

# 串联型有源电力滤波器的双闭环控制策略

耿旭光, 李圣清

(湖南工业大学 电气与信息学院, 湖南 株洲 412008)

**摘要:** 针对轻载条件下串联型有源电力滤波器的补偿要求, 分析了前馈控制策略的不足之处, 提出了一种双闭环控制策略, 这种控制策略控制下的有源电力滤波器具有对负载的适应性好, 抗干扰能力强的优点, 且内环电流反馈能够明显改善滤波器的补偿特性。仿真结果验证了双闭环控制策略优良的控制及补偿特性。

**关键字:** 串联有源电力滤波器; 双闭环控制; 实时反馈

中图分类号: TP273

文献标识码: A

文章编号: 1008-2611(2007)01-0092-05

## The Two Closed Loops Control Strategy in Series Active Power Filter

Geng Xuguang, Li Shengqing

(Institute of Electrician & Information, Hunan University of Technology, Zhuzhou Hunan 412008, China)

**Abstract:** In view of compensation requirement of series active power filter in the condition of low ripples, it analyzes the shortage of front feedback control strategy and puts forward a strategy of two closed loops control. The two closed loops control strategy is a new-style control strategy in series active power filter. By detecting the instantaneous voltage and the instantaneous current across the passive power filter as the reference signal of the active power filter, the compensation performance of the series active power filter is very obvious, also has nicer adaptability of load and anti-jamming. The experimental emulator in matlab verifies the compensation performance of the series active power filter.

**Key word:** series active power filter; two closed loops control; instantaneous feedback

串联型有源电力滤波器(Active Power Filter, 简称 APF)是一种用于补偿无功和动态抑制谐波的新型电力电子装置, 是一种串联在供电电源与非线性负载之间的电能质量治理设备。其主要功能是对电压的波动进行有效调节<sup>[1,2]</sup>。串联 APF 有多种控制策略, 现在广泛采用的是前馈控制策略, 该策略采用的是电压的闭环反馈值做为控制量, 在实际应用中其补偿效果受负载影响较大, 在轻载时补偿效果较差<sup>[3]</sup>。双闭环控制策略是一种新型的控制策略, 它同时检测瞬时电压和瞬时电流做为反馈量, 能够有效地弥补前馈控制的不足。本文在分析前馈控制策略不足的基础上, 提出了双闭环控制策略。

## 1 串联型有源电力滤波器的结构与工作原理

常见的三相四线制串联型有源电力滤波器如图 1 所示<sup>[4]</sup>, 三相逆变器的三相是相互独立和对称的, 所以对于三相的分析可以只针对单相进行, 单相等效电路如图 2 所示。

图 2 中  $U_o$  为输出电压,  $U_s$  为系统电压,  $U_c$  为补偿电压,  $U_i$  为逆变器输出电压,  $U_{dc}$  为直流侧电压,  $I_{fc}$  为滤波电容电流,  $I_{fl}$  为滤波电感电流,  $I_L$  为负载电流,  $L$  为滤波电感,  $C$  为滤波电容,  $S_1$ 、 $S_2$ 、 $S_3$ 、 $S_4$  为逆变器开关。

收稿日期: 2006-12-07

基金项目: 湖南省科技厅基金资助项目(05GK3022), 中国包装总公司基金资助项目(05ZBKJA014), 湖南省教育厅基金资助项目(05C513)

作者简介: 耿旭光(1982-), 男, 河北石家庄人, 湖南工业大学硕士生, 主要研究方向为电能质量调节与控制。

李圣清(1961-), 男, 湖南永兴人, 湖南工业大学教授, 博士, 硕士生导师, 主要从事电能质量调节与控制, 电力电子技术方面的研究。

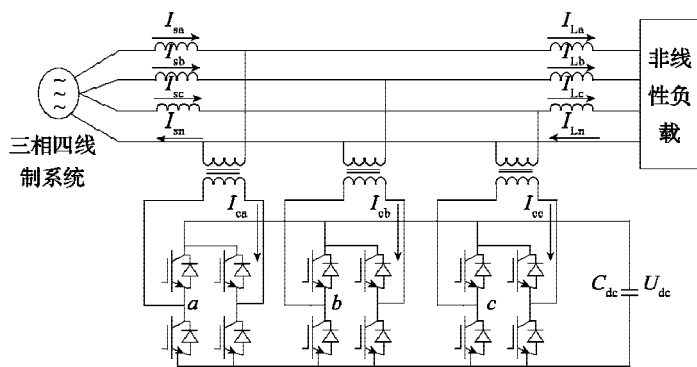


图1 三单相串联型有源电力滤波器图

Fig. 1 The circuit diagram of three-phase series active power filter

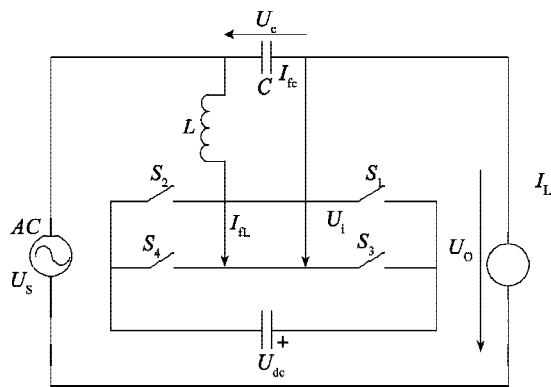


图2 单相串联逆变器等效电路

Fig. 2 The circuit diagram of one-phase series inverter

逆变器开关  $S_1$ 、 $S_2$ 、 $S_3$ 、 $S_4$  只有两种开关状态，状态1:  $S_1$ 、 $S_4$  闭合， $S_2$ 、 $S_3$  打开；状态2:  $S_2$ 、 $S_3$  闭合， $S_1$ 、 $S_4$  打开，定义开关函数  $S$  为：

$$S = \begin{cases} 1, & S_1、S_4 \text{ 闭合;} \\ -1, & S_2、S_3 \text{ 闭合。} \end{cases} \quad (1)$$

当开关频率远高于基波频率时，可以用一个周期内的平均状态值  $\bar{S}$  来代替  $S$ 。设一个周期  $S_1$ 、 $S_4$  导通的时间为  $T_1$ ， $S_2$ 、 $S_3$  导通的时间为  $T_2$ ，则一个周期  $T_c$  内状态  $S$  的平均值为：

$$\bar{S} = \frac{T_1 * 1 - T_2 * (-1)}{T_c} \quad (2)$$

$$\text{由 } T_2 = T_c - T_1 \text{ 可得: } T_1 = \frac{(1 + \bar{S})T_c}{2} \quad (3)$$

若采用的 PWM 调制为规则采样法<sup>[5]</sup>，定义脉冲三角波的脉冲宽度为  $t$ ，若正弦波为  $U_r = a \sin \omega_1 t_d$ ，则  $t = \frac{(1 + a \sin \omega_1 t_d)T_c}{2}$ 。

式中： $a$  为调制度； $\omega_1$  为信号波角频率； $t_d$  为三角波负

峰时刻。

规则采样中脉冲宽度  $t$  和  $S_1$ 、 $S_4$  导通时间  $T_1$  相等。

$$\text{由 } T_1 = \frac{(1 + a \sin \omega_1 t_d)T_c}{2} \text{ 可得 } \bar{S} = a \sin \omega_1 t_d \quad (4)$$

逆变器的输出电压  $U = U_i = \bar{S} * U_{dc}$ ，根据式 (4)

$$\text{可得: } U_i = a \sin \omega_1 t_d * U_{dc} \quad (5)$$

对图 2 中的电容右侧节点列基尔霍夫定律方程可得： $I_L = I_{Ll} - I_{fc} = I_{Ll} - C \frac{dU_c}{dt}$ ， $U_s - L \frac{dI_{Ll}}{dt} + U_i = U_o$ 。

根据上面的两个式子，可以得到单项的串联逆变器的状态方程为：

$$\begin{cases} \frac{dU_c}{dt} = \frac{1}{C} (I_{Ll} - I_L), \\ \frac{dI_{Ll}}{dt} = \frac{1}{L} [U_s + a \sin(\omega_1 t_d) U_{dc} - U_o] \end{cases} \quad (6)$$

在实际分析中可以将逆变器等效为一个增益为  $K$  线性环节，则  $U_i$  就可以用  $KU_r$  表示，其中  $U_r$  为参考的补偿电压<sup>[6]</sup>。系统传递函数可用图 3 表示。

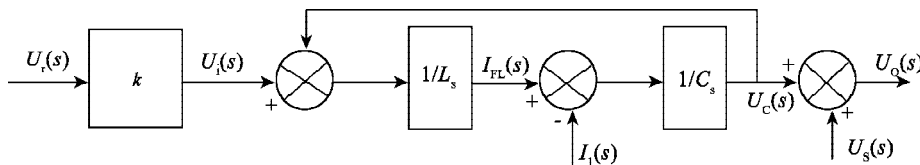


图3 系统传递函数

Fig. 3 The flow chart of system transfer function

## 2 有源电力滤波器控制策略

### 2.1 前馈控制的缺陷

根据图 3 可得到输出电压  $U_o$  为<sup>[7]</sup>：

$$U_o = U_s(s) + \frac{K}{1 + LCs^2} U_r(s) - \frac{Ls}{1 + LCs^2} I_L(s) \quad (7)$$

假设负载是纯电阻电路， $I_L = U_o / R$ ，代入式 (7)

并化简可得：

$$U_o(s) = \frac{KR}{R(1 + LCs^2) + Ls} U_r(s) + \frac{(1 + LCs^2)R}{R(1 + LCs^2) + Ls} U_s(s) \quad (8)$$

输出电压  $U_o$  和输入参考电压  $U_r$  之间的开环传递函

$$\text{数为: } G_1(s) = \frac{U_o(s)}{U_r(s)} = \frac{KR}{R(1 + LCs^2) + Ls} \quad (9)$$

前馈控制中的  $G_1(s)$  是稳定的，随着  $R$  的减小，两

个极点将逐渐远离虚轴，系统也就更加稳定，此时对应的负载大的时候，谐波的补偿效果很好；但是随着  $R$  增大直到空载，极点无限向虚轴靠近，系统出现振荡，补偿效果变差。

2.2 双闭环控制策略

采用前馈控制的串联有源电力滤波器受负载影响

较大，若选取电路中参数的瞬时值做为反馈量的控制策略能够很好地解决这个问题，且具有快速的响应时间和良好的补偿特性。双闭环控制正是一种基于瞬时值反馈的控制策略，它的内环采用电流瞬时值反馈，外环采用电压瞬时值反馈，双闭环控制的传递函数系统流程图如图 4 所示。

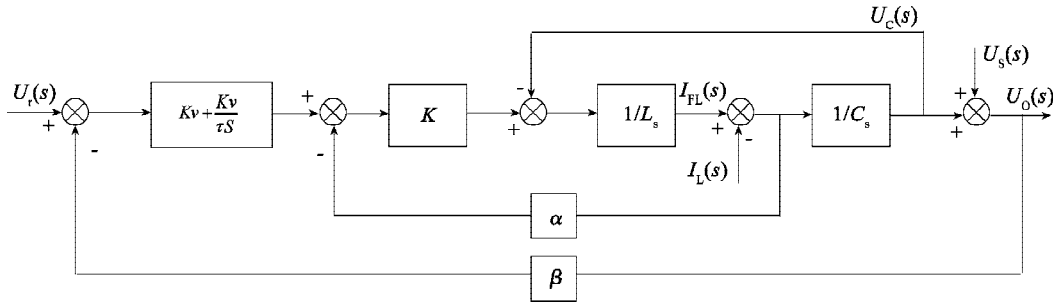


图 4 双闭环控制传递函数系统流程图

Fig. 4 The flow chart of two transfer function in two closed loops control strategy

2.2.1 输出电压  $U_o$  和参考电压  $U_r$  关系

根据图 4 可以得到：

$$U_o(s) = \frac{\beta K K_v (1 + \tau s)}{\tau s (LCs^2 + KC\alpha s + 1)} U_r(s) - \frac{L\tau s^2}{LC\tau s^3 + KC\alpha\tau s^2 + \tau s(1 + KK_v\beta) + KK_v\beta} I_L(s) + \frac{\tau s (LCs^2 + 1 + KC\alpha s)}{LC\tau s^3 + KC\alpha\tau s^2 + \tau s(1 + KK_v\beta) + KK_v\beta} U_s(s) \quad (10)$$

由图 4 可以得到  $U_o$  和  $U_r$  之间的开环传递函数：

$$G_2(s) = \frac{\beta K K_v (1 + \tau s)}{\tau s (LCs^2 + KC\alpha s + 1)} \quad (11)$$

由式 (11) 可得到传递函数的特征方程：

$$\tau s (LCs^2 + KC\alpha s + 1) = 0$$

这是个关于  $s$  的三阶方程，3 个根分别是：

$$S_{1,2} = -\frac{\alpha K}{2L} \pm \sqrt{\left(\frac{\alpha K}{2L}\right)^2 - \frac{1}{LC}}, S_3 = 0$$

当  $\left(\frac{\alpha K}{2L}\right)^2 \geq \frac{1}{LC}$  时， $S_{1,2}$  为两个负实根。当

$\left(\frac{\alpha K}{2L}\right)^2 < \frac{1}{LC}$  时， $S_{1,2}$  为一对共轭复根，且实部小于 0。

根据控制系统稳定性判定， $G_2(s)$  的传递函数的根全部位于左半平面，所以系统是稳定的。

2.2.2 输出电压  $U_o$  和负载电流  $I_L$  的关系

通过式 (10) 可以得到输出电压和负载电流之间的传递函数：

$$G_3(s) = -\frac{L\tau s^2}{LC\tau s^3 + KC\alpha\tau s^2 + \tau s(1 + KK_v\beta) + KK_v\beta} I_L \quad (12)$$

$I_L$  作为系统的一个输入量，可以看作是一扰动量，它反映了系统在扰动  $I_L$  加到系统之后输出电压的变化情况。

2.2.3 输出电压  $U_o$  与系统电压  $U_s$  的关系

通过式 (10) 可以得到负载电压与系统电压之间的传递函数为：

$$G_4(s) = \frac{\tau s (LCs^2 + 1 + KC\alpha s)}{LC\tau s^3 + KC\alpha\tau s^2 + \tau s(1 + KK_v\beta) + KK_v\beta} \quad (13)$$

系统电压  $U_s$  作为系统的输出和  $I_L$  相似，可以作为一个来自系统总线的扰动量， $G_4(s)$  反映了闭环系统在系统侧有扰动情况下输出电压的变化情况。

2.2.4 系统总的闭环传递函数

根据系统  $G_2(s)$ 、 $G_3(s)$ 、 $G_4(s)$ ，可以得到系统总的闭环传递函数为：

$$G(s) = \frac{KK_v\tau s + KK_v}{LC\tau s^3 + KC\alpha\tau s^2 + \tau s(1 + KK_v\beta) + KK_v\beta} U_r(s) \quad (14)$$

闭环传递函数的根轨迹图可以通过 matlab 作出，见图 5。

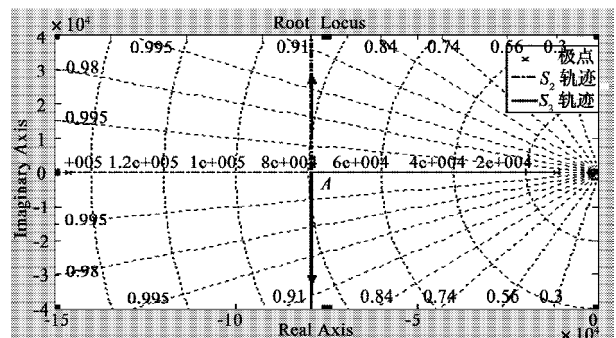


图 5 闭环传递函数根轨迹图

Fig. 5 The root-locus plot of closed loop transfer function

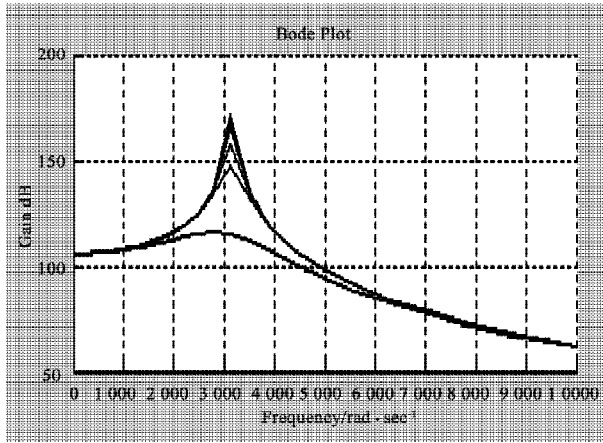
从图5可以看出, 闭环传递函数的 $S_1$ 、 $S_3$ 两个根接近虚轴, 极点 $S_2$ 远离虚轴。随着开环增益的扩大,  $S_2$ 和 $S_3$ 沿着图示趋近于点A, 然后 $S_2$ 趋向 $\infty$ ,  $S_3$ 趋向 $-\infty$ , 系统的根始终都处在虚轴左边, 所以系统稳定。

### 3 仿真结果

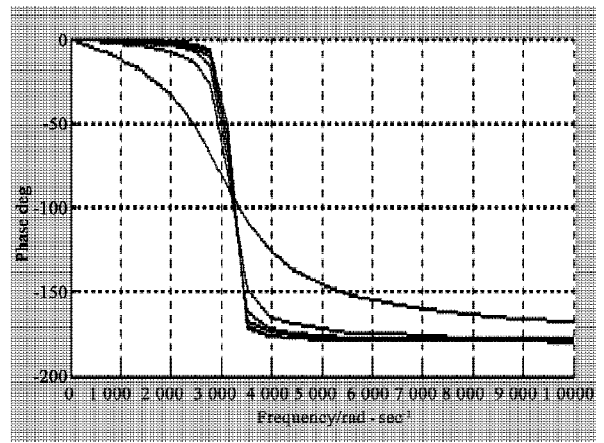
仿真参数为:  $L=10\text{ mH}$ ,  $C=10\text{ }\mu\text{F}$ ,  $\alpha=8$ ,  $\beta=0.02$ ,  $K=200$ ,  $K_v=50$ ,  $\tau=0.6\text{ ms}$ 。在前馈控制策略下, 负载 $R$ 从 $50\text{ }\Omega$ 变化到 $1\text{ }050\text{ }\Omega$ 的幅频、相频特性如图6所示。可以看出, 串联有源电力滤波器中的前馈控制只有在在

一定的范围内能够较好地补偿电压, 在一些特定的频率下图象会发生突变。另外, 在负载从 $50\text{ }\Omega$ 到 $1\text{ }050\text{ }\Omega$ 的变化过程中, 幅频特性和相频特性的图象逐渐变缓, 表明负载越大, 补偿效果越好, 相反, 在轻载甚至空载的时候, 图象变化尖锐, 说明前馈方式对负载适应能力较差。

采用双闭环控制策略下的输出电压与负载电流的幅频及相频特性的仿真结果如图7所示, 可以看出, 传递函数在低频段内值很小, 且曲线没有突变, 没有出现某一点不稳定的情况, 所以在低频部分系统具有良好负载适应性。

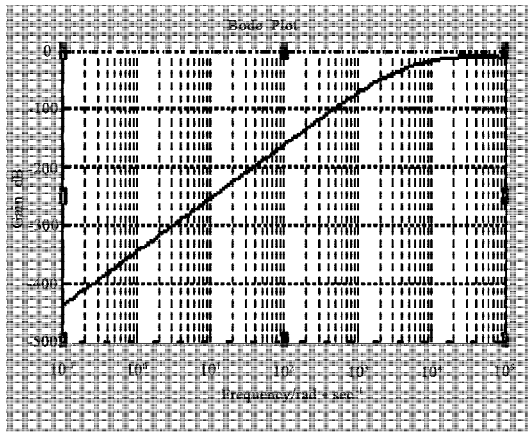


a) 幅频特性曲线

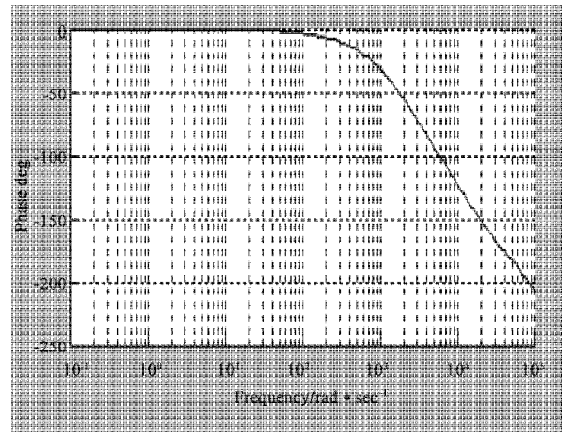


b) 相频特性曲线

图6 前馈控制策略下输出电压与负载电流的幅频及相频特性  
Fig. 6 The Bode chart of output voltage to load current in feedforward control strategy



a) 幅频特性曲线



b) 相频特性曲线

图7 双闭环控制下的输出电压与负载电流幅频相频特性  
Fig. 7 The Bode chart of output voltage to load current in two closed loops control strategy

双闭环控制策略控制下的输出电压与系统电压的传递函数的幅频与相频特性如图8所示, 可以看到, 在低频部分, 输出电压能够较好的对系统电压进行衰减, 此时补偿效果较好, 而到了高频带, 输出电压逐渐趋近系统电压, 表明此系统对于高频谐波的补偿效果较差。

扰动信号 $I_L$ 和 $U_s$ 为阶跃信号和冲激信号时, 响应曲

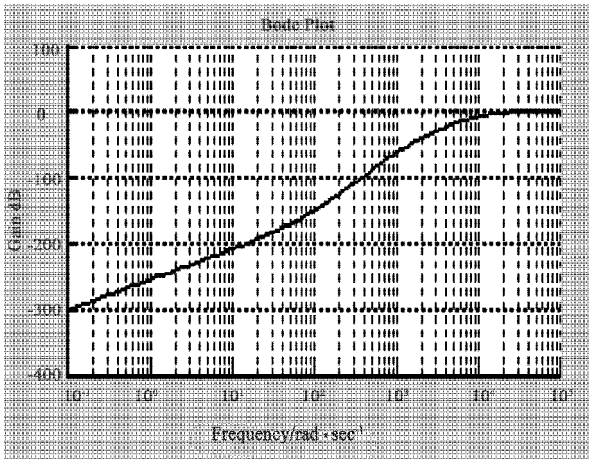
线如图9所示, 可看出系统在负载电流和系统电压发生阶跃或冲激时, 输出电压能够在很短的时间内稳定, 系统的静态误差趋近0, 具有很好的稳态响应。

### 4 结论

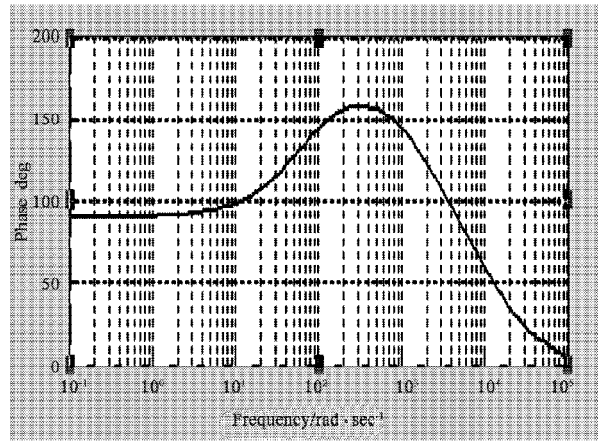
本文在分析串联型有源电力滤波器前馈控制策略缺点的基础上, 提出了双闭环控制策略。这种控制策

略利用电压和电流的瞬时值作为反馈量,既解决了采用前馈控制策略和单闭环控制策略的负载适应性差的

缺点,又提高了系统的响应速度。因此,采用双闭环控制策略的串联有源电力滤波器具有较好的补偿效果。



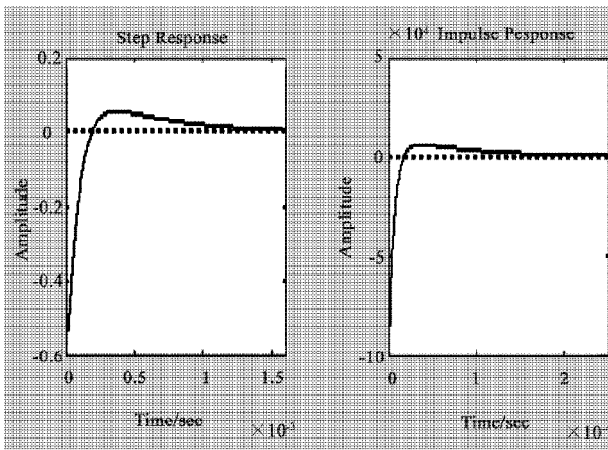
a) 幅频特性曲线



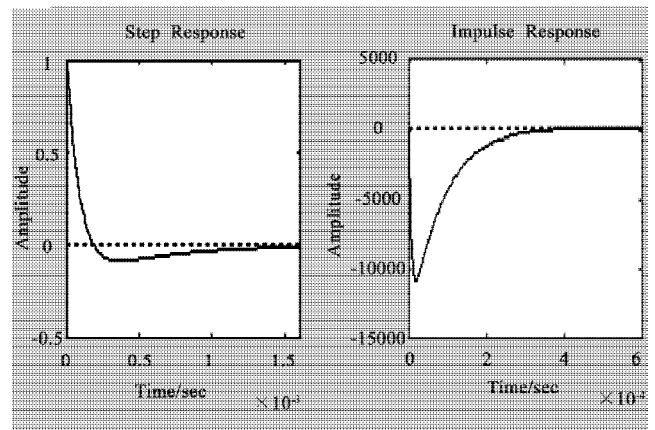
b) 相频特性曲线

图 8 双闭环控制下的输出电压与系统电压的相频特性

Fig. 8 The Bode chart of output voltage to system voltage in two closed loops control strategy



a) 系统电压的阶跃响应和冲激响应



b) 负载电流的阶跃响应和冲激响应

图 9 系统电压和负载电流发生阶跃和冲激时输出电压的变化

Fig. 9 The step response and impulse response of system voltage and load current

参考文献:

[1] 李圣清,朱英浩,周有庆,等.基于瞬时无功功率理论的四相输电谐波电流检测方法[J].中国电机工程学报,2004,24(3):12-17.  
 [2] 李圣清,朱英浩,周有庆,等.并联型有源电力滤波器对电动机和电容器谐波源补偿特性的研究[J].中国电工技术学报,2005,20(2):3-5.

[3] 王群,耿云玲,姚为正.串联型有源电力滤波器的控制策略[J].国防科技大学学报,2000,22(6):3-4.  
 [4] 姜齐荣,赵东元,陈建业.有源电力滤波器——结构·原理·控制[M].北京:科学出版社,2005.  
 [5] 王兆安,杨君,刘进军,等.谐波抑制和无功功率补偿[M].2版.北京:机械工业出版社,2006.  
 [6] 史伟伟,蒋全,胡敏强,等.串联型有源电力滤波器功率电路设计[J].电力自动化设备,2002,22(6):3-4  
 [7] 夏德铃.自动控制理论[M].北京:机械工业出版社,2003.