

## 并联混合有源滤波器逆系统解耦控制

鲁伟<sup>†</sup>, 李春文, 徐长波

(清华大学 自动化系, 北京 100084)

**摘要:** 针对并联混合有源滤波器(SHAPF)这一强耦合非线性系统的控制问题, 提出了一种基于逆系统方法的SHAPF反馈线性化解耦控制策略. 首先根据SHAPF非线性数学模型, 采用逆系统方法生成其 $\alpha$ 阶积分逆系统, 进而构造出解耦的伪线性系统, 然后利用极点配置方法对伪线性系统进行综合, 设计了系统的闭环控制器, 并给出了系统零动态的镇定条件, 保证了闭环控制系统的稳定性. 最后仿真实验表明该控制策略能够有效消除电网中的谐波电流, 并且与传统线性反馈-前馈控制策略相比, 该控制策略具有更好的动静态性能.

**关键词:** 谐波; 混合有源滤波器; 逆系统; 极点配置; 零动态

中图分类号: TM76 文献标识码: A

## Inverse system method based decoupling control of shunt hybrid active power filter

LU Wei<sup>†</sup>, LI Chun-wen, XU Chang-bo

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

**Abstract:** To tackle the strong coupling and nonlinearity of the shunt hybrid active power filter (SHAPF) system, we propose a novel feedback linearization control strategy based on the inverse system method. To the nonlinear model of SHAPF, we apply the inverse system method to produce its  $\alpha$ th inverse system, from which the decoupled pseudo-linear system is obtained. This pseudo-linear system is synthesized by using the pole assignment method to design the controller for the closed-loop system. The stabilization condition of the zero dynamics of the SHAPF is presented, which ensures the stability of the close-loop system. Simulations show that the harmonics can be effectively eliminated by the proposed control strategy, and a better steady-state and transient performances can be achieved in comparison with the traditional linear feedback-feedforward control strategy.

**Key words:** harmonics; hybrid active power filter; inverse system; pole assignment; zero dynamics

### 1 引言(Introduction)

电力电子非线性负载的广泛使用给电网造成了严重的谐波污染. 传统的谐波治理措施是采用由电容电感组成的无源滤波器(passive power filter, PPF), 由于其便于维护、成本较低, 在电网中得到了广泛应用, 但其只能消除特定次谐波, 且滤波性能受电网参数影响较大<sup>[1]</sup>. 基于功率变换器的有源滤波器(active power filter, APF)能够动态实时补偿电网中的各次谐波, 且滤波性能受电网参数影响很小<sup>[2]</sup>, 但其造价较高, 不易实现大容量谐波治理.

结合了PPF和APF优点的混合有源滤波器(hybrid active power filter, HAPF)在降低系统成本的同时能够获得很好的滤波效果, 是电网谐波治理实用化研究的重要方向. 目前已有多种HAPF的拓扑结构被提出<sup>[3-9]</sup>, 其中由一组单调谐PPF和APF串联后不经过耦合变压器直接并入电网的方案<sup>[7-9]</sup>, 由于其结构简单,

易于在PPF或APF基础上改造而成, 得到了国内外学者的广泛关注, 本文即针对此拓扑结构的并联混合有源滤波器(shunt hybrid active power filter, SHAPF)进行研究.

SHAPF的控制器是决定其谐波治理效果的关键因素之一, 目前已有多种控制方法应用于SHAPF控制器的设计中. 文献[7]提出了一种反馈-前馈的线性控制方法, 但由于SHAPF系统自身固有的强耦合非线性, 线性控制器难以同时获得理想的动静态性能. 文献[8]提出了一种新型的滑模变结构控制算法, 但是抖振问题在一定程度上限制了其应用. 文献[9]提出了一种基于Lyapunov稳定性理论的非线性控制方法, 但控制器结构较为复杂, 实现时需要进行一定的近似处理. 逆系统方法<sup>[10]</sup>作为一种反馈线性化解耦控制方法, 具有物理概念清晰、应用简便的显著优点, 已经在功率变换器<sup>[11-12]</sup>和电机系统<sup>[13-14]</sup>等多个研究领域得到了

应用,并且取得了很好的控制效果.但逆系统方法在SHAPF系统中的应用还很少.

本文针对SHAPF非线性数学模型,首先采用逆系统方法生成其 $\alpha$ 阶积分逆系统,构造出SHAPF解耦的伪线性系统,然后基于极点配置方法对伪线性系统进行综合,并对系统零动态稳定性进行了分析,提出了一种新的SHAPF非线性控制策略.仿真实验结果验证了该控制策略的正确性和有效性.

## 2 SHAPF的数学模型(Mathematic model of SHAPF)

本文研究的SHAPF电路拓扑如图1所示.它由APF和一组单调谐PPF串联后并入电网,PPF承担系统基波电压,APF仅提供与谐波电流对应的谐波电压,因此与传统APF相比,有源部分的容量可以大大降低.其中: $v_{Sj}$ ,  $j = a, b, c$ ,为三相理想电网电压; $v_{Cj}$ 为PPF电容两端的电压; $v_{Lj}$ 为公共连接点(point of common coupling, PCC)处的电压; $i_{Sj}$ ,  $i_{Lj}$ 和 $i_{Fj}$ 分别为电网电流、负载电流和PPF支路的电流; $L_S$ 为电网侧等效电感; $C_F$ ,  $L_F$ 和 $R_F$ 分别为PPF的电容、电感和电阻; $C_{dc}$ 和 $v_{dc}$ 为直流侧电容和其两端的电压; $S_1 \sim S_6$ 为6个开关器件IGBT.

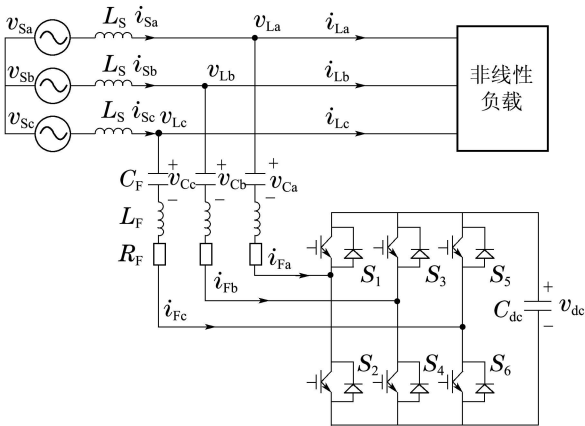


图1 SHAPF的电路拓扑

Fig. 1 Topology of the SHAPF

由文献[9]可知,SHAPF在 $d$ - $q$ 同步旋转坐标系下的数学模型为

$$\begin{cases} L_F \dot{i}_{Fd} = -R_F i_{Fd} + \omega L_F i_{Fq} - v_{Cd} - u_d v_{dc} + v_{Ld}, \\ L_F \dot{i}_{Fq} = -R_F i_{Fq} - \omega L_F i_{Fd} - v_{Cq} - u_q v_{dc} + v_{Lq}, \\ C_F \dot{v}_{Cd} = i_{Fd} + \omega C_F v_{Cq}, \\ C_F \dot{v}_{Cq} = i_{Fq} - \omega C_F v_{Cd}, \\ C_{dc} \dot{v}_{dc} = u_d i_{Fd} + u_q i_{Fq}, \end{cases} \quad (1)$$

其中: $v_{Ck}$ ,  $i_{Fk}$ ,  $v_{Lk}$ 和 $u_k$ ,  $k = d, q$ ,分别表示 $d$ - $q$ 坐标系下PPF电容两端的电压、流经PPF支路的电流、

PCC处的电压和开关器件的等效占空比函数; $\omega$ 为电网电压角频率.

为了便于系统控制器的设计,将SHAPF系统模型表示成如下仿射非线性的形式:

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x) + g(x)u, \\ y = h(x), \end{cases} \quad (2)$$

其中: $x = [i_{Fd} \ i_{Fq} \ v_{Cd} \ v_{Cq} \ v_{dc}]^T$ ,  $u = [u_d \ u_q]^T$ 和 $y = [y_1 \ y_2]^T = [i_{Fd} \ i_{Fq}]^T$ 分别为系统的状态变量、控制变量和输出变量,函数 $f(x)$ 和 $g(x)$ 分别为

$$f(x) = \begin{bmatrix} (-R_F i_{Fd} + \omega L_F i_{Fq} - v_{Cd} + v_{Ld})/L_F \\ (-R_F i_{Fq} - \omega L_F i_{Fd} - v_{Cq} + v_{Lq})/L_F \\ (i_{Fd} + \omega C_F v_{Cq})/C_F \\ (i_{Fq} - \omega C_F v_{Cd})/C_F \\ 0 \end{bmatrix},$$

$$g(x) = \begin{bmatrix} -v_{dc}/L_F & 0 \\ 0 & -v_{dc}/L_F \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ i_{Fd}/C_{dc} & i_{Fq}/C_{dc} \end{bmatrix}.$$

由式(2)可以看出SHAPF系统是一个具有5个状态变量,2输入2输出的强耦合非线性系统.为了避免系统状态变量与控制变量的耦合非线性对系统控制性能的影响,本文采用逆系统方法对SHAPF进行线性化解耦控制.

## 3 SHAPF逆系统控制器的设计(Inverse system controller design for SHAPF)

### 3.1 SHAPF的逆系统(Inverse system of SHAPF)

逆系统方法的基本思想是根据被控对象的数学模型生成一种可用反馈方法实现的 $\alpha$ 阶积分逆系统,将被控对象补偿为具有线性传递关系的且已解耦的伪线性系统,进而运用线性系统设计理论完成伪线性系统的综合<sup>[10]</sup>.

根据逆系统求解方法,对SHAPF输出方程不断进行求导,直至 $J = [y_1^{(\alpha_1)} \ y_2^{(\alpha_2)}]^T$ 中各分量均显含控制变量 $u$ .描述如下:

$$J = \begin{bmatrix} \dot{y}_1 \\ \dot{y}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (-R_F i_{Fd} + \omega L_F i_{Fq} - v_{Cd} + v_{Ld} - v_{dc} u_d)/L_F \\ (-R_F i_{Fq} - \omega L_F i_{Fd} - v_{Cq} + v_{Lq} - v_{dc} u_q)/L_F \end{bmatrix}, \quad (3)$$

进而可知 $J$ 对控制变量 $u$ 的雅可比矩阵为

$$\frac{\partial J}{\partial u^T} = \begin{bmatrix} -v_{dc}/L_F & 0 \\ 0 & -v_{dc}/L_F \end{bmatrix}. \quad (4)$$

由于SHAPF工作时, 直流侧电容电压 $v_{dc}$ 恒为正, 即 $\partial J/\partial u^T$ 非奇异. 由式(3)可知系统的相对阶向量为 $\alpha = [\alpha_1, \alpha_2]^T = [1, 1]^T$ , 显然 $\alpha_1 + \alpha_2 = 2$ 小于系统阶数 $n = 5$ , 所以SHAPF系统是 $\alpha$ 阶可逆的.

令

$$\begin{bmatrix} \varphi_1 \\ \varphi_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{y}_1 \\ \dot{y}_2 \end{bmatrix} \quad (5)$$

作为新的输入, 代入式(3)可知SHAPF的 $\alpha$ 阶积分逆系统为

$$\begin{cases} u_d = (v_{Ld} - R_F i_{Fd} + \omega L_F i_{Fq} - v_{Cd} - L_F \varphi_1)/v_{dc}, \\ u_q = (v_{Lq} - R_F i_{Fq} - \omega L_F i_{Fd} - v_{Cq} - L_F \varphi_2)/v_{dc}. \end{cases} \quad (6)$$

将式(6)表示的 $\alpha$ 阶积分逆系统串联到SHAPF原系统之前, 即可得到一个解耦的伪线性系统

$$y = \begin{bmatrix} s^{-1} & 0 \\ 0 & s^{-1} \end{bmatrix} \varphi, \quad (7)$$

其中 $\varphi = [\varphi_1 \ \varphi_2]^T$ . 它相当于两个一阶线性积分子系统, 这样对SHAPF这一非线性强耦合多输入多输出系统的控制就转化为对两个一阶线性子系统的控制. 根据以上分析可知基于逆系统方法的SHAPF反馈线性化解耦框图如图2所示.

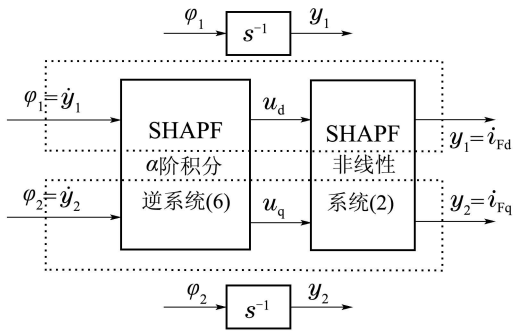


图2 SHAPF的逆系统反馈线性化解耦

Fig. 2 Feedback linearization and decoupling of SHAPF with inverse system method

### 3.2 控制器设计(Controller design)

SHAPF的基本工作原理是通过控制注入到电网的补偿电流 $y_1(i_{Fd})$ 和 $y_2(i_{Fq})$ , 使其准确跟踪由谐波检测电路获得的 $d$ 轴和 $q$ 轴电流指令信号 $y_1^*(i_{Fd}^*)$ 和 $y_2^*(i_{Fq}^*)$ , 从而消除电网中非线性负载产生的谐波电流, 使电网电流为期望的正弦波. 因此SHAPF系统是一个典型的随动控制系统.

针对式(7)所示的伪线性系统, 可以应用多种控制策略进行系统控制器的设计. 为了克服系统建模误差和参数漂移等不确定因素对控制性能的影响, 本文设计如下带有积分环节的控制输入:

$$\begin{bmatrix} \varphi_1 \\ \varphi_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{y}_1^* + k_{11}e_1 + k_{12} \int_0^t e_1 d\tau \\ \dot{y}_2^* + k_{21}e_2 + k_{22} \int_0^t e_2 d\tau \end{bmatrix}, \quad (8)$$

其中: 系统输出跟踪误差 $e_1 = y_1^* - y_1$ ,  $e_2 = y_2^* - y_2$ , 且参数 $k_{11}$ ,  $k_{12}$ ,  $k_{21}$ 和 $k_{22}$ 均为正数. 进而由式(5)和式(8)可知闭环系统输出跟踪误差的动态方程为

$$\begin{cases} \ddot{e}_1 + k_{11}\dot{e}_1 + k_{12}e_1 = 0, \\ \ddot{e}_2 + k_{21}\dot{e}_2 + k_{22}e_2 = 0. \end{cases} \quad (9)$$

显然, 闭环系统的特征方程为

$$\begin{cases} s^2 + k_{11}s + k_{12} = 0, \\ s^2 + k_{21}s + k_{22} = 0. \end{cases} \quad (10)$$

本文通过极点配置方法<sup>[15]</sup>设计参数 $k_{11}$ ,  $k_{12}$ ,  $k_{21}$ 和 $k_{22}$ , 使闭环系统的极点, 即闭环系统特征方程的特征根全部落在 $s$ 平面负实轴上, 从而系统输出跟踪误差以指数形式收敛到0.

联立式(6)和式(8), 可得系统的非线性反馈控制律为

$$\begin{cases} u_d = [v_{Ld} - R_F i_{Fd} - L_F k_{11}(i_{Fd}^* - i_{Fd}) - L_F k_{12} \int_0^t (i_{Fd}^* - i_{Fd}) d\tau + \omega L_F i_{Fq} - v_{Cd} - L_F i_{Fq}^*]/v_{dc}, \\ u_q = [v_{Lq} - R_F i_{Fq} - L_F k_{21}(i_{Fq}^* - i_{Fq}) - L_F k_{22} \int_0^t (i_{Fq}^* - i_{Fq}) d\tau - \omega L_F i_{Fd} - v_{Cq} - L_F i_{Fd}^*]/v_{dc}. \end{cases} \quad (11)$$

上式是由SHAPF的伪线性系统进行控制器综合得到的, 由于SHAPF系统的相对阶小于系统阶数, 系统存在着3个零动态<sup>[16-17]</sup>, 为了保证闭环系统的稳定性和控制性能, 需要进一步对零动态的稳定性进行分析.

### 4 零动态稳定性分析(Stability analysis of zero dynamics)

针对三相平衡阻感性负载, 负载电流在 $d$ - $q$ 坐标系下可写成

$$\begin{cases} i_{Ld} = I_{Ld0} + \sum_{k=6,12,18,\dots}^N I_{Ldk} \cos(k\omega t + \psi_{Ldk}), \\ i_{Lq} = I_{Lq0} + \sum_{k=6,12,18,\dots}^N I_{Lqk} \cos(k\omega t + \psi_{Lqk}), \end{cases} \quad (12)$$

其中 $I_{Ld0}$ ,  $I_{Lq0}$ ,  $I_{Ldk}$ ,  $I_{Lqk}$ ,  $\psi_{Ldk}$ ,  $\psi_{Lqk}$ 为常数. 由于SHAPF中单调谐PPF承担系统基波电压, 其产生的基波有功及无功电流在 $d$ - $q$ 坐标系下可表示为

$$\begin{cases} I_{Fd0} = \sqrt{3}V_m \cos \theta_F / |Z_F|, \\ I_{Fq0} = \sqrt{3}V_m \sin \theta_F / |Z_F|, \end{cases} \quad (13)$$

其中:  $V_m$ 为电网电压有效值, PPF的阻抗模值和相位角分别为 $|Z_F| = \sqrt{R_F^2 + (\omega L_F - 1/\omega C_F)^2}$ ,  $\theta_F = \arctan[(1/\omega C_F - \omega L_F)/R_F]$ . 基于SHAPF的控制原

理,其补偿电流指令信号可表示为

$$\begin{cases} i_{Fd}^* = I_{Fd0} - \sum_{k=6,12,18,\dots}^N I_{Ldk} \cos(k\omega t + \psi_{Ldk}), \\ i_{Fq}^* = I_{Fq0} + I_{ex} - \sum_{k=6,12,18,\dots}^N I_{Lqk} \cos(k\omega t + \psi_{Lqk}), \end{cases} \quad (14)$$

其中常数 $I_{ex}$ 为附加的基波无功电流.如下定理具体给出了 $I_{ex}$ 和系统零动态稳定性之间的关系.

**定理1** 针对SHAPF系统(2),给定系统的控制律(11)和输出指令信号(14),若 $I_{ex} = 0$ ,则系统零动态不稳定;而若条件

$$\begin{cases} I_{Fq0} \geq \sqrt{\frac{1}{2} \sum_{k=6,12,18,\dots}^N (I_{Ldk}^2 + I_{Lqk}^2)}, \\ I_{ex} = \sqrt{I_{Fq0}^2 - \frac{1}{2} \sum_{k=6,12,18,\dots}^N (I_{Ldk}^2 + I_{Lqk}^2)} - I_{Fq0} \end{cases} \quad (15)$$

满足,则系统零动态稳定.

**证** 由SHAPF系统(2)及系统的相对阶向量可知,系统零动态方程为

$$\begin{cases} \dot{v}_{Cd} = (i_{Fd} + \omega C_F v_{Cq})/C_F, \\ \dot{v}_{Cq} = (i_{Fq} - \omega C_F v_{Cd})/C_F, \\ \dot{v}_{dc} = (i_{Fd} u_d + i_{Fq} u_q)/C_{dc}. \end{cases} \quad (16)$$

在控制率(11)及系统输出 $i_{Fd} = i_{Fd}^*$ 和 $i_{Fq} = i_{Fq}^*$ 满足时,系统零动态方程变为

$$\begin{cases} \dot{v}_{Cd} = (i_{Fd}^* + \omega C_F v_{Cq})/C_F, \\ \dot{v}_{Cq} = (i_{Fq}^* - \omega C_F v_{Cd})/C_F, \\ \dot{v}_{dc} = [i_{Fd}^* (v_{Ld} - L_F i_{Fd}^* - R_F i_{Fd}^* - v_{Cd}) + i_{Fq}^* (v_{Lq} - L_F i_{Fq}^* - R_F i_{Fq}^* - v_{Cq})]/(C_{dc} v_{dc}). \end{cases} \quad (17)$$

将式(14)带入上式可求得零动态 $v_{Cd}$ 和 $v_{Cq}$ 的解析解为(推导过程见附录):

$$\begin{cases} v_{Cd} = [I_{Fq0} + I_{ex} + \sum_{k=6,12,18,\dots}^N (A_k \sin(k\omega t) + B_k \cos(k\omega t))]/(\omega C_F), \\ v_{Cq} = [-I_{Fd0} + \sum_{k=6,12,18,\dots}^N (C_k \sin(k\omega t) + D_k \cos(k\omega t))]/(\omega C_F), \end{cases} \quad (18)$$

其中:

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} A_k \\ B_k \end{bmatrix} = \frac{1}{1-k^2} \begin{bmatrix} k I_{Ldk} \cos \psi_{Ldk} + I_{Lqk} \sin \psi_{Lqk} \\ k I_{Ldk} \sin \psi_{Ldk} - I_{Lqk} \cos \psi_{Lqk} \end{bmatrix}, \\ \begin{bmatrix} C_k \\ D_k \end{bmatrix} = \frac{1}{1-k^2} \begin{bmatrix} k I_{Lqk} \cos \psi_{Lqk} - I_{Ldk} \sin \psi_{Ldk} \\ k I_{Lqk} \sin \psi_{Lqk} + I_{Ldk} \cos \psi_{Ldk} \end{bmatrix}. \end{cases}$$

显然零动态 $v_{Cd}$ 和 $v_{Cq}$ 是周期为 $T = \pi/(3\omega)$ 的有界信号.此外,令 $\eta = v_{dc}^2$ ,则零动态 $v_{dc}$ 的动态方程可变换为

$$\dot{\eta} = [i_{Fd}^* (v_{Ld} - L_F i_{Fd}^* - R_F i_{Fd}^* - v_{Cd}) + i_{Fq}^* (v_{Lq} - L_F i_{Fq}^* - R_F i_{Fq}^* - v_{Cq})]/(2C_{dc}). \quad (19)$$

对于理想三相电网电压,电网侧阻抗很小,可取 $v_{Ld} = \sqrt{3}V_m$ ,  $v_{Lq} = 0$ .依式(14)(18)易知 $i_{Fd}^* (-L_F i_{Fd}^* - v_{Cd}) + i_{Fq}^* (v_{Lq} - L_F i_{Fq}^* - v_{Cq})$ 是一个周期为 $T$ 的信号.因此,对式(19)在一个周期 $T$ 内进行周期平均,可知

$$\begin{aligned} \frac{1}{T} \int_0^T \dot{\eta} dt &= \\ \frac{1}{2TC_{dc}} \int_0^T (i_{Fd}^* v_{Ld} - R_F i_{Fd}^{*2} - R_F i_{Fq}^{*2}) dt &= \\ -\frac{R_F}{2C_{dc}} [I_{ex}^2 + 2I_{Fq0} I_{ex} + \frac{1}{2} \sum_{k=6,12,18,\dots}^N (I_{Ldk}^2 + I_{Lqk}^2)]. \end{aligned} \quad (20)$$

由于 $R_F$ ,  $I_{Ldk}$ 和 $I_{Lqk}$ 均不为零,若 $I_{ex} = 0$ ,上式即为

$$\frac{1}{T} \int_0^T \dot{\eta} dt = -\frac{R_F}{4C_{dc}} \sum_{k=6,12,18,\dots}^N (I_{Ldk}^2 + I_{Lqk}^2) < 0. \quad (21)$$

这说明 $\eta$ 随时间振荡衰减,由于 $\eta$ 和零动态 $v_{dc}$ 之间的正相关性,所以零动态 $v_{dc}$ 是不稳定的.

若式(15)满足,则式(20)为

$$\frac{1}{T} \int_0^T \dot{\eta} dt = 0. \quad (22)$$

这说明 $\eta$ 是一个周期为 $T$ 的信号,易知零动态 $v_{dc}$ 有界,并且 $C_{dc}$ 取值越大,其波动越小.从而可知系统零动态稳定.

由上述定理可知,通过向SHAPF补偿电流指令信号添加一个合适的常数 $I_{ex}$ ,即可保证零动态的稳定性.考虑到系统参数无法精确获得,直接通过式(15)计算 $I_{ex}$ 具有较大困难.由式(22)可知,通过控制 $\eta$ 也能达到镇定系统零动态的目的.为此本文设计了一个PI调节器:

$$I_{ex} = k_p(\eta - \eta^*) + k_i \int_0^t (\eta - \eta^*) d\tau, \quad (23)$$

其中 $k_p$ 和 $k_i$ 为PI调节器的比例和积分系数, $\eta^* = V_{dc}^2$ .

由以上分析可知,SHAPF系统零动态的镇定问题本质上是SHAPF直流侧电容电压 $v_{dc}$ 的控制问题.从能量的角度看,若不对 $v_{dc}$ 进行附加的控制,由于SHAPF的系统损耗(包括PPF的损耗和开关器件的损耗等),直流侧电容电压将持续降低,只有施加一定的控制才能保证其稳定,这与系统零动态的镇定相吻合.综上可得SHAPF系统控制框图如图3所示.

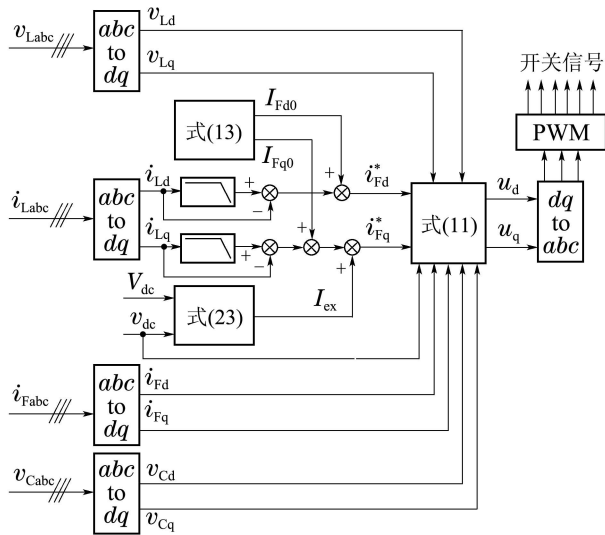


图3 SHAPF控制框图

Fig. 3 Control structure of the SHAPF

### 5 仿真实验研究(Simulation and results)

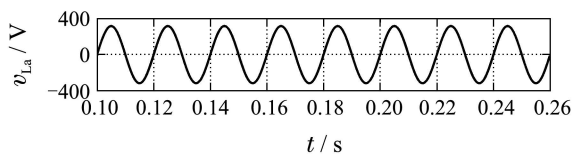
为验证本文所提控制策略的有效性,在MATLAB/Simulink环境下对图1所示的SHAPF系统进行仿真实验研究,并且与传统线性反馈-前馈控制策略<sup>[7]</sup>进行了对比研究.选取逆系统控制器参数 $k_{11} = k_{21} = 500000$ ,  $k_{12} = k_{22} = 100000$ ,传统控制器反馈增益 $K = 50$ ,其他系统参数如表1所示.

表1 系统仿真参数

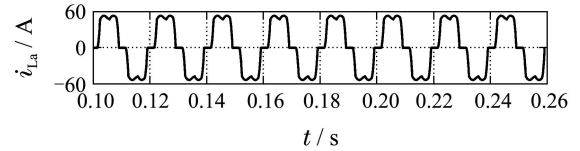
Table 1 System parameters for simulation

系统参数	数值
电网电压 $V_m$ (有效值)和频率	220 V/50 Hz
电网侧等效电感 $L_S$	0.01 mH
无源滤波器 $C_F, L_F$ 和 $R_F$	100 uF/2 mH/0.2 $\Omega$
直流侧电容 $C_{dc}$	10000 $\mu$ F
直流侧电容电压参考值 $V_{dc}$	160 V
直流侧PI调节器参数 $k_p$ 和 $k_i$	0.01, 0.005
PWM频率	10 kHz
三相整流桥负载 $L_1$	10 $\Omega$ /5 mH
三相整流桥负载 $L_2$	15 $\Omega$ /5 mH

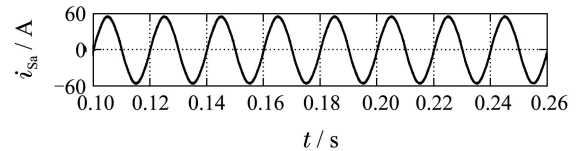
当非线性负载为不可控整流器负载 $L_1$ 时,分别采用本文所提控制策略和传统线性反馈-前馈控制策略对电网谐波进行补偿,进入稳态后PCC处电压 $v_{La}$ 、负载电流 $i_{La}$ 、电网电流 $i_{Sa}$ 、PPF电容电压 $v_{Ca}$ 和直流侧电容电压 $v_{dc}$ 波形如图4和图5所示.图6为谐波治理前后的电网电流频谱分析.



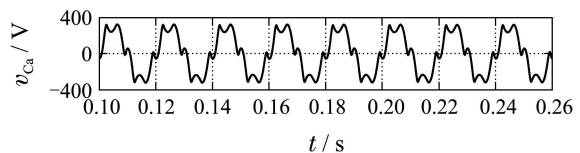
(a) PCC处电压波形



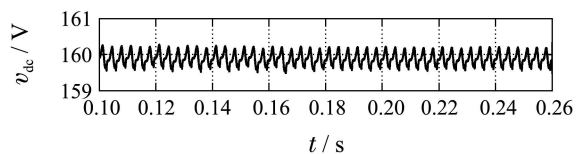
(b) 负载电流波形



(c) 电网电流波形



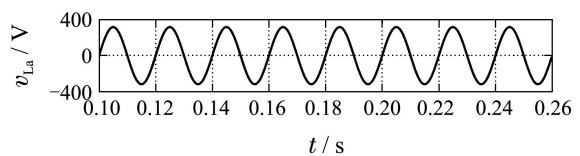
(d) PPF电容电压波形



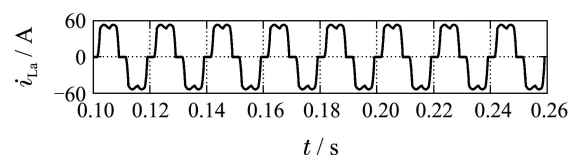
(e) 直流侧电容电压波形

图4 采用本文所提控制策略SHAPF稳态响应波形

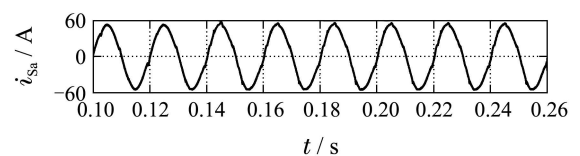
Fig. 4 Steady-state performance of the SHAPF with proposed control strategy



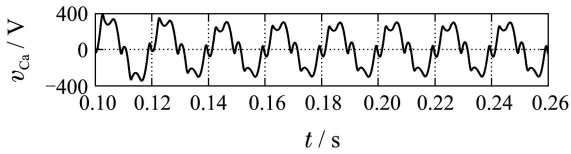
(a) PCC处电压波形



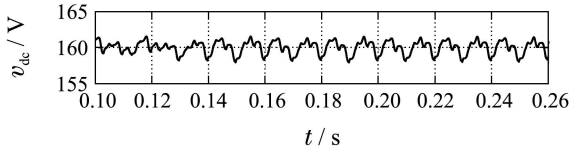
(b) 负载电流波形



(c) 电网电流波形

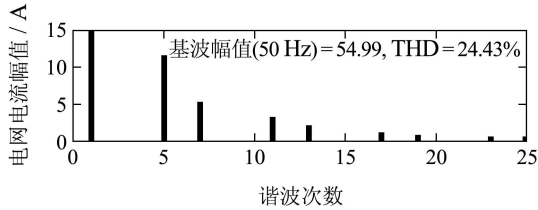


(d) PPF电容电压波形

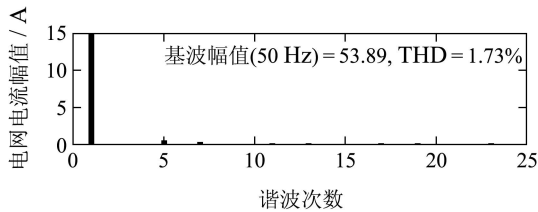


(e) 直流侧电容电压波形

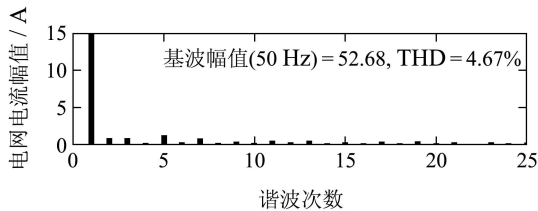
图5 采用传统控制策略SHAPF稳态响应波形  
Fig. 5 Steady-state performance of the SHAPF with traditional control strategy



(a) SHAPF投入前电网电流频谱图



(b) 采用本文所提控制策略补偿后电网电流频谱图



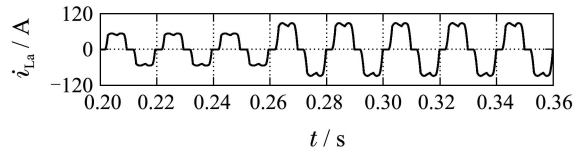
(c) 采用传统控制策略补偿后电网电流频谱图

图6 谐波治理前后电网电流频谱

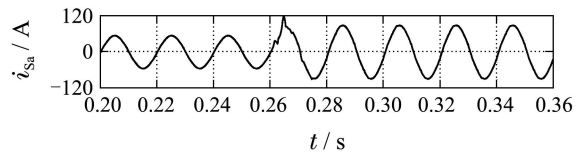
Fig. 6 Spectrum of source current before and after compensation

由仿真结果可知, 电网电流在 SHAPF 投入前畸变比较严重, 其谐波畸变率(total harmonic distortion, THD)高达24.43%, 两种控制策略均能使电网电流的谐波含量大大降低, 满足治理后电网电流THD < 5%的要求. 通过对比容易看出, 采用本文所提控制策略的SHAPF对电网谐波电流的补偿精度明显比传统方法更好; 本文所提控制策略能够较好的稳定直流侧电容电压在160 V左右, 进入稳态后其纹波电压幅值可控制在1 V以内, 而采用传统方法控制的直流侧电容电压则波动较大.

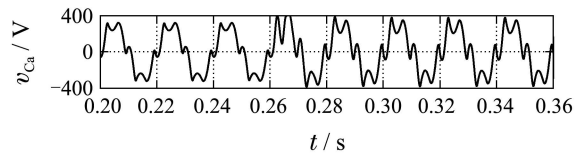
为验证所提控制策略对非线性负载变化的动态响应能力和鲁棒性, 在  $t = 0.26\text{ s}$  非线性负载  $L_2$  投入电网. SHAPF在本文所提控制策略和传统控制策略下的动态响应波形如图7和图8所示.



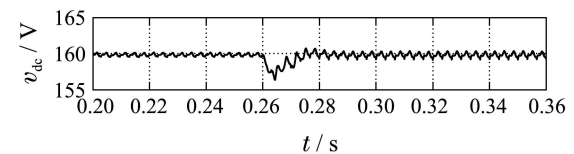
(a) 负载电流波形



(b) 电网电流波形

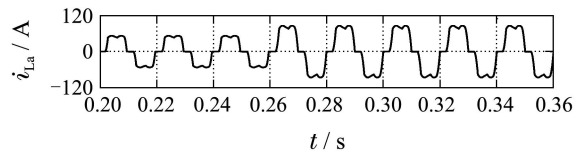


(c) PPF电容电压波形

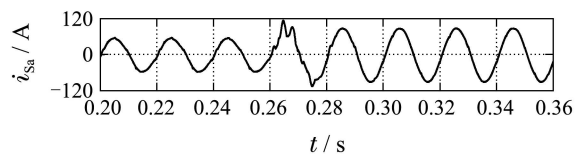


(d) 直流侧电容电压波形

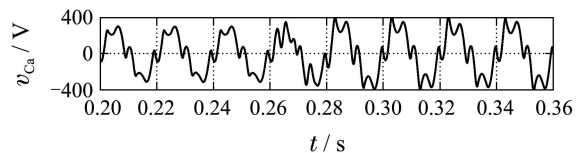
图7 采用本文控制策略SHAPF对负载变化动态响应波形  
Fig. 7 Dynamic performance of the SHAPF under load variation with proposed control strategy



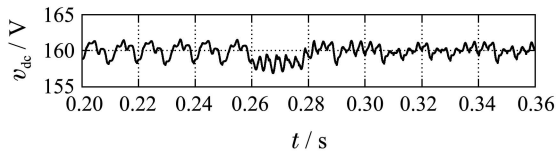
(a) 负载电流波形



(b) 电网电流波形



(c) PPF电容电压波形



(d) 直流侧电容电压波形

图8 采用传统控制策略SHAPF对负载变化动态响应波形

Fig. 8 Dynamic performance of the SHAPF under load variation with traditional control strategy

由仿真结果可知, 电网电流在负载突变时失去正弦特性, 在本文提出控制策略下, 电网电流经过大约1个周波即可重新进入稳态, 此时电网电流THD=1.82%, 直流侧电容电压在负载变化时出现小幅度的波动, 然后迅速稳定在160 V; 而在传统控制策略下, 电网电流和直流侧电容电压在负载突变时响应均较慢, 并且重新进入稳态后, 电网电流THD=3.71%. 这说明本文所提控制策略比传统方法对非线性负载变化具有更好的动态响应能力和鲁棒性.

## 6 结论(Conclusions)

由于SHAPF系统的强耦合非线性特性, 不易设计其控制器以达到理想的谐波治理效果. 本文基于逆系统方法构造出SHAPF解耦的伪线性系统, 采用极点配置方法设计了伪线性系统的控制器, 并对系统反馈线性化中零动态的稳定性进行了分析, 给出了系统零动态的镇定条件. 仿真结果表明, 基于本文所提控制策略的SHAPF能够将THD高达24%的电网电流补偿至2%以内, 并且与传统线性反馈-前馈控制策略相比, 该控制策略具有更好的稳态补偿精度和动态补偿性能. 本文的研究不仅为SHAPF的高性能控制策略研究提供了新思想, 而且具有较强的实用价值.

## 参考文献(References):

- [1] AKAGI H. New trends in active filters for power conditioning [J]. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 1996, 32(6): 1312 – 1322.
- [2] 乐江源, 谢运祥, 张志, 等. 三相有源电力滤波器精确反馈线性化空间矢量PWM复合控制 [J]. *中国电机工程学报*, 2010, 30(15): 32 – 39.  
(LE Jiangyuan, XIE Yunxiang, ZHANG Zhi, et al. Space vector PWM control of three-phase active power filter using exact feedback linearization [J]. *Proceedings of the Chinese Society for Electrical Engineering*, 2010, 30(15): 32 – 39.)
- [3] FUJITA H, AKAGI H. A practical approach to harmonic compensation in power-systems—series connection of passive and active-filters [J]. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 1991, 27(6): 1020 – 1025.
- [4] 徐永海, 肖湘宁, 杨以涵, 等. 低成本混合滤波方案及特性分析 [J]. *中国电机工程学报*, 1999, 19(12): 5 – 8.  
(XU Yonghai, XIAO Xiangning, YANG Yihan, et al. Research on low cost hybrid active filter [J]. *Proceedings of the Chinese Society for Electrical Engineering*, 1999, 19(12): 5 – 8.)
- [5] 刘飞, 邹云屏, 李辉. C型混合有源电力滤波器 [J]. *中国电机工程学报*, 2005, 25(6): 75 – 80.  
(LIU Fei, ZOU Yunping, LI Hui. The C type hybrid active power filter [J]. *Proceedings of the Chinese Society for Electrical Engineering*, 2005, 25(6): 75 – 80.)
- [6] LUO A, TANG C, SHUAI Z K, et al. A novel three-phase hybrid active power filter with a series resonance circuit tuned at the fundamental frequency [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2009, 56(7): 2431 – 2440.
- [7] SRIANTHUMRONG S, AKAGI H. A medium-voltage transformerless ac/dc power conversion system consisting of a diode rectifier and a shunt hybrid filter [J]. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2003, 39(3): 874 – 882.
- [8] 郭伟峰, 武健, 徐殿国, 等. 新型滑模控制的并联混合有源电力滤波器 [J]. *中国电机工程学报*, 2009, 29(27): 29 – 35.  
(GUO Weifeng, WU Jian, XU Dianguo, et al. Hybrid shunt active power filter based on novel sliding mode control [J]. *Proceedings of the Chinese Society for Electrical Engineering*, 2009, 29(27): 29 – 35.)
- [9] RAHMANI S, HAMADI A, AL-HADDAD K. A Lyapunov-function-based control for a three-phase shunt hybrid active filter [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2012, 59(3): 1418 – 1429.
- [10] 李春文, 冯元琨. 多变量非线性控制的逆系统方法 [M]. 北京: 清华大学出版社, 1991.  
(LI Chunwen, FENG Yuankun. *Inverse System Method of Multivariable Nonlinear Control* [M]. Beijing: Tsinghua University Press, 1991.)
- [11] 戎袁杰, 李春文, 汤洪海, 等. 单相UPQC的逆系统解耦控制器设计 [J]. *控制理论与应用*, 2008, 25(5): 819 – 822.  
(RONG Yuanjie, LI Chunwen, TANG Honghai, et al. Inverse system decoupling controller design of single phase UPQC [J]. *Control Theory & Applications*, 2008, 25(5): 819 – 822.)
- [12] 王奔, 黄崇鑫, 李泰, 等. 统一潮流控制器逆系统方法控制策略 [J]. *控制理论与应用*, 2010, 27(5): 551 – 556.  
(WANG Ben, HUANG Chongxin, LI Tai, et al. Inverse-system control scheme for unified-power-flow controller [J]. *Control Theory & Applications*, 2010, 27(5): 551 – 556.)
- [13] 张兴华, 戴先中. 基于逆系统方法的感应电机调速控制系统 [J]. *控制与决策*, 2000, 15(6): 708 – 711.  
(ZHANG Xinghua, DAI Xianzhong. Speed control system of induction motor based on inverse system method [J]. *Control and Decision*, 2000, 15(6): 708 – 711.)
- [14] 张婷婷, 朱焜秋. 无轴承同步磁阻电机逆系统的解耦控制 [J]. *控制理论与应用*, 2011, 28(4): 545 – 550.  
(ZHANG Tingting, ZHU Huangqiu. Decoupling control based on inverse system for bearingless synchronous reluctance motor [J]. *Control Theory & Applications*, 2011, 28(4): 545 – 550.)
- [15] 郑大钟. 线性系统理论 [M]. 北京: 清华大学出版社, 2003.  
(ZHENG Dazhong. *Linear System Theory* [M]. Beijing: Tsinghua University Press, 2003.)
- [16] ISIDORI A. *Nonlinear Control Systems* [M]. London: Springer-Verlag, 1995.
- [17] LEE T S. Input-output linearization and zero-dynamics control of three-phase AC/DC voltage-source converters [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2003, 18(1): 11 – 22.

### 附录 等式(18)的推导过程(Appendix Derivation of equation (18))

对式(17)中的前两个等式进行二次微分:

$$\begin{cases} \ddot{v}_{Cd} = (\dot{i}_{Fd}^* + \omega C_F \dot{v}_{Cq})/C_F = \\ \quad (\dot{i}_{Fd}^* + \omega i_{Fq}^* - \omega^2 C_F v_{Cd})/C_F, \\ \ddot{v}_{Cq} = (\dot{i}_{Fq}^* - \omega C_F \dot{v}_{Cd})/C_F = \\ \quad (\dot{i}_{Fq}^* - \omega i_{Fd}^* - \omega^2 C_F v_{Cq})/C_F. \end{cases} \quad (\text{A1})$$

把式(14)代入上式可得

$$\begin{cases} \ddot{v}_{Cd} + \omega^2 v_{Cd} = \\ \quad \{\omega(I_{Fq0} + I_{ex}) + \sum_{k=6,12,18,\dots}^N [k\omega I_{Ldk} \sin(k\omega t + \psi_{Ldk}) - \\ \quad \omega I_{Lqk} \cos(k\omega t + \psi_{Lqk})]\}/C_F, \\ \ddot{v}_{Cq} + \omega^2 v_{Cq} = \\ \quad \{-\omega I_{Fd0} + \sum_{k=6,12,18,\dots}^N [k\omega I_{Lqk} \sin(k\omega t + \psi_{Lqk}) + \\ \quad \omega I_{Ldk} \cos(k\omega t + \psi_{Ldk})]\}/C_F. \end{cases} \quad (\text{A2})$$

上式可进一步整理为

$$\begin{cases} \ddot{v}_{Cd} + \omega^2 v_{Cd} = \\ \quad \omega[(I_{Fq0} + I_{ex}) + \\ \quad \sum_{k=6,12,18,\dots}^N (M_k \sin(k\omega t) + N_k \cos(k\omega t))]/C_F, \\ \ddot{v}_{Cq} + \omega^2 v_{Cq} = \\ \quad \omega[-I_{Fd0} + \sum_{k=6,12,18,\dots}^N (P_k \sin(k\omega t) + Q_k \cos(k\omega t))]/C_F, \end{cases} \quad (\text{A3})$$

其中:

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} M_k \\ N_k \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} kI_{Ldk} \cos \psi_{Ldk} + I_{Lqk} \sin \psi_{Lqk} \\ kI_{Ldk} \sin \psi_{Ldk} - I_{Lqk} \cos \psi_{Lqk} \end{bmatrix}, \\ \begin{bmatrix} P_k \\ Q_k \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} kI_{Lqk} \cos \psi_{Lqk} - I_{Ldk} \sin \psi_{Ldk} \\ kI_{Lqk} \sin \psi_{Lqk} + I_{Ldk} \cos \psi_{Ldk} \end{bmatrix}. \end{cases}$$

通过求解式(A3)所示的二阶常系数非齐次线性微分方程组, 可得到零动态 $v_{Cd}$ 和 $v_{Cq}$ 的解析解为

$$\begin{cases} v_{Cd} = \\ \quad \frac{1}{\omega C_F} [I_{Fq0} + I_{ex} + \\ \quad \sum_{k=6,12,18,\dots}^N (\frac{M_k}{1-k^2} \sin(k\omega t) + \frac{N_k}{1-k^2} \cos(k\omega t))], \\ v_{Cq} = \\ \quad \frac{1}{\omega C_F} [-I_{Fd0} + \\ \quad \sum_{k=6,12,18,\dots}^N (\frac{P_k}{1-k^2} \sin(k\omega t) + \\ \quad \frac{Q_k}{1-k^2} \cos(k\omega t))], \end{cases} \quad (\text{A4})$$

显然, 若令  $\begin{bmatrix} A_k \\ B_k \end{bmatrix} = \frac{1}{1-k^2} \begin{bmatrix} M_k \\ N_k \end{bmatrix}$ ,  $\begin{bmatrix} C_k \\ D_k \end{bmatrix} = \frac{1}{1-k^2} \begin{bmatrix} P_k \\ Q_k \end{bmatrix}$ , 上式即为等式(18).

#### 作者简介:

**鲁伟** (1987-), 男, 博士研究生, 主要研究方向为电能质量分析与治理, E-mail: lu-w09@mails.tsinghua.edu.cn;

**李春文** (1958-), 男, 教授, 博士生导师, 主要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, E-mail: lcw@mail.tsinghua.edu.cn;

**徐长波** (1982-), 男, 博士研究生, 主要研究方向为电网谐波治理与电力系统非线性控制, E-mail: xcb07@mails.tsinghua.edu.cn.