

电力有源滤波器控制器的研究与仿真分析

任万强 胡启宙 王合桢  
(郑州电力高等专科学校, 450004) (河南电力试验研究所, 郑州, 450052)

**摘 要** 建立了包括有源电力滤波器(APF)在内的公共连接点(PCC)的数学模型; 针对实际控制器计算过程中的时间延迟, 提出对负载电流值进行预测的两种算法, 对逆变器的开关元件提出一种新型脉宽调制(PWM)控制方案, 并采用电力电子仿真软件包进行了仿真实验。

**关键词** 有源电力滤波器; 控制器; 数学模型; 预测; 算法; 仿真  
**中图分类号** TM 714

电力有源滤波器(APF)是一种新型谐波与无功补偿装置。本文选用目前广泛采用的电压源型逆变器, 对决定电力有源滤波器补偿特性的控制器进行探讨。在给定电力有源滤波器与系统原理接线等值计算图的基础上, 采用瞬时功率理论中的  $i_d-i_q$  分解法<sup>[1]</sup>对负载电流中的谐波分量进行检测, 并通过对负载补偿电流的预测计算, 获得负载补偿电流, 提出了一种新型脉宽调制控制方案, 最后给出了仿真结果。

1 有源电力滤波器的数学模型

1.1 并联型有源电力滤波器与系统的接线

并联型有源滤波器与系统的接线简图如图 1 所示。

1.2 数学模型的建立

假定逆变器的输出为连续电压波形, 则 APF 的逆变器就可以用一假想的中性点为  $O'$  的三相理想可控的交流电压源来代替。假定系统的中性点  $O$  与 APF 假想中性点  $O'$  之间存在着电位差。取  $O'$  点为零电势点, 逆变器输出端的三相电压分别为  $v_{Ia}, v_{Ib}, v_{Ic}$ , 那么  $O$  点的电位将为:

$$V_O = \frac{1}{3}(v_{Ia} + v_{Ib} + v_{Ic}) \tag{1}$$

这样, 图 1 有源滤波器与系统原理接线图可以简化为图 2 所示的等值计算图, A 相的状态方程可以写成如下的形式:

$$l_{ca} \frac{di_{ca}}{dt} - l_{sa} \frac{di_{sa}}{dt} + e_a + V_O = v_{Ia} \tag{2}$$

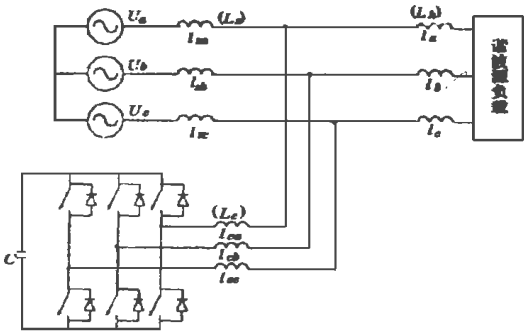


图 1 有源电力滤波器与系统原理接线图

三相计算时,令:

$$V_I = [v_{Ia}, v_{Ib}, v_{Ic}]^T, I_c = [i_{ca}, i_{cb}, i_{cc}]^T, I_s = [i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}]^T, U_s = [e_a, e_b, e_c]^T \quad (3)$$

对三相统一描述的状态方程如下:

$$\begin{cases} l_{ca} \frac{di_{ca}}{dt} - l_{sa} \frac{di_{sa}}{dt} = v_{Ia} - e_a - \frac{1}{3}(v_{Ia} + v_{Ib} + v_{Ic}) \\ l_{cb} \frac{di_{cb}}{dt} - l_{sb} \frac{di_{sb}}{dt} = v_{Ib} - e_b - \frac{1}{3}(v_{Ia} + v_{Ib} + v_{Ic}) \\ l_{cc} \frac{di_{cc}}{dt} - l_{sc} \frac{di_{sc}}{dt} = v_{Ic} - e_c - \frac{1}{3}(v_{Ia} + v_{Ib} + v_{Ic}) \end{cases} \quad (4)$$

令  $l_{ca} = l_{cb} = l_{cc} = L_c, l_{sa} = l_{sb} = l_{sc} = L_s, l_a = l_b = l_c = L_h \quad (5)$

定义矩阵  $D = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} \end{bmatrix} \quad (6)$

综合考虑式(3)~(6),则式(4)可以变为

$$L_c \frac{dI_c}{dt} - L_s \frac{dI_s}{dt} = DV_I - U_s \quad (7)$$

对  $I_c, I_s, V_I, U_s$  进行坐标变换,将三相系统变换为  $d-q-0$  系统,变换矩阵为:

$$C = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \omega t & \cos(\omega t - \frac{2}{3}\pi) & \cos(\omega t + \frac{2}{3}\pi) \\ \sin \omega t & \sin(\omega t - \frac{2}{3}\pi) & \sin(\omega t + \frac{2}{3}\pi) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (8)$$

变换后的逆变器输出电压相量为:

$$V_I' = [V_{Iq} \ V_{Id} \ V_{I0}]^T = CV_I = C[v_{Ia} \ v_{Ib} \ v_{Ic}]^T \quad (9)$$

与式(9)的计算过程相类似,变换后的其它各相量分别为:

$$\begin{aligned} I_c' &= [i_{cq} \ i_{cd} \ i_{c0}]^T = CI_c \\ I_s' &= [i_{sq} \ i_{sd} \ i_{s0}]^T = CI_s \\ U_s' &= [u_{sq} \ u_{sd} \ u_{s0}]^T = CU_s \end{aligned} \quad (10)$$

对式(9),式(10)进行逆变换,则可以得到相量  $V_I, I_c, I_s, U_s$  的表达式

$$V_I = C^T V_I', I_c = C^T I_c', I_s = C^T I_s', U_s = C^T U_s' \quad (11)$$

将式(11)代入式(7)中,则有:

$$L_c \frac{d(C^T I_c')}{dt} - L_s \frac{d(C^T I_s')}{dt} = DC^T V_I' - C^T U_s' \quad (12)$$

在方程(12)的两边同乘以矩阵  $C$  并化简可以得到:

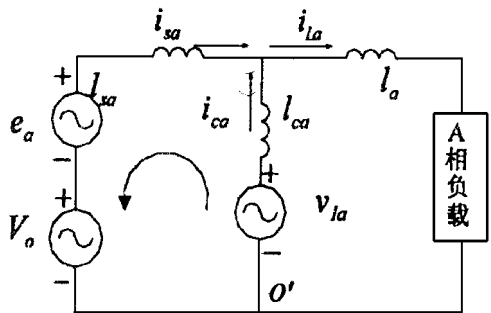


图 2 A 相等值计算图

$$L_c \frac{dI_c'}{dt} - L_s \frac{dI_s'}{dt} + L_c C \frac{dC^T}{dt} I_c' - L_s C \frac{dC^T}{dt} I_s' = CDC^T V_I' - U_s' \quad (13)$$

将式(8)~(10)代入式(13),并考虑到0轴分量对d轴和q轴不会产生影响,通过移项简化,并展开为如下形式

$$\begin{cases} v_{Iq} = \omega L_c i_{cd} - \omega L_s i_{sd} + L_c \frac{di_{cq}}{dt} - L_s \frac{di_{sq}}{dt} + u_{sq} \\ v_{Id} = -\omega L_c i_{cq} + \omega L_s i_{sq} + L_c \frac{di_{cd}}{dt} - L_s \frac{di_{sd}}{dt} + u_{sd} \end{cases} \quad (14)$$

为了便于计算机控制,将式(14)离散化,则得对系统进行描述的差分方程:

$$\begin{cases} v_{Iq}(k) = \omega L_c i_{cd}(k) - \omega L_s i_{sd}(k) + L_c \frac{i_{cq}(k) - i_{cq}(k-1)}{\Delta t} - L_s \frac{i_{sq}(k) - i_{sq}(k-1)}{\Delta t} + u_{sq}(k) \\ v_{Id}(k) = -\omega L_c i_{cq}(k) + \omega L_s i_{sq}(k) + L_c \frac{i_{cd}(k) - i_{cd}(k-1)}{\Delta t} - L_s \frac{i_{sd}(k) - i_{sd}(k-1)}{\Delta t} + u_{sd}(k) \end{cases}$$

将d-q系统经坐标变换变为a-b-c系统,则在a-b-c系统下,控制电压(即逆变器理想输出电压)可表示为:

$$I_c \begin{bmatrix} v_{Ia}^*(k) \\ v_{Ib}^*(k) \\ v_{Ic}^*(k) \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \omega t_k & \sin \omega t_k \\ \cos(\omega t_k - \frac{2}{3}\pi) & \sin(\omega t_k - \frac{2}{3}\pi) \\ \cos(\omega t_k + \frac{2}{3}\pi) & \sin(\omega t_k + \frac{2}{3}\pi) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{Iq}(k) \\ v_{Id}(k) \end{bmatrix} \quad (16)$$

假设逆变器输出为连续电压波形,在APF和系统三相参数平衡对称的情况下,图2中的 $V_0$ 等于零。这样,在a-b-c坐标系下,控制电压可以表示为:

$$\begin{cases} v_{Ia}^*(k) = L_c \frac{i_{ca}(k) - i_{ca}(k-1)}{\Delta t} - L_s \frac{i_{sa}(k) - i_{sa}(k-1)}{\Delta t} + e_a(k) \\ v_{Ib}^*(k) = L_c \frac{i_{cb}(k) - i_{cb}(k-1)}{\Delta t} - L_s \frac{i_{sb}(k) - i_{sb}(k-1)}{\Delta t} + e_b(k) \\ v_{Ic}^*(k) = L_c \frac{i_{cc}(k) - i_{cc}(k-1)}{\Delta t} - L_s \frac{i_{sc}(k) - i_{sc}(k-1)}{\Delta t} + e_c(k) \end{cases} \quad (17)$$

## 2 逆变器的开关动作模式

本文提出一种新型PWM控制方法。其原理是根据控制电压绝对值的大小顺序,对逆变器各桥臂上的开关元件采取不同的开关模式。如果逆变器理想输出电压波形如图3所示,则在一个开关周期内PWM的控制模式如图4所示。(以 $O'$ 点为电压参考点)。在图3中, $T_1, T_2, T_3$ 由下式确定:

$$T_1 = \frac{2|v_{Ia}^*|}{E}T, T_2 = \frac{T_1}{2} + \frac{|v_{Ic}^*|}{E}T, T_3 = \frac{T_1}{2} + \frac{|v_{Ib}^*|}{E}T \quad (18)$$

## 3 预测型算法

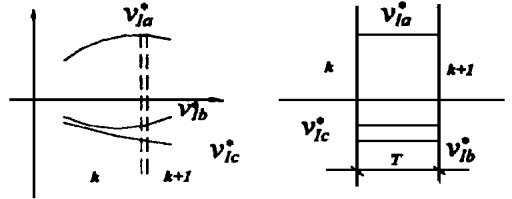


图3 逆变器理想输出电压波形

3.1  $n$  阶预测算法

$n$  阶预测算法是通过  $n$  阶预测器由  $k$  点前的  $n+1$  个采样点计算出  $k$  点负载电流值的一种算法。如：

一阶预测器

$$i_L'(k) = 2i_L(k-1) - i_L(k-2)$$

(19)

二阶预测器

$$i_L'(k) = 3i_L(k-1) - 3i_L(k-2) + i_L(k-3)$$

(20)

.....

对负载电流值进行预测以后,可以通过差分方程求得逆变器的理想输出电压。当负载电流存在着突变现象时,采用这种预测算法仍不能有效消除补偿后系统电流中的“尖刺”现象。

3.2 二重预测算法

这种预测算法适用于负载电流中周期性分量占主导成份的情况。它利用统计规律对负载电流中占主导成份的周期分量进行周期性预测,对负载电流中的小扰动信号采用阶次预测算法。仿真结果证明,采用这种预测算法,可以基本消除补偿后系统电流中的“尖刺”现象。

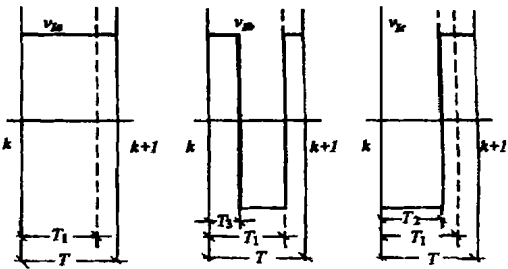


图 4 PWM 开关控制模式

4 仿真结果

针对三相二极管整流桥负载,通过 KREAN 3.0 进行了仿真计算。图 5 为采用二重预测算法补偿后系统电流、负载电流以及有源滤波器实际输出电流两个周期的波形。由图 5 可以明显看出,即使在较严重的非线性负载条件下,采用二重预测算法补偿后,系统电流波形仍为较好的正弦波。

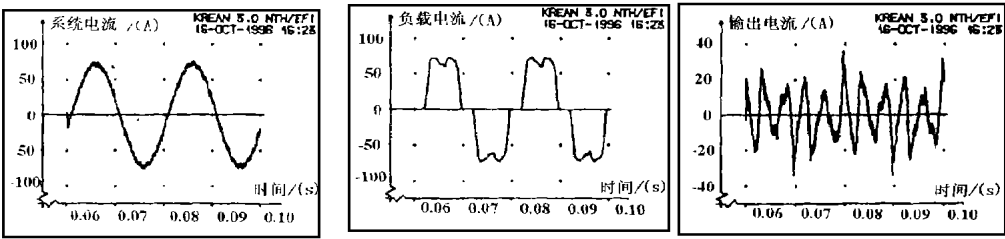


图 5 采用二重预测算法仿真结果

5 结论

本文所讨论的控制器取得的良好控制效果有赖于对包含 APF 在内的公共连接点建立了较为正确的数学模型,也有赖于采用了较为正确的控制算法。在实际系统中,由于运行过程中的种种原因造成控制器参数的变化,往往会使补偿效果变差。因此,在实际系统中,采用自适应、自调整技术是改善控制系统性能以及补偿效果的有效措施。

## 参考文献

- 1 Hirofumi Akagi, Yukifumi Tsukamoto, Akira Nabae. Analysis and Design of An Active Power Filter Using Quad-Series Voltage Source PWM Convers. IEEE Transactions on Industry Applications, 1990, 26(1): 625~633
- 2 王 良. 有源滤波器对三相不平衡负荷的谐波补偿. [博士学位论文], 北京: 北方交通大学, 1992
- 3 张一工. 一种采用状态变量反馈控制的三相正弦波 PWM 逆变器. 现代电力, 1996, 13(3): 27~34

## Study and Simulation Analysis of Active Power Filter Controller

Ren Wanqiang    Hu Qizhou

Wang Hezhen

(Zhengzhou College of Electric Power)(Henan Institute of Electric Power Research)

**Abstract** The mathematical models of the point of common coupling(PCC) comprising Active Power Filter(APF) are established. Considering the time delay of the controller during calculation, two types of algorithms utilized to predict load current value are proposed, and a new pulsewidth modulated(PWM) control method is proposed in this paper as well. Finally, the models and the algorithms presented are verified by modeling with the aid of the simulation package——KREAN 3.0.

**Keywords** active power filter; controller; mathematical models; predetermination; algorithm; simulation

## 省部共建院校科研工作会在我校召开

11月24日下午,8所省部共建院校科研工作会议在我校召开,省教委主管科研工作的领导及郑州粮食学院、郑州轻工学院、郑州纺织工学院、洛阳工学院及我校等八所院校的科研处长参加了会议。会议由省教委科外处丁松林处长主持,我校申长雨副校长到会并讲话。

与会的科研处长们对8所原分属于各个部委的学校的行业特点做了汇报,对“七五”以来的科研立项、科研经费、取得的成果专利及成果转化等情况进行了回顾与交流,并就省部共建以后大家共同关心的问题进行了讨论,提出了今后的工作建议。

(李秀明)