数发生变化时，实时修正调整，驱动系统跟踪参考模型状态，可以提高 APF 系统的补偿效果。图 2 为应用超稳定理论设计的模型跟随系统控制框图。

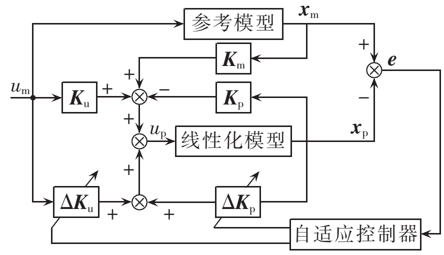


图 2 单相并联 APF 的系统控制框图

Fig.2 Block diagram of single-phase shunt APF control

设其参考状态模型方程为：

$$\boldsymbol{x}_{\mathrm{m}} = \boldsymbol{A}_{\mathrm{m}}\boldsymbol{x}_{\mathrm{m}} + \boldsymbol{B}_{\mathrm{m}}u_{\mathrm{m}} \tag{14}$$

其中，$u_{\mathrm{m}} \in \mathbf{R}$ 为参考输入；$\boldsymbol{x}_{\mathrm{m}} \in \mathbf{R}^{2\times1}$ 是参考模型的状态向量；$\boldsymbol{A}_{\mathrm{m}} \in \mathbf{R}^{2\times2}$、$\boldsymbol{B}_{\mathrm{m}} \in \mathbf{R}^{2\times1}$ 为参考模型系统矩阵。

定义状态误差为：

$$\boldsymbol{e} = \boldsymbol{x}_{\mathrm{m}} - \boldsymbol{x}_{\mathrm{p}} \tag{15}$$

控制器的设计目的是要求控制 APF 的输出跟踪参考谐波信号，使误差 $\boldsymbol{e}$ 接近 0，即 $\lim\limits_{t\to\infty} \boldsymbol{e}(t) = 0$。根据文献[18]可以定义自适应控制器的输出为：

$$u_{\mathrm{p1}} = -\boldsymbol{K}_{\mathrm{p}}\boldsymbol{x}_{\mathrm{p}} + \boldsymbol{K}_{\mathrm{m}}\boldsymbol{x}_{\mathrm{m}} + \boldsymbol{K}_{\mathrm{u}}u_{\mathrm{m}} \tag{16}$$

其中，$\boldsymbol{K}_{\mathrm{p}}$、$\boldsymbol{K}_{\mathrm{m}}$、$\boldsymbol{K}_{\mathrm{u}}$ 为如图 2 中适当维数控制系数的增益矩阵。

但是在实际运行中，$\boldsymbol{A}_{\mathrm{p}}$ 和 $\boldsymbol{B}_{\mathrm{p}}$ 为动态系数矩阵，而且这种变化是未知且不能测量的，但是控制器系数的增益矩阵是依赖 $\boldsymbol{A}_{\mathrm{p}}$ 和 $\boldsymbol{B}_{\mathrm{p}}$ 的值，因此在增益矩阵 $\boldsymbol{K}_{\mathrm{p}}$ 和 $\boldsymbol{K}_{\mathrm{u}}$ 中加入可调部分来抑制系统参数的动态变化，以保证可以完全地模型跟随，则控制律如下所示：

$$u_{\mathrm{p}} = u_{\mathrm{p1}} + \Delta\boldsymbol{K}_{\mathrm{p}}(t, \boldsymbol{e})\boldsymbol{x}_{\mathrm{p}} + \Delta\boldsymbol{K}_{\mathrm{u}}(t, \boldsymbol{e})u_{\mathrm{m}} \tag{17}$$

假设系统满足完全跟踪的充分条件式(18)，并需要适应速度比参数漂移速度快。

$$\begin{cases} (\boldsymbol{I} - \boldsymbol{B}_{\mathrm{p}}\boldsymbol{B}_{\mathrm{p}}^{+})\boldsymbol{B}_{\mathrm{m}} = 0 \\ (\boldsymbol{I} - \boldsymbol{B}_{\mathrm{p}}\boldsymbol{B}_{\mathrm{p}}^{+})(\boldsymbol{A}_{\mathrm{m}} - \boldsymbol{A}_{\mathrm{p}}) = 0 \end{cases} \tag{18}$$

其中，$\boldsymbol{B}_{\mathrm{p}}^{+}$ 表示 $\boldsymbol{B}_{\mathrm{p}}$ 的伪逆矩阵，$\boldsymbol{B}_{\mathrm{p}}^{+} = (\boldsymbol{B}_{\mathrm{p}}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{B}_{\mathrm{p}})^{-1}\boldsymbol{B}_{\mathrm{p}}^{\mathrm{T}}$。

则误差的状态方程为：

$$\begin{aligned} \dot{\boldsymbol{e}} = {} & (\boldsymbol{A}_{\mathrm{m}} - \boldsymbol{B}_{\mathrm{p}}\boldsymbol{K}_{\mathrm{m}})\boldsymbol{e} + \boldsymbol{B}_{\mathrm{p}}[\boldsymbol{B}_{\mathrm{p}}^{+}(\boldsymbol{A}_{\mathrm{m}} - \boldsymbol{A}_{\mathrm{p}}) - \boldsymbol{K}_{\mathrm{m}} + \boldsymbol{K}_{\mathrm{p}} - \\ & \Delta\boldsymbol{K}_{\mathrm{p}}(t, \boldsymbol{e})]\boldsymbol{x}_{\mathrm{p}} + \boldsymbol{B}_{\mathrm{p}}[\boldsymbol{B}_{\mathrm{p}}^{+}\boldsymbol{B}_{\mathrm{m}} - \boldsymbol{K}_{\mathrm{u}} - \Delta\boldsymbol{K}_{\mathrm{u}}(t, \boldsymbol{e})]u_{\mathrm{m}} \end{aligned} \tag{19}$$

先将系统等价为非线性时变反馈系统，其前向环节为：

$$\begin{aligned} \dot{\boldsymbol{e}} &= (\boldsymbol{A}_{\mathrm{m}} - \boldsymbol{B}_{\mathrm{p}}\boldsymbol{K}_{\mathrm{m}})\boldsymbol{e} + \boldsymbol{B}_{\mathrm{p}}\boldsymbol{W} \\ \boldsymbol{V} &= \boldsymbol{C}\boldsymbol{e} \end{aligned} \tag{20}$$

非线性时变的反馈环节为：

$$\begin{aligned} \boldsymbol{W} = {} & [\boldsymbol{B}_{\mathrm{p}}^{+}(\boldsymbol{A}_{\mathrm{m}} - \boldsymbol{A}_{\mathrm{p}}) - \boldsymbol{K}_{\mathrm{m}} + \boldsymbol{K}_{\mathrm{p}} - \Delta\boldsymbol{K}_{\mathrm{p}}(t, \boldsymbol{e})]\boldsymbol{x}_{\mathrm{p}} + \\ & [\boldsymbol{B}_{\mathrm{p}}^{+}\boldsymbol{B}_{\mathrm{m}} - \boldsymbol{K}_{\mathrm{u}} - \Delta\boldsymbol{K}_{\mathrm{u}}(t, \boldsymbol{e})]u_{\mathrm{m}} \end{aligned} \tag{21}$$

为了使系统式(20)是渐近稳定的，根据超稳定性理论，需要满足波波夫积分不等式，即

$$\int_0^t \boldsymbol{V}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{W}\mathrm{d}\tau \leqslant n_0^2 \tag{22}$$

$$\boldsymbol{H}(s)=\boldsymbol{C}(S\boldsymbol{I}-\boldsymbol{A}_{\mathrm{m}}+\boldsymbol{B}_{\mathrm{p}}\boldsymbol{K}_{\mathrm{m}})^{-1}\boldsymbol{B}_{\mathrm{p}} \tag{23}$$

是严格正实的(其中 n_0 为不依赖于时间的有限正常数)。但是由于 $\boldsymbol{A}_{\mathrm{p}}$ 和 $\boldsymbol{B}_{\mathrm{p}}$ 是未知定常矩阵，所以在控制器的设计中取其标称值为 $\boldsymbol{A}_{\mathrm{p}}^0$ 和 $\boldsymbol{B}_{\mathrm{p}}^0$。具体的设计步骤如下。

a. 确定参考模型参数。参考模型根据文献[15]得到参考模型的 2 个极点，可以得到系统矩阵：

$$\boldsymbol{A}_{\mathrm{m}}=\begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -784 & -72.8 \end{bmatrix},\ \boldsymbol{B}_{\mathrm{m}}=[1\quad 0]^{\mathrm{T}}$$

对于给定的 $\boldsymbol{A}_{\mathrm{m}}$ 具有很好的稳定性，便于计算，可以取 $\boldsymbol{K}_{\mathrm{m}}=0$。

b. 取 $d_0=0.28$，则可以得到：

$$\boldsymbol{A}_{\mathrm{p}}^0=\begin{bmatrix} 666.7 & 933.3 \\ 280 & 0 \end{bmatrix},\ \boldsymbol{B}_{\mathrm{p}}^0=[1\,851\,005\quad 0]^{\mathrm{T}}$$

对于任意的给定正实矩阵 $\boldsymbol{Q}$ 满足李雅普诺夫方程：

$$(\boldsymbol{A}_{\mathrm{m}}-\boldsymbol{B}_{\mathrm{p}}^0K_{\mathrm{m}})^{\mathrm{T}}\boldsymbol{P}+\boldsymbol{P}(\boldsymbol{A}_{\mathrm{m}}-\boldsymbol{B}_{\mathrm{p}}^0\boldsymbol{K}_{\mathrm{m}})=-\boldsymbol{Q}$$

可以解得对称正实矩阵：

$$\boldsymbol{P}=\begin{bmatrix} 0.086\,112 & 0.001\,277 \\ 0.001\,277 & 0.006\,868 \end{bmatrix},\ \boldsymbol{Q}=\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

c. 根据正实引理可以得到：

$$\boldsymbol{C}=(\boldsymbol{B}_{\mathrm{p}}^0)^{\mathrm{T}}\boldsymbol{P}$$

d. 由充分条件可以得：

$$(\boldsymbol{B}_{\mathrm{p}}^0)^{+}=[(\boldsymbol{B}_{\mathrm{p}}^0)^{\mathrm{T}}\boldsymbol{B}_{\mathrm{p}}^0]^{-1}(\boldsymbol{B}_{\mathrm{p}}^0)^{\mathrm{T}}$$

$$\boldsymbol{K}_{\mathrm{p}}=(\boldsymbol{B}_{\mathrm{p}}^0)^{+}(\boldsymbol{A}_{\mathrm{p}}^0-\boldsymbol{A}_{\mathrm{m}}),\ \boldsymbol{K}_{\mathrm{u}}=(\boldsymbol{B}_{\mathrm{p}}^0)^{+}\boldsymbol{B}_{\mathrm{m}}$$

e. 为了满足波波夫积分不等式，根据文献[18]选用比例适用律：

$$\Delta\boldsymbol{K}_{\mathrm{p}}(t,\boldsymbol{e})=\boldsymbol{L}\boldsymbol{V}(\boldsymbol{M}\boldsymbol{x}_{\mathrm{p}})^{\mathrm{T}}=\boldsymbol{L}\boldsymbol{C}\boldsymbol{e}(\boldsymbol{M}\boldsymbol{x}_{\mathrm{p}})^{\mathrm{T}}$$

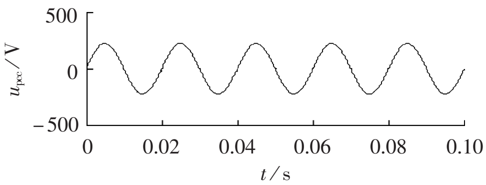
$$\Delta\boldsymbol{K}_{\mathrm{u}}(t,\boldsymbol{e})=\boldsymbol{N}\boldsymbol{V}(\boldsymbol{O}u_{\mathrm{m}})^{\mathrm{T}}=\boldsymbol{N}\boldsymbol{C}\boldsymbol{e}(\boldsymbol{O}u_{\mathrm{m}})^{\mathrm{T}}$$

其中，$\boldsymbol{L}$、$\boldsymbol{M}$、$\boldsymbol{N}$、$\boldsymbol{O}$ 均为非负定对称矩阵。

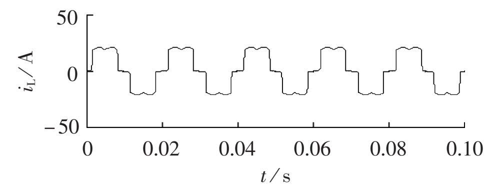
4　仿真实验

为了验证提出的自适应控制策略在单相并联 APF 控制中的正确性和有效性，本文设计了在 MATLAB 环境下的仿真实验，与传统的 PI 控制策略进行了比较研究。系统参数如下：理想电网电压 u_{s} 幅值为 220 V，频率为 50 Hz；电网等效阻抗 L_{s} 为 0.05 mH；滤波电抗器 L 为 5 mH；直流侧电容 C 为 5 000 μF；直流侧电容电压参考值 U_{dc} 为 1 000 V；直流侧 PI 控制器参数 $k_{\mathrm{p}}=10$，$k_{\mathrm{i}}=4$；PWM 频率为 10 kHz；单相整流桥负载为 10 Ω 电阻串联 10 mH 电感。直流侧电压的稳定采用了 PI 控制进行实现。

图 3 为 APF 未投入时，PCC 处的电压波形和负载电流波形。对负载电流进行频谱分析可知其中含有很多谐波，谐波畸变率 THD=18.67%，畸变程度很严重。采用本文提出的自适应控制策略和 PI 方法分别进行补偿，稳态时电网电流波形如图 4 所示。经过分析和对比可见，2 种方法均能对电网谐波进行有效的抑制，但本文提出的控制策略比 PI 控制策略的谐波补偿效果更好。



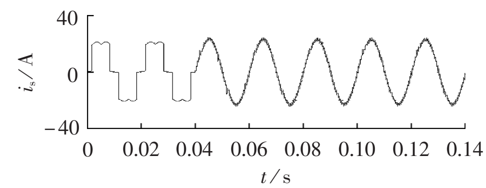
(a) PCC 处的电压



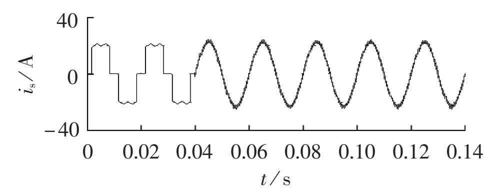
(b) 负载电流波形

图 3　PCC 处的电压和负载的电流波形

Fig.3　Waveforms of voltage at PCC and load current



(a) PI 控制策略

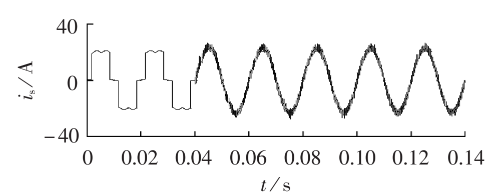


(b) 本文控制策略

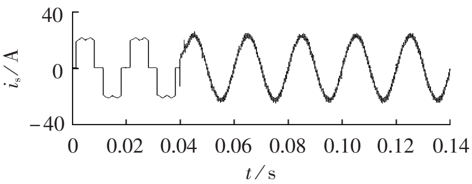
图 4　采用 PI 和本文控制策略补偿后的电网电流

Fig.4　Grid currents after compensation with PI control and proposed control strategy

在负载不变的基础上，考虑电网等效阻抗的不确定性对 APF 补偿效果的影响。假设 L 的变化范围为 2～8 mH。这 2 种情况下采用 PI 控制和本文所提控制策略补偿后系统电流波形图如图 5、6 所示。当 $L=2$ mH 时 2 种算法控制下的 THD 分别为 3.19% 和



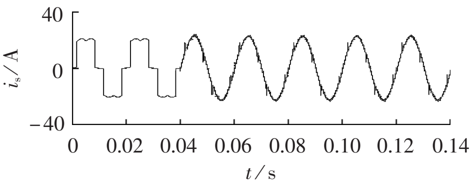
(a) PI 控制策略



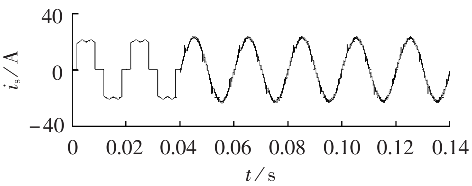
(b) 本文控制策略

图 5 当 $L=2$ mH 时采用 PI 和本文控制策略补偿后的电网电流

Fig.5 Grid currents after compensation with PI control and proposed control strategy, when L is 2 mH



(a) PI 控制策略



(b) 本文控制策略

图 6 当 $L=8$ mH 时采用 PI 和本文控制策略补偿后的电网电流

Fig.6 Grid currents after compensation with PI control and proposed control strategy, when L is 8 mH

2.37%；当 $L=8$ mH 时 2 种算法控制下的 THD 分别为 5.14%和 4.35%。由此可以看出本文所提控制策略对电网等效阻抗的不确定性具有更好的鲁棒性。

5 结论

本文针对单相并联 APF 进行研究，将基于超稳定理论的模型跟随控制策略应用到单相 APF 中。先将系统等价于一个反馈系统，包括前向环节和反馈环节，前向环节的传递函数严格正实，而反馈环节满足波波夫积分不等式，由此可以设计出系统的自适应控制律，保证 APF 的输出电流对负载谐波电流的跟踪。当滤波参数发生变化时，本文提出的控制策略比 PI 方法具有更好的谐波补偿效果，对参数扰动具有更强的自适应和鲁棒性。

参考文献：

[1] PENG Fangzheng. Application issues of active power filter[J]. IEEE Industry Applications Magazine，1998，4(5)：21-30.

[2] EL-HABROUK M，DARWISH M K，MEHTA P. Active power filters：a review[J]. IEE Proceedings-Electris Power Application，2000，147(5)：403-413.

[3] 唐欣，李雄杰. 基于前馈控制的有源电力滤波器研制[J]. 电力自动化设备，2012，32(6)：41-44.
TANG Xin，LI Xiongjie. Active power filter based on feed-forward control[J]. Electric Power Automation Equipment，2012，32(6)：41-44.

[4] WU Weimin，TONG Liqing，LI Mingyue，et al. A new control strategy for series type active power filter[C]//35th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference. Aachen，Germany：IEEE，2004：3054-3059.

[5] SINGH B，AL-HADDAD K，CHANDRA A. A review of active filters for power quality improvement[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics，1999，46(5)：960-971.

[6] LUO An，SHANG Zhikang，ZHU Wenji，et al. Combined system for harmonic suppression and reactive power compensation[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics，2009，56(2)：418-427.

[7] JOU H L，WU J C，CHANG Y J，et al. A novel active power filter for harmonic suppression[J]. IEEE Transactions on Power Delivery，2005，20(2)：1507-1513.

[8] WANG Yong，SHEN Songhua. Research on one-cycle control for switching converters[C]// Fifth World Congress on Intelligent Control and Automation. Hangzhou，China：WCICA，2004：74-77.

[9] 雷鹏，周林，周莉，等. 基于单周控制的三电平三相四线制有源电力滤波器[J]. 电力自动化设备，2007，27(1)：26-31.
LEI Peng，ZHOU Lin，ZHOU Li，et al. Three-level three-phase four-wire active power filter based on one-cycle control[J]. Electric Power Automation Equipment，2007，27(1)：26-31.

[10] 戎袁杰，李春文，丁青青. 双积分控制策略研究及在单相并联 APF 中的应用[J]. 高电压技术，2009，35(3)：711-716.
RONG Yuanjie，LI Chunwen，DING Qingqing. Double integration control and its application in single-phase shunt active power filter[J]. High Voltage Engineering，2009，35(3)：711-716.

[11] 毛苏闽，周娟. 四桥臂并联型有源滤波器复合控制策略[J]. 电力自动化设备，2012，32(4)：26-30.
MAO Sumin，ZHOU Juan. Compound control of four-leg shunt active power filter[J]. Electric Power Automation Equipment，2012，32(4)：26-30.

[12] 齐虹，林瑞全. 具有控制器参数摄动的并联型有源电力滤波器 H_∞ 控制器设计[J]. 电力自动化设备，2010，30(1)：58-61.
QI Hong，LIN Ruiquan. H_∞ controller with parameter variation for shunt APF[J]. Electric Power Automation Equipment，2010，30(1)：58-61.

[13] 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-phase APF based on Lyapunov function[J]. Electric Power Automation Equipment，2012，32(1)：107-111.

[14] 吴敬兵，罗安，徐先勇，等. MRAC 方法及在单相并联 APF 中的应用[J]. 高电压技术，2010，36(2)：507-512.
WU Jingbing，LUO An，XU Xianyong，et al. MRAC method and its application to single phase shunt active power filter[J]. High Voltage Engineering，2010，36(2)：507-512.

[15] SHYU K K，YANG M J，CHEN Y M，et al. Model reference adaptive control design for a shunt active-power-filter system[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics，2008，55(1)：97-106.

[16] 姚建均，吴振顺，岳东海，等. 基于 Popov 超稳定理论的非线性

电液伺服系统自适应控制研究[J]. 机床与液压,2006(4):167-169.
YAO Jianjun,WU Zhenshun,YUE Donghai,et al. Adaptive control of electro-hydraulic servo system with dead-zone nonlinearity based on Popov criterion[J]. Machine Tool and Hydraulics,2006(4):167-169.

[17] BINA M T,BHAT A K S. Averaging technique for the modeling of STATCOM and active filters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics,2008,23(2):723-734.

[18] 吴广玉. 系统辨识与自适应控制[M]. 哈尔滨:哈尔滨工业大学出版社,1987:59-74.

作者简介:


徐长波

徐长波(1982-),男,山东聊城人,博士,研究方向为电能质量谐波治理与非线性控制策略的应用(**E-mail**:xcb07@mails.tsinghua.edu.cn);

鲁　伟(1987-),男,安徽界首人,博士,研究方向为电力系统非线性控制及电能质量分析与治理;

李春文(1958-),男,河南焦作人,教授,博士研究生导师,研究方向为非线性系统分析与控制、电力系统控制及运动控制等。

Application of adaptive control based on hyperstability theory in single-phase active power filter

XU Changbo,LU Wei,LI Chunwen

(Department of Automation,Tsinghua University,Beijing 100084,China)

Abstract: In order to suppress the influence of filtering parameters on the compensation effect of single-phase APF(Active Power Filter),a model-following control strategy based on the hyperstability theory is proposed. The nonlinear APF model is linearized and equaled to a combined model of a feedforward loop and a feedback loop. The control law of adaptive modelfollowing model is designed according to the hyperstability theory,which makes the feedback loop satisfying with Popov integral inequality and the transfer function of feedforward loop strictly positive real. Simulative results show that,compared to PI control,the proposed control strategy eliminates the grid harmonic current more effectively and suffers less from filtering parameters,with better compensation effect.

Key words: active filters; model following; hyperstability theory; Popov integral inequality; strictly positive real; adaptive control systems; compensation

(上接第 147 页 continued from page 147)

DC switching overvoltage of ±1100 kV UHVDC converter station

DENG Xu[1],WANG Dongju[1],SHEN Yang[2],ZHOU Hao[1],CHEN Xilei[3],SUN Ke[4]

(1. College of Electrical Engineering,Zhejiang University,Hangzhou 310027,China;
2. Zhejiang Electric Power Design Institute,Hangzhou 310014,China;
3. Zhejiang Cixi Power Supply Bureau,Cixi 315300,China;
4. Zhejiang Electric Power Company,Hangzhou 310027,China)

Abstract: The mechanism of switching overvoltage occurred in the valve hall and DC switchyard of ±1100 kV UHVDC converter station is analyzed based on Zhundong-Sichuan ±1 100 kV UHVDC power transmission project. Different faults are simulated,such as the grounding fault of HV winding of Y/Y converter transformer at valve side,the grounding fault of LV winding of Y/Y converter transformer at valve side,the phase-to-phase switching surge at AC side,the AC power loss at inverter side,the full-voltage starting,the inverter blocking without by-pass de-blocking,and the corresponding overvoltages exerted on the equipments of converter station are calculated,which provide the reference for the type selection,test and insulation coordination of station equipments.

Key words: UHV power transmission; DC power transmission; converter station; arrester; switching overvoltage; energy