

# 一种并联有源电力滤波器变结构控制策略

魏 伟<sup>1</sup>, 许胜辉<sup>2</sup>, 魏岚婕<sup>3</sup>

(1. 华中科技大学电气与电子工程学院, 湖北 武汉 430074; 2. 武汉职业技术学院电信系, 湖北 武汉 430074;  
3. 上海骏晗电气成套有限公司, 上海 200433)

摘要: 为了提高电力系统中无功补偿和谐波抑制性能, 笔者在研究并联型有源电力滤波器原理基础上, 对并联型有源电力滤波器提出了一种新的变结构控制模型, 创建了适合于变结构控制理论应用的运动跟踪状态方程, 并给出了变结构控制的切换函数。由于对期望的电源电流实现了闭环跟踪控制, 因此具有良好的无功补偿和谐波抑制性能。实验与仿真结果验证了该控制策略的有效性和可行性。

关键词: 有源电力滤波器; 变结构控制; 控制模型; 无功补偿; 谐波抑制

中图分类号: TM761; TM51

文献标志码: A

文章编号: 1001-1609(2008)04-0298-03

## A Variable Structure Control Strategy for Shunt Active Power Filter

WEI Wei<sup>1</sup>, XU Sheng-hui<sup>2</sup>, WEI Lan-jie<sup>3</sup>

(1. School of Electrical & Electronic Engineering, Huazhong University of Science and Technology, Wuhan 430074, China;  
2. Department of Telecom Engineering, WuHan Institute of Technology, Wuhan 430074, China;  
3. Shanghai Junhan Electric Complete Co. Ltd., Shanghai 200433, China)

Abstract: In order to improve reactive power compensation and harmonic compensation in power systems, This paper presented a control strategy model with variable structure for shunt active power filter based on the analysis of shunt active power filter principle. The state equations for variable structure control were established, and the switch function was set up. This strategy gains excellent reactive power compensation and harmonic compensation due to implementation of closed-loop tracking control of power source current. The experiment and simulation results confirm its validity and feasibility.

Key words: active power filter(APF); variable structure control; control model; reactive power compensation; harmonic compensation

### 0 引言

随着电力电子技术的发展, 电力电子装置得到了越来越广泛的应用, 它们将大量的无功功率和谐波注入电网, 带来了“电网污染”问题。20 世纪 70 年代提出的有源电力滤波器(APF)技术目前已成为电力系统中抑制谐波和补偿无功功率的有效手段<sup>[1]</sup>, 并在不断完善和发展之中。

并联型 APF 目前应用最为广泛, 其控制策略大多以 20 世纪 80 年代初文[2]提出的瞬时功率理论为基础, 通过对电力系统中无功和谐波电流的检测计算来实现无功补偿和谐波抑制, 由于未对期望的电源电流实现闭环跟踪控制, 测量和计算误差得不到补偿, 影响了其补偿性能的提高。因此, 需要寻求新的控制策略, 对并联型 APF 实现简单而

有效的控制。

### 1 并联型 APF 的变结构的数学模型

并联型 APF 电压源型逆变器构成见图 1<sup>[3]</sup>。由图 1 可以得到并联型 APF 的矢量方程为

$$L\dot{P}_i = -Ri_s + s + L\dot{P}_L + Ri_L \tag{1}$$

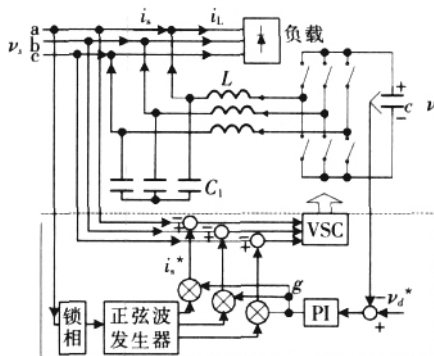


图 1 并联型 APF 的 VSC 控制结构图

收稿日期: 2007-08-01; 修回日期: 2008-01-17

作者简介: 魏 伟(1956-), 男, 高级工程师, 从事电力电子装置、系统及其控制技术、电力电子在电力系统中的应用研究。

式(1)中,  $i_s, i_L$  为电源电流与负载电流矢量;  $R$  为电感  $L$  的电阻;  $u_s$  为控制电压矢量和电源电压矢量;  $P=d/dt$  为求导因子。

APF 通过对逆变器的 6 个可控开关器件的控制产生所需补偿的谐波和无功电流。如果每相上桥臂开关导通记作  $u_i=1(i=a, b, c)$ , 下桥臂开关导通记作  $u_i=0(i=a, b, c)$ , 那么开关控制量  $u_i$  与逆变器输出电压矢量之间的关系可由式(2)表示, 当  $u_a=u_b=u_c$  时称之为零矢量。

$$= \frac{d}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} \quad (2)$$

式(2)中,  $u_d$  为逆变器直流侧电容电压。

并联型 APF 的最终目标就是把电源电流  $i_s$  调节成与电源电压  $u_s$  同相位的正弦波。因此, 可创建一个电源电流闭环跟踪控制系统, 并设定电源电流给定值  $i_s^*$  与  $u_s$  同相位(假设电源电压为正弦波)

$$i_s^* = g u_s \quad (3)$$

式(3)中,  $g$  是一标量, 其大小由负载有功功率和 APF 所消耗的有功功率决定, 可通过逆变器直流侧电容电压的闭环控制来调整, 如图 1 虚线框所示, 其中  $u_d^*$  为电容电压给定值。

由于控制的目的是使  $i_s$  能很好的跟踪  $i_s^*$ , 因此可以定义状态变量为

$$i_s = i_s^* - i_s \quad (4)$$

式(4)中,  $i_s$  为电源电流误差矢量  $[i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}]^T$ 。

将式(4)代入式(1), 并忽略电感电阻, 可得状态方程为  $P i_s = -\frac{1}{L} u_s P(i_L - i_s^*)$ 。

若将电源电压、负载电流的变化等归结为系统外部扰动, 并定义扰动为  $e = u_s + LP(i_L - i_s^*)$ , 则状态方程可写成

$$P i_s = \frac{e}{L} \quad (5)$$

将式(2)代入式(5), 并写成分量形式可得

$$P \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} = \frac{d}{3L} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} - \frac{1}{L} \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (6)$$

式(6)中,  $e = [e_a, e_b, e_c]^T$

根据 VSC 理论<sup>[4]</sup>, 定义切换函数为  $S = i_s$

变结构控制就是在系统状态偏离切换面时, 选择式(6)的控制量  $u_i(i=a, b, c)$  等于 1 或 0, 使系统状态回到切换面, 并沿它运动至原点。

根据 VSC 的可达性条件, 在  $S = 0$  的情况下, 控制量  $u_i$  的选择必须满足

$$i_{sa} \times P i_{sa} > 0, i_{sb} \times P i_{sb} < 0, i_{sc} \times P i_{sc} < 0$$

于是便可得到并联型 APF 的 VSC 控制规律

$$u_a = \begin{cases} 1 & i_{sa} < 0 \\ 0 & i_{sa} > 0 \end{cases}, u_b = \begin{cases} 1 & i_{sb} < 0 \\ 0 & i_{sb} > 0 \end{cases}, u_c = \begin{cases} 1 & i_{sc} < 0 \\ 0 & i_{sc} > 0 \end{cases}$$

与基于瞬时功率理论的常规控制算法<sup>[2]</sup>相比, 可以看出采用变结构控制算法简单得多。

## 2 电压闭环控制参数的设计

### 2.1 电容电压 $u_d$ 的设计

在不考虑零矢量的情况下, 由式(2)可见, 每相逆变器输出电压的幅值最小为  $u_d/3$ 。因此根据式(5), 对于扰动  $e_d$  的选择必须满足式(7), 可达性条件才有可能得到满足。

$$u_d \geq 3 \max[|i_{sa} + LP(i_L - i_s^*)|] \quad (7)$$

由式(7)可以看出, 增大  $u_d$  和减小  $L$  都有利于满足可达性条件。但是由于  $L$  对逆变器高频开关产生的电流谐波起滤波作用, 不能取得太小; 而  $u_d$  增大又将提高逆变器开关器件的电压等级, 增加设备投资。因此,  $u_d$  的确定应综合考虑各种因素。

### 2.2 PI 调节器的设计

根据能量守恒原理, 可以得到

$$P_s = P_L + P_c \quad (8)$$

式(8)中,  $P_s$  为源供给的有功功率,  $P_s = 3V_s I_s + 3gV_s^2$  (假设  $I_s$  能很好地跟随  $i_s^*$ );  $V_s, I_s$  为电源电压和电流的有效值;  $P_L$  为负载有功功率;  $P_c$  为 APF 所吸收的有功功率。若负载有功功率有  $P(t)$  变化, 则式(8)可写成  $P(t) = 3g(t)V_s^2 = P_L(t) + P_c(t)$ 。

另外, 电容  $C$  的贮能可表达为

$$\int_0^t P_s(t) dt = \frac{1}{2} C [u_d^* + u_d(t)]^2 - \frac{1}{2} C u_d^{*2} \quad (9)$$

将式(9)进行拉氏变换, 并忽略  $u_d^2(t)$  项可得

$$G_c(s) = \frac{d(s)}{P_c(s)} = \frac{1}{C u_d s}$$

于是便可以画出关于  $u_d$  的传递函数控制图, 见图 2。图 2 中, 反馈部分为一低通滤波器,  $T_F$  为滤波时间常数, PI 调节器的传递函数为

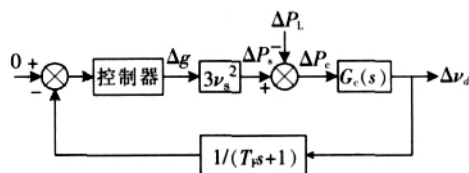


图 2  $\Delta u_d$  的控制框图

$$G_p(s) = \frac{K_p(T_i + 1)}{T_i s} \quad (10)$$

式(10)中,  $K_p$  为比例系数;  $T_i$  为积分时间常数。

应用自动控制理论中典型二阶系统的设计原理<sup>[4]</sup>可以对 PI 调节器的参数进行设计, 考虑到跟踪性和抗干扰性, 这里取中频宽为 5, 于是可得

$$T_i = 5T_F; \quad K_p = \frac{dC}{5sT_F} \quad (11)$$

在这里也可以对电容 C 的大小进行设计,如果在突加负载  $P_L$  情况下,电容电压允许变化的最大电压为  $U_{max}$ ,根据典型型系统的抗干扰性计算, C 的取值必须满足<sup>[5]</sup>

$$C > \frac{1.6T_F \cdot P_L}{d \cdot U_{max}} \quad (12)$$

### 3 仿真和实验结果分析

为了验证变结构控制策略的有效性,对图 1 所示的并联型 APF 进行了实验研究。实验测试波形见图 4。实验装置的逆变器开关器件采用 IGBT,负载为常见的三相桥式整流器,其系统主要参数为:电源电压  $U_s=300V/50Hz$ ;负载功率  $P_L=2.5 kW$ ;  $L=10 mH$ ;  $C=1 100 \mu F$ ;  $T_F=2 ms$ ;  $U_d=700 V$ ; PI 调节器  $T_i/K_p=10 ms/0.001 5$ ;开关频率  $f=5 kHz$ 。该系统采用数字化可编程信号处理器 TMS320LF2407A 为核心的硬件控制器实现全数字控制,控制周期为  $100 \mu s$ ,比常规控制小得多。

对图 1 进行仿真,采样电阻  $R=0.5 \Omega$ 。控制器的时钟周期  $T_s=20 kHz$ 。仿真软件采用 Matlab 中的 Simulink 完成。仿真条件:电源电压=200V/50Hz,其它参数同上。

仿真波形见图 3。由图 3(b)可知,由于负载为非线性负载,所以接入 APF 前电源电流的波形已经严重畸变,而接入 APF 后电源电流已经基本为正弦波。图 3(c)为补偿后的电流上还有一点幅度的尖峰,其产生的原因在于动态补偿时,跟踪速度还有待提高和改善。

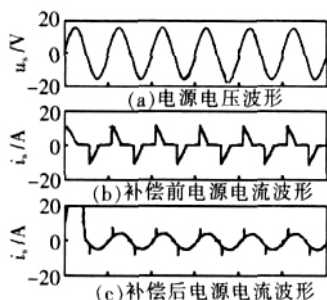


图 3 仿真波形

图 4(a)、(b) 分别给出了经并联型 APF 补偿前后的电源电流波形。从图中可以看出,该控制方案能有效地抑制负载所产生的谐波电流。

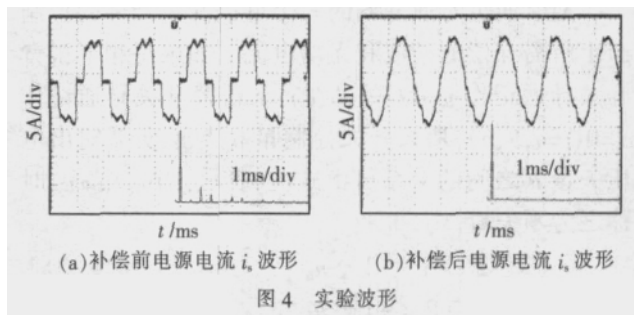


图 4 实验波形

另外,从图中也可看出,在负载电流突变处,电源跟踪会出现较大误差,主要原因是由于  $LP_L$  过大,变结构控制的可达性条件得不到满足而造成。

### 4 结语

并联型 APF 采用变结构控制模型,可以很好地实现谐波补偿。由于对期望的电源电流实现了闭环跟踪控制,因此具有良好的无功补偿和谐波抑制性能。笔者分析了电压闭环参数的工程设计,为并联型 APF 的推广和应用提供了设计依据。该法控制电路简单实现方便,补偿效果好,是一种很有前景的控制方法。

### 参考文献:

- [1] AKAGI H. New Trends in Active Filters for Power Conditioning [J]. IEEE Trans. on I.A., 1996, 32(6): 1312-1322.
- [2] AKAGI H. Instantaneous Reactive Power Compensators Comprising Switching Devices without Energy Storage Components [J]. IEEE Trans. on I.A., 1984, 20(3): 625-630.
- [3] 高为炳. 变结构控制理论基础 [M]. 北京: 中国科学技术出版社, 1990.
- [4] 陈伯时. 电力拖动自动控制系统 (第 2 版) [M]. 北京: 机械工业出版社, 1992.
- [5] BHAVARAJU V B. An Active Line Conditioner to Balance Voltages in a Three-phase System [J]. IEEE Trans. on I.A., 1996, 32(2): 287-292.

(上接第 297 页)

- [6] MORCHED A, MARTI L. A High Frequency Transformer Model for the EMTP [J]. IEEE Trans. on Power Delivery, 1993, 8(3): 1615-1626.
- [7] GUSTAVSEN B, SEMLYEN A. Rational Approximation of Frequency Domain Responses by Vector Fitting [J]. IEEE Trans. on Power Delivery, 1999, 14(3): 1052-1061.
- [8] GUSTAVSEN B. Enforcing Passivity for Admittance Matrices Approximated by Rational Functions [J]. IEEE Trans. on Power Delivery, 2001, 16(1): 97-104.
- [9] DHARMENDRA S, RAMACHANDRA A. A Fast Algorithm and Practical Considerations for Passive Macromodeling of

- Measured/Simulated Data [J]. IEEE Trans. on Advanced Packaging, 2004, 27(1): 57-70.
- [10] G C 特密斯 (美), J W 拉帕特雷. 电路综合与设计导论 [M]. 贾毓聪, 韩宝珍, 译. 北京: 人民邮电出版社, 1985.
- [11] 史保社, 张文元, 顾温国, 等. GIS 中快速暂态过电压的计算及其影响因素分析 [J]. 高电压技术, 1997, 23(4): 19-25.
- [12] DEAN A FRICKEY. Conversions Between S, Z, Y, h, ABCD, and T Parameters Which are Valid for Complex Source and Load Impedances [J]. IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, 1994, 42(2): 205-211.