

动态无功补偿新型控制策略研究

摘要

在电力系统中，由于无功功率得不到补偿而给系统带来的危害不容忽视。电力系统中控制无功功率的方法很多，包括采用同步调相机、晶闸管投切电容器(TSC)和静止无功补偿器(STATCOM)。本文着重对单相 TSC、三单相结构 STATCOM 和三相四线 STATCOM 进行了研究。

本文采用基于偏调谐 LC 滤波器的 TSC 主电路结构，对单相 TSC 的无功检测方法、控制投切算法、触发控制进行了研究，解决了传统 TSC 的“投切振荡”和“频繁误投切”问题，通过 MATLAB/SIMULINK 仿真验证了算法的有效性。仿真和实验结果表明该方案能实现无冲击投切，在补偿无功功率的同时，抑制电网谐波电流。

TSC 对无功功率进行补偿时需要分级调节，同时响应速度较慢，而 STATCOM 作为一种新型无功补偿装置，它具有补偿感性无功和补偿容性无功的双向补偿功能。本文详细分析了适用于三相四线制电力系统的两种 STATCOM 主电路形式：(1)三单相全桥 STATCOM；(2)三相四桥臂 STATCOM。

针对传统三单相 STATCOM 负载无功检测精度差、普通双闭环 PI 控制引起电流畸变现象的缺点，本文结合谐振控制器的特点，提出了基于谐振控制与传统 PI 控制相结合的新型 STATCOM 控制方法，该方法使得补偿后系统电流正弦化，有效避免负载突变时的系统电流畸变现象。给出了 STATCOM 在各种负荷情况下的仿真结果。

针对三相四桥臂 STATCOM, 采用三维空间矢量 PWM 调制方法, 建立了基于 $\alpha\beta 0$ 坐标系下的 STATCOM 数学模型, 并提出了基于“完全谐波消除法(PHC)”的控制策略, 为了保证 STATCOM 在系统电压不平衡或畸变时也能正常工作, 将解耦双坐标系统锁相环(DDSRF-PLL)引入控制系统中, 该 PLL 将系统电压的基波正序、负序分量转换到两个旋转方向相反的同步坐标系下, 并通过交叉解耦结构消除正负序分量之间的相互影响, 在系统不平衡或畸变的情况下都能快速准确地检测出系统电压的基波正序分量。仿真结果表明, 三相四桥臂 STATCOM 既能够补偿负载不平衡, 有效地消除负序和零序电流, 同时在系统电压不平衡或者有畸变的情况下也能达到良好的补偿效果。

最后为了增强无功补偿器的经济性和实用性, 提出了晶闸管投切电容器(TSC)和静止同步无功补偿器(STATCOM)相结合的无功补偿方案, 通过参考电流的选取达到协调控制 TSC 和 STATCOM 的目的, 并通过仿真结果验证了该补偿器的可行性。

关键词: 无功补偿 TSC 三相四线 STATCOM 谐振控制器 解耦双
坐标系统锁相环(DDSRF-PLL) MATLAB/SIMULINK

Novel control strategies for dynamic reactive power compensation

ABSTRACT

The insufficient reactive power compensation is causing ever-increasing detrimental effects for the modern electrical power system. There are many available methodologies to regulate reactive power flow in electric power system, including synchronous condensers, thyristor switched capacitors (TSCs) and static synchronous compensators (STATCOMs). This paper focuses on the study of single phase TSC, three single-phase STATCOM and three-phase four-wire STATCOM.

Firstly, the new TSC scheme based on detuned resonant LC filter banks is studied in this paper. The reactive power detection method, capacitor bank switching control strategies are presented consecutively, which avoids the switching oscillation and abnormal switching problems related to the conventional TSC control schemes. The validity of the proposed switching strategies is verified by the simulation results obtained by Matlab/Simulink. The experimental results further confirm the simulation results, which demonstrate that surge-free capacitor switching is achieved, while reactive power compensation and harmonic currents mitigation can be realized simultaneously.

The TSCs have the drawbacks of slow dynamic response and poor accuracy for reactive power compensation. These shortcomings are overcome by STATCOMs which can provide continuous reactive power compensation,

which has the capability to inject or absorb reactive currents. In this paper, two types of STATCOM topologies, namely, three single-phase STATCOM and three-phase four-wire STATCOM are investigated.

In order to overcome the deficiencies of the poor harmonic detection precision and the unsatisfactory performance of the conventional double closed-loop proportional-integral controllers, a new current-loop controller is proposed for the three single-phase STATCOMs, which combines the conventional PI regulators and the resonant controllers. Extensive simulation results under various load disturbance scenarios demonstrate that the proposed control strategy has excellent performances with improved harmonic rejection capability and perfect grid-side currents.

As for the three-phase four-wire STATCOM topologies, the three-dimensional pulse-width modulation scheme is adopted and the mathematical model in stationary α - β -0 coordinates is derived. Besides, the perfect harmonic compensation (PHC) strategy is proposed to ensure stable operation of the STATCOM under grid voltage unbalance and/or harmonics. The decoupled double synchronous reference frame phase-locked loop (DDSRF-PLL) is utilized for phase synchronization of the STATCOM. By decoupling the vector of grid voltages into positive- and negative-sequence components, fast positive-sequence component estimation for the grid voltages can be achieved, even under severe grid voltage unbalance and/harmonics. The simulation results demonstrate that the three-phase four-wire STATCOM with DDSRF-PLL can provide accurate compensation performance for the unbalanced load by compensating the zero-sequence and

negative-sequence components of load currents, and also provide satisfactory performance under grid voltages unbalance and/or harmonics.

Finally, a cost-effective solution for reactive compensation is proposed by the combined TSC and STATCOM methodology. The coordinated operation of these two devices is realized by properly selection of the reference compensation currents for individual device. The validity and effectiveness of the proposed compensation scheme is verified by the simulation results obtained from Matlab/Simulink.

Key words: reactive power compensation; thyristor switched capacitor (TSC); three-phase four-wire STATCOM; resonant controller; decoupled double synchronous reference frame PLL (DDSRF-PLL); MATLAB/SIMULINK

目 录

第一章 绪论	1
1.1 研究背景	1
1.2 无功补偿的意义	2
1.3 电力系统无功补偿的发展和现状	5
1.4 本文研究的主要内容	7
第二章 无功电流检测方法	9
2.1 单相无功电流的检测	9
2.2 三相四线制下的无功电流检测	12
2.3 无功电流检测算法的仿真比较	16
第三章 晶闸管投切电容器无功补偿技术的研究	22
3.1 引言	22
3.2 晶闸管投切电容器的无功补偿原理	23
3.3 晶闸管投切电容器的控制策略	24
3.3.1 触发时刻的选取	24
3.3.2 投切振荡、频繁投切及其抑制原理	26
3.3.3 主电路元件的参数选择	29
3.3.4 检测点位置的确定	30
3.3.5 无功功率检测算法	31
3.3.6 投切控制算法的设计	32
3.4 仿真结果与实验测试	36
3.4.1 基于 MATLAB/SIMULINK 仿真	36
3.4.2 仿真结果	37
3.4.3 实验测试	39
3.5 小结	41
第四章 三相四线 STATCOM 的研究	42
4.1 引言	42
4.2 三相四线制下的 STATCOM 系统结构选择	43
4.3 三单相全桥的 STATCOM	45
4.3.1 三单相全桥的 STATCOM 控制策略	46
4.3.2 三单相全桥的 STATCOM 的 MATLAB/SIMULINK 仿真	55

4.4 三相四桥臂 STATCOM	58
4.4.1 空间矢量脉宽调制法 (SVPWM) 在三相四桥拓扑结构中的应用	59
4.4.2 三相四桥臂 VSI-STATCOM 的数学模型和控制策略.....	61
4.4.3 解耦双坐标系统锁相环(DDSRF-PLL).....	64
4.4.4 三相四桥臂 VSI-STATCOM 的 MATLAB/SIMULINK 仿真.....	70
4.5 小结.....	76
第五章 混合无功补偿器 (STATCOM+TSC) 控制策略研究.....	77
5.1 系统结构.....	77
5.2 混合 TSC+STATCOM 补偿的控制策略.....	78
5.3 基于 MATLAB/SIMULINK 仿真结果.....	80
5.4 小结.....	84
第六章 结论.....	85
参 考 文 献.....	86
致 谢.....	89
攻读硕士期间已发表的论文和获奖情况.....	90

第一章 绪论

1.1 研究背景

电能作为人们广泛使用的能源，其应用程度是一个国家发展水平和综合国力的主要标志之一。在满足工业生产、社会和人民生活对电能需求量的同时，提高对电能质量的要求是一个国家工业生产发达、科技水平提高、社会文明程度进步的表现，是增强用电效率、节能降损、改善环境、提高国民经济的总体效益以及工业生产可持续发展的技术保证。近年来，随着全球经济与社会的快速发展，人们对高质量电能的要求日益增加。在世界电力工业进一步发展完善的同时，我国电力系统也取得了迅速的发展，已经形成了华东、华北、华中、东北、西北和南方六大电力系统，目前发电量居世界第二位。随着三峡电站的建设，全国电力系统联网的规划正在逐步实施。然而由于我国一次能源分布的巨大差异和我国经济发展的不平衡，导致了我国发电能源主要分布在西部和北部，电能消耗主要集中在京广铁路沿线及以东的经济发达地区，因此我国电力发展的基本国策为“西电东送，全国联网，南北互济，厂网分开”，我国电力系统要实现上述目标，还面临以下诸多问题^[1]：

- 由于我国一次能源资源分布和经济发展不平衡的显示条件，导致我国形成了“西电东输”的局面，尽管众多大容量远距离输电线路存在，极大地缓解了我国东部地区对能量的需求，但是这些输电走廊的输电容量受到了诸如，静态稳定性，暂态稳定性和热稳定性等稳定性条件的限制。目前，如何有效提高西电东输线路的输电容量是我国电力系统亟待解决的一个重要课题。
- 我国电力系统的互联，减弱了系统的阻尼，系统阻尼偏低导致了系统低频振荡的出现，为此需要适当安装能增强系统阻尼的控制设备。
- 随着现代工业的快速发展，各种新型冲击负荷（例如工业电弧炉、电力机车和大容量电力拖动设备等）使得配电系统电压波动频繁；各种非线性负荷的使用，在电力系统中造成了严重的谐波污染，使得电力系统电压质量严重下降，影响了电力系统中其它常规负荷的运行，因此为了提高电力系统的电能质量，迫切需要安装能改善电能质量的控制设备。
- 大电网一旦发生运行事故，往往会导致大面积停电，对国民经济造成严重损失，

例如美国 2003 年 8 月 11 日大停电，导致其经济损失高达 300 亿美元；2005 年 5 月 25 日俄罗斯莫斯科大停电导致，其经济损失至少为 10 亿美元，约 500 万人受到其影响；我国各个电网都曾面临大面积停电的安全事故，由于我国的电力管理体制都有效地化解了这些安全事故，但是提高大电网电能质量和安全稳定运行水平仍旧是我国电力系统安全稳定运行的一个重要议题，尤其是我国负荷中心—京津唐地区、长三角地区和珠三角地区的动态电压安全稳定问题更为突出^{[2][3]}。

目前，提高电网的安全运行水平和电能质量的措施，除了构建合理的输配电网络和有效的管理手段外，还包括先进的调控手段。因此，人们不断地研究如何利用现有控制手段和管理措施来提高电力系统安全运行水平和电能质量，同时又研制了一些电力设备以进一步提高运行水平和电能质量，例如串、并联电容和电抗器，自动调压变压器和移相器等，这些设备大都采用固定的、机械投切的分接头转换的方式设计，以改变输配电线路阻抗，减小电力系统电压波动，提高输电线路输送容量和电力系统稳定性。但是，由于机械控制手段慢，在电力系统暂态过程不能够发挥其作用，因此在传统的电力系统运行中都存在较大运行裕量，这使得我国输配电系统存在运行能力没有被充分利用，经济性差的问题。

随着我国电力科技的快速发展，目前已研制出大量新型电力设备以提高系统稳定性和抑制电压波动等主要问题。其中具有快速响应功能的无功补偿器可以起到提高系统稳定性、抑制系统振荡和动态过电压等作用，因此，响应速度快、调节连续灵活、经济性好、维护方便的无功补偿设备的研制与开发对电力系统的发展具有重要意义。

1.2 无功补偿的意义

随着国民经济及科技水平的快速发展，各行各业对电能质量的要求也越来越高，特别是随着各种电子装置和精密设备的广泛应用，使得用户希望供电企业能够提供高效优质的电能。而在电力系统中，异步电动机、变压器以及电弧炉等装置要消耗大量的无功功率。这些无功功率如果不能及时地得到补偿，会对电网的安全、稳定以及经济运行产生不利影响，主要体现在以下几个方面^{[1][4][5]}：

(1) 引起线路电压损耗增大

图 1-1 为局部电力网的等值电路图，其中 R 、 X 分别为线路的等值电阻和等值电抗； P_2 、 Q_2 分别为局部电力网末端的有功负荷和无功负荷， U_2 为末端电压。可以证明，该局部电力网的电压损耗 ΔU 的计算公式如下：

$$\Delta U = U_1 - U_2 \approx \frac{P_2 R + Q_2 X}{U_2} \approx \frac{P_2 R + Q_2 X}{U_e} \quad (1-1)$$

其中 U_e 为该电力网络的额定电压。

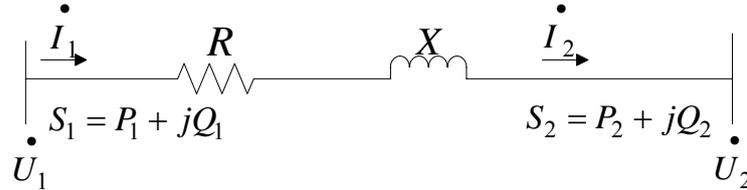


图 1-1 局部电力网等值电路
Fig.1-1 Equivalent circuit of local power network

由式 (1-1) 可知，由负荷的无功功率 Q_2 引起的电压损耗为：

$$\Delta U_X = \frac{Q_2 X}{U_e} \quad (1-2)$$

而由负荷的有功功率 P_2 引起的电压损耗为：

$$\Delta U_R = \frac{P_2 R}{U_e} \quad (1-3)$$

因为在一般的公用电网中， R 比 X 要小的多，所以电网电压的波动主要是由无功功率的波动引起的，而有功功率的波动对电网电压的影响则相对较小。

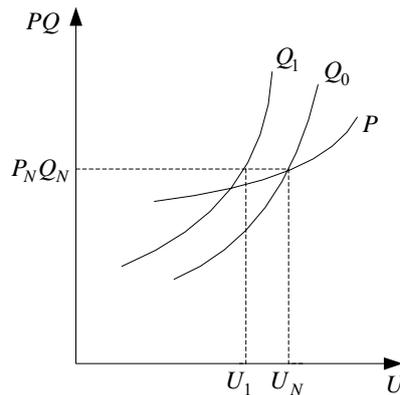


图 1-2 综合负荷的电压静态特性
Fig.1-2 Power-voltage static characteristic of aggregate load

图 1-2 为综合负荷的电压静态特性图，从图中可以看出，在额定电压附近，电压与无功功率的关系比电压有功功率的关系要密切的多。当无功负荷由 Q_0 增加到 Q_1 时，如果系统的无功储备充足，则负荷端将保持正常电压水平。如果无功储备不足，系统的无功电源不能提供相应的无功负荷增量，则电压特性曲线上移到图中的虚线，此时系统电压被迫由 U_N 降到 U_1 ，以此来达到新的无功功率平衡。如果长时间运行在低压状态下，不但影响工业生产的产品质量，而且会损坏机械设备，造成安全隐患。甚至还有一些更为恶劣的状况：诸如异步电动机在启动期间功率因数很低，这种冲击性无功功率会使电网电压剧烈波动，甚至使接在同一电网上的用户无法正常工作，还有电弧炉、轧钢机等大型设备会产生频繁的无功功率冲击，严重影响电网的供电质量。因此，拥有充足的无功电源，动态快速地对无功功率进行补偿，是维持电力网电压稳定、提高供电质量的首要前提。

(2) 使设备及线路损耗增加

当电力网中的无功功率增加时，总电流也会随之增大，因而设备及线路的损耗就会增加，在图 1-1 中，该局部电力网的线损功率为：

$$\Delta S = S_1 - S_2 \approx \frac{P_2^2 + Q_2^2}{U_e^2} (R + jX) \quad (1-4)$$

其中有功线损为：

$$\Delta P = P_1 - P_2 \approx \frac{P_2^2 + Q_2^2}{U_e^2} R \quad (1-5)$$

在有功线损中，因无功功率在电力网中的流动而引起的部分为：

$$\Delta P_Q \approx \frac{Q_2^2}{U_e^2} R \quad (1-6)$$

由式(1-6)可知，系统中的无功负荷越大，所引起的线路损耗就会越大。在我国，电力网的线损率是表征供用电企业经济效益和技术管理水平的综合性技术经济指标，也是国家贯彻节能方针，考核供电部门的一项重要指标。因此，及时补偿系统无功负荷、提高系统功率因数，不仅能够节约能源、提高供电企业经济效益，还能反应供电企业的技术管理水平。

(3) 增加设备容量

无功功率的增加，会导致电流增大和视在功率的增加，从而使得发电机、变压器及其他电气设备容量和导线容量的增加。同时，电力用户的启动及控制设备、测量仪

表的尺寸和规格也要加大。这不仅会大大增加供电企业的运行成本，而且会增加用电企业的生产成本，使得电网的经济运行大打折扣。

在电力网中，不仅包括一些稳定的无功负荷，还有一些冲击性的无功负荷，只有对这些无功负荷进行动态补偿，才能防止供电质量的进一步恶化，同时，对于节约能源，保障电网安全运行也具有重要意义。

1.3 电力系统无功补偿的发展和现状

自从电力系统诞生以来，无功功率补偿措施在电力系统中得到广泛的应用，有效地提高了电力系统运行稳定性，并取得了可观经济效益。目前常用的无功功率补偿方法除了用发电机作为无功功率电源外，还有其它多种无功功率补偿方式，即^{[6][7][8]}：

- 用同步发电机、同步调相机等旋转发电设备构成的旋转式无功功率补偿装置；
- 用调压变压器或改变变压器分接头进行电压调节，这属于无功功率重新分布。这种调压措施不能产生无功功率，只能调节无功功率的分布，因此该措施在整个系统无功功率不足的情况下，是无法提高整个系统电压水平的；
- 用静止的并联补偿电容器、并联电抗器或两种方式相互结合的静止无功功率补偿设备构成的静止式无功功率补偿装置；
- 用串联电容补偿进行无功功率补偿或电压调整的方式，属于串联补偿方式，该方式主要通过改变网络参数达到调压的目的。这种方式主要应用于中、低压配电网（ $\leq 35\text{kV}$ ）中，尤其在负荷波动大、功率因数极低的配电线路上得到广泛应用，它不仅能够提高电压水平，而且其调压范围能够跟随负荷的大小调整。因此，该措施特别适用于电弧炉、电气拖动和电焊机等大负荷场合。
- 利用现代电力电子全控换流技术实现的静止式动态无功功率补偿装置。

对于上述各种补偿方式除了串联电容补偿方式是串连型无功功率补偿措施，其它各种无功功率补偿方式都为并联无功功率补偿措施，下面就上述几种并联式无功功率补偿措施的优缺点分别加以阐述。

1. 同步调相机补偿方式

调相机是一种专门设计的无功功率发电机，是一种不带机械负荷的可以过励磁（经常的运行状态）或欠励磁（较少的运行状态）运行的同步发电机。在系统电压偏低时，过励磁运行供给无功功率而将系统电压调高；在系统电压偏高时，欠励磁运行吸收系统多余的无功功率而将电压调低。它可以双向、连续调节；能独立地用调节励磁

来调节无功的大小；有较大的过负荷能力。缺点是：设备投资高；起动、运行以及维修复杂；动态调节响应慢；不适应太大或太小的补偿；发生失磁故障时将加重系统的电压波动；同时噪音太大，对环境影响较大。

2. 并联电容器补偿方式

并联电容补偿是目前应用最为广泛的一种无功补偿方式，可用断路器连接至电源系统，主要装置在配电系统中。和同步调相机相比，其优点是：投资少，运行经济，结构简单，维护方便，可扩展性强，实用性强。缺点是：不能连续调节，当投入运行时对系统的冲击较大；负荷调节特性差，这是由于当无功负荷增大，系统电压 U_s 降低时，电容器的补偿容量 Q_c 将显著降低，它们存在着的平方正比($Q_c \propto U_s^2$)的关系；它对系统中的高次谐波有放大作用，在谐波电流过大时，可能引起爆炸；易与系统电抗产生谐振现象。

3. 并联电抗器补偿方式

并联电抗器调压主要用在超高压(330KV 及以上)系统的线路上，将它并联在线路末端或中间，吸收线路上的充电功率，以防止超高压系统长线路在空载充电或轻负载时的受电末端电压升高。该措施只能吸收系统剩余无功，并存在损耗大，易于系统电容产生谐振现象。

4. 静止式无功功率补偿(SVC)方式

静止无功补偿是 70 年代初期发展起来的新技术，它是一种利用电容器和各种类型的电抗器组成的无功补偿装置，它不依靠有触点开关来实现无功功率的平滑控制。它对调节负荷功率因数、减小无功电流引起的损耗，提高电网输送有功的能力，稳定和平衡系统电压，消除流向系统的高次谐波电流，平衡三相负荷，减少配电网对通信线路的干扰等都有独特的作用。将它装接于高压输电系统可用以控制长距离输电线路甩负荷、空载效应等引起的动态过电压，改善系统的暂态稳定性，抑制系统的无功功率及电压振荡。

静止无功补偿(SVC)装置的主要型式可分为以下几种：

- 晶闸管投切电容器型(TSC)：晶闸管投切电容器型静补主要根据负载感性无功功率的变化，切除或投入电容器组时，晶闸管阀只作为投切电容器的开关，而不像 TCR 型的晶闸管起相控的作用。在实际系统中，每个电容器组要串联一个阻尼电抗器，以降低对晶闸管产生的冲击电流，以及避免与系统阻抗产生谐振现象。用晶闸管投切电容器组时，电容器只是在两个极端电流值(零电流和额定正弦电流)之间切换，所以不产生谐波，这是它的优点，但是无功功率补偿是阶跃的、且响应速度

较差。

- 晶闸管相控电抗器(TCR): 晶闸管触发角有效移相范围为 $90^{\circ} \sim 180^{\circ}$, 触发角在 $90^{\circ} \sim 180^{\circ}$ 之间时, 晶闸管部分导通, 增大触发角即可减小补偿器的等效导纳, 这样就会补偿电流中的基波分量, 所以通过调整触发角的大小就可以连续改变补偿器所吸收的无功功率大小。单独的 TCR 只能吸收无功功率, 而不能发出无功功率, 因而往往与电容器配合使用。
- 晶闸管相控电抗器和晶闸管投切电容器混合型(TCR+TSC): 主要由多组补偿电容器和一组晶闸管相控电抗器构成, 其基本原理是: 根据系统的无功需求值, 投入适当的电容器组, 并呈现少量过补偿状态, 此时再利用晶闸管相控电抗器吸收部分无功功率, 以抵消系统多余无功功率, 使得系统电压水平达到控制目标。但是这种补偿方式仍有容性工况时响应速度慢, 感性工况时产生较大谐波的缺陷。

5. 静止式动态无功功率补偿器 (STATCOM)

STATCOM 是对 SVC 革新改进后的装置, 它是由变流器构成的静止无功调节装置, 可以发出和吸收无功功率。直流侧的电容器只是用来维持直流电压, 不需要多大容量。其整体功能类似于同步调相机, 但大为简化。它调节无功的能力比 SVC 强, 其输出无功电流不会因为母线电压的大幅降低而降低。另外, 在改善系统电压质量, 提高稳定性方面 STATCOM 具有 SVC 无法比拟的优点。

1.4 本文研究的主要内容

实际应用中, 大多数的单相负荷都是由带中线的三相系统供电的, 它们给系统带来了大量的中线电流、谐波、无功以及三相不平衡, 因此本文着重对单相的 TSC 和三相四线制下的几种 STATCOM 进行了研究。各部分内容如下:

(1) 第一章主要介绍课题的研究背景和本文所研究的主要内容。

(2) 第二章总结目前应用较广泛的单相和三相无功电流检测方法, 为后续几章无功补偿的研究奠定基础, 通过几种检测方法的对比, 选择本文所采用的无功检测方法。

(3) 第三章针对 TSC 进行了研究, 包括以下几个部分: ①TSC 的原理和主电路设计, 对电容器的投切控制方式进行了分析; ②采用晶闸管反并联二极管的投切结构, 有效避免冲击电流和过电压对系统及其设备的影响, 提出了相应的投切策略和触发方式; ③提出了抑制“投切振荡”和“频繁误投切”的方法, 完成了 TSC 控制系统的设计; ④通过 MATLAB/SIMULINK 仿真验证了控制策略的可行性; ⑤实验验证晶闸

管投切电容器的投切方式。

(4) 第四章针对低压配电三相四线系统负载不平衡的情况下无功电流的补偿，对三单相全桥结构 STATCOM 和三相四桥臂 STATCOM 进行了研究，包括以下几个部分：①两种 STATCOM 的工作原理介绍；②无功补偿控制策略；③通过 MATLAB/SIMULINK 的仿真，针对负载对称、不对称、突变或系统电压不平衡或畸变等工况，对三单相和三相四桥臂 STATCOM 进行了系统仿真。

(5) 第五章提出了 TSC 和 STATCOM 联合运行的电路结构，并对其控制策略进行了研究，通过仿真进行了验证。

(6) 总结。对论文的研究工作进行总结。

第二章 无功电流检测方法

无功电流检测是 TSC 和 STATCOM 实现无功补偿的前提和关键所在，其检测的快速性、准确性和灵活性直接影响到无功补偿的效果。因此，在选择无功电流的实时检测方法时，应保证精度高、具有瞬时性、算法简单、实现方便等多种功能。由于本论文研究的是单相的 TSC、三单相的 STATCOM 和三相四线制下的 STATCOM，因此对单相、三相四线制下的无功电流检测方法进行了研究，提出本文所采用的无功电流检测方法。

2.1 单相无功电流的检测

TSC 无功补偿装置按照无功电流或无功功率进行投切，其前提都是必须快速、精确地检测无功电流的大小。目前，TSC 使用的无功电流检测方法主要是测量在相电压正向过零时的负载电流，得出无功电流的最大值。这种方法非常简单，但存在只适用于电压和电流没有谐波的情况，且使用范围相当有限等缺陷。基于快速傅立叶变换(FFT)的检测方法，理论上能最准确地检测出无功电流，但运算量很大，需要一个工频周期的时间对电流值进行采样，以至延时较大。基于时域分析的无功电流分离法和基于瞬时无功功率理论的谐波分离法也能快速精确检测无功电流，针对单相系统，下面对基于时域分析的无功电流分离法和基于瞬时无功功率理论的谐波分离法的两种方法进行详细的比较分析。

(1) 基于时域分析的无功电流分离法^[10]

假设电源电压不含谐波，则：

$$u_s = \sqrt{2}U_s \sin \omega t \quad (2-1)$$

式中， U_s ——电源电压有效值， $\omega = 100\pi$ ，即频率为 50HZ。

对于非正弦畸变电流 i_s ，通过傅立叶级数分析可表示为：

$$i_s = \sqrt{2}I_1 \sin(\omega t + \varphi_1) + \sum_{n=2}^{\infty} \sqrt{2}I_n \sin(n\omega t + \varphi_n) = i_1(t) + i_h(t) \quad (2-2)$$

式中， i_h ——由所有高次谐波分量组成的谐波电流分量； φ_n —— u_s 和各谐波电流之间的相位差； i_1 ——基波电流分量； φ_1 —— u_s 与 i_1 之间的相位差； I_1 ——基波电流有

效值； I_n ——各次谐波电流有效值；

对于 i_1 ，可再分解为两项，即：

$$i_1 = \sqrt{2}I_{1p} \cos \varphi_1 \sin \omega t + \sqrt{2}I_{1q} \sin \varphi_1 \cos \omega t = \sqrt{2}I_{1p} \sin \omega t + \sqrt{2}I_{1q} \cos \omega t = i_{1p}(t) + i_{1q}(t) \quad (2-3)$$

式中， i_{1p} ——与 u_s 同相位的基波有功电流分量； i_{1q} ——与 u_s 正交的基波无功电流分量； I_{1p} ——基波有功电流有效值； I_{1q} ——基波无功电流有效值。

综合式(2-2)和式(2-3)， i_s 可表示为：

$$i_s = \sqrt{2}I_{1p} \sin \omega t + \sqrt{2}I_{1q} \cos \omega t + \sum_{n=2}^{\infty} \sqrt{2}I_n \sin(n\omega t + \varphi_n) = i_{1p}(t) + i_{1q}(t) + i_h(t) \quad (2-4)$$

式(2-4)两端都乘以 $\sqrt{2} \cos \omega t$ ，同时利用三角函数的有关特性，可得：

$$\begin{aligned} \sqrt{2}i_s \cos \omega t &= 2I_{1p} \sin \omega t \cos \omega t + 2I_{1q} \cos^2 \omega t + \sum_{n=2}^{\infty} 2I_n \sin(n\omega t + \varphi_n) \cos \omega t \\ &= I_{1q} + I_{1p} \sin 2\omega t + I_{1q} \cos 2\omega t + \sum_{n=2}^{\infty} I_n \left\{ \sin[(n+1)\omega t + \varphi_n] + \sin[(n-1)\omega t + \varphi_n] \right\} \end{aligned} \quad (2-5)$$

仔细观察式(2-5)不难发现，它由直流分量和交流分量两部分组成，前者是 I_{1q} ，通过一个低通滤波器(LPF)就能把它分离出来。对式(2-5)的交流分量进行分析，其最低次交流分量为 1 次分量，即 $n=2$ 时；当电流不含偶次谐波时(实际电流经常是不含偶次谐波的)，其最低次交流分量为 2 次分量， $n=3$ 。因为部分 2 次分量是由电流基波产生的，所以无论电流含有几次谐波，LPF 都必须滤除 2 次分量。由上述运算过程可得一种单相电路的无功电流检测方法如图 2-1 所示，该方法中需用到与 u_s 同相位的余弦信号 $\cos \omega t$ ，它由锁相环(PLL)和余弦信号发生电路得到。

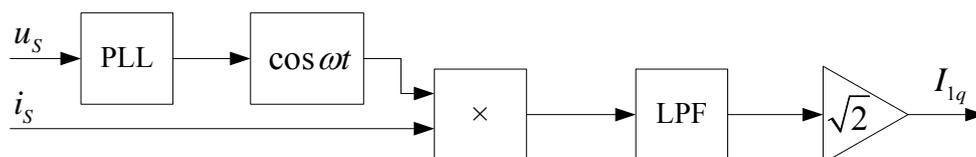


图 2-1 基于时域分析的无功电流分离法

Fig.2-1 Reactive current detection based on time domain

(2) 基于瞬时无功功率理论的谐波分离法^[10]

该检测方法一般用于三相电路检测。它先将三相电流信号通过坐标变换转换到互相垂直的 $\alpha\beta$ 两相静止坐标，然后再变换到与 u_s 同步旋转的 dq 坐标系中。将 d 轴与 u_s 同相位，变换后的 d 轴分量即为有功分量， q 轴分量则为无功分量。有功分量和无功分量经

过 LPF 滤波后,可得到三相基波有功电流和无功电流。对于单相电路,可构造一相落后于实际电流 90° 的虚拟电流,从而直接与实际电流形成 α, β 坐标系的两相信号。假设电压和电流与方法 1 中的电压和电流相同,即 u_s 表示为式(2-1), i_s 表示为式(2-2)或者式(2-4),同时把 i_s 作为 α 相电流,则:

$$i_s = \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{2} I_n \sin(n\omega t + \varphi_n) = i_\alpha(t) \quad (2-6)$$

再构造一个虚拟电流,该电流落后实际电流 $\pi/2$ 角度,将其作为 β 相电流,则:

$$i_\beta = \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{2} I_n [\sin n(\omega t - \pi/2) + \varphi_n] \quad (2-7)$$

将 i_α 和 i_β 变换到与 u_s 同步旋转的 d, q 坐标系,其变换矩阵为:

$$C = \begin{bmatrix} \sin \omega t & -\cos \omega t \\ -\cos \omega t & -\sin \omega t \end{bmatrix} \quad (2-8)$$

变换后得到的有功分量 i_p 和无功分量 i_q 为:

$$\begin{bmatrix} i_p \\ i_q \end{bmatrix} = C \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A \\ B \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{i}_p + \tilde{i}_p \\ \bar{i}_q + \tilde{i}_q \end{bmatrix} \quad (2-9)$$

其中

$$A = \sqrt{2} I_1 \cos \varphi_1 + \frac{\sqrt{2}}{2} \sum_{n=2}^{\infty} I_n \begin{Bmatrix} \cos[(n-1)\omega t + \varphi_n] - \sin\left[(n-1)\omega t - \frac{n\pi}{2} + \varphi_n\right] \\ -\cos[(n+1)\omega t + \varphi_n] - \sin\left[(n+1)\omega t - \frac{n\pi}{2} + \varphi_n\right] \end{Bmatrix} \quad (2-10)$$

$$B = -\sqrt{2} I_1 \sin \varphi_1 + \frac{\sqrt{2}}{2} \sum_{n=2}^{\infty} I_n \begin{Bmatrix} -\sin[(n-1)\omega t + \varphi_n] - \cos\left[(n-1)\omega t - \frac{n\pi}{2} + \varphi_n\right] \\ -\sin[(n+1)\omega t + \varphi_n] + \cos\left[(n+1)\omega t - \frac{n\pi}{2} + \varphi_n\right] \end{Bmatrix} \quad (2-11)$$

分析交流分量 \tilde{i}_q 可知, LPF 所需滤去的最低谐波次数与电流所含的谐波有关。当电流不含偶次谐波时,其最低次谐波为 3 次。把 $n=3$ 代入 \tilde{i}_q , 则 LPF 所需滤去的最低交流分量次数为 4 次, n 越大时,交流分量次数越大。因此 LPF 的截止频率 f_0 可根据所含谐波次数而改变,在电流波形无畸变的情况下甚至可取消 LPF。

根据上述运算过程又可得到一种单相电路的无功电流检测方法,图 2-2 示出其原理图。图中 C 需要用到与 u_s 同相位的正余弦信号 $\sin \omega t$ 和 $\cos \omega t$, 其产生方法与方法 2 的

一样。图 2-2 中延时 90° 的部分用模拟电路较难实现，但使用 DSP 则很容易实现，只需保存 $1/4$ 个周期的采样数据就可以了。

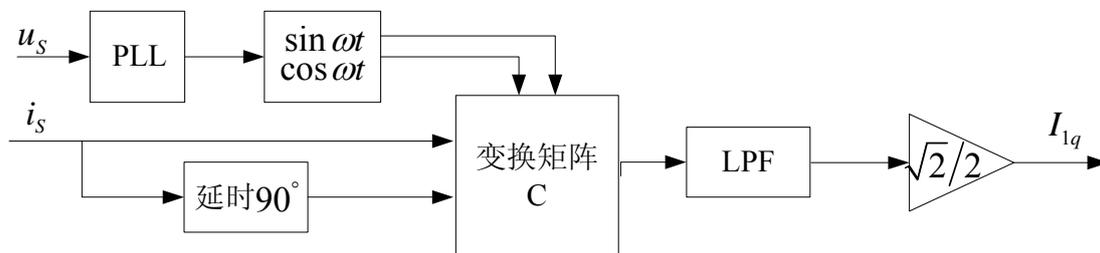


图 2-2 基于瞬时无功功率理论的无功检测算法

Fig.2-2 Reactive current detection based on instantaneous reactive power theory

通过方法 1 和方法 2 得出了基波无功电流的有效值 I_{1q} ，则无功功率可表达为

$$Q_1 = U_{1rms} I_{1q} \quad (2-12)$$

其中 U_{1rms} 为系统电压的有效值。

以上两种方法都能快速精确检测无功电流，低通滤波器 LPF 的截止频率 f_0 对两种方法的检测效果有很大影响，从理论上分析， f_0 越小，越有利于分离出直流分量，检测精度也越高，但延时加大。 f_0 越大，虽可加快检测电路的动态响应过程，但因低次谐波不能被 LPF 滤除，容易造成检测波形失真，影响检测精度。方法 1 中 LPF 最低必须滤去 2 次分量，所以不能通过提高 LPF 的 f_0 来加快检测精度。方法 2 可根据实际情况提高 LPF 的 f_0 。总得来说，方法 1 的算法简单，易于实现；方法 2 在电流无偶次谐波情况下能通过提高 LPF 的截止频率 f_0 来加快动态响应速度，但算法相对复杂，其延时 90° 部分会造成检测的延时，难以用模拟电路实现。

因此在后续章节的单相晶闸管投切电容器的无功检测算法采用第二种方法来提取无功电流分量，从而获得无功功率。

2.2 三相四线制下的无功电流检测

(1) 基于瞬时无功理论的 $p-q$ 方法^{[11][12][13][14][15]}

近年来基于瞬时无功功率理论发展起来的 $p-q$ 方法已经在三相三线制系统中得到了广泛应用，本文把这种方法推广到了三相四线制的系统中。

首先将 $a-b-c$ 坐标系下的电压和电流变换至 $\alpha-\beta-0$ 坐标系中，其转换过程如下：

$$\begin{bmatrix} u_0 \\ u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = C \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} i_0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = C \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (2-13)$$

$$C = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (2-14)$$

其中转换矩阵 C 具有以下特征： $\|C\|=1$ ； $C^{-1}=C^T$

瞬时有功功率 p 为电压矢量和电流矢量的点乘积：

$$p = u \cdot i = u_a i_a + u_b i_b + u_c i_c = u_0 i_0 + u_\alpha i_\alpha + u_\beta i_\beta \quad (2-15)$$

由上式可以看出，瞬时有功功率 p 分为两个部分：零序有功功率分量 p_0 ，正序和负序有功功率分量 $p_{\alpha\beta}$ ：即

$$p = p_0 + p_{\alpha\beta}, \quad p_0 = u_0 i_0, \quad p_{\alpha\beta} = u_\alpha i_\alpha + u_\beta i_\beta \quad (2-16)$$

瞬时有功功率 q 为电压矢量和电流矢量的叉乘积：

$$q = \begin{bmatrix} q_0 \\ q_\alpha \\ q_\beta \end{bmatrix} = u \times i = \begin{bmatrix} \begin{vmatrix} u_\alpha & u_\beta \\ i_\alpha & i_\beta \end{vmatrix} \\ \begin{vmatrix} u_\beta & u_0 \\ i_\beta & i_0 \end{vmatrix} \\ \begin{vmatrix} u_0 & u_\alpha \\ i_0 & i_\alpha \end{vmatrix} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_\alpha i_\beta - u_\beta i_\alpha \\ u_\beta i_0 - u_0 i_\beta \\ u_0 i_\alpha - u_\alpha i_0 \end{bmatrix} \quad (2-17)$$

$$q = \|q\| = \sqrt{q_0^2 + q_\alpha^2 + q_\beta^2} \quad (2-18)$$

由瞬时有功功率和无功功率的表达式得知， p 、 q 由直流分量和交流分量组成。设负载有功和无功分量分别为 p_L 、 q_L ，则

$$p_L = \overline{p_L} + \widetilde{p_L}, \quad q_L = \overline{q_L} + \widetilde{q_L} \quad (2-19)$$

由公式(2-15)和公式(2-17)得知，电压矢量和瞬时无功 q 是正交的，即 $u \cdot q = 0$ ，电流可以通过反变换得到：

$$\begin{bmatrix} i_0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{u_0^2 + u_\alpha^2 + u_\beta^2} \begin{bmatrix} u_0 & 0 & u_\beta & -u_\alpha \\ u_\alpha & -u_\beta & 0 & u_0 \\ u_\beta & u_\alpha & -u_0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p \\ q_0 \\ q_\alpha \\ q_\beta \end{bmatrix} \quad (2-20)$$

$p-q$ 方法的目标是使得系统侧仅有恒定的直流有功功率分量, 即 $p_s = \overline{p_{L\alpha\beta}} + \overline{p_{L0}}$; 同时, 系统侧不发出零序有功分量, 即 $i_{s0ref} = 0$, 这样公共点的零序电压分量不会对系统侧的功率造成影响。这样系统侧参考电流在 $\alpha-\beta-0$ 坐标系下可表达为:

$$\begin{bmatrix} i_{s0ref} \\ i_{s\alpha ref} \\ i_{s\beta ref} \end{bmatrix} = \frac{1}{u_\alpha^2 + u_\beta^2} \begin{bmatrix} u_0 & 0 & u_\beta & -u_\alpha \\ u_\alpha & -u_\beta & 0 & u_0 \\ u_\beta & u_\alpha & -u_0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \overline{p_{L\alpha\beta}} + \overline{p_{L0}} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \frac{\overline{p_{L\alpha\beta}} + \overline{p_{L0}}}{u_\alpha^2 + u_\beta^2} \begin{bmatrix} 0 \\ u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} \quad (2-21)$$

其中电压矢量 u 表示公共点 PCC 的电压。

(2) 基于瞬时无功理论的 I_d-I_q 方法

与 $p-q$ 方法不同的是, I_d-I_q 需要用到锁相环 PLL, 得到电压的基波频率角度 θ 。具体变换过程如下, 首先将 $a-b-c$ 坐标系下的电压和电流变换至 $\alpha-\beta-0$ 坐标系中, 如公式 (2-13) 所示, 然后将 $\alpha-\beta-0$ 分量转换到 $d-q-0$ 坐标系下:

$$\begin{bmatrix} i_0 \\ i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos\theta & \sin\theta \\ 0 & -\sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (2-22)$$

假设 d 轴正方向与电压正方向一致, 同时零序分量是恒定的, 则

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = S \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix}, \quad S = \frac{1}{\sqrt{u_\alpha^2 + u_\beta^2}} \begin{bmatrix} u_\alpha & u_\beta \\ -u_\beta & u_\alpha \end{bmatrix} \quad (2-23)$$

i_d 、 i_q 分量由直流分量和交流分量两个部分组成:

$$i_d = \overline{i_d} + \tilde{i}_d, \quad i_q = \overline{i_q} + \tilde{i}_q \quad (2-24)$$

控制目标是使得系统侧电流的有功分量为负载有功分量的直流部分, 无功分量为 0, 即

$$i_{sdref} = \overline{i_{Ld}}, \quad i_{sqref} = i_{s0ref} = 0 \quad (2-25)$$

由公式 (2-23) 得知, 负载电流的 d 轴分量为

$$i_{Ld} = \frac{u_\alpha i_{L\alpha} + u_\beta i_{L\beta}}{\sqrt{u_\alpha^2 + u_\beta^2}} = \frac{P_{L\alpha\beta}}{\sqrt{u_\alpha^2 + u_\beta^2}} = \overline{i_{Ld}} + \widetilde{i_{Ld}} \quad (2-26)$$

其中直流分量 $\overline{i_{Ld}}$ 可表达为

$$\overline{i_{Ld}} = \left(\frac{P_{L\alpha\beta}}{\sqrt{u_\alpha^2 + u_\beta^2}} \right)_{dc} \quad (2-27)$$

dc 表示 d 轴分量的平均值。

从而得到系统侧参考电流分量：

$$\begin{bmatrix} i_{S0ref} \\ i_{S\alpha ref} \\ i_{S\beta ref} \end{bmatrix} = \overline{i_{Ld}} \frac{1}{\sqrt{u_\alpha^2 + u_\beta^2}} \begin{bmatrix} 0 \\ u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = \left(\frac{P_{L\alpha\beta}}{\sqrt{u_\alpha^2 + u_\beta^2}} \right)_{dc} \frac{1}{\sqrt{u_\alpha^2 + u_\beta^2}} \begin{bmatrix} 0 \\ u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} \quad (2-28)$$

(3) 单位功率因数方法 *UPF* (Unity power factor)

由于控制目标是使得系统侧三相电流与三相电压同相，不妨设

$$i_{Sref} = K \cdot u \quad (2-29)$$

其中 K 是一个与公共点电压和负载电流有关的常量。这样系统侧的有功功率可表达为

$$p_S = u \cdot i_S = u \cdot K \cdot u = K(u_0^2 + u_\alpha^2 + u_\beta^2) \quad (2-30)$$

根据系统侧传递的功率等效于负载有功的直流分量的原则，得到 K 的表达式

$$K = \frac{\overline{P_{L\alpha\beta}} + \overline{P_{L0}}}{(u_0^2 + u_\alpha^2 + u_\beta^2)_{dc}} \quad (2-31)$$

从而得到系统侧电流的参考值：

$$\begin{bmatrix} i_{S0ref} \\ i_{S\alpha ref} \\ i_{S\beta ref} \end{bmatrix} = K \begin{bmatrix} u_0 \\ u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = \frac{\overline{P_{L\alpha\beta}} + \overline{P_{L0}}}{(u_0^2 + u_\alpha^2 + u_\beta^2)_{dc}} \begin{bmatrix} u_0 \\ u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} \quad (2-32)$$

(4) 完全谐波消除方法 *PHC* (Perfect harmonic cancellation)

完全谐波消除方法是建立在以上几种方法的基础之上，目标是补偿所有的谐波电流分量和基波无功分量，同时消除不平衡的影响，系统侧电流与系统侧电压的基波正序分

量同相，从而系统侧电流的参考值可表达为：

$$i_{Sref} = K \cdot u_1^+ \quad (2-33)$$

这样可得到系统侧有功功率 p_s ：

$$p_s = u \cdot i_{Sref} = u \cdot K \cdot u_1^+ = K(u_\alpha u_{\alpha 1}^+ + u_\beta u_{\beta 1}^+) \quad (2-34)$$

其中常系数 K 由下式得到：

$$K = \frac{P_{L\alpha\beta} + P_{L0}}{u_{\alpha 1}^{+2} + u_{\beta 1}^{+2}} \quad (2-35)$$

最后得到系统侧电流参考值：

$$\begin{bmatrix} i_{S0ref} \\ i_{S\alpha ref} \\ i_{S\beta ref} \end{bmatrix} = K \begin{bmatrix} 0 \\ u_{\alpha 1} \\ u_{\beta 1} \end{bmatrix} = \frac{P_{L\alpha\beta} + P_{L0}}{u_{\alpha 1}^{+2} + u_{\beta 1}^{+2}} \begin{bmatrix} 0 \\ u_{\alpha 1}^+ \\ u_{\beta 1}^+ \end{bmatrix} \quad (2-36)$$

2.3 无功电流检测算法的仿真比较

为了比较以上几种方法的优缺点和适用范围，下面分别对几种不同的系统电压和负载电流的情况进行了讨论，通过 MATLAB/SIMULINK 仿真得到系统参考电流在 $\alpha - \beta$ 坐标下的波形图，然后对仿真结果进行了对比和总结。

(1) 系统电压为标准的正弦波，负载电流为三相平衡的谐波电流

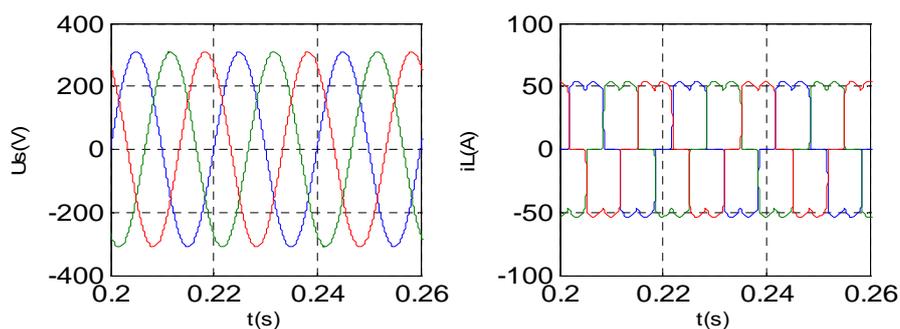


图 2-3 系统三相电压和负载电流波形 (第一种情况)

Fig.2-3 The waveforms of supply voltage and load current in case 1

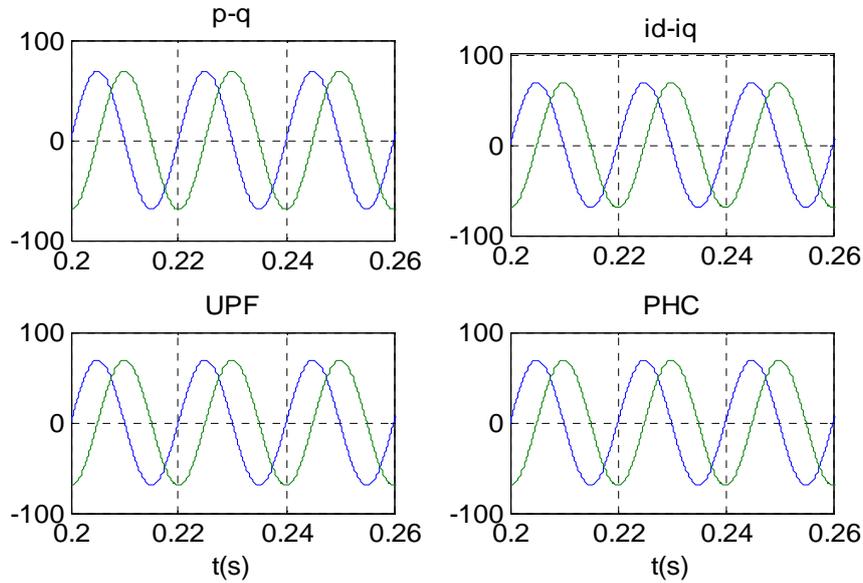


图 2-4 不同算法下的系统参考电流波形(第一种情况):

Fig.2-4 Supply current references with different methods in case 1:

(1) $p-q$; (2) $I_d - I_q$; (3) UPF ; (4) PHC

从图 2-4 可以看出,在这种情况下,4 种方法得到的系统参考电流是一致的,都是标准的正弦波,即说明在系统电压为标准正弦波无畸变或不平衡的情况下,四种方法均能达到预期的目的。

(2) 系统电压 10%不平衡和谐波负载

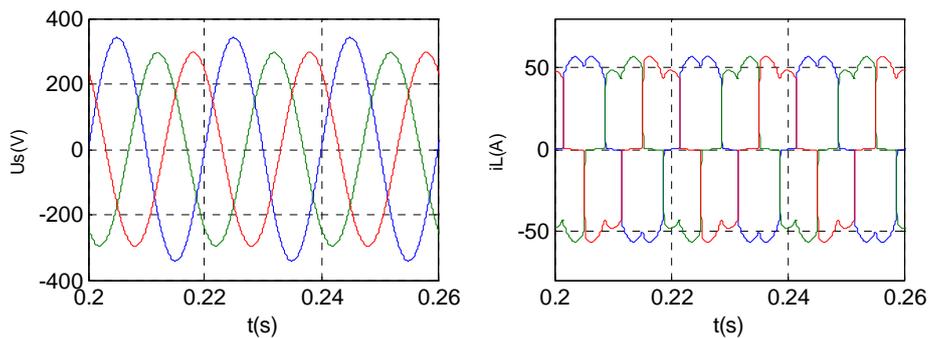


图 2-5 系统三相电压和负载电流波形(第二种情况)

Fig.2-5 The waveforms of supply voltage and load current in case 2

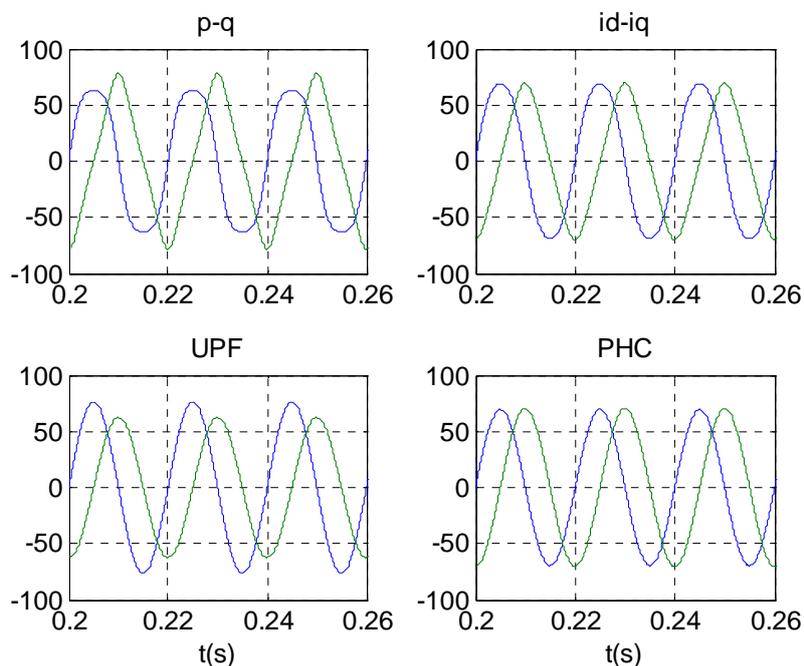


图 2-6 不同算法下的系统参考电流波形(第二种情况):

Fig.2-6 Supply current references with different methods in case 2:

(1) $p-q$; (2) $I_d - I_q$; (3) UPF ; (4) PHC

从图 2-6 可以看出, 当系统电压不平衡时, 通过 $p-q$ 和 $I_d - I_q$ 方法得到的系统参考电流发生畸变; UPF 方法得到的系统参考电流为不平衡的正弦波, 其形状与系统电压波形完全吻合, 系统侧功率因数为 1; PHC 方法得到的系统参考电流为平衡的正弦波, 系统侧电压、电流有一个相角差, 系统侧功率因数在 0.95 以上。

(3) 系统电压有畸变的情况: 5%的 5 次谐波和 5%的 7 次谐波

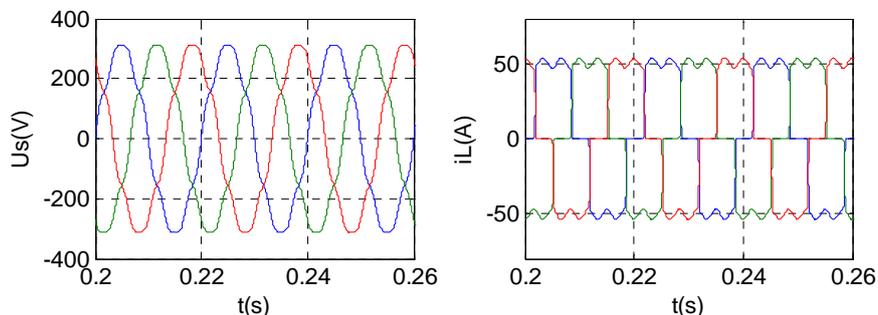


图 2-7 系统三相电压和负载电流波形(第三种情况)

Fig.2-7 The waveforms of supply voltage and load current in case 3

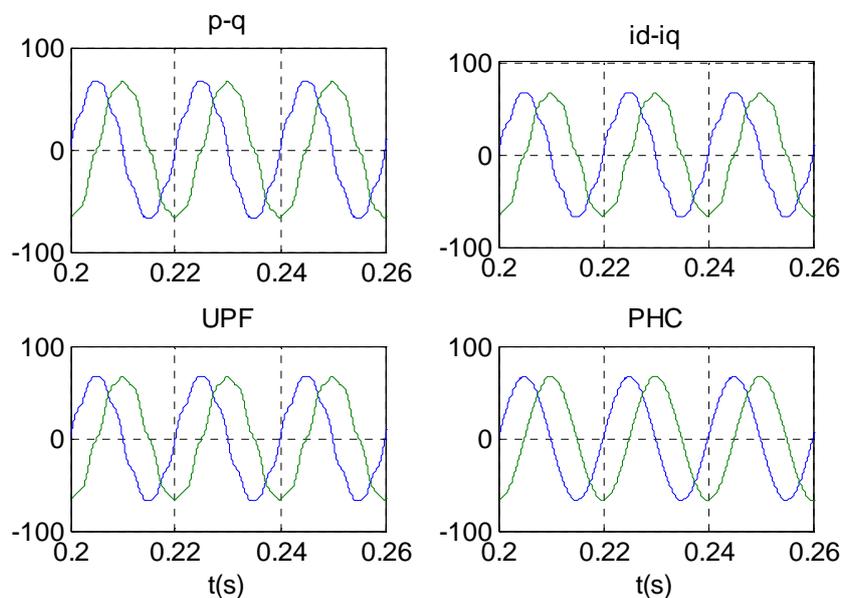


图 2-8 不同算法下的系统参考电流波形(第三种情况):

Fig.2-8 Supply current references with different methods in case 3:

(1) $p-q$; (2) $I_d - I_q$; (3) UPF ; (4) PHC

从图 2-8 可以看出, 当系统电压发生畸变时, PHC 方法得到的系统参考电流为平衡的正弦波, 其它方法得到的系统参考电流均发生畸变。

(4) 系统电压不平衡、无畸变, 同时负载电流不平衡、无畸变

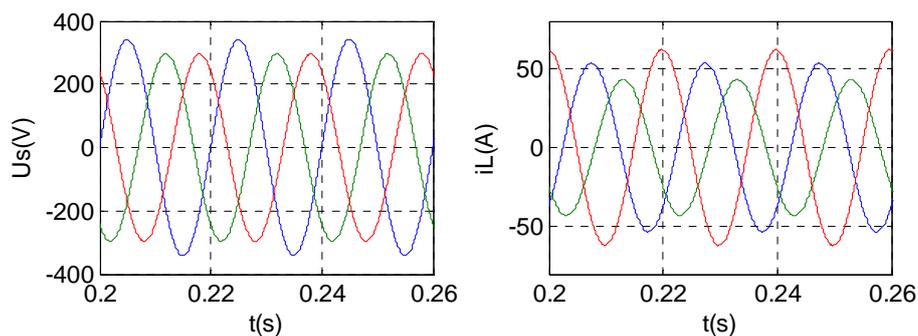


图 2-9 系统三相电压和负载电流波形(第四种情况)

Fig.2-9 The waveforms of supply voltage and load current in case 4

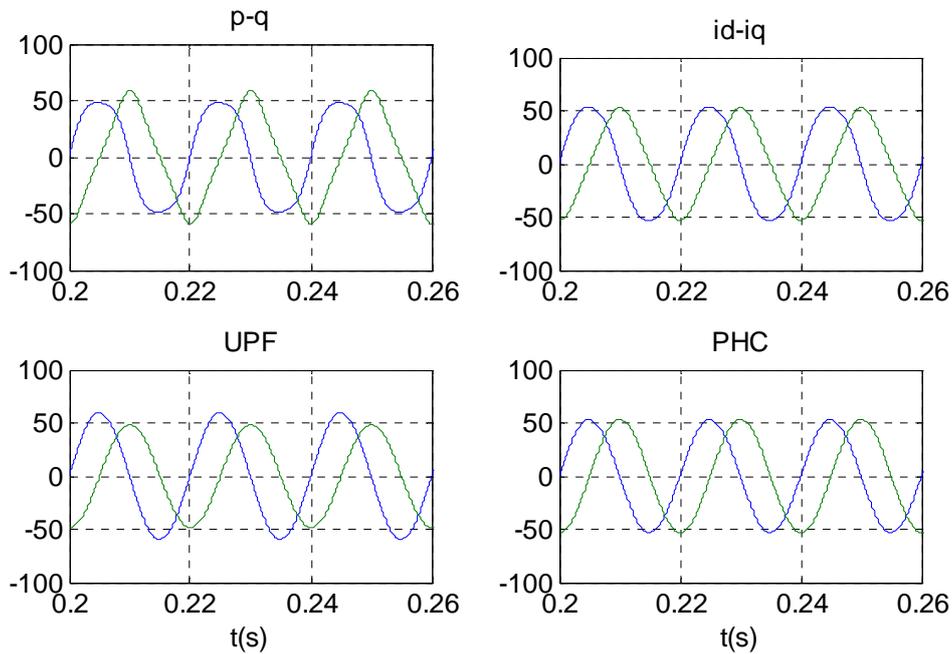


图 2-10 不同算法下的系统参考电流波形(第四种情况):

Fig.2-10 Supply current references with different methods in case 4:

(1) $p-q$; (2) $I_d - I_q$; (3) UPF ; (4) PHC

从图 2-10 可以看出, 在系统电压不平衡, 负载电流无畸变但不平衡的情况下, 通过 $p-q$ 、 $I_d - I_q$ 方法得到的系统参考电流均发生畸变; UPF 方法得到的系统参考电流为不平衡的正弦波, PHC 方法得到的系统参考电流为平衡的正弦波。

(5) 系统电压不平衡 10%、5% 的 5 次谐波, 同时负载电流不平衡、有畸变

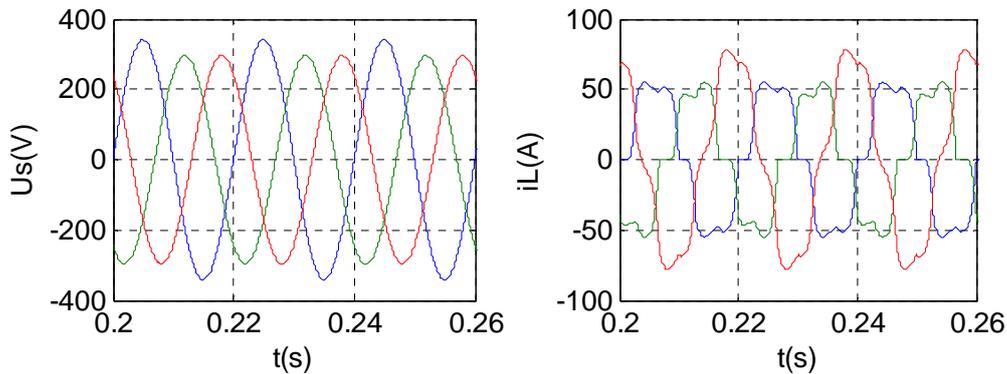


图 2-11 系统三相电压和负载电流波形(第五种情况)

Fig.2-11 The waveforms of supply voltage and load current in case 5

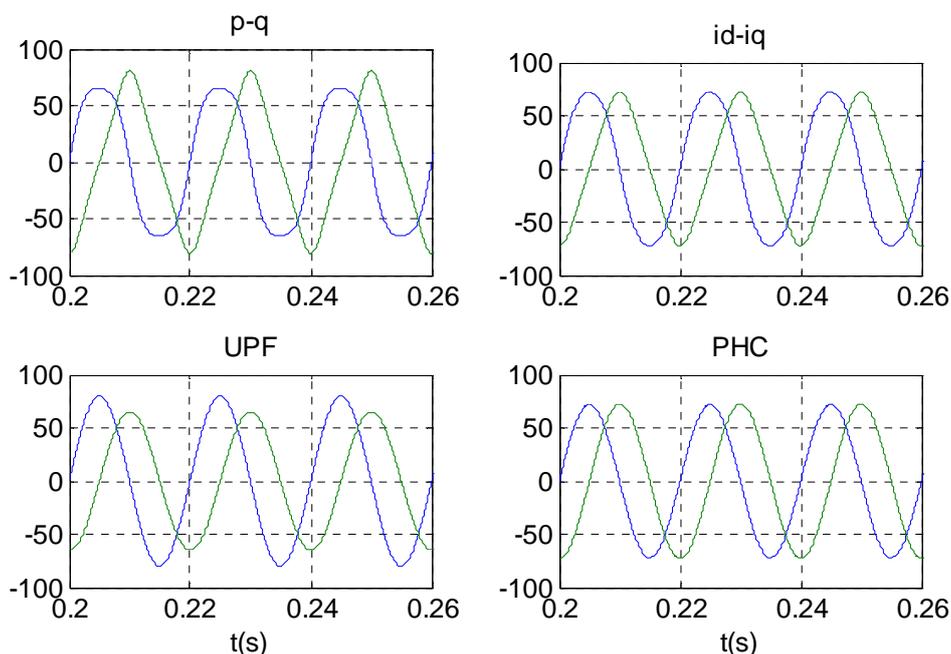


图 2-12 不同算法下的系统参考电流波形(第五种情况):

Fig.2-12 Supply current references with different methods in case 5:

(1) $p-q$; (2) $I_d - I_q$; (3) UPF ; (4) PHC

从图 2-12 可以看出, 在系统电压、负载电流同时不平衡和畸变的情况下, 通过 $p-q$ 、 $I_d - I_q$ 方法得到的系统参考电流均发生畸变; UPF 方法得到的系统参考电流为不平衡的正弦波, PHC 方法得到的系统参考电流为平衡的正弦波。

通过以上五种情况的仿真结果可以看出, $p-q$ 、 $I_d - I_q$ 仅适用于系统电压正常的情况, UPF 方法在系统电压正常或系统电压不平衡的情况, 当系统电压发生畸变时, 得到的系统参考电流也同时发生畸变, 形状与系统电压完全一致, PHC 方法适用于任何一种情况, 虽然不能完全达到单位功率因数, 但是任何系统电压或负载电流情况下, 系统参考电流都能保持标准的正弦波, 无畸变产生, 功率因数都能达到 0.95 以上。因此后续章节将讨论的三相四线制的 STATCOM 通过 PHC 方法得到系统参考电流, 具体控制策略在三相四线制的 STATCOM 的章节中给出。

第三章 晶闸管投切电容器无功补偿技术的研究

3.1 引言

传统的无功功率补偿装置主要为同步调相机和并联电容器。同步调相机是早期无功补偿装置的典型代表，它不仅能补偿固定的无功功率，对变化的无功功率也能进行动态的补偿。至今在无功补偿领域中这种装置还在使用，而且随着控制技术的进步，其控制性能还有所改善，但是它属于旋转设备，运行中的损耗和噪声都比较大，目前仍有使用，但在技术上已显落后。由于实际中遇到的大多数的是感性负载，所以多采用低成本的电容器进行并联作为无功补偿装置。电容补偿可以根据系统所需无功的多少，由控制系统自动地投切补偿电容，但仍存在很多不足：

(1) 目前很多部门无功补偿的出发点还放在补偿用户的功率因数，而不是立足于降低电网的损耗。如果要实现有效地降损，就必须通过计算无功潮流，确定各点的最优补偿容量和补偿方式，从整个电力系统的角度考虑问题，使有限的资源发挥最大的效益。

(2) 采用交流接触器作为投切开关元件，不可避免地产生过渡过程，不能实现快速准确的跟踪补偿，易产生冲击电流和引起电网电压波动，造成接触器触点烧蚀，可靠性差，并且产生噪音。

(3) 保证无功补偿装置安全运行的关键是电容器无冲击地投入电网。但是，还有相当一部分 TSC 装置，因晶闸管触发脉冲控制不当(如脉冲变压器易损坏)，在运行过程中频繁出现故障，导致电容器组投入瞬间冲击电流过大，损坏晶闸管和电容器。有时，在投入过程中，甚至由于冲击致使开关装置在保护的作用下跳闸，造成多处变电站中现有的该类装置形同虚设。因此，如何严格保证晶闸管开关无冲击地操作，提高触发电路的可靠性，还有待于进一步探讨。

(4) 当配电系统非线性用电负荷比重较大时，并联电容器组的投入，一方面由于电容器组的谐波阻抗小，注入电容器组的谐波电流大，使电容器过负荷，严重影响其使用寿命；另一方面，当电容器组的谐波容抗与系统等效谐波感抗相等而发生谐振时，引起电容器谐波电流严重放大，其结果是电容器因过热而损坏，系统电压严重畸变，影响其他用电设备的安全运行。因此在非线性低压用电负荷比重较大的系统中，应采取抗谐波措施，确保电容器组的安全运行。

(5) 现有 TSC 装置容易发生“投切振荡”和“频繁误投切”现象，开关的频繁动作会降低开关和电容器的使用寿命。为了减轻其带来的损害，有的装置采用了延长电容器组投切间隔时间、降低控制器灵敏度及采用晶闸管作无触点开关等方法。但是，这些方法都未能从根本上解决问题。

(6) 投切速度慢，响应迟缓。目前的智能型无功补偿控制器大多采用 MCS-51 或 96 系列单片机作为核心控制器。由于单片机运算速度较慢，不适合做大量复杂的运算，因此以单片机为核心的智能型无功补偿控制器投切电容器的速度大都比较慢，采用的算法也较简单。但随着微处理器技术的飞速发展，以及器件价格的大幅下降，以数字信号处理器(DSP)为代表的微处理器已经开始越来越普及，以 DSP 为核心的智能型无功补偿控制器也将逐步代替以单片机为核心的智能型无功补偿控制器。

针对现有晶闸管投切电容器（TSC）的缺点，本文对以下几方面进行了研究：

- (1) TSC的原理和主电路设计，对电容器投切的控制方式进行了分析；
- (2) 采用晶闸管反并联二极管的投切结构，有效避免冲击电流和过电压对供电系统及设备的影响，提出了相应的投切策略和触发方式。
- (3) 提出了抑制“投切振荡”和“频繁投切”的方法，完成TSC控制系统的设计。

3.2 晶闸管投切电容器的无功补偿原理

在电力系统中，电压和频率是衡量电能质量的两个最基本、最重要的指标。为确保电力系统的正常运行，供电电压和频率必须稳定在一定的范围内。频率的控制与有功功率的控制密切相关，而电压控制的重要方法之一是对电力系统的无功功率进行控制。另外，对电力系统的无功补偿还能够减少设备容量投资、降低设备和线路的损耗、减少变压器及线路的电压降、提高功率因数。

设线路上流过的功率为 $S=P+jQ$ ，线路电阻为 R ，电压有效值为 U ，则线路电流 I 、线路有功损耗 ΔP ，功率因数 $\cos\varphi$ 分别表达为：

$$I = \sqrt{I_p^2 + I_q^2} = \sqrt{\frac{P^2 + Q^2}{U^2}} \quad (3-1)$$

$$\Delta P = I^2 R = \frac{P^2 + Q^2}{U^2} R \quad (3-2)$$

$$\cos \varphi = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q^2}} \quad (3-3)$$

从上式可看出，要使线路电流和线路有功损耗减少到最小，功率因数接近1，需使得 $Q \rightarrow 0$ ，通过补偿适当的无功功率，可以使得线路的总无功量接近于零。图1为TSC的基本原理图，其中 Q_S 为实测电网无功功率，即电网无功缺额值； Q_L 为负载无功功率； Q_C 为电容器补偿无功。 $P_S = P_L$ ， $Q_S = Q_L - Q_C$ 。要使得电网无功缺额 $Q_S = 0$ ，则应投入的无功容量 $Q_C = Q_L$ ；如果已经投入的无功容量为 Q'_C ，则实测电网侧无功为 $Q_S = Q_L - Q'_C$ 。从而得出无功投切的判据为

$$Q_C = Q_L = Q'_C + Q_S \quad (3-4)$$

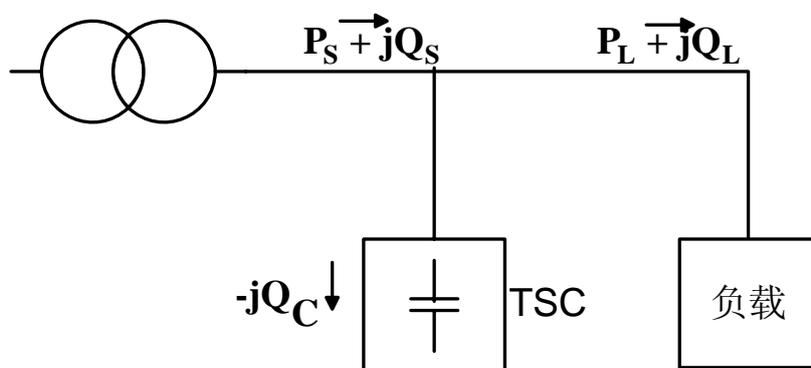


图 3-1 TSC 的基本原理图

Fig.3-1 Schematic diagram of the TSC system

晶闸管阀通常有 2 种接线方式：2 个晶闸管反并联和 1 个晶闸管与 1 个二极管反并联。两者都是投切电容器的开关，所不同的是，前者晶闸管阀承受最大反向电压低，为电源电压峰值，但投资较大，控制复杂；后者投资小，控制简单，但晶闸管阀承受最大反向电压高，为电源电压峰值的 2 倍，所以在选择使用哪种连接方式时，应根据技术、经济比较来确定，本文采用晶闸管与二极管反并联的结构。下面对晶闸管投切电容器的控制策略进行研究。

3.3 晶闸管投切电容器的控制策略

3.3.1 触发时刻的选取

选择合适的触发时刻的总原则是：TSC 投入电容时，也就是晶闸管开通的时刻，必须是电源电压与电容器残压的幅值和相位相同。

无论电容器残压是多少，往往都是不易测量的，所以必须通过其他一些办法来解决电容残压测量的难题。

(1) 过零触发电路

晶闸管电压过零触发电路如图 3-2 所示，当电源电压与电容器的残压相等时，晶闸管上电压为零，光电耦合器就会输出一个负脉冲，如果此时投入指令存在，此脉冲就会经过一系列环节，产生脉冲串去触发晶闸管，保证晶闸管的平稳导通。当 TSC 投入指令撤销时，晶闸管在电流过零时断开，直到微控制器下次发出投入指令，TSC 才会在零电压时重新投入。

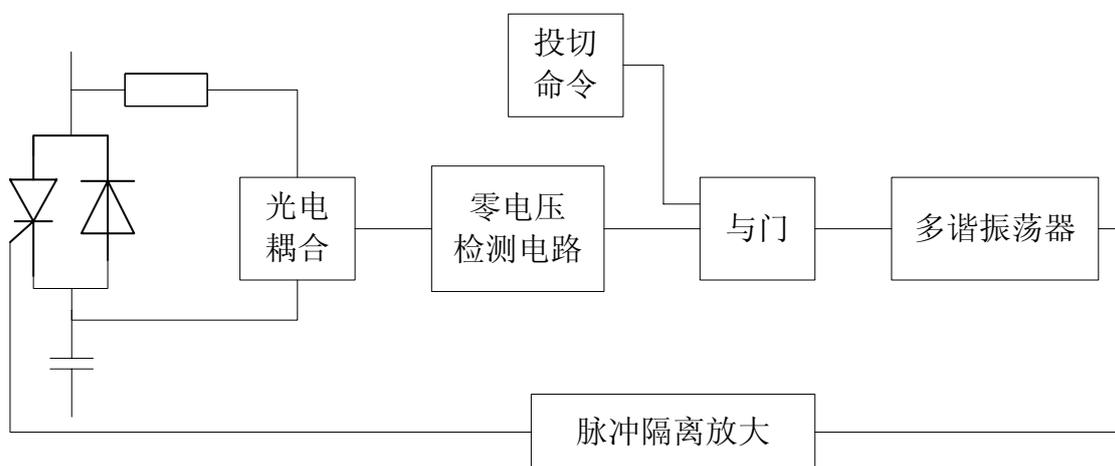


图 3-2 晶闸管电压过零触发电路

Fig.3-2 Zero crosses over triggering circuit for TSC

(2) 反压触发

一般来讲，无论电容器残压多高，它总是小于等于电源电压幅值，则在一个周期内，晶闸管总有处于零压或反压的时刻。利用这一点，在晶闸管承受反压时，触发脉冲序列开始，这样当晶闸管由反向转为正向偏置时就自动进入平稳导通状态。

(3) 利用相位关系触发

当 \dot{U}_{BC} 、 \dot{U}_{CA} 、 \dot{U}_{AB} 反向过零时， \dot{U}_A 、 \dot{U}_B 、 \dot{U}_C 均正处于峰值点，所以利用 \dot{U}_{BC} 、 \dot{U}_{CA} 、 \dot{U}_{AB} 作为触发信号，触发 A、B、C 三相的晶闸管，可以保证各相晶闸管在系统电压峰值时触发。

在这几种触发方式中，过零触发电路应用范围最广，无论电容器残压出于何种状态

都适用；反压触发适用于电容器残压低于电源峰值的情况，因为当电容器残压等于电源峰值时，晶闸管就没有反压的状态了；利用相位关系触发则更适用于电容器残压等于电压峰值的情形。本文采用过零触发电路对晶闸管进行触发。

3.3.2 投切振荡、频繁投切及其抑制原理

(1) “投切振荡”及其抑制

“投切振荡”是指若投入一组基本电容器，则要求投入的无功功率超过规定的上限，导致过补偿，需要切除；而切下这组基本电容器，要求投入的无功功率又低于下限，导致欠补偿，需要投入，这种周而复始的投切现象称为“投切振荡”。如图3-3所示，电网实际无功缺额在切区 s_1 点，切去一组电容器，电网实际无功缺额落在投区 s_2 点，立即投入一组电容器，电网实际无功缺额又落在切区 s_1 点，随即又切去一组电容器，这样无限循环，形成“投切振荡”。这种现象的发生，一方面与电容器的分组数及容量有关；另一方面也与控制器的控制策略有关，需要从控制器的功能设计上加以解决。

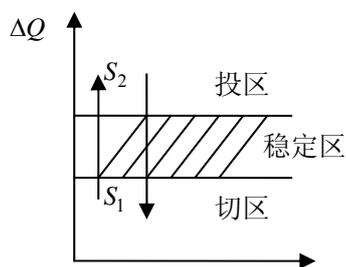


图3-3 投切振荡原理图

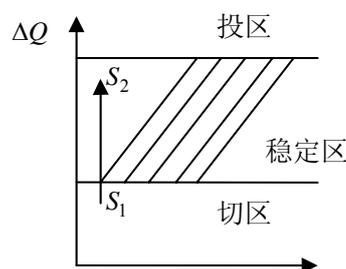


图3-4 抑制投切振荡原理图

Fig.3-3 Schematic diagram of switch oscillation

Fig.3-4 Schematic diagram of avoid oscillation

只要把补偿目标的上、下限范围设置为大于基本电容器组的容量即可避免“投切振荡”现象的发生。如图3-4所示，把补偿目标的上、下限范围设置为大于基本电容器组的容量，电网实际无功缺额从切区 s_1 点切去一组电容器后，落在稳定区 s_2 点，不再振荡。

(2) “频繁误投切”及其抑制

采用无功功率控制方法，由于某些原因，如A/D转换的误差、采样间隔时间的误差和计算误差等使计算得出的无功功率在一定范围内波动，又加上在某些负荷状态下，电网的实际无功也可能发生波动。这时，若投入一组电容器，随着计算得出的无功功率的

波动，则要求投入的无功功率超过规定的上限，需要切除；而切下这组电容器，随着计算得出的无功功率的波动，要求投入的无功功率又低于下限，需要投入。这种由于计算无功波动引起的频繁误投切的发生，一方面与控制器的性能有关；另一方面也与控制器的补偿目标上、下限设置范围有关。这需从提高控制器的元件性能、质量和控制器的功能设计上加以解决。

传统的解决这种现象的方法是连续多次校核投切参考量没有超出规定的上限或低于规定的下限时才确定投切电容器组。这种方法对于响应速度不高的场合固然可行，但对于要求响应速度高的场合(如本设计)，这种方法显然已不能适用。

既能有效地抑制频繁误投切，又能使装置快速响应系统无功功率的变化，为达到这种要求，本文从应控无功动态增量、测得的无功动态增量和在投切区域之间设置“死区”上入手，针对本设计的实际情况，提出了三种抑制频繁误投切的方法，现描述如下：

A. 根据应控无功动态增量进行投切控制

应投无功 $Q_{\text{投}}$ 的表达式为：

$$Q_{\text{投}} = Q_{\text{已投}} + Q_s \quad (3-5)$$

该方法分成三个步骤：

①保存发生投切动作时的应控无功值 $Q'_{\text{投}}$ ；

②用经新一轮数据采集后计算得出的应控无功值与之比较，判断是否投切。

当应投动态无功增量 $|\Delta Q| = |Q_{\text{投}} - Q'_{\text{投}}| > \frac{Q_c}{2}$ 时，确定进行投切控制；

当 $0 < |\Delta Q| < \frac{Q_c}{2}$ 时视为频繁误投切，不发出投切指令。

③确定投切后按投切规则表进行投切，然后保存本次投切动作时的应投无功值 $Q_{\text{投}}$ 。

B. 根据测得无功动态增量进行投切控制

测得无功 Q_s 为通过对采集来的数据进行计算得到的适时无功值。

该方法分为三个步骤：

①保存发生投切动作时的测得无功值 Q'_s ；

②用经新一轮数据采集后计算得出的测得无功值与之比较，判断是否投切。

当测得动态无功增量 $|\Delta Q| = |Q_s - Q'_s| > \frac{Q_c}{2}$ 时，确定进行投切控制；

当 $0 < |\Delta Q| < \frac{Q_c}{2}$ 时视为频繁误投切，不发出投切指令。

③确定投切后按投切规则表进行投切，然后保存本次投切动作时的测得无功值 Q_S 。

上次发生投切动作时保存下来的 $Q_{投}$ 在确定下次投切动作之前始终保持不变，假设 $Q_{已投} = C$ (C 为常数)，则式(3-15)可表达为

$$Q_{投} = Q_{已投} + Q_S = C + Q_S \quad (3-6)$$

可见，把 $Q_{投}$ 作为控制目标和把 Q_S 作为控制目标是作用是一样的。即表明方法1和方法2是等效的。

C. 在投切区域之间设置“死区”进行投切控制

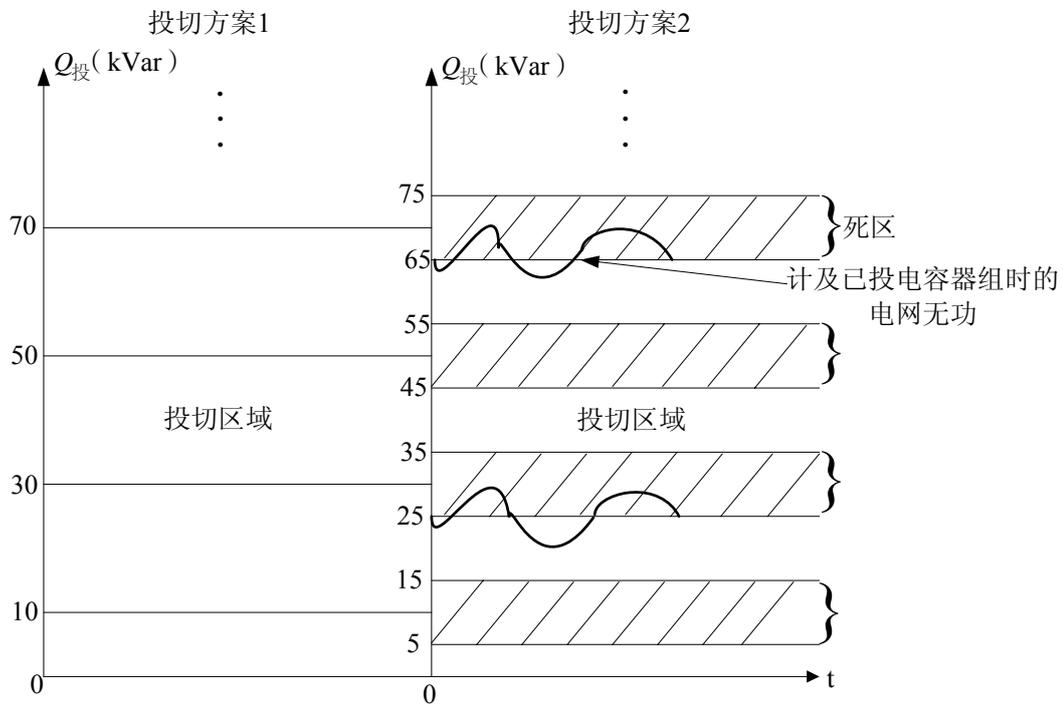


图3-5 设置“死区”抑制“频繁误投切”的控制原理图

Fig.3-5 Scheme diagram of restrain frequently error switching by setting dead-time

所谓“死区”是指在某一些指定的区域内维持原来的投切状态，不进行任何的投切动作。该方法分为两个步骤：

①第一次投切动作按照投切方案1进行，投切后保存此刻的 $Q'_{投}$ ，如图3-5所示；

②此后的投切按投切方案2进行，首先判断 $Q_{投}$ 是否落在“死区”内，如果是落在“死区”内，再判断 $|Q_{投} - Q'_{投}|$ 是否大于 $Q_C/2$ ，若是则按投切方案1进行一次投切动作，并保存

此时的 $Q_{投}'$ ，然后继续按照投切方案2进行投切。否则则视为频繁投切，不进行任何的投切动作。在按投切方案2进行投切动作时，如果 $Q_{投}$ 落在投切区域内，再按投切方案2的投切规则进行投切动作，并保存此时的 $Q_{投}'$ 。

上述三种方法抑制频繁误投切的方案虽然实现方法不一样，但是其本质内容是一样的，即都在投区和切区之间设置一维持原先投切状态的区域，这块区域的幅值可根据实际情况灵活设定，但必须大于电网无功波动的幅值。

3.3.3 主电路元件的参数选择

TSC主电路元件主要包括并联补偿电容器、串联电抗器、放电电阻以及晶闸管和反并联二极管等。

近年来，我国生产的低压自愈式并联电容器(简称为自愈式电容器)已经全部取代了老式的油浸纸绝缘、铝箔极板并联电容器。自愈式电容器的主要特点是具有自愈性能。当介质击穿时，短路电流会使击穿部位周围的金属化膜熔化蒸发，从而恢复绝缘，因此具有较高的运行可靠性。现在低压无功补偿一般均采用干式自愈式并联电容器，与油浸式电容器相比，这种电容具有体积小、无泄漏等许多优点。

本TSC参数设计按普通380V用户变压器二次侧使用设计，取补偿容量为140kVar，电容器分组容量为20kVar、40kVar、80kVar。电容器容量的计算公式为：

$$C = \frac{Q_C}{3\omega U^2} = \frac{20 \times 10^3}{3 \times 2 \times \pi \times 50 \times 220^2} = 438 \mu F \quad (3-7)$$

为了限制因晶闸管误触发或事故情况下引起的合闸涌流，抑制高次谐波，限制短路电流，主电路中应加装串联电抗器。当串联电抗器是以抑制谐波放大为主要目的时，其参数应根据实际存在的谐波情况进行选择。并联电容器之所以能够引起谐波放大，是因为电容器回路在谐波频率范围内呈现出容性。若在电容器回路中串接电抗器，通过选择电抗值使电容器回路在最低次谐波频率下呈现出感性，就可消除谐波放大^[16]。

串联电抗器应满足下式：

$$n_{\min} X_L - \frac{1}{n_{\min} X_C} > 0, \text{ 即 } X_L > \frac{X_C}{n_{\min}^2} \quad (3-8)$$

其中， n_{\min} —系统中最低次谐波的次数； X_C —并联电容器的基波电抗； X_L —串联电抗器的基波电抗，考虑到电抗器和电容器的制造误差，通常取

$$X_L = (1.3 \sim 1.5) X_C / n_{\min}^2。$$

目前，国内并联电容器配置的电抗器的电抗率主要有以下4种类型：<0.5%、4.5%、6%、12%~13%。配置<0.5%(有时到0.01%~0.02%)电抗率的电抗器，主要目的是限制电容器的合闸涌流；用于电抗率为4.5%或6%的电抗器，可抑制5次以上的谐波电流；采用电抗率为12%~13%的串联电抗器，可抑制3次以上的谐波电流。

由于串联电抗器后，电容器端电压有所提高，所以应选择电容器的额定电压高于电网的额定电压，以确保并联电容器能够长期安全运行。空芯电抗器限流效果好，但造价很高，而铁芯电抗器限流效果较差，但造价低，所以在串联电抗器选型时，应通过技术、经济比较确定。本设计中选用电抗率为6%的串联电抗器，可抑制5次以上的谐波电流。

$$L = \frac{X_L}{\omega} = \frac{0.06X_C}{\omega} = \frac{0.06}{C\omega^2} = 1.39mH \quad (3-9)$$

$$R = \frac{X_L}{Q} = 0.022\Omega \quad (3-10)$$

其中 Q 为品质因数，一般取20~50，本设计中取20。

3.3.4 检测点位置的确定

低压配电网中，无功/电流检测点与补偿电容器投切点的不同位置设置对TSC控制系统设计是有区别的。根据无功/电流检测点与补偿电容器投切点的相对位置，检测点可设置为“前点检测”和“后点检测”，如图3-6所示。

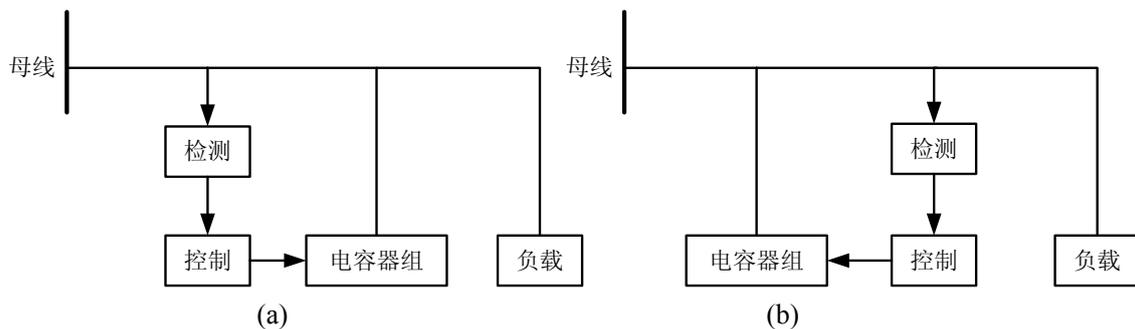


图 3-6 TSC 装置无功/电流检测点的设置: (a) 前点检测 (b) 后点检测

Fig.3-6 Detecting point setting: (a) Forward detection (b) Backward detection

前点检测，即检测点设在补偿电容投切点与电源变压器之间，检测到的无功实际上

是未完全补偿的无功缺额；后点检测，即检测点设在补偿电容器投切点与负荷之间，无功检测单元检测的是负荷所需的无功大小。

前点检测由于不能直接检测负载的物理量，测量的为补偿后的电流、电压值，不易实现多组电容器的一次性快速投切，通常采用逐级渐进的投切方式，速度较慢，因此仅适用于负载运行较平稳，无大容量冲击负载，不需要快速动态补偿的场合。

后点检测的优点是能根据电流电压的测得值，一次性得到需改善的无功量，决定电容器投入组数，即只管投切，不能控制补偿后的实际效果，控制方式简单，可一次快速投切多组电容器，缺点是静态补偿的精度较差。

本文装置是采用结合两者优点的综合控制方式，即设置两个检测点。设置在 TSC 与负载之间的检测点能得到补偿前负载端完全补偿时所投入的全部电容器组，则先根据此点的检测结果快速选择一次性投切方案；同时设置在系统与 TSC 之间的检测点能检测补偿后系统端无功功率情况，若此时 $|\Delta Q| = |Q_S - Q'_S| > Q_C/2$ ，且满足一次性投切方案的条件，则发出 TSC 的投切信号，若 $0 < |\Delta Q| < Q_C/2$ ，即使满足一次性投切方案的条件，也视为频繁误投切，不发出 TSC 的投切信号。这样既可获得快速动态补偿特性，也可保证补偿的精度。

3.3.5 无功功率检测算法

TSC 无功补偿装置按照无功电流或无功功率进行投切，其前提都是必须快速、精确地检测无功电流的大小。第二章“单相无功电流的检测”一节中已经提出了三种算法，比较了三种算法的优缺点，本章采用基于瞬时无功功率理论的无功检测算法检测单相无功，采用前点检测和后点检测相结合的方式，分别采样负载侧电流 i_L 和系统侧电流 i_S ，同时采样系统侧电压 u_S ，通过控制框图如图 3-7 所示，算出系统无功 Q_S 和负载无功 Q_L 。

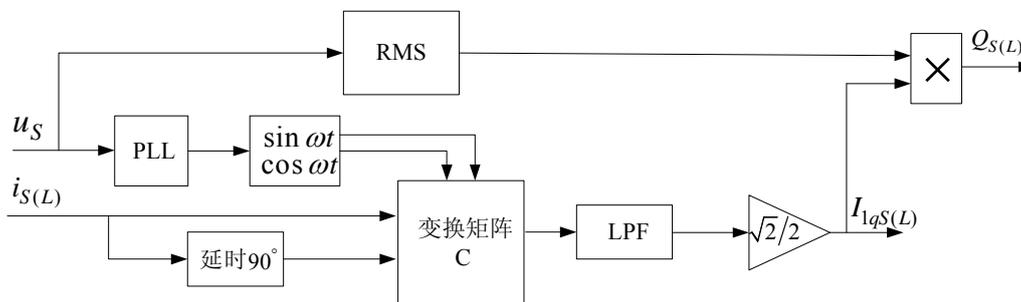


图 3-7 TSC 无功检测框图

Fig.3-7 Scheme diagram of TSC reactive power detection

3.3.6 投切控制算法的设计

(1) 补偿无功缺额模块功能设计^[9]

首先需要对数据进行采集，包括系统电压、电流、负载电流，然后根据前面提出的控制系统算法，计算出系统侧的无功缺额 Q_s 和负载侧的无功功率 Q_L 。

当测出的系统侧无功缺额 $Q_s > 0$ 时，即系统电流滞后于系统电压，则根据下式来确定投切电容器组容量：

$Q_{投} = Q_{已投} + Q_s$ ，式中 $Q_{投}$ 为应该投入的无功容量，按照电路原理得知即为负载侧无功 Q_L ； $Q_{已投}$ 为已经投入的电容器容量。

当系统电流超前于系统电压时，则根据下式来确定应投的电容器组的容量：

当 $Q_{已投} < Q_s$ 时， $Q_{投} = 0$ ，即切除所有的电容器组；

当 $Q_{已投} > Q_s$ 时， $Q_{投} = Q_{已投} - Q_s$ 。

为避免“投切振荡”现象的发生，投切控制分三个步骤进行：

- ① 保存发生投切动作时的 Q_s 。
- ② 用经新一轮数据采集后计算得出的系统无功缺额与之比较，判断是否投切。

当 $|\Delta Q| = |Q_s - Q_s'| > Q_C/2$ 时，确定进行投切控制；

当 $0 < |\Delta Q| < Q_C/2$ 时，视为振荡，不发出投切指令。

- ③ 确定投切后，按投切规则表进行投切，然后保存本次投切动作时的系统无功缺额 Q_s 。

电容器组总的补偿容量为140kVar，按 1：2：4 编码分成三组，每台电容器容量为20kVar。从 $Q_L > 10kVar$ 时开始投，由此产生的投切规则表 3-1，其补偿无功缺额模块流程如图 3-8 所示。

表 3-1 投切规则表

Q_L 的范围 (kVar)	应投组别		
	$4 \times 20kVar$	$2 \times 20kVar$	$1 \times 20kVar$
$0 < Q_L < 10$	0	0	0
$10 < Q_L < 30$	0	0	1
$30 < Q_L < 50$	0	1	0
$50 < Q_L < 70$	0	1	1
$70 < Q_L < 90$	1	0	0
$90 < Q_L < 110$	1	0	1
$110 < Q_L < 130$	1	1	0
$130 < Q_L$	1	1	1

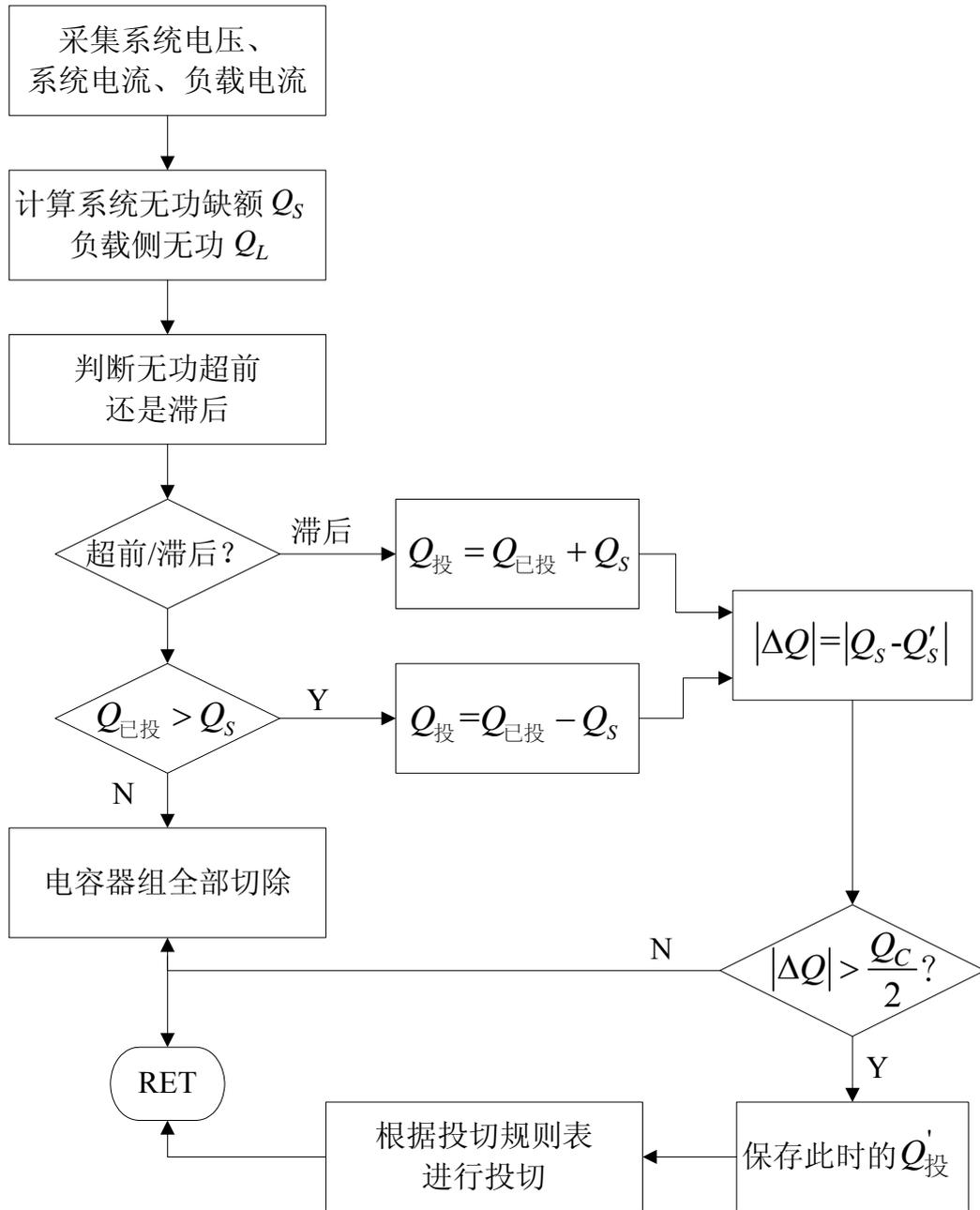


图3-8 补偿无功缺额模块流程图

Fig.3-8 Flow chart of reactive power compensation block

(2) 电压调整模块功能设计

通过并联电容器组的投切是调整电网电压的必要手段之一，在电网出现过电压 ($U > 1.15U_e$) 和低电压 ($U < 0.95U_e$) 的情况下，控制系统软件自动启动电压调整模块，也

可通过参数在线修改功能由用户启动该模块，启动该模块时，控制软件自动关闭补偿无功模块。电网电压在 $(0.95U_e < U < 1.15U_e)$ 和功率因数小于0.9时，控制系统软件又自动关闭该模块而启动补偿无功模块。这样可保证电网在电压满足要求的情况下，使功率因数保持最高。

电压调整模块采用试探投切电容器组的方法，根据电压的高低逐组投入或切除电容器组，这样可保证电网电压的近似平滑调节。该模块的实现方法描述如下：

①检测电网电压是否在 $0.95U_e < U < 1.15U_e$ 的范围内，若高于这个范围，把已经投入的电容器组切去一组，再检测电网电压，若仍然高于这个范围，再加切一组，直到电网电压满足要求为止，若电网过电压严重时，电容器组将会全部切除。

②若电网电压低于这个范围时，把已经投入的电容器组加投一组，再检测电网电压，若仍然低于这个范围，再加投一组电容器，直到电网电压满足要求为止，若电网低电压严重时，电容器组将会全部投入。流程图如图3-9所示。

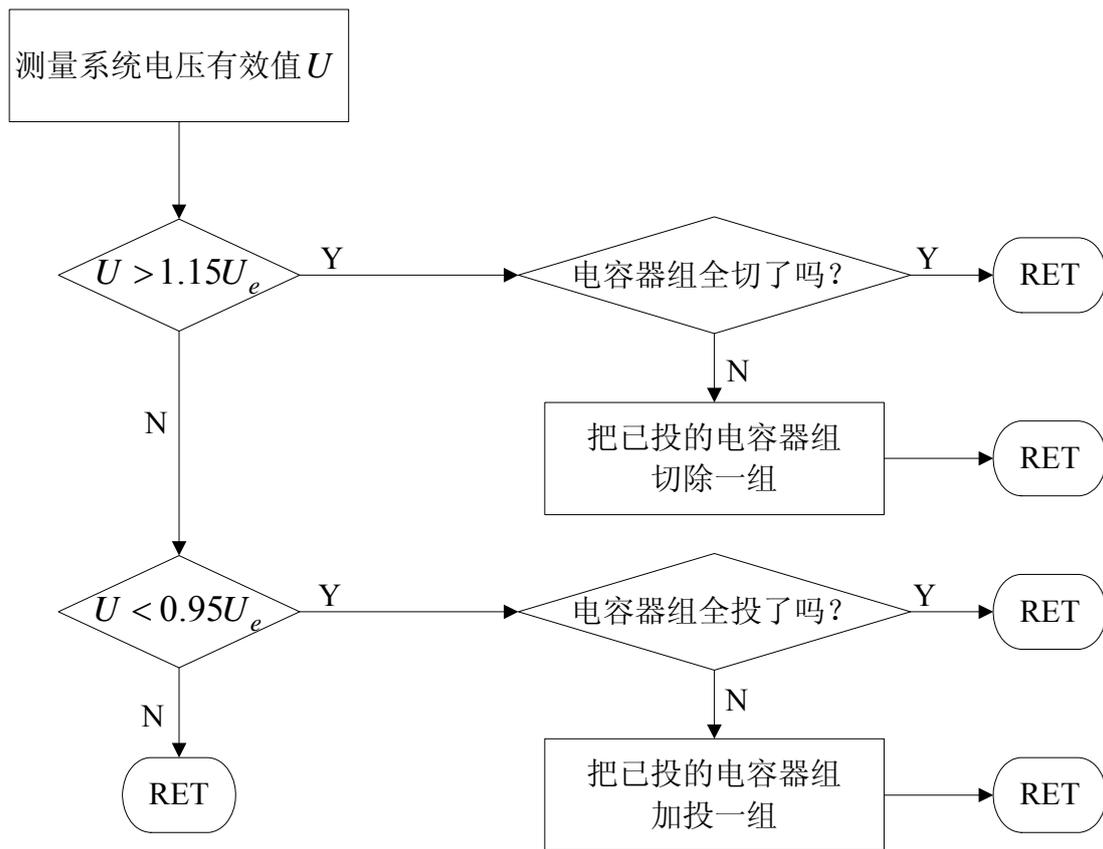


图3-9 电压调整模块流程图

Fig.3-9 Flow chart of voltage regulation block

3.4 仿真结果与实验测试

为了验证提出的控制算法的可行性，本文建立了基于 220V 单相系统的 TSC 电路模型，基本框图如下图所示，在 MATLAB/SIMULINK 环境下对控制算法进行了仿真，同时也对 TSC 的投切原理作了相关的实验。

3.4.1 基于 MATLAB/SIMULINK 仿真

(1) 仿真电路

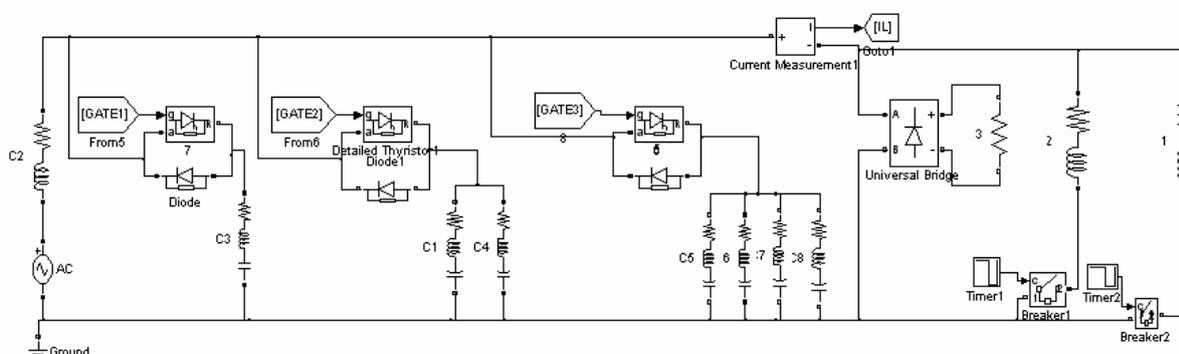


图 3-10 基于 MATLAB/SIMULINK 的仿真电路模型

Fig.3-10 Circuit simulation model of TSC based on MATLAB/SIMULINK

图 3-10 是 TSC 仿真电路原理图，主要有三个部分组成：

①负载电路：由 RL 感性负载和二极管整流电路组成，其中 RL 负载提供可调的感性无功，二极管整流电路提供谐波分量。

②晶闸管投切电容器组支路：分为三组，每组容量依次为： $20kVar$ 、 $2 \times 20kVar$ 、 $4 \times 20kVar$ ，电容、电抗、电阻的参数分别为 $C = 438\mu F$ ， $L = 1.39mH$ ， $R = 0.022\Omega$ 。补偿等级：0, 10, 30, 50, 70, 90, 110, 130 $kVar$ ，三组晶闸管阀，接到触发信号 GATE1、GATE2、GATE3，检测晶闸管端电压，按照过零触发方式对晶闸管进行触发导通。

③控制系统：

数据采集：分别采集系统侧电压、系统侧电流、负载侧电流信号，根据第三章提到的“基于瞬时无功功率理论的谐波分离法”计算出系统侧无功 Q_s 和负载侧无功功率 Q_L 。

控制触发：根据上述计算结果，结合“补偿无功缺额模块流程图”和“电压调整模块流程图”的投切算法，选择合理的电容器组支路进行触发投切。

3.4.2 仿真结果

(1) 图 3-11 是 TSC 投切过程中，系统侧无功缺额 Q_S 和负载侧无功功率 Q_L 的波形变化图，负载在 0.5s、0.8s 发生突变，导致负载侧无功发生变化，TSC 组做出相应地投切控制，当负载发生突变时，TSC 立即进行投切判断，系统无功经过短暂过渡，迅速补偿上所需要的无功，系统侧无功缺额始终维持在一个较小的范围之内，系统侧功率因数很高。

(2) 图 3-12 是晶闸管投切电容器组 1、2、3 的投切情况。根据负载侧无功变化得知：

当 $0 < t < 0.5s$ 时， Q_L 稳定值接近 $40kVar$ (即 $30kVar < Q_L < 50kVar$)，按照投切控制算法需投入第二组晶闸管投切电容器(容量为 $2 \times 20kVar$)，因此 GATE2 信号在这段时间为逻辑 1，其余两组的触发信号为逻辑 0；

当 $0.5 \leq t < 0.8s$ 时， Q_L 突变到接近 $60kVar$ (即 $50kVar < Q_L < 70kVar$)，按照投切控制算法需投入第一组(容量为 $20kVar$)和第二组晶闸管投切电容器(容量为 $2 \times 20kVar$)，GATE1 和 GATE2 均为逻辑 1，GATE3 为逻辑 0；

当 $0.8 \leq t \leq 1.5s$ 时， Q_L 突变到接近 $80kVar$ (即 $50kVar < Q_L < 70kVar$)，按照投切控制算法需投入第三组(容量为 $4 \times 20kVar$)，GATE1 和 GATE2 均为逻辑 0，GATE3 为逻辑 1。

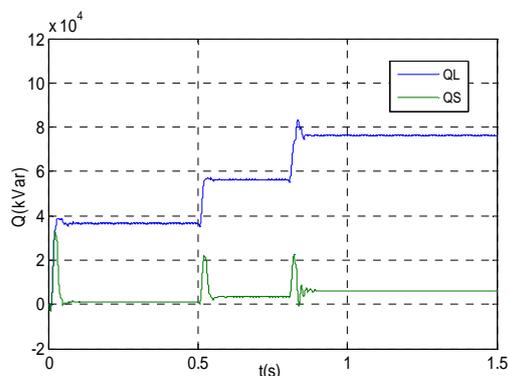


图 3-11 系统侧无功 Q_S 和负载侧无功 Q_L

Fig.3-11 The waveforms of Q_S and Q_L

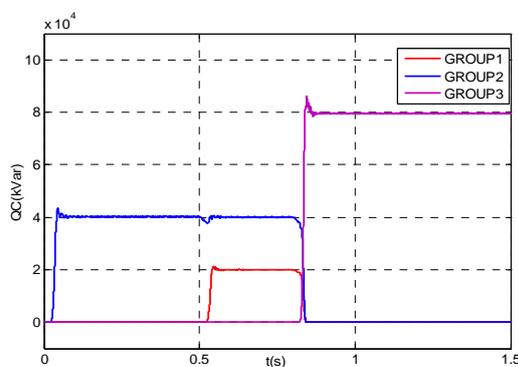


图 3-12 晶闸管投切电容器组 1、2、3 的投切情况

Fig.3-12 The switching situation of group 1-group 3

(3) 图 3-13 和 3-14 为 TSC 投切过程中，系统侧和负载侧的电流波形变化图。图 3-15 给出了系统电流和负载电流波形、频谱对比情况，由于篇幅原因，仅列出了一个时刻的波形和频谱图。表 3-2 对不同时间段的系统电流、负载电流畸变率进行了对比，可

以看出系统侧电流畸变率远小于负载电流畸变率，这说明 TSC 在补偿无功的同时，对电流畸变也在一定程度上有所抑制。

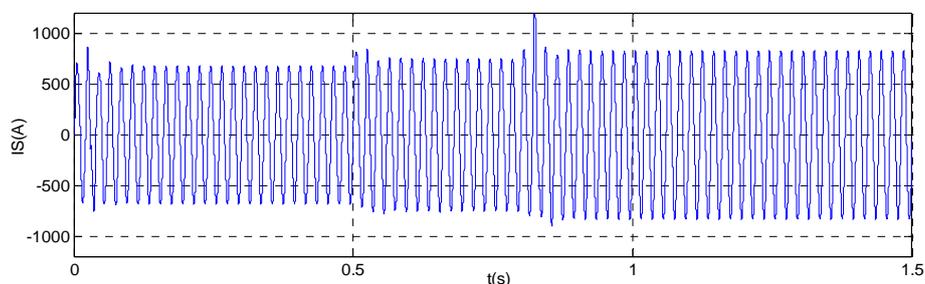


图 3-13 系统侧电流波形变化图

Fig.3-13 The waveform of source current

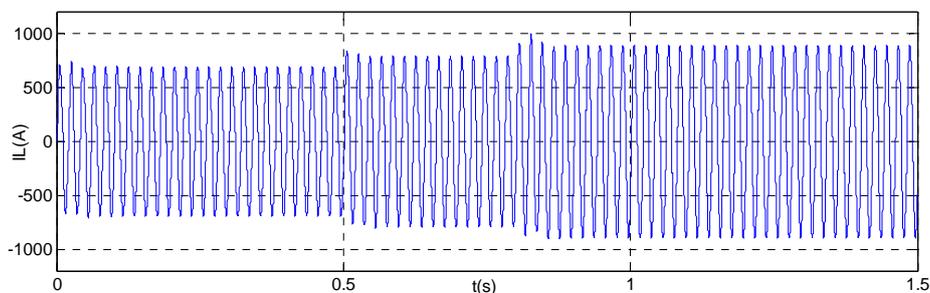


图 3-14 负载侧电流波形变化图

Fig.3-14 The waveform of load current

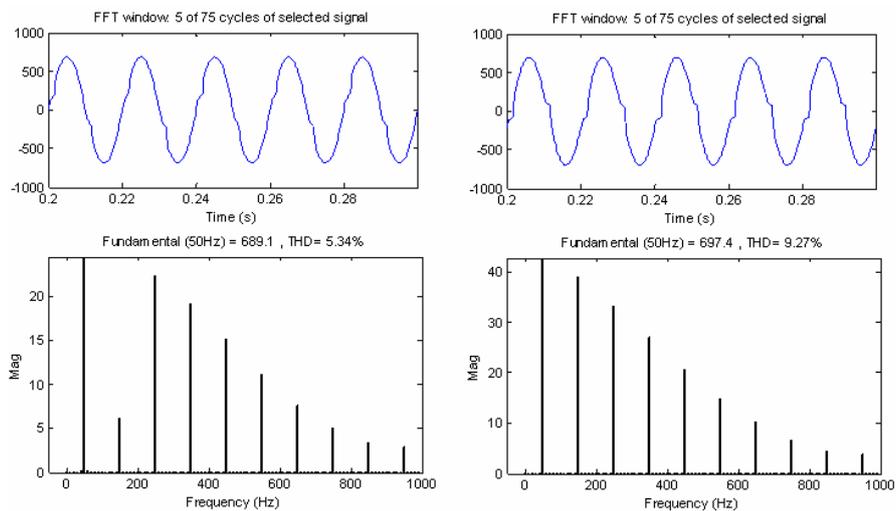


图 3-15 系统电流和负载电流波形、频谱对比图

Fig.3-15 The waveform and spectrum comparison between source current and load current

表 3-2 系统电流畸变率和负载电流畸变率对比表

系统参数	0~0.5s	0.5~0.8s	0.8~1.5s
负载电流畸变率(%)	9.27	7.55	6.19
系统电流畸变率(%)	5.34	3.93	3.01
减小率(%)	42.4	47.9	51.4

3.4.3 实验测试

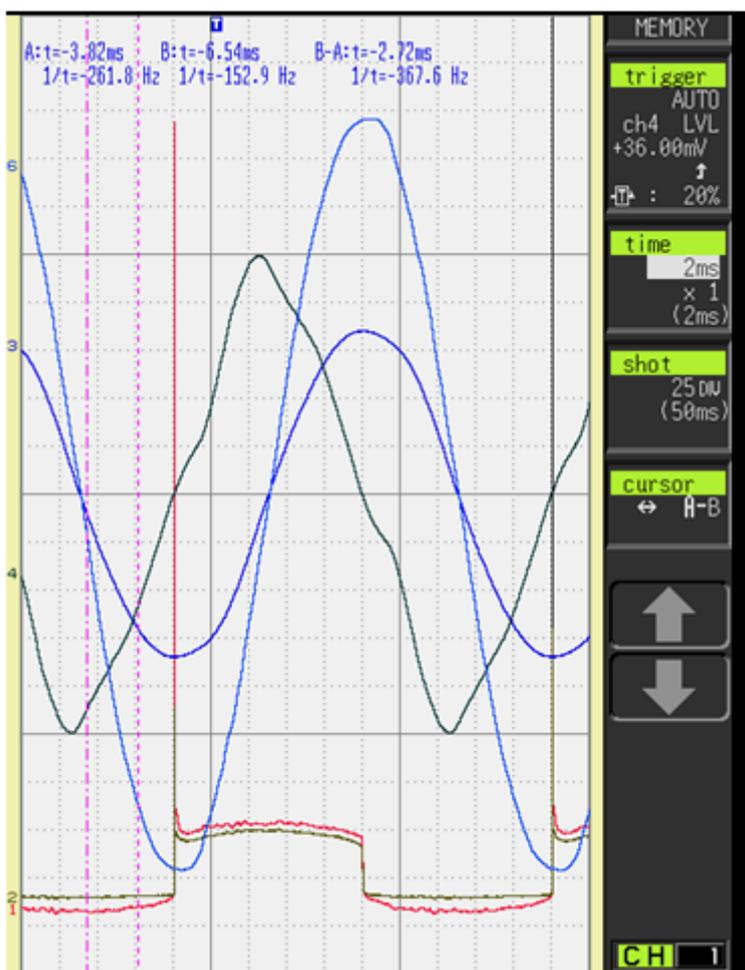


图 3-16 TSC 触发过程的实验波形：1-晶闸管端电压波形；2-晶闸管触发信号；3-投切电容器电容电压波形；4-晶闸管电流波形；6-电网电压波形

Fig.3-16 Experimental waforms when TSC triggers: 1-terminal voltage of TSC; 2-trigger signal of TSC; 3-capacitor voltage of TSC; 4-current of TSC; 6-source voltage

为了验证晶闸管投切电容器的投切和触发特性，在实验室搭建了 TSC 电路和控制平台，TSC 触发过程的实验波形如图 3-16 所示。从图中可以清楚地看出，晶闸管是在系统电压峰值的时候触发的，此时投切电容器的端电压也达到了峰值，而刚好晶闸管的端电压为零，实现了晶闸管的过零投切，避免晶闸管投入过程的振荡问题，晶闸管电流也没有冲击现象发生，保证了晶闸管的平稳导通。晶闸管上的电流之所以产生畸变是因为投切电容器的电容品质因数不好，内阻比较大。

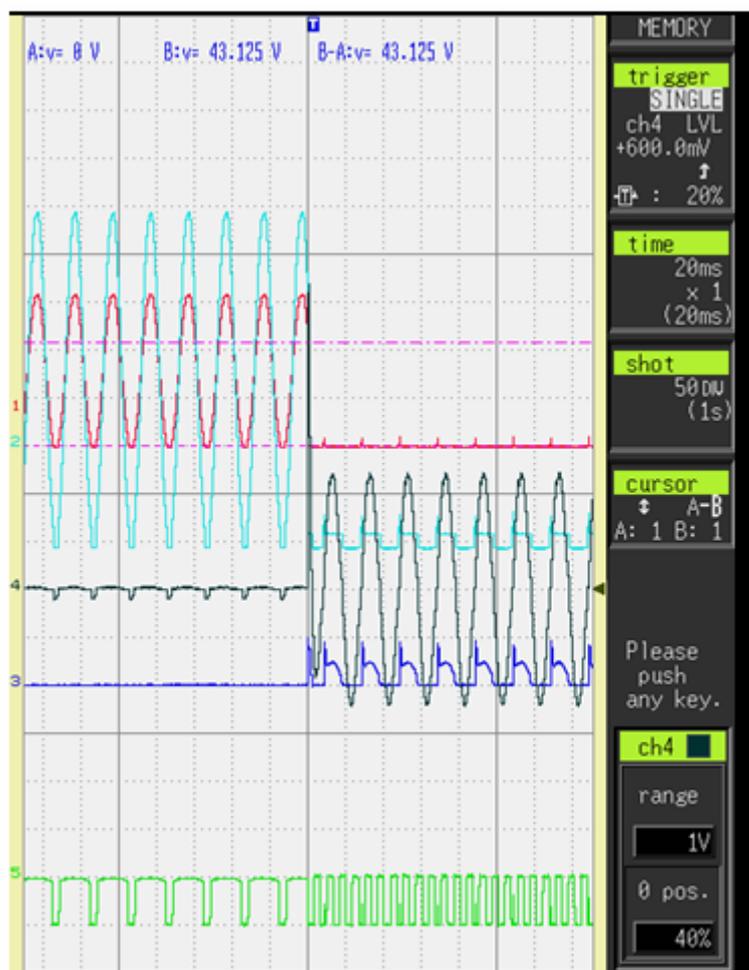


图 3-17 TSC 按照投切指令投入系统过程的实验波形:1-晶闸管端电压波形; 3-晶闸管触发信号; 4-晶闸管电流波形; 5-PWM 信号

Fig.3-17 Experimental waveforms of TSC switching into the system according to the switching command:

1- terminal voltage of TSC; 3- trigger signal of TSC; 4- current of TSC; 5-PWM signal

图 3-17 是 TSC 根据投切指令投入系统的动态过程实验波形，更能直观看出晶闸管

的整个投入过程。根据无功判断和电压相结合的投切控制算法，形成晶闸管的投切指令，在满足的投切指令的同时，还需要根据晶闸管的端电压的情况决定最终的触发信号，图 3-17 的实验波形描述了这一动态过程。可以看出晶闸管能够实现无冲击的投入，无“投切振荡”和“频繁无投切”现象出现，避免了以往晶闸管投切过程中存在的问题。

3.5 小结

本章对晶闸管投切电容器(TSC)无功补偿的原理、主电路设计、控制策略进行了详细的介绍，针对目前 TSC 普遍存在的“投切振荡”、“频繁误投切”等问题，提出了相应的抑制方案，并提出了相应的无功检测算法和投切控制算法，通过 MATLAB/SIMULINK 对单相 TSC 无功补偿系统进行了仿真。仿真结果表明，提出的单相无功检测算法响应速度快，在半个周期内就能准确地检测出无功的变化，同时解决了以前 TSC 存在的问题；而且该 TSC 不但对无功进行了补偿，对谐波也有一定的抑制作用，使得系统侧的电流畸变率较负载电流畸变率有明显的减小。最后搭建了 TSC 的实验平台，根据提出的投切控制算法实现 TSC 的整个投切过程，实验结果表明，TSC 能够实现无冲击的快速投切，避免了以往 TSC 投切过程中的“投切振荡”和“频繁无投切”问题。

第四章 三相四线 STATCOM 的研究

4.1 引言

STATCOM 分为电压源型 (VSI-STATCOM)和电流源型 (CSI-STATCOM)两大类,本章的研究主要基于电压源型 STATCOM。目前,在配电网中,常常应用一种基于三相全桥结构的 STATCOM 进行电力系统动态无功功率补偿。在基于三相全桥结构的 STATCOM 中,功率开关器件的开关频率较高,一般达到几 kHz。STATCOM 的控制方法可分为电流的间接控制和直接控制,这两种控制方法各有优缺点,又各有其适用范围。其中间接电流控制策略将 STATCOM 看作交流电源,通过控制 STATCOM 所产生的交流电压基波的相位和直流侧电压调制比,来间接控制 STATCOM 输出的电流,这种方法一般采用 PAM 调制方式,适用于容量较大的装置;直接电流控制策略采用跟踪型 PWM 控制技术对电流波形的瞬时值进行反馈控制,相比于电流间接控制方法,直接电流控制方法具有快速的瞬态响应,适用于开关频率较高的装置^[17]。

STATCOM 在实际运行中往往会处于不对称运行状态,而这些不对称运行状态主要由电力系统不对称运行条件和装置不对称运行条件构成。不论哪一种不对称运行条件对于 STATCOM 的稳定运行都可能带来一系列不利的问题,尤其是对于由大功率开关器件构成的 STATCOM 的影响更为严重。具体而言,STATCOM 在不对称运行状态下,其直流侧电压会有二倍频的电压波动,而在交流输出电流中会产生大量负序谐波分量。这些分量的出现会导致 STATCOM 输出性能下降,损耗增加,引起装置发生过电流或过电压等故障;对于电力系统而言,这些分量的引入易导致固定补偿电容器发热,严重时易导致损坏;易引起电力系统保护装置的误动作;较大的谐波电压分量易导致电力用户的通讯、计算机等设备的数据丢失等问题。

在低压配电系统中,三相四线制系统是最主要的供电方式,配电网中存在大量的三相四线制负荷,导致配电网中存在大量的负序分量和零序分量,这将意味着电力系统配电网是一个存在着较大不平衡度的三相供电网络。根据基于三相逆变全桥拓扑结构 VSI-STATCOM 的运行特性分析可知,该结构的 VSI-STATCOM 在具有较大不平衡度的三相配电网中运行时,其输出性能和运行稳定性都将因此而大大降低,这将严重制约

了该结构 VSI-STATCOM 在三相配电网络中的应用。

为了扩大基于三相逆变全桥拓扑结构 VSI-STATCOM 在配电系统中的应用,同时通过 VSI-STATCOM 针对配电系统负荷不平衡度情况对其进行有策略的动态无功补偿,并有效解决配电系统普遍存在的无功负荷不平衡度问题,大量的相关文献提出了部分解决方案,但是这些解决方案往往不能完全兼顾,不平衡配电电力系统中的动态无功补偿、负序电压和电流的治理及负荷零序电流的补偿。为了保证三相逆变全桥拓扑结构 VSI-STATCOM 在电力系统配电网络中稳定运行,并能治理三相配电网络各相序之间的无功功率不平衡等问题,文献[8]等提出了适用于存在较大不平衡度的配电系统无功功率补偿装置,也应具有三相四线制结构。

近年来,各国学者对适用于三相四线制系统的 STATCOM 也做出了很多有益的探索和研究。为了给零线提供补偿通道,采用三个单相全桥变流器组合结构、四桥臂变流器结构或三桥臂分裂电容式结构作为主电路。控制策略在原有的三相逆变全桥 STATCOM 基础上有所改进。

本章首先讨论了工作在三相四线系统中的 STATCOM 的三种主电路结构的示意图,并分析了三种结构各自的特点;然后对三单相全桥 STATCOM 和四桥臂 STATCOM 的控制方法进行了研究,提出了如何消除系统中大量的中线电流、无功以及三相不平衡的方案,并基于 MATLAB/SIMULINK 仿真验证 STATCOM 对无功、负荷不对称、零线电流、系统电压不平衡等进行动态无功补偿的有效性和可行性。

4.2 三相四线制下的 STATCOM 系统结构选择

三相四线制系统较三相三线制系统多条零线,除了要对三相电流无功补偿外,还要对零线电流进行补偿,以消除电源侧的零线电流,并使三相电流对称。从主电路结构上看来比三相三线 STATCOM 增加了一条补偿零线电流的通道,并在控制方法中加入了三相电流中的零序分量及零线上的谐波电流的处理。

三相四线制 STATCOM 主电路可以采用三个单相全桥变流器组合结构、四桥臂变流器结构、三桥臂带分裂电容式变流器结构^{[18][19][20][21]}。图 4-1(a)(b)(c)分别给出了这几种结构的示意图。三个单相全桥变流器组合结构包括三个单相电压源型变流器,其中一个桥臂的中点通过一个电感连接到系统中的一相,另一个桥臂的中点共同连接到零线,三个逆变器直流侧既可以共接一个电容,也可分别接一个电容,本文后续讨论的是各自接一个电容的结构,用于负载不平衡的场合控制。三桥臂带分裂电容式变流器结构以三相

电压源型变流器作为电路主体，直流侧串接两个相等的电容作为储能元件，通过电感连接电源和滤波器，三相电源的零线由变流器直流侧电容中性点(即两电容之间)引出，给零线电流提供通道。四桥臂变流器结构为四相电压源型变流器，此时的主电路分工明确，各相补偿电流的产生和零线电流的补偿可以看作是由各对桥臂独立完成的，主电流直流侧电容上的电压控制可依照三相三线制系统直流侧电压控制的方法进行。

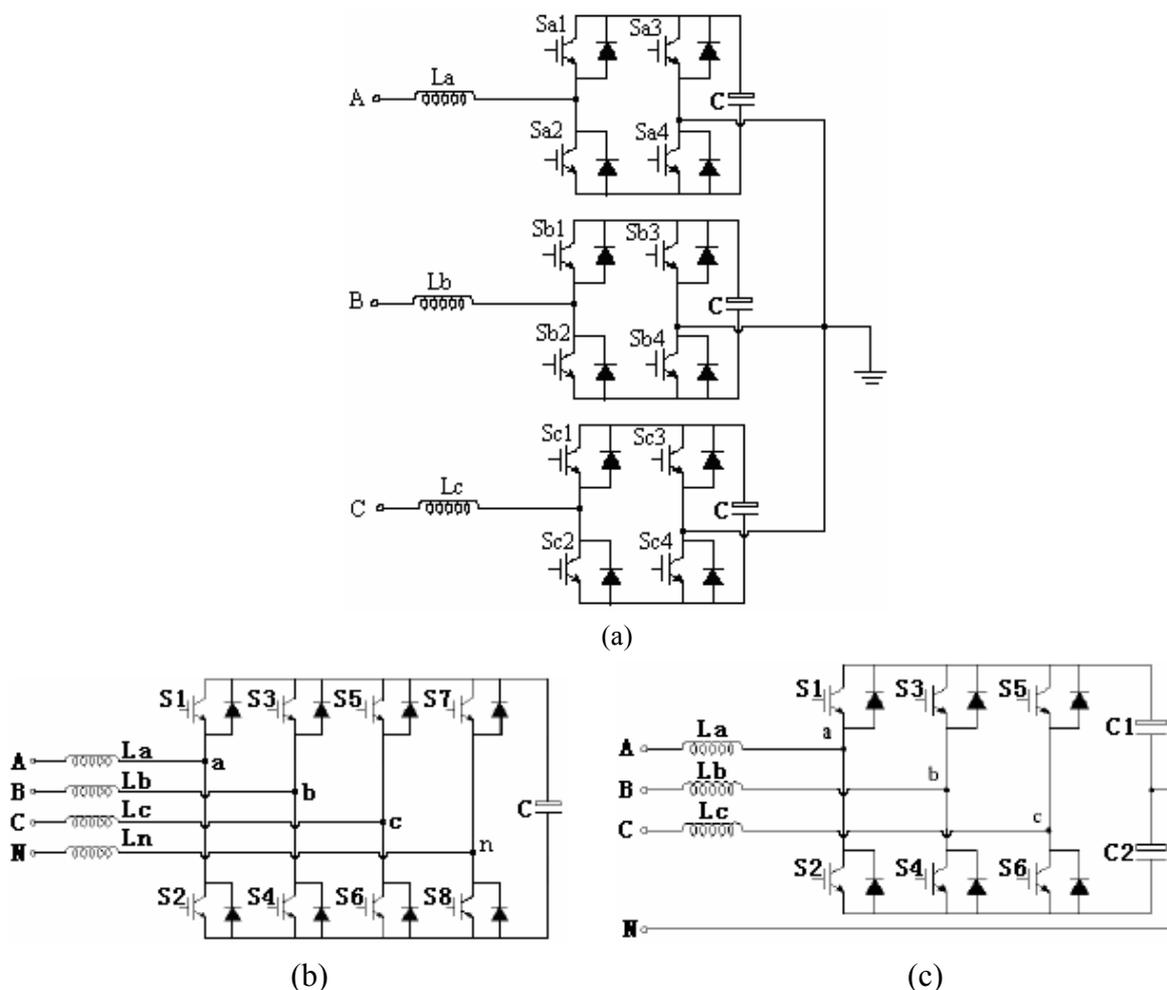


图 4-1 具有三相四线结构 VSI-STATCOM 主电路:

(a) 三单相全桥结构; (b) 三相四桥臂结构; (c) 三相三桥臂结构

Fig.4-1 The main circuits of three type STATCOMs in three-phase four-wire system:

(a) three single-phase full-bridge structures; (b) three-phase four-leg structure; (c) three-phase three-leg;

三种三相四线制 VSI-STATCOM 辅助一定的控制策略都可以实现在三相不平衡供电

网络中的无功功率补偿功能，但各具优点，主要表现在：

- 从使用的器件上看，三桥臂拓扑结构比四桥臂拓扑结构少用两个开关器件和一个电抗器，但需要更多的电容器。故在容量相同的条件下，两者的硬件成本相差不大。而三单相全桥的 STATCOM 所需要的电容器最多，从成本的角度来讲，三单相全桥的花费最大。
- 三单相全桥和三相四桥臂的 STATCOM 对直流侧电压的利用率较高。在实际运行中，三单相全桥的直流侧电压分开进行控制，相与相之间的直流侧电压控制互不影响，完全可以实现直流侧电压的分相控制，三相三桥臂拓扑结构用于调制输出的直流侧电压为整个直流侧电压的一半；三相四桥臂拓扑结构用于调制输出的直流侧电压为整个直流侧电压值。
- 三单相全桥和三相四桥臂的直流侧电压不需要平衡控制。由于零序和负序电流的影响，三相三桥臂 VSI-STATCOM 直流侧电压和上下两个电容的均压都需要加以控制，这增加了控制的复杂度；而三单相全桥和三相四桥臂 VSI-STATCOM 不存在这样的问题，所以控制较为简单。
- 空间矢量组合不同。三相三桥臂 VSI-STATCOM 的开关组合只有 8 种；而三相四桥臂 VSI-STATCOM 的开关组合可达到 16 种，显然该结构的 STATCOM 控制更灵活、更精确。
- 三相四桥臂和三单相全桥结构的 STATCOM 对零线电流直接进行控制，补偿效果要好于三桥臂的间接控制效果。

基于以上分析，本文将选用三单相全桥和三相四桥臂的 VSI-STATCOM 作为研究对象。这两种结构对存在三相不对称负荷的配电系统进行动态无功功率补偿主要建立在对系统要求（或人工指令）补偿参考无功电流跟踪调节的基础上的。目前对参考电流检测多种多样，主要方式是检测除基波电流或基波有功电流或基波有功电流正序分量之外的总的畸变电流，以达到抑制谐波和补偿无功的目的，或者在抑制谐波、补偿无功的同时，达到抑制负序和零序电流的目的。接下来主要对三单相全桥和三相四桥臂 STATCOM 的控制策略展开详细的研究。

4.3 三单相全桥的 STATCOM

4.3.1 三单相全桥的 STATCOM 控制策略

由于三单相全桥结构 STATCOM 由三个单相 STATCOM 组成。图 4-2 即为单相 STATCOM 的基本电路，选取电压源型变流器(VSC)为其功率逆变器电路。图中， L_m 是 VSC 连接到交流电源的电抗器， i_s 为电源电流， i_c 为电抗器 L_m 上的电流， v_{ac} 为电源电压， v_d 为直流侧电容电压。其优点是结构简单，体积小，效率高。S1~S4 为四个 IGBT，通过控制 S1~S4 的开通与关断，可以迫使电抗器 L_m 上的补偿电流 i_c 为任意希望的波形。若 i_c 为非线性负载中的无功电流，它将和负荷中的无功电流形成内部环流，则电网供给的电流只有有功电流^[22]。

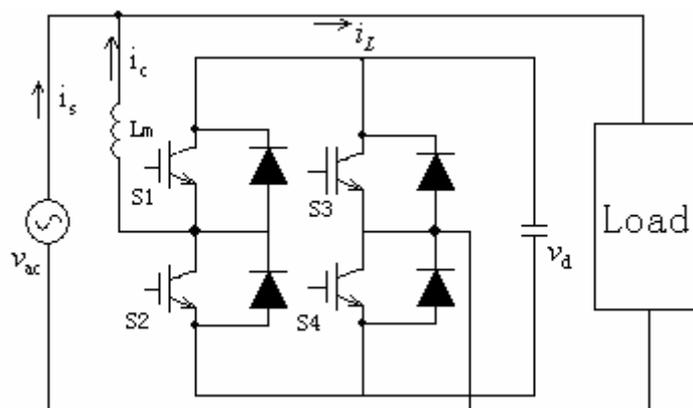


图4-2 单相STATCOM的基本电路

Fig. 4-2 The circuit of single-phase STATCOM

三单相全桥结构的 STATCOM，由于系统中性点接地，构成三相四线制系统，因此可以对每相 STATCOM 进行独立的单相控制，即分相控制。分相控制给具有三单相全桥结构的 STATCOM 带来一些独特的优点：

- 分相控制本身可以完全的适应不对称的系统工况，不需要额外不对称控制，使装置可以简单、可靠地抵御不对称故障；
- 分相控制可以直接地以每相 STATCOM 的输出电流作为控制对象，可以较好地抑制装置过电流；
- 分相控制可以控制 STATCOM 输出不对称电流，使其不仅能够完成传统 STATCOM 的电压控制、阻尼系统振荡的功能，还可以完成系统电压序分量的控制和负荷补偿的功能，扩展装置的应用范围。

该结构 STATCOM 对存在三相不对称负荷的配电系统进行动态无功功率补偿主要

建立在对系统（或人工指令）要求补偿的参考无功电流的跟踪调节基础上。

为了实现系统侧电压电流同相位，即系统侧功率因数为 1，STATCOM 的基本控制策略为：首先检测负载的谐波及无功电流，反相后作为 STATCOM 的参考指令电流，然后控制 STATCOM 电流跟踪指令电流信号，向电网注入与负载谐波及其无功电流相反的电流。基于这一思想，首要的任务就是检测负载电流中的谐波及其无功电流。一般认为谐波及无功电流的检测方法决定谐波电流检测精度，进而影响 STATCOM 的电流补偿效果。因此，无功与谐波检测技术一直是研究的重点内容。现有的检测方法主要基于瞬时无功理论的检测方法及其改进方法，FFT 算法等，在第二章中已经进行了详细的介绍。

然而，STATCOM 作为一种装置或系统，并不是一种简单的电流跟随控制系统，它实际上是一种由直流侧电容电压控制和电流跟随控制组成的一种典型的双闭环控制系统，其电流跟随控制的参考信号不仅取决于上述的谐波与无功检测信号，而且取决于电容电压控制器的输出信号。

由于三单相全桥结构 STATCOM 的每相逆变器具有相同的结构，这里以 A 相的控制策略为例进行介绍。本文采用的分相控制策略主要有两种方式：(1) 采样负载电流；(2) 无需采样负载电流。然后对两种控制系统的性能进行了比较。

(1) 采样负载电流

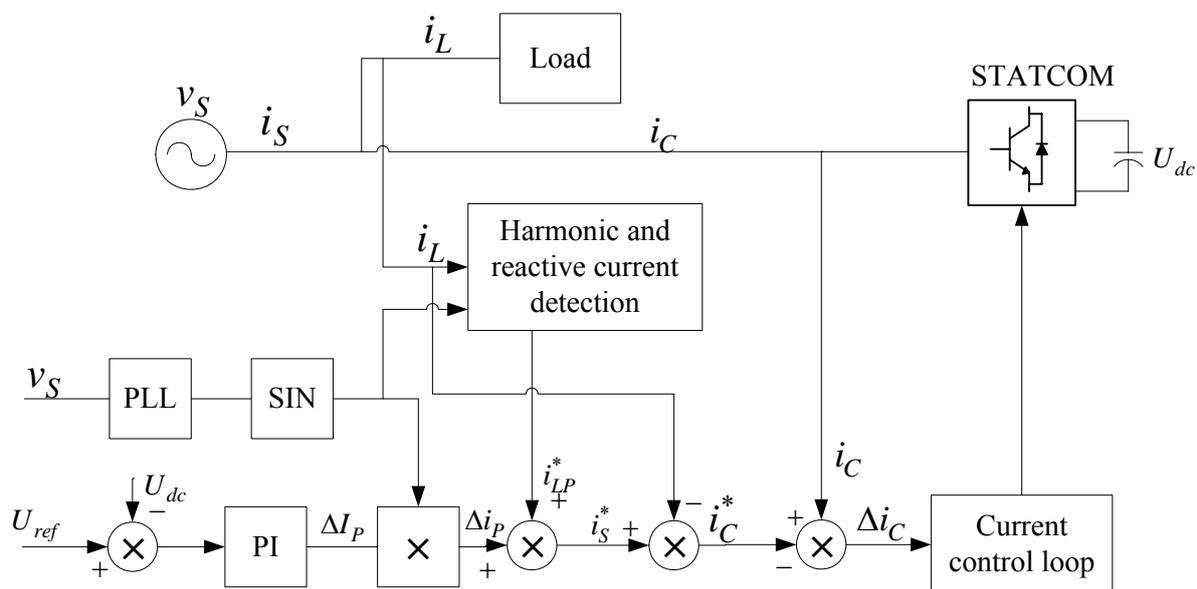


图 4-3 单相 STATCOM 的控制原理图

Fig.4-3 Control scheme of single phase STATCOM

经典的 STATCOM 的控制系统如图 4-3 所示，通过采样负载电流 i_L ，经过谐波和无功检测模块计算出负载的无功和谐波分量，作为 STATCOM 的补偿电流参考值 i_C^* ，STATCOM 的电流 i_C 由电流控制器控制 PWM 开关信号，使得 i_C 跟踪 i_C^* ，STATCOM 直流侧电容端电压 U_{dc} 采用闭环控制，其设定值为 U_{ref} ；电压调节器 PI 的输出 ΔI_p 代表 STATCOM 有功电流调节量。

在 STATCOM 的控制策略中，得到 STATCOM 的补偿电流参考值 i_C^* 是一个关键的环节，本文通过改进的瞬时无功理论的检测方法即鉴相原理的方法得到 i_C^* ，具体实现如下：

一般电网电压可认为是理想的正弦信号，即：

$$u_s(t) = U_{sm} \sin \omega t \quad (4-1)$$

其中 ω 为电网频率。当负载为非线性负荷时，负载电流中将含有谐波成分，表达为：

$$i_L(t) = i_{LP}(t) + i_{Lq}(t) + i_h(t) = I_{LP} \sin \omega t + I_{Lq} \cos \omega t + \sum_{n=2}^{\infty} I_{Ln} \sin(n\omega t + \theta_{Ln}) \quad (4-2)$$

式中：第一项为需要电源提供的基波有功分量；第二项为无功电流分量；第三项为高次谐波之和。

由图 4-3 可知，STATCOM 输出电流为：

$$i_c(t) = i_L(t) - i_s(t) \quad (4-3)$$

如果 STATCOM 输出电流 $i_c(t)$ 中包含负荷电流 $i_L(t)$ 中全部的谐波成分和无功成分，那么电源电流 $i_s(t)$ 中就不含有谐波成分。因此得到补偿电流 $i_c(t)$ 是控制系统关键环节之一。

鉴相原理是利用乘法器及低通滤波器提取两个输入信号相位差的信息。设非线性负载电流如式(4-2)，对式(4-2)两端同时乘以 $\sin \omega t$ ，得到：

$$i_L(t) \sin \omega t = \frac{I_{LP}}{2} (1 - \cos 2\omega t) + \frac{I_{Lq}}{2} \sin 2\omega t + \sum_{n=2}^{\infty} \frac{I_{Ln}}{2} [\cos((n-1)\omega t + \theta_{Ln}) - \cos((n+1)\omega t + \theta_{Ln})] \quad (4-4)$$

由式(4-4)可见，在乘积 $i_L(t) \sin \omega t$ 的表达式中，唯一的一项直流分量是与基波有功电流的幅值的 1/2，故将 $i_L(t)$ 与 $\sin \omega t$ 乘积通过一个低通滤波器，滤去交流分量即可得到反映负荷电流中的直流分量。

由于 STATCOM 中功率开关器件的关断和导通要消耗有功功率，并且连接线路也要消耗一部分有功功率，因此电源需向 STATCOM 提供有功电流才能维持其直流侧电容电压的稳定。所以在 STATCOM 输出的补偿电流中还需包括其本身消耗的有功电流。在 STATCOM 直流侧电容电压控制环中通常使用 PI 控制器和低通滤波器 LPF 来维持电容电压的稳定，图 4-4 是采用鉴相原理谐波检测方法和直流侧电容电压 PI 控制的 STATCOM 补偿电流计算方法结构图。

图 4-4 中, I_p 是采用鉴相原理谐波检测方法, 经过低通滤波器后得到的直流分量, 该直流分量为负载电流中有功电流的幅值。 ΔI_p 是直流侧电容电压控制环中 PI 控制器的输出。 I_{PS} 是 I_p 与 ΔI_p 的和, i_{PS} 是最终得到的电源电流有功分量瞬时值。 为了使 i_{PS} 保持为与电源电压同相位的正弦信号, 则其幅值 I_{PS} 在电源电压相邻过零点之间必须为一定值。 代表有功电流幅值的 I_p 与 ΔI_p 同样也应该在电源电压相邻过零点之间保持为定值。 这种方法需要精确检测出负载的基波有功分量。 下面引入一种无需采样负载电流的方法, 然后指出两种方法的联系和不足之处。

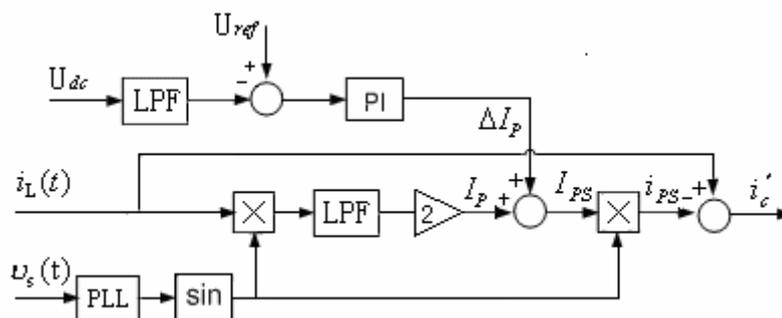


图 4-4 单相 STATCOM 参考电流生成的控制框图

Fig.4-4 Scheme of generating single-phase STATCOM output reference current

(2) 无需采样负载电流

由图 4-3 得知, 负载电流的基波有功电流运算值 i_{LP}^* 与 Δi_p 之和由 i_S^* 表示, 与负载电流 i_L 相减得到 STATCOM 的指令电流 i_C^* , STATCOM 的电流 i_C 通过电流控制器控制 PWM 开关信号跟踪指令电流 i_C^* , 图中存在以下关系:

$$i_S^* = i_{LP}^* + \Delta i_p \tag{4-5}$$

$$i_S^* = i_C^* + i_L \tag{4-6}$$

根据谐波及无功检测的不必要性结论^{[23][24]}, 去掉图 4-3 中的无功与谐波检测单元, 变成没有检测单元的图 4-5。 这样, $i_S^* = \Delta i_p$, $I_S^* = \Delta I_p$, 因此电压调节器的输出即为电源电流参考正弦信号的幅值。 从图 4-5 可以看出, 该方案仍然需要检测负载电流和 STATCOM 的电流。 然而, 既然不需要谐波与无功检测, 若可将 STATCOM 电流控制改为系统电流直接控制, 使得系统电流 i_S 直接跟踪其参考电流 i_S^* , 则只需要检测系统侧电流, 从而省去一组电流互感器及其相应电路。

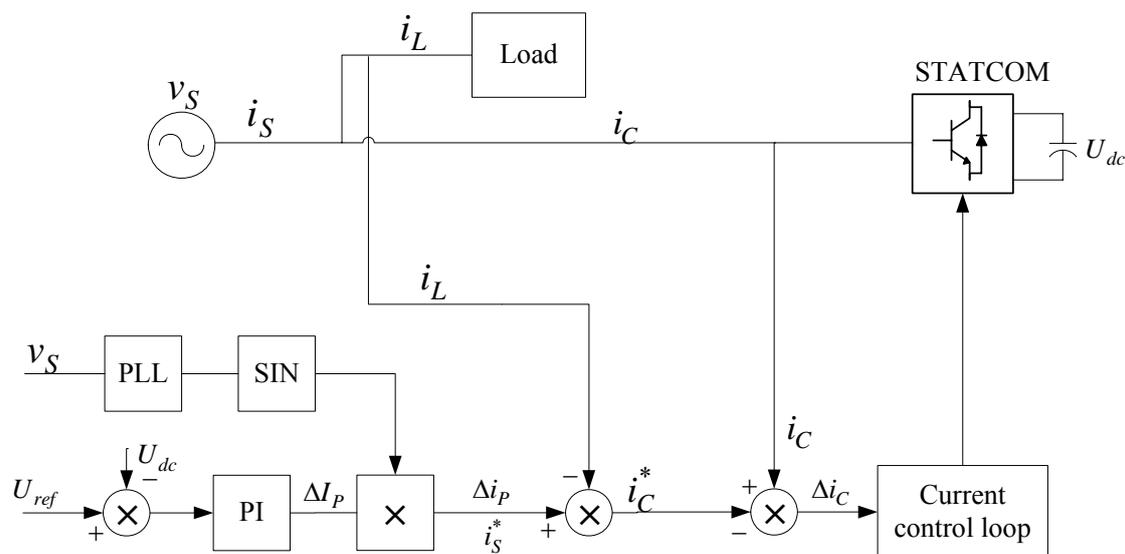


图 4-5 无谐波和无功电流检测的 STATCOM 控制策略

Fig.4-5 Control strategy with no detection of harmonic and reactive current for STATCOM

由于 STATCOM 本身由功率开关电路组成，其输出电流中总会含有开关电流误差成分，这种误差成分是 STATCOM 固有的，不可能消除，其幅值与开关频率、电路参数、系统电压和直流侧电压等因素有关，则

$$i_C = i_C^* + \Delta i_C \quad (4-7)$$

$$i_S = i_S^* + \Delta i_S \quad (4-8)$$

式中， Δi_C 、 Δi_S 分别为 STATCOM 电流 i_C 和系统电流 i_S 的开关电流误差分量。

根据系统电流、STATCOM 电流及负载电流三者的关系，得到

$$i_S = i_C + i_L = i_C^* + i_L + \Delta i_C = i_S^* + \Delta i_C \quad (4-9)$$

将式(4-8)代入式(4-9)，得到

$$\Delta i_S = \Delta i_C \quad (4-10)$$

上式说明：如果采用系统电流直接控制方案，使 i_S 直接跟踪 i_S^* ，则在电流控制上与典型 STATCOM 电流控制完全等效(二者的控制误差相同，则控制器也相同)。也即是说，用系统电流检测取代典型 STATCOM 的负载电流和 STATCOM 电流检测，并且采用与原系统完全相同的电流控制器，即可以实现与 STATCOM 电流跟踪控制效果相同的系统电流跟踪控制。

实际上，将图 4-5 中右侧的两个加法器合并，即可直接变换成系统电流直接控制方案，其具体的控制框图如图 4-6 所示，参考电流由电压控制器（PI 控制器）产生，其相

位是电源电压通过数字锁相环 (PLL) 产生的, 即电源电压经过锁相环产生一个标准的正弦信号, 该正弦信号与电源电压同相位; 其幅值是由直流电压控制器决定的, 通过维持直流侧电压的稳定, 得到所需基波有功电流, 即参考电流。该参考电流与系统电流的偏差进行 PI 控制, 其输出的调制信号与三角波比较, 控制逆变器的开关信号, 本方法适用于瞬时值跟踪, 无需采用负载电流, 省去了复杂的负载电流无功和谐波分量检测单元, 并且系统电流控制与典型的 STATCOM 电流控制等效。

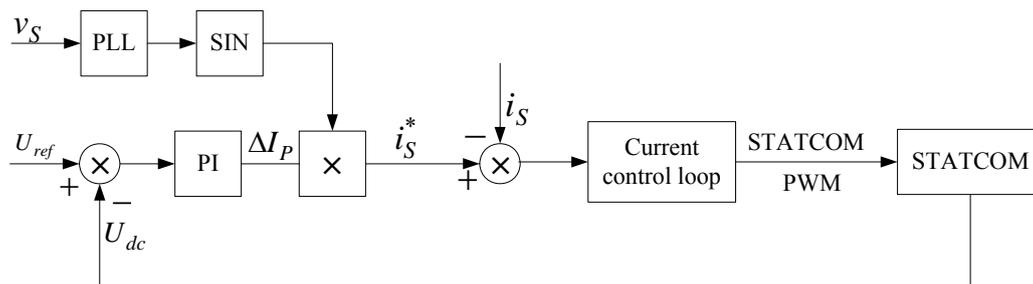


图 4-6 无需采样负载电流的单相 STATCOM 的控制策略

Fig.4-6 Control strategy of single phase STATCOM without detecting load current

采用仿真软件 MATLAB/SIMULINK 对采用图 4-6 所示的单相 STATCOM 控制策略进行了仿真。

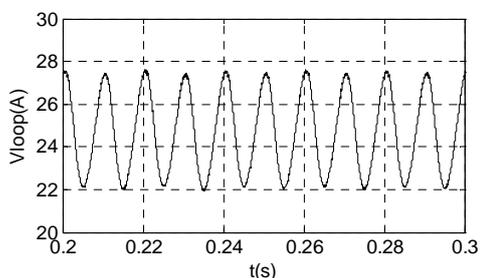


图 4-7 直流侧电容电压 PI 控制输出量 ΔI_p

Fig.4-7 Output of PI controller for voltage control

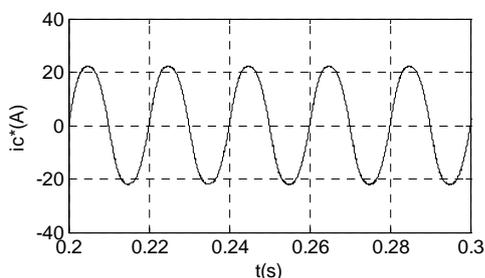


图 4-8 计算得到的基波有功电流 i_s^*

Fig.4-8 Calculated source current i_s^*

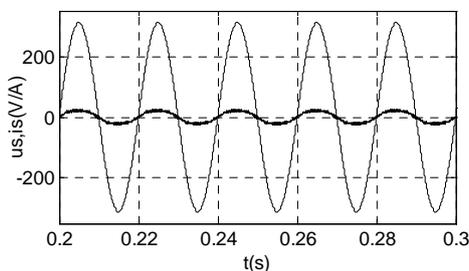


图 4-9 系统侧电流 i_s

Fig.4-9. Compensated source current wave i_s

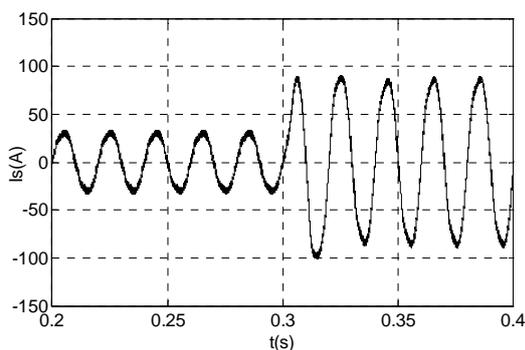
图 4-10 负载突变过程中的系统侧电流 i_s

Fig.4-10. Source current in transient state

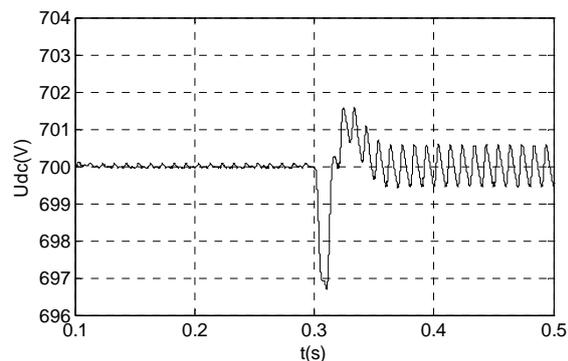


图 4-11 负载突变过程中的直流侧电容电压

Fig.4-11. DC side capacitive voltage in transient state

仿真结果表明，直流侧电容电压 PI 控制输出量 ΔI_p 如图 4-7 所示含有纹波成分，所计算得到的电源有功电流 i_{ps} 将含有一定的谐波成分，即系统电流的参考值 i_s^* 不是完全的基频正弦波(如图 4-8 所示)，图 4-9 是经 STATCOM 无功补偿后的系统电流和系统电压，其补偿效果由于受到直流侧电压控制环的影响，尽管系统电流 i_s 能完全跟踪上参考值 i_s^* ，但因为 i_s^* 含有畸变，导致系统电流 i_s 也含有畸变。图 4-10 为当负载变化时系统电流 i_s 的动态过程，可以看出动态过程中系统电流的畸变更加严重。图 4-11 是负载突变过程中的直流侧电容电压 U_{dc} 的波形，可以看出直流侧电压含有 2 倍频分量，从而导致参考电流 ΔI_p 含有纹波成分， i_{ps} 将含有一定的谐波成分。

(3) 引入谐振控制器

直流侧电压的 PI 控制，虽然能将直流侧电压稳定在给定值附近，但是会引起直流侧电流除了开关电流成分之外，还有含有 2、4、6、8 等低次谐波成分，由于电容谐波电压也参与了反馈控制，必然会使电压调节器输出 ΔI_p 中也含有相应的谐波成分，该谐波与基波正弦信号 SIN 相乘后得到的 Δi_p 中将含有比该谐波次数高一次和低一次的谐波，从而使得参考信号 i_C^* 中含有多余的低次谐波或无功成分，系统电流的参考信号 i_s^* 中也会含有多余的低次谐波或无功成分，因此必须滤除这些多余的成分对补偿精度的影响，文献[25]中利用低通滤波器(LPF)获得直流侧电容电压的平均值，LPF 的引入将使得装置响应速度下降。文献[26]对直流侧电压采用非线性 PI 控制，这将增加 STATCOM 控制的复杂性。文献[27, 28]等采用近似方法将直流侧电压控制线性化，文献[29]从直流侧电容与交流侧功率传递的角度出发，并结合有功电流的周期性特点，以 STATCOM 直流侧电容电压为调节目标，采用周期离散控制方法实现了对 STATCOM 直流侧电容电压

的线性化控制。既能有效地维持直流侧电压的稳定，又无需复杂的数字计算就可得到负荷电流有功分量，并实现对无功或谐波的瞬时补偿，避免了系统电流的畸变现象。上述文献均是从改变直流侧电压控制的角度出发来提高补偿精度，而本文从电流控制的角度，通过引入谐振控制器^[30]，消除系统侧电流中的多余谐波或无功分量，同样也能避免系统电流的畸变现象，并且响应速度较传统的 PI 控制器也有所提高，负载突变时系统电流仍无畸变。

本文提出了一种可以消除稳态误差的谐振控制器，它在指定频率处增益很大，可以紧密跟踪规定频率的信号，其传递函数为：

$$H(s) = \sum_n H(n) = \sum_n \frac{k_n}{s^2 + \omega_n^2} = \sum_n \frac{k_n}{s^2 + (2 \times \pi \times 50 \times n)^2} \quad (4-11)$$

其中， k_n 为比例系数， ω_n 为需要跟踪的角频率， n 为需要跟踪的角频率次数，针对基波角频率 $\omega_f = 2 \times \pi \times 50 \text{ rad/s}$ 而言。

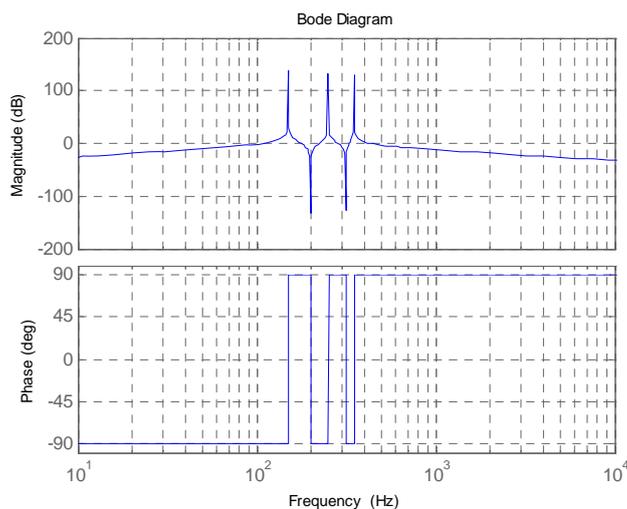


图 4-12 谐振控制器的幅频和相频特性曲线图

Fig.4-12 Frequency response of resonant controller

图 4-12 为 $H(s) = \sum_{n=3,5,7} H(n) = \sum_{n=3,5,7} \frac{k_n}{s^2 + (2 \times \pi \times 50 \times n)^2}$ 的幅频和相频特性图。

从幅频曲线可以看出，它在 $s = j\omega_3, j\omega_5, j\omega_7$ 处增益很大，对其它频率的信号影响很小，可以用于提取要补偿的谐波信号；从相频曲线可以看出，它在 $s = j\omega_3, j\omega_5, j\omega_7$ 处引入的相位误差是 180° 。利用谐振控制器的这一特性，将其引入了 STATCOM 的电流控制环节中，将谐振控制器与传统的 PI 控制器相结合，如图 4-13 所示。

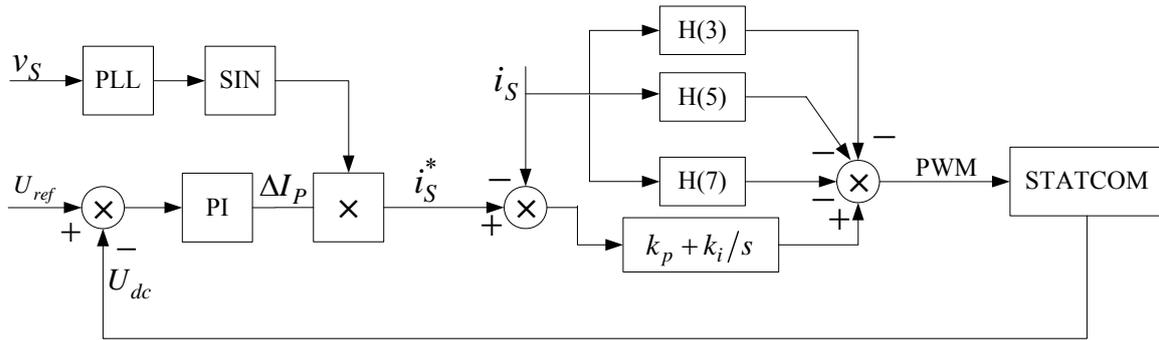


图 4-13 加谐振控制器的 STATCOM 控制策略

Fig.4-13 Control strategy of STATCOM with resonant controller

当负载为容性或感性的无功负载时，直流侧电压含有 2 倍频分量，这样使得系统参考电流 i_S^* 中含有 3 次谐波，因此仅需加入含 3 次的谐振控制器，即电流环控制器的开环传递函数为 $H(s) = (k_{pi} + k_{li}/s) + \frac{k_3}{s^2 + \omega_3^2}$ ；

当负载为谐波负载时，直流侧电压含有 2, 4, 6, 8 等低次谐波，这样导致系统参考电流 i_S^* 中含有 3, 5, 7 次等谐波，因此需加入 3, 5, 7 次谐振控制器，此时电流环控制器的开环传递函数为 $H(s) = (k_{pi} + k_{li}/s) + \sum_{n=3,5,7} \frac{k_n}{s^2 + \omega_n^2}$ ，其中 k_{pi} 和 k_{li} 为传统 PI 控制器的比例系数和积分系数。

引入谐振控制器之后，系统的响应速度并没有因此而降低，图 4-14 为负载突变时系统电压和电流的波形图，图 4-15 为负载突变过程中直流侧电压的波形图。

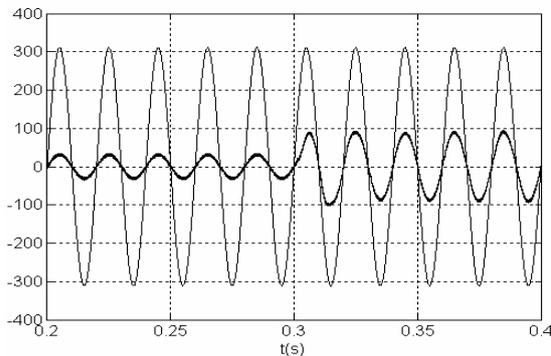


图 4-14 负载突变时的系统电压、电流波形
Fig.4-14 Source voltage and current waveform when load suddenly changed

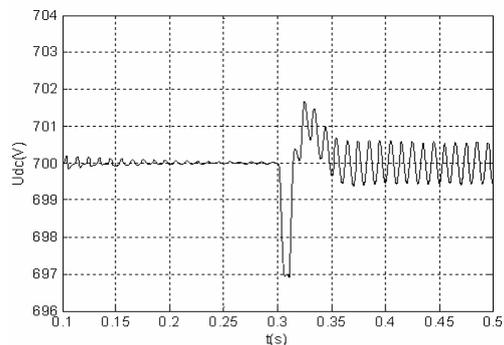


图 4-15 负载突变时的直流侧电压波形
Fig. 4-15 DC side voltage waveform when load suddenly changed

从图 4-14 中可以看出, 稳态时系统电流与系统电压同相, 无畸变现象, 实现了单位功率因数, 在突变过程中, 系统电流能快速跟踪上负载电流的变化, 没有明显的畸变现象发生, 同时直流侧电压也能快速跟踪上给定值, 即说明加入谐振控制器之后稳态和暂态过程的补偿效果都较未加谐振控制器之前有了明显的改善。从控制的角度来说, 只需多加几组谐振控制器, 而谐振控制器中只含有一个需要调节的参数 k_n , 经过仿真得知, 不同谐振次数的 k_n 可选择相同的值, 对结果影响不大, 因此减小系统的复杂性, 不同的谐振次数可选取相同的 k_n , 这样使得加入谐振器后几乎不会增加控制系统的复杂性。

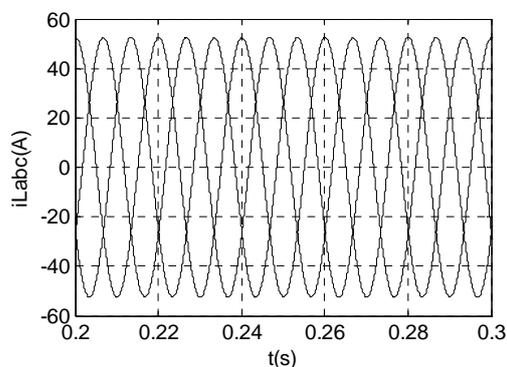
4.3.2 三单相全桥的 STATCOM 的 MATLAB/SIMULINK 仿真

针对上面提出的 STATCOM 分相控制策略, 采用 MATLAB/SIMULINK 对三单相全桥结构 STATCOM 进行了数字仿真结果。分别考虑了对称感性负载、不对称感性负载、负载突变的几种情况。

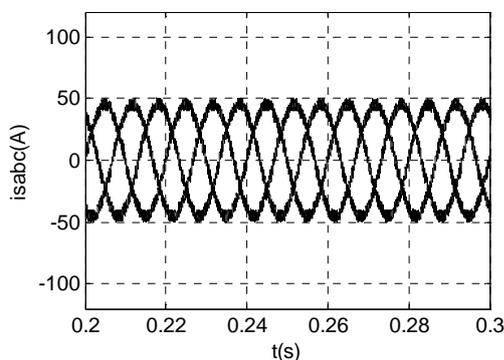
仿真参数如下: 直流侧参考电压: $U_{ref} = 500V$; 电压环 PI 参数: $k_{pV} = 5$, $k_{iV} = 1000$; 电流环 PI 参数: $k_{pi} = 30$, $k_{ii} = 3000$; 谐振控制器参数: $k_n = 1000$ 。

在三单相全桥结构 STATCOM 的控制中, 每相逆变器都采用相同的控制策略如图 4-13 所示。控制的外环是电压环, 用于保持直流侧电容电压恒定, 由 PI 控制器控制, 在保持直流侧电压恒定的同时, PI 控制器输出即为所需基波有功电流, 并将它作为参考电流; 然后应用谐振控制器与传统 PI 控制相结合的方法进行系统参考电流跟踪, 当系统电流跟踪参考基波有功电流时, 完全由 STATCOM 补偿负荷所需要的无功功率, 同时还能补偿谐波电流。

(1) 对称感性负载的仿真情况



(a) 三相对称感性负载电流波形



(b) 三相系统电流波形

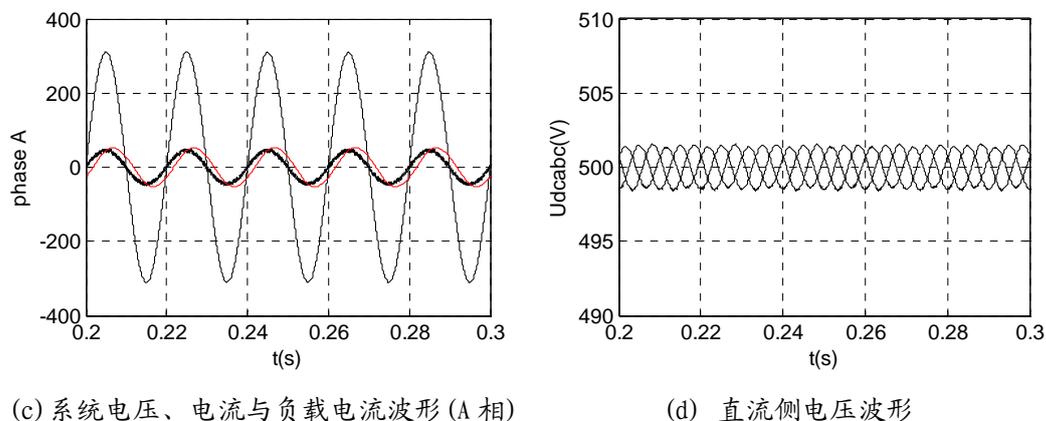
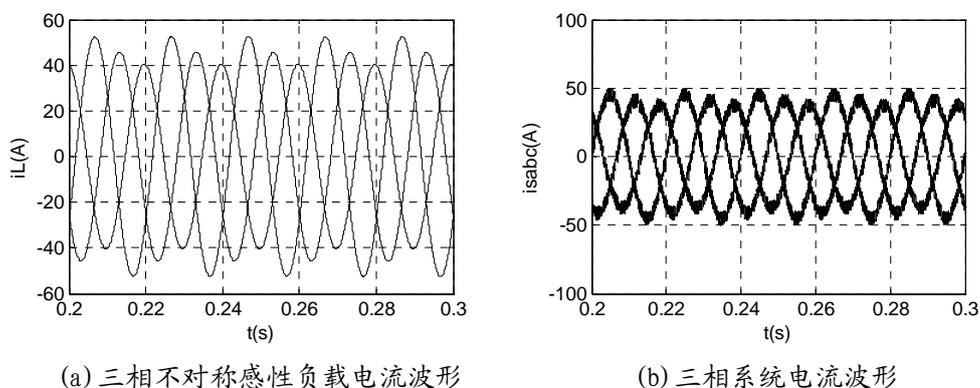


图 4-16 对称感性负载时三单相全桥结构 STATCOM 的仿真波形
 Fig.4-16 The simulation waves of STATCOM with three single-phase full-bridge structures with balance inductive load: (a) load current (b) source current; (c) Source voltage/current and load current in phase A; (d) DC side voltage

图 4-16 是对称感性负载 $R = 5\Omega$, $L = 10mH$ 情况下的仿真结果, 可以看出补偿后系统电压、电流同相, 实现了单位功率因数, 三相直流侧电容电压都保持在设定值附近, 波动为 $\pm 1V$ 。

(2) 不对称感性负载情况下的仿真情况

图 4-17 是不对称感性负载情况下的仿真结果, 其中 $R_a = 5\Omega, L_a = 10mH$; $R_b = 6\Omega, L_b = 10mH$; $R_c = 7\Omega, L_c = 10mH$, 由于采用分相控制策略, 则补偿后系统电流仍为三相不平衡, 单独从一相的情况看出补偿后系统电压、电流同相, 实现了单位功率因数, 三相直流侧电容电压都保持在设定值附近, 波动因各相电流的差异而有所不同。



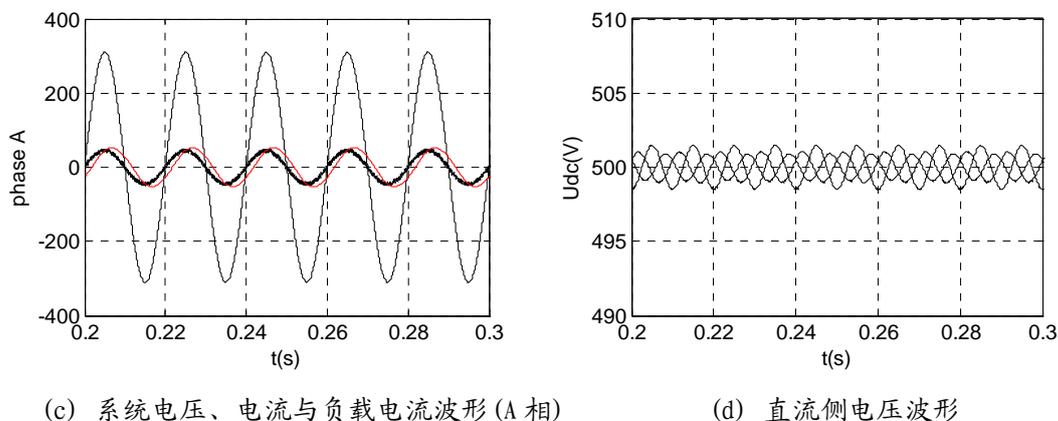
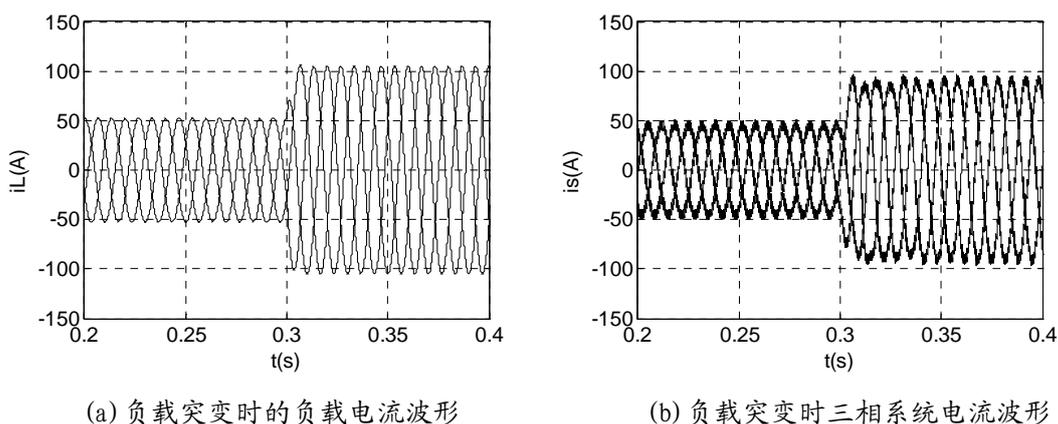


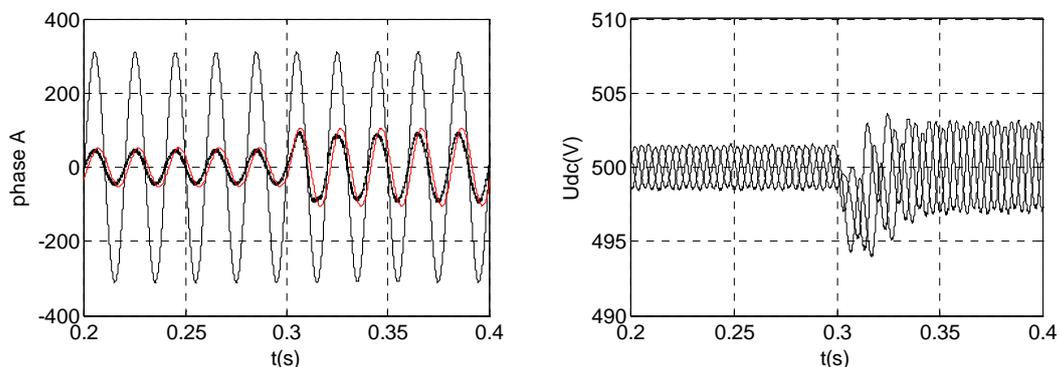
图 4-17 不对称感性负荷时三单相全桥结构 STATCOM 仿真波形

Fig. 4-17 the simulation waves of STATCOM with three single-phase full-bridge structures with unbalanced inductive load: (a) load current (b) source current; (c) Source voltage/current and load current in phase A; (d) DC side voltage

(3) 负载突变的情况

图 4-18 是负载突变时的仿真结果，三相感性负载在 $t=0.3s$ 从 $R=5\Omega, L=10mH$ 突变为 $R=2.5\Omega, L=5mH$ ，负载电流增加为原来的 2 倍。STATCOM 快速跟踪上负载电流的变化，并且整个负载突变过程中系统侧电流无畸变，直流侧电容电压也快速恢复到给定值附近，动态过程中的最大波动为 5V，响应时间为 5ms。





(c) 系统电压、电流与负载电流波形 (A 相) (d) 直流侧电压波形

图 4-18 负荷突变时三单相全桥 STATCOM 响应仿真波形

Fig. 4-18 The simulation waves of STATCOM when load changes suddenly:

(a) Load current (b) source current;

(c) Source voltage/current and load current in phase A; (d) DC side voltage

结论：由图 4-16~4-18 的仿真波形可以看出，不管是对称情况还是不对称情况，稳定后系统电流始终与系统电压同相，三相直流侧电容电压都保持在设定值附近，实现了单位功率因数运行。当负荷电流突变时，无功功率响应时间大约为 5ms，明显快于投切电容器组的投切响应时间。

4.4 三相四桥臂 STATCOM

由于三相四桥臂拓扑具有灵活的开关组合，通过不同的开关组合不仅可以实现动态无功功率的补偿，而且能够达到治理三相配电系统无功功率不平衡的作用^{[31][32][33]}。下面基于三相四桥臂拓扑结构 VSI-STATCOM 在三相不平衡配电系统中实现动态无功功率补偿的控制策略进行研究，主要包括以下几个方面：(1)空间矢量脉宽调制法(SVPWM)在三相四桥臂 STATCOM 中的应用^[8]；(2)推导三相四桥臂 STATCOM 的数学模型；(3)提出 STATCOM 在系统电压不平衡或者畸变情况下的控制策略；(4)提出了适用于系统电压不平衡或者畸变情况下的解耦双坐标系统锁相环结构(DDSRF-PLL)；(5)基于 MATLAB/SIMULINK 对 STATCOM 在各种工况下的运行情况进行研究，验证控制策略的可行性。

4.4.1 空间矢量脉宽调制法 (SVPWM) 在三相四桥拓扑结构中的应用

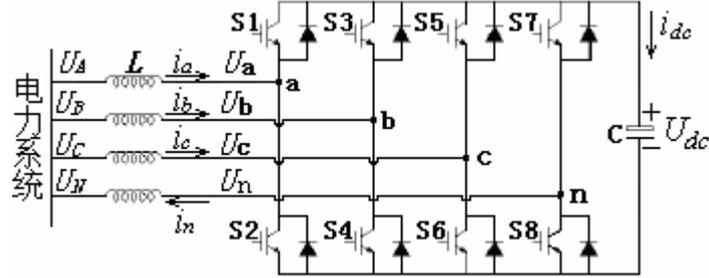


图 4-19 三相四桥臂 VSI-STATCOM 拓扑结构

Fig.4-19 Topology of three-phase four-leg VSI-STATCOM

如图 4-19 所示为三相四桥臂 VSI-STATCOM 拓扑结构，该结构中桥臂 a、b 和 c 主要实现动态无功电流的输出；桥臂 n 主要针对用于调节三相配电系统无功功率不平衡现象。四个桥臂开关元件的状态通过开关函数 S_a 、 S_b 、 S_c 和 S_n 来表示，其定义如下： $S_k=1(k=a, b, c \text{ 和 } n)$ 表示第 k 个桥臂的上半桥臂导通，下半桥臂截止； $S_k=0$ 表示第 k 个桥臂的上半桥臂截止，下半桥臂导通。定义 VSI-STATCOM 的输出电压 u_a 、 u_b 、 u_c 分别为桥臂 abc 输出点与桥臂 n 输出点之间的电压，存在以下关系：

$$\begin{cases} u_a = (S_a - S_n)U_{dc} \\ u_b = (S_b - S_n)U_{dc} \\ u_c = (S_c - S_n)U_{dc} \end{cases} \Rightarrow \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_a - S_n \\ S_b - S_n \\ S_c - S_n \end{bmatrix} U_{dc} \quad (4-12)$$

则直流侧直流电压支撑电容上导通电流 i_{dc} 为：

$$i_{dc} = S_a i_a + S_b i_b + S_c i_c - S_n i_n \quad (4-13)$$

根据基尔霍夫电流定律可知：

$$i_n = i_a + i_b + i_c \Rightarrow i_n = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (4-14)$$

把式(4-14)代入式(4-13)可以得到：

$$i_{dc} = \begin{bmatrix} S_a - S_n & S_b - S_n & S_c - S_n \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (4-15)$$

把式(4-15)转换到 $\alpha\beta 0$ 坐标系统，可得到在 $\alpha\beta 0$ 坐标系统下输出电压向量为：

$$V_{\alpha\beta 0} = \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ v_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \sqrt{\frac{1}{2}} & \sqrt{\frac{1}{2}} & \sqrt{\frac{1}{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a - S_n \\ S_b - S_n \\ S_c - S_n \end{bmatrix} U_{dc}, \text{ 对该表达式整理得到:}$$

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ v_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{2}{3}}(S_a - \frac{1}{2}S_b - \frac{1}{2}S_c) \\ \frac{1}{\sqrt{2}}(S_b - S_c) \\ \sqrt{\frac{1}{3}}(S_a + S_b + S_c - 3S_n) \end{bmatrix} U_{dc} \quad (4-16)$$

根据式(4-16)可知，当各开关函数在发生变化时， $V_{\alpha\beta 0}$ 亦随之变化，具体变化趋势如表 4-1 所示。

表 4-1 各开关函数和 $V_{\alpha\beta 0}$ 变化情况

状态	Sa	Sb	Sc	Sn	u_a	u_b	u_c	v_α	v_β	v_0
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
1	1	0	0	0	U_{dc}	0	0	$\sqrt{\frac{2}{3}}U_{dc}$	0	$\sqrt{\frac{1}{3}}U_{dc}$
2	0	1	0	0	0	U_{dc}	0	$-\sqrt{\frac{1}{6}}U_{dc}$	$\sqrt{\frac{1}{2}}U_{dc}$	$\sqrt{\frac{1}{3}}U_{dc}$
3	1	1	0	0	U_{dc}	U_{dc}	0	$\sqrt{\frac{1}{6}}U_{dc}$	$\sqrt{\frac{1}{2}}U_{dc}$	$\frac{2}{\sqrt{3}}U_{dc}$
4	0	0	1	0	0	0	U_{dc}	$-\sqrt{\frac{1}{6}}U_{dc}$	$-\sqrt{\frac{1}{2}}U_{dc}$	$\sqrt{\frac{1}{3}}U_{dc}$
5	1	0	1	0	U_{dc}	0	U_{dc}	$\sqrt{\frac{1}{6}}U_{dc}$	$-\sqrt{\frac{1}{2}}U_{dc}$	$\frac{2}{\sqrt{3}}U_{dc}$
6	0	1	1	0	0	U_{dc}	U_{dc}	$-\sqrt{\frac{2}{3}}U_{dc}$	0	$\frac{2}{\sqrt{3}}U_{dc}$
7	1	1	1	0	U_{dc}	U_{dc}	U_{dc}	0	0	$\sqrt{3}U_{dc}$

8	0	0	0	1	$-U_{dc}$	$-U_{dc}$	$-U_{dc}$	0	0	$-\sqrt{3}U_{dc}$
9	1	0	0	1	0	$-U_{dc}$	$-U_{dc}$	$\sqrt{\frac{2}{3}}U_{dc}$	0	$-\frac{2}{\sqrt{3}}U_{dc}$
10	0	1	0	1	$-U_{dc}$	0	$-U_{dc}$	$-\sqrt{\frac{1}{6}}U_{dc}$	$\sqrt{\frac{1}{2}}U_{dc}$	$-\frac{2}{\sqrt{3}}U_{dc}$
11	1	1	0	1	0	0	$-U_{dc}$	$\sqrt{\frac{1}{6}}U_{dc}$	$\sqrt{\frac{1}{2}}U_{dc}$	$-\sqrt{\frac{1}{3}}U_{dc}$
12	0	0	1	1	$-U_{dc}$	$-U_{dc}$	0	$-\sqrt{\frac{1}{6}}U_{dc}$	$-\sqrt{\frac{1}{2}}U_{dc}$	$-\frac{2}{\sqrt{3}}U_{dc}$
13	1	0	1	1	0	$-U_{dc}$	0	$\sqrt{\frac{1}{6}}U_{dc}$	$-\sqrt{\frac{1}{2}}U_{dc}$	$-\sqrt{\frac{1}{3}}U_{dc}$
14	0	1	1	1	$-U_{dc}$	0	0	$-\sqrt{\frac{2}{3}}U_{dc}$	0	$-\sqrt{\frac{1}{3}}U_{dc}$
15	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0

显然，基于三相四桥臂拓扑结构 VSI-STATCOM 的输出电压在 $\alpha\beta 0$ 坐标系统下可表示为对应的电压空间矢量形式，各开关函数位置可决定其输出电压的大小；反之亦可根据输出电压的大小决定各开关函数的位置^{[34][35]}。

4.4.2 三相四桥臂 VSI-STATCOM 的数学模型和控制策略

在分析基于三相四桥臂拓扑结构 VSI-STATCOM 的控制策略之前，必须对该拓扑结构进行数学建模^{[36][37]}。三相四桥臂拓扑结构的等效电路如图 4-20 所示。

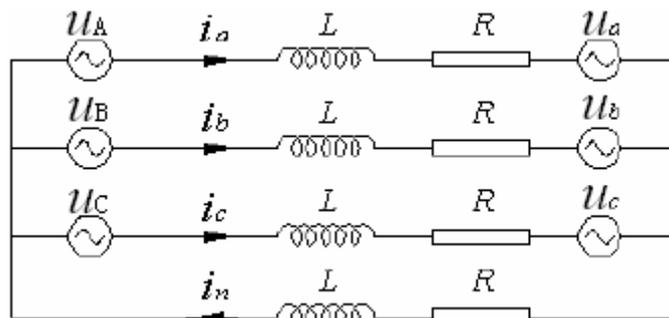


图 4-20 三相四桥臂 VSI-STATCOM 等效电路图

Fig.4-20 Equivalent circuit of three-phase four-leg VSI-STATCOM

图 4-20 中 L 为 VSI-STATCOM 的并网电抗器； R 为等效电阻，主要由系统的有功

功率损耗所决定，该阻值一般较小； u_A, u_B, u_C 为电力系统三相电源； u_a, u_b, u_c 为 VSI-STATCOM 的输出电压； i_a, i_b, i_c, i_n 为 VSI-STATCOM 注入电力系统的无功功率电流。根据图 4-20 可得在 ABC 三相坐标系下的电路方程表达式：

$$\begin{cases} u_A = L \frac{di_a}{dt} + Ri_a + L \frac{di_n}{dt} + Ri_n + u_a \\ u_B = L \frac{di_b}{dt} + Ri_b + L \frac{di_n}{dt} + Ri_n + u_b \\ u_C = L \frac{di_c}{dt} + Ri_c + L \frac{di_n}{dt} + Ri_n + u_c \end{cases} \quad (4-17)$$

把式(4-14)代入式(4-17)可得到：

$$\begin{cases} u_A = L(2 \frac{di_a}{dt} + \frac{di_b}{dt} + \frac{di_c}{dt}) + R(2i_a + i_b + i_c) + u_a \\ u_B = L(2 \frac{di_b}{dt} + \frac{di_c}{dt} + \frac{di_a}{dt}) + R(2i_b + i_c + i_a) + u_b \\ u_C = L(2 \frac{di_c}{dt} + \frac{di_a}{dt} + \frac{di_b}{dt}) + R(2i_c + i_a + i_b) + u_c \end{cases} \quad (4-18)$$

对式(4-18)整理可得：

$$\begin{bmatrix} u_A \\ u_B \\ u_C \end{bmatrix} = L \begin{bmatrix} 2 & 1 & 1 \\ 1 & 2 & 1 \\ 1 & 1 & 2 \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + R \begin{bmatrix} 2 & 1 & 1 \\ 1 & 2 & 1 \\ 1 & 1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} \quad (4-19)$$

该式可简化表达为：

$$U_s = LB \frac{dI}{dt} + RBI + U \quad (4-20)$$

$$\text{其中 } U_s = [u_A \quad u_B \quad u_C]^T; \quad B = \begin{bmatrix} 2 & 1 & 1 \\ 1 & 2 & 1 \\ 1 & 1 & 2 \end{bmatrix}; \quad I = [i_a \quad i_b \quad i_c]^T; \quad U = [u_a \quad u_b \quad u_c]^T。$$

把式(4-20)转换到 $\alpha\beta 0$ 坐标系统下，则可得：

$$\begin{bmatrix} u_{s\alpha} \\ u_{s\beta} \\ u_{s0} \end{bmatrix} = L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ 4i_0 \end{bmatrix} + R \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ 4i_0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \\ u_0 \end{bmatrix} \quad (4-21)$$

由式(4-21)可知在 VSI-STATCOM 参考输出电压 $V^* = [u_\alpha^* \quad u_\beta^* \quad u_0^*]^T$ 的作用下存在着参考输出电流矢量 $I_w^* = [i_\alpha^* \quad i_\beta^* \quad 4i_0^*]^T$ ，所以存在以下关系：

$$\begin{bmatrix} u_{s\alpha} \\ u_{s\beta} \\ u_{s0} \end{bmatrix} = L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{\alpha}^* \\ i_{\beta}^* \\ 4i_0^* \end{bmatrix} + R \begin{bmatrix} i_{\alpha}^* \\ i_{\beta}^* \\ 4i_0^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_{\alpha}^* \\ u_{\beta}^* \\ u_0^* \end{bmatrix} \quad (4-22)$$

将式(4-21)和式(4-22)相减可得:

$$(R + L \frac{d}{dt}) \begin{bmatrix} i_{\alpha}^* - i_{\alpha} \\ i_{\beta}^* - i_{\beta} \\ 4i_0^* - 4i_0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_{\alpha}^* - u_{\alpha} \\ u_{\beta}^* - u_{\beta} \\ u_0^* - u_0 \end{bmatrix} = 0 \quad (4-23)$$

式(4-16)和式(4-23)就构成了基于三相四桥臂拓扑结构 VSI-STATCOM 的控制策略。由于在 $\alpha\beta 0$ 坐标系下不能实现无静差调节, 因此整个控制策略在 $dq0$ 坐标下实现, 控制框图如图 4-21 所示。

该控制策略建立在第二章提出的“完全谐波消除方法(PHC)”基础上, 通过三相电压和三相负载电流算得负载瞬时有功功率 P_L , 对于三相平衡且负载对称的情况下, P_L 的瞬时功率等于平均有功功率 $\overline{P_L}$; 当负载不对称或系统电压不平衡或者畸变时, 需要通过低通滤波器 LPF 得到 $\overline{P_L}$, 同时直流侧电容也要提高一部分有功功率 P_{dc} , 因此系统侧三相平均有功功率的参考值 $\overline{P_S} = P_{dc} + \overline{P_L}$ 。

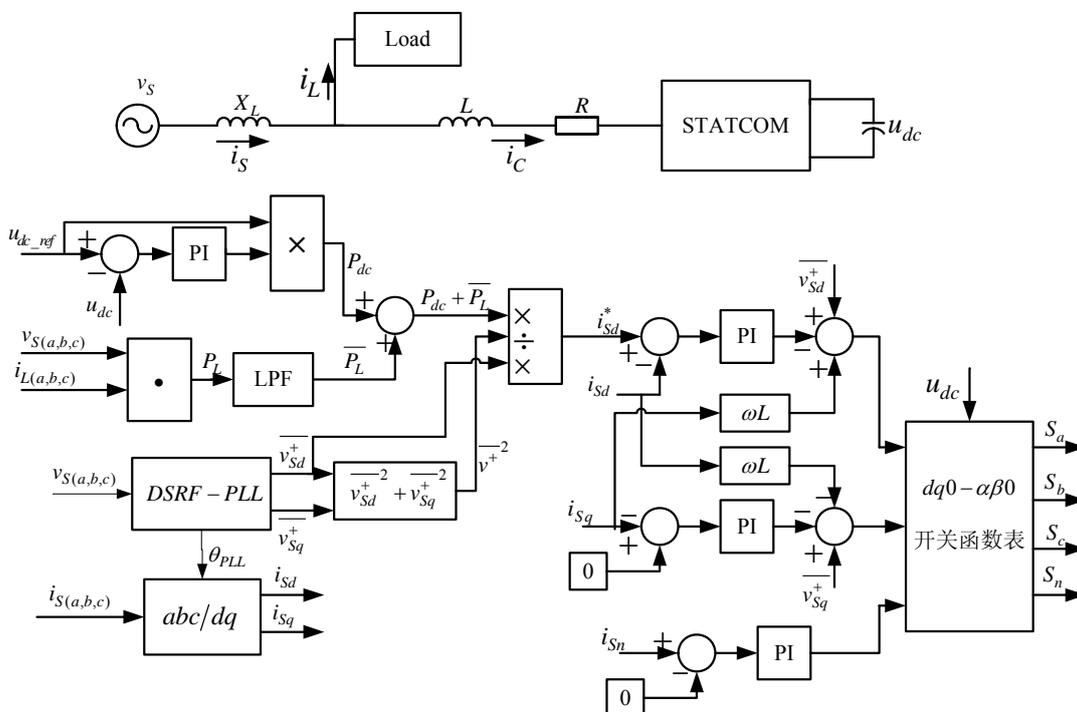


图 4-21 三相四桥臂 VSI-STATCOM 基于 PHC 的控制策略框图

Fig.4-21 Control strategy of three-phase four-leg VSI-STATCOM based on PHC

考虑到系统电压畸变或者不平衡的情况，因此需要精确得到系统电压在 dq0 坐标下的基波正序分量 $\overline{v_{Sd}^+}$ 和 $\overline{v_{Sq}^+}$ ，同时得到基波正序分量有效值的平方 $\overline{v^+}^2 = \overline{v_{Sd}^+}^2 + \overline{v_{Sq}^+}^2$ 。

为了实现系统侧单位功率因数同时无零序分量的目标，因此系统侧电流在 dq0 坐标下的参考值为：

$$\begin{cases} i_{Sd}^* = \frac{\overline{v_{Sd}^+}}{\overline{v_{Sd}^+}^2 + \overline{v_{Sq}^+}^2} \times (P_{dc} + \overline{P_L}) \\ i_{Sq}^* = i_{Sn}^* = 0 \end{cases} \quad (4-24)$$

为了实现 dq 轴之间的解耦控制，需消除 ωLi_{Sq} 和 ωLi_{Sd} 分别在 d 轴和 q 轴的影响，同时系统侧电压仅考虑基波正序分量 $\overline{v_{Sd}^+}$ 和 $\overline{v_{Sq}^+}$ ，保证 STATCOM 在系统电压不平衡或者畸变的情况下都能正常工作。dq0 坐标下的开关信号 S_d 、 S_q 、 S_n 如下式所示：

$$\begin{cases} S_d = \frac{1}{u_{dc}} \left\{ \overline{v_{Sd}^+} - (k_p + k_i/s) \times (i_{Sd}^* - i_{Sd}) + \omega Li_{Sq} \right\} \\ S_q = \frac{1}{u_{dc}} \left\{ \overline{v_{Sq}^+} - (k_p + k_i/s) \times (i_{Sq}^* - i_{Sq}) - \omega Li_{Sd} \right\} \\ S_n = \frac{1}{u_{dc}} (k_p + k_i/s) \times (i_{Sn} - i_{Sn}^*) \end{cases} \quad (4-25)$$

然后通过 dq0- $\alpha\beta 0$ 坐标变换，得到 $\alpha\beta 0$ 坐标下的开关信号 S_α 、 S_β 、 S_n ，然后通过开关函数表 4-1，从而获得 S_a 、 S_b 、 S_c 、 S_n ，控制 STATCOM 四桥臂的 PWM 信号。

为了保证在系统电压不平衡或者畸变的情况下，都能准确获得锁相环的角度 θ_{PLL} 和系统电压的基波正序分量 $\overline{v_{Sd}^+}$ 和 $\overline{v_{Sq}^+}$ ，引入了解耦双坐标系统锁相环(DDSRF-PLL)^[38]。这种 PLL 在传统的软件锁相环的基础上，对正序和负序的电压分量实现了解耦控制，能够在系统电压不平衡或者畸变的情况下准确获得锁相环的角度和系统电压的基波正序分量，下面对 DDSRF-PLL 的结构进行详细的说明和分析。

4.4.3 解耦双坐标系统锁相环(DDSRF-PLL)

设 v_{Sa} 、 v_{Sb} 、 v_{Sc} 是系统三相电压，不失一般性，设电压由 $n\omega$ 和 $m\omega$ 两种频率的信号组成，其幅值分别为 V_S^n 和 V_S^m ，初始相角分别为 ϕ^n 和 ϕ^m ，其中 n 、 m 是整数， ω 是基波频率，三相电压经过 $\alpha\beta$ 变换后得到 $v_{S(\alpha\beta)}$ ：

$$v_{S(\alpha\beta)} = \begin{bmatrix} v_{S\alpha} \\ v_{S\beta} \end{bmatrix} = V_S^n \begin{bmatrix} \cos(n\omega t + \phi^n) \\ \sin(n\omega t + \phi^n) \end{bmatrix} + V_S^m \begin{bmatrix} \cos(m\omega t + \phi^m) \\ \sin(m\omega t + \phi^m) \end{bmatrix} \quad (4-26)$$

然后将 $v_{S(\alpha\beta)}$ 分别进行 $\alpha\beta/dq^n$ 和 $\alpha\beta/dq^m$ 变换, 其旋转角度分别为 $n\theta$ 和 $m\theta$ 因此

$$v_{S(dq^i)} = \begin{bmatrix} v_{Sd^i} \\ v_{Sq^i} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_{dq^i} \end{bmatrix} \cdot v_{S(\alpha\beta)} = V_S^n \begin{bmatrix} \cos(n\omega t + \phi^n - i\theta) \\ \sin(n\omega t + \phi^n - i\theta) \end{bmatrix} + V_S^m \begin{bmatrix} \cos(m\omega t + \phi^m - i\theta) \\ \sin(m\omega t + \phi^m - i\theta) \end{bmatrix} \quad (4-27)$$

其中转换矩阵 $\begin{bmatrix} T_{dq^i} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos i\theta & \sin i\theta \\ -\sin i\theta & \cos i\theta \end{bmatrix}$, $i = n, m$, θ 为锁相环输出角度。

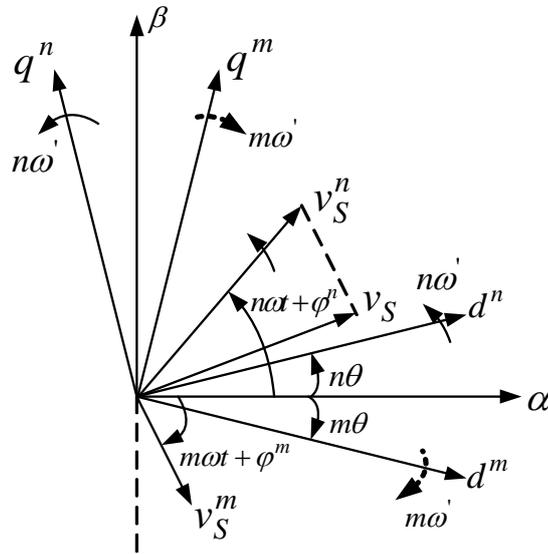


图 4-22 双坐标系下的电压矢量图

Fig.4-22 Voltage vectors and axes of DDSRF

图 4-22 是双坐标系下的电压矢量图, 在 $\alpha\beta$ 坐标系下, 电压矢量 v_S 由两种频率 $n\omega$ 和 $m\omega$ 的信号组成: v_S^m 和 v_S^n , 其幅值分别为 V_S^m 和 V_S^n , 初始相角分别为 ϕ^m 和 ϕ^n , 然后经过 $\alpha\beta-dq^m$ 和 $\alpha\beta-dq^n$ 的坐标变换到 dq^m 和 dq^n , 其旋转方向刚好相反, 旋转角度分别为 $m\theta$ 和 $n\theta$ 。假设所提出的锁相环达到控制目标, 即 $\theta = \omega t$ 。则在 dq^n 坐标系下的电压可表达为:

$$v_{S(dq^n)} = V_S^n \begin{bmatrix} \cos(\phi^n) \\ \sin(\phi^n) \end{bmatrix} + V_S^m \begin{bmatrix} \cos(m\omega t + \phi^m - n\omega t) \\ \sin(m\omega t + \phi^m - n\omega t) \end{bmatrix}$$

$$= V_S^n \begin{bmatrix} \cos(\phi^n) \\ \sin(\phi^n) \end{bmatrix} + V_S^m \cos(\phi^m) \begin{bmatrix} \cos((n-m)\omega t) \\ -\sin((n-m)\omega t) \end{bmatrix} + V_S^m \sin(\phi^m) \begin{bmatrix} \sin((n-m)\omega t) \\ \cos((n-m)\omega t) \end{bmatrix} \quad (4-28)$$

同理 dq^m 坐标系的电压可表达为

$$v_{S(dq^m)} = V_S^m \begin{bmatrix} \cos(\phi^m) \\ \sin(\phi^m) \end{bmatrix} + V_S^n \cos(\phi^n) \begin{bmatrix} \cos((n-m)\omega t) \\ \sin((n-m)\omega t) \end{bmatrix} + V_S^n \sin(\phi^n) \begin{bmatrix} -\sin((n-m)\omega t) \\ \cos((n-m)\omega t) \end{bmatrix} \quad (4-29)$$

由(4-28)式可以看出，三相电压经 dq^n 变换后， n 次电压分量变为直流分量 $\overline{v_{Sd^n}}$ 、 $\overline{v_{Sq^n}}$ ， m 次分量变成 $n-m$ 次分量，为了准确获得 n 次分量在 dq^n 坐标系下的直流分量，需消除 $n-m$ 次分量的影响，则 m 次分量在 dq^m 坐标系下的直流分量 $\overline{v_{Sd^m}}$ 、 $\overline{v_{Sq^m}}$ 的获得是必须的，即需要进行交叉解耦，消除相互之间的影响，其解耦结构的框图如图 4-23 所示。为了消除 dq^m 坐标系下信号的振荡，同样的结构需用于 dq^m 坐标系下，只需将图中的 m 和 n 交换即可。

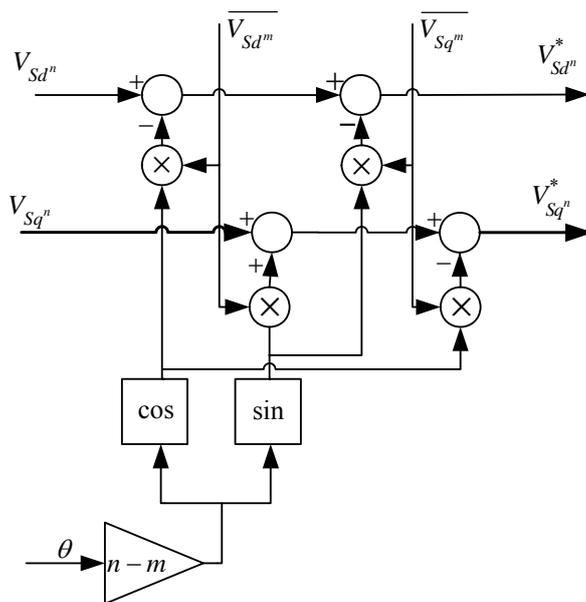


图 4-23 消除 v_S^m 对 dq^n 坐标系下信号影响的解耦单元

Fig.4-23 Decoupling cell for canceling the effect of v_S^m on the dq^n frame signals

从图 4-23 得知，要实现坐标系之间信号的解耦，必须准确获得信号 $\overline{v_{Sd^n}}$ 、 $\overline{v_{Sq^n}}$ 、 $\overline{v_{Sd^m}}$ 、 $\overline{v_{Sq^m}}$ 的值，提出了交叉反馈解耦网络如图 4-24 所示，图中的 LPF 是一个低通滤波器，

其传递函数为:

$$LPF(s) = \frac{\omega_f}{s + \omega_f} \quad (4-30)$$

其中 ω_f 是截止频率, 取 $\omega_f = 50/\sqrt{2}$ HZ。

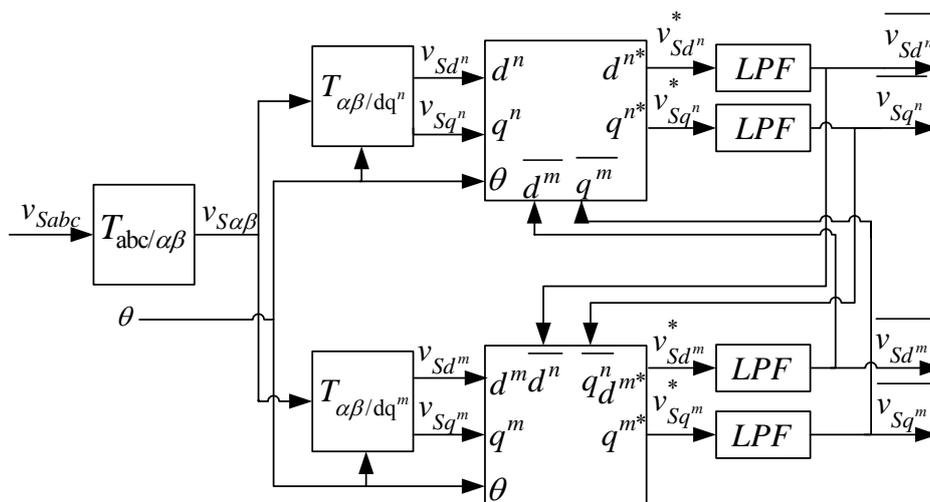


图 4-24 基于 dq^m 和 dq^n 坐标系的解耦网络

Fig.4-24 Decoupling network of dq^m and dq^n reference frames

为了对图 4-24 提出的解耦网络进行分析, 不妨设 $\overline{v_{Sd^n}} = V_S^n \cos \phi^n$, $\overline{v_{Sq^n}} = V_S^n \sin \phi^n$, $\overline{v_{Sd^m}} = V_S^m \cos \phi^m$, $\overline{v_{Sq^m}} = V_S^m \sin \phi^m$, $u_1 = \cos((n-m)\omega t)$, $u_2 = \sin((n-m)\omega t)$, 则可根据图中各信号的关系得到以下几个传递函数:

$$\overline{v_{Sd^n}}(s) = \frac{\omega_f}{s + \omega_f} (v_{Sd^n}(s) - u_1(s) * \overline{v_{Sd^m}}(s) - u_2(s) * \overline{v_{Sq^m}}(s)) \quad (4-31)$$

$$\overline{v_{Sq^n}}(s) = \frac{\omega_f}{s + \omega_f} (v_{Sq^n}(s) - u_1(s) * \overline{v_{Sq^m}}(s) + u_2(s) * \overline{v_{Sd^m}}(s)) \quad (4-32)$$

$$\overline{v_{Sd^m}}(s) = \frac{\omega_f}{s + \omega_f} (v_{Sd^m}(s) - u_1(s) * \overline{v_{Sd^n}}(s) + u_2(s) * \overline{v_{Sq^n}}(s)) \quad (4-33)$$

$$\overline{v_{Sq^m}}(s) = \frac{\omega_f}{s + \omega_f} (v_{Sq^m}(s) - u_1(s) * \overline{v_{Sq^n}}(s) - u_2(s) * \overline{v_{Sd^n}}(s)) \quad (4-34)$$

其中*表示信号在 s 域内的卷积运算。

将上式转换到时域，得到以下的表达式：

$$\dot{v}_{Sd^n} = \omega_f (v_{Sd^n} - \overline{v_{Sd^n}} - u_1 \overline{v_{Sd^m}} - u_2 \overline{v_{Sq^m}}) \quad (4-35)$$

$$\dot{v}_{Sq^n} = \omega_f (v_{Sq^n} - \overline{v_{Sq^n}} - u_1 \overline{v_{Sq^m}} + u_2 \overline{v_{Sd^m}}) \quad (4-36)$$

$$\dot{v}_{Sd^m} = \omega_f (v_{Sd^m} - \overline{v_{Sd^m}} - u_1 \overline{v_{Sd^n}} + u_2 \overline{v_{Sq^n}}) \quad (4-37)$$

$$\dot{v}_{Sq^m} = \omega_f (v_{Sq^m} - \overline{v_{Sq^m}} - u_1 \overline{v_{Sq^n}} - u_2 \overline{v_{Sd^n}}) \quad (4-38)$$

根据前面几个式子，得到下面的状态方程：

$$\begin{cases} \dot{X}(t) = A(t).X(t) + B(t).U(t) \\ Y(t) = C.X(t) \end{cases} \quad (4-39)$$

$$\text{其中 } Y(t)^T = X(t)^T = [\overline{v_{Sd^n}}, \overline{v_{Sq^n}}, \overline{v_{Sd^m}}, \overline{v_{Sq^m}}], \quad C(t) = I_{4 \times 4},$$

$$U(t) = \begin{bmatrix} V_S^n \cos(\phi^n) \\ V_S^n \sin(\phi^n) \\ V_S^m \cos(\phi^m) \\ V_S^m \sin(\phi^m) \end{bmatrix}, \quad A(t) = -B(t) = \omega_f \begin{bmatrix} -1 & 0 & -u_1 & -u_2 \\ 0 & -1 & u_2 & -u_1 \\ -u_1 & u_2 & -1 & 0 \\ -u_2 & -u_1 & 0 & -1 \end{bmatrix}$$

由状态方程得知，该系统是一个多输入多输出的时变系统，其解析解很复杂，因此仅考虑 $n=1, m=-1$ 的情况。即将系统电压分别分解在 dq^+ 和 dq^- 坐标系下，同时进行正序和负序电压的解耦交叉控制，得到 $v_{Sd^+}^*$ 、 $v_{Sq^+}^*$ 、 $v_{Sd^-}^*$ 、 $v_{Sq^-}^*$ 分量，然后通过低通滤波环节 LPF 得到 $\overline{v_{Sd^+}}$ 、 $\overline{v_{Sq^+}}$ 、 $\overline{v_{Sd^-}}$ 、 $\overline{v_{Sq^-}}$ 。由于系统电压的畸变率很小，因此即使系统电压发生畸变，对信号 $\overline{v_{Sd^+}}$ 、 $\overline{v_{Sq^+}}$ 、 $\overline{v_{Sd^-}}$ 、 $\overline{v_{Sq^-}}$ 的检测影响也不大。和传统锁相环一样，将信号 $v_{Sq^+}^*$ 经 PI 调节后可视为误差信号 ω_{err} ， ω_{err} 与基波角频率 $\omega_f = 2 \times \pi \times 50 \text{ rad/s}$ 相加后经积分环节得到锁相环的输出角度 θ ，然后将 θ 反馈到 dq^+ 和 dq^- 变换中，形成闭环调节的锁相环结构，如图 4-25 所示。

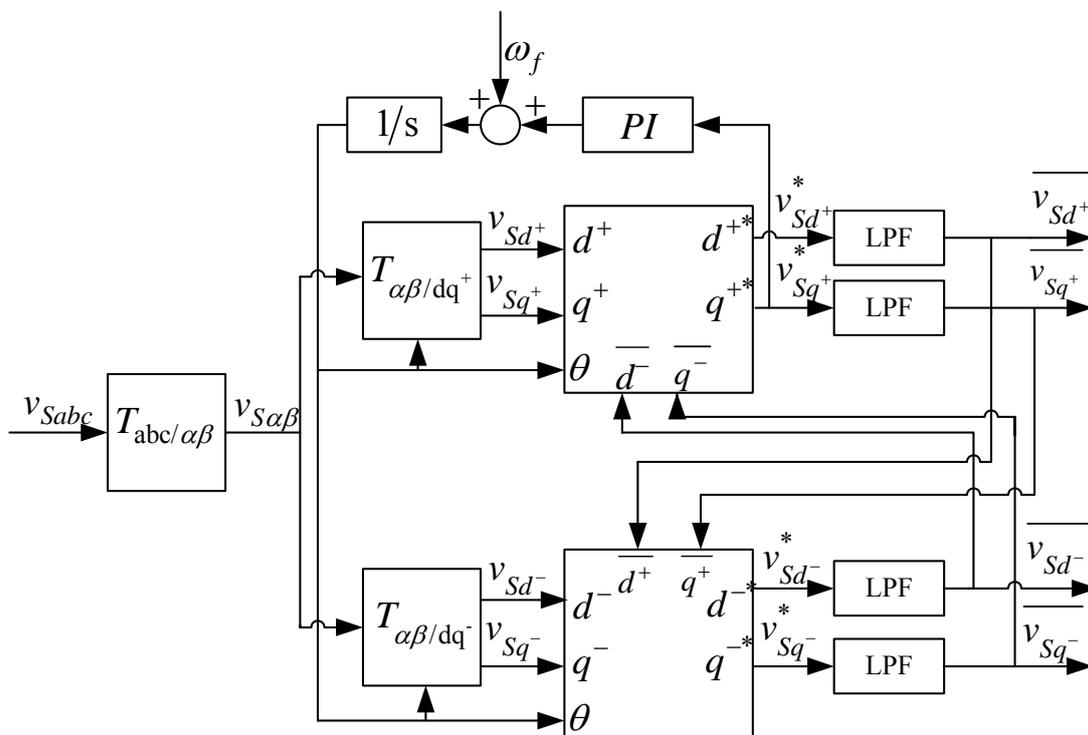


图 4-25 解耦双坐标系锁相环结构图

Fig. 4-25 Structure of decoupled double synchronous reference frame PLL (DDSRF-PLL)

通过建立 DDSRF-PLL 的模型，可以在系统电压不平衡或者畸变的情况下也能准确得到锁相环角度 θ_{PLL} 和系统电压基波正序分量 $\overline{v_{Sd^+}}$ 、 $\overline{v_{Sq^+}}$ ，便于在前面的 STATCOM 控制策略中使用。为了验证 PLL 在系统电压不平衡或畸变情况下的效果，分别对以下两种系统电压情况进行了仿真：(1)系统电压 30%的基波不平衡；(2)系统电压 15%的基波不平衡同时含有 10%的谐波分量，仿真结果如图 4-26 所示。A 列表示在第一种情况下的仿真波形，B 列表示在第二种情况下的仿真波形，其中图(a)~(c)分别为系统电压波形、锁相环输出角度 θ_{PLL} 和检测到的基波正序分量 $\overline{v_{Sd^+}}$ 、 $\overline{v_{Sq^+}}$ 。从第一种情况的仿真波形可以看出，即使系统电压基波不平衡情况很严重，也能准确得到锁相环的角度，并且检测出来的 $\overline{v_{Sd^+}}$ 和 $\overline{v_{Sq^+}}$ 也是直流分量，响应时间为 10ms；从第二种情况的仿真波形可以看出，当系统电压含有谐波时，锁相环的角度会有一些波动，即 $\theta_{PLL} \approx \omega t$ ，检测出来的 $\overline{v_{Sd^+}}$ 和 $\overline{v_{Sq^+}}$ 也含有一定的交流分量，但其波动范围较有效值的百分比很小，其对检测精度的

影响可以忽略不计。

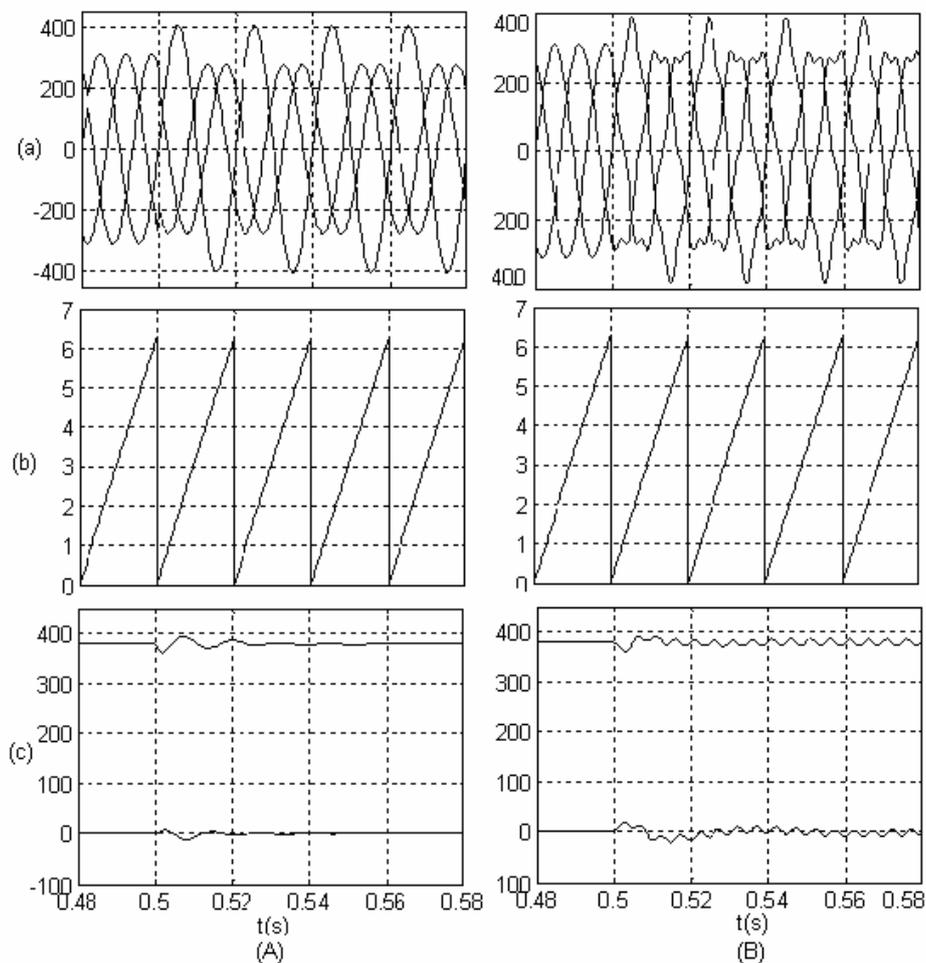


图 4-26 DDSRF-PLL 在两种情况下的响应波形：(A) 系统电压不平衡；(B) 系统电压不平衡且含有谐波：

(a) 系统电压；(b) 锁相环输出角度；(c) 基波正序电压分量

Fig.4-26 Response of the DDSRF-PLL under (A) unbalanced and (B) unbalanced and distorted grid operating conditions: (a) grid voltage; (b) detected phase angle ; (c) Detected positive sequence voltage

4.4.4 三相四桥臂 VSI-STATCOM 的 MATLAB/SIMULINK 仿真

将 DDSRF-PLL 用于三相四桥臂 STATCOM 的控制策略中，为了验证 STATCOM 对包括无功电流、谐波电流和零、负序电流等有害电流的补偿能力，基于控制框图 4-21，建立了系统仿真图，STATCOM 的主电路仿真参数如表 4-2 所示。主要对 STATCOM 在以下几种工况下的补偿能力进行了仿真：(1)三相平衡无功负载；(2)三相不平衡无功负

载；(3)系统电压不平衡；(4)系统电压不平衡且含有谐波的无功负载；(5)负载突变。

表 4-2 三相四桥臂 STATCOM 仿真参数

Table 4-2 Simulation parameters of three-phase four-leg STATCOM

交流侧相电压	220V(有效值)
直流侧电容	10000uF/700V
输出滤波电感	1mH
输出滤波电容	10uF
输出滤波电阻	2Ω
采样频率	10kHz

(1) 无功负载三相平衡

假设三相平衡负载为阻感性负载，其中 $R=1\Omega$ ， $L=1.54mH$ ，则负载电流中仅包含无功电流分量，而无负序和零序电流。图 4-27(a)为补偿前系统三相电流电压波形。图 4-27(b)为补偿后系统三相电流电压波形。由补偿后的波形可见，STATCOM 对三相平衡无功负载具有很好的补偿效果，经过补偿后的系统电流与系统电压同相，即仅含有基波有功分量，同时系统 N 相电流也为零。

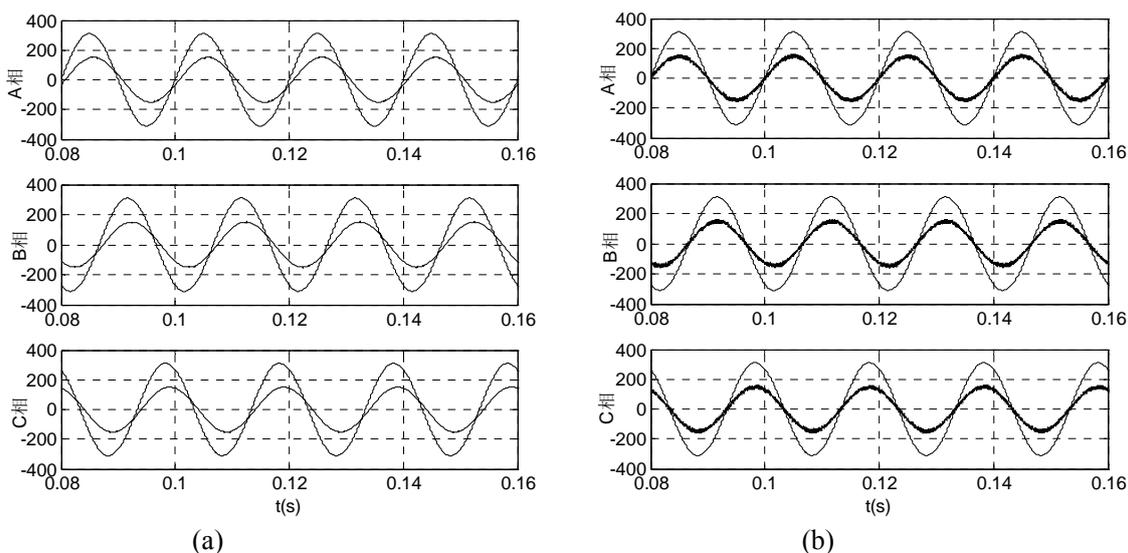


图 4-27 对称感性负载时三相四桥臂 STATCOM 的仿真波形

Fig.4-27 The simulation waves of three-phase four-leg STATCOM with balance inductive load:

(a) Load current and source voltage; (b) Source current and source voltage

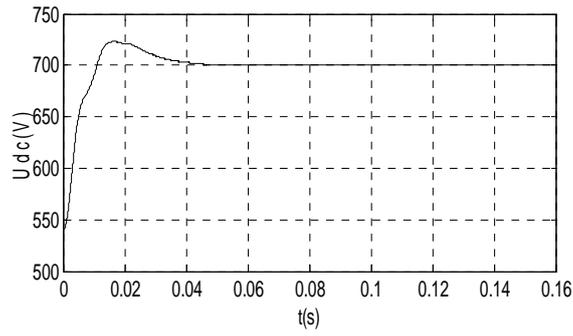
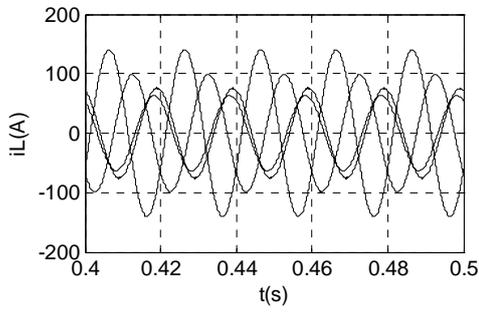


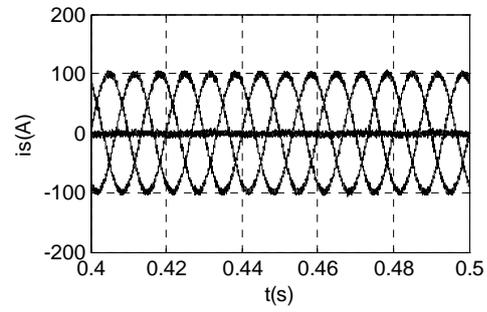
图 4-28 对称感性负载时逆变器直流侧电容电压 U_{dc} 的波形

Fig.4-28 The simulation wave of dc side capacitor voltage U_{dc}

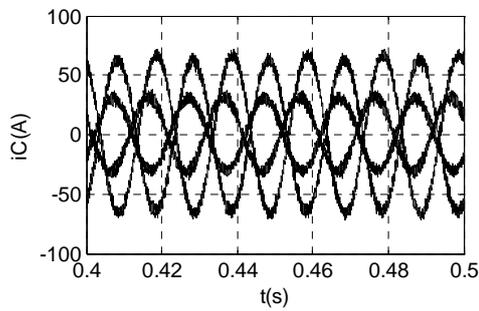
(2) 无功负载三相不平衡



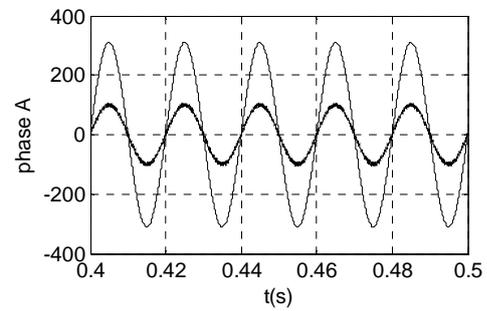
(a)



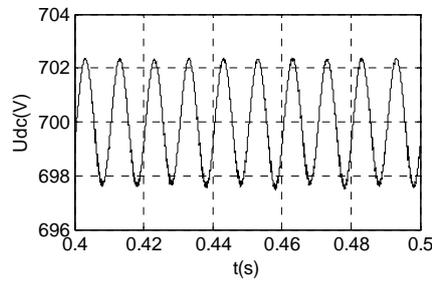
(b)



(c)



(d)



(e)

图 4-29 不对称感性负载时三相四桥臂 STATCOM 的仿真波形: (a) 负载电流波形; (b) 系统电流波形; (c) 补偿电流波形; (d) 系统电压和电流波形 (A 相); (e) 直流侧电压波形 U_{dc}

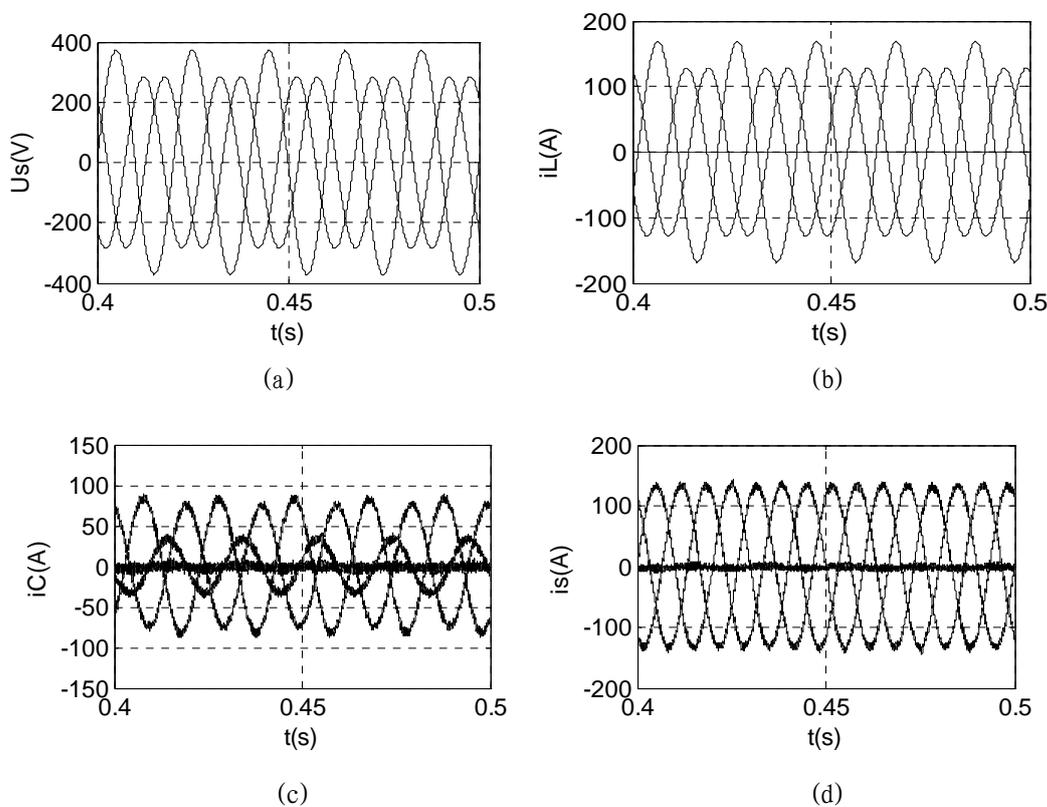
Fig.4-29 The simulation waves of three-phase four-leg STATCOM with unbalance inductive load:

(a) Load current; (b) Source current; (c) Compensation current;

(d) Source voltage and source current in phase A ; (e) DC side voltage

图 4-29 为不对称无功负载情况下的 STATCOM 稳定运行情况的波形, 其中 $R_a = 1\Omega$, $R_b = 1.5\Omega$, $R_c = 2\Omega$, $L_a = L_b = L_c = 5mH$ 。从负载电流波形图 4-29(a)可以看出, 负载电流不平衡导致时 N 相电流不为 0, 经过 STATCOM 补偿之后, 从系统侧电流波形可以看出系统 N 相电流为 0, 同时 ABC 三相电流也达到了平衡。从图 4-29(d)系统侧电压电流波形看出, 电压电流同相位, 功率因数为 1。从直流侧电压波形可以看出, 由于装置输出零序、负序电流, 所以在直流侧引起二倍频的电压波动, 电压波动在 $\pm 3V$ 左右, 仅为基频电压的 0.4%, 对系统性能影响不大, 可见该 STATCOM 控制方案能有效地补偿三相不平衡无功负载。

(3) 三相系统电压不平衡



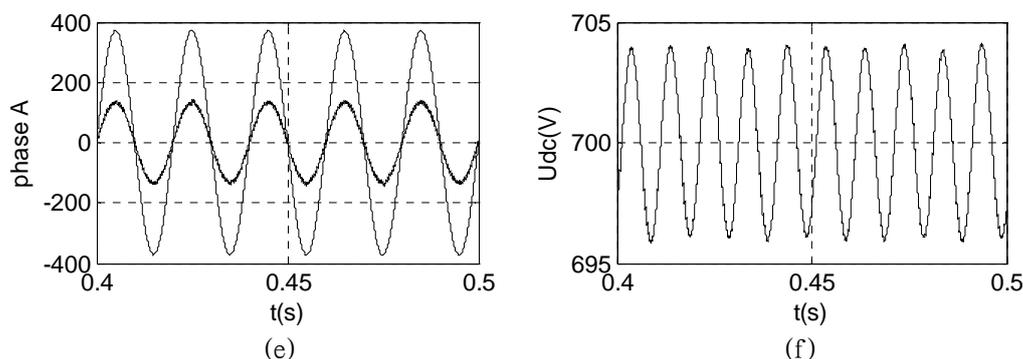
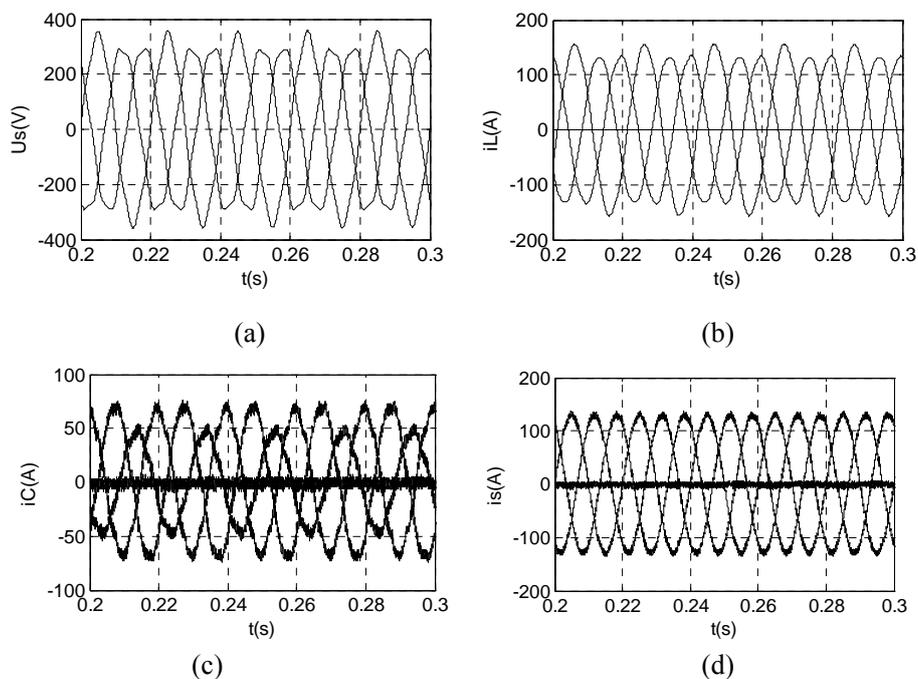


图 4-30 系统不平衡情况下的仿真波形: (a)系统电压波形; (b)负载电流波形; (c)补偿电流波形;
(d)系统电流波形; (e)系统电压和电流波形(A); (f)直流侧电压波形

Fig.4-30 The simulation waveforms under unbalanced system condition: (a) Source voltage waveform; (b)load current waveform; (c) compensation current waveform; (d)source current waveform; (e) Source voltage and source current in phase A; (f) DC side voltage

图 4-30 是在系统电压 20%不平衡情况下的仿真结果。从图中看出，系统电压不平衡导致负载电流不平衡如图 4-30(b)，因此 STATCOM 产生的三相补偿电流也不平衡如图 4-30(c)；补偿之后系统电流三相平衡无零序分量，如图 4-30(d)；补偿后系统电压电流同相，如图 4-30(e)所示。直流侧电压波形在稳态时的波动为 $\pm 4V$ ，对系统性能影响不大，可见该 STATCOM 控制方案能有效地工作在系统电压不平衡的情况。

(4) 系统电压不平衡且有畸变



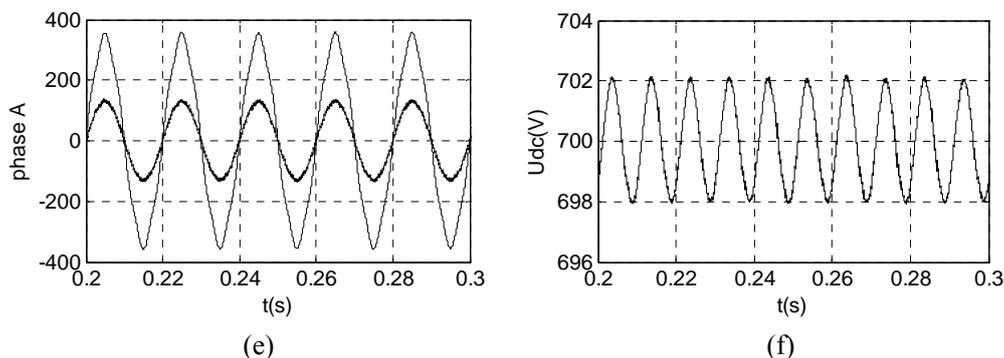
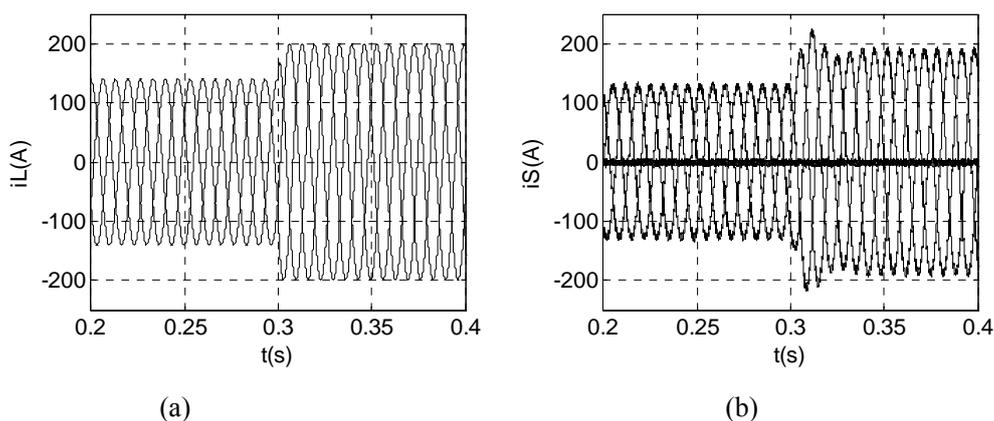


图 4-31 系统不平衡情况下的仿真波形: (a)系统电压波形; (b)负载电流波形; (c)补偿电流波形; (d)系统电流波形; (e)系统电压和电流波形(A); (f)直流侧电压波形

Fig.4-31 The simulation waveforms under unbalanced system condition: (a) Source voltage waveform; (b)load current waveform; (c) compensation current waveform; (d)source current waveform; (e) Source voltage and source current in phase A; (f) DC side voltage

图 4-31 为在系统电压含 20%不平衡同时含有 10%的 5 次谐波情况下的仿真结果。从图中可以看出，系统电压不平衡和畸变导致负载电流不平衡同时也有畸变产生如图 4-31(b)，因此 STATCOM 产生的三相补偿电流也不平衡也含有谐波如图 4-31(c)；补偿之后系统电流三相平衡，也无零序分量，如图 4-31(d)；补偿后系统电流无畸变。直流侧电压波形在稳态时的波动为 $\pm 2V$ ，对系统性能影响不大，可见该 STATCOM 控制方案能有效地工作在系统电压不平衡同时含谐波的情况。

(5) 对称负载突变



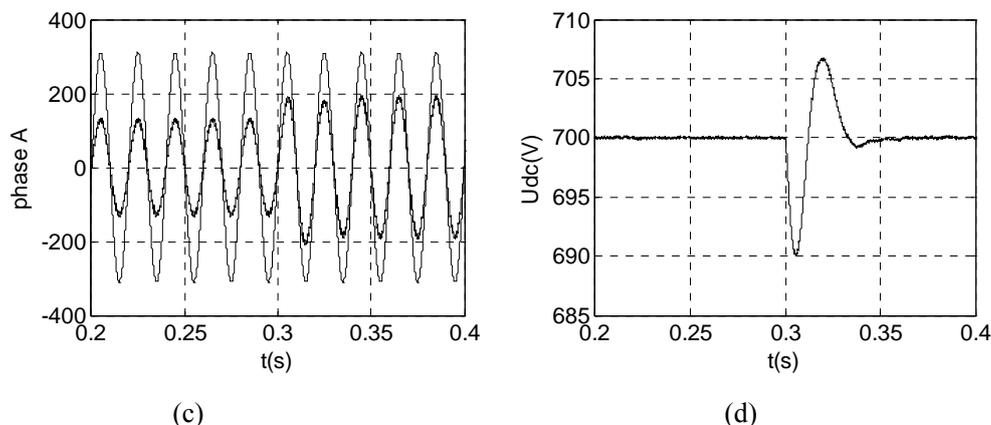


图 4-32 对称负载突变情况下的仿真波形: (a)负载电流波形; (b)系统电流波形;
(c)系统电压与电流波形(A 相); (d)直流侧电压波形

Fig.4-32 The simulation waveforms when load suddenly changes: (a) Load current waveform;
(b) Source current waveform; (c) Source voltage and source current in phase A; (d) DC side voltage

当负载发生突变时，系统电流能快速跟踪上负载电流的变化，响应速度为 5ms，直流侧电压也能很快回到稳态值，说明 STATCOM 的动态性能很好，适用于负载突变场合。

结论：由上述仿真波形可以看出，不管是负载对称情况还是不对称情况，稳定后系统电流始终与系统电压同相，三相直流侧电容电压都保持在设定值附近，实现了单位功率因数运行；当系统电压发生不平衡或者畸变的现象时，也能保证补偿后的系统电流无畸变；当负载电流突变时，STATCOM 的动态响应速度很快，系统电流能快速跟踪上负载电流的变化，直流侧电压也能很快回到给定值附近。

4.5 小结

本章对三单相全桥和三相四桥臂 STATCOM 的工作原理、控制策略进行了研究，将谐振控制器与传统 PI 相结合的控制策略运用于单相 STATCOM，解决了以往补偿后系统电流仍含有畸变的现象；提出了基于“完全谐波消除(PHC)”的三相四桥臂 STATCOM 控制策略，并引入解耦双坐标系统锁相环(DDSRF-PLL)，能保证在系统电压不平衡或者畸变的情况下也能准确获得锁相环的角度，同时精确得到系统电压的基波正序分量。通过 MATLAB/SIMULINK 对三单相全桥和三相四桥臂 STATCOM 在对称负载、不对称负载、负载突变、系统电压不平衡等工况下的运行情况进行了仿真，验证了控制策略的可行性。

第五章 混合无功补偿器（STATCOM+TSC）控制策略研究

针对晶闸管投切电容器存在着不能连续调节、产生大量谐波注入电网等不足。基于逆变器结构的 STATCOM 能实现感性、容性无功双向且连续调节，但是 STATCOM 为了取得理想的输出电流波形，开关器件要工作在较高的开关频率下，随着其补偿电流增大，开关损耗显著增加，效率降低，限制了大容量 STATCOM 在电网负荷补偿中的运用。

考虑到电网中感性负荷占绝大部分，提出一种混合无功补偿器，主要作用是提供连续调节的容性无功功率。采用了无源补偿与有源补偿相结合的方法，其中无源补偿部分为晶闸管投切电容器结构，有源补偿部分采用电压源型逆变器。该结构利用无源部分即电容器组作为主要的补偿手段，具有损耗小的优点，利用有源补偿部分弥补电容器分组投切的级差，从而实现连续调节。既克服了传统无功补偿方法的不足，又解决了有源补偿在实现上的困难^[39]。

5.1 系统结构

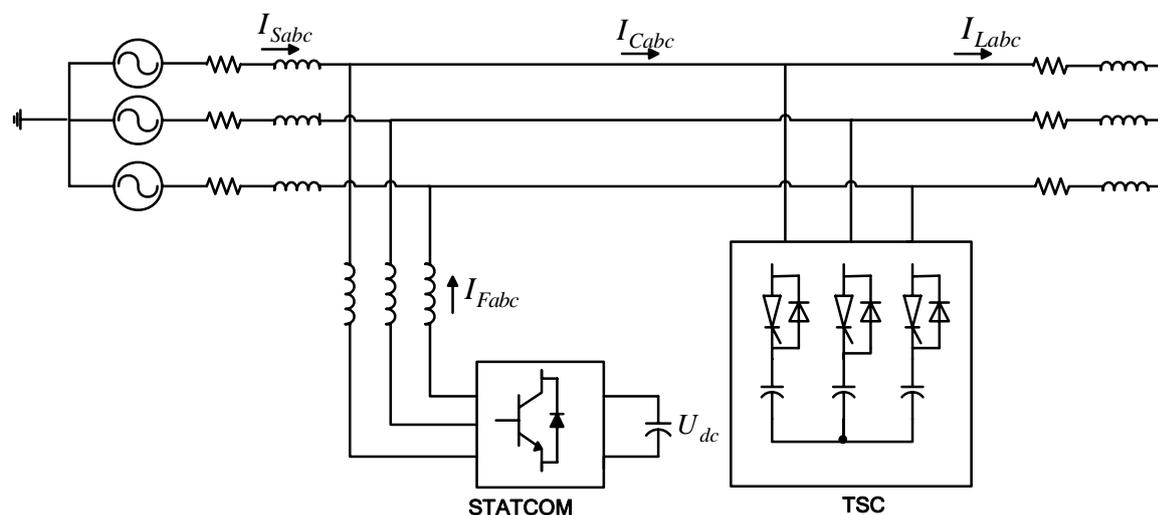


图 5-1 混合无功补偿器的拓扑结构 (TSC+STATCOM)

Fig.5-1 Topology of hybrid reactive power compensator (TSC+STATCOM)

混合无功补偿器的拓扑结构如图5-1所示，无源部分采用晶闸管投切电容器（TSC），

投切开关是由晶闸管和二极管反并联组成的双向开关，可保证电容器组无过渡快速投切，每组容量为50kVar，根据无功需求进行分级投切。有源部分(STATCOM)采用电压源型逆变器，直流侧采用电容器维持电压恒定，逆变器通过电抗接入电网。根据负载无功、TSC投切信号和STATCOM与TSC之间的电流信号，控制逆变器电压的幅值和相位，实现逆变器输出连续可调的感性、容性双向无功电流，保持系统功率因数为1。STATCOM容量为100kVar，保证不同组的TSC在投切过程中能快速跟踪无功电流，实现系统电流连续无冲击，当TSC投入以后，STATCOM只需提供TSC容量级差1/2的容量，这样大大减少了补偿器的成本和损耗。

5.2 混合 TSC+STATCOM 补偿的控制策略

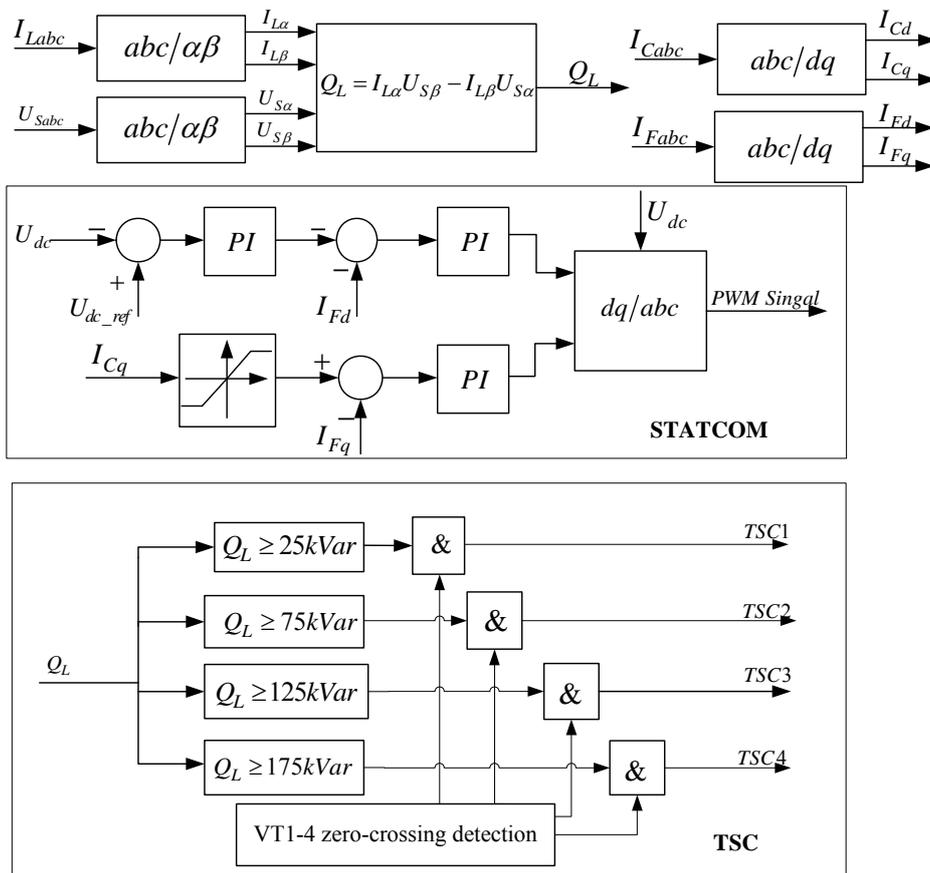


图 5-2 混合无功补偿控制系统的原理框图

Fig.5-2 Scheme digram of hybrid reactive power compensating system

图5-2是STATCOM和TSC混合无功补偿控制系统的原理框图，主要分为三个部分：检测部分，无源部分TSC的投切控制部分，有源部分STATCOM控制部分。下面对几个部分进行详细说明：

(1) 检测部分

检测部分通过采样负载电流和系统电压，计算出负载的无功功率，并将STATCOM逆变器侧和STATCOM与TSC之间的abc三相电流转换到dq坐标系下。将三相负载电流和系统电压进行 $abc - \alpha\beta$ 坐标变换

$$\begin{bmatrix} I_{L\alpha} \\ I_{L\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{2/3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{La} \\ I_{Lb} \\ I_{Lc} \end{bmatrix} \quad (5-1)$$

$$\begin{bmatrix} U_{S\alpha} \\ U_{S\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{2/3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{Sa} \\ U_{Sb} \\ U_{Sc} \end{bmatrix} \quad (5-2)$$

则负载无功为

$$Q_L = I_{L\alpha} U_{S\beta} - I_{L\beta} U_{S\alpha} \quad (5-3)$$

测得STATCOM与TSC之间的电流 I_{Cabc} 和逆变器交流侧电流 I_{Fabc} ，为实现无差控制，需将三相电流进行 dq 变换

$$\begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \sin \omega t & \sin(\omega t - 2\pi/3) & \sin(\omega t + 2\pi/3) \\ \cos \omega t & \cos(\omega t - 2\pi/3) & \cos(\omega t + 2\pi/3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} \quad (5-4)$$

(2) 无源部分 TSC 投切控制

无源部分主要是根据检测部分得到的负载无功判断TSC的投切，其中TSC分为四组，每组容量均为50kVar，根据 Q_L 进行TSC的投切控制如图5-2所示：

当 $Q_L \geq 25kVar$ 时，TSC1投入运行；当 $Q_L \geq 75kVar$ 时，TSC2投入运行；

当 $Q_L \geq 125kVar$ 时，TSC3投入运行；当 $Q_L \geq 175kVar$ 时，TSC4投入运行；

当 $Q_L < 25kVar$ 时，不投入TSC，由STATCOM进行无功补偿。

另外，在电容器投入时，若晶闸管导通时的电网电压与电容器电压相差较大，就会在电容器上产生很大的冲击电流，这一冲击很可能损坏晶闸管。为实现电容器组无过渡投切，选择在晶闸管两端电压为零时投入电容器，具体实现如第三章所述，当电压反向时，反并联的二极管导通，这样就可以避免冲击电流的产生。

(3) 有源部分 STATCOM 控制

有源部分STATCOM采用dq坐标系下的直接电流控制，保证产生连续可调的无功电流，不会出现过补或者欠补的现象，克服了单独使用TSC的缺点。STATCOM的控制策略如图5-2所示，STATCOM的引入，可以保证产生连续可调的无功电流，不会出现过补或者欠补的现象，克服了单独使用TSC的缺点。当TSC投入运行后，STATCOM只需要提供TSC容量级差1/2的容量；在各组TSC投切过程中，由于TSC的响应速度较STATCOM慢，在TSC还未投入的过程中，STATCOM能快速跟踪上参考无功电流，实现系统电流连续无冲击，并且保证系统功率因数为1。

STATCOM采用直接电流控制，控制系统需完成两个功能：一是直流侧电压的恒定控制；二是无功电流的实时跟踪。直流电压指令 U_{dc_ref} 与直流反馈电压 U_{dc} 经PI调节器后生成有功电流指令 I_{dref} ，对流入STATCOM的有功电流控制可以控制直流侧电压。无功电流的参考值 I_{qref} 由TSC与STATCOM之间的电流 I_{Cabc} 经dq0坐标变换后的 I_{Cq} 决定，由于STATCOM的最大补偿容量为100kVar，故需要对 I_{Cq} 进行限幅控制。

STATCOM发出的电流瞬时值 I_{Fabc} 经dq0坐标变换后变为 I_{Fd} 和 I_{Fq} ，与有功电流和无功电流的参考值作比较后，经PI调节器所得值再经dq0反变换，得到三相电流信号，进行三角波比较电流跟踪型PWM控制。其中，有功电流参考值由直流侧电压参考值与直流侧电容电压反馈值比较后经PI调节器得到。由于参考值 I_{dref} 、 I_{qref} 和反馈值 I_{Fd} 、 I_{Fq} 在稳态时均为直流信号，因此，通过PI调节器可以实现无稳态误差的电流跟踪控制。该方法采用了双闭环反馈控制，内环是电流环控制，检测实际输出电流与参考电流的误差，经过控制器控制后产生驱动信号驱动功率开关动作，实现参考电流的跟踪控制；外环是电压环控制，一方面控制输出电压跟踪电压设定值，另一方面利用功率平衡原理获取稳定逆变器直流母线电压的有功电流峰值。

5.3 基于 MATLAB/SIMULINK 仿真结果

根据上述控制策略建立基于380V系统的仿真模型，STATCOM和TSC的参数如下：

STATCOM的直流侧电容 $C = 6000\mu F$ ，交流侧电感 $L = 0.4mH$ ，容量为100kVar；TSC分为四组，每组容量均为50kVar， $C = 0.0011F$ ， $L = 6.4706 \times 10^{-4}H$ ， $R = 0.0102\Omega$ ，放电电阻为 $R = 10k\Omega$ 。

为了验证TSC和STATCOM之间的协调无功控制策略，负载每0.1s突变一次，负载的电流波形与负载的有功、无功波形分别如图5-3和图5-4所示，观察负载无功波形得到负

载无功的变化规律:

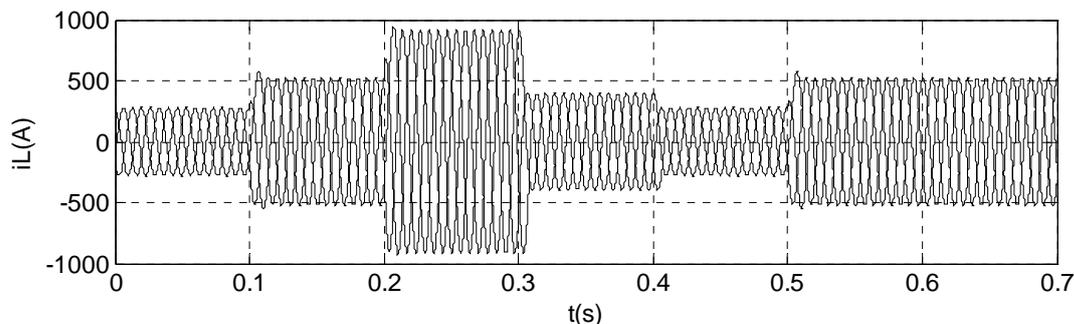
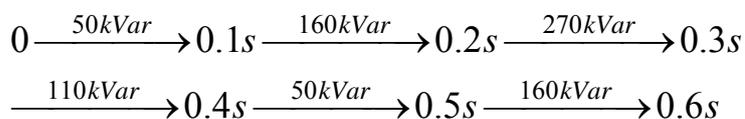


图 5-3 负载电流 I_L 波形

Fig.5-3 The waveform of load current I_L

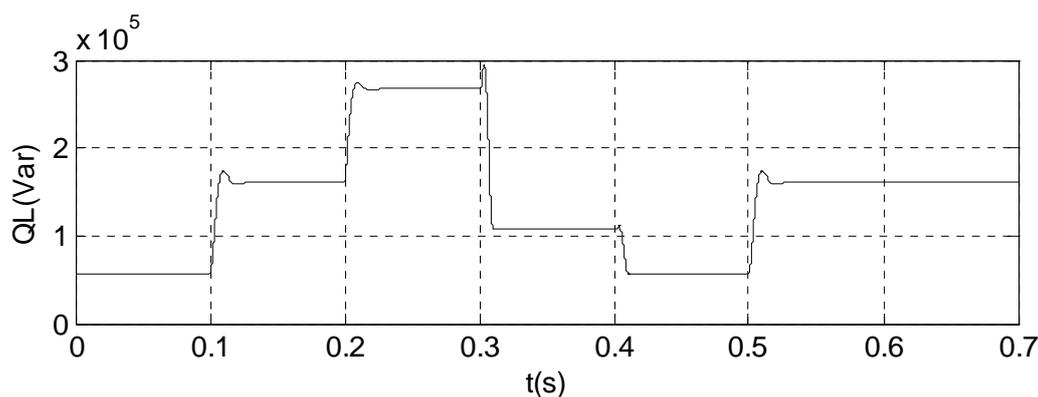


图 5-4 负载无功功率波形

Fig.5-4 The waveforms of load reactive power

根据负载无功的范围从0.05s开始启动TSC投切控制。TSC1-TSC4的A相晶闸管的触发信号如图5-5所示: 当 $t \geq 0.05s$ 时, TSC1投入运行; 当 $0.1s \leq t \leq 0.4s$, $t \geq 0.5s$ 时, TSC2投入运行, 其它时间关断; 当 $0.1s \leq t \leq 0.3s$, $t \geq 0.5s$ 时, TSC3投入运行, 其它时间关断; 当 $0.2s \leq t \leq 0.3s$ 时, TSC4投入运行, 其它时间关断。限于篇幅原因, 仅给出了TSC1-A相晶闸管的端电压波形如图5-6所示, 这种控制方式保证了TSC无冲击、无涌流、无过渡过程, 响应速度也大大加快。

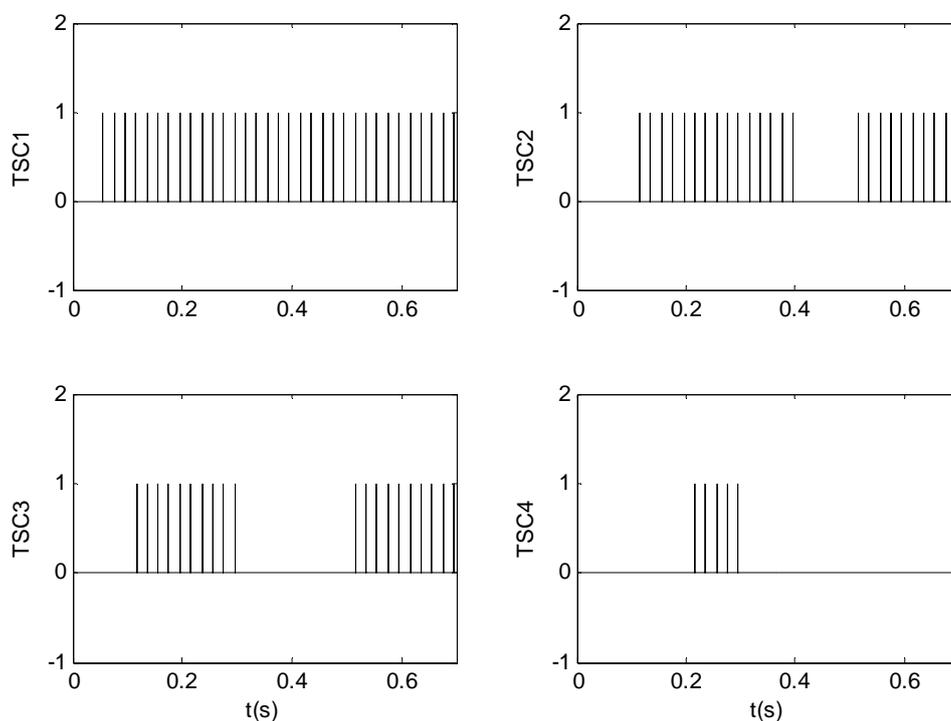


图 5-5 TSC1 ~ TSC4 A 相的触发信号
Fig.5-5 Trigger signals in phase A of TSC1~TSC4

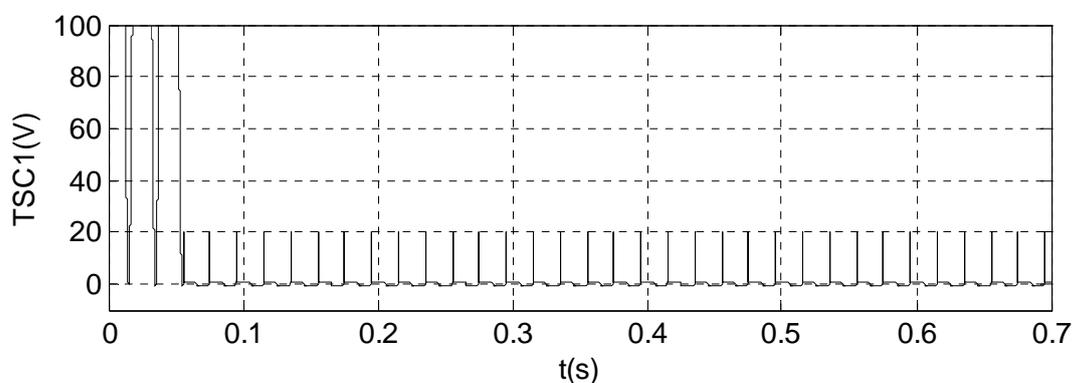


图 5-6 TSC1/A 相晶闸管端电压波形
Fig.5-6 Terminal voltage of TSC1 in phase A

为实现无功电流的连续无差跟踪，需在系统与TSC之间接入STATCOM，STATCOM与TSC之间电流 I_C 的波形如图5-7所示，STATCOM交流侧的电流 I_{Fa} 与系统侧电压波形如图5-8所示。由图5-8得知，TSC在投切过程中还未投入时， I_{Fa} 超前于系统电压 V_{Sa} ，STATCOM工作在感性状态，从而保证快速跟踪上无功电流变化；当TSC投入之后， I_{Fa}

滞后于系统电压 V_{sa} ，STATCOM工作在容性状态，此时STATCOM只需要补偿TSC容量级差的1/2。即使在负载突变的情况下，STATCOM直流侧电容电压 U_{dc} 仍稳定在给定电压750V，其波形如图5-9所示。

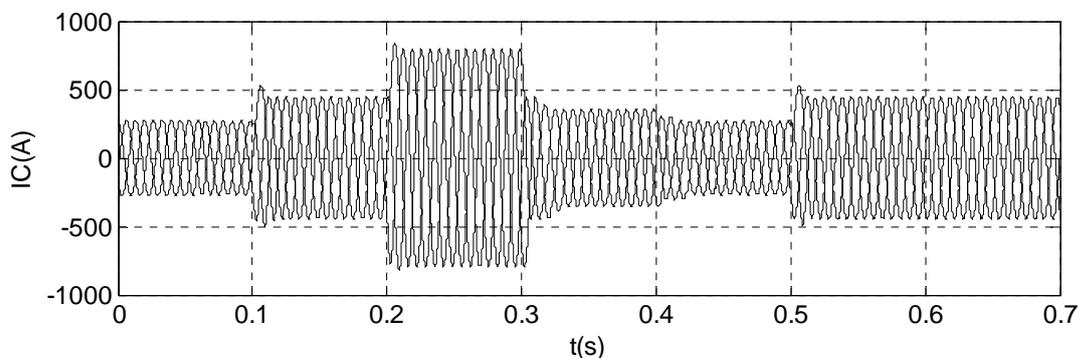


图 5-7 STATCOM 与 TSC 之间电流 I_C 的波形图

Fig.5-7 The current I_C between STATCOM and TSC

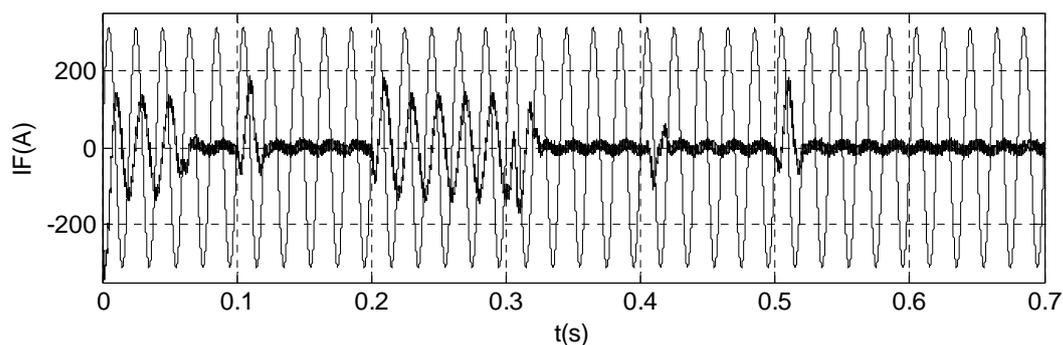


图5-8 STATCOM交流侧电流 I_{Fa} 与系统电压的波形图

Fig.5-8 The compensate current I_{Fa} and source voltage

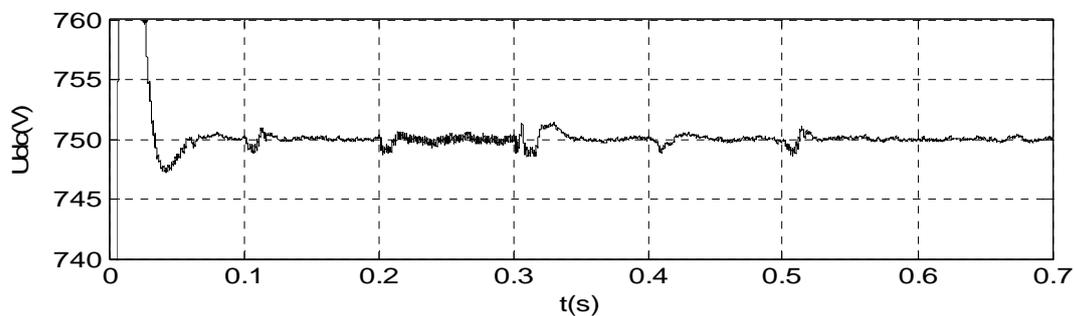


图 5-9 STATCOM 直流侧电容电压 U_{dc} 波形图

Fig.5-9 DC side capacitor voltage of STACTOM

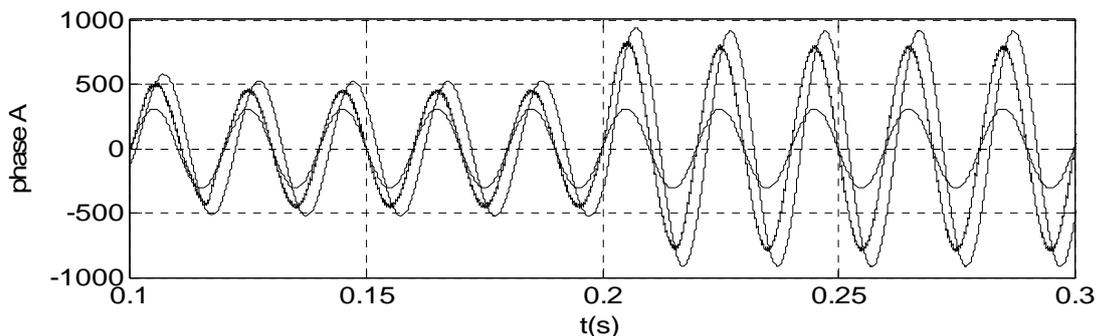


图 5-10 系统电压、电流和负载电流波形

Fig.5-10 Source voltage、source current and load current

经过 TSC 和 STATCOM 联合补偿后，系统电压、电流和负载电流波形如图 5-10 所示，可以看出系统电压和电流保持同相，实现了单位功率因数运行，负载电流滞后于系统电压。系统侧无功/有功功率波形如图 5-11 所示，可见经过 STATCOM 和 TSC 联合补偿后的系统无功为零，即实现的负载无功的连续补偿。

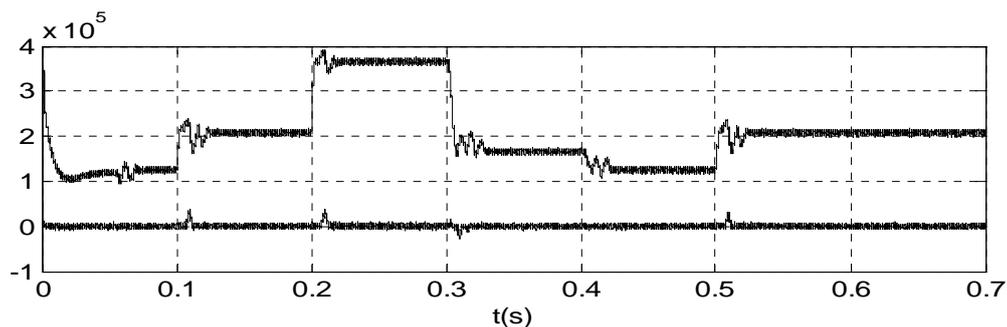


图 5-11 系统无功/有功功率波形

Fig.5-11 System reactive power and active power waveforms

5.4 小结

STATCOM和TSC联合运行，实现连续可调的无功补偿。该补偿器利用无源部分即TSC作为主要的补偿手段，利用有源补偿STATCOM实现补偿电流的连续调节。该补偿器的主要特点是：（1）TSC作为主要的补偿手段，具有运行时不产生谐波、损耗小的优点。（2）STATCOM可以双向连续调节无功，用来弥补电容器分组投切的级差，其容量只需TSC调节级差的1/2，易于实现，成本降低。

第六章 结论

TSC 和 STATCOM 是电力系统无功补偿的两种形式。本文对单相 TSC、三单相全桥 STATCOM、三相四桥臂 STATCOM 进行了研究。

本文主要工作总结如下：

1. 针对 TSC 投切过程中的“投切振荡”和“频繁误投切”等问题，提出了相应的抑制措施，并针对单相 TSC 提出了投切控制策略，对其进行 MATLAB/SIMULINK 的仿真，并通过实验验证了 TSC 的投切原理，实验表明晶闸管能实现无冲击的投入。
2. 将谐振控制器与传统 PI 控制相结合的方法运用于三单相全桥 STATCOM 的控制系统中，保证系统侧电流正弦化且与系统电压同相，实现单位功率因数运行，而且响应速度较传统的 PI 控制器也有所提高，负载突变时系统电流无畸变。
3. 结合“完全谐波消除(PHC)”的无功检测算法，提出了基于改进瞬时无功理论的三相四桥臂 STATCOM 的控制策略，并且将解耦双坐标系统锁相环引入控制系统中，保证 STATCOM 在系统电压不平衡或畸变时也能正常工作。仿真结果表明，三相四桥臂 STATCOM 在对称负载、不对称负载、负载突变、系统电压不平衡或含有畸变的工况下都有很好的补偿效果。
4. 尽管 STATCOM 能实现感性、容性无功双向及连续调节，但 STATCOM 的开关器件要工作在较高的开关频率下，补偿电流增大会导致开关损耗增加效率降低，限制 STATCOM 的应用，因此针对 TSC 和 STATCOM 联合运行的结构进行了研究，并通过仿真验证了混合无功补偿策略的可行性。
5. 对单相和三相四线制下的几种无功检测算法各自的适用范围、响应速度进行了比较。

参 考 文 献

- [1] 王兆安, 杨君, 刘进军编著. 谐波抑制与无功功率补偿. 北京: 机械工业出版社, 1998.
- [2] 何大愚. 对于美国西部电力系统 1996 年 7 月 2 日大停电事故的初步认识. 电网技术, 1996, 20(9): 38-39.
- [3] 甘德强, 胡江溢, 韩祯祥. 2003 年国际若干停电事故思考. 电力系统自动化, 2004, 28(3): 1-4.
- [4] 王仲鸿, 沈 斐, 吴铁铮. FACTS 技术研究现状及其在中国的应用与发展. 电力系统自动化, 2000, 24(23): 1~5.
- [5] 刘 取等译. 静止补偿器用于电力系统无功控制. 北京: 水利水电出版社, 1989.9.
- [6] 武守信, 周孝信, 赵贺等. 电力系统最新技术——灵活交流输电系统的发展及研究. 电网技术, 1996, 20(5): 1-3.
- [7] 苏建设. 含 FACTS 装置的电力系统动态建模及协调控制研究[博士论文]. 上海: 上海交通大学电气工程系, 2003.
- [8] 姚钢. 静止式动态无功补偿器(STATCOM)关键技术的研究[博士论文]. 上海: 上海交通大学, 2006.
- [9] 张作刚. 并联电容器动态无功补偿装置的研制(侧重软件部分)[硕士论文]. 武汉: 武汉水利电力大学, 2000.
- [10] 陈坤鹏, 谢运祥, 邓衍平, 龚臣. 两种单相电路无功电流实时检测方法分析. 电力电子技术. Vol.38, No.6, Dec.2004, pp.50-52.
- [11] Maria Isabel Milanes Montero, Enrique Romero Cadaval and Fermin Barrero Gonzalez. Comparison of control strategies for shunt active power filters in three-phase four-wire systems. IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.22, No.1, Jan 2007, pp. 229-236.
- [12] Reyes S.Herrera, Patricio Salmeron, Hyosung Kim. Instantaneous reactive power theory applied to active power filter compensation: different approaches, assessment, and experimental results. IEEE Transactions on industrial electronics, Vol.55, No.1, Jan.2008, pp: 184-196.
- [13] H.Akagi, Y.Kanazawa, and A.Nabae, Instantaneous reactive power compensators comprising switching devices without energy storage components. IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. IA-20, No.3, May/Jun. 1984, pp.625-630.
- [14] F.-Z.Peng, G.W.Ott, and D.J.Adams, Harmonic and reactive power compensation based on the generalized instantaneous reactive power theory for three-phase four-wire systems. IEEE Trans. Power

Electron, vol.13, no.6, pp: 1174-1181, Nov.1998.

[15] M.Aredes and E.H.Watanabe, New control algorithms for series and shunt three-phase four-wire active power filters. IEEE Trans.Power Delivery, vol.11, no.3, pp: 1649-1656, Jul.1995.

[16] 刘会金,彭辉,付立军,陈琼琼,陈允平.低压配电网并联电容基波无功补偿装置的谐波放大及其抑制措施.武汉水利电力大学学报.Vol.32, No.2, Apr.1999, pp: 32-35.

[17] 周荔丹.基于 IGBT 的静止式动态无功补偿器(STATCOM)的控制策略研究[博士论文].上海:上海交通大学,2006.

[18] 卓放,王跃,王兆安.三相四线制电路中的瞬时无功功率及有源电力滤波器.电工技术杂志.2001(4).

[19] 郭伟峰.三相四线制并联有源电力滤波器的研究[硕士论文].哈尔滨:哈尔滨工业大学.2006.

[20] 崔俊泽.并联混合型三相四线制有源电力滤波器的研究[硕士论文].北京:华北电力大学.2006.

[21] 邓礼宽.三相四线制下谐波和无功综合补偿的研究[硕士论文].北京:清华大学.2005.

[22] 纪飞峰.有源电力滤波器新技术的研究与应用[博士论文].上海:上海交通大学,2006.

[23] 王广柱.有源电力滤波器谐波及无功电流检测的不必要性(一).电工技术学报.Vol.22, No.1, Jan.2007, pp.137-141.

[24] 王广柱.有源电力滤波器谐波及无功电流检测的不必要性(二)—仿真及实验.电工技术学报.Vol.22, No.2, Feb.2007, pp.137-141.

[25] Wu, J.-C., Jou, H.-L. Simplified control method for the single-phase active power filter, IEE Proceedings Electric Power Applications, 1996, 143(3):219-224.

[26] Le Magoarou, F.; Monteil, F.; Influence of the load on the design process of an active power filter. IECON'94, 20th International Conference, 1994, 1:416-421.

[27] Hsu, C.Y.; Wu, H.Y.; A new single-phase active power filter with reduced energy-storage capacity. IEE Proceedings Electric Power Applications, 1996, 143(1):25-30.

[28] Le Magoarou, F.; Monteil, F.; Influence of the load characteristics and the line impedance on the stability of an active power filter. Power Electronics and Variable-Speed Drives, 1994:175-180.

[29] 纪飞峰, Mansoor, 解大, 姚钢, 周荔丹, 陈陈, 舒晓琼. 基于直流侧电压周期离散控制的单相并联有源滤波器. 中国电机工程学报. Vol.25, No.20, Oct.2005, pp: 37-43.

[30] Ion Etxeberria-Otadui, Amaia Lopez de Heredia, Haizea Gaztanaga, et al. A single synchronous frame hybrid (SSFH) multifrequency controller for power active filters. IEEE Transactions on Industrial electronics, Vol.53, No.5, Oct 2006, pp.1640-1648.

[31] 梅军, 沈亚飞, 郑建勇, 曾伟, 康静. 三相四线制系统中基于等功率法的谐波检测. 电力自动化设备. Vol.28, No.2, Feb 2008, pp.49-53.

- [32] 乐健,姜齐荣,韩英铎. 基于统一数学模型的三相四线并联有源电力滤波器的性能分析.中国电机工程学报. Vol.27, No.7, Mar.2007, pp: 108-114.
- [33] 龚春英,熊宇,郦鸣等.四桥臂三相逆变电源的三维空间矢量控制技术研究.电工技术学报,2004,19(12):29-36.
- [34] P.Verdelho, GD.Marques, A current control system based on $\alpha\beta 0$ variables for a four-leg PWM voltage converter. IEEE IECON, 1998:1847-1852.
- [35] 孙晓娟.新型静止无功发生器控制器的研究[硕士论文].西安:西安理工大学,2004.
- [36] Mauricio Aredes, Jurgen Hafner, Klemens Heumann. Three-phase four-wire shunt active filter control strategies. IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.12, No.2, March 1997, pp: 311-318.
- [37] Cheng-Che Chen, Yuan-Yih Hsu. A novel approach to the design of a shunt active filter for an unbalanced three-phase four-wire system under nonsinusoidal conditions. IEEE Transactions on power delivery, Vol.15, No.4, Oct 2000, pp: 1258-1264.
- [38] Pedro Rodriguez, Josep Pou, Joan Bergas, J.Ignacio Candela, et al. Decoupled double synchronous reference frame PLL for powe converters control. IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.22, No.2, March 2007, pp. 584-592.
- [39] 王建曠,陈玉鑫,伏祥运. 基于无差拍控制的混合静止同步无功补偿器.电气应用. Vol.27, No.1, 2008, pp: 27-30.

致 谢

回顾两年多攻读硕士学位的经历，心中感慨颇多。期间遇到了种种挫折，但幸运的是每次都能得到导师、学友、家人无私的帮助和鼓励，在此一并表示感谢。

首先感谢恩师陈陈教授对我在学习上的和生活上的关怀，陈陈教授严谨的治学态度，深厚的学术功底，一直是我仰慕和学习的楷模。在学习中，陈陈教授对我的悉心指导，并给予我坚定的信念，让我真正体会到一个科技工作者背后所付出的艰辛和不易；在生活上，也倍感陈陈教授的关怀，在此对陈陈教授表示无限的感激之情。

感谢 218 实验室的姚钢老师和周荔丹老师，在攻读硕士期间，他们在生活、学习上给予我极大的帮助和关心，无论是在课题攻关阶段还是在撰写论文阶段，他们言传身教，耐心教诲，不辞辛苦他们凭着对本研究领域敏锐的洞察力和丰富的经验，为我指出了很多新的思路，解决了无数的难题，使我受益匪浅。在治学上，姚老师和周老师严谨认真，一丝不苟；在待人上，平易近人，心胸宽广。这一切都是我学习的榜样，使我铭记终生。

感谢 218 实验室的博士师兄韩杨同学，在攻读硕士期间，他不厌其烦地指导我的学习，一起探讨学习中遇到的问题，使我受益颇多，同时在生活中也给予我极大的帮助，他严谨踏实的学习态度是我学习的楷模。同时也要感谢裘锦勇同学，两年多来大家的相互关心和帮助。

当然，还要感谢我的父母、弟弟、姐姐在我学习生活中遇到困难的时候给予我的理解和支持，在我最困惑的时候给予我的帮助和开导，在此对他们表示深深的谢意，你们是我前进的动力和支柱所在，祝你们身体健康，万事如意！

攻读硕士期间已发表的论文和获奖情况

[1] 徐琳, 韩杨, 云伟俊, 姚钢, 周荔丹, 陈陈. 工厂配电系统电能质量仿真与治理方案研究. 电力系统保护与控制, 2008, 36(17):38-42.

[2] 德州仪器(TI) C2000 DSP 大赛一等奖

上海交通大学

学位论文原创性声明

本人郑重声明：所呈交的学位论文，是本人在导师的指导下，独立进行研究工作所取得的成果。除文中已经注明引用的内容外，本论文不包含任何其他个人或集体已经发表或撰写过的作品成果。对本文的研究做出重要贡献的个人和集体，均已在文中以明确方式标明。本人完全意识到本声明的法律结果由本人承担。

学位论文作者签名：徐琳

日期：2009 年 2 月 13 日

上海交通大学

学位论文版权使用授权书

本学位论文作者完全了解学校有关保留、使用学位论文的规定，同意学校保留并向国家有关部门或机构送交论文的复印件和电子版，允许论文被查阅和借阅。本人授权上海交通大学可以将本学位论文的全部或部分内 容编入有关数据库进行检索，可以采用影印、缩印或扫描等复制手段保存和汇编本学位论文。

本学位论文属于

保密 ，在 3 年解密后适用本授权书。
不保密 。

(请在以上方框内打“√”)

学位论文作者签名：徐琳

指导教师签名：陈皓

日期：2009年2月13日

日期：2009年2月13日