

# 基于内模控制的静止同步补偿器研究

张花芝<sup>1</sup>, 张花云<sup>2</sup>, 高俊<sup>2</sup>, 李亚辉<sup>1</sup>

(1. 西南交通大学, 四川 成都 610031; 2. 洛阳理工学院, 河南 洛阳 471000)

**摘要:** 静止同步补偿器(STATCOM)的控制策略很多,其中传统的PI控制在工程实际中应用最广泛,但它存在很多缺点,尤其是参数整定较麻烦,为此根据内模控制原理,对STATCOM的电流环采用前馈解耦控制策略,设计了STATCOM的双闭环内模解耦控制器,设计原理简单,物理概念清晰,容易实现,而且能够达到良好的效果,最后经过实验验证了这种控制方法的良好性。

**关键词:** 静止同步补偿器; 前馈解耦; 内模控制

**Abstract:** STATCOM (static synchronous compensator) has many control strategies, and the most widely used in engineering practice is the conventional PI control which has many shortcomings, especially the more difficult parameter tuning. Therefore, double closed-loop decoupling controller based on internal model is designed for STATCOM, whose current loop adopts the feed-forward decoupling control strategy. The principle is simple and the physical concept is clear, what's more, it can achieve good results. In the end, the good performance of this control method is verified by the experiments.

**Key words:** static synchronous compensator; feed-forward decoupling; internal model control

中图分类号: TM714 文献标志码: A 文章编号: 1003-6954(2012)05-0015-06

## 0 引言

电力系统是一个庞大的非线性系统,而且系统参数不固定,对于这样的系统,应用传统的PI控制很难使系统达到良好的效果,而且PI要整定的参数较多,参数整定起来较为麻烦。内模控制是一种基于过程数学模型进行控制器设计的新型控制策略,是一种实用性很强的控制算法,设计原理简单,参数整定直观,由于它不过分依赖被控制对象的数学模型,能够使系统获得良好的动态性能,具有较强的鲁棒性,近几年来已在很多领域得到了广泛的应用<sup>[1]</sup>。

将内模控制应用于STATCOM的控制当中,根据控制目标设计了STATCOM的双闭环内模解耦控制器,它能使系统具有很好的抗扰动性,在实际中具有一定的工程应用价值。

## 1 内模控制原理

常规反馈控制器(如图1)是将系统输出直接作为反馈信号,这样就会把外部不可测扰动信号 $d(s)$

对输出的影响包含在反馈信号中,使系统得不到及时有效的补偿。如果将常规反馈控制器进行如下的变形就得到内模控制器<sup>[2-3]</sup>(如图2),其中 $P(s)$ 为控制对象, $C(s)$ 为反馈控制器, $M(s)$ 为对象模型, $d(s)$ 为扰动量, $R(s)$ 为参考输入, $Y(s)$ 为系统输出, $N(s)$ 为反馈量,虚线框图中的 $Q(s)$ 为内模控制器。

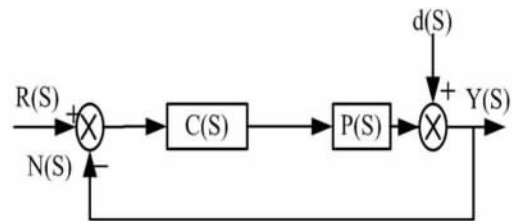


图1 常规反馈控制器结构框图

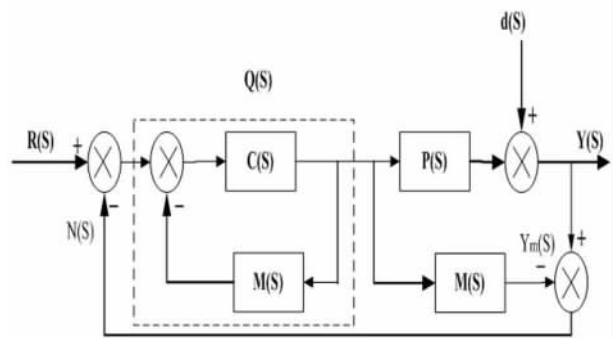


图2 内模控制器结构框图

由图2可以得出下面的关系式。

$$C(S) = \frac{Q(S)}{1 - M(S)Q(S)} \quad (1)$$

$$Y(S) = \frac{P(S)Q(S)R(S)}{1 + Q(S)[P(S) - M(S)]} + \frac{[1 - Q(S)M(S)]d(S)}{1 + Q(S)[P(S) - M(S)]} = \frac{P(S)C(S)R(S)}{1 + C(S)P(S)} + \frac{d(S)}{1 + C(S)P(S)} \quad (2)$$

由上式(1)、(2)可知:当控制对象与模型匹配(即  $P(S) = M(S)$ )时,若选择  $Q(S) = \frac{1}{M(S)}$ 时,则  $Y(S) = R(S)$ ,即系统的输出等于输入,不受任何干扰信号的影响,具有较强的鲁棒性。当控制对象与模型不匹配时,反馈信息中包含扰动量和模型失配的某些信息,从而有利于控制系统的抗扰动设计。

由于各种原因,在实际工程中很难保证对象模型的准确性,为了解决这种情况而引入了滤波环节(滤波器),其目的是当控制对象与模型失配时使系统保持稳定,若合理选取滤波器的结构和参数,能够有效抑制干扰,增强系统的鲁棒性。

## 2 STATCOM 的控制策略

### 2.1 STATCOM 的数学模型<sup>[4]</sup>及前馈解耦控制<sup>[5-7]</sup>

图3是STATCOM的结构原理框图。STATCOM通过耦合变压器接在节点1上,用来维持节点1电压的稳定或向系统输入(或输出)所需的无功功率,图中  $U_s$  为系统电源电压,  $U_2$  为系统末端电压,  $L_s$  为电源的等效电抗,  $U_{sh}$  为换流器交流侧输出的电压,  $R_{sh}$  为换流器和变压器的等效电阻,  $L_{sh}$  为换流器和变压器的等效电感,  $U_{dc}$  为直流电容电压。

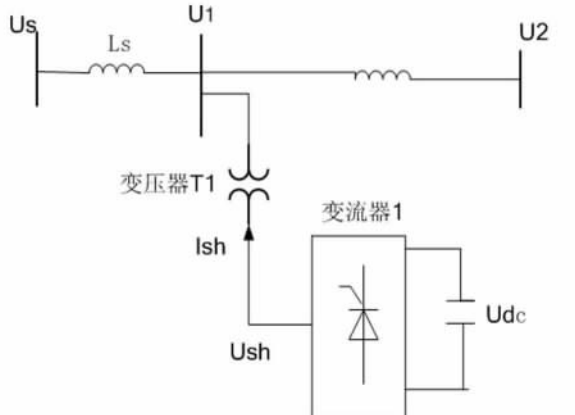


图3 STATCOM的基本结构原理框图

由图3可得STATCOM的数学模型如下。

$$\begin{aligned} u_{1a} &= u_{sha} - R_{sh} \cdot i_{sha} - L_{sh} \cdot \frac{di_{sha}}{dt} \\ u_{1b} &= u_{shb} - R_{sh} \cdot i_{shb} - L_{sh} \cdot \frac{di_{shb}}{dt} \\ u_{1c} &= u_{shc} - R_{sh} \cdot i_{shc} - L_{sh} \cdot \frac{di_{shc}}{dt} \end{aligned} \quad (3)$$

式(3)可化为如下的矩阵形式。

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{sha}}{dt} \\ \frac{di_{shb}}{dt} \\ \frac{di_{shc}}{dt} \end{bmatrix} = \frac{R_{sh}}{L_{sh}} \begin{bmatrix} i_{sha} \\ i_{shb} \\ i_{shc} \end{bmatrix} + \frac{1}{L_{sh}} \begin{bmatrix} u_{sha} - u_{1a} \\ u_{shb} - u_{1b} \\ u_{shc} - u_{1c} \end{bmatrix} \quad (4)$$

将式(4)进行3/2Park变换可得。

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{shd}}{dt} \\ \frac{di_{shq}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_{sh}}{L_{sh}} & \omega \\ \omega & -\frac{R_{sh}}{L_{sh}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{shd} \\ i_{shq} \end{bmatrix} + \frac{1}{L_{sh}} \begin{bmatrix} u_{shd} - u_{1d} \\ u_{shq} - u_{1q} \end{bmatrix} \quad (5)$$

将式(5)进行拉普拉斯变换,可得频域内的系统模型如图4。

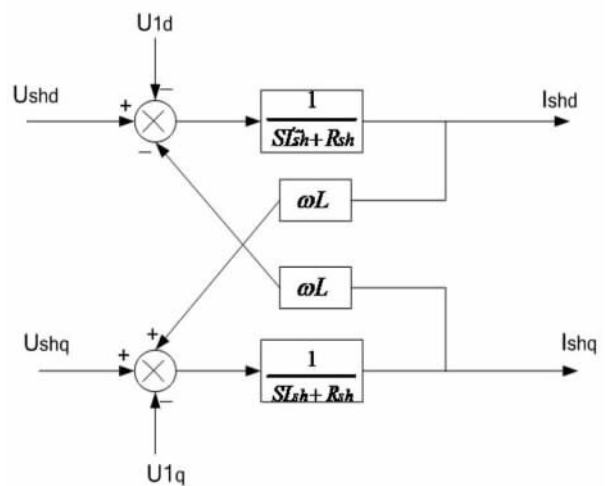


图4 系统模型

由式(5)和图4可以看出  $d$ 、 $q$  轴电流  $I_{shd}$ 、 $I_{shq}$  之间通过耦合项  $\omega L$  存在着交叉耦合,很难实现  $d$  轴电压对  $d$  轴电流,  $q$  轴电压对  $q$  轴电流的快速、有效的跟踪控制,所以下面将其进行前馈解耦控制。

为了实现  $d$ 、 $q$  轴电流的解耦,引入两个新变量,

$$\Delta u_d, \Delta u_q, \text{ 令 } \begin{cases} u_{1d} = u_{shd} - \omega L i_{shq} - \Delta u_d \\ u_{1q} = u_{shq} + \omega L i_{shd} - \Delta u_q \end{cases}$$

$$\text{并令 } \begin{cases} \Delta u_d = W_{ACR1} (i_{shd}^* - i_{shd}) \\ \Delta u_q = W_{ACR2} (i_{shq}^* - i_{shq}) \end{cases}$$

其中  $W_{ACR1}$ 、 $W_{ACR2}$  为电流控制器。将式(6)、(7)

进行拉普拉斯变换可得 STATCOM 的前馈解耦控制模型,如图 5 所示。

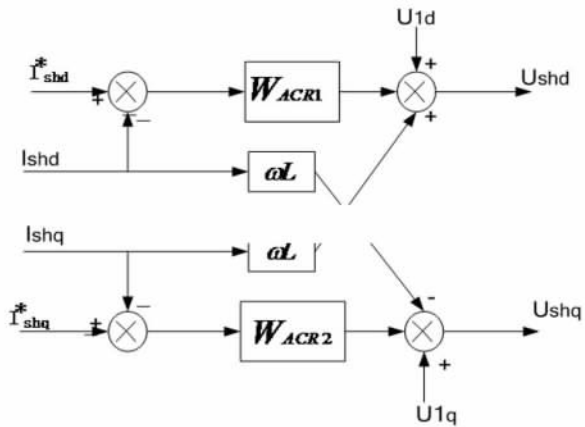


图 5 STATCOM 的前馈解耦控制模型

则由图 4.5 并结合 STATCOM 的控制目标<sup>[8]</sup>可得系统解耦后的控制模型,如图 6 所示。

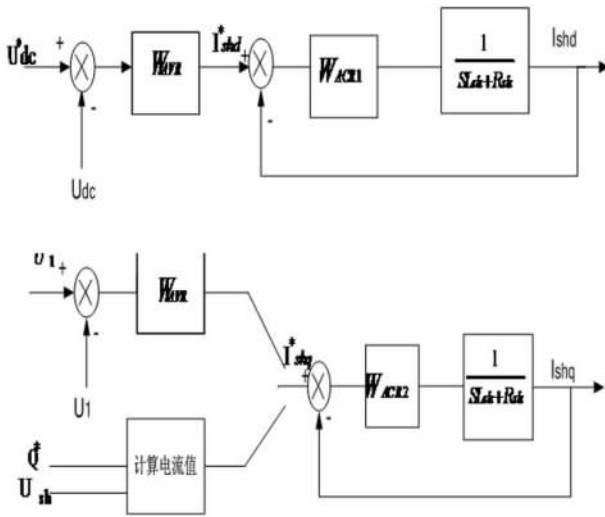


图 6 系统解耦后的控制模型

由图 6 可以看出  $d$ 、 $q$  轴电流  $i_{shd}$ 、 $i_{shq}$  不存在任何的关联,即成功地实现了对  $d$ 、 $q$  轴电流的解耦控制。

## 2.2 基于内模控制的双闭环调节器的设计<sup>[9]</sup>

### 2.2.1 电流内环控制器设计<sup>[10-12]</sup>

由于实际中换流器存在延时,可用一阶惯性环节  $\frac{T_{PWM}}{T_{PWM}S + 1}$  来等效,则电流内环的过程模型为

$$P(S) = \frac{K_{PWM}}{(T_{PWM}S + 1)(SL_{sh} + R_{sh})} \quad (8)$$

由于  $d$ 、 $q$  轴电流内环模型相同,所以  $d$ 、 $q$  轴电流控制器相等,令  $W_{ACR} = W_{ACR} = W_{ACR}$ ,假设被控对象与模型匹配时,则内模控制器,  $M(S) = P(S)$ , 由于  $M(S)$  为最小相位系统,此时取  $Q(S) = \frac{1}{M(S)} \cdot F(S)$

( $F(S)$  为滤波器),一般来说,低通滤波器取为

$$F(S) = \frac{1}{T_{ci}S + 1} \quad (9)$$

此时可得电流反馈控制器为

$$W_{ACR} = C(S) = \frac{(T_{PWM}S + 1)(SL_{sh} + R_{sh})}{K_{PWM}T_{ci}S} \quad (10)$$

由式(10)可以看出内模控制器只有一个调节参数  $T_{ci}$ (滤波器的时间常数),调节起来比较简单容易。

### 2.2.2 电压外环调节器设计<sup>[11-14]</sup>

在控制对象与模型匹配时,将设计好的电流环进行如下的等效,由式(10)和图 6 可以得出。

$$\frac{I}{I^*} = \frac{1}{T_{ci}S + 1} \quad (11)$$

由式(11)可以看出电流闭环只与  $F(S)$  的参数  $T_{ci}$  有关,而与电流环的被控对象参数(整流器、电机、线路的参数)无关。说明内模控制对被控对象的参数变化具有较强的鲁棒性。

当忽略换流器的有功损耗时,流进换流器的有功功率等于直流电压吸收的有功功率(图 3),即可得出下面的关系式。

$$U_{dc} \cdot C \frac{dU_{dc}}{dt} = \frac{3}{2}(u_{shd} \cdot i_{shd} + u_{shq} \cdot i_{shq}) \quad (12)$$

将  $d$  轴定在三相电压矢量上时,则  $u_{shq} = 0$ ,  $u_{shd} = U_{sh}$ , 此时式(12)可化为

$$U_{dc} \cdot C \frac{dU_{dc}}{dt} = \frac{3}{2}U_{sh} \cdot i_{shd} \quad (13)$$

将电流内环等效变换后的直流电压闭环控制框图如下。

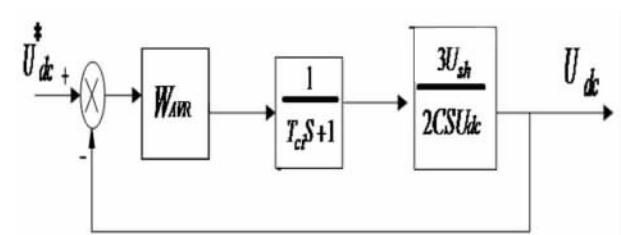


图 7 直流电压闭环控制框图

由图 7 可以得出电压调节器的对象模型为

$$M(S) = \frac{3U_{sh}}{2CSU_{dc}(T_{ci}S + 1)} \quad (14)$$

由于对象模型中含有积分环节,为了控制对象与模型匹配,选取滤波环节为

$$F(S) = \frac{2T_{cu}S + 1}{(T_{cu}S + 1)^2} \quad (15)$$

则此时可得直流电压反馈控制器为

$$W_{AVR} = C(S) = \frac{2C(2T_{cu}S + 1)(T_{ci}S + 1)}{3U_{sh}T_{cu}^2S} \quad (16)$$

电流控制器调节好以后,电压调节器中只有一个调节参数  $T_{cu}$ ,调节简单,具有较强的鲁棒性。

有上面的分析可知:用内模原理进行控制器设计,调节器要整定的参数只有一个,它与系统的结构和参数无关,具有较强的鲁棒性。

在这里采用频率特性,通过绘制 Bode 图来对控制器的控制效果进行分析,采用的参数如表 1 中所示,则此时可以得到图 7 中受控系统(对象模型)的 Bode 图,如图 8 所示,由图可见受控系统的截止频率约为 83.7 Hz 且受控系统有很大的稳定裕度,此时说明组成被控系统模型的一部分  $\frac{1}{T_{ci}S + 1}$  的参数  $T_{ci}$  设置合理,图 7 的开环传递函数的 Bode 图如图 9 所示,由图中可以看到系统是稳定的,说明在电流内环控制器设计好的基础上直流电压控制器的参数选取是合理的。

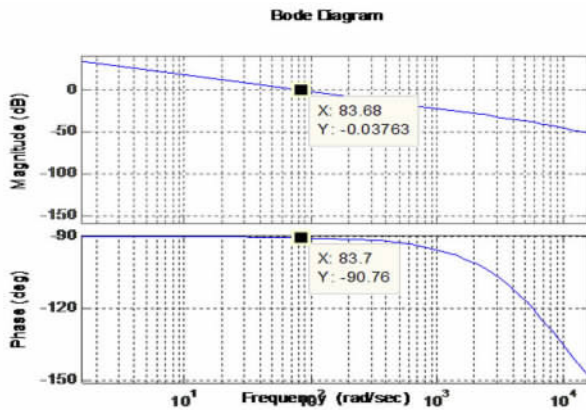


图 8 受控对象 M(S) 的频率特性

### 3 仿真实验结果验证分析

为了验证内模控制器的有效性,在 Matlab/Simulink 仿真平台上搭建系统和控制器模型进行仿真验证分析,系统及控制器参数如表 1 所示。

当采用定电压控制时,刚开始时只有负载 1 运行,在 0.3 s 时投入负载 2,0.7 s 时将负载 2 切除。仿真结果如图 10、11、12 所示;当采用定无功功率控制时(无功功率参考值设定为:刚开始为 0,在 0.3 s 时变为 10 kVar,在 0.7 s 时又变为 0),末端负载只有负载 1 时的仿真结果如图 13、14、15、16、17。

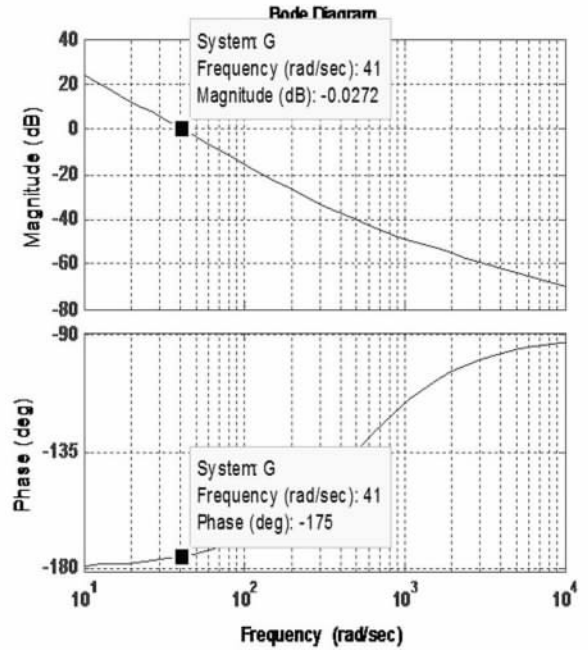


图 9 控制系统开环频率特性

表 1 系统及控制器参数

参数	数值
电源线电压 $\dot{U}_s$	$380 \angle 10^\circ$
电网频率 $f$	50 Hz
变压器 T(Y/d1) 变比	2:1
电源连接的电感 $L_s$	2 mH
末端负载 1 $\tilde{S}_1$	50 kW + j0.5 kVar
末端负载 2 $\tilde{S}_2$	20 kW
换流器侧的电组 $R_{sh}$	0.01 $\Omega$
换流器侧的电感 $L_{sh}$	2.5 mH
直流侧电容 $C$	4 500 $\mu$ F
直流侧电压 $U_{dc}$	600 V
电流环滤波器参数 $T_{ci}$	0.001
直流电压环滤波器参数 $T_{cu}$	0.001

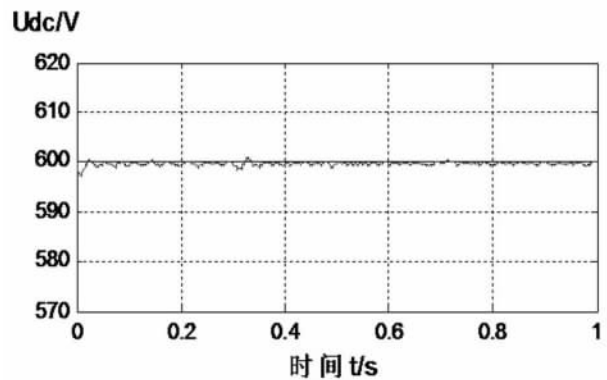


图 10 直流电容电压  $U_{dc}$

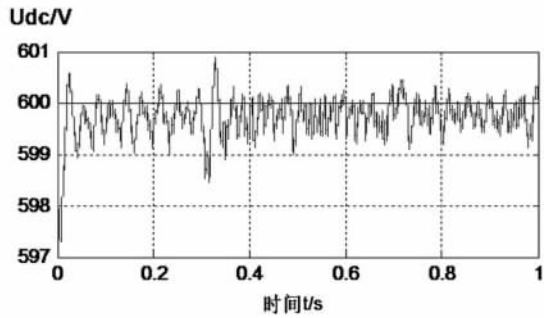


图 11 直流电容电压  $U_{dc}$  局部放大图

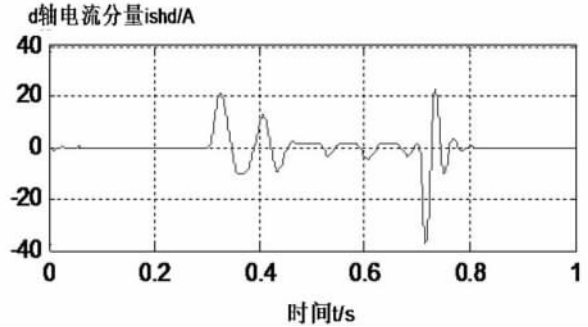


图 16 STATCOM 交流测的电流的直轴分量

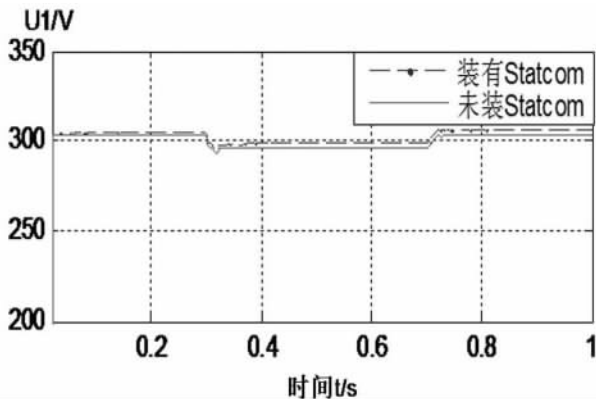


图 12 节点电压幅值  $U_1$

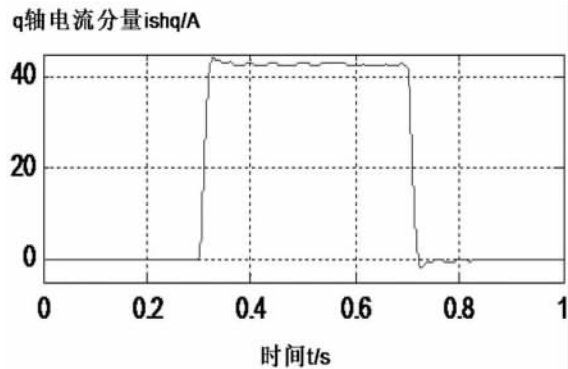


图 17 STATCOM 交流测的电流的轴

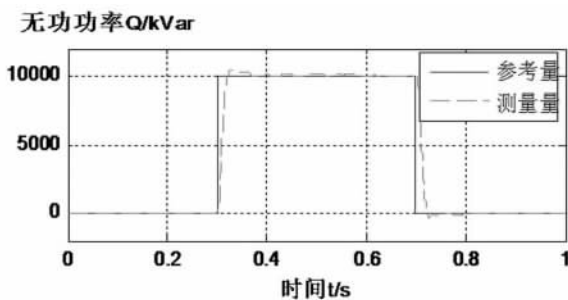


图 13 STATCOM 注入系统的无功功率

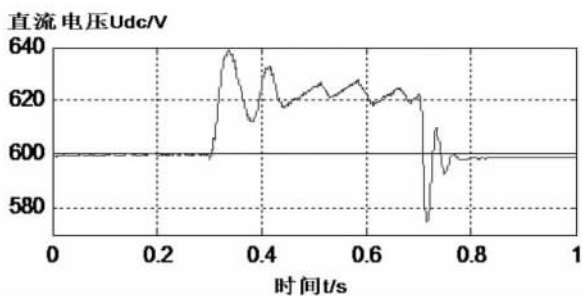


图 14 直流电容电压  $U_{dc}$

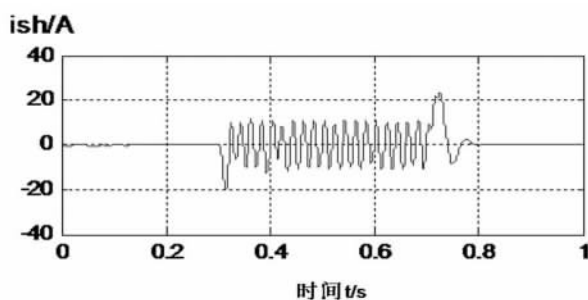


图 15 STATCOM 交流测的电流

从图 10、11 中可以看出当负载变化时,直流电压基本无变化,保持在 600 V,由图 12 可知在 0.3 s 投入大容量负载 2 时,装有 STATCOM 时的节点电压  $U_1$  比没安装时大约提升了 4 V。从图 13 中可以看出在 0~0.3 s 时 STATCOM 向系统基本不输入无功功率,即无功功率为 0,能够很好地跟踪无功功率参考值,当无功功率参考量由 0 变为 10 kVar(在 0.3 s)时,STATCOM 向系统输入的功率与参考值相比有一定的波动,但经过大约 2 个周波后基本上稳定下来,同时,由图 15 可知,在 0.3 s 时由于无功功率的增加,STATCOM 交流侧的电流也大幅度的增加,而在 0.7 s 时无功功率的减少 STATCOM 交流侧的电流也随之减少。无功功率的变化引起了直流电容电压的波动(如图 14),d 轴电流分量(如图 16)的变化是为了使直流电压保持平衡所做的调节。由以上的分析表明,采用内模解耦控制策略,能够使 STATCOM 向系统输入的无功功率、节点电压和直流侧电压快速、有效地调整到其期望值。

## 4 结 语

以上理论分析和实验结果分析可知,对 STATCOM 采用内模解耦控制策略,通过双闭环对电压的

平衡稳定和电流的跟踪,能够使系统获得良好的补偿效果,而且内模控制器只有一个调节参数(滤波参数),调节简单,具有很好的跟踪效果。

### 参考文献

[1] 罗霄华. 一阶线性时滞系统的内模控制设计[J]. 山西电子技术, 2011(6): 1-5.

[2] 齐菲. 多变量内模控制的仿真研究[D]. 北京: 北京化工大学, 2008: 7-9.

[3] 宋立军. 基于电流环内模控制的IPMSM矢量控制研究[D]. 青岛: 青岛科技大学, 2008: 35-36

[4] 郭锐, 刘国海. 静止同步补偿器数学模型及其无功电流控制研究[J]. 电力自动化设备, 2006, 26(1): 21-24.

[5] 刘小园, 章勇高, 朱鹏程, 等. UPFC 并联侧控制器设计及仿真[J]. 华东交通大学学报, 2005, 22(1): 1-4

[6] Xiong Jian. Simplified control circuit of three phase PWM rectifier,

[7] 汤赐, 罗安. 配电网静止同步补偿器的前馈解耦控制策略[J]. 电力自动化设备, 2010, 30(6): 1-5.

[8] Pengcheng Zhu, Liming Liu, Xiaoyuan Liu, et al. Analysis and Comparison of two Control Strategies for UPFC. IEEE/PES Transmission and Distribution Conference & Exhibition, 2005, 1-3.

[9] 程汉湘. 柔性交流输电系统[M]. 北京: 机械工业出版社, 2009: 287-292.

[10] 郑连清, 王青峰. 馈能型电子负载的并网控制[J]. 电网技术, 2008, 32(7): 1-4.

[11] 王宇. 统一潮流控制器(UPFC)的模型与仿真研究[D]. 南昌: 南昌大学, 2008: 17-19, 37-43.

[12] 刘永江, 康积涛, 李林, 等. UPFC 并联侧双环控制策略的研究[J]. 输配电技术, 2011(7): 1-5.

[13] 唐杰, 罗安, 周柯. 静止同步补偿器电压控制器的设计与实现[J]. 电工技术学报, 2006, 21(8): 103-106, 116.

[14] 鞠儒生, 陈宝贤, 邱晓刚. UPFC 控制方法研究[J]. 中国电机工程学报, 2003, 23(6): 60-65.

### 作者简介:

张花芝(1988),女,硕士研究生,研究方向为电力系统的运行与控制。(收稿日期:2012-05-22)

(上接第14页)

关,类无功功率差值只与电压的幅值差有关,从而得出改进的下垂控制策略。针对虚拟功率和类功率的下垂控制策略,给出了一个通用的微电源控制方案示意图,详细分析了它的工作原理,最后对类功率控制策略理论做了仿真,证明了该理论的正确性。

### 参考文献

[1] 肖朝霞. 微网控制及运行特性分析[D]. 天津: 天津大学, 2008: 15-20

[2] 王成山, 肖朝霞, 王守相. 微网综合控制与分析[J]. 电力系统自动化, 2008, 32(7): 98-103.

[3] 杨淑英, 张兴, 张崇巍. 基于下垂特性的逆变器并联技术研究[J]. 电工电能新技术, 2006, 25(2): 7-10.

[4] 徐青山. 分布式发电与微电网技术[M]. 北京: 人民邮电出版社, 2011: 127-131.

[5] 王立乔, 孙孝峰. 分布式发电系统中的光伏发电技术[M]. 北京: 机械工业出版社, 2010: 110-124.

[6] 周贤正, 荣飞, 吕志鹏, 等. 低压微电网采用坐标旋转的虚拟功率V/f下垂控制策略[J]. 电力系统自动化, 2012, 36(2): 47-51.

[7] 张纯江, 王晓寰, 薛海芬, 等. 微网中三相逆变器类功率下垂控制和并联系统小信号建模与分析[J]. 电工技术学报, 2012, 27(1): 32-39.

[8] 阚志忠, 张纯江, 薛海芬, 等. 微网中三相逆变器无互连线并联新型下垂控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2011, 31(33): 68-74.

[9] 阚加荣, 谢少军, 吴云亚. 无互连线并联逆变器的功率解耦控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2008, 28(21): 40-45.

[10] 林新春, 段善旭, 康勇, 等. UPS 无互连线并联中基于解耦控制的下垂特性控制方案[J]. 中国电机工程学报, 2003, 23(12): 118-122.

[11] 雷之力. 微网谐波振及电压暂降的评估与控制[D]. 北京: 华北电力大学, 2011: 32-56

[12] 吕志鹏, 罗安, 荣飞, 等. 电网电压不平衡条件下微网PQ控制策略研究[J]. 电力电子技术, 2010, 44(6): 71-74.

[13] 刘杨华, 吴政球, 林舜江. 孤岛运行的微电网三相不平衡潮流计算方法研究[J]. 湖南大学学报: 自然科学版, 2009, 36(7): 36-40.

[14] 杨向真, 苏建徽, 丁明, 等. 微电网孤岛运行时的频率控制策略[J]. 电网技术, 2010, 34(1): 164-168.

### 作者简介:

罗锐鑫(1988),男,硕士研究生,从事微电网控制策略、继电保护方面的研究。

(收稿日期:2012-06-05)