

文章编号:1000-582X(2010)01-0067-06

## 变压器式可控电抗器在线状态的控制方案

江 渝,林泽科,刘和平,郑群英

(重庆大学 输配电装备及系统安全与新技术国家重点实验室,重庆 400044)

**摘 要:**针对目前广泛采用的变压器式可控电抗器控制方案对电抗器本体参数的依赖较大以及未考虑如何有效控制逆变器直流侧电容电压这两个问题,提出了一种新型控制方案。该方案采用了基波分量的提取算法,通过对原边基波电压和基波电流的在线检测,实时、准确地测量当前状态下电抗器的电抗值。该控制方案根据当前状态电抗器的电抗值控制副边绕组电流的幅值,根据逆变器直流侧的电容电压和电抗器原边绕组电压的相位控制副边电流相位,不依赖于电抗器本体的参数。实验结果表明该方案不仅能有效、精确地控制电抗器的电抗值,同时还能有效地控制其逆变器直流侧的电容电压,为电抗器的高性能运行提供了条件;仿真证明该方案的正确性和有效性。

**关键词:**变压器;逆变器;电抗器;实时控制;相位控制;电容电压

**中图分类号:** TM726

**文献标志码:** A

## A novel control method for controllable reactor of transformer type

JIANG Yu, LIN Ze-ke, LIU He-ping, ZHENG Qun-ying

(State Key Laboratory of Power Transmission Equipment & System Security and  
New Technology, Chongqing University, Chongqing 400044, P. R. China)

**Abstract:** Conventional control methods for controllable reactor of transformer type generally depend on the parameters of transformer and cannot control capacitor voltage effectively. A novel control method for controllable reactor of transformer type is proposed. Based on a novel algorithm for fundamental extraction, the proposed approach can control the reactance accurately in real-time mode by monitoring the condition of primary voltage and current. It also can control the capacitor voltage effectively and keep the capacitor voltage stable by introducing the feedback of capacitor voltage to control the phase of secondary current. Simulation has been carried out to proof the effectiveness of the method.

**Key words:** transformer; inverter; reactor; real time control; phase control; capacitor voltage

可控电抗器为柔性交流输电系统家族中的重要成员。基于交流磁通控制方式(或可控负载原理)的变压器式可控电抗器由于具有诸多优点而被广泛研究应用<sup>[1-8]</sup>。然而,目前在该类型的电抗器控制方案中,普遍都以电抗器一次侧的漏抗和激磁电抗为基础,在保证原、副边电流一定相位关系的前提下,通过调节原、副边电流的幅值比来控制电抗值<sup>[8-10]</sup>。因此,

电抗器一次侧漏抗和激磁电抗的测量精度以及运行过程中激磁电抗的偏移对控制器的控制精度有很大的影响,这不可避免地影响了控制器的适应性。

逆变器直流侧的电容电压对电抗器的性能也有很大的影响,在文献[1-9]所述的控制系统中均没有控制逆变桥直流侧电容电压的相关内容,文献[8]只是在实验中要求直流侧电容电压的稳定,但对如何

收稿日期:2009-09-15

基金项目:国家自然科学基金资助项目(50777066)

作者简介:江渝(1964-),男,重庆大学副教授,博士,主要从事电力电子在电力系统中的应用研究,

(E-mail)ceeyjiang@cqu.edu.cn。

稳定该电压没有相应的介绍,而文献[1]、[4]和[9]对此问题作了类似的处理。在文献[10]中设计了专门的电容充电控制电路,但该电路只解决了在启动过程中电容电压的控制,没有考虑在工作状态过程中有效控制电容电压,这不可避免将导致电容电压的失控从而使电抗器性能变差,甚至引起电抗器失控。

针对以上控制方案中的问题,提出了变压器式可控电抗器的实时在线控制方法,通过有效提取电抗器原边绕组的基波电压分量和电流分量,实现了当前状态下电抗器的电抗值的在线监测,因此在该控制方案中,无须测量电抗器一次侧的漏抗、激磁电抗,电抗器激磁电抗和其他参数的偏移也不会影响对电抗器的有效控制;同时提出的控制器在无须专门控制电路的情况下不仅能有效控制启动时刻逆变桥直流侧的电容电压,同时在电抗器运行过程中也能有效控制电容电压。

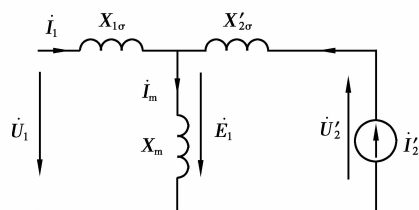
## 1 电抗器控制系统的实现原理及实现方案

控制副边电流与原边电流反相可使变压器工作于电抗器状态<sup>[8]</sup>,而电抗器的电压超前于电流 $\pi/2$ ,因此当副边电流滞后原边电压 $3\pi/2$ 时变压器也工作于电抗器状态;同时控制逆变器直流侧电容电压是有效控制电抗器副边绕组电流的必要条件,也是电抗器有效工作的必要条件。

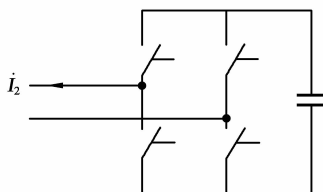
### 1.1 直流侧电容电压的控制原理

图1为变压器式电抗器的工作原理示意图。

图1(a)中的电流源 $\dot{I}'_2$ 为折算后的副边绕组电流,实现方案为图1(b)所示的逆变器。根据电抗器的工作原理可知<sup>[8]</sup>,根据原边电流(或原边电压,以下选



(a) 变压器简化T型等效电路



(b) 电压型逆变器

图1 变压器式可控电抗器原理图

择原边电压)的状态,通过控制副边电流实现对电抗器的控制,因此 $\dot{U}_1$ 和 $\dot{I}'_2$ 存在如下关系

$$\dot{U}_1 = Z \angle \delta \dot{I}'_2 = Z \angle \delta k \dot{I}_2, \quad (1)$$

其中 $Z(Z>0)$ 为控制量的模; $\angle \delta$ 为控制量的角度; $k=N_1/N_2$ 为变压器原、副边绕组的匝数比; $\dot{I}_2$ 为实际副边电流。

根据图1和式(1),实际副边电流源 $\dot{I}_2$ 的等效电阻为

$$R_{eq} = R_c \left[ \frac{1}{k^2} \frac{\dot{U}'_2}{\dot{I}'_2} \right] = - \frac{Z L_m}{k(L_{1\sigma} + L_m)} \cos \delta, \quad (2)$$

式(2)中 $R_{eq}$ 消耗的能量即为电流源所吸收的能量,忽略开关损耗时,该能量也是逆变器直流侧电容储能增加的能量;反之亦然。因此根据一个工频周期内 $R_{eq}$ 消耗的能量就能有效地确定在该周期内电容电压的变化量 $\Delta U_C$ :

$$\Delta U_C = -U_{C0} + \sqrt{U_{C0}^2 + \frac{2I_2^2 R_{eq} T}{C}}, \quad (3)$$

其中 $I_2$ 为副边基波电流有效值; $T$ 为工频周期, $U_{C0}$ 为该周期初始时刻的电容电压。

根据式(2)、(3):当 $\delta=3\pi/2$ 时, $R_{eq}=0$ ,在一个工频周期内电容储能的能量保持不变,电容电压保持稳定;当 $\pi < \delta < 3\pi/2$ 时, $R_{eq}>0$ ,在一个工频周期内电容储能的能量增加,电容电压上升;当 $3\pi/2 < \delta < 2\pi$ 时, $R_{eq}<0$ ,在一个工频周期内电容储能的能量减少,电容电压下降。

由此可见,通过控制副边电流滞后原边电压的角度,能有效地控制电抗器逆变桥直流侧的电压。

### 1.2 电抗器基波等效电抗值在线监测的原理

当变压器工作在电抗器状态时,其原边等效电阻远小于其原边等效电抗,忽略电阻影响时,其原边基波等效电抗 $X$ 与其原边电流 $\dot{I}_1$ 和原边电压 $\dot{U}_1$ 的关系为

$$jX = \dot{U}_1 / \dot{I}_1, \quad (4)$$

因此,原边基波电压的幅值与原边基波电流幅值之比为电抗器的电抗值。然而在电抗器的原边电压(或电流)中却包含谐波分量,此时原边电压 $u_1$ 可表示为

$$u_1 = U_0 + U_1 \sin(\omega t + \varphi_{u1}) + \sum_2^{\infty} U_n \sin(n\omega t + \varphi_{un}), \quad (5)$$

将式(5)两边同时分别乘以 $\sin \omega t$ 和 $\cos \omega t$ ,可得:

$$u_1 \sin \omega t = U_0 \sin \omega t + \frac{1}{2} U_1 \cos \varphi_{u1} +$$

$$\sum_2^{\infty} \frac{1}{2} U_n \cos[(n-1)\omega t + \varphi_{un}] -$$

$$\sum_1^{\infty} \frac{1}{2} U_n \cos[(n+1)\omega t + \varphi_{un}], \quad (6)$$

$$u_1 \cos \omega t = U_0 \cos \omega t + \frac{1}{2} U_1 \sin \varphi_{u1} +$$

$$\sum_2^{\infty} \frac{1}{2} U_n \sin[(n-1)\omega t + \varphi_{un}] +$$

$$\sum_1^{\infty} \frac{1}{2} U_n \sin[(n+1)\omega t + \varphi_{un}], \quad (7)$$

利用低通滤波器提取式(6)、(7)中直流分量  $U_1 \cos \varphi_{u1}/2$ 、 $U_1 \sin \varphi_{u1}/2$ , 便能够准确地确定基波电压的幅值  $U_1$

$$2 \sqrt{\frac{1}{4} U_1^2 (\sin^2 \varphi_{u1} + \cos^2 \varphi_{u1})} = U_1. \quad (8)$$

为了更有效地提取直流分量, 可以选择较低的低通滤波器截止频率, 但这会增加其动态响应时间。通常情况下, 系统电压中的直流分量较小, 谐波的幅值将随谐波次数的增加而减小, 即式(3)中的  $U_0$  较小,  $U_n (n \geq 2)$  将随  $n$  的增加而减小, 而  $U_1$  较大。因此式(6)、(7)中的主要分量为直流分量和频率 100 Hz 的正弦量。如果将式(6)、(7)对应的信号延时 5 ms (100 Hz 信号的半个周期), 然后将延时后的信号与原信号相加后除以 2, 这样可以有效地滤除 100 Hz 的正弦量, 同时不改变式(6)、(7)中的直流量; 经处理后的信号再送入低通滤波器中, 便可以有效地获得直流分量。采用上述方法后可以在很大程度上提高低通滤波器的截止频率, 在保证滤波效果的同时提高低通滤波器的动态响应速度。

采用相同的方法提取原边电流的基波分量  $I_1$ ,  $U_1$  与  $I_1$  的比值即为当前状态下电抗的实际值。

### 1.3 电抗器的控制方案

根据变压器式电抗器的工作原理, 控制副边绕组电流滞后原边电压  $3\pi/2$  时, 则变压器工作在电抗器状态。而根据 1.1, 如果需要增加或减小逆变器直流侧的电容电压时, 则原边电流应滞后原边电压  $\delta = 3\pi/2 - \theta$ , 直流侧电容电压的给定值与实际值的差值决定了  $\theta$ 。因此引入电容电压反馈, 将其与给定电容电压相比之后, 通过 PI 调节得到相应的  $\theta$ 。

在 1.2 中, 根据式(6)、(7)中的直流分量  $U_1 \cos \varphi_{u1}/2$ 、 $U_1 \sin \varphi_{u1}/2$  和式(8)中的  $U_1$  分量, 可以确定  $\cos \varphi_{u1}$  和  $\sin \varphi_{u1}$ , 然后再做如下运算:

$$\begin{aligned} \sin(\omega t - \frac{3\pi}{2} + \theta) \cos \varphi_{u1} + \cos(\omega t - \frac{3\pi}{2} + \theta) \sin \varphi_{u1} = \\ \sin[\omega t + \varphi_{u1} - (\frac{3\pi}{2} - \theta)], \end{aligned} \quad (9)$$

比较式(5)和式(9), 式(9)对应相量的相位滞后原边电压相位  $3\pi/2 - \theta$ 。其实现原理如图 2 所示。

由于变压器式电抗器是通过控制电抗器副边绕

组电流的幅值以控制电抗器的电抗值, 因此可以根据 1.2 中测量当前状态下电抗器的实际值与给定电抗值的差, 通过 PI 控制器确定变压器副边电流的幅值给定。图 3 为基于在线状态检测的电抗值控制方案, 其控制方案如下。

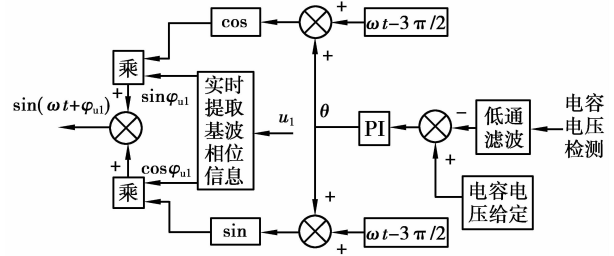


图 2 副边电流相位控制框图

幅值控制: 实时提取变压器原边电压和原边电流幅值, 从而确定当前状态下的电抗值, 将它与给定电抗值比较, 其误差送入 PI 控制器, 则 PI 的输出为电抗器副边电流的幅值给定  $I_{2m}$ ; 相位控制: 将实际电容电压与给定电容电压比较, 其误差送入 PI 控制器, 则 PI 的输出为  $\theta$ , 同时计算出  $\cos \varphi_{u1}$ 、 $\sin \varphi_{u1}$ , 根据式(9)决定副边绕组给定电流的相位。将给定电流与测量的副边绕组电流比较, 采用滞环控制方案使副边绕组电流跟踪给定电流, 从而实现电抗器的基本功能。

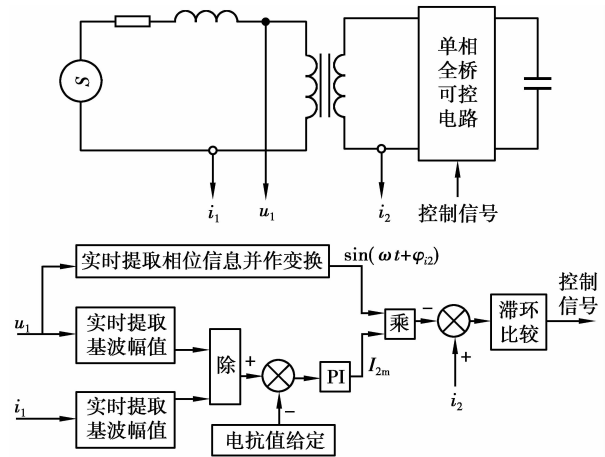


图 3 主电路示意图与控制系统框图

从该控制方案的原理可知, 该方案是以原边电流、电压为基础确定当前状态电抗器的电抗值, 无需依赖变压器参数, 为准确地控制电抗器提供了条件; 而该控制方案中采用的基波分量的提取方法具有实时性、快速性, 这为电抗器的快速控制提供了条件; 同时在该控制方案中, 还有效地控制了逆变器直流侧的电压, 这为电抗器的有效运行提供了条件。

## 2 电抗器控制系统的仿真

采用 Saber 仿真软件对电抗器系统进行仿真分析。

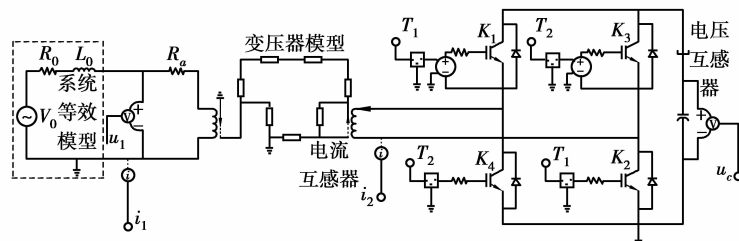
### 2.1 电抗器系统的 Saber 仿真模型

图 4 为电抗器及其与之对应控制器的 Saber 仿真模型。

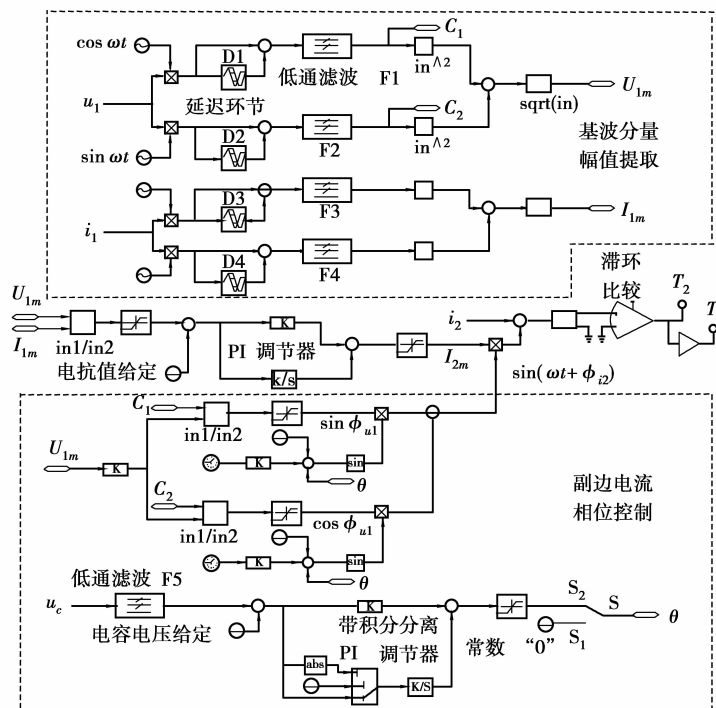
图 4(a) 为变压器式可控电抗器的主电路仿真模型<sup>[11]</sup>。其中系统等效模型为戴维宁 (Thevenin) 等效电路, 电源电压  $V_0$  的幅值、频率和初相角分别为: 10 kV、50 Hz 和  $\pi/3$ , 电阻  $R_0$  为 200  $\Omega$  (包含系统电阻和负载电阻), 电感  $L_0$  为 0.01 mH。利用 Saber 软件中的 core 模板和 wind 模板建立变压器

模型, 变比为 4, 其中与原边绕组串联的电阻  $R_a$  表征了电抗器的损耗, 其值为 5  $\Omega$ 。逆变器开关器件选择 IGBT<sup>[12]</sup>, 直流侧电容为 3 500  $\mu\text{F}$ 。  $u_1$ 、 $u_c$  和  $i_1$ 、 $i_2$  为电压互感器和电流互感器, 分别测量电抗器原边绕组电压、逆变桥直流侧电容电压、原边绕组电流和副边绕组电流。

图 4(b) 为变压器式可控电抗器的控制系统仿真模型。利用 1.2 中所述方法, 提取原边基波电压幅值  $U_{1m}$  和电流幅值  $I_{1m}$ , 其比值为当前状态电抗器原边的等效电抗值, 它与给定电抗进行比较形成误差, 然后再经 PI 调节器, PI 调节器的输出即副边电流幅值给定  $I_{2m}$ 。该 PI 调节器的  $P$ 、 $I$  的参数分别为 0.5 和 20。



(a) 主电路仿真模型



(b) 新型控制系统仿真模型

图 4 变压器式可控电抗器 Saber 仿真模型

本控制采用 1.3 中的方法确定给定电流相位, 为防止干扰对控制系统的影响, 将测量的电容电压  $u_c$  经 F5 滤波后再与给定电容电压比较, 将误差输入 PI 调节器, PI 调节器的输出即为  $\theta$ 。由于电容电压的变化范围较大, 尤其在电抗器的启动阶段, 因此

在本控制方案中选择了积分分离的 PI 控制, 这样可以减小超调量, 提高系统响应的快速性和控制系统的稳定性。积分分离点选择为 150, PI 控制器的  $P$ 、 $I$  的参数分别为 0.000 6 和 0.002。

在图 4(b) 中, F1~F5 为二阶低通滤波器, 其中

F1~F4 的阻尼比  $\zeta$  和截止频率  $\omega_n$  均为 0.95 和 300, F5 的阻尼比  $\zeta$  和截止频率  $\omega_n$  分别为 0.95 和 50。D1~D4 均为延时环节,其延时时间为 5 ms,将延时后的信号与其对应的信号叠加后能够有效滤除二次谐波。

对变压器副边电流的控制,采用稳定性和快速性都较好的滞环控制方案<sup>[13-15]</sup>,通过适当选择电容电压和滞环宽度,将开关频率控制在一定的范围内,这里滞环宽度为 3,电容电压给定为 2.1 kV。控制系统中设置转换开关 S,当开关 S 在  $S_1$  端点时,模拟不控制电容电压情况下电抗器的运行情况;当 S 在  $S_2$  端点时,模拟控制电容电压情况下电抗器的运行情况。

### 2.2 仿真结果的分析

对 2.1 所建模型进行仿真,得到如下结果。

将图 4(b)中开关 S 置于  $S_2$ ,电抗值给定 200  $\Omega$ ,电容电压的给定值为 2.1 kV。图 5 为系统进入稳态后的仿真波形。根据图 5(a),该控制方案有效地控制了电容电压  $u_c$ ,使之较好地跟踪了给定电压。虽然电容电压在 2.1 kV 左右有较小的波动,但它已完全能够满足有效控制电抗器的要求,根据多次仿真结果表明,增加逆变桥直流侧的电容,将减小电容电压的波动。对图 5(a)中的原边电压  $u_1$  和原边电流  $i_1$  进行 Fourier 分析,得到图 5(b)所示的结果,原边基波电压  $\dot{U}_{1m} = 6\ 925.7 \angle 13.764^\circ \text{V}$ ,原边基波电流  $\dot{I}_{1m} = 34.616 \angle -73.785^\circ \text{A}$ ,则其原边等效阻抗为  $(8.556 + j199.889) \Omega$ ,由此可知该控制方案有效地控制了电抗器的原边等效电抗(给定值为 200)。电抗器原边的等效电阻表征了电抗器本身的损耗和维持电容电压恒定所需要的能量。

在 2 s 时刻(系统已完全稳定),将开关 S 置于  $S_1$ ,在不控制电容电压的情况下模拟电抗器的运行情况,如图 5(c)所示。根据图 5(c),如果不控制逆变器直流侧的电容电压,电容电压将持续下降,最终将无法有效地控制副边绕组电流,使原边电压、电流畸变严重,电抗器性能变差,甚至无法正常工作。

将开关 S 再次置于  $S_2$ ,并将给定电抗值设置为 150,对系统重新进行仿真分析。在 2s 时刻,系统已完全进入稳定状态,此时将电抗给定值由 150 改为 300,模拟电抗器的调节对系统运行的影响。图 6 为电抗器调整前、后系统运行的仿真波形。根据图 6(b),电抗器在调节过程中,电容电压  $u_c$  有较小的波动,但经过短暂的调整后(大约 0.8 s),电容电压将再次完全进入稳定状态。系统再次进入稳定状态后,电抗器的

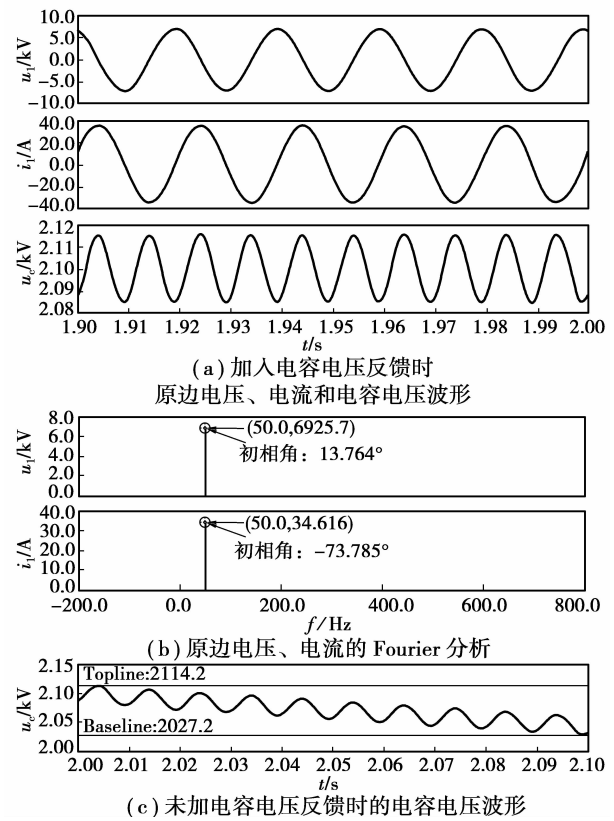


图 5 变压器式可控电抗器

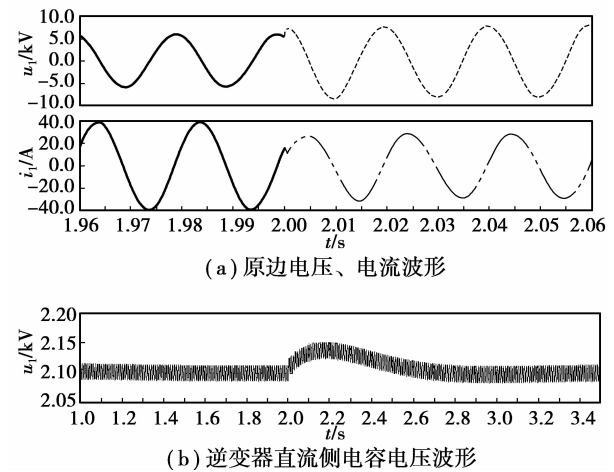


图 6 可控电抗器的在线调节过程

原边等效阻抗为  $(8.522 + j299.868) \Omega$ ,它再次有效地跟踪了给定。

保持开关 S 与  $S_2$  闭合,将电抗器的给定值仍然设置为 150,再次对系统重新进行仿真分析。在 2 s 时刻,系统已完全进入稳定状态,此时将电容电压给定值  $u_c^*$  由 2 100 变为 2 500,其他参数保持不变,其仿真结果如图 7 所示。根据图 7,改变电容给定将能够有效地改变电容电压,在经过大约 1s 后进入了一个新的稳定状态,电容电压比较准确地跟踪了给定电压。

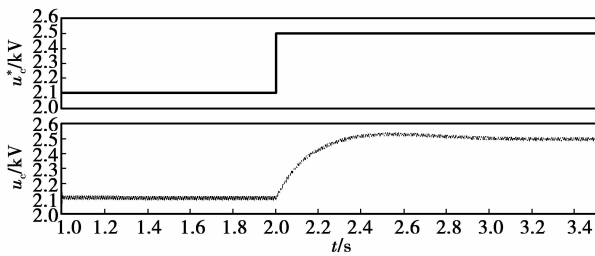


图7 电容电压的调节过程

### 3 结 语

变压器式可控电抗器由于其优越的性能而被广泛研究和应用。它通过控制副边绕组电流而实现对电抗器的控制。但是有效控制副边绕组电流的前提条件是逆变器直流侧电压必须满足相应的要求。然而,就目前采用的控制方案中不仅对电抗器本体参数的依赖较大,而且没有考虑逆变桥直流侧电容电压的控制。针对上述问题,采用了提取电抗器原边绕组电压、电流的基波分量,从而在线监测当前状态下电抗器的电抗值,通过比较给定电抗值和当前状态下电抗器的电抗值,确定副边绕组电流的幅值;根据给定的电容电压值和电容电压的实际值的差以及原边基波电压分量的相位共同确定副边绕组电流的相位。该控制方案不仅能够在不依赖电抗器本体参数的情况下有效地控制电抗器,同时还能够有效地控制逆变桥直流侧的电容电压,为变压器式电抗器的高性能运行提供了条件。通过仿真实验验证了方案的正确性和可行性。

#### 参考文献:

- [1] 余凤兵,梁冠安,钟龙翔,等. 基于单周控制的基波磁通补偿串联混合型有源电力滤波器[J]. 中国电机工程学报, 2006, 26(19): 81-85.  
YU FENG-BING, LIANG GUAN-AN, ZHONG LONG-XIANG, et al. A series hybrid active power filter based on the fundamental magnetic flux compensation with one-cycle control[J]. Proceedings of the CSEE, 2006, 26(19): 81-85.
- [2] 赵尤斌,陈乔夫,张长征,等. 适用于高压大容量工况的新型并联有源滤波器[J]. 电力系统自动化, 2006, 30(12): 61-65.  
ZHAO YOU-BIN, CHEN QIAO-FU, ZHANG CHANG-ZHENG, et al. A novel parallel active power filter for high voltage and large capacity[J]. Automation of Electric Power Systems, 2006, 30(12): 61-65.
- [3] TIAN M X, LI Q F, LI Q F. A controllable reactor of transformer type [J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2004, 19(4): 1718-1726.
- [4] LI Y D, CHEN Q F, JIA Z C, et al. A high-power active filtering system with fundamental magnetic flux compensation [J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2006, 21(2): 823-830.
- [5] WASS T, HORNFELODT S, VALDEMARSSON S. Magnetic circuit for a controllable reactor [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2006, 42(9): 2196-2200.
- [6] TIAN M X, ZHAO F. Design principle and variant structure of a controllable reactor of transformer type [C]// IEEE Proceedings of the Eighth International Conference on Electrical Machines and Systems, Sep 27-29, 2005, Nanjing, China. [S. l.]: IEEE, 2005: 1780-1793.
- [7] TIAN M X. Design and simulation of a voltage-control system with a controllable reactor of transformer type [C]// IEEE International Conference on Industrial Technology, Dec 14-17, 2005, Hong Kong, China. [S. l.]: IEEE, 2005: 419-423.
- [8] 李达义,陈乔夫,贾正春. 基于磁通可控的可调电抗器的新原理[J]. 中国电机工程学报, 2003, 23(2): 116-120.  
LI YI-DA, CHEN QIAO-FU, JIA ZHENG-CHUN. A novel principle of adjustable reactor based on magnetic flux controllable [J]. Proceedings of the CSEE, 2003, 23(2): 116-120.
- [9] 程路,陈乔夫,张宇,等. 变压器负载可控的新型自动调谐消弧线圈[J]. 高电压技术, 2007, 33(6): 50-54.  
CHENG LU, CHENG QIAO-FU, ZHANG-YU, et al. Novel automatic tuning arc-suppression coil using transformer with controllable load [J]. High Voltage Engineering, 2007, 33(6): 50-54.
- [10] 程路,陈乔夫,张宇,等. 基于变压器可控负载原理的新型消弧线圈[J]. 电力系统自动化, 2006, 30(21): 77-81.  
CHENG LU, CHENG QIAO-FU, ZHANG-YU, et al. Novel arc-suppression coil based on the theory of transformer with controllable load [J]. Automation of Electric Power Systems, 2006, 30(21): 77-81.
- [11] 刘和平,江渝,邓力,等. 利用 SABER 软件包辅助设计一种可连续调节消弧线圈[J]. 电力系统自动化, 2004, 28(20): 72-76.  
LIU HE-PING, JIANG YU, DENG LI, et al. Design of continuously adjustable arc using saber simulation package [J]. Automation of Electric Power Systems, 2004, 28(20): 72-76.
- [12] 魏亚南,陈乔夫,李达义,等. 基于磁通补偿的故障电流限制器[J]. 电力系统自动化, 2003, 27(1): 42-44.  
WEI YA-NAN, CHEN QIAO-FU, LI DA-YI, et al. New type fault current limiter based on flux compensation [J]. Automation of Electric Power Systems, 2003, 27(1): 42-44.
- [13] BUSO S, MALESANI L, MATTAVELLI P. Comparison of current control techniques for active filter application [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 1998, 45(5): 722-729.
- [14] JEONG S J, SONG S H. Improvement of predictive current control performance using online parameter estimation in phase controlled rectifier [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2007, 22(5): 1820-1825.
- [15] TAN F D, MIDDLEBROOK R D. A unified model for current-programmed converters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1995, 10(4): 397-408.

(编辑 王维朗)