

## 三电平静止同步补偿器内模控制研究

王峰<sup>1,2</sup>, 张旭隆<sup>1,2</sup>, 何凤有<sup>2</sup>, 张晓<sup>2</sup>

(1. 徐州工程学院信电工程学院, 江苏 徐州 221111; 2. 中国矿业大学信电学院, 江苏 徐州 221008)

**摘要:** 静止同步补偿器 (STATCOM) 用于电网动态补偿时, 无功电流检测环节及电流控制器的设计对其补偿性能起着决定性的影响。在传统的 FBD 功率理论的基础上, 对传统 FBD 检测法做出改进, 引入电网虚拟磁链模观测器代替原有的锁相环对电网电压进行重构, 提高了电网电压存在畸变时无功电流的检测能力, 同时采用惯性环节代替了低通滤波器降低了检测系统的时延。在此基础上针对静止同步补偿器存在着非线性和强耦合的特性, 提出一种基于内模控制原理和三电平空间矢量算法相结合的电流感耦控制方法, 根据内模控制基本原理, 设计了静止同步补偿器的双闭环内模控制器。基于 Matlab/Simulink 仿真平台, 对改进型 FBD 无功电流检测方法和电流环内模解耦控制器进行了系统仿真分析, 最后通过实验验证了控制方法的正确性和有效性。

**关键词:** 静止同步补偿器; 内模控制; 解耦; FBD; 三电平

### Study on the internal mode control of three-level STATCOM

WANG Feng<sup>1,2</sup>, ZHANG Xu-long<sup>1,2</sup>, HE Feng-you<sup>2</sup>, ZHANG Xiao<sup>2</sup>

(1. Department of Information and Electrical Engineering, Xuzhou Institute of Technology, Xuzhou 221111, China;

2. School of Information and Electrical Engineering, China University of Mining and Technology, Xuzhou 221008, China)

**Abstract:** When the static synchronous compensator (STATCOM) is used for grid dynamic compensation, reactive current detection aspects and current controller design play a decisive role. This paper, on the basis of the traditional FBD power theory, proposes an improved FBD detection method, and introduces the grid virtual flux mode observer to replace the original phase-locked loop to reconstruct the grid voltage, which improves the ability of detecting reactive current when grid voltage distortion occurs; at the same time, the inertial link is used to replace a low-pass filter to reduce the delay of the detection system. Considering the characteristics of nonlinear and strong coupling of static synchronous compensator, this paper proposes a current decoupling control method based on the internal model control principle and three-level space vector algorithm. Based on the basic principles of the internal model control, the double closed loop internal mode controller is designed for the static synchronous compensator. Based on Matlab / Simulink simulation platform, system simulation analysis of the improved FBD reactive current detection methods and the current ring mode decoupling controller is conducted, and the correctness and effectiveness of the control method is verified by experiments.

**Key words:** STATCOM; internal mode control; decoupling; FBD; three-level

中图分类号: TM71 文献标识码: A 文章编号: 1674-3415(2014)09-0096-07

## 0 引言

静止同步补偿器 (STATCOM) 是柔性输电系统中用于无功补偿的重要装置, 其主要功能是提高系统功率因数和支撑公共连接点电压<sup>[1-3]</sup>。传统两电平拓扑结构的 STATCOM 因为其技术成熟算法简单在小容量的场合得到广泛应用, 但是受到功率开关器件耐压水平的限制, 两电平装置很难满足中高

压情况下的电压等级和容量要求。基于二极管箝位的三电平 STATCOM 具有更高的容量和更好的系统可靠性, 在动态无功功率补偿领域应用前景广阔。但是 NPC 型三电平 STATCOM 是一个非线性、多变量、强耦合、时变的系统<sup>[4]</sup>。因此研究如何获得高性能的 STATCOM 的控制策略, 实现装置的高效运行具有现实意义。

内模<sup>[5-7]</sup>控制策略起初应用在耦合强、干扰大、非线性、大时滞的控制系统中。它具有对系统模型准确度要求低, 对不可测干扰能够消除, 能较快地

基金项目: 中央高校基本科研业务费专项资金 (2010ZDP01A10)



FBD 谐波检测原理框图如图 4 所示<sup>[11]</sup>。

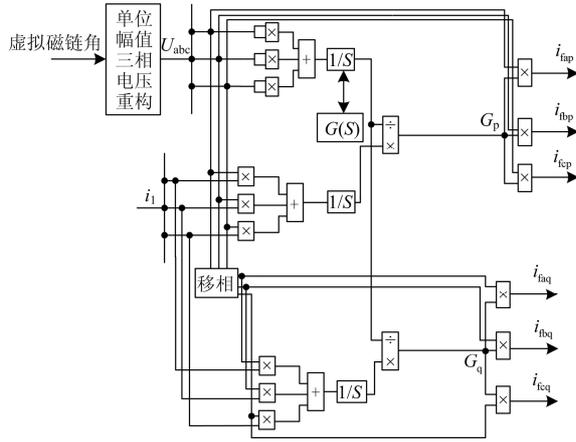


图 4 改进型 FBD 谐波检测原理框图

Fig. 4 Diagram of the improved FBD harmonic detection

该无功检测方法是基于虚拟磁链观测方法的基础上，通过电网虚拟磁链角与电网三相电压相位之间的关系重构出单位幅值的三相电压，从而省去了电网电压锁相环节。有电压空间矢量  $e$  与旋转虚拟磁链矢量  $\psi$  的关系： $\psi = \int e dt$ ，可以得出虚拟磁链角  $\theta$  与 A 相电压相位  $\omega t$  的关系为： $\omega t = \theta + \pi$ 。

基于虚拟磁链角  $\theta$  重构出来的单位幅值的三相电源电压为

$$\begin{cases} u_a = \sin \omega t \\ u_b = \sin \left( \omega t - \frac{2\pi}{3} \right) \\ u_c = \sin \left( \omega t + \frac{2\pi}{3} \right) \end{cases} \quad (3)$$

假设在一个  $m$  相系统中，做如下定义。电压矢量为

$$u = (u_1, u_2, \dots, u_m)^T \quad (4)$$

电流矢量为

$$i = (i_1, i_2, \dots, i_m)^T \quad (5)$$

则瞬时功率为

$$p_{\Sigma}(t) = \langle i, u \rangle = \sum_{n=1}^m u_n i_n = \sum_{n=1}^m p_n(t) \quad (6)$$

则平均功率定义为

$$P(t) = \frac{1}{T_c} \int_{t-T_c}^t p_{\Sigma}(\tau) d\tau \quad (7)$$

定义瞬时基波正序有功电流为  $i_p(t) = (i_{p1}(t), i_{p2}(t), \dots, i_{pm}(t))^T$ ，瞬时基波正序无功电流为  $i_q(t) = (i_{q1}(t), i_{q2}(t), \dots, i_{qm}(t))^T$ ，则

$$i_p(t) = \frac{P(t)}{U^2(t)} u(t) \quad (8)$$

$$i_q(t) = \frac{P(t)}{U^2(t)} u^*(t) \quad (9)$$

其中： $U(t) = \sqrt{\frac{1}{T_c} \int_{t-T_c}^t u^T(\tau) u(\tau) d\tau}$ ； $u^*(t)$  是电压矢量  $u(t)$  移相  $90^\circ$  得到的。

其中在计算平均功率  $P(t)$  和电压  $U(t)$  时，要用到积分环节来对其进行计算。但是用纯积分的方法计算会存在积分初值问题，会造成一定的偏差，这会很容易造成积分器饱和现象。在传统的解决纯积分器所带来的初值问题中，经常会使用一阶惯性滤波器，但是由于一阶惯性环节频响特性在替代积分器的时候存在一些自身的缺陷，因此本文采用两个低通滤波器来替代纯积分器，可以使得幅值和相角无偏差。即

$$G(s) = \frac{N}{s + \omega_c} \cdot \frac{N}{s + \omega_c}$$

式中： $\omega_c$  为设定截止频率； $N = \sqrt{2\omega_c}$ 。

### 3 内模解耦控制系统设计

内模控制策略应用在耦合强、干扰大、非线性、大时滞的控制系统中。它具有对系统模型准确度要求低，对不可测干扰能够消除，能较快地跟踪系统的输入，鲁棒性能好等优点。由于偏差解耦信号引入内模解耦控制系统中，系统参数的扰动时内模控制系统依然具有良好的解耦效果。

#### 3.1 内模控制基本原理

内模控制结构如图 5 所示。

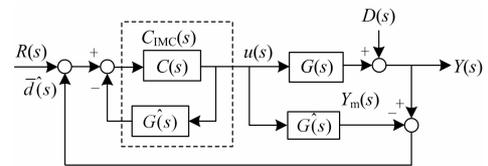


图 5 内模控制结构框图

Fig. 5 Internal mode control structure diagram

图中  $\hat{G}(s)$  为被控对象的  $G(s)$  内模， $G_{IMC}(s)$  称为内模控制器<sup>[7,12]</sup>。

此控制系统的输入输出传递函数为

$$Y(s) = \frac{C_{IMC}(s)G(s)}{1 + C_{IMC}(s)[G(s) - \hat{G}(s)]} R(s) + \frac{1 - C_{IMC}(s)\hat{G}(s)}{1 + C_{IMC}(s)[G(s) - \hat{G}(s)]} D(s) \quad (10)$$

情况 1: 若  $G(s) = \hat{G}(s)$  (即模型准确), 在可实现的情况下, 设计内模控制器  $C_{\text{IMC}}(s) = \hat{G}(s)^{-1}$ , 则式子变为  $Y(s) = R(s)$ , 系统输入等于输出, 这是理想情况, 消除了干扰的影响。

情况 2: 当  $\hat{G}(s) \neq G(s)$ , 即预测模型与实际模型不匹配, 也可以对输出偏差进行调节。

因为假设  $\hat{G}(s) > G(s)$  时, 有如下调节过程:

$$\begin{aligned} & \left[ \hat{G}(s) > G(s) \right] \rightarrow Y_m(s) \uparrow \rightarrow \hat{d}(s) [= Y(s) - Y_m(s)] \downarrow \\ & \rightarrow [R(s) - \hat{d}(s)] \uparrow \rightarrow u(s) \downarrow \rightarrow Y(s) \uparrow \rightarrow \hat{d}(s) \uparrow \\ & \rightarrow [R(s) - \hat{d}(s)] \downarrow \rightarrow u(s) \downarrow \rightarrow Y(s) \downarrow \end{aligned}$$

反之若  $\hat{G}(s) < G(s)$

$$\begin{aligned} & \left[ \hat{G}(s) < G(s) \right] \rightarrow Y_m(s) \downarrow \rightarrow \hat{d}(s) [= Y(s) - Y_m(s)] \uparrow \\ & \rightarrow [R(s) - \hat{d}(s)] \downarrow \rightarrow u(s) \uparrow \rightarrow Y(s) \downarrow \rightarrow \hat{d}(s) \downarrow \rightarrow \\ & [R(s) - \hat{d}(s)] \uparrow \rightarrow u(s) \uparrow \rightarrow Y(s) \uparrow \end{aligned}$$

情况 3: 对于扰的抑制过程为

$$\begin{aligned} & D(s) \uparrow \rightarrow Y(s) \uparrow \rightarrow \hat{d}(s) [= Y(s) - Y_m(s)] \uparrow \\ & \rightarrow [R(s) - \hat{d}(s)] \downarrow \rightarrow u(s) \downarrow \rightarrow Y(s) \downarrow \end{aligned}$$

将图 5 作等效变换, 可得图 6 所示控制框图。

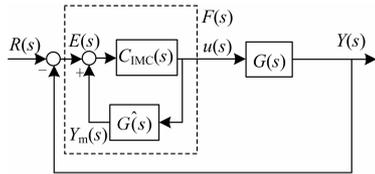


图 6 内模控制等效变换框图

Fig. 6 Internal model control block diagram of the equivalent transformation

可见内模控制是经典反馈控制的一种特例。其等效控制器  $F(s)$  相当于反馈控制中的  $C(s)$ , 其表达式为

$$F(s) = [1 - C_{\text{IMC}}(s)\hat{G}(s)]^{-1}C_{\text{IMC}}(s) \quad (11)$$

内模控制的重点在于  $C_{\text{IMC}}(s)$  的设计, 实际设计分两个步骤。

步骤 1: 根据被控系统的模型设计一个理想的控制器, 不考虑约束条件和系统鲁棒性。

步骤 2: 加入低通滤波器  $L(s)$ , 低通滤波器环节的参数决定了调节器的性能, 这在工程应用较实

用。

假设被控对象的预测模型  $\hat{G}(s)$  已知, 内模控制器采用式

$$C_{\text{IMC}} = \hat{G}(s)^{-1}L(s) \quad (12)$$

可使得系统具有一定的鲁棒性<sup>[7,13]</sup>。

### 3.2 电流内环的内模解耦控制

图 5 内模控制结构图中,  $\hat{G}(s)$  为被控制对象  $G(s)$  的内模与被控制对象并行,  $u(s)$ ,  $\mathbf{i}(s)$  分别表示静止同步补偿器输出电压和补偿电流,  $R(s) = [i_{\text{cd}}^* \ i_{\text{cq}}^*]$  是静止同步补偿器需要补偿的有功和无功指令电流。

根据静止同步补偿器数学模型式 (1) 可以得出

$$\begin{bmatrix} e_d - u_{\text{cd}} \\ e_q - u_{\text{cq}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_s s & -\omega L_s \\ \omega L_s & R_s + L_s s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\text{cd}} \\ i_{\text{cq}} \end{bmatrix} \quad (13)$$

令式 (13) 中  $\begin{cases} u'_{\text{sd}} = e_d - u_{\text{cd}} \\ u'_{\text{sq}} = e_q - u_{\text{cq}} \end{cases}$ , 则有

$$\begin{bmatrix} u'_{\text{sd}} \\ u'_{\text{sq}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_s s & -\omega L_s \\ \omega L_s & R_s + L_s s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\text{cd}} \\ i_{\text{cq}} \end{bmatrix} \quad (14)$$

根据式 (14) 有

$$Y(s) = G(s)U(s)$$

$$\text{式中: } Y(s) = \begin{bmatrix} i_{\text{cd}} \\ i_{\text{cq}} \end{bmatrix}; \quad U(s) = \begin{bmatrix} u'_{\text{sd}} \\ u'_{\text{sq}} \end{bmatrix};$$

$$G(s) = \begin{bmatrix} R_s + L_s s & -\omega L_s \\ \omega L_s & R_s + L_s s \end{bmatrix}^{-1}$$

静止同步补偿器的传递函数在右半平面无零点, 在高频状态下可近似等效为一个一阶系统, 则根据内模的基本原理, 低通滤波器可以选为

$$L(s) = \frac{\lambda}{s + \lambda}$$

结合上文所提到的内模控制器设计的两个基本步骤<sup>[13]</sup>, 可以得出静止同步补偿器补偿电流内模解耦控制器  $C_{\text{IMC}}(s)$  为

$$\begin{aligned} C_{\text{IMC}}(s) &= \hat{G}(s)^{-1}L(s) = \\ & \begin{bmatrix} \hat{R}_s + \hat{L}_s s & -\omega \hat{L}_s \\ \omega \hat{L}_s & \hat{R}_s + \hat{L}_s s \end{bmatrix} \frac{\lambda}{s + \lambda} \end{aligned} \quad (15)$$

式中:  $\hat{R}_s$ 、 $\hat{L}_s$  分别为静止同步补偿器进线电抗器等效电阻和等效电感值;  $L(s)$  是低通滤波器, 可以提高系统的鲁棒性。

按照图 6 给出的内模控制等效变换框图, 可以得出等效控制器  $F(s)$  为

$$F(s) = [1 - C_{\text{IMC}}(s) \hat{G}(s)]^{-1} C_{\text{IMC}}(s) = [1 - \frac{\lambda}{s + \lambda}]^{-1} \hat{G}(s)^{-1} \frac{\lambda}{s + \lambda} = \lambda \begin{bmatrix} \hat{L}_s \left( 1 + \frac{\hat{R}_s}{s \hat{L}_s} \right) & -\omega \frac{\hat{L}_s}{s} \\ \omega \frac{\hat{L}_s}{s} & \hat{L}_s \left( 1 + \frac{\hat{R}_s}{s \hat{L}_s} \right) \end{bmatrix} \quad (16)$$

矩阵中主对角线上元素为滤波器电流控制器, 副对角线上元素为解耦网络的表达式, 实现了内模解耦控制。该控制系统的控制框图如图 7 所示。

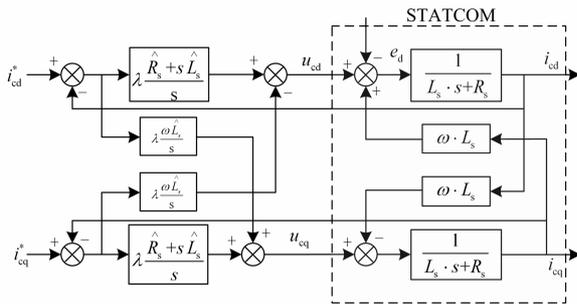


图 7 静止同步补偿器内模解耦控制框图

Fig. 7 Mode decoupling control block diagram of a static synchronous compensator

由式 (9) 表示的等效内模控制器, 控制器只有  $\lambda$  一个可调参数与传统的 PI 控制器相比参数整定复杂度大大降低<sup>[7]</sup>。

### 3.3 电压外环控制器设计

当电流调节器设计完成, 电流环内模控制系统与静止同步补偿器模型匹配时, 其输入指令变量与被控制变量之间的关系为

$$Y(s) = \begin{bmatrix} i_{cd} \\ i_{cq} \end{bmatrix} = L(s)R(s) = \begin{bmatrix} \frac{\lambda}{s + \lambda} & 0 \\ 0 & \frac{\lambda}{s + \lambda} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{cd}^* \\ i_{cq}^* \end{bmatrix} \quad (17)$$

式中,  $i_{cq}^*$  由本文所提出的改进的 FBD 法对负载电流进行检测获得, 而  $i_{cd}^*$  的获取可以通过有功功率平衡获得。为简化分析, 现忽略  $R$  的影响, 即忽略开关器件损耗和连接电抗器损耗。根据能量守恒定律, STATCOM 直流侧所储存的能量应该等于从电网侧流入的瞬时有功功率。

$$\sqrt{3} e_d i_{cd} = u_{dc} i_{dc} = u_{dc1} C \frac{du_{dc1}}{dt} + u_{dc2} C \frac{du_{dc2}}{dt} \quad (18)$$

STATCOM 直流侧所储存的能量发生改变时 (即反映为式 (18)  $u_{dc}$  中发生改变), 瞬时有功功率也会相应发生改变; 为了保证  $u_{dc}$  维持不变, 需要相应地控制  $i_{cd}$  来跟踪瞬时有功功率的变化, 因此, 可以采用一个 PI 控制器来获取  $i_{cd}^*$  [14-15]。

$$i_{cd}^* = k_{pu} (u_{dc}^* - u_{dc}) + k_{iu} \int (u_{dc}^* - u_{dc}) dt \quad (19)$$

其中:  $u_{dc}^*$  为母线电压期望值;  $u_{dc}$  为母线电压实际值。

## 4 仿真及实验分析

### 4.1 仿真实验

在 Matlab/Simulink 环境下进行仿真验证, 为了和实验参数对应, 仿真参数选取如下: (1) 电源电压 90 V/50 Hz, 系统阻抗忽略不计; (2) 电感性负载为星型连接方式的阻抗, 采用电阻为  $R=1 \Omega$  与电感为  $L=2.5 \text{ mH}$  串联获得; (3) 有源滤波器进线电感  $L=1.0 \text{ mH}$ , 直流母线电压  $U_d=180 \text{ V}$ , 电容  $C=4 \text{ 800 } \mu\text{F}$ ; (4) 系统采样率为 20 kHz, 开关频率为 5 kHz。

图 8 示出基于改进型 FBD 检测无功电流与传统的 FBD 法和  $i_p-i_q$  法检测无功电流的仿真比较。

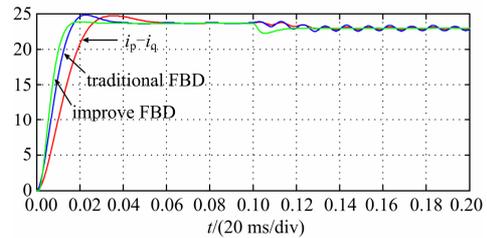


图 8 无功电流检测的仿真比较

Fig. 8 Simulation of reactive current detection

图 8 中分别给出三种方法在检测无功电流时的响应曲线, 不难看出本文所提出的改进的 FBD 检测法具有更快的响应速度, 当进入稳态时三种方法效果一致, 在仿真 0.1 s 处使电网电压注入五次谐波和负序分量产生畸变, 可以看出由于传统的 FBD 法和  $i_p-i_q$  锁相环法在检测时存在误差, 而改进型 FBD 法在电网电压产生畸变时其检测误差很小。

这里只给出基于内模控制的 STATCOM 动态仿真波形如图 9 所示, 在 0.3 s 突加负载可以看出基于内模控制的电流内环具有良好的动态响应。

### 4.2 实验应用

为验证本文提出的基于改进 FBD 功率理论的

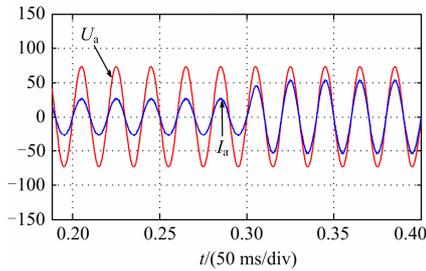


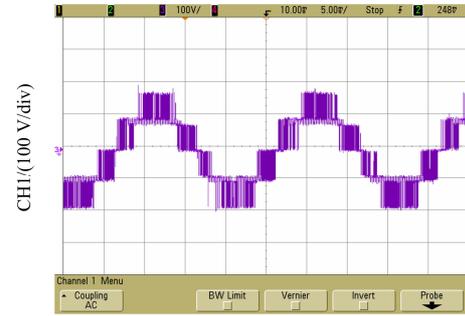
图 9 基于内模控制的 STATCOM 动态仿真

Fig. 9 STATCOM dynamic simulation based on the internal mode control

三电平静止同步补偿器的内模控制系统的可行性, 在仿真的基础上搭建实验平台对其进行动模实验。采用基于 TMS320F28335 型 DSP+XC5200 型 FPGA 全数字控制系统进行实验。图 10 给出了实验波形。

图 10 (a) 是补偿前 A 相电压电流波形, 运行功率因数较低, 而图 10 (b) 是补偿后的 A 相电压电流波形, 从图中可以看出, 补偿后电压电流基本同相位, 补偿效果很好。

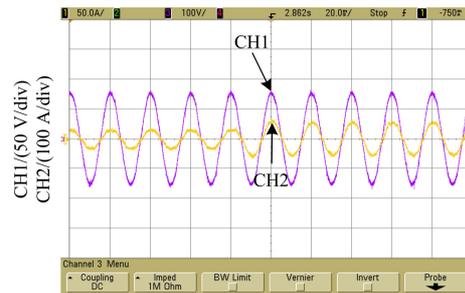
图 11 所示的内模控制的 STATCOM 动态实验和仿真中动态响应过程基本完全一致, 实验再一次证明算法的有效性和可行性。



(d) STATCOM 输出线电压

图 10 基于内模控制的 STATCOM 稳态实验

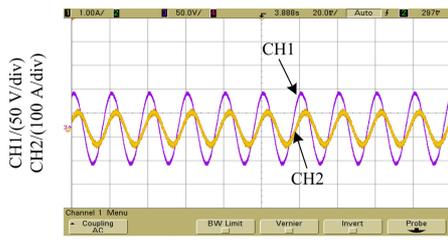
Fig. 10 STATCOM steady-state experiments based on internal mode control



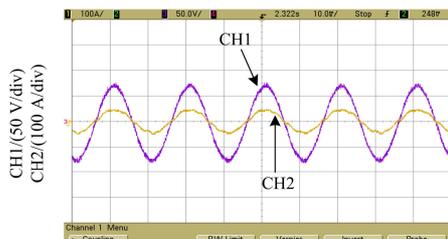
CH1: A 相电网电压 CH2: A 相负载电流

图 11 基于内模控制的 STATCOM 动态实验

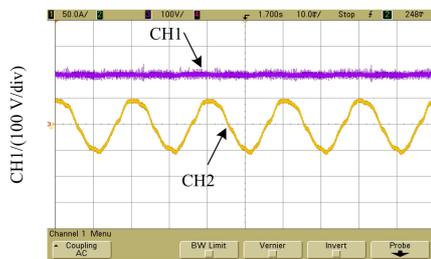
Fig. 11 STATCOM dynamic experiments based on the internal mode control



CH1:A 相电网电压 CH2:A 相负载电流  
(a) 补偿前 A 相电压电流



CH1:A 相电网电压 CH2:A 相负载电流  
(b) 补偿后 A 相电压电流



CH1: 母线电压 CH2: A 相负载电流  
(c) 直流母线电压

## 5 结论

在建立了三电平静止同步补偿器同步旋转坐标系下数学模型的基础上, 提出采用一种改进型 FBD 无功电流检测方法, 提高了无功电流检测动态特性和稳定性。同时引入内模控制理论, 根据内模控制的基本原理设计了静止同步补偿器电流环的内模解耦控制器, 最后实验结果证明了基于内模控制的静止同步补偿器的有效性和可行性。

## 参考文献

- [1] 汤赐, 罗安. 配电网静止同步补偿器的前馈解耦控制策略[J]. 电力系统自动化设备, 2010, 30(6): 40-44.  
TANG Ci, LUO An. Feed-forward decoupling control strategy of DSTATCOM[J]. Electric Power Automation Equipment, 2010, 30(6): 40-44.
- [2] 范瑞祥, 吴素农, 孙旻. 用于变电站电能质量调控的 D-STATCOM 及其系统调试[J]. 电力系统保护与控制, 2011, 39(4): 149-154.  
FAN Rui-xiang, WU Su-nong, SUN Min. Distribution static synchronous compensator for power quality control

- in substation and its system test[J]. Power System Protection and Control, 2011, 39(4): 149-154.
- [3] 凌青. 三相并联型有源电力滤波器控制方法的研究[D]. 西安: 西安交通大学, 2005.
- [4] 单翀峰, 王奔, 陈丹, 等. 基于滑模控制理论的 STATCOM 无功补偿控制策略研究[J]. 电力系统保护与控制, 2010, 38(18): 150-154.  
SHAN Chong-hao, WANG Ben, CHEN Dan, et al. Study of the reactive compensation of STATCOM based on the sliding mode control theory[J]. Power System Protection and Control, 2010, 38(18): 150-154.
- [5] 王树青. 先进控制技术及其应用[M]. 北京: 化学工业出版社, 2001.
- [6] VANDENRSEN J M. Internal model control with improved disturbance rejection[J]. Int J Control, 1995, 62(4): 983-999.
- [7] 周渊深. 感应电动机交-交变频调速系统的内模控制技术[M]. 北京: 电子工业出版社, 2005.
- [8] 詹厚剑, 吴杰康, 康海兵. 静止同步补偿器的开关函数建模与仿真[J]. 电力系统保护与控制, 2010, 38(10): 66-70.  
ZHAN Hou-jian, WU Jie-kang, KANG Hai-bing. Modeling and simulation for STATCOM using switching function[J]. Power System Protection and Control, 2010, 38(10): 66-70.
- [9] 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: 80-98.
- [10] 刘亮, 邓名高, 欧阳红林. D-STATCOM 自适应检测算法的应用[J]. 电力系统保护与控制, 2011, 39(5): 115-119.  
LIU Liang, DENG Ming-gao, OUYANG Hong-lin. A research of adaptive detection algorithm for D-STATCOM[J]. Power System Protection and Control, 2011, 39(5): 115-119.
- [11] 曾喆昭, 文卉, 王耀南. 一种高精度的电力系统谐波智能分析方法[J]. 中国电机工程学报, 2006, 26(10): 23-27.  
ZENG Zhe-zhao, WEN Hui, WANG Yao-nan. An approach with high accuracy for intelligent analysis of power system harmonics[J]. Proceedings of the CSEE, 2006, 26(10): 23-27.
- [12] LORENZ R D, LIPO T A, NOVOTNY D W. Motion control with induction motor[J]. Proc IEEE, 1994, 82(8): 1215-1240.
- [13] 张课, 李小讯, 孔令军, 等. 基于内模控制的三电平有源电力滤波器研究[J]. 电力电子技术, 2011, 45(7): 47-49.  
ZHANG Ke, LI Xiao-xun, KONG Ling-jun, et al. Three-level active power filter control method research based on internal model control[J]. Power Electronics, 2011, 45(7): 47-49.
- [14] 李可, 卓放, 李红雨, 等. 直接电流控制的静止无功发生器研究[J]. 电力电子技术, 2003, 37(3): 8-11.  
LI Ke, ZHUO Fang, LI Hong-yu, et al. Investigation on static VAR generator with a direct current control strategy[J]. Power Electronics, 2003, 37(3): 8-11.
- [15] 唐杰, 罗安, 欧建波, 等. 配电静止同步补偿器的模糊自适应 PI 控制策略[J]. 电工技术学报, 2008, 23(2): 120-126.  
TANG Jie, LUO An, OU Jian-bo, et al. Voltage control strategy of D-STATCOM based on fuzzy-PI controller[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2008, 23(2): 120-126.

收稿日期: 2012-09-19; 修回日期: 2012-10-31

作者简介:

王峰(1978-), 男, 博士, 讲师, 研究方向为电力电子与电力传动; E-mail: wangwf1231@163.com

张旭隆(1984-), 男, 博士, 讲师, 研究方向为电力电子与电力传动;

何凤有(1963-), 男, 教授, 博士生导师, 研究方向为电力电子与电力传动。