

## 单相有源电力滤波器非线性统一控制策略

乐江源<sup>1,2</sup>, 谢运祥<sup>1</sup>, 公伟勇<sup>1</sup>, 张 志<sup>1</sup>

(1. 华南理工大学 电力学院, 广东 广州 510640; 2. 赣南师范学院 物理与电子信息学院, 江西 赣州 341000)

**摘要:** 目前有源电力滤波器控制策略都采用电流内环和电压外环的双环控制. 本文提出了一种基于精确反馈线性化的单相有源电力滤波器统一控制策略. 在单相有源电力滤波器仿射非线性模型基础上, 通过求解偏微分方程得到一个包含补偿电流变量和直流侧电压变量的输出函数, 并推导出了其状态反馈精确线性化非线性控制律, 将原非线性系统转换成微分同胚的二阶线性系统. 选取适当的反馈系数设计控制器使输出函数渐近跟踪指令参考值, 从而实现了电流和电压的统一控制. 最后通过仿真分析和实验验证了所提方案的优越性和可行性.

**关键词:** 有源电力滤波器; 统一控制; 精确反馈线性化; 偏微分方程; 微分同胚

**中图分类号:** TM71      **文献标识码:** A

## Nonlinear unified control for single-phase active power filter

LE Jiang-yuan<sup>1,2</sup>, XIE Yun-xiang<sup>1</sup>, GONG Wei-yong<sup>1</sup>, ZHANG Zhi<sup>1</sup>

(1. College of Electric Power, South China University of Technology, Guangzhou Guangdong 510640, China;

2. College of Physics and Electronics, GanNan Normal University, Ganzhou Jiangxi 341000, China)

**Abstract:** Existing active power filter controllers are composed of the current inner loop and the voltage outer loop. We present a unified control method based on exact feedback linearization for the single-phase active power filter. By solving a partial differential equation, we obtain the output function containing the information of the compensation current and DC side voltage variables. The nonlinear state feedback control law is derived, thus transforming the nonlinear system into a diffeomorphism second-order linear system. By properly selecting feedback coefficients, we design the controller which forces the output function to asymptotically track the reference output, thus realizing the unified control of the compensation current and the DC side voltage. The efficacy of the proposed control method is verified by simulation and experiment.

**Key words:** active power filter; unified control; exact feedback linearization; partial differential equation; diffeomorphisms

### 1 引言(Introduction)

有源电力滤波器(active power filter, APF)作为一种动态抑制谐波和补偿无功的新型电力电子装置, 被认为是谐波治理中最有前途的滤波手段<sup>[1,2]</sup>. APF主要由谐波检测电路、PWM变流器和控制系统组成, 其控制系统所采用的控制方法是影响APF的补偿效果的关键因素之一. 目前常用的控制方法主要有滞环比较控制法和三角载波控制法<sup>[3,4]</sup>. 前者可以获得较好的控制性能, 精度较高且响应快, 但开关频率波动很大; 而后者开关频率恒定, 装置安全性高, 但响应较慢, 精度较低. 随着现代控制理论的发展, 许多先进控制方法相继在APF中得到应用, 主要有滑模变结构控制、人工神经网络、 $H_\infty$ 控制及单周控制等<sup>[5~10]</sup>. 滑模变结构控制虽然具有对控制参数的不敏感性和较强的鲁棒性, 但其固有的抖振现象可能使系统不稳定; 而神经网络控制由于其算法的

复杂度, 目前在APF中的应用仅限于仿真研究. 目前所采用的控制方法一般都分为电压外环和电流内环两层控制.

以微分几何为基础的非线性控制理论在近20年来得到迅速发展, 其中提出的状态反馈精确线性化的非线性控制设计方法引起了大量研究者的关注<sup>[11,12]</sup>. 这种方法的核心思想就是把一个非线性系统代数地转化为一个(全部或者部分)线性系统, 以便可以应用线性系统的技巧. 精确线性化和普通线性化的根本区别在于: 精确线性化并不是通过系统的线性逼近而是通过状态变换和状态反馈得到的<sup>[4,5]</sup>. 该方法已经被成功地用于解决一些实际控制问题, 例如: 直升飞机、高性能飞行器、工业机器人、电力系统动态安全性以及电力电子开关变换器等控制<sup>[13~17]</sup>. 文献<sup>[15,16]</sup>将该方法应用于DC/DC开关变换器的控制上, 取得了明显优于PI控制的控制效果,

这也为该方法在更复杂电力电子系统中的应用提供了思路。

鉴于上述精确反馈线性化控制方法的优势, 本文提出了一种基于精确反馈线性化的单相APF统一控制方法. 首先采用状态空间平均建模方法, 建立了并联型单相APF的仿射非线性模型, 并通过求解偏微分方程得到一个满足精确反馈线性化条件的输出函数, 该输出函数既包含了要补偿的电流变量又包含了要稳定的电压变量; 然后以该输出函数为基础构造出一个非线性坐标变换, 从而将非线性系统模型转换成一个简单线性系统模型; 最后根据要实现的跟踪目标和稳定目标设计出线性系统的稳定控制器. 因此通过精确反馈线性化, 将一个复杂非线性系统的跟踪和稳定问题转化成了简单线性系统渐近跟踪指定输出的问题. 与已有控制方法大多采用电压外环和电流内环控制比较, 该控制方法考虑到了电压控制和电流控制的有机联系, 实现了电压稳定和电流跟踪的统一控制. 与PI控制的三角载波控制法比较, 通过MATLAB/simulink仿真, 验证了所提出的统一控制方法在电流跟踪效果和直流侧电压稳定性能各方面都优于PI控制方法. 并研制了小功率样机, 验证了该方法的正确性和可行性.

## 2 并联型单相APF仿射非线性系统模型 (Affine nonlinear system model of single-phase shunt APF)

并联型单相APF的原理如图1所示. 图中:  $L$ 为滤波电感;  $C$ 为APF直流侧电容;  $v_{dc}$ 为APF直流侧电压;  $v_s$ 为供电电源电压;  $i_L$ 为非线性负载电流, 含有无功分量和谐波分量;  $i_s$ 为电源电流;  $i_c$ 为APF输出的补偿电流. 令  $i_c^*$  表示负载电流中的高次谐波分量和无功分量, 则单相APF的原理是通过控制开关元件  $s_1 \sim s_4$  的通断, 使补偿电流  $i_c$  跟踪指令电流  $i_{c.ref} = -i_c^*$ , 同时保证直流侧电容电压  $v_{dc}$  稳定在设定的电压等级  $v_{dc.ref}$  上.

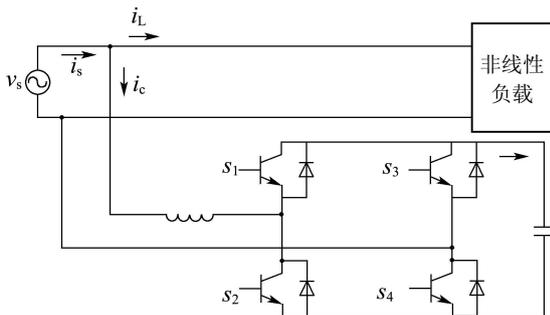


图 1 并联型单相有源电力滤波器原理图  
Fig. 1 Schematic diagram of single-phase shunt APF

由图1所示的参考方向, 采用双极性PWM调制可得到

$$\begin{bmatrix} L \frac{di_c}{dt} \\ C \frac{dv_{dc}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_s - sv_{dc} \\ si_c \end{bmatrix}, \quad (1)$$

其中  $s$  为开关函数. 当  $s = 1$  时, 开关  $s_1, s_4$  闭合,  $s_2, s_3$  断开; 当  $s = -1$  时, 开关  $s_1, s_4$  断开,  $s_2, s_3$  闭合. 假设  $s = 1$  的脉冲宽度为  $dT$  ( $T$  为 PWM 的脉冲周期), 则  $s = -1$  的脉冲宽度为  $(1-d)T$ , 令第  $k$  个周期  $s = 1$  的脉冲宽度为  $d_k T$ , 其中  $0 \leq d_k \leq 1$ . 根据式(1)可得到单相APF的状态空间平均模型

$$\begin{bmatrix} L \frac{di_c}{dt} \\ C \frac{dv_{dc}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_s - (2d_k - 1)v_{dc} \\ (2d_k - 1)i_c \end{bmatrix}, \quad (2)$$

选取状态变量  $\mathbf{x} = (x_1, x_2)^T = (i_c, v_{dc})^T$ , 同时选取输入变量  $u = d_k$ , 输出变量  $h_1(\mathbf{x}(t)) = x_1$ , 可得以下单输入单输出(SISO)仿射非线性模型为

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{f}(\mathbf{x}) + \mathbf{g}(\mathbf{x})u, \\ y = h(\mathbf{x}), \end{cases} \quad (3)$$

其中:

$$\mathbf{f}(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} \frac{v_s}{L} + \frac{x_2}{L} \\ -\frac{x_1}{C} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{g}(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} -\frac{2x_2}{L} \\ \frac{2x_1}{C} \end{bmatrix}.$$

这种类型的非线性系统的特点是: 对状态向量  $\mathbf{x}(t)$  是非线性的, 但对于控制向量  $\mathbf{u}$  却是线性的.

## 3 基于精确反馈线性化的统一控制器设计 (Unified controller design based on exact feedback linearization)

### 3.1 系统的精确反馈线性化(The process of exact feedback linearization)

**定理 1** 设  $\mathbf{f}(\mathbf{x})$  和  $\mathbf{g}(\mathbf{x})$  是光滑向量场, 非线性系统(3)是可以状态反馈精确线性化的, 当且仅当存在一个区域  $\Omega$  使得下列条件成立:

1) 向量场集合  $\{\mathbf{g}, ad_f \mathbf{g}, \dots, ad_f^{n-1} \mathbf{g}\}$  在  $\Omega$  上线性无关;

2) 集合  $\{\mathbf{g}, ad_f \mathbf{g}, \dots, ad_f^{n-2} \mathbf{g}\}$  在  $\Omega$  上对合.

若满足, 就必然存在一个函数  $\omega(\mathbf{x})$ , 使得在区域  $\Omega$  该系统的相对阶  $r$  等于系统阶数  $n$ .

首先验证式(3)所表示的系统是否满足精确反馈线性化条件

$$ad_f \mathbf{g}(\mathbf{x}) = \frac{\partial \mathbf{g}(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}} \mathbf{f}(\mathbf{x}) - \frac{\partial \mathbf{f}(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}} \mathbf{g}(\mathbf{x}) =$$

$$\begin{bmatrix} \frac{2x_1}{LC} \\ \frac{2v_s}{LC} + \frac{x_2}{LC} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \frac{2x_1}{LC} \\ \frac{2x_2}{LC} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{2v_s}{LC} \end{bmatrix},$$

由此可知, 下列矩阵:

$$[\mathbf{g}(\mathbf{x}) \quad \text{ad}_f \mathbf{g}(\mathbf{x})] = \begin{bmatrix} -\frac{2x_2}{L} & 0 \\ \frac{2x_1}{C} & \frac{2v_s}{LC} \end{bmatrix}$$

的秩为2, 等于系统的阶数 $n$ , 因此精确反馈线性化条件(1)得到满足. 系统阶数 $n = 2$ 时, 向量场集合 $D = \{\mathbf{g}(\mathbf{x})\}$ 是对合的结论很容易得到, 因此条件(2)也满足. 由此可判定, 存在一个输出函数使得该系统的相对阶有定义且等于系统的阶数 $n$ , 即系统可以实现精确反馈线性化.

对于非线性系统(3), 在确定满足精确反馈线性化条件后, 通过李导数计算确定在给定输出函数的情况下系统的相对阶:

$$\begin{cases} L_f h(\mathbf{x}) = \frac{\partial h(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}} \mathbf{f}(\mathbf{x}) = \frac{v_s}{L} + \frac{x_2}{L}, \\ L_g h(\mathbf{x}) = \frac{\partial h(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}} \mathbf{g}(\mathbf{x}) = -\frac{2x_2}{L} \neq 0. \end{cases} \quad (4)$$

由式(4)可知, 系统相对阶 $r = 1$ , 不等于系统的维数 $n = 2$ . 因此原系统(3)的输出函数所定义的坐标变换无法实现系统的精确反馈线性化, 需重新构建虚拟输出函数来得到实现系统精确反馈线性化的坐标变换. 假设所要求的输出函数为 $\omega(\mathbf{x})$ , 实现精确反馈线性化所要满足的条件是所构建的系统的相对阶等于系统的维数, 即满足下列微分方程:

$$\frac{\partial \omega(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}} \mathbf{g}(\mathbf{x}) = 0. \quad (5)$$

将 $\mathbf{g}(\mathbf{x})$ 的表达式代入式(5)可得到

$$\frac{\partial \omega(\mathbf{x})}{\partial x_1} \cdot \left(-\frac{2x_2}{L}\right) + \frac{\partial \omega(\mathbf{x})}{\partial x_2} \cdot \frac{2x_1}{C} = 0, \quad (6)$$

解得偏微分方程的解为

$$\omega(\mathbf{x}) = \frac{1}{2} L x_1^2 + \frac{1}{2} C x_2^2. \quad (7)$$

观察式(7)可知: 所求出的虚拟输出函数恰好为APF的能量函数, 具有明确的物理意义.

由式(7)确定的输出函数可知, 非线性坐标变换应为

$$\begin{cases} z_1 = \phi_1(\mathbf{x}) = \omega(\mathbf{x}) = \frac{1}{2} L x_1^2 + \frac{1}{2} C x_2^2, \\ z_2 = \phi_2(\mathbf{x}) = L_f \omega(\mathbf{x}) = v_s x_1. \end{cases} \quad (8)$$

在此坐标系下的状态反馈律为

$$\mathbf{u} = \frac{-L_f^2 \omega(\mathbf{x}) + v}{L_g L_f \omega(\mathbf{x})}, \quad (9)$$

为此计算

$$L_f^2 \omega(\mathbf{x}) = [v_s \quad 0] \begin{bmatrix} \frac{1}{L} (v_s + x_2) \\ -\frac{x_1}{C} \end{bmatrix} = \frac{1}{L} (v_s^2 + v_s x_2),$$

$$L_g L_f \omega(\mathbf{x}) = [v_s \quad 0] \begin{bmatrix} -\frac{2x_2}{L} \\ \frac{2x_1}{C} \end{bmatrix} = -\frac{2}{L} v_s x_2,$$

则在非线性坐标变换 $Z = \phi(X)$ 以及状态反馈律 $u$ 的条件下, 得到以新坐标系 $z$ 表示的线性系统为

$$\begin{cases} \dot{z} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot z + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \cdot v, \\ y = z_1. \end{cases} \quad (10)$$

这是一个完全能控的线性系统,  $v$ 是新的线性系统的控制量.

### 3.2 统一控制器设计(Unified controller design)

经过上述精确反馈线性化, 单相APF的非线性状态方程转换成了简单的线性系统状态方程, 仿射非线性系统(3)与线性系统(10)是微分同胚的, 因此将非线性系统的渐近跟踪指定输出问题转化成了线性系统的渐近跟踪指定输出问题, 而线性系统的控制理论成熟, 控制器设计简单. 所谓渐近跟踪指定输出问题是寻找一个控制, 使系统输出在任意的初始条件下, 都能渐近地收敛到指定的参考函数 $y_R(t)$ .

考虑到单相APF的控制目标一是补偿负载电流谐波分量和无功分量; 二是稳定直流侧电容电压. 对于仿射非线性系统而言, 无论输出函数取 $y = x_1$ 或 $y = x_2$ , 都只能实现一个控制目标, 另一个控制目标只能采用其它的反馈环节来实现, 通常取输出函数 $y = x_1$ , 再通过一个外环PI控制得到直流侧电压维持稳定所需的充电电流叠加到补偿负载电流所需的电流上, 构成APF应输出电流的参考值 $y_R(t) = i_{c,\text{ref}} +$ 电容所需充电电流. 而对于线性系统(10)而言, 其输出函数为 $y = z_1 = (Lx_1^2 + Cx_2^2)/2$ , 该输出函数既包含了单相APF输出的补偿电流又包含了直流侧电容电压, 根据单相APF的控制目标可知, 其参考输出函数应为 $y_R(t) = (Li_{c,\text{ref}}^2 + Cv_{dc,\text{ref}}^2)/2$ , 当寻找到的控制律能实现系统输出渐近跟踪参考输出函数, 则同时实现了谐波补偿和稳定电压两个目标, 即实现了统一控制, 无须另加电压外环PI控制.

为了便于进行渐近跟踪问题的研究, 系统方程应转换为以误差为状态变量的形式. 首先定义误差 $e(t)$ 为实际输出 $y(t)$ 与指定参考输出 $y_R(t)$ 之差, 即

$$e(t) = y(t) - y_R(t). \quad (11)$$

其次, 在着手建立以误差为状态变量的系统方程前, 必须先给定控制律. 为了达到对指定输出的渐近跟踪, 所采用的控制律在 $z$ 坐标下的表达式为

$$v = y_R^{(2)} - c_1(z_2 - y_R^{(1)}) - c_0(z_1 - y_R), \quad (12)$$

其中 $y_R^{(1)}$ ,  $y_R^{(2)}$ 分别表示指定参考输出 $y_R(t)$ 的一阶导数和二阶导数. 注意到

$$\begin{cases} z_1 = y, \\ z_2 = \dot{z}_1 = \dot{y}. \end{cases}$$

把它们代入式(12)后, 得到控制律的另一形式

$$v = y_R^{(2)} - c_1 e^{(1)} - c_0 e. \quad (13)$$

把控制式(13)代入正则形式方程式(10), 并注意到  $\dot{z}_2 = y^{(2)}$ , 得到结果为

$$y^{(2)} = y_R^{(2)} - c_1 e^{(1)} - c_0 e,$$

即

$$e^{(2)} + c_1 e^{(1)} + c_0 e = 0, \quad (14)$$

这是以误差为状态的系统状态方程的高阶形式, 化为一般状态方程为

$$\begin{bmatrix} \dot{e}_1 \\ \dot{e}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -c_0 & -c_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \end{bmatrix}. \quad (15)$$

上述推导表明, 在式(13)的控制律下, 误差函数  $e$  满足一个二阶线性系统(15). 现在的问题是选择合适的系数  $c_0, c_1$ , 保证系统在原点(0, 0)全局稳定. 分别用  $\text{tr} A$  和  $\det A$  表示线性系统系数矩阵的迹和行列式. 首先须保证原点(0, 0)是系统的唯一平衡点, 则须满足

$$\det A = c_0 \neq 0. \quad (16)$$

根据系数矩阵  $A$  的特征值的取值不同, 原点(0, 0)呈现不同的稳定性能, 主要可分为鞍点(saddle)、阱点(sink)、源点(source)和中心(center)几种情形. 有源电力滤波器是一种动态跟踪的随动系统, 既要求原点(0, 0)是稳定的, 又要求线性系统(15)的状态轨迹快速趋近原点(0, 0), 因此  $c_0, c_1$  应取适当的值保证原点(0, 0)为阱点, 才能满足有源电力滤波器的性能要求. 根据文献[18]相关理论, 要保证二阶线性系统中的原点为阱点, 其系数矩阵  $A$  必须满足:

$$\begin{cases} (\text{tr} A)^2 - 4 \det A > 0, \\ \det A > 0, \\ \text{tr} A < 0. \end{cases} \quad (17)$$

针对线性系统(15)而言, 将  $\text{tr} A = -c_1, \det A = c_0$  代入式(17), 可得系数  $c_0, c_1$  应满足的约束关系:

$$\begin{cases} c_1^2 - 4c_0 > 0, \\ c_0 > 0, \\ c_1 > 0. \end{cases} \quad (18)$$

在满足式(18)约束关系的基础上,  $c_0, c_1$  的取值将直接影响系统趋近原点的速度和轨迹. 综合考虑有源电力滤波器的性能目标: 一是保持直流侧电压的稳定; 二是补偿电流的快速跟踪, 而后的快速性要求明显要比前者高. 又因为线性系统(15)的状态变量  $e_2$  直接跟补偿电流相关, 所以其对应的反馈系数  $c_1$  应取值较大, 以保证补偿电流的快速跟踪优先满足, 即  $c_1 > c_0$ . 经反复仿真验证, 当  $c_0 = 2 \times 10^4, c_1 = 5 \times 10^5$  时, 有源电力滤波器的谐波抑制率高, 且直流侧电压保持稳定.

本文提出的单相有源电力滤波器统一控制策略就是通过求解偏微分方程(组)的方法求解出一个既包含电压控制目标又包含电流控制目标的输出函数, 同时以该函数为输出函数又使系统满足精确反馈线性化条件. 然后通过精确反馈线性化过程, 将原非线性系统转化为一个简单的二阶线性系统. 最后利用线性系统理论对该二阶线性系统进行控制器设计. 跟已有有源电力滤波器控制策略比较, 该控制策略的最大特点是实现了电流目标和电压目标的统一控制, 省去了大多数已有控制策略的电压外环控制环节, 使整个控制系统简单、参数整定方便. 同时该策略又具有状态反馈线性化非线性控制方法动态响应快, 稳定性高的优点.

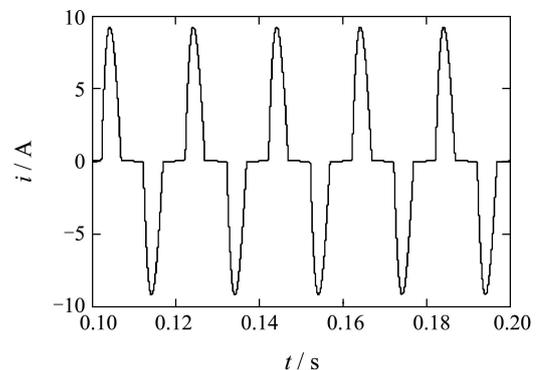
#### 4 仿真及实验验证(Simulation and experiments)

为了验证所采用控制策略的正确性以及优越性, 文章利用 MATLAB 对系统进行了数值仿真, 在相同开关频率的条件下, 与 PI 控制的三角载波控制方法进行了对比分析.

仿真系统结构如图1所示, 基本参数为电源电压为 110 V, 频率为 50 Hz; APF 交流侧电感为  $L = 4 \text{ mH}$ , 等效电阻  $R = 1 \Omega$ , 直流侧电容  $C = 4700 \mu\text{F}$ , 直流电压参考值为 200 V; 非线性负载为不控整流带 RC 并联负载,  $R = 50 \Omega, C = 500 \mu\text{F}$ . 开关频率为 10 kHz. 非线性统一控制方法的反馈系数取  $c_0 = 2 \times 10^4, c_1 = 5 \times 10^5$ . 与之对比的 PI 控制三角载波控制方法控制参数为: 电压外环 PI 控制  $k_P = 0.3, k_I = 1.5$ ; 电流内环 PI 控制  $k_P = 0.5, k_I = 60$ .

图2为补偿前电源电流的波形和谐波含量分析, 从波形图上可以看出, 电源电流发生了严重畸变, 含有大量谐波分量; 从频谱图可知, 总的谐波畸变  $\text{THD} \approx 65.4\%$ .

图3是采用 PI 控制的三角波载波调制控制法补偿后的电源电流波形和频谱. 从波形图可看出, 补偿效果较好, 电源电流波形正弦度较高, 但含有比较明显的纹波成分; 从频谱图上分析, 各次谐波都得到了一定的削弱, 总的谐波畸变  $\text{THD} \approx 2.49\%$ .



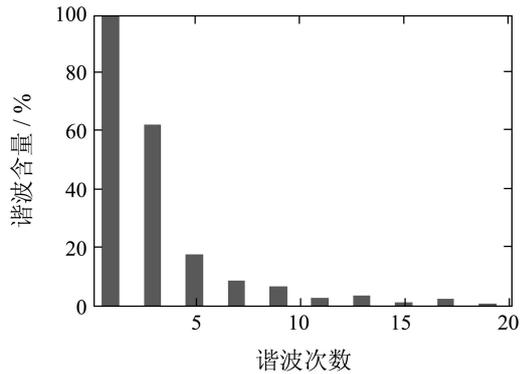


图2 补偿前电源电流波形及谐波频谱

Fig. 2 Supply current waveform and spectrum without compensation

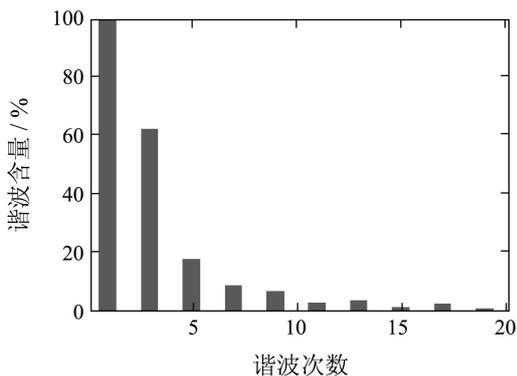
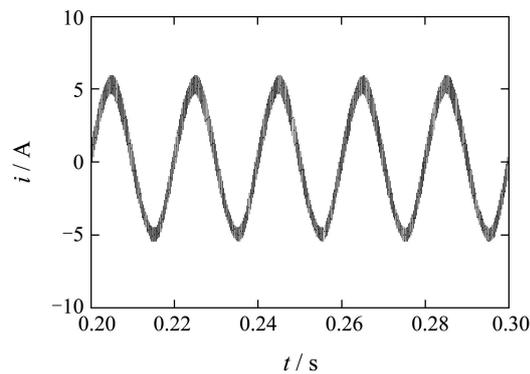
图3 采用PI控制方案补偿后电源电流波形及频谱  
Fig. 3 Supply current waveform and spectrum with compensation used PI controller

图4是采用非线性统一控制方法补偿后的电源电流波形和频谱。从波形图可看出,补偿电流都能很好地跟踪负载电流谐波成分的变化,电源电流波形上几乎没有尖峰,是与电源电压几乎同相位的正弦波形,而且几乎不含开关频率纹波分量;从频谱图上分析,各次谐波都得到了很好的衰减,总的谐波畸变只有 $\text{THD} \approx 0.99\%$ 。

对比图3和4可知,采用基于精确反馈线性化的非线性统一控制方法,具有响应速度快的优点,能很好地跟踪负载谐波电流的快速变化,其补偿后的电源电流的总谐波畸变率明显低于常规PI控制补偿后

的,且几乎不含开关频率纹波分量。因此,说明该控制方法具有比常规PI控制方法更为优越的谐波抑制效果。

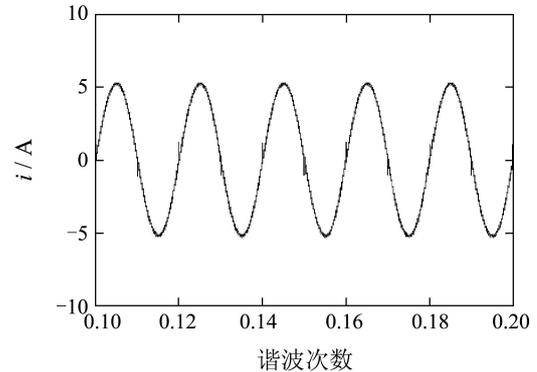


图4 采用非线性统一控制方案补偿后电源电流波形及频谱

Fig. 4 Supply current waveform and spectrum with compensation used nonlinear unified controller

为了验证本文所提出的非线性统一控制方法在直流侧电容电压控制方面的可行性和优越性,对在电容无预充电情况下,对两种控制方法的启动过程进行了比较研究。图5为采用两种控制方法的情况下,直流侧电容电压的启动过程比较。由图可知,采用非线性统一控制方法时,电容电压 $v_{dc}$ 迅速上升到预设值,无超调,过渡过程短暂(约0.02 s就达到预设值,且保持稳定)。而采用PI控制时,存在明显的超调量,且过渡过程长(约为0.2 s)。因此,可以说明在直流侧电容电压控制方面,非线性统一控制方法比常规PI控制具有更优越的动、静态性能。

为验证所提控制策略的正确性和可行性,利用TMS320F2812作为主控芯片搭建了一台单相并联型有源电力滤波器实验样机。样机参数为:交流输入电压有效值为110 V,开关频率为10 kHz,直流侧电压为200 V,交流侧电感为4 mH,负载为不控整流桥带电阻负载 $R = 5 \Omega$ 。测试仪器为示波器(Tektronix TDS3012B)和电流钳表(Tektronix A622)。考虑到控制参数 $c_0, c_1$ 数值较大,在程序设计中使用TI公司推

出的IQ math Library函数库. 在IQ math Library中用32位表示一个定点数, 因此数的范围可达到 $-2^{30} \sim 2^{30} - 1$ . 先用IQN值较低的数据格式存储 $c_0, c_1$ , 当运算结果较小时, 利用函数库自带的转换函数提高IQN值, 以提高精度.

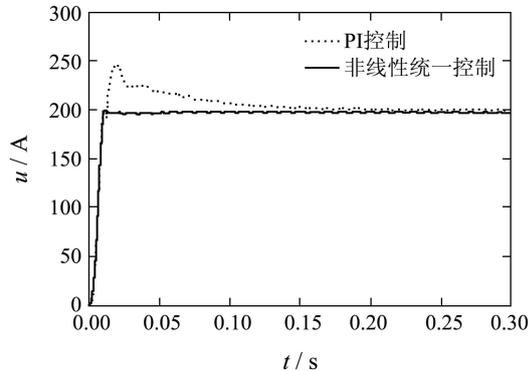


图 5 两种控制方法的直流侧电容电压启动过程比较  
Fig. 5 Start waveform comparison of DC bus voltage for two control methods

图6所示为未接入APF达到稳态后的电源电压 $u_s$ 和电源电流 $i_s$ 的实验所测波形. 由图可知: 由于负载为不控整流非线性负载, 电源电流 $i_s$ 为非正弦波形, 含有大量谐波分量, 其波形符合不控整流负载产生的负载电流的特点.

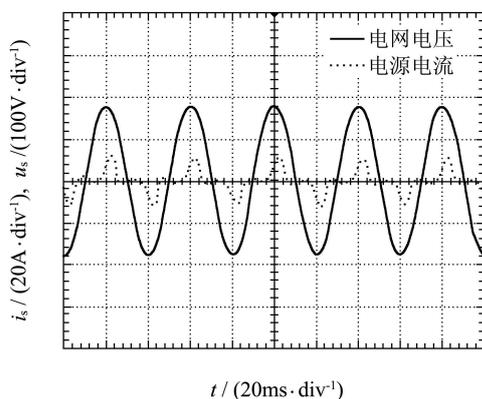


图 6 补偿前电源电压和电源电流实验波形  
Fig. 6 Supply voltage and current experimental waveforms without compensation

图7所示为补偿后电源电压和电流实验所测波形. 由图可知: 电流波形基本上和电压波形同相, 且为正弦波形, 说明所接入的APF同样对负载电流的无功分量和谐波分量进行了有效补偿, 抑制了谐波电路和无功电流注入电网.

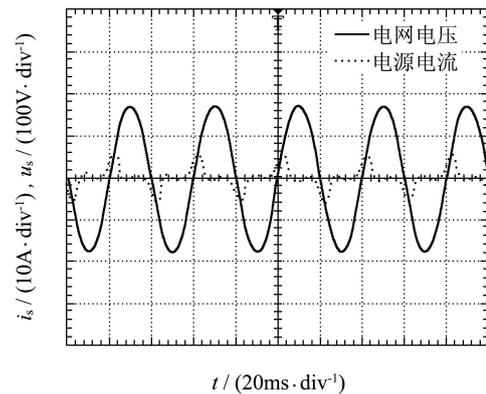


图 7 补偿后电源电压和电源电流实验波形  
Fig. 7 Supply voltage and current experimental waveforms after compensation

### 5 结论(Conclusion)

有源滤波器是一种性能理想的谐波治理设备, 但同时也是一种多变量强耦合的非线性随动系统. 本文提出了一种基于精确反馈线性化的单相有源电力滤波器统一控制策略, 跟已有控制策略的直流侧电压和补偿电流分别控制比较, 该策略实现了直流侧电压和补偿电流的统一控制. 该策略通过定义一个包含电流控制变量和电压控制变量的输出函数, 对原非线性系统进行反馈线性化, 将原非线性系统转换成简单二阶线性系统. 再根据控制目标, 利用成熟的线性系统理论, 设计出控制器实现了其输出函数对指令值的渐近跟踪, 通过仿真比较和实验验证, 本文所提出的控制策略具有以下优点:

- 1) 由于采用了精确反馈线性化, 使系统的动态响应速度提高, 稳态精度得到改善. 从而使单相APF的谐波抑制率进一步提高, 而且开关频率分量大大减少.
- 2) 该控制策略的最大优点是实现了补偿电流和直流侧电压的统一控制, 省去了电压控制环节, 从而使控制系统简单, 避免了控制参数的整定, 提高了系统的稳定性. 而且该策略对直流侧电压的控制也具有比常规PI控制更优越的动、静态性能.
- 3) 本文所提出的控制律简单, 易数字化实现, 具有工程实用意义.

### 参考文献(References):

[1] 王兆安, 杨君, 刘进军, 等. 谐波抑制和无功功率补偿[M]. 北京: 机械工业出版社, 2006.  
(WANG Zhaoan, YANG Jun, LIU Jinjun, et al. *Harmonic Suppression and Reactive Power Compensation*[M]. Beijing: China Machine Press, 2006.)

- [2] 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]. *Proceeding of the CSEE*, 2000, 20(9): 17–21.)
- [3] 戴朝波, 林海雪, 雷林绪. 两种谐波电流检测方法的比较研究[J]. 中国电机工程学报, 2002, 22(1): 80–84.  
(DAI Chaobo, LIN Haixue, LEI Linxu. A study of the comparison of two harmonic current detecting methods[J]. *Proceeding of the CSEE*, 2002, 22(1): 80–84.)
- [4] SIMONE B, LIUGI M, PAOLO M. Comparison of current control techniques for active filter applications[J]. *Journal of Industrial Electronics*, 1998, 45(5): 722–729.
- [5] 周卫平, 吴正国, 刘大明, 等. 有源电力滤波器变趋近律滑模变结构控制[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(23): 91–94.  
(ZHOU Weiping, WU Zhengguo, LIU Daming, et al. The variable reaching law sliding mode control strategy for three-phase three-wire active power filter[J]. *Proceeding of the CSEE*, 2005, 25(23): 91–94.)
- [6] CHEN Y M, O'CONNELL R M. Active power line conditioner with a neural network control[J]. *Journal of Industry Applications*, 1997, 31(6): 1131–1136.
- [7] 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, 21(4): 631–634.  
(TANG Xin, LUO An, TAN Tianyuan. Active power filter with a proportional recursive integral controller[J]. *Control Theory & Applications*, 2004, 21(4): 631–634.)
- [8] CHEVREL P, AUGER F.  $H_\infty$  control for a single-phase active power filter: a systematic approach[C] // *Proceedings of IEEE Power Electronics Specialists Conference*. New York: IEEE, 1996, 2: 1112–1118.
- [9] 周林, 蒋建文, 周维维, 等. 基于单周控制的三相四线有源电力滤波器[J]. 中国电机工程学报, 2003, 23(3): 85–88.  
(ZHOU Lin, JIANG Jianwen, ZHOU Luowei, et al. 3-phase 4-wire active power filter with one circle control[J]. *Proceeding of the CSEE*, 2003, 23(3): 85–88.)
- [10] 钟庆, 吴捷, 杨金明. 无源性控制在有源电力滤波器中的应用[J]. 控制理论与应用, 2003, 20(3): 713–718.  
(ZHONG Qing, WU Jie, YANG Jinming. Application of passivity-based control in active power filter[J]. *Control Theory & Applications*, 2003, 20(3): 713–718.)
- [11] 胡跃明. 非线性控制系统理论与应用[M]. 北京: 国防工业出版社, 2005.  
(HU Yue ming. *Nonlinear control system theory and application*[M]. Beijing: National Defense Industrial Press, 2005.)
- [12] ISIDORI A. Nonlinear control systems[M] // *Communications and Control Engineering Series*. Berlin, Germany: Springer-Verlag, 1995.
- [13] DIVELBISS A W, WEN J T. A path space approach to nonholonomic motion planning in the presence of obstacles[J]. *Journal of Robot. & Automat*, 1997, 13(3): 443–451.
- [14] 卢强, 孙元章. 电力系统非线性控制[M]. 北京: 科学出版社, 1993.  
(LU Qiang, SUN Yuanzhang. *Nonlinear Control of Power System*[M]. Beijing: Science Press, 1993.)
- [15] 邓卫华, 张波, 胡宗波, 等. CCM Buck变换器的状态反馈精确线性化的非线性解耦控制研究[J]. 中国电机工程学报, 2004, 24(5): 120–125.  
(DENG Wweihua, ZHANG Bo, HU Zongbo, et al. Research of nonlinear decoupled control law using state variable feedback linearization method based on the CCM Buck converter[J]. *Proceeding of the CSEE*, 2004, 24(5): 120–125.)
- [16] 邓卫华, 张波, 丘东元, 等. CCM Boost变换器状态反馈精确线性化与非线性PID控制研究[J]. 中国电机工程学报, 2004, 24(8): 40–50.  
(DENG Weihua, ZHANG Bo, QIU Dongyuan, et al. The research of state variable feedback linearization method on the CCM Boost converter and nonlinear PID control law[J]. *Proceeding of the CSEE*, 2004, 24(8): 45–50.)
- [17] 邓卫华, 张波, 丘东元, 等. 三相电压型PWM整流器状态反馈精确线性化解耦控制研究[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(7): 97–103.  
(DENG Weihua, ZHANG Bo, QIU Dongyuan, et al. Research of decoupled control law using state variable feedback linearization method of three-phase voltage source PWM rectifier[J]. *Proceeding of the CSEE*, 2005, 25(7): 97–103.)
- [18] HIRSCH Morris W, SMALE Stephen. *Differential Equations, Dynamical Systems, and an Introduction to Chaos*[M]. Singapore: Elsevier Pte Ltd, 2007.

#### 作者简介:

**乐江源** (1975—), 男, 博士研究生, 主要研究方向为电力电子在电力系统中的应用、非线性系统控制等, E-mail: jy.le@mail.scut.edu.cn;

**谢运祥** (1965—), 男, 博士生导师, 主要研究方向为电力电子及电力传动, E-mail: yx.xie@scut.edu.cn;

**公伟勇** (1985—), 男, 硕士研究生, 主要研究方向为电能质量治理, E-mail: wy.gong@mail.scut.edu.cn;

**张志** (1981—), 男, 博士, 主要研究方向为新能源开发与利用, E-mail: zhi.zhang@mail.scut.edu.cn.