第 29 卷第 11 期
2012 年 11 月
控 制 理 论 与 应 用
Control Theory & Applications
Vol. 29 No. 11
Nov. 2012

文章编号: 1000−8152(2012)11−1397−06

并联混合有源滤波器哈密顿系统建模及无源控制

鲁　伟, 徐长波, 李春文
(清华大学 自动化系, 北京 100084)

摘要: 并联混合有源滤波器(SHAPF)的控制策略是决定其稳定性和谐波治理效果的关键因素之一, 利用SHAPF自身的无源性设计控制器可以取得比常规控制器更好的控制效果. 首先建立了SHAPF端口受控哈密顿系统模型, 然后基于互联和阻尼配置无源控制方法, 提出了一种新的SHAPF非线性控制策略, 从理论上保证了闭环系统的渐进稳定. 最后仿真实验证明了该控制策略能够有效消除电网中的谐波电流, 与传统线性二次型调节器(LQR)相比, 该控制策略具有更好的稳态补偿效果和对负载变化的干扰抑制能力.

关键词: 谐波治理; 混合有源滤波器; 哈密顿; 无源控制; 渐进稳定
中图分类号: TM76　　**文献标识码**: A

Hamiltonian modeling and passivity-based control of shunt hybrid active power filter

LU Wei, XU Chang-bo, LI Chun-wen
(Department of Automation, Tsinghua University, Beijing 100080, China)

Abstract: A good control strategy is crucial to the stability and desired performance of the shunt hybrid active power filter (SHAPF). Based on the passivity of the SHAPF, a nonlinear controller is designed that outperforms the traditional controllers. Firstly, a port-controlled Hamiltonian system model is built for the SHAPF, and then a novel control strategy of the SHAPF is developed by using the passive controller design method through interconnection and damping- assignment. Theoretically, the proposed control strategy can asymptotically stabilize the close-loop system. Simulation results show higher harmonic elimination and robust performances are achieved in comparison with the linear quadratic regulator (LQR).

Key words: harmonic suppression; hybrid active power filter; Hamiltonians; passivity-based control; asymptotic stability

1　引言(Introduction)

随着大量非线性负载的广泛应用, 电网中的谐波问题得到了越来越多的关注. 由于传统无源滤波器(passive power filter, PPF)维护简单且具有良好的经济性, 在电网当中得到了广泛的应用, 但其滤波效果受电网参数影响较大, 只能对特定次的谐波进行补偿[1]. 而有源滤波器(active power filter, APF)具有良好的动态补偿性能[2], 能够克服PPF存在的不足, 但其存在着造价较高和不易实现大容量谐波补偿等问题.

混合有源滤波器(hybrid active power filter, HAPF)结合了PPF和APF的优点, 降低了系统的造价, 并且能够获得较好的滤波效果, 是当前电网谐波治理实用化研究的热点. 已有多种拓扑结构的HAPF相继被提出[3–10], 其中PPF与APF串联后再并入电网的方案[7–10], 由于结构简单、不需要耦合变压器且易于在APF基础上进行改造, 得到了国内外专家学者的广泛关注, 本文即针对此拓扑结构并联混合有源滤波器(shunt hybrid active power filter, SHAPF)进行研究.

控制器的设计是SHAPF研究的关键问题之一, 目前已有多种控制策略应用于SHAPF. 文献[8]提出了一种d-q轴解耦非线性控制方法, 但是其控制律与直流侧电压的导数关系密切, 实现起来比较困难. 文献[9]提出了一种适用于SHAPF的滑模变结构控制方法, 但是抖振问题在一定程度上限制了其应用. 文献[10]提出了一种基于Lyapunov函数的SHAPF控制方法, 但在大的负载变化时系统状态可能存在稳态误差. 从系统能量角度出发的无源控制理论由于其物理意义明确, 可实现系统的渐进稳定, 且对参数摄动和外界扰动具有较强的鲁棒性, 已经应用于机器人[11]、功率变换器[12]和同步发电机[13]等多个研究领域, 并且取得了很好的控制效果. 但无源控制理论在SHAPF系统中的应用还较少见.

本文基于SHAPF系统自身的非线性和无源性,

收稿日期: 2012−03−20; 收修改稿日期: 2012−05−23.
基金项目: 国家自然科学基金资助项目(61174068).

首先建立了SHAPF端口受控哈密顿(port controlled Hamiltonian, PCH)系统周期平均模型, 然后基于互联和阻尼配置无源控制(interconnection and damping assignment-passivity based control, IDA-PBC)方法, 提出了一种新的SHAPF控制策略, 仿真结果验证了该控制策略的有效性和可靠性.

2 SHAPF的结构及原理(Structure and basic principle of SHAPF)

本文研究的并联混合有源滤波器电路结构如图1所示. 它是由APF和PPF串联后并入电网, 其中: $v_{\mathrm{S}j}, j=\mathrm{a,b,c}$,为理想电网电压; L_{S}为电网侧等效电感; $v_{\mathrm{L}j}$为公共连接点(point of common coupling, PCC)处的电压; $i_{\mathrm{S}j}$, $i_{\mathrm{L}j}$和$i_{\mathrm{F}j}$分别为电网电流、负载电流和PPF支路的电流; C_{F}, L_{F}和R_{F}分别为PPF的电容、电感和电阻; v_{jn}为有源逆变器的输出电压; C_{dc}为直流侧电容; v_{dc}和i_{dc}为直流侧电容电压及流过的电流; S_1–S_6为开关器件. 通过检测和控制算法合理控制开关器件的开断, 实现$i_{\mathrm{F}j}$跟踪指令电流信号$i^*_{\mathrm{F}j}$, 使电网电流为期望的正弦波.

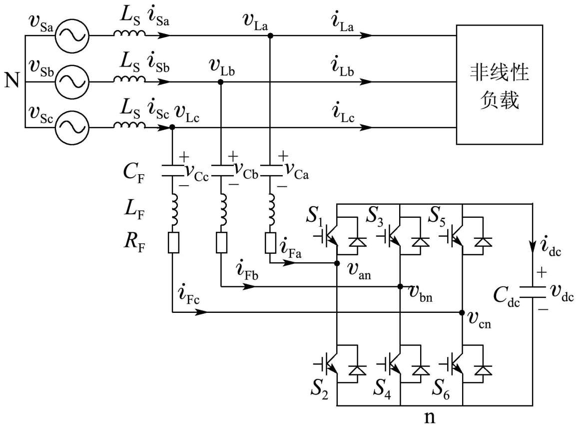


图 1 SHAPF的电路结构
Fig. 1 Structure of SHAPF

电路中的PPF具有承担系统基波电压和补偿部分无功功率的功能, 有源部分用来改善PPF的滤波特性, 避免了PPF可能与电网发生的谐波放大现象. 通过无源部分和有源部分的配合, 有源部分承担很小的基波电压, 从而大大降低有源部分的容量.

3 SHAPF的PCH系统建模(PCH modeling of SHAPF)

由文献[10]可知, SHAPF在d-q同步旋转坐标系下的周期平均模型为

$$\begin{cases} L_{\mathrm{F}}\dot{i}_{\mathrm{Fd}}=-R_{\mathrm{F}}i_{\mathrm{Fd}}+\omega L_{\mathrm{F}}i_{\mathrm{Fq}}-v_{\mathrm{Cd}}-u_{\mathrm{d}}v_{\mathrm{dc}}+v_{\mathrm{Ld}},\\ L_{\mathrm{F}}\dot{i}_{\mathrm{Fq}}=-R_{\mathrm{F}}i_{\mathrm{Fq}}-\omega L_{\mathrm{F}}i_{\mathrm{Fd}}-v_{\mathrm{Cq}}-u_{\mathrm{q}}v_{\mathrm{dc}}+v_{\mathrm{Lq}},\\ C_{\mathrm{F}}\dot{v}_{\mathrm{Cd}}=i_{\mathrm{Fd}}+\omega C_{\mathrm{F}}v_{\mathrm{Cq}},\\ C_{\mathrm{F}}\dot{v}_{\mathrm{Cq}}=i_{\mathrm{Fq}}-\omega C_{\mathrm{F}}v_{\mathrm{Cd}},\\ C_{\mathrm{dc}}\dot{v}_{\mathrm{dc}}=u_{\mathrm{d}}i_{\mathrm{Fd}}+u_{\mathrm{q}}i_{\mathrm{Fq}}, \end{cases} \tag{1}$$

其中: $v_{\mathrm{C}k}, i_{\mathrm{F}k}, v_{\mathrm{L}k}$和$u_k(k=\mathrm{d,q})$分别表示$d$-$q$坐标系下, PPF电容两端的电压、流经无源滤波器支路的电流、PCC处的电压和等效占空比函数; ω为电网电压角频率.

定义系统的状态变量为

$$x=\begin{bmatrix}x_1\\x_2\\x_3\\x_4\\x_5\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}L_{\mathrm{F}}i_{\mathrm{Fd}}\\L_{\mathrm{F}}i_{\mathrm{Fq}}\\C_{\mathrm{F}}v_{\mathrm{Cd}}\\C_{\mathrm{F}}v_{\mathrm{Cq}}\\C_{\mathrm{dc}}v_{\mathrm{dc}}\end{bmatrix}, \tag{2}$$

其中x_1, x_2, x_3, x_4和x_5分别表示d-q坐标系下无源滤波支路电感产生的磁链、无源滤波支路电容两端的电荷量和直流侧电容两端的电荷量.

选取系统的哈密顿能量函数为

$$H=\frac{x_1^2+x_2^2}{2L_{\mathrm{F}}}+\frac{x_3^2+x_4^2}{2C_{\mathrm{F}}}+\frac{x_5^2}{2C_{\mathrm{dc}}}. \tag{3}$$

显然, 正定函数H反映了系统储能元件中的能量, 具有明确的物理意义.

进而可将SHAPF的周期平均模型(1)表达为如下PCH系统模型的形式:

$$\dot{x}=[J(u)-R]\frac{\partial H}{\partial x}+g\varepsilon, \tag{4a}$$

其中: $J(u)$为反对称矩阵, 反映了系统内部的互联特性, 其满足$J(u)=-J^{\mathrm{T}}(u)$; R为对称半正定矩阵, 反映了系统的耗散特性; 向量ε反映了系统与外部的能量交换. 各矩阵的具体表达式为

$$J(u)=\begin{bmatrix}0&\omega L_{\mathrm{F}}&-1&0&-u_{\mathrm{d}}\\-\omega L_{\mathrm{F}}&0&0&-1&-u_{\mathrm{q}}\\1&0&0&\omega C_{\mathrm{F}}&0\\0&1&-\omega C_{\mathrm{F}}&0&0\\u_{\mathrm{d}}&u_{\mathrm{q}}&0&0&0\end{bmatrix},$$

$$R=\begin{bmatrix}R_{\mathrm{F}}&0&0&0&0\\0&R_{\mathrm{F}}&0&0&0\\0&0&0&0&0\\0&0&0&0&0\\0&0&0&0&0\end{bmatrix},\ g=\begin{bmatrix}1&0\\0&1\\0&0\\0&0\\0&0\end{bmatrix},$$

$$u=\begin{bmatrix}u_{\mathrm{d}}\\u_{\mathrm{q}}\end{bmatrix},\ \varepsilon=\begin{bmatrix}v_{\mathrm{Ld}}\\v_{\mathrm{Lq}}\end{bmatrix}.$$

为了进行无源控制器的设计, 需要对SHAPF系统的无源性进行验证. 定义系统的输出方程为

$$y=g^{\mathrm{T}}\frac{\partial H}{\partial x}, \tag{4b}$$

则可以得到如下耗散不等式成立:

$$\frac{\mathrm{d}H}{\mathrm{d}t}=\varepsilon^{\mathrm{T}}y-\frac{\partial^{\mathrm{T}}H}{\partial x}R\frac{\partial H}{\partial x}\leqslant\varepsilon^{\mathrm{T}}y. \tag{5}$$

这说明系统能量的增长率总是小于外部注入到系统能量的供给率, 即系统运动总是伴随着能量的损失. 由系统无源性的定义[14]可知SHAPF的PCH系统是无源的.

4 SHAPF无源控制器的设计(Passivity-based controller of SHAPF)

4.1 IDA-PBC方法(IDA-PBC method)

工程上通常采用IDA-PBC方法进行PCH系统控制器的设计. 该方法的基本思想是设计反馈控制律$u=\beta(x)$配置系统的互联矩阵和耗散矩阵, 从而使闭环系统具有如下结构:

$$\dot{x}=(J_{\rm d}-R_{\rm d})\frac{\partial H_{\rm d}}{\partial x}, \tag{6}$$

其中: $J_{\rm d}=-J_{\rm d}^{\rm T}$和$R_{\rm d}=R_{\rm d}^{\rm T}\geqslant 0$为系统期望的互联和耗散矩阵; $H_{\rm d}$为闭环系统的哈密顿能量函数, 其满足$H_{\rm d}=H+H_{\rm a}$.

由IDA-PBC定理[14]可知, 对于给定的PCH系统(4)及期望的平衡点x^*, 若能找到函数$\beta(x)$, $J_{\rm a}$, $R_{\rm a}$和一个向量函数$K(x)$满足

$$K(x)=\frac{\partial H_{\rm a}}{\partial x}, \tag{7}$$

$$(J_{\rm d}-R_{\rm d})K(x)+(J_{\rm a}-R_{\rm a})\frac{\partial H}{\partial x}-g\varepsilon=0, \tag{8}$$

且使得如下条件成立:

1) 结构守恒, 即

$$\begin{cases} J_{\rm d}=J+J_{\rm a}=-(J+J_{\rm a})^{\rm T}, \\ R_{\rm d}=R+R_{\rm a}=(R+R_{\rm a})^{\rm T}; \end{cases} \tag{9}$$

2) 可积性, 即

$$\frac{\partial K(x)}{\partial x}=[\frac{\partial K(x)}{\partial x}]^{\rm T}; \tag{10}$$

3) 在平衡点$x=x^*$处, 满足

$$\frac{\partial H_{\rm d}}{\partial x}|_{x=x^*}=0; \tag{11}$$

4) Lyapunov稳定性, 即海森矩阵满足

$$\frac{\partial^2 H_{\rm d}}{\partial x^2}|_{x=x^*}>0; \tag{12}$$

则平衡点x^*为闭环系统的一个稳定平衡点.

4.2 SHAPF无源控制器的设计(Passivity-based controller of SHAPF)

SHAPF的控制目标为消除电网中的谐波电流, 实现电网电流的正弦化, 即$i_{{\rm S}j}\to i_{{\rm S}j}^*$. 由于本文研究的SHAPF系统是一个典型的欠驱动[15]系统, 并且系统补偿电流的参考值$i_{{\rm F}j}^*$可以通过检测算法获得, 所以基于间接控制的思想通过控制状态$x_1\to x_1^*$和$x_2\to x_2^*$使状态x_3, x_4和x_5渐进跟踪其参考值, 最终实现$x\to x^*$.

为了简化系统控制器的设计, 本文选取$J_{\rm d}=J$, $R_{\rm d}=R+R_{\rm a}$, 即

$$J_{\rm a}=0,\ R_{\rm a}={\rm diag}\{R_{\rm a1},R_{\rm a2},R_{\rm a3},R_{\rm a4},R_{\rm a5}\}.$$

令向量函数

$$K(x)=[k_1(x)\ \ k_2(x)\ \ k_3(x)\ \ k_4(x)\ \ k_5(x)]^{\rm T},$$

则由式(8)可得系统的控制律

$$\begin{cases} u_{\rm d}=\dfrac{1}{k_5(x)}[-(R_{\rm F}+R_{\rm a1})k_1(x)+\omega L_{\rm F}k_2(x)- \\ \qquad k_3(x)-\dfrac{R_{\rm a1}}{L_{\rm F}}x_1-v_{\rm Ld}], \\ u_{\rm q}=\dfrac{1}{k_5(x)}[-(R_{\rm F}+R_{\rm a2})k_2(x)-\omega L_{\rm F}k_1(x)- \\ \qquad k_4(x)-\dfrac{R_{\rm a2}}{L_{\rm F}}x_2-v_{\rm Lq}]. \end{cases} \tag{13}$$

假设向量函数$K(x)$只与x_3和x_4有关, 即$k_i(x)=k_i(x_3,x_4)(i=1,2,3,4,5)$. 由系统的可积性条件可知

$$\frac{\partial k_i(x)}{\partial x_l}=\frac{\partial k_l(x)}{\partial x_i}, \tag{14}$$

其中$l=1,2,3,4,5$. 通过求解可得到$k_1(x)=a_1$, $k_2(x)=a_2$和$k_5(x)=a_5$均为常数.

根据系统在平衡点处的条件可知

$$[K(x)+\frac{\partial H}{\partial x}]|_{x=x^*}=0, \tag{15}$$

则

$$k_1(x^*)=-\frac{x_1^*}{L_{\rm F}},\ k_2(x^*)=-\frac{x_2^*}{L_{\rm F}},\ k_3(x^*)=-\frac{x_3^*}{C_{\rm F}},$$
$$k_4(x^*)=-\frac{x_4^*}{C_{\rm F}},\ k_5(x^*)=-\frac{x_5^*}{C_{\rm dc}}.$$

考虑到$k_1(x), k_2(x)$和$k_5(x)$为常数, 在满足可积性条件的约束下, $K(x)$各分量依次取为

$$\begin{cases} k_1(x)=k_1(x^*)=-\dfrac{x_1^*}{L_{\rm F}}, \\ k_2(x)=k_2(x^*)=-\dfrac{x_2^*}{L_{\rm F}}, \\ k_3(x)=-\dfrac{x_3}{C_{\rm F}}+\eta(x_3-x_3^*), \\ k_4(x)=-\dfrac{x_4}{C_{\rm F}}+\mu(x_4-x_4^*), \\ k_5(x)=k_5(x^*)=-\dfrac{x_5^*}{C_{\rm dc}}, \end{cases} \tag{16}$$

其中参数$\eta,\mu>0$. 将式(16)代入到式(8)中, 可知系统欠驱动状态变量的参考值为

$$\begin{aligned} x_3^*=&\frac{1}{\eta(R_{\rm a3}R_{\rm a4}+\omega^2C_{\rm F}^2)L_{\rm F}}[\omega L_{\rm F}R_{\rm a4}x_4+ \\ &(\eta R_{\rm a3}R_{\rm a4}+\eta\omega^2C_{\rm F}^2-\omega^2C_{\rm F})L_{\rm F}x_3+ \\ &R_{\rm a4}x_1^*+\omega C_{\rm F}x_2^*], \end{aligned} \tag{17}$$

$$\begin{aligned} x_4^*=&\frac{1}{\mu(R_{\rm a3}R_{\rm a4}+\omega^2C_{\rm F}^2)L_{\rm F}}[-\omega L_{\rm F}R_{\rm a3}x_3+ \\ &(\mu R_{\rm a3}R_{\rm a4}+\mu\omega^2C_{\rm F}^2-\omega^2C_{\rm F})L_{\rm F}x_4- \\ &\omega C_{\rm F}x_1^*+R_{\rm a3}x_2^*], \end{aligned} \tag{18}$$

$$x_5^*=x_5+\frac{C_{\rm dc}}{R_{\rm a5}}(u_{\rm d}\frac{x_1^*}{L_{\rm F}}+u_{\rm q}\frac{x_2^*}{L_{\rm F}}). \tag{19}$$

将$K(x)$代入到式(7)可得$H_{\rm a}$的值为

$$H_{\rm a}=-\frac{x_1^*}{L_{\rm F}}x_1-\frac{x_2^*}{L_{\rm F}}x_2+\eta\Big(\frac{x_3^2}{2}-x_3x_3^*\Big)-\frac{x_3^2}{2C_{\rm F}}-\frac{x_4^2}{2C_{\rm F}}+\mu\Big(\frac{x_4^2}{2}-x_4x_4^*\Big)-\frac{x_5^*}{C_{\rm dc}}x_5, \tag{20}$$

进而可知闭环系统的哈密顿能量函数$H_{\rm d}$为

$$H_{\rm d}=\frac{x_1^2+x_2^2}{2L_{\rm F}}+\eta\Big(\frac{x_3^2}{2}-x_3x_3^*\Big)+\mu\Big(\frac{x_4^2}{2}-x_4x_4^*\Big)-\frac{x_1^*}{L_{\rm F}}x_1-\frac{x_2^*}{L_{\rm F}}x_2+\frac{x_5^2}{2C_{\rm dc}}-\frac{x_5^*}{C_{\rm dc}}x_5. \tag{21}$$

由于海森矩阵

$$\frac{\partial^2 H_{\rm d}}{\partial x^2}\Big|_{x=x^*}=\begin{bmatrix}\frac{1}{L_{\rm F}} & 0 & 0 & 0 & 0\\ 0 & \frac{1}{L_{\rm F}} & 0 & 0 & 0\\ 0 & 0 & \eta & 0 & 0\\ 0 & 0 & 0 & \mu & 0\\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C_{\rm dc}}\end{bmatrix}>0, \tag{22}$$

则由系统的Lyapunov稳定性可知, 系统在平衡点x^*处是稳定的. 容易验证包含在集合

$$\{x\in\mathbb{R}^n|\frac{\partial^{\rm T}H_{\rm d}}{\partial x}R_{\rm d}\frac{\partial H_{\rm d}}{\partial x}=0\} \tag{23}$$

中, 闭环系统(6)的最大不变集仅有集合$\{x^*\}$. 由LaSalle不变集定理[14]可知$\{x^*\}$是系统渐进稳定的平衡点.

综上, 将$k_i(x)(i=1,2,3,4,5)$代入到式(13)中, 可以得到系统的控制律

$$\begin{cases}u_{\rm d}=\frac{1}{v_{\rm dc}^*}\big[v_{\rm Ld}-R_{\rm F}i_{\rm Fd}^*+\omega L_{\rm F}i_{\rm Fq}^*-v_{\rm Cd}+R_{\rm a1}(i_{\rm Fd}-i_{\rm Fd}^*)+\eta C_{\rm F}(v_{\rm Cd}-v_{\rm Cd}^*)\big],\\ u_{\rm q}=\frac{1}{v_{\rm dc}^*}\big[v_{\rm Lq}-R_{\rm F}i_{\rm Fq}^*-\omega L_{\rm F}i_{\rm Fd}^*-v_{\rm Cq}+R_{\rm a2}(i_{\rm Fq}-i_{\rm Fq}^*)+\mu C_{\rm F}(v_{\rm Cq}-v_{\rm Cq}^*)\big].\end{cases} \tag{24}$$

基于以上分析, 可以得到SHAPF系统控制框图如图2所示.

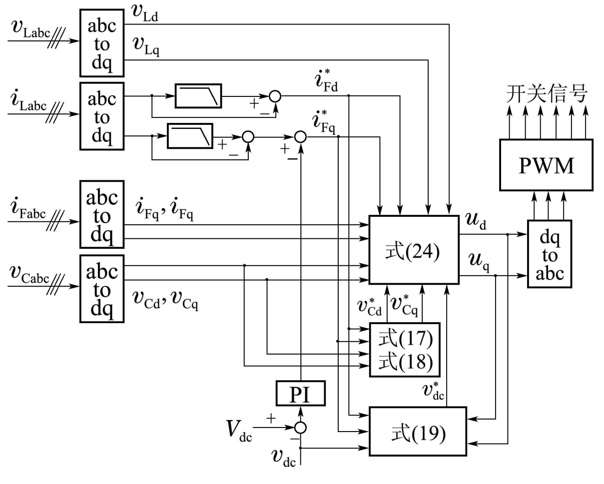


图 2 SHAPF控制框图

Fig. 2 Proposed control structure of the SHAPF

5 仿真实验研究(Simulation and results)

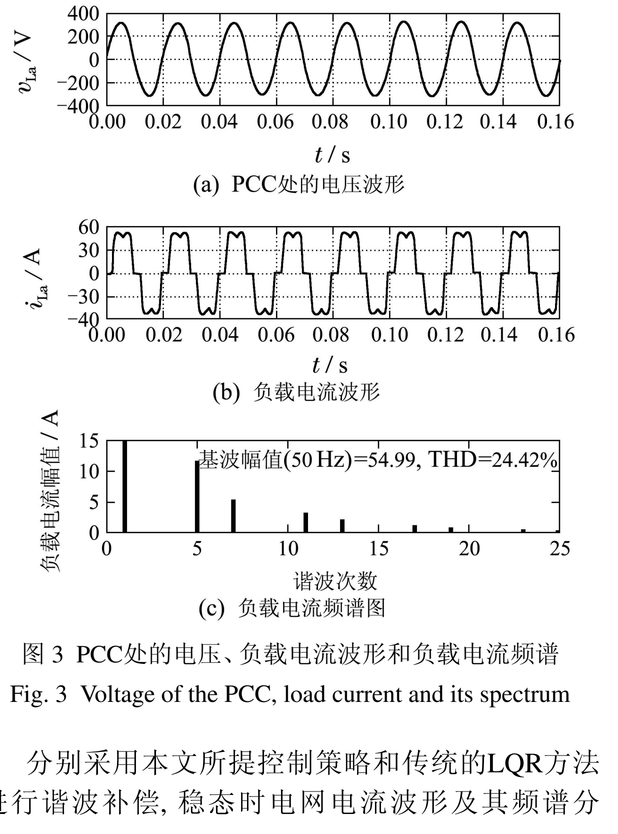
为了验证本文所提控制策略在SHAPF控制中的正确性和有效性, 基于MATLAB/Simulink环境设计了针对如图1所示的系统仿真实验, 并且与传统LQR方法[16]进行了对比研究. 本文选取$R_{\rm a}={\rm diag}\{100, 100, 50, 50, 50\}$, $\eta=\mu=\frac{1}{C_{\rm F}}$, LQR的反馈矩阵$F=\begin{bmatrix}100 & 50 & 0 & 0\\ 0 & 0 & 100 & 50\end{bmatrix}$. 其他系统参数的设置如表1所示.

图3为非线性负载L_1时, PCC处的电压$v_{\rm La}$波形、负载电流$i_{\rm La}$波形及其频谱. 由图3可知, 负载电流畸变比较严重, 其总谐波畸变率(total harmonic distortion, THD)为24.42%.

表 1 系统仿真参数

Table 1 System parameters for simulation

系统参数	数值
理想电网电压$v_{\rm S}$(有效值)和频率	220 V/50 Hz
电网侧等效电感$L_{\rm S}$	0.01 mH
无源滤波器$C_{\rm F}$, $L_{\rm F}$和$R_{\rm F}$	125 uF/1.93 mH/0.02 Ω
直流侧电容$C_{\rm dc}$	10000 uF
直流侧电容电压给定值$V_{\rm dc}$	160 V
直流侧PI控制器$k_{\rm p}$和$k_{\rm i}$	2, 1
PWM频率	10 kHz
三相整流桥负载L_1	10 Ω/5 mH
三相整流桥负载L_2	15 Ω/5 mH



(a) PCC处的电压波形

(b) 负载电流波形

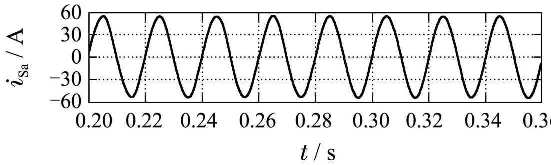
(c) 负载电流频谱图

图 3 PCC处的电压、负载电流波形和负载电流频谱

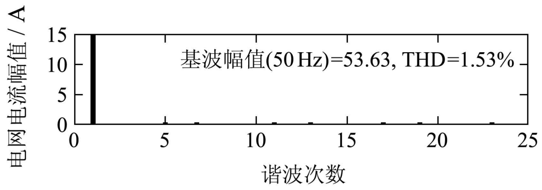
Fig. 3 Voltage of the PCC, load current and its spectrum

分别采用本文所提控制策略和传统的LQR方法进行谐波补偿, 稳态时电网电流波形及其频谱分

别如图4和图5所示. 通过对比和分析可知, 采用本文所提控制策略对电网谐波电流的补偿效果明显比LQR方法更好, 治理后电网电流的谐波含量大大降低.



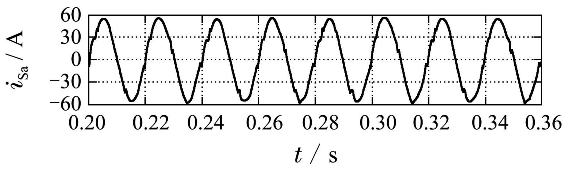
(a) 采用本文所提控制策略补偿后电网电流波形



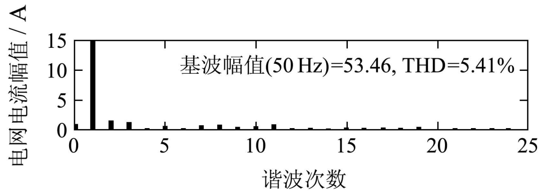
(b) 采用本文所提控制策略补偿后电网电流频谱图

图 4 采用本文所提控制策略补偿后电网电流及其频谱

Fig. 4 Source current and its spectrum after compensation with proposed control strategy



(a) 采用LQR方法补偿后电网电流波形



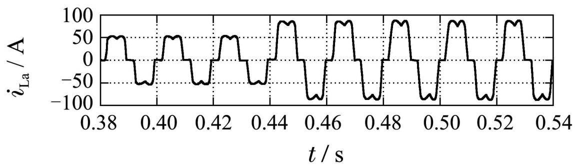
(b) 采用LQR方法补偿后电网电流频谱图

图 5 采用LQR方法补偿后电网电流及其频谱

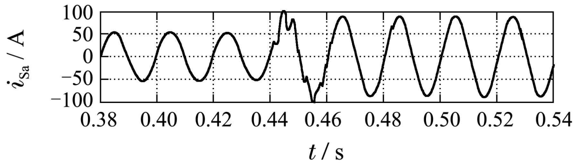
Fig. 5 Source current and its spectrum after compensation with LQR method

为了验证控制策略对非线性负载变化的干扰抑制能力, 在$t = 0.44\,$s时, 非线性负载L_2投入电网. 分别在本文所提控制策略和LQR方法下, 得到系统的动态响应波形如图6和图7所示.

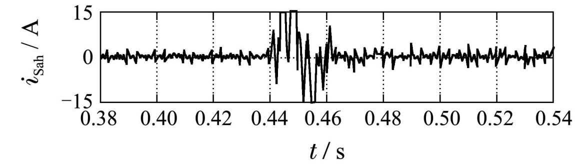
从仿真结果可知, 电网电流在负载变化时失去正弦特性, 采用本文所提控制策略时, 电网电流经过大约1个周波即可进入稳定, 稳态时电网电流THD $=$ 1.55%, 且直流侧电压波动很小, 能够很好的稳定在160 V; 而采用LQR方法时, 进入稳态后电网电流THD $=$ 3.65%, 并且直流侧电压在调节过程中和稳态时的波动均较大. 这说明了在负载变化时, 本文所提控制策略比LQR方法对负载变化具有更强的鲁棒性.



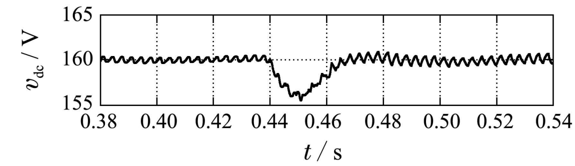
(a) 负载电流波形



(b) 采用本文所提控制策略补偿后电网电流波形



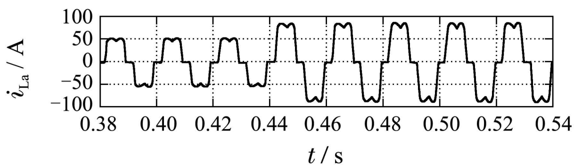
(c) 采用本文所提控制策略补偿后电网谐波电流波形



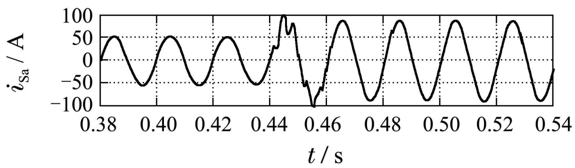
(d) 采用本文所提控制策略补偿后直流侧电压波形

图 6 采用本文所提控制策略系统对负载变化的动态响应

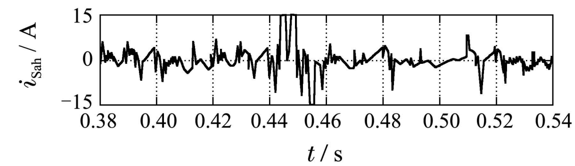
Fig. 6 System performance under dynamic load condition with proposed strategy



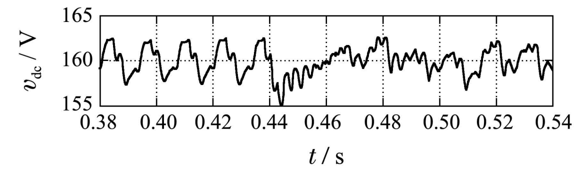
(a) 负载电流波形



(b) 采用LQR方法补偿后电网电流波形



(c) 采用LQR方法补偿后电网谐波电流波形



(d) 采用LQR方法补偿后直流侧电压波形

图 7 采用LQR方法系统对负载变化的动态响应波形

Fig. 7 System performance under dynamic load condition with LQR method

6 结论(Conclusions)

由于SHAPF系统复杂的非线性特性, 不易设计其控制器以达到理想的谐波补偿效果. 本文基于SHAPF自身的无源性, 将哈密顿系统理论应用到SHAPF建模当中, 建立了系统PCH周期平均模型, 然后根据IDA-PBC方法, 提出了一种新的SHAPF非线性控制策略. 仿真结果表明, 本文所提控制策略能够有效的消除电网中的谐波电流, 并且与传统LQR方法相比, 该控制策略具有更好的稳态补偿效果和对负载变化的干扰抑制能力. 本文的研究不仅为SHAPF非线性控制提供了新途径, 而且具有较强的实用价值.

参考文献(References):

[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.
(WANG Zhaoan, YANG Jun, LIU Jinjun. *Harmonic Suppression and Reactive Power Compensation* [M]. Beijing: China Machine Press, 1998.)

[2] 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.
(LE 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.)

[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 Application*, 1991, 27(6): 1020 – 1025.

[4] 肖湘宁, 徐永海. 混合型有源电力滤波器的研究 [J]. 电网技术, 1997, 21(2): 48 – 52.
(XIAO Xiangning, XU Yonghai. Research on hybrid active filter [J]. *Power System Technology*, 1997, 21(2): 48 – 52.)

[5] 邓占锋, 朱东起, 姜新建. 降低有源部分容量的混合电力滤波器 [J]. 清华大学学报(自然科学版), 2003, 43(3): 293 – 295.
(DENG Zhanfeng, ZHU Dongqi, JIANG Xinjian. Reduced rating of active filter in hybrid power filter[J]. *Journal of Tsinghua University (Science & Technology)*, 2003, 43(3): 293 – 295.)

[6] 吴敬兵, 罗安, 彭双剑, 等. 一种混合有源电力滤波器的电流控制新方法 [J]. 控制理论与应用, 2011, 28(8): 1151 – 1158.
(WU Jingbing, LUO An, PENG Shuangjian, et al. Novel approach of current control for hybrid active power filter [J]. *Control Theory & Applications*, 2011, 28(8): 1151 – 1158.)

[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 Application*, 2003, 39(3): 874 – 882.

[8] RAHMANI S, HAMADI A, MENDALEK N, et al. A new control technique for three-phase shunt hybrid power filter [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2009, 56(8): 2904 – 2915.

[9] 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 CSEE*, 2009, 29(27): 29 – 35.)

[10] 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.

[11] BATTILOTTI S, LANARI L. Adaptive disturbance attenuation with global stability for rigid and elastic joint robots [J]. *Automatica*, 1997, 33(2): 239 – 243.

[12] JELTSEMA D, SCHERPEN J M A. Tuning of passivity-preserving controllers for switched-mode power converters [J]. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 2004, 49(8): 1333 – 1344.

[13] WANG Y Z, CHENG D Z, LI C W, et al. Dissipative Hamiltonian realization and energy-based L_2-disturbance attenuation control of multimachine power systems [J]. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 2003, 48(8): 1428 – 1433.

[14] ORTEGA R, VAN DER SCHAFT A J, ESCOBAR G. Interconnection and damping assignment passivity-based control of port-controlled Hamiltonian systems [J]. *Automatica*, 2002, 38(4): 585 – 596.

[15] 刘会金, 张振环. 基于PCH模型的APF非线性L_2增益控制新方法 [J]. 电力系统及其自动化学报, 2008, 20(2): 9 – 16.
(LIU Huijin, ZHANG Zhenhuan. Novel nonlinear L_2 gain control method for active power filter based on port controlled Hamiltonian model [J]. *Proceedings of the Chinese Society of Universities*, 2008, 20(2): 9 – 16.)

[16] LEDWICH G, GHOSH A. A unified power quality conditioner (UPQC) for simultaneous voltage and current compensation [J]. *Electric Power Systems Research*, 2001, 59(1): 55 – 63.

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;

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;

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.