

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

乐江源, 谢运祥, 张志, 陈林
(华南理工大学电力学院, 广东省 广州市 510640)

Space Vector PWM Control of Three-phase Active Power Filter Using Exact Feedback Linearization

LE Jiang-yuan, XIE Yun-xiang, ZHANG Zhi, CHEN Lin

(College of Electric Power, South China University of Technology, Guangzhou 510640, Guangdong Province, China)

ABSTRACT: This paper presented a novel space vector pulse width modulation (SVPWM) control based on exact feedback linearization. A affine nonlinear model of three-phase shunt active power filter (APF) was built. The nonlinear state feedback control law is derived to accomplish the linearization of APF model and to realize decouple control of active and reactive compensation currents. The command voltage can be exactly obtained which should be output from AC side of APF by selecting appropriate feedback coefficients. The command voltage is approached using SVPWM method. Simulation was carried out to verify the validity and advantage of the proposed control method, which compare with triangle wave modulation method based on PI controller. A small experimental prototype was designed to verify the correctness and feasibility of proposed control method.

KEY WORDS: active power filter; decoupling control; exact feedback linearization; space vector pulse width modulation (SVPWM); diffeomorphism

摘要: 提出一种基于精确反馈线性化的三相有源电力滤波器空间矢量脉宽调制控制方法。在三相并联型有源电力滤波器的仿射非线性模型基础上, 推导出其状态反馈精确线性化非线性控制律, 实现三相并联型有源电力滤波器有功补偿电流和无功补偿电流的解耦控制。选取适当的反馈系数可确定交流侧指令电压, 利用空间矢量脉宽调制技术对所需的指令电压进行逼近。与 PI 控制的三角载波控制方案进行仿真对比分析, 验证了所提出的控制方案的动、静性能指标均优于 PI 控制方案。研制了一台小功率样机, 验证了所提方案的

正确性和可行性。

关键词: 有源电力滤波器; 解耦控制; 精确反馈线性化; 空间矢量脉宽调制; 微分同胚

0 引言

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^[1-2]。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^[3-4]。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_∞ 控制及单周控制等^[5-10]。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; 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。为进一步提高 APF 的性能, 寻找一种复合控制方法, 发挥各自的优势, 逐渐成为 APF 控制方法研究的趋势。

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。该方法的核心思想是通过适当的非线性状态和坐标变换, 非线性系统可以实现状态或输入/输出的精确线性化, 从而将复杂的非线性综合问题转化为线性系统的综合问题。它与传统的利用泰勒展开式进行局部线性化近似方法不同, 在线性化过程中没有忽略掉任何高阶非线性项, 因此这种线性化不仅是精确的, 而且是整体的, 即线性化对变换有定义的区域都适用^[11-12]。该方法已经被成功地用于

基金项目: 教育部科学技术研究重点项目(109128); 江西省教育厅青年科学基金项目(GJJ10237)。

Supported by the Key Project of Chinese Ministry of Education (109128); Youth Science Foundation of Education Department of Jiangxi Province(GJJ10237).

解决一些实际控制问题^[11-17]。文献[15-16]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可能。

本文提出一种将基于状态反馈线性化非线性控制方法和空间矢量脉宽调制(space vector pulse width modulation, SVPWM)相结合的复合控制方法，以使 APF 具有 SVPWM 和非线性控制的双重优点。首先推导状态反馈精确线性化非线性控制律，实现三相并联型有源电力滤波器有功补偿电流和无功补偿电流的解耦控制，求出脉宽调制(pulse width modulation, PWM)变流器交流侧指令电压矢量；再利用 SVPWM 方法用基本电压矢量对其进行逼近，产生 PWM 脉冲控制开关管的通断。与 PI 控制的三角载波控制法比较，仿真验证了该方法更优越的各项性能，并研制小功率样机，对所提出控制方法的正确性和可行性进行验证。

1 三相并联型有源电力滤波器仿射非线性系统模型

三相并联型有源电力滤波器如图 1 所示。图中， e_a, e_b, e_c 为三相电网电压； i_{la}, i_{lb}, i_{lc} 为非线性负载电流； i_{ca}, i_{cb}, i_{cc} 为变流器产生的注入电网的补偿电流； C, u_{dc} 分别为 PWM 变流器直流侧的电容及其电压。

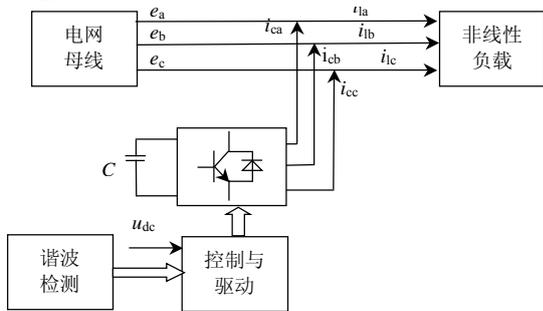


图 1 三相并联型有源电力滤波器原理图

Fig. 1 schematic diagram of three-phase shunt APF

选取交流侧电感电流和直流侧电容电压为状态变量，考虑三相三线对称系统中电流和电压的对称关系，可得到三相并联型 APF 在同步旋转坐标系 dq 下的状态方程为

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ u_{dc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & -\omega & \frac{m_d}{L} \\ \omega & -\frac{R}{L} & \frac{m_q}{L} \\ -\frac{m_d}{C} & -\frac{m_q}{C} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ u_{dc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{e_d}{L} \\ -\frac{e_q}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (1)$$

式中： m_d, m_q 为旋转坐标系下的调制系数； e_d, e_q 为旋转坐标系下电网电压； i_d, i_q 为旋转坐标系下 APF 注入电网的补偿电流； L, R 为 PWM 变流器交流侧的电感和等效电阻。APF 的控制目标为：1) 控制交流侧注入电网的电流等于负载电流的谐波分量和无功分量之和；2) 维持直流侧电容电压的稳定，整个控制系统采用电压外环和电流内环双环控制。因此在设计电流内环控制时可认为直流侧电容电压 u_{dc} 保持恒定，选取状态变量 $\mathbf{X}=[x_1, x_2]^T=[i_d, i_q]^T$ ，同时选取输入变量 $\mathbf{U}=[u_1, u_2]^T=[m_d, m_q]^T$ ，输出变量 $h_1[x(t)]=x_1-i_{dref}, h_2[x(t)]=x_2-i_{qref}$ ，其中 i_{dref}, i_{qref} 分别为所需注入电网的补偿电流在 dq 坐标中的 d 轴分量和 q 轴分量。可得两输入两输出仿射非线性模型为

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{X}} = f[\mathbf{X}(t)] + g_1[\mathbf{X}(t)]u_1 + g_2[\mathbf{X}(t)]u_2 \\ y_1 = h_1[\mathbf{X}(t)] \\ y_2 = h_2[\mathbf{X}(t)] \end{cases} \quad (2)$$

式中： $f(\mathbf{X}) = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L}x_1 - \omega x_2 - \frac{e_d}{L} \\ \omega x_1 - \frac{R}{L}x_2 - \frac{e_q}{L} \end{bmatrix}$ ； $g_1(\mathbf{X}) =$

$\begin{bmatrix} \frac{u_{dc}}{L} & 0 \\ 0 & \frac{u_{dc}}{L} \end{bmatrix}^T$ ； $g_2(\mathbf{X}) = \begin{bmatrix} 0 & \frac{u_{dc}}{L} \end{bmatrix}^T$ 。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。

2 基于状态反馈线性化的 SVPWM 控制器设计

2.1 状态反馈线性化

首先验证式(2)所表示的系统是否满足精确反馈线性化条件：

$$\begin{cases} L_{\tau} g_1(\mathbf{X}) = \frac{\partial g_1(\mathbf{X})}{\partial \mathbf{X}} f(\mathbf{X}) - \frac{\partial f(\mathbf{X})}{\partial \mathbf{X}} g_1(\mathbf{X}) = \begin{bmatrix} \frac{Ru_{dc}}{L^2} \\ -\frac{\omega u_{dc}}{L} \end{bmatrix} \\ L_{\tau} g_2(\mathbf{X}) = \begin{bmatrix} \frac{\omega u_{dc}}{L} \\ \frac{Ru_{dc}}{L^2} \end{bmatrix} \end{cases}$$

由此可知矩阵 $[g_1(\mathbf{X}) \ g_2(\mathbf{X}) \ ad_f g_1(\mathbf{X}) \ ad_f g_2(\mathbf{X})]$ 的秩为 2 且等于系统的维数。系统阶数 $n=2$ 时，向量场集合 $D = \{g_1(\mathbf{X}), g_2(\mathbf{X}), ad_f g_1(\mathbf{X}), ad_f g_2(\mathbf{X})\}$ 在 $\mathbf{X}=\mathbf{X}_0$ 处很容易得到对合的结论。由

此可判定, 存在一组输出函数使得在 $\mathbf{X}=\mathbf{X}_0$ 处该系统的相对阶有定义且总阶数 r 等于系统的阶数 n , 即系统可以实现精确线性化。

对于非线性系统式(2), 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:

$$\begin{cases} L_f h_1(\mathbf{X}) = -\frac{R}{L}x_1 - \omega x_2 - \frac{e_d}{L} \\ L_f h_2(\mathbf{X}) = \omega x_1 - \frac{R}{L}x_2 - \frac{e_q}{L} \end{cases} \quad (3)$$

及

$$\begin{cases} L_{g_1} h_1(\mathbf{X}) = \frac{u_{dc}}{L} \\ L_{g_2} h_1(\mathbf{X}) = 0 \\ L_{g_1} h_2(\mathbf{X}) = 0 \\ L_{g_2} h_2(\mathbf{X}) = \frac{u_{dc}}{L} \end{cases} \quad (4)$$

由式(3)、(4)可知, 系统式(2)的相对阶向量为 $\{r_1, r_2\} = \{1, 1\}$, 系统的总相对阶 $r=2$, 等于系统的维数。因此可以找到合适的坐标变换 $\mathbf{Z} = \mathbf{T}(\mathbf{X})$ 和状态反馈 $\mathbf{V} = \alpha(\mathbf{X}) + \beta(\mathbf{X})\mathbf{U}$ 实现原非线性系统的大范围线性化。

根据非线性系统反馈线性化理论, 可选非线性坐标变换为

$$\mathbf{Z} = \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_f^{r_1-1} h_1(x) \\ L_f^{r_2-1} h_2(x) \end{bmatrix} \quad (5)$$

可选新的控制变量为

$$\mathbf{V} = \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_f^{r_1} h_1(x) + L_g L_f^{r_1-1} h_1(x)u \\ L_f^{r_2} h_2(x) + L_g L_f^{r_2-1} h_2(x)u \end{bmatrix} \quad (6)$$

通过坐标变换可得到线性解耦系统为

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} \dot{z}_1 \\ \dot{z}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} \\ \mathbf{Y} = \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \end{bmatrix} \end{cases} \quad (7)$$

式中 v_1 和 v_2 为线性系统的反馈控制变量, 具体由控制目标决定。联立式(6)和式(7)可解得原非线性系统的反馈控制量为

$$\begin{bmatrix} m_d \\ m_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} = \frac{-L}{u_{dc}} \begin{bmatrix} -\frac{R}{L}x_1 - \omega x_2 - \frac{e_q}{L} - v_1 \\ \omega x_1 - \frac{R}{L}x_2 - \frac{e_d}{L} - v_2 \end{bmatrix} \quad (8)$$

考虑三相并联型 APF 的控制目标是 PWM 变换

器交流侧注入到电网中的补偿电流 $i_{Ck}(k=a,b,c)$ 快速准确地跟踪到谐波检测电路检测出的指令电流 i_{kref} , 并且使直流侧电容电压 u_{dc} 保持为设定值 u_{dref} , 从而使补偿后系统电流 $i_{sk}(k=a,b,c)$ 仅含有基波正弦有功分量, 因此有源电力滤波器是一种典型的随动跟踪系统。经过上述反馈线性化后, 转化成了简单的线性解耦系统。考虑到 APF 的控制目标, 系统式(2)的平衡点就应该为 $\mathbf{X}_0 = [i_{dref}, i_{qref}]^T$, 其中 i_{dref} 、 i_{qref} 分别表示三相指令电流 i_{kref} 经 dq 变换后的 d 轴分量和 q 轴分量, 对应的线性系统式(7)的平衡点应该为 $\mathbf{Z}_0 = [0, 0]^T$ 。因此现在的问题是如何引入动态校正环节保证系统式(7)在平衡点上稳定。常用动态调节器主要有比例微分(PD)、比例积分(PI)和比例积分微分(PID)3 种类型。由 PD 调节器构成的超前校正, 可获得足够的快速性, 但稳态精度可能受影响; 由 PI 调节器构成的滞后校正, 可以保证稳态精度, 却是以对快速性的限制来换取系统稳定的; 用 PID 调节器实现的滞后-超前校正则兼有两者的优点^[18]。在随动系统中, 快速性是主要要求, 需用 PD 或 PID 调节器。考虑到有源电力滤波器的随动跟踪性, 为了保证线性系统式(7)在平衡点的稳定, 应引入 PD 调节器进行校正。又因为系统式(7)是一个线性解耦系统, 实际上可以等价于两个独立的一阶线性系统, 所以引入的 PD 调节器实际上退化成了 P 调节器, 而且各自的反馈控制律中不应出现对方的状态变量, 即新的控制变量应为

$$\begin{cases} v_1 = k_1 z_1 \\ v_2 = k_2 z_2 \end{cases} \quad (9)$$

式中 k_1 、 k_2 为比例系数, 只要保证 k_1 、 k_2 小于 0, 就可保证线性系统式(7)的稳定性。理论上 k_1 、 k_2 的绝对值越大校正的效果越好。经大量的仿真研究, 当 k_1 、 k_2 的绝对值的取值达到 10^4 数量级时, 有源电力滤波器的补偿效果已经很好, 再取更高数量级时补偿效果改善不明显。因此, 为减轻控制系统的运算复杂度, 取 $k_1=k_2=50 \times 10^4$ 进行仿真和实验。

同时为稳定直流侧电容电压 u_{dc} , 在不增加单独整流电路的情况下, 主要通过从电网电源吸收有功电流来维持。其稳定措施有多种, 可以通过把 $(u_{dc}^* - u_{dc})$ 经 PI 调节器或模糊控制器产生的有功电流增量 Δi_d 叠加到谐波检测环节中的有功电流分量中, 也可以叠加到有功电流参考值 i_{dref} 上, 从而构成一个电压外环控制环节来实现对直流侧电容电压 u_{dc} 的稳定控制。

2.2 SVPWM 控制器设计

经过上述状态反馈线性化，三相并联型 APF 的非线性强耦合状态方程转换成了简单的线性系统状态方程，并实现了有功电流和无功电流的解耦控制，利用线性系统控制理论选取合适的反馈系数，就可以准确地求出 APF 交流侧指令电压，该指令电压在同步旋转坐标系下可表示为 $U_{dq} = U_d + jU_q = m_d u_{dc} + jm_q u_{dc}$ 。然后通过坐标变换映射得到静止坐标系 $\alpha\beta$ 下的指令电压 U_R ，再用 SVPWM 控制方法寻找到一个合适的基本电压矢量组合对指令电压 U_R 进行逼近。

SVPWM 的基本原理是用基本电压矢量的不同组合去逼近任意给定的电压矢量，在一个扇区中的合成矢量越多，则实际输出的电压越接近给定的电压。三相并联型 APF 的主电路是三相 PWM 变流器，由 3 个桥臂组成。桥臂的上下开关管不能在同一时刻同时导通，在不考虑死区的情况下，上下桥臂呈互锁状态，因此总共有 8 种开关模式，不同的开关模式对应不同的相电压。将不同的相电压代入 3/2 坐标变换，可得到输出的相电压为 $U_r = U_\alpha + jU_\beta = 2(U_a + U_b e^{j2\pi/3} + U_c e^{-j2\pi/3})/3$ ，则可得到图 2 所示的基本电压空间矢量图，其中含有 6 个非零矢量和 2 个零矢量，6 个模为 $2u_{dc}/3$ 的非零矢量将复平面均分为 6 个扇区。

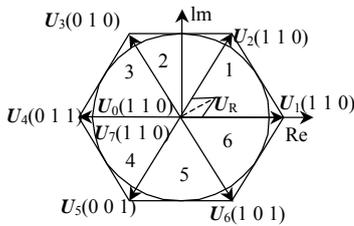


图 2 基本空间电压矢量图
Fig. 2 Vector graph of basic space voltage

对于任一扇区的电压矢量 U_R ，根据积分相等原则，均可由该扇区两边相邻的矢量合成。相邻矢量和零矢量作用时间可用下列关系求出：

$$\begin{cases} T_x = \sqrt{3}|U_R|T_s \sin(\pi/3 - \theta)/u_{dc} \\ T_y = \sqrt{3}|U_R|T_s \sin \theta / u_{dc} \\ T_0 = T_s - T_x - T_y \end{cases} \quad (10)$$

式中： θ 为参考电压矢量与顺时针方向最近的基本电压矢量之间的夹角； T_s 为采样周期，若 T_x 、 T_y 不足则插入零电压矢量补足，其存在时间为 T_0 。

本文提出的状态反馈线性化结合 SVPWM 的复合控制方法就是首先通过状态反馈精确线性化求

出 APF 交流侧指令电压，用该电压矢量作为参考电压矢量，判断它所在的扇区并算出各个基本电压矢量作用的时间，然后去控制开关管的通断，使实际输出电压跟踪参考电压，即实现了输出电流跟踪指令电流，达到了谐波抑制的目的。该方法既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，又有 SVPWM 控制方法直流电压利用率高、输出电流中开关频率谐波含量少的优点。整个控制框图如图 3 所示。

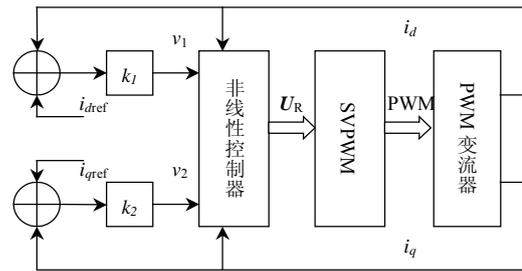


图 3 三相有源电力滤波器非线性控制框图
Fig. 3 Nonlinear control graph of three-phase APF

3 仿真及实验验证

3.1 仿真比较研究

为验证所采用控制方法的正确性以及优越性，文章利用 Matlab 对系统进行了数值仿真。同时为了说明本控制方法的优越性，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：电网节点电压为 110 V，频率为 50 Hz；APF 交流侧电感为 $L=2 \text{ mH}$ ，直流侧电容 $C = 4\ 000 \text{ }\mu\text{F}$ ；直流电压参考值为 500 V；非线性负载为三相不控整流桥；开关频率为 10 kHz。图 4 为补偿前 A 相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，总的谐波畸变率(total harmonic distortion, THD)为 27%。

图 5 为采用 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，在补偿参考电流发生快速变化时，交流侧注入的补偿电流跟踪不够快速，造成在电源电流波形上出现较明显的尖峰，而且在波峰和波谷处出现较明显的波形失真；从频谱图上分析，各次谐波都得到了一定的削弱，THD 为 3.69%，基本能符合国家规范，但 7, 9, 11, 13 次谐波含量仍较大。

图 6 为采用状态反馈线性化结合 SVPWM 的复合控制方法补偿后的电源电流波形和频谱。从波形

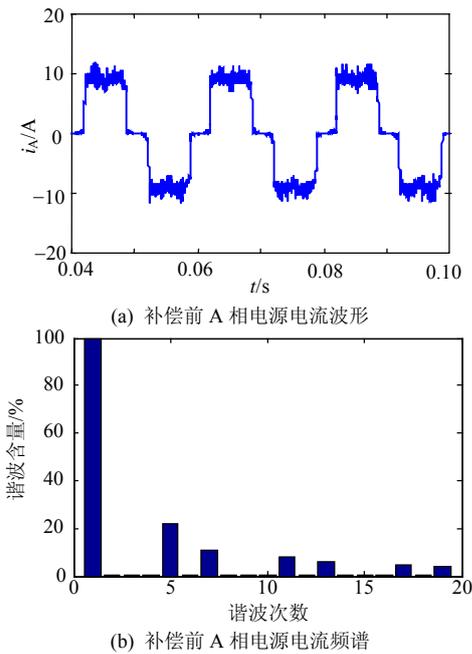


图4 补偿前A相电流波形及谐波频谱
Fig. 4 Current waveform and spectrum of A-phase without compensation

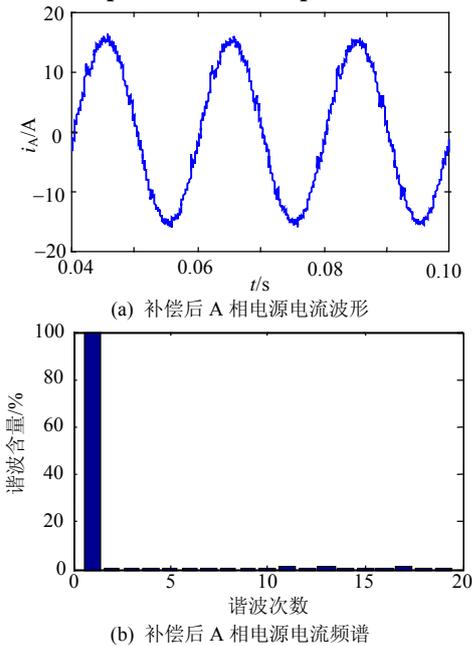


图5 采用PI控制方案补偿后A相电源电流波形及频谱
Fig. 5 Current waveform and spectrum of A-phase with compensation using PI controller

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；从频谱图上分析，各次谐波都得到了很好的衰减，THD只有1.13%。

对比图5、6可知，采用反馈线性化SVPWM复合控制方法，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，各项性能指标

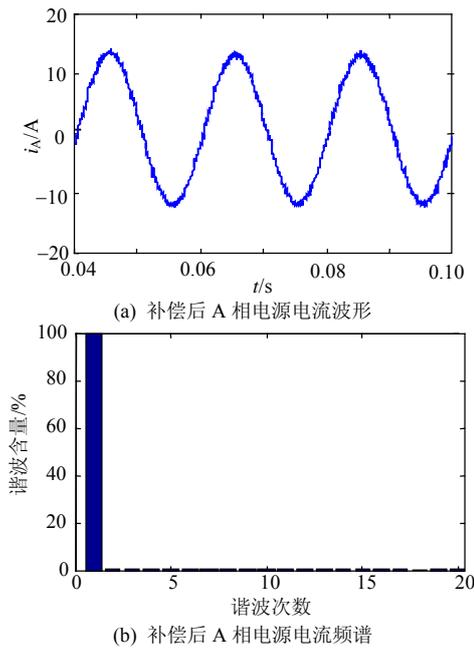


图6 采用反馈线性化SVPWM控制方案补偿后A相电源电流波形及频谱

Fig. 6 Current waveform and spectrum of A-phase with compensation using feedback linearization controller and SVPWM

均优于基于PI控制的三角波调制控制系统。

为验证两种控制方案在负载变动和系统参数扰动情况下的动态性能，分别在负载电流突变和交流侧电感L扰动两种情况进行了仿真比较研究。图7为在0.06s时刻负载再并联一个10Ω的电阻引起

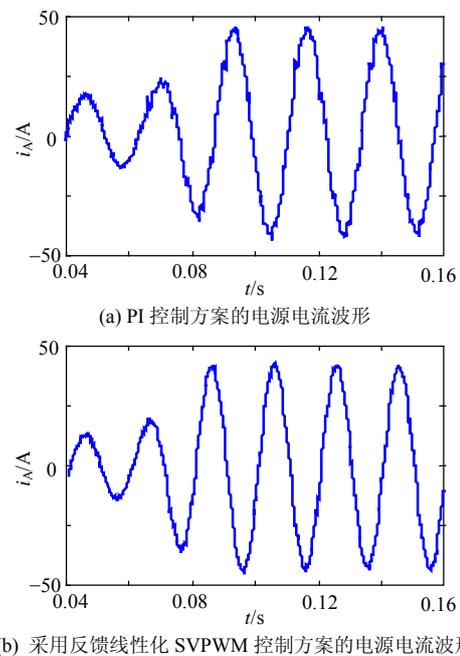


图7 负载突变情况下两种控制方案补偿性能比较
Fig. 7 Performance comparison between PI and SVPWM based on feedback linearization control scheme on the condition of load sudden change

负载电流突变情况下，两种控制方案补偿后的电源电流动态变化波形。图 7(a)为采用 PI 控制方案补偿后的电源电流波形，可看出在负载电流突然增大的情况下，电源电流经补偿后能较快跟踪负载电流变化，但其畸变程度明显比小电流时增大，通过频谱分析其 THD 由 3.69% 上升到了 4.25%。图 7(b)为采用反馈线性化 SVPWM 复合控制方案补偿后的电源电流波形，由图可看出在负载电流突然增大的情况下，电源电流经补偿后能很快跟踪负载电流变化，而且其波形正弦度几乎不变，通过频谱分析其 THD 反而由 1.13% 下降到了 0.91%。因此，对比表明采用反馈线性化 SVPWM 复合控制方案和 PI 控制方案具有更优越的动态跟踪性能，带负载能力更强，能更好地满足负载经常突变的工程需要。

表 1 为在控制参数不变的前提下，交流侧电感 L 分别取 1~10 mH 10 个数值时，两种控制方法补偿性能比较数据。从表中数据可知：随着交流侧电感 L 的数值逐渐增大，PI 控制方案的补偿性能迅速恶化，其 THD 快速上升。当 $L=3$ mH 时，THD 已达到 6.03%，超过了国家规范要求的 5%；当 $L=10$ mH 时，竟然达到 29.61%，比负载本身产生的畸变率还要高。而采用反馈线性化 SVPWM 控制方案时，电感值的变化对补偿性能的影响很小，THD 只是缓慢地上升，仍然具有良好的滤波效果。因此可以得知，在因老化、温升等因素引起电路参数扰动的情況下，采用反馈线性化 SVPWM 控制方案比 PI 控制方案的补偿性能具有明显优势，说明了前者对参数的扰动具有较强的鲁棒性，也从另一侧面说明了前者比后者具有更快的响应速度，更适合工程应用。

表 1 PI 控制方案与反馈线性化 SVPWM 控制方案在电感变化下的性能比较

Tab.1 Performance comparison between PI and SVPWM based on feedback linearization control scheme on the condition of inductance change

控制方法	L/mH	THD/%	L/mH	THD/%
PI	1	1.83	6	12.08
	2	3.69	7	13.01
	3	6.03	8	13.91
	4	9.33	9	15.05
	5	11.23	10	29.01
反馈线性化 SVPWM	1	0.48	6	3.14
	2	0.91	7	3.79
	3	1.39	8	4.37
	4	1.93	9	4.92
	5	2.58	10	5.36

3.2 实验验证

为验证所提控制方法的正确性和可行性，搭建

了一台三相并联型有源电力滤波器实验样机。整个实验样机由信号采样及调理电路、驱动及保护电路、控制电路和逆变主电路等几部分组成。主电路开关管选用 STW7NB80MOSFET，交流侧电感为 2 mH，直流侧电容为 4000 μF 的电解电容，直流侧电容电压设定为 500 V，交流输入相电压有效值为 100 V，负载为三相不控整流桥带电阻负载，主控芯片采用 TI 公司的 TMS320F2812，开关频率为 10 kHz，其控制系统框图如图 8 所示。测试仪器为示波器(Tektronix TDS3012B)和电流钳表(Tektronix A622)。



图 8 实验样机控制系统框图

Fig. 8 Diagram of experimental prototype control system

图 9 所示为未接入 APF 进行谐波抑制时 A 相电源电流 i_{sa} 实验所测波形。由图 9 可知，电源电流 i_{sa} 为非正弦波形，含有大量谐波分量，从波形上看，符合三相不控整流带电阻负载的特征。

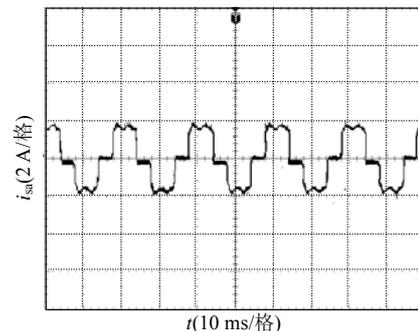


图 9 补偿前 A 相电源电流实验波形

Fig. 9 A-phase grid current experimental waveforms without compensation

图 10 所示为补偿后 A 相电压和电流实验所测波形。由图 10 可知：注入电网的电源电流 i_{sa} 近似为正弦波形，仅在负载电流剧变处出现尖峰或畸

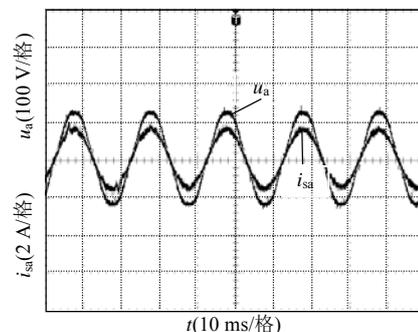


图 10 补偿后 A 相电源电压和电源电流实验波形

Fig. 10 A-phase grid voltage and current experimental waveforms after compensation

变。因此表明所接入的 APF 对负载电流中的谐波分量进行了有效补偿，从而抑制了谐波电流注入电网。另外，电流波形基本上和电压波形同相，说明所接入的 APF 同样对负载电流的无功分量进行了有效补偿，抑制了无功电流注入电网。

图 11 所示为在负载突变情况下 A 相电源电流的跟踪波形。由图可知，在负载突变情况下，电源电流能快速跟踪负载的变化，过渡时间大约为 20 ms 左右，即经过 20 ms 后电源电流能完全跟踪到负载的变化。

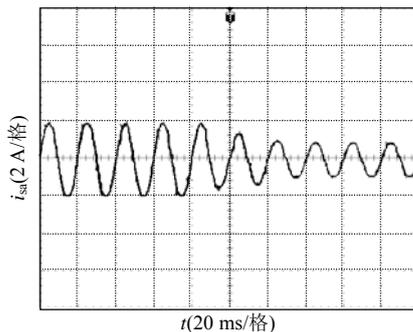


图 11 负载突变时 A 相电源电流实验波形
Fig. 11 A-phase grid current experimental waveforms with load sudden change

4 结论

本文提出了一种精确反馈线性化结合 SVPWM 的复合控制方法，先通过精确反馈线性化方法将原非线性系统映射成简单的线性系统，实现了原非线性系统的解耦控制，再用空间矢量 PWM 调制方法对指令输出电压用基本电压矢量逼近。通过仿真比较和实验验证，本文所提出的控制方法具有以下优点：

1) 由于采用了精确反馈线性化，实现了原非线性系统的解耦控制，使系统的动态响应速度提高，稳态精度得到改善，从而使 APF 的谐波抑制率进一步提高，而且在谐波电流剧变时的补偿电流尖峰分量也削弱。

2) 由于采用了 SVPWM 技术，提高了直流电压的利用率和减少了开关频率谐波含量，有利于直流侧电容电压的稳定控制和交流侧滤波器的设计。

3) 本文所提出的控制方法使 APF 的性能得到全面改善，从另一个角度来说，提高了系统参数选择的裕量，有利于系统的整体稳定控制。

4) 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

- [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: 271-295.
- [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.
- [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.
- [4] Buso S, Malesai L, Mattavelli P. Comparison of current control techniques for active filter applications[J]. IEEE Trans. on 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.
- [6] Chen Y M, O'Connell M R. Active power line conditioner with a neural network control[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1997, 31(6): 1131-1136.
- [7] 唐欣, 罗安, 涂春明. 一种电力有源滤波器电流控制的新方法[J]. 电力系统自动化, 2004, 28(13): 31-34.
- [8] Chevreil P, Auger F, Machmoum M, et al. H-∞ control for a single-phase active power filter: a systematic approach[C]. IEEE 27th Annual Power Electronics Specialist Conference, Baveno, Italy, 1996.
- [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.
- [10] 漆铭均, 罗安, 刘定国. 注入式混合型有源滤波器的电流控制新方法[J]. 中国电机工程学报, 2008, 28(36): 47-54.
- [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: 68-100.
- [12] Isidori A. Nonlinear control systems-communications and control engineering series[M]. Germany: Springer-Verlag, 1995: 70-87.
- [13] Divelbiss A W, Wen J T. A path space approach to nonholonomic motion planning in the presence of obstacles[J]. IEEE Trans. on 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: 1-264.

- Lu Qiang, Sun Yuanzhang. Nonlinear control of power system [M]. Beijing: Science Press, 1993: 1-264(in Chinese).
- [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 Weihua, 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]. Proceedings of the CSEE, 2004, 24(5): 120-125(in Chinese).
- [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): 45-50.
- 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]. Proceedings of the CSEE, 2004, 24(8): 45-50(in Chinese).
- [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]. Proceedings of the CSEE, 2005, 25(7): 97-103(in Chinese).
- [18] 陈伯时. 电力拖动自动控制系统[M]. 北京: 机械工业出版社, 2009: 35-43.
- Chen Boshi. Automatic control system of power drag[M]. Beijing: China Machine Press, 2009: 35-43(in Chinese).



乐江源

收稿日期: 2010-04-16。

作者简介:

乐江源(1975—), 男, 博士研究生, 副教授, 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, jy.le@mail.scut.edu.cn;

谢运祥(1965—), 男, 博士, 教授, 博士生导师, 从事电力电子及电力传动方面的研究。

(编辑 吕鲜艳)