

基于电流电压内在关系的 SAPF 的 SVPWM 控制 算法的研究及稳定性分析

张梦华, 程新功, 宗西举, 欧朱建, 张庆华, 陈早军

(济南大学自动化与电气工程学院, 山东 济南 250022)

摘要: 为了提高并联型有源电力滤波器(Shunt Active Power Filter, SAPF)的电流跟踪性能, 提出一种基于 SVPWM 的并联型有源电力滤波器的电流跟踪控制算法。由于 SAPF 参考指令是电流值, 而 SVPWM 参考指令是电压值, 因此根据电流电压内在关系将 SVPWM 控制算法与 SAPF 的参考指令电流相结合, 通过改变 SVPWM 调制方式减少功率器件的开关次数, 从而降低功率器件的开关损耗, 提高控制性能。并且通过构造 Lyapunov 函数, 对 SVPWM 控制的 SAPF 的稳定性进行了分析。仿真和实验结果证明该算法简单, 可以很好地跟踪指令电流, 能实现对 SAPF 的实时控制, 并且具有非常好的谐波补偿效果。SAPF 在负载扰动下的补偿效果证明了关于 SVPWM 控制的 SAPF 的稳定性分析的正确性。

关键词: 并联型有源电力滤波器; 空间矢量脉宽调制; i_p-i_q 法; 开关损耗; 李雅谱诺夫函数

Research on SVPWM control algorithm and stability analysis of shunt active power filter based on the inner relationship between current and voltage

ZHANG Meng-hua, CHENG Xin-gong, ZONG Xi-ju, OU Zhu-jian, ZHANG Qing-hua, CHEN Zao-jun

(School of Electrical Engineering, University of Jinan, Jinan 250022, China)

Abstract: To improve the current tracking ability of parallel Shunt Active Power Filter (SAPF), a current tracking control algorithm based on Space Vector Pulse-Width Modulation (SVPWM) is proposed. The reference instruction of SAPF is the current value, but the reference instruction of SVPWM is the voltage value, so based on the internal relationship between the current and voltage, the control algorithm of SVPWM is combined with the reference current of SAPF, and by changing the modulation way of the SVPWM, the switching frequency of power device is decreased, which can reduce the switching loss and improve the control performance. By constructing the Lyapunov function, the stability of SAPF controlled by the SVPWM is analyzed. Simulation and tests show that the algorithm is simple, it can track the instruction current well, the real-time control of SAPF can be realized, and it has good harmonic comparison results. The compensation results of SAPF under the load disturbance prove the correctness of the analysis of this paper on the stability of SAPF controlled by the SVPWM.

This work is supported by National Natural Science Foundation of China (No. 11201179).

Key words: shunt active power filter; SVPWM; i_p-i_q method; switching loss; Lyapunov function

中图分类号: TM76 文献标识码: A 文章编号: 1674-3415(2014)08-0001-08

0 引言

随着电力电子技术的迅速发展, 电力电子装置越来越多地用于工业和人们的日常生活中, 它在给人们带来利益和方便的同时, 也给电网带来了越来越严重的谐波污染问题^[1]。而电力系统谐波含量是

衡量电能质量的一项重要指标^[2-4], 所以针对如何解决这个日益突出的问题, 越来越多的学者对此做出了研究, 而有源电力滤波器是谐波补偿中越来越被重视的一种电力设备, 其相关控制算法的研究则是其中的核心问题。

在有源电力滤波器对谐波补偿问题中, 为了实时跟踪谐波电流的变化, 达到预期的补偿效果, 有源电力滤波器通常采用三角波比较法^[5]和滞环比较法^[6]。有源电力滤波器的补偿性能除了依赖这些电

基金项目: 国家自然科学基金(11201179); 山东省自然科学基金(ZR2011EEM024); 山东省自主创新专项(2012CX30302)

流跟踪法外,还与 PWM 调制方法有关。目前 PWM 调制法有 SPWM^[7]和 SVPWM^[8-10]法。与 SPWM 法相比, SVPWM 具有电压利用率高、响应速度快等优点,并且非常适合数字化实现和实时控制,同时对零矢量的合理控制可以明显地降低逆变器的开关损耗。在 SVPWM 算法中,将三相变流器件作为一个整体来考虑,通过计算与参考矢量最接近的 3 个开关矢量的作用时间、控制各开关器件的开通和关断,使一个控制周期内开关矢量输出的平均效果与参考矢量相等。并联型有源电力滤波器参考指令是电流值,而 SVPWM 参考指令是电压值,因此本文提出了一种基于电流电压内在关系的并联型有源电力滤波器 SVPWM 控制算法,即把有源电力滤波器电流参考指令和 SVPWM 的电压参考指令相结合,给出了一种适用于三相配电系统中有源电力滤波器的 SVPWM 控制算法,实际仿真及实验结果都验证了此算法的有效性和实时性。

APF 的稳定性对其工程应用十分重要,国内外学者提出了很多 APF 控制方法,但关于其稳定性的研究并不多^[11]。文献[12]根据 SVPWM 调制的 APF 闭环传递函数分析了 SVPWM 部分的稳定性,其计算量大,证明过程复杂。本文通过构造 Lyapunov 函数,依据 Lyapunov 稳定性判据,分析了 SVPWM 控制的 SAPF 的稳定性,不必经过繁琐的数学推导,易为工程技术人员所掌握,具有明显的实用价值。SAPF 在负载扰动下的补偿效果证明了本文关于 SVPWM 控制的 SAPF 的稳定性分析的正确性。

1 三相 SAPF 的拓扑结构及 SVPWM 控制算法

三相 SAPF 拓扑结构如图 1 所示。

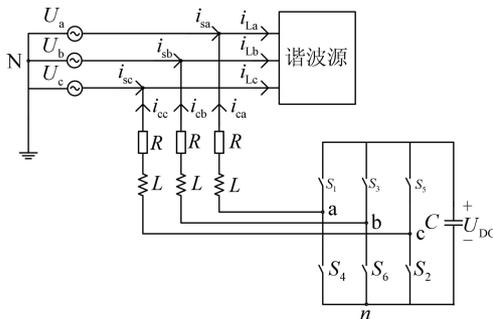


图 1 三相 SAPF 拓扑结构

Fig. 1 Topological structure of three-phase SAPF

图 1 中: U_a, U_b, U_c 为三相电源电压; i_{sa}, i_{sb}, i_{sc} 是三相电源电流; i_{La}, i_{Lb}, i_{Lc} 为三相负载电流; i_{ca}, i_{cb}, i_{cc} 是 SAPF 的三相补偿电流; U_{DC} 是 SAPF 直流侧电

压; R 是输出电阻; L 是输出电抗; C 是直流侧电容; $S_1 \sim S_6$ 分别代表 SAPF 的 6 个 IGBT。

针对变流器,引入开关系数 $S_k, k=a, b, c$

$$S_k = \begin{cases} 1 & \text{上桥臂导通, 下桥臂关断} \\ 0 & \text{上桥臂关断, 下桥臂导通} \end{cases}$$

根据基尔霍夫电压定理得

$$\begin{cases} u_{aN} = Ri_{ca} + L \frac{di_{ca}}{dt} + U_a \\ u_{bN} = Ri_{cb} + L \frac{di_{cb}}{dt} + U_b \\ u_{cN} = Ri_{cc} + L \frac{di_{cc}}{dt} + U_c \end{cases} \quad (1)$$

在三相负载对称的情况下

$$u_{aN} + u_{bN} + u_{cN} = 0 \quad (2)$$

其中:

$$\begin{cases} u_{aN} = u_{an} + u_{nN} \\ u_{bN} = u_{bn} + u_{nN} \\ u_{cN} = u_{cn} + u_{nN} \end{cases} \quad (3)$$

$$\begin{cases} u_{an} = S_a U_{DC} \\ u_{bn} = S_b U_{DC} \\ u_{cn} = S_c U_{DC} \end{cases} \quad (4)$$

将式(3)、式(4)代入式(2),得

$$u_{nN} = -\frac{1}{3}(S_a U_{DC} + S_b U_{DC} + S_c U_{DC}) \quad (5)$$

将式(4)、式(5)代入式(3),得

$$\begin{cases} u_{aN} = \frac{2S_a - S_b - S_c}{3} U_{DC} \\ u_{bN} = \frac{2S_b - S_a - S_c}{3} U_{DC} \\ u_{cN} = \frac{2S_c - S_a - S_b}{3} U_{DC} \end{cases} \quad (6)$$

设空间电压矢量为

$$U_m = \frac{2}{3} \left(u_{aN} + u_{bN} e^{i\frac{2\pi}{3}} + u_{cN} e^{-i\frac{2\pi}{3}} \right) \quad (7)$$

当 $S_a=1, S_b=0, S_c=0$ 时:

$$u_{aN} = 2U_{DC}/3, u_{bN} = -U_{DC}/3, u_{cN} = -U_{DC}/3, U_m = U_4 = 2U_{DC}/3。$$

当 $S_a=1, S_b=1, S_c=0$ 时:

$$u_{aN} = U_{DC}/3, u_{bN} = U_{DC}/3, u_{cN} = -2U_{DC}/3, U_m = U_6 = 2U_{DC}/3 e^{i\pi/3}。$$

以此类推可以得到八种开关状态所对的空间电压矢量分布图,如图 2 所示。

由图 2 见, 六个非零电压矢量将空间分为 6 个扇区。为便于扇区判断, 需将三相 a-b-c 坐标系变换为两相 α - β 坐标系:

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{aN} \\ u_{bN} \\ u_{cN} \end{bmatrix} \quad (8)$$

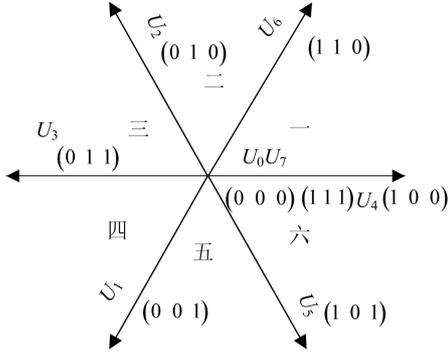


图 2 空间电压矢量分布图

Fig. 2 Frame of space voltage vector

表 1 给出了 8 种开关模态下的电压瞬时值和空间电压矢量。

表 1 不同开关状态对应的输出电压

Table 1 Output voltage in different switching status

S_a	S_b	S_c	u_{aN}	u_{bN}	u_{cN}	U_m
0	0	0	0	0	0	U_0
1	0	0	$2U_{DC}/3$	$-U_{DC}/3$	$-U_{DC}/3$	U_4
1	1	0	$U_{DC}/3$	$U_{DC}/3$	$-2U_{DC}/3$	U_6
0	1	0	$-U_{DC}/3$	$2U_{DC}/3$	$-U_{DC}/3$	U_2
0	1	1	$-2U_{DC}/3$	$U_{DC}/3$	$U_{DC}/3$	U_3
0	0	1	$-U_{DC}/3$	$-U_{DC}/3$	$2U_{DC}/3$	U_1
1	0	1	$U_{DC}/3$	$U_{DC}/3$	$-2U_{DC}/3$	U_5
1	1	1	0	0	0	U_7

其中: u_{aN} , u_{bN} , u_{cN} 为 a-b-c 坐标系下 SVPWM 的参考输入; u_α , u_β 为 α - β 坐标系下 SVPWM 的参考输入。

将式(1)写成状态方程的形式为

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{ca} \\ \dot{i}_{cb} \\ \dot{i}_{cc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R}{L} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ca} \\ i_{cb} \\ i_{cc} \end{bmatrix} + \frac{1}{L} \begin{bmatrix} u_{aN} - U_a \\ u_{bN} - U_b \\ u_{cN} - U_c \end{bmatrix} \quad (9)$$

为分析问题简单, 将三相补偿电流变换到 α - β 坐标系下。则有

$$\begin{bmatrix} i_{ca} \\ i_{cb} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ca} \\ i_{cb} \\ i_{cc} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} i_{ca} - \frac{1}{2}i_{cb} - \frac{1}{2}i_{cc} \\ \frac{\sqrt{3}}{2}i_{cb} - \frac{\sqrt{3}}{2}i_{cc} \end{bmatrix} \quad (10)$$

则有

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{ca} \\ \dot{i}_{cb} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \dot{i}_{ca} - \frac{1}{2}\dot{i}_{cb} - \frac{1}{2}\dot{i}_{cc} \\ \frac{\sqrt{3}}{2}\dot{i}_{cb} - \frac{\sqrt{3}}{2}\dot{i}_{cc} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} \left(i_{ca} - \frac{1}{2}i_{cb} - \frac{1}{2}i_{cc} \right) \\ -\frac{R}{L} \left(\frac{\sqrt{3}}{2}i_{cb} - \frac{\sqrt{3}}{2}i_{cc} \right) \end{bmatrix} + \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \left(u_{aN} - \frac{1}{2}u_{bN} - \frac{1}{2}u_{cN} \right) \\ \frac{1}{L} \left(\frac{\sqrt{3}}{2}u_{bN} - \frac{\sqrt{3}}{2}u_{cN} \right) \end{bmatrix} + \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} -\frac{1}{L} \left(U_a - \frac{1}{2}U_b - \frac{1}{2}U_c \right) \\ -\frac{1}{L} \left(\frac{\sqrt{3}}{2}U_b - \frac{\sqrt{3}}{2}U_c \right) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ca} \\ i_{cb} \end{bmatrix} + \frac{1}{L} \begin{bmatrix} u_\alpha - U_\alpha \\ u_\beta - U_\beta \end{bmatrix} \quad (11)$$

即为

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{ca} \\ \dot{i}_{cb} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ca} \\ i_{cb} \end{bmatrix} + \frac{1}{L} \begin{bmatrix} u_\alpha - U_\alpha \\ u_\beta - U_\beta \end{bmatrix} \quad (12)$$

其中: i_{ca} , i_{cb} 为三相补偿电流在 α - β 坐标系下的数值; u_α , u_β 为 SVPWM 参考输入在 α - β 坐标系下的数值; U_α , U_β 为三相电源电压在 α - β 坐标系下的数值。

设补偿电流误差为 $\Delta i_c = i_c^* - i_c$, 采样周期为 T , 则有

$$\begin{bmatrix} \frac{\Delta i_{ca}}{T} \\ \frac{\Delta i_{cb}}{T} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ca} \\ i_{cb} \end{bmatrix} + \frac{1}{L} \begin{bmatrix} u_\alpha - U_\alpha \\ u_\beta - U_\beta \end{bmatrix} \quad (13)$$

整理得

$$\begin{bmatrix} \Delta i_{ca} \\ \Delta i_{cb} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{TR}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{TR}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ca} \\ i_{cb} \end{bmatrix} + \frac{T}{L} \begin{bmatrix} u_a - U_a \\ u_b - U_b \end{bmatrix} \quad (14)$$

即为

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \end{bmatrix} = \frac{L}{T} \begin{bmatrix} \Delta i_{ca} \\ \Delta i_{cb} \end{bmatrix} + R \begin{bmatrix} i_{ca} \\ i_{cb} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} U_a \\ U_b \end{bmatrix} \quad (15)$$

式(15)即为有源电力滤波器参考指令 i_{ca}^* , i_{cb}^* 与 SVPWM 的参考输入 u_a , u_b 内在联系关系式。这样就将 SAPF 参考指令 i_{ca}^* , i_{cb}^* 转换成了 SVPWM 的参考输入 u_a , u_b 。接下来就可以用 SVPWM 算法跟踪控制 SAPF。下面给出式(15)的结构框图,如图3所示。

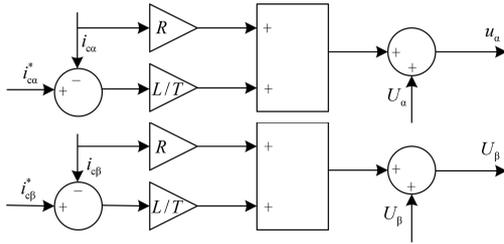


图3 三相 SAPF 参考指令转换为 SVPWM 的参考输入框图
Fig. 3 Diagram of conversion of three-phase SAPF reference instruction to the reference input of SVPWM

图4给出了本文关于 SVPWM 控制的 APF 原理图。

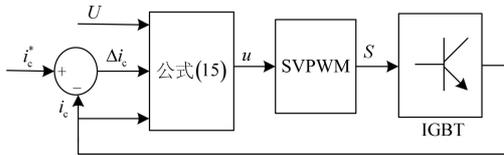


图4 SVPWM 控制的 APF 原理图

Fig. 4 Schematic of APF controlled by SVPWM

2 三相 SAPF 补偿结构图

基于 SVPWM 的并联型有源电力滤波器的电流跟踪算法的整体思路如下。

1) 首先根据基于瞬时无功理论的 i_p-i_q 谐波检测方法检测出谐波电流-指令电流 i_{ca}^* , i_{cb}^* , i_{cc}^* , 然后进行极坐标变换求出 i_{ca}^* , i_{cb}^* 。

2) 根据式(15) 求出 u_a , u_b , 即 SVPWM 的参考电压输入。

3) 根据参考电压输入 u_a , u_b , 求出参考电压矢量所在区间位置, 然后利用所在扇区的相邻两电压矢量和适当的零矢量来合成参考电压矢量, 控制相

应的功率开关动作^[13]。

图5即为本文整体思路结构图。

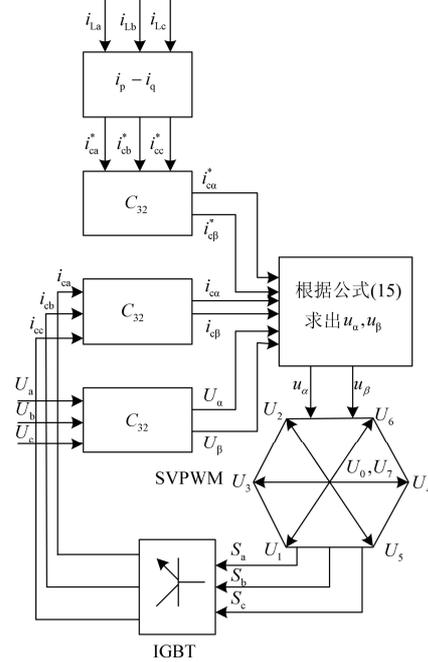


图5 三相 SAPF 补偿结构图

Fig. 5 Compensation structure diagram of three-phase SAPF

其中,

$$C_{32} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (16)$$

3 SVPWM 控制的 APF 稳定性分析

系统的稳定性是控制系统的分析与设计中首要考虑的问题。这一部分主要是分析了 SVPWM 控制的 APF 稳定性的问题。

当 $i_c = i_c^*$ 时, 由式(12)、式(15)得

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{ca}^* \\ \dot{i}_{cb}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ca}^* \\ i_{cb}^* \end{bmatrix} + \frac{1}{L} \begin{bmatrix} u_a^* - U_a \\ u_b^* - U_b \end{bmatrix} \quad (17)$$

$$\begin{bmatrix} u_a^* \\ u_b^* \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} i_{ca}^* \\ i_{cb}^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} U_a \\ U_b \end{bmatrix} \quad (18)$$

式(17)-式(15)得

$$\begin{bmatrix} \dot{\Delta i}_{ca} \\ \dot{\Delta i}_{cb} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta i_{ca} \\ \Delta i_{cb} \end{bmatrix} + \frac{1}{L} \begin{bmatrix} u_a^* - u_a \\ u_b^* - u_b \end{bmatrix} \quad (19)$$

为分析 SVPWM 控制的 APF 的稳定性, 设 Lyapunov 函数为

$$V(\mathbf{x}) = \frac{1}{2} \Delta \mathbf{x}^T \Delta \mathbf{x} \quad (20)$$

$$\text{其中, } \Delta \mathbf{x} = \begin{bmatrix} \Delta i_{ca} \\ \Delta i_{cb} \end{bmatrix}.$$

$$\text{令 } \mathbf{u}^* = \begin{bmatrix} u_a^* \\ u_b^* \end{bmatrix}, \quad \mathbf{u} = \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \end{bmatrix} \text{ 则式(20)可写为}$$

$$\Delta \dot{\mathbf{x}} = A \Delta \mathbf{x} + \frac{1}{L} (\mathbf{u}^* - \mathbf{u}) \quad (21)$$

那么则有

$$\begin{aligned} \dot{V}(\mathbf{x}) &= \Delta \mathbf{x}^T \Delta \dot{\mathbf{x}} = \Delta \mathbf{x}^T \left(A \Delta \mathbf{x} + \frac{1}{L} (\mathbf{u}^* - \mathbf{u}) \right) = \\ & \begin{bmatrix} \Delta i_{ca} & \Delta i_{cb} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{R}{L} & 0 \\ 0 & \frac{R}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta i_{ca} \\ \Delta i_{cb} \end{bmatrix} + \\ & \frac{1}{L} \begin{bmatrix} \Delta i_{ca} & \Delta i_{cb} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} R \Delta i_{ca} - \frac{L}{T} \Delta i_{ca} \\ R \Delta i_{cb} - \frac{L}{T} \Delta i_{cb} \end{bmatrix} = \\ & -\frac{1}{T} \Delta i_{ca}^2 - \frac{1}{T} \Delta i_{cb}^2 = -\frac{1}{T} (\Delta i_{ca}^2 + \Delta i_{cb}^2) < 0 \end{aligned} \quad (22)$$

根据 Lyapunov 函数稳定性判断准则, 可以得到 SVPWM 控制的 APF 是稳定的。

4 仿真结果与分析

仿真结果验证 SVPWM 算法在 APF 上的正确性。APF 各个参数设计如下: 三相电源电压 U_a 、 U_b 、 U_c 是幅值为 380 V 的交流电压, 相角互差 120° 。APF 交流侧电感 L 为 4.7 mH, 交流侧电阻 R 为 0.05 Ω , 直流侧电容 C 是 6 800 μF , 直流侧电压参考值 U_{DC}^* 是 750 V。非线性负载为三相不控整流桥。PI 调节器参数为: $P=0.3$, $I=0.1$ 。采样周期 $T=10^{-5}$ s。在没有 APF 补偿前, 由于非线性负载的存在会产生大量谐波, 使得电网电流发生畸变, 如图 6 所示。这时电网电流谐波含量高达 24.31%。

补偿后电网电流如图 7 所示。从图中可以看出, 经过 APF 补偿后, 电网电流已经近似补偿成标准的正弦波形。这时电网的谐波含量降为 0.54%。

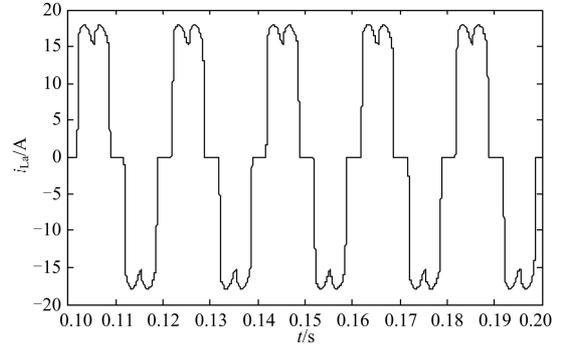


图 6 非线性负载电流 i_{La}
Fig. 6 Nonlinear load current i_{La}

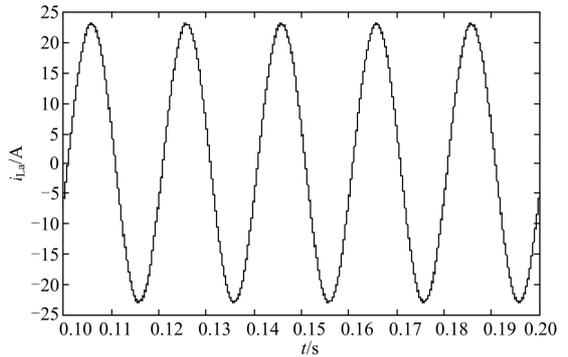


图 7 补偿后电源电流 i_{sa}
Fig. 7 Supply current i_{sa} after compensation

图 8 为 APF 产生的补偿电流跟踪指令电流的情况, 从图 8 可以看出, 补偿电流几乎完全跟踪了指令电流。

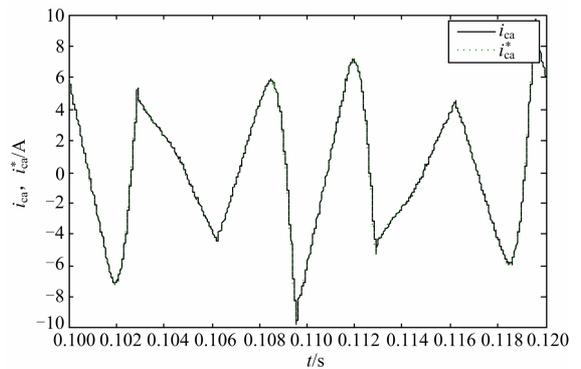


图 8 补偿电流跟踪指令电流
Fig. 8 Compensation current tracks the command current

从图 9 可以看出在 0.05 s 左右, 系统就达到了稳定。接下来分析在时间段 0.1~0.101 内, SAPF 实际产生的补偿电流 i_{ca} 跟踪补偿电流的参考值 i_{ca}^* 的情况, 如图 10 所示。

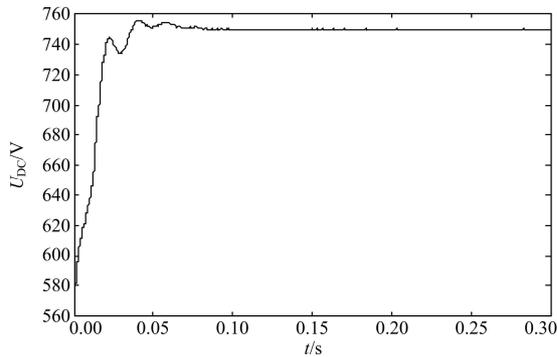


图 9 直流侧输出电压 U_{DC}

Fig. 9 DC-side output voltage U_{DC}

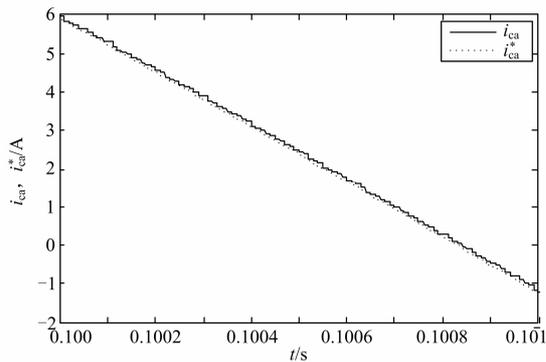


图 10 补偿电流 i_{ca} 跟踪参考电流 i_{ca}^* 的情况

Fig. 10 Situation of compensated current i_{ca} tracking reference current i_{ca}^*

从图 10 可以看出 APF 产生的补偿电流很好地跟踪了指令电流。在采样点时，甚至可以完全跟踪指令电流，补偿效果很好。

根据式 (15) 可以求出 SVPWM 的参考指令电压 U_α , U_β 。如图 11 所示。

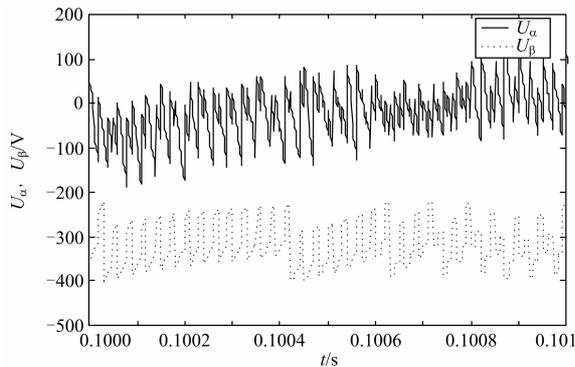


图 11 SVPWM 的参考输入 U_α , U_β 的波形图

Fig. 11 Waveform of reference input U_α and U_β of SVPWM

5 实验结果

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。实验样机各个参数选用上述仿真中的参数。采样周期 $T=0.02/256$ s。

图 12~图 13 给出了实验样机 APF 主电路和控制器的图片，图 14~图 16 给出了实验波形。加入 APF 前，电源电流含有大量的谐波，总的谐波畸变率为 24.31%。由于受 AD 转换速度和 DSP 的处理速度的限制，试验样机中采样周期要比仿真中的采样周期大的多，因此补偿后的电源电流谐波含量并没有像仿真结果中的那样低，总的谐波畸变率为 3.2%。

图 17 为负载在 0.3 s 突增时的 A 相电源电流①、负载电流②、APF 产生的补偿电流③、直流侧输出电压④的波形图。图 18 为负载在 0.6 s 突减时的暂态响应图。

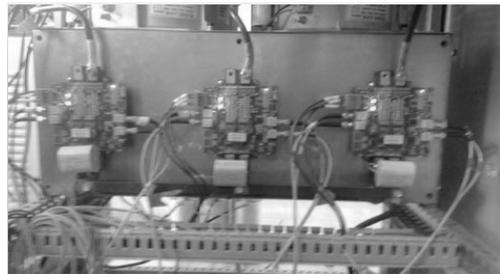


图 12 APF 主电路

Fig. 12 Main circuit of APF

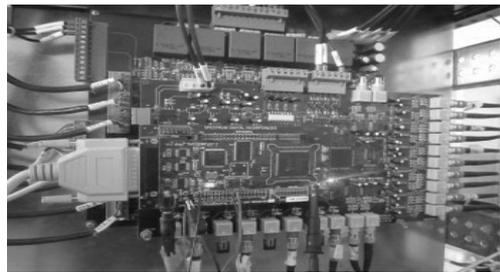


图 13 控制器

Fig. 13 Controller

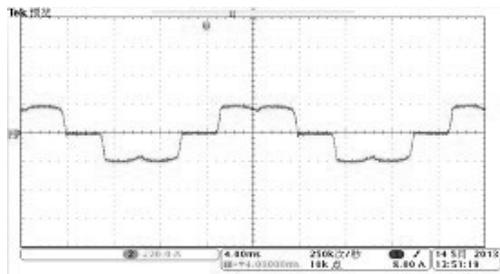


图 14 非线性负载电流 i_{La}

Fig. 14 Nonlinear load current i_{La}

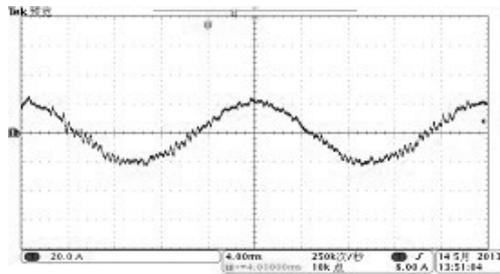
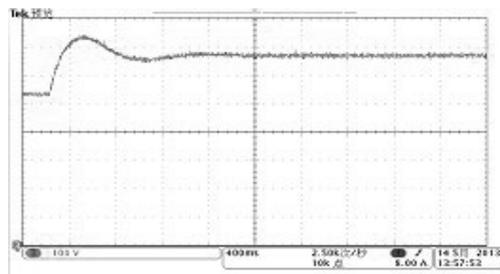
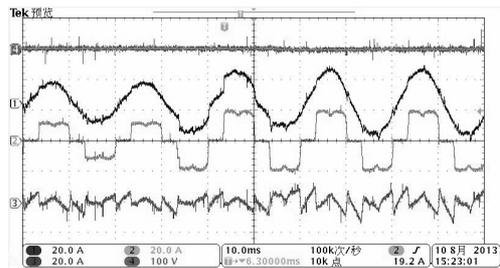
图 15 补偿后电源电流 i_{sa} Fig. 15 Supply current i_{sa} after compensation图 16 直流侧输出电压 U_{DC} Fig. 16 DC-side output voltage U_{DC} 

图 17 负载突增时的暂态响应

Fig. 17 Transient responses to abrupt load increase

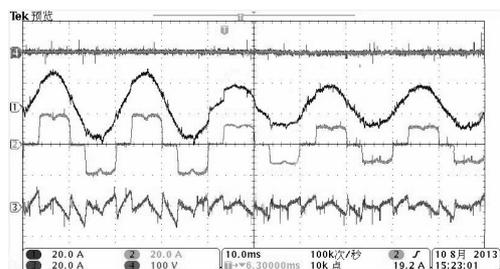


图 18 负载突减时的暂态响应

Fig. 18 Transient responses to abrupt load decrease

由图 17、图 18 可知, 当负载电流突增或者突减时, 即发生负载扰动时, APF 的补偿电流迅速跟踪上突变的参考电流, 并稳定于变化后的系统状态, 输出电流没有出现不稳定状态, 系统仅在 1~2 个周期内很快进入新的稳态, 动态响应速度快。因此证明了本文对 SVPWM 控制的 APF 的稳定性分析的

正确性。

6 结论

本文考虑有源电力滤波器参考指令 i_{ca}^* , i_{cb}^* 与 SVPWM 参考输入 u_a , u_b 的内在关系, 提出了一种把有源电力滤波器电流参考指令和 SVPWM 的电压参考指令相结合的谐波补偿算法并给出了其具体分析和证明。从算法原理上来说, SVPWM 跟踪补偿电流参考值的方法, 通过控制相邻两个空间的电压矢量和零矢量作用时间来合成所需要的参考矢量, 在一个采样周期中可以对谐波进行完全跟踪, 具有非常好的谐波补偿效果。本文通过构造李亚普诺夫函数, 分析了 SVPWM 控制的 SAPF 的稳定性。而仿真和实验结果表明此基于 SVPWM 控制算法的有源电力滤波器不仅能够精确地跟踪谐波电流并且对其进行很好的补偿, 而且算法和控制方法简单, 易于数字化实现。SAPF 在负载扰动下的补偿效果证明了本文关于 SVPWM 控制的 SAPF 的稳定性分析的正确性。

参考文献

- [1] 韩杨, 曼苏乐, 姚钢, 等. 基于 T 型 APF 的三相整流器及其控制策略[J]. 电工技术学报, 2009, 24(1): 120-126.
HAN Yang, KHAN M M, YAO Gang, et al. T-type APF based rectifier and its control strategies[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2009, 24(1): 120-126.
- [2] 张永峰, 程新功, 宗西举, 等. 单相有源电力滤波器的非线性切换控制[J]. 电力系统保护与控制, 2011, 39(18): 139-144.
ZHANG Yong-feng, CHENG Xin-gong, ZONG Xi-ju, et al. Nonlinear switching control of single-phase active power filter[J]. Power System Protection and Control, 2011, 39(18): 139-144.
- [3] 宋文南, 刘宝仁. 电力系统谐波分析[M]. 北京: 水利电力出版社, 1995.
SONG Wen-nan, LIU Bao-ren. Power system harmonic analysis[M]. Beijing: Water Resources and Electric Power Press, 1995.
- [4] 张晓, 孔令军. 三相三线制并联型有源电力滤波器的准滑模变结构控制[J]. 电力系统保护与控制, 2011, 39(21): 40-44.
ZHANG Xiao, KONG Ling-jun. The quasi-sliding mode control of the shunt active power filter in three-phase three-wire system[J]. Power System Protection and Control, 2011, 39(21): 40-44.

- [5] 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 Zhao-an, YANG Jun, LIU Jin-jun. Harmonic restraint and reactive compensate[M]. Beijing: China Machine Press, 1998.
- [6] 徐永海, 刘晓博. 考虑指令电流的变环宽准恒频电流滞环控制方法[J]. 电工技术学报, 2012, 27(6): 90-95.
XU Yong-hai, LIU Xiao-bo. A variable hysteresis-band and quasi-constant current controller with reference current[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2012, 27(6): 90-95.
- [7] 陆兵, 刘维亭. 三相 SPWM 逆变器的调制建模和仿真[J]. 电子技术工程, 2013, 21(1): 132-134.
LU Bing, LIU Wei-ting. Simulation of three-phase SPWM inverter based on Matlab/Simulink[J]. Electronic Design Engineering, 2013, 21(1): 132-134.
- [8] 刘婷婷, 谭彧, 吴刚, 等. 基于 SVPWM 的高转速永磁同步电机控制系统的研究[J]. 电力系统保护与控制, 2009, 37(12): 11-19.
LIU Ting-ting, TAN Yu, WU Gang, et al. Simulating of high speed PMSM control system based on SVPWM[J]. Power System Protection and Control, 2009, 37(12): 11-19.
- [9] DELL'AQUILA A, LECCI A, MONOPOLI V G. Fuzzy controlled active filter driven by an innovative current reference for cost reduction[C] // Industrial Electronics, 2002. ISIE 2002. Proceedings of the 2002 IEEE International Symposium on, 2002, 3: 948-952.
- [10] KÖMÜRCÜGİL H, KÜKRER Ö. Control strategy for single-phase PWM AC/DC voltage-source converters based on Lyapunov's direct method[J]. Int J Electron, 2000, 87(12): 1485-1498.
- [11] HASAN K, OSMAN K. Lyapunov-based control for three-phase PWM AC/DC voltage-source converters[J]. IEEE Trans on Power Electronic, 1998, 13(5): 801-813.
- [12] 于晶荣, 滕召胜. 有源电力滤波器预测电流控制及稳定性分析[J]. 电工技术学报, 2009, 24(7): 164-170.
YU Jing-rong, TENG Zhao-sheng. Predictive current control and stability analysis of active power filter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2009, 24(7): 164-170.
- [13] 杨贵杰, 孙力, 崔乃政, 等. 空间矢量脉宽调制方法的研究[J]. 中国电机工程学报, 2001, 21(5): 79-83.
YANG Gui-jie, SUN Li, CUI Nai-zheng, et al. Study on method of the space vector PWM[J]. Proceedings of the CSEE, 2001, 21(5): 79-83.

收稿日期: 2013-07-15; 修回日期: 2013-09-27

作者简介:

张梦华(1988-), 女, 硕士, 主要从事电力电子控制系统研究; E-mail: menghuahappy@163.com

程新功(1973-), 男, 博士, 教授, 硕士生导师, 主要研究方向为电力电子在电力系统中的应用、非线性系统理论;

宗西举(1981-), 男, 博士, 副教授, 硕士生导师, 主要研究方向为控制理论与控制工程。