

电力电子技术丛书

无功补偿与 电力电子技术

苏文成 金子康 等编著

机械工业出版社



DIANLI DIANZI JTE

电力电子技术丛书

无功补偿与电力电子技术

苏文成 金子康 等编著



机械工业出版社

2556

本书是《电力电子技术丛书》之一。

本书简述了电力系统中功率因数的基本概念、电力电子技术对功率因数的影响，一般讨论了供用电系统正常工作时提高功率因数的措施，重点叙述在冲击负载下，利用晶闸管静止型无功功率补偿装置抑制电压畸变、提高功率因数的原理及该装置的基本结构，书中还简述了设置功率滤波器抑制谐波电流时，在实用参数设计上需要考虑的问题。

本书可作为从事电力电子、电气自动化、用电及节电技术工作的初学者入门读物，也适用于具有中等专业知识的科技人员、技术工人扩大知识领域，同时也可供大专院校、中专院校有关专业师生参考。

电力电子技术丛书
无功补偿与电力电子技术
苏文成 金子康 等编著

责任编辑：严蕊琪 版式设计：胡金璇
封面设计：方芬 责任校对：熊天荣
责任印制：王国光

机械工业出版社出版（北京阜成门外百万庄南街一号）
（北京市书刊出版业营业登记证出字第117号）

机械工业出版社印刷厂印刷

新华书店北京发行所发行·新华书店经售

开本 850×1168¹/₃₂·印张 5¹/₄·字数 134千字
1989年7月北京第一版·1989年7月北京第一次印刷
印数 0,001—3,330·定价：5.10元

ISBN 7 111 01236-4/TM·159

出版者的话

电力电子技术是以晶闸管为主的电力半导体器件及其应用的技术，也是融合“电力”、“电子”和“控制”于一体的技术。由于电力半导体器件具有效率高、控制性能好、体积小、重量轻、使用可靠等优点，它已广泛地应用于电力、冶金、矿山、化工、交通运输、机械、轻工等部门，成为节能最有成效的技术之一。

为了普及与推广电力电子技术，大力促进我国国民经济各部门的发展，在中国电工技术学会电力电子学会组织下，我们决定出版这套《电力电子技术丛书》。

这套丛书包括《电力半导体器件原理》、《电力半导体电路原理》、《电力电子技术与节能》、《直流电动机晶闸管调速系统》、《交流电动机晶闸管调速系统》、《晶闸管斩波器》、《无功补偿与电力电子技术》、《家用电器与电力电子技术》、《晶闸管交流电力控制器》、《电力半导体直流稳定电源》、《不间断供电系统》、《脉冲镀和脉冲焊电源》等，将陆续出版。

电力电子学会及本丛书编委会对丛书的选题、组稿、审定稿付出了辛勤劳动，还有不少单位对编审稿工作给予了热忱关怀与帮助，在此表示深切的谢意。

机械工业出版社

前 言

电力电子技术的发展为供用电系统带来的不利后果之一是功率因数的降低，特别是用它组成的设备对某些大型、冲击型负载供电的情况下，在正常运行时，会反复地使负载的无功功率在一个很大的范围内变动。这不仅影响电能的质量，也使整个电网经济运行的效益受到一定的损失。本书试图从补偿无功功率的角度出发，叙述电网功率因数的基本概念和电力电子技术对功率因数的影响，介绍在正常情况下提高功率因数的一般措施和无功功率静止型补偿装置用于冲击负载下进行无功功率动态补偿的基本概念及其结构等。后者在国内虽已有应用，但尚无书籍作系统而全面的论述，然而，在广大的电力、电力电子以及工业电气自动化初级技术人员中普及并提高这方面的知识是迫不及待的。

本书共三章，第一章主要由陕西机械学院张津同志编写，第二章主要由陕西机械学院余健明同志编写，第三章由西安电力整流器厂金子康高级工程师编写，最后由陕西机械学院苏文成教授统编全稿，并对部分章节做了订正补遗工作。全书由清华大学顾廉楚教授主审。

在编审过程中得到丛书编委会和参加审稿会同志的宝贵意见，谨在此表示感谢。

由于书中部分材料尚不够成熟，编写者的水平有限，如有缺点和错误，真诚希望广大读者给予批评指正。

编者

编委会成员

主任委员 顾廉楚

副主任委员 张明勋 苏文成 张为佐

陈守良 严蕊琪

委员（按姓氏笔划序）

卞敬明 孙流芳 李佑持 沈来仪

张立 张永生 张铁忠 周胜宗

秦祖荫 徐传骧

目 录

第一章 功率因数及无功功率	1
第一节 功率因数的意义及其对供电系统的影响	1
一、功率因数的意义	1
二、功率因数对供电系统的影响	2
三、无功功率经济当量	5
第二节 供电系统正常运行时的无功功率	6
一、无功功率的主要用户	6
二、减少无功功率需要量, 提高自然功率因数的方法	10
第三节 冲击负载下的无功功率	15
第四节 电力电子装置应用后对供电系统功率因数的影响	17
一、基本概念	17
二、单相桥式整流电路控制角 α 与功率因数的关系	19
三、三相半波整流电路考虑 γ 角时的功率因数	20
四、三相桥式全控整流电路的功率因数	21
五、提高功率因数的措施	25
第二章 正常工作下的功率因数补偿装置	33
第一节 功率因数补偿装置	33
第二节 补偿容量的选择及设置原则	38
一、电力系统中补偿装置容量的选择	38
二、工厂供电系统中无功功率补偿装置容量的选择及其设置	42
三、补偿装置的工作状态, 静电电容器的自动投切	53
第三章 大型电力电子装置的应用及无功功率的补偿	73
第一节 概述	73
第二节 静止型无功功率补偿装置的原理	74
一、饱和电抗器型静止无功功率补偿装置	77
二、晶闸管相控电抗 (TCR) 型静止无功功率补偿装置	86
三、晶闸管投切电容器 (TSC) 型静止无功功率补偿装置	102

四、(TSC + TCR)混合型静止无功功率补偿装置.....	103
第三节 谐波问题和滤波器.....	111
一、谐波概述.....	111
二、电源系统所允许的谐波的极限.....	113
三、滤波器.....	117
第四节 静止型无功功率补偿装置用晶闸管.....	129
一、晶闸管阀电流计算.....	129
二、晶闸管阀电压和晶闸管串联数的计算.....	132
三、晶闸管阀的过电压保护.....	135
四、触发系统.....	147
五、晶闸管元件故障报警系统.....	153
六、晶闸管阀的冷却.....	156
参考文献.....	159

第一章 功率因数及无功功率

第一节 功率因数的意义及其对供电系统的影响

一、功率因数的意义

在正弦交流电路内，电流和电源电压的相位关系与系统元件的阻抗参数和负载的性质有关。例如，当系统阻抗为纯电阻，负载也是纯电阻性质时，则电流与电压为同相位；当系统元件的阻抗为纯电感或纯电容，负载也是纯电感或纯电容性质时，则电流落后或超前于电压 90° ，这三种情况在电工学上通常可用相量表示(图 1-1)。

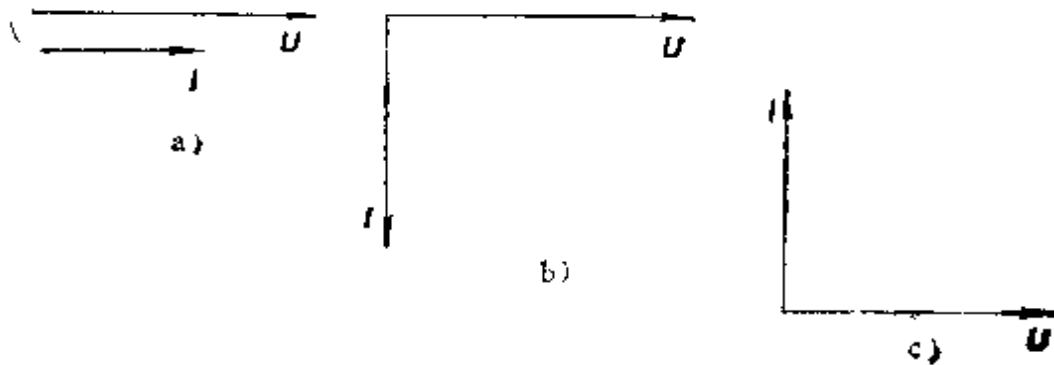


图1-1 电流与电压间的相量图

a) 电流与电压同相位 b) 电流滞后电压 90° c) 电流超前电压 90°

交流电路中电源送至用户的有功功率是电压和电流的乘积。设瞬时电压 $u = \sqrt{2} U \sin \omega t$ ，电流 $i = \sqrt{2} I \sin(\omega t - \varphi)$ ，则瞬时功率为

$$\begin{aligned} P &= ui = 2 UI \sin \omega t \sin(\omega t - \varphi) \\ &= UI \cos \varphi + UI \cos(2\omega t - \varphi) \end{aligned}$$

当供电电压的周期为 T 时，在一个周期内有功功率的平均值为

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T [UI \cos \varphi - UI \cos(2\omega t - \varphi)] d\omega t$$

$$\therefore UI \cos \varphi + 0 \quad (1-1)$$

平均功率的第二项为零时，意味着这部分功率所消耗的能量只是在电源及负载间进行交换，即不作有用的功。这种能量交换，只有当系统中存在无功元件，即感抗和容抗并必须积累和输出电磁能时，才有必要。

在图 1-1 a 中，电压与电流同相位时，显然

$$P = KUI$$

这是纯电阻性负荷。

对图 1-1 b 及 c

$$P = 0$$

式中 K 表示与相数有关的系数。如在三相交流电路中，当电压为线电压，电流为线电流时， $K = \sqrt{3}$ 。

以上说明，在不同供电系统中，当电源电压和电流大小相同时，有功功率的大小决定于电压和电流之间的夹角 φ ，即决定于功率因数 $\cos \varphi$ 值， φ 角越大， $\cos \varphi$ 值越小。

与 φ 角对应的正弦值 $\sin \varphi$ 和电压 U 电流 I 的乘积称为无功功率。

$$Q = KUI \sin \varphi \quad (1-2)$$

φ 角越大，无功功率越大（图 1-2）。因此，如果要提高功率因数 $\cos \varphi$ ，必须从减小 φ 角，即减少无功功率的需要量上下手。

二、功率因数对供电系统的影响

从式 (1-1) 及 (1-2) 可以得出

$$S = \sqrt{(KUI \cos \varphi)^2 + (KUI \sin \varphi)^2} = KUI$$

或

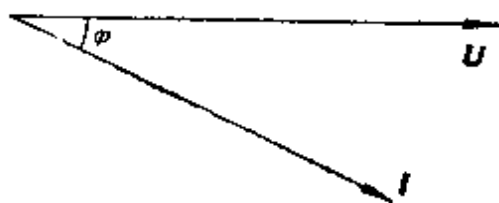


图1-2 电流与电压间夹角为 φ 角时的相量关系

$$I = \frac{S}{KU} \quad (1-3)$$

从图 1-3 可以看出, 如果 P 保持不变, 无功功率 Q 增至 Q' , 将使视在功率由 S 增至 S' , 从而使流过供电系统的电流增加, 这将对系统产生以下的影响。

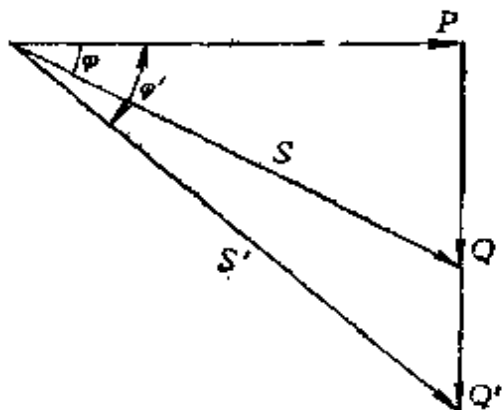


图1-3 有功功率 P 相同而无功功率不同的视在功率

(1) 总电流增加会使电力系统中的元件, 如变压器、电气设备、导线等容量增大, 使用户内部的起动控制设备、量测仪表等规格、尺寸增大, 因而使投资费用增大。

(2) 在传送同样有功功率情况下, 总电流的增大, 使设备及线路的损耗增加, 即

$$\Delta P = 3I^2 R = \frac{P^2 + Q^2}{U^2} R = \Delta P + \Delta P_Q \quad (1-4)$$

式中 ΔP_Q 系由于无功功率在系统通过所产生的有功功率损耗值, 它与通过的无功功率的平方成正比。

(3) 线路及变压器的电压损失增大, 即

$$\Delta U = \frac{PR + Qx}{U} = \Delta U_P + \Delta U_Q \quad (1-5)$$

(4) 对电力系统的发电设备来说, 无功电流的增大, 对发电机转子的去磁效应增加, 电压降低, 如过度增加励磁电流, 则使转子绕组超过允许温升。为了保证转子绕组正常工作, 发电机就不允许达到预定的出力。此外, 原动机的效率是按照有功功率衡量的, 当发电机发出的视在功率一定时, 无功功率的增加, 会导致原动机效率的相对降低。

目前, 常用的功率因数有瞬时功率因数与加权平均功率因数。

由于功率因数随负荷的运行情况而变化，所以利用功率因数表测定的功率因数只能用来判断无功功率的需要量是否稳定，以便分析变化的原因，采取相应的措施。例如，对于冲击负荷，只要观测并记录瞬时功率因数，便可在动态工作情况下，作为选择无功功率补偿容量的参考依据。

在正常工作情况下，往往考虑的是加权平均功率因数。加权平均功率因数是指某一规定时间内功率因数的平均值。即

$$\begin{aligned} \cos \varphi &= \cos \arctg \frac{\int_{t_1}^{t_2} Q dt}{\int_{t_1}^{t_2} P dt} = \cos \arctg \frac{Q_{Pj}}{P_{Pj}} \\ &= \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{V}{W}\right)^2}} \end{aligned} \quad (1-6)$$

式中 $W = P(t_2 - t_1)$ —— 某段时间 t 内有功电度表指示数；

$V = Q(t_2 - t_1)$ —— 某段时间 t 内无功电度表指示数。

加权平均功率因数不能描述功率因数随时间变化的特点。例

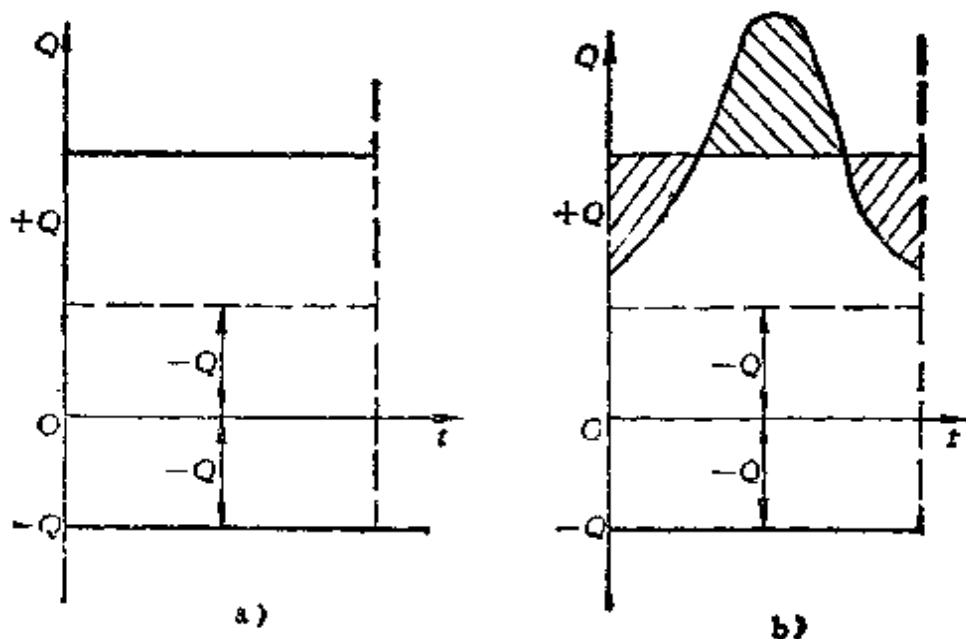


图1-4 不同无功功率负荷但具有相同平均功率因数的示意图

如，两个加权平均功率因数相同的用户，其无功功率的负荷曲线差别可能很大（图 1-4），因此，加权平均功率因数虽高的用户，其电压偏移以及装置中功率及电能损失可能反而大。

为了提高功率因数，必须减少无功功率需要量，减少无功功率需要量的方法首先是改进电气设备的运行方式，这种措施称作提高自然功率因数，是最经济合理的办法。但是，仅仅提高自然功率因数显然满足不了电力部门的技术要求，所以必须进行人工补偿。

三、无功功率经济当量

由式（1-4）可以得出

$$\Delta P_Q \approx -\frac{Q^2}{U^2} R$$

设本结点设置无功功率补偿装置 Q_B ，则无功功率引起供电系统的有功功率损失 $\Delta P'_Q$ 为

$$\Delta P'_Q \approx -\frac{(Q - Q_B)^2}{U^2} R$$

于是，在两种不同情况下有功功率损失的差值为

$$\Delta P = \frac{R}{U^2} [2QQ_B - Q_B^2] - \Delta P_B \quad (1-7)$$

ΔP_B 为补偿装置发出 Q_B kvar 无功功率时耗用的有功功率

$$k_q = \frac{\Delta P}{Q_B} = \frac{R}{U^2} (2Q - Q_B) - \frac{\Delta P_B}{Q_B} \quad (1-8)$$

例：设三相供电线路的无功负荷 $Q = 1000$ kvar，采用合理安排负载的方法使无功功率需要量减少 200 kvar，如线路电阻 $R = 1.4 \Omega$ ，电压为

10kV，则 $k_q = \frac{2 \times 1000 \times 1.4 \times 10^{-3}}{10^2} - \frac{200 \times 1.4 \times 10^{-3}}{10^2} = 0.0252$

kW/kvar。

实际上这样计算求出的经济当量没有考虑到由于无功功率减少而引起电压升高，从而导致用电设备无功功率需要量增加，以及引起系统中有功功率损失减少等因素，用解析的方法来准确考虑这些因素是很困难的。国外文献中提出按照电源与负荷之间的距

离及变压等级大致计算出 k_f 约在 $0.02 \sim 0.1 \text{ kW/kvar}$ 之间, 对于由发电厂直配的用户其 k_f 最小, 约为 $0.02 \sim 0.04 \text{ kW/kvar}$, 经过先升压、后降压两级变压的用户, 其 k_f 为 $0.05 \sim 0.07 \text{ kW/kvar}$, 经过升压、降压、再降压三级变压的用户其 k_f 为 $0.08 \sim 0.1 \text{ kW/kvar}$ 。

第二节 供电系统正常运行时的无功功率

一、无功功率的主要用户

无功功率的主要用户为感应电动机, 它取自系统的无功功率量约占全部无功功率的 $60 \sim 65\%$ 。其次为变压器消耗的无功功率也很多, 约占 $20 \sim 25\%$, 约有 $10 \sim 20\%$ 的无功功率目前是由整流器、电抗器、架空电力线路等消耗的, 因此可以得出结论, 无功功率绝大部分消耗在感应电动机及变压器中。

1. 感应电动机

感应电动机消耗的无功功率与其本身的额定参数和负载系数有关, 在额定电压下, 电动机为额定负载时, 其无功功率的需要量为

$$Q_{de} = \frac{P_{de}}{\eta_{de}} \operatorname{tg} \varphi_{de} \quad (1-9)$$

式中 P_{de} ——电动机的额定容量 (kW);

η_{de} ——电动机在额定负载下的效率;

$\operatorname{tg} \varphi_{de}$ ——电动机额定功率因数角的正切。

电动机在空载时消耗的无功功率为

$$Q_{d0} \approx \sqrt{3} U_e I_{d0} \quad (1-10)$$

式中 U_e ——电网的额定电压 (kV);

I_{d0} ——电动机的空载电流 (A)。

$\cos \varphi_{de} = 0.91 \sim 0.93$ 的感应电动机空载时所需的无功功率约为全部无功功率需要量式 (1-9) 的 50% , 而 $\cos \varphi_{de} = 0.77 \sim 0.79$ 的电动机, 其 Q_{d0} 可达 70% 左右。

电动机空载无功功率可由下式近似地计算。

$$I_{aD}^2 = 2I_{0D}(I_d - (I_{0D} + \alpha I_{0D}))$$

考虑到 $I_d/I_{0D} = 5 \sim 7$, $I_{0D}/I_{rD} = 0.3 \sim 0.4$, $\alpha = 0.3 \sim 0.4$, 上式可写为

$$I_{aD}^2 = \alpha I_{0D}(I_d - I_{0D})$$

其误差不超过 1%。

从三角形 OBC 可得

$$I_{0D} + \alpha I_{1D} = I_{rD} + \frac{I_{0D}^2}{I_d - I_{0D}} = I_{aD} \operatorname{tg} \varphi_e$$

即

$$\operatorname{tg} \varphi_e = \frac{I_{0D}}{I_{aD}} + \frac{I_{0D}}{I_d - I_{0D}}$$

令

$$\frac{I_{0D}}{I_{aD}} = m$$

则

$$\operatorname{tg} \varphi_e = m + \frac{1}{\frac{I_d}{I_{aD}} - m}$$

已知

$$k_{qd} = I_{qd}/I_{rD} \quad \text{即} \quad I_{qd} \sin \varphi_{qd} = k_{qd} I_{rD} \sin \varphi_{qd}$$

则

$$\operatorname{tg} \varphi_e = m + \frac{1}{\frac{k_{qd}}{\cos \varphi_e \sin \varphi_{qd}} - m}$$

解关于 m 对于 $\operatorname{tg} \varphi_e$ 的式子, 并用牛顿二项式原理 $(1 + 1/x)$ 代替 $(1 + x)^{1/2}$, 可得

$$m = \operatorname{tg} \varphi_e - \frac{1}{\frac{k_{qd}}{\cos \varphi_e \sin \varphi_{qd}} - \operatorname{tg} \varphi_e}$$

在额定负载下, 感应电动机所需无功功率的增值为

$$\Delta Q_{ec} = Q_{ec} - Q_{e0} \approx \frac{P_{ec}}{\eta_{ec}} \operatorname{tg} \varphi_{ec} - \sqrt{3} U_e I_{d0}$$

如果感应电动机的负载低于额定负载, 则在额定负载下无功功

率的增量为

$$\Delta Q = \Delta Q_{ec} k_x^2$$

式中 $k_x = \frac{P_d}{P_{de}}$ 称为电动机的负载系数，

在此情况下，电动机的功率因数为

$$\cos \varphi_d = \frac{P_d}{S_d} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{Q_{d0} + \Delta Q_{ec} k_x^2}{P_{de} k_x} \right)^2}} \quad (1-13)$$

2. 变压器

对于变压器来说，它消耗的无功功率也分为两部分：空载无功功率及在负载下变压器无功功率损失的增量。

变压器的空载无功功率损失由它的空载电流对额定电流的百分数表示， $I_{b0}\%$ 列于变压器的产品目录中。

$$\frac{I_{b0}}{I_{be}} \times 100\% = \frac{I_{b0}}{I_{be}} \frac{\sqrt{3} U_{be}}{\sqrt{3} U_{be}} = \frac{Q_{b0}}{S_{be}}$$

即

$$Q_{b0} = \frac{I_{b0}\%}{100} S_{be} \quad (1-14)$$

变压器在额定负载下消耗的无功功率用产品目录上列的短路电压百分数表示。即

$$\frac{\Delta U_d\%}{100} \approx \frac{\sqrt{3} I_{br} X}{U_e} \frac{\sqrt{3} I_{br}}{\sqrt{3} I_{be}} = \frac{3 I_{br}^2 X}{S_{be}} = \frac{\Delta Q_{be}}{S_{be}}$$

即

$$\Delta Q_{be} = \frac{\Delta U_d\%}{100} S_{be} \quad (1-15)$$

在任意负载时，

$$\Delta Q_b = \Delta Q_{be} \left(\frac{S}{S_{be}} \right)^2 \quad (1-16)$$

无论是电动机，还是变压器，它们的无功功率需要量都决定于它们的结构参数、使用材料和运行时的负载情况。对用户来

说,运行状况对功率因数的影响极大,由于电动机及变压器空载无功功率占的比重大,所以当它们的有功负载很小,甚至在有功功率需要量接近于零的空载情况下,无功功率需要量却下降不多,这使系统的功率因数将大为恶化。

对于整流装置的无功功率需要量从交流来看,除与电流滞后于电压的相角 φ 有关外,还与控制角的大小有关,详细说明见本章第四节。

二、减少无功功率需要量,提高自然功率因数的方法

根据上节所述,为了提高功率因数,主要的途径之一就是要使电动机及变压器的负载合理。当然,最经济合理的负载还应当是使它们工作在额定状态,从原则上来说,按额定参数工作时,才能使包括寿命、材料利用、性能等综合性指标得到全面和最好的发挥。近些年来,由于能源紧张,力能经济指标就突出了。例如,设备的无功功率消耗对供电系统有功功率损失的影响;采取哪些措施才能减少无功功率的需要量,从而提高自然功率因数;从力能经济角度提出了电动机和变压器的合理负载系数以及由于投运时间与工作时间不同,提出了电动机和变压器的铁损和铜损比例及其最佳负载率。上述列举的各个方面都受到了人们的普遍重视。但应当指出,目前由于电气设备负载率普遍偏低,故从力能经济单项指标下所提出的最佳负载系数,绝不能当作设计时选取设备容量的依据,因为设备容量选得太大,而使其在低于额定参数条件下工作并不是最经济合理的。

从减少电动机电能损耗的角度来看,是要使其在某一负载系数下长期运行时,电动机本身的有功功率损失(包括由于无功功率损失对系统产生的有功功率损失)对供电系统来说为最小。即

$$\Delta P_x = k_q Q_d + \Delta P_d = \min$$

上式可写成

$$\Delta P_x = [Q_{d0}(1 - k^2) + k^2 Q_{dc}]k_q + \Delta P_{d0} + k^2 \Delta P_{dc} \quad (1-17)$$

令 $\gamma = \frac{\Delta P_{d0}}{\Delta P_{dc}}$, γ 为与电动机结构及材料有关的系数,也可根据

下式计算。

$$\gamma = \frac{\Delta P_{*d0}}{\left(\frac{1}{\eta_{de}} - 1\right) P_{de}} \quad (1-18)$$

ΔP_{*d0} 为空载损失对额定容量的标么值，若无准确数据，其数值可参考表 1-1。

表 1-1 感应电动机的空载损失 (标么值)

额定容量 (kW)	1	2	5	10	20	30	50	100	200
ΔP_{*d0}	0.11	0.088	0.070	0.060	0.055	0.048	0.042	0.038	0.030

而且，

$$\Delta P_{d0} = P_{de} \left(\frac{1}{\eta_{de}} - 1 \right) \left(\frac{\gamma}{1 + \gamma} \right) \quad (1-19)$$

$$\Delta P_{de} = P_{de} \left(\frac{1}{\eta_{de}} - 1 \right) \left(\frac{1}{1 + \gamma} \right) \quad (1-20)$$

也可根据式 (1-17) 写为

$$\begin{aligned} \Delta P_{\Sigma} &= k_q Q_d + \Delta P_d \\ &= \Delta P_{d0} + k_z \Delta P_{de} + k_q [Q_{d0} + (Q_{de} - Q_{d0}) k_z^2] \end{aligned}$$

由于 $k_z = \frac{P}{P_{de}}$ ，则，

$$\begin{aligned} \frac{\Delta P_{\Sigma}}{k_z P_{de}} &= \frac{1}{P_{de}} \left[\frac{\Delta P_{d0}}{k_z} + k_z \Delta P_{de} \right] \\ &\quad + k_q \left[\frac{Q_{d0}}{k_z} + (Q_{de} - Q_{d0}) k_z \right] \end{aligned}$$

令

$$d \left(\frac{\Delta P_{\Sigma}}{k_z P_{de}} \right) / dk_z = 0$$

求出最佳负载系数 $k_{z, \text{opt}}$ 为

$$k_{z, \text{opt}} = \sqrt{\frac{\Delta P_{d0} + k_q Q_{d0}}{\Delta P_{de} + k_q (Q_{de} - Q_{d0})}} \quad (1-21)$$

例：Y160M2-2型15kW感应电动机， $\eta_{de} = 0.882$ ， $\cos \varphi_{de} = 0.88$ ($\tan \varphi_{de} = 0.54$)，经测试得 $\gamma = 0.67$ ， $m = 0.32$ ，试求，

1. $k_q = 0$ 、 0.06 时的 $k_{z, zj}$;
2. $k_z = 0.6$ 时的 ΔP_d 和 ΔP_E ;
3. $k_z = 0.6$ 时的效率 η_d ;

解: 1. 由式(1-21)、(1-19)、(1-20)得:

$$k_{z, zj} = \sqrt{\frac{\frac{1 - \eta_{dc}}{1 + \gamma} \gamma + k_q m}{\frac{1 - \eta_{dc}}{1 + \gamma} + k_q (\operatorname{tg} \varphi_{dc} - m)}}$$

当 $k_q = 0$ 时,

$$k_{z, zj} = \sqrt{\gamma} = \sqrt{0.57} = 0.755 = k'_{z, zj}$$

当 $k_q = 0.06$ 时,

$$k_{z, zj} = 0.838$$

显然, 不考虑电动机所需无功功率对电网有功功率损失的影响, 负载系数 $k'_{z, zj}$ 较 $k_{z, zj}$ 要小一些。

2. 当 $k_z = 0.6$ 时的 ΔP_d 和 ΔP_E :

$$\begin{aligned} \Delta P_{d0} &= P_{dc} \left(\frac{1 - \eta_{dc}}{\eta_{dc}} \right) \left(\frac{\gamma}{1 + \gamma} \right) \\ &= 15 \left(\frac{1 - 0.882}{0.882} \right) \left(\frac{0.57}{1 + 0.57} \right) \\ &= 0.729 \text{ kW} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \Delta P_{dE} &= P_{dc} \left(\frac{1 - \eta_{dc}}{\eta_{dc}} \right) \left(\frac{1}{1 + \gamma} \right) \\ &= 15 \left(\frac{1 - 0.882}{0.882} \right) \left(\frac{1}{1 + 0.57} \right) \\ &= 1.29 \text{ kW} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} Q_{d0} &= \frac{P_{dc}}{\eta_{dc}} m = \frac{15}{0.882} \times 0.32 \\ &= 5.44 \text{ kvar} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} Q_{dE} &= \frac{P_{dc}}{\eta_{dc}} \operatorname{tg} \varphi_{dc} = \frac{15}{0.882} \times 0.54 \\ &= 9.18 \text{ kvar} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}\Delta P_d &= \Delta P_{d0} + k_z^2 \Delta P_{dte} = 0.729 + 0.6^2 \times 1.29 \\ &= 1.19 \text{ kW}\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}\Delta P_x &= \Delta P_{d0} + k_z^2 \Delta P_{dte} + k_y [Q_{d0} + (Q_{dte} - Q_{d0}) k_z^2] \\ &= 0.729 + 0.6^2 \times 1.29 + 0.06 [5.44 + 0.6^2 (9.18 - 5.44)] \\ &= 1.6 \text{ kW}\end{aligned}$$

3. 效率 η_d

若设 $k_y = 0$ 时

$$\eta_d = \frac{k_z P_{dte}}{k_z P_{dte} + \Delta P_d} = \frac{0.6 \times 15}{0.6 \times 15 + 1.19} = 0.883$$

若设 $k_y = 0.06$ 时,

$$\eta_d' = \frac{k_z P_{dte}}{k_z P_{dte} + \Delta P_x} = \frac{0.6 \times 15}{0.6 \times 15 + 1.6} = 0.849$$

在实际运行中, 由于 $k_y > 0$, 即电动机所需的无功功率引起的有功功率损耗是客观存在的, 所以电动机的归算效率 η_d' 在任何情况下均小于 η_d 。

对于电动机来说, 作为消耗于磁化功率的无功功率可用下式计算。

$$Q_d = K \phi_m^2 f R_p \approx K \frac{B_m^2}{\mu} f V = K' \frac{U^2}{\mu} f V \quad (1-22)$$

因此, 当电动机的负载系数太低时, 可根据上式来降低无功功率需要量以提高自然功率因数。措施如下:

(1) 由于空载无功功率的需要量在无功功率需要总量中占的比重很大 (50~70%), 所以, 应当采取措施限制电动机在空载下运行 (如空载限制器)。

(2) 改变绕组的接法、以降低加于三相电动机绕组上的相电压, 如电机绕组为 Δ 形接法时, 则可利用转换开关使其在低负载系数情况下接成 Y 形, 这样, 无功功率需要量减少为原需要量的 $\frac{1}{3}$, 但应注意, 此时的转矩也降低为原转矩的 $\frac{1}{3}$ 。

(3) 从式(1-22)还可以看出,减少无功功率的需要量还可以采取增大磁导率的方法,这样就必须减小定子和转子之间的气隙,因此,特别应注意检修质量。例如轴承的磨损、转子表面的修整、转子铁心沿轴向的位移等,都会使气隙加大,产生不对称,漏损系数加大,从而使功率因数降低。

(4) 在工艺条件允许时,可考虑采用同步电动机。

对于变压器可参照式(1-21)。从供电系统力能经济的角度,设计时可以得出其最佳负载系数

$$k_{r, \text{opt}} = \sqrt{\frac{\Delta P_{\text{bo}} + k_q Q_{\text{bo}}}{\Delta P_{\text{br}} + k_q Q_{\text{br}}}} \quad (1-23)$$

式中 ΔP_{bo} ——从产品目录上查出的变压器空载损失(kW);

ΔP_{br} ——同上,但为额定负载下的铜损(kW);

Q_{bo} ——变压器的空载无功功率损失, $Q_{\text{bo}} = \frac{I_{\text{bo}}\%}{100} S_{\text{tr}}$

(kvar);

Q_{br} ——同上,但为额定负载下的无功功率损失, $Q_{\text{br}} =$

$$\frac{\Delta U_s\%}{100} S_{\text{tr}} \text{ (kvar)}。$$

根据现在颁布的各种电力变压器参数,按照式(1-23)确定的变压器最佳负载系数约在0.50~0.70之间。用量较大的6-10/0.38/0.22kV, 1000kvar以下的小型配电变压器,其 $k_{r, \text{opt}}$ 甚至达0.70以上。

目前有的文献^①中提到由于变压器的投运时间和有载工作时间不同,因而按照供电系统有功功率损失最小所确定的最佳负载系数 $k_{r, \text{opt}}$ 在实际运行时应加以修正。

$$k'_{r, \text{opt}} = k_{r, \text{opt}} \sqrt{\frac{T}{T_{\text{br}}}} \quad (1-24)$$

式中 T ——变压器的投运时间(h/年),一般可取7500h;

T_{br} ——变压器有载工作时间,对一班制, $T_{\text{br}} = 2300\text{h}$;

① 杨云锦, 电力变压器年电能损耗比概念简捷出及其实用价值, 《电气工程应用》, 1986.3。

对两班制, $T_{zz} = 4000 \text{ h}$; 对三班制, $T_{zz} = 6000 \text{ h}$ 。

$$\begin{aligned} \text{因此对一班制 } k'_{z,z,b} &= 1.8k_{z,z,b} \\ \text{两班制} &= 1.36k_{z,z,b} \\ \text{三班制} &= 1.12k_{z,z,b} \end{aligned}$$

以上可以说明,按照式(1-23)所求出的最佳负载系数 $k_{z,z,b}$ 应为设计计算时变压器负载系数的下限值,在选用时,仍应使变压器的负载系数尽量达到其额定值,以全面满足变压器本身设计时的全部技术经济性能指标。

为充分利用国家资源,降低电能损失,提高功率因数,有的国家规定,当变压器运行的负载系数不足其额定容量的30%时,可以更换为下一级变压器。从国内一般负载系数很低的厂用1000kvar以下配电用变压器来看,由于国标中的变压器容量等级中规定,下一级容量约为上一级容量的125%,所以,当负载系数在50%以下时,就可以更换为较小一级容量,基本上能够接近按式(1-23)所决定的最佳负载系数值。

例: 315kvar较250kvar变压器容量大126%,设315kvar变压器长期在50%负载下工作,即为158kvar。如更换为250kvar,则负载系数为 $158/250 = 0.63$,由产品目录上可以查出SJL₁-10/0.4kV250kVA三相变压器的参数为 $\Delta P_{10} = 0.78 \text{ kW}$, $I_{10}\% = 3.4$, $\Delta P_{10} = 4.1 \text{ kW}$, $\Delta u_d\% = 4.5$ 。设 $k_q = 0.1$,可以算得 $k_{z,z,b} \approx 0.57$ $k'_{z,z,b} = 0.63 \sim 1$ 。

当配电变压器的负荷不均衡时,为了提高功率因数,应当采用较灵活的接线方式,使在最小负荷下部分变压器解列,以期使投运的变压器能够符合经济运行的要求。

第三节 冲击负载下的无功功率

由于电动机在起动瞬间功率因数很低,所以对于冲击性负载,无功功率的变化便起着重大的作用,特别是近些年来重型设备的容量增大和某些生产过程的功率变化非常剧烈,使无功功率波动的值大,影响波及面广。例如,利用大型电力电子装置供给某台轧机,因为它不象那些具有较大惯量的机械变流机组,也不象具

有快速调节励磁的同步电动机，它毫无阻尼和惯性，在极短的驱动和制动工作循环内，以2 000 000kvar/s的速度，吸收和向电网送回近100 000kvar无功功率（即在1/20s内向电网送回的无功功率由零到100 000kvar），引起电网电压的剧烈波动，尤其是大型且变化频率大的冲击性负荷，竟会使其它用户由于电压的波动而无法正常工作。

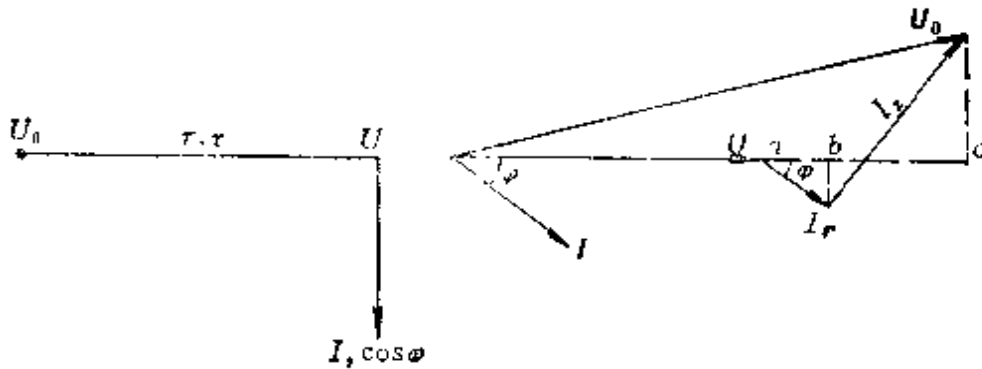


图1-5 电网电压损失相量图

电网中的电压损失，如忽略纵分量，即只考虑图1-5中ac段，可近似地按下式计算。

$$\begin{aligned}\Delta U &= ac = ab + bc = \sqrt{3} (I_r \cos \varphi + I_r \sin \varphi) \\ &\approx \frac{P_r + Q_r}{U_r}\end{aligned}$$

$$\Delta U_* = \frac{\Delta U}{U_r} = \frac{P_r + Q_r}{U_r^2} \quad (1-25)$$

式中 P —— 经网路输送的有功功率；
 Q —— 经网路输送的无功功率；
 U_r —— 网路的额定电压。

计算电网电压波动与式（1-25）同，仅电压波动值是考虑在原有负载条件下变化的增量，即

$$\Delta U_* = \frac{\Delta P_r + \Delta Q_r}{U_r^2} \quad (1-26)$$

由于电抗 X 对任一基准值的标么值为

$$\frac{U_1}{X_{*1}} - \frac{U_2}{X_{*2}} = \frac{\sqrt{3} I_1 X}{U_1} - \frac{S_1 X}{U_1}$$

由上式

$$\frac{U_1}{X} - \frac{S_1}{X_{*1}} = S_1 S_{*1}^{(3)} \quad (1-27)$$

设 U_1 取负载所在该段的额定电压 U_e 为基准电压, 则

$$\frac{U_e^2}{X} = S_1 S_{*1}^{(3)} = S^{(3)} \quad (1-28)$$

$S^{(3)}$ 及 $S_{*1}^{(3)}$ 分别为三相短路的短路容量与其标么值。

从式 (1-26) 可得

$$\Delta U_{*} = \frac{\Delta P \frac{r}{X} + \Delta Q}{\frac{U_e^2}{X}} = \frac{\Delta P \frac{r}{X} + \Delta Q}{S^{(3)}} \quad (1-29)$$

一般情况下, $r \ll x$, 所以

$$\Delta U_{*} \approx \frac{\Delta Q}{S^{(3)}} \quad (1-30)$$

由此可以得出结论, 即当系统参数不变时, 为了改善用户的用电质量, 必须设法补偿动态过程中无功功率的增量。这种补偿系统动态工作情况下无功功率的装置称为静止型无功功率补偿装置, 它将在本书的第三章详细介绍。

第四节 电力电子装置应用后对供电系统功率因数的影响

一、基本概念

变流装置的功率因数定义为变流装置网侧有功功率与视在功率之比。三相供电变压器一次接线端的视在功率为 S , 则

$$S = 3U_1 I_1$$

式中 U_1 —— 一次接线端相电压有效值;

I_1 —— 一次接线端相电流有效值, $I_1 = \sqrt{I_L^2 + I_R^2}$;

I_1' ——一次接线端基波电流有效值；

I_1'' ——一次接线端高次谐波电流有效值。

在整流电路中变压器一次接线端所加的电压是正弦波，但一次电流却是非正弦波。如果带有电感性负载，且电感量足够大的单相全控桥式整流电路，则其交流电压与电流的相位关系如图 1-6 所示。网侧的电流波形为正负相同的矩形波。将矩形波电流用富氏

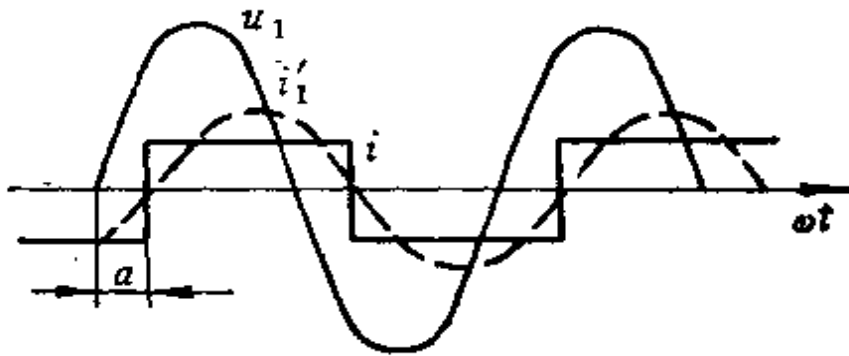


图1-6 单相全控桥交流电压与电流的相位关系

级数分解，可以分解出幅值最大的正弦基波 i_1' 及幅值较小的各高次谐波，其中只有基波电流的频率与一次接线端电源的频率相同，产生有功功率。谐波电流的频率是一次接线端电源频率的倍数，只产生无功功率，不产生有功功率。这是因为谐波电流在正弦电压一周波内担负的功率为零。因此变流装置的有效功率为

$$P = 3U_1 I_1' \cos \phi \quad (1-31)$$

式中 ϕ 为一次接线端相电压与基波相电流 I_1' 之间的相位差。若变流装置的功率因数用 λ 表示，则

$$\lambda = \frac{3U_1 I_1' \cos \phi}{3U_1 I_1} = \frac{I_1'}{I_1} \cos \phi = \xi \cos \phi \quad (1-32)$$

式中， $\xi = \frac{I_1'}{I_1}$ ，称为波形畸变因数。它表示电流波形含有高次谐波的程度，此值越接近于1，则电流波形接近于正弦波。 $\cos \phi$ 在此称为位移因数。它与滞后角、网侧感抗大小有关。由上式可见，变流装置的功率因数为畸变因数、位移因数的乘积。在不可

控整流电路中，即使不考虑电感的影响 ($\cos \phi = 1$)，因电流畸变因数小于 1，故整流装置的功率因数 λ 总是小于 1。这是采用电力电子线路后，功率因数降低的原因之一。用畸变因数表征电流的具体波形，它与变压器的接线方式有关。如单相全控整流电路电感性负载（见图 1-6），一次电流有效值等于整流电流，即： $I_1 = I_d$ ，将一次电流曲线分解成富氏级数，得

$$i_1 = \frac{1}{\pi} I_d \left(\sin \omega t + \frac{1}{3} \sin 3\omega t + \frac{1}{5} \sin 5\omega t + \dots \right)$$

式中基波电流有效值： $I_1 = \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{1}{\pi} I_d = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} I_d$

由此可得畸变因数： $\xi = \frac{I_1}{I_d} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \frac{I_d}{I_d} = 0.9$

用同样的方法可求出三相和多相其它接线方式的畸变因数。如表 1-2 所列。

表 1-2 畸变因数

电路形式	三相半波	三相桥式	六相半波	双反星形
ξ	0.861	0.955	0.955	0.955

从表中可看出： ξ 都接近于 1，因此变流装置都可看成 $\lambda \approx \cos \phi$ ，即功率因数的大小取决于位移因数的大小。位移因数与负载性质及变压器漏抗大小有关，考虑到这些因素后，随着控制角 α 的增加，功率因数将明显下降，下面分析这个问题。

二、单相桥式整流电路控制角 α 与功率因数的关系

假如仍是电感性负载，且电感足够大，则整流变压器一次电压与电流的波形如图 1-7 所示。

电压的中心线为 aa ，电流的中心线为 $a'a'$ ，它们之间的相位差为 ϕ 角。从图中可以看出，它正好等于控制角 α 。所以，

$$\cos \phi = \cos \alpha \quad (1-33)$$

当忽略管压降及变压器绕组中的电压降时，整流电压与控制角 α 的关系为

$$U_d = U_{d0} \cos \alpha$$

式中 U_{d0} ——控制角 $\alpha = 0$ 时的输出电压。

由此可得 $\cos \phi = \frac{U_d}{U_{d0}} = \cos \alpha$ ，这样，随着 α 角的增加，输出电压 U_d 降低，则功率因数显然下降。

三、三相半波整流电路考虑 γ 角时的功率因数

考虑换相时的换流重叠角 γ ，并认为重叠时电流的变化是直线性的时，则电压、电流波形如图 1-8 b 所示。

电压中心线为 aa ，电流中心线为 $a'a'$ ，若两中心线重合，则 $\phi = 0$ ， $\cos \phi =$

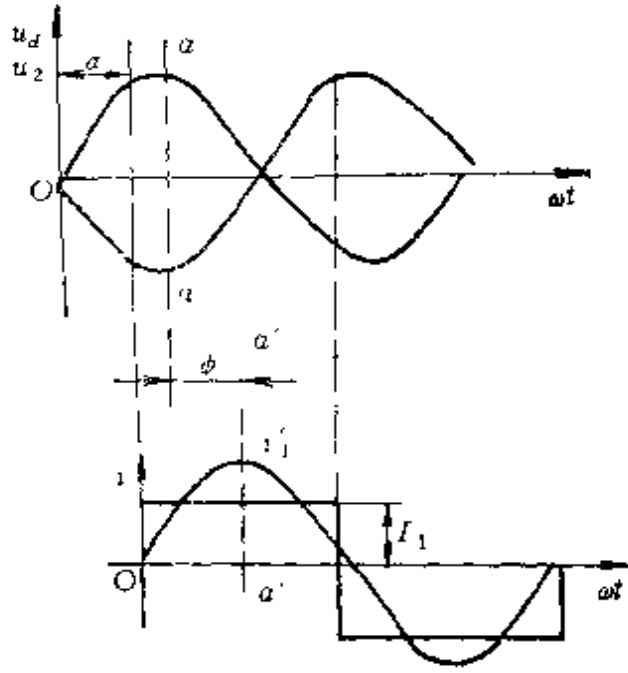


图1-7 一次电压与电流波形

1。由于设负载是电感性的，故电流落后电压，从图 1-8 可看出坐标原点 O 与 ωt_1 相位差为 $\frac{\pi}{6}$ ，所以 aa 线与 ωt_1 相位差为： $\frac{\pi}{2} -$

$\frac{\pi}{6} = \frac{\pi}{3}$ 。 $a'a'$ 与 ωt_1 的相位差可根据下面分析求出。因为考虑重

叠角后每只晶闸管导电角为 $\frac{2\pi}{3} + \gamma$ ，所以该波形的中心线 $a'a'$

与 ωt_1 的相位差为 $\alpha + \frac{\pi}{3} + \frac{\gamma}{2}$ ，因此，两中心线的相位差为 $\phi =$

$\frac{\pi}{3} + \alpha + \frac{\gamma}{2} - \frac{\pi}{3} = \alpha + \frac{\gamma}{2}$ ，故

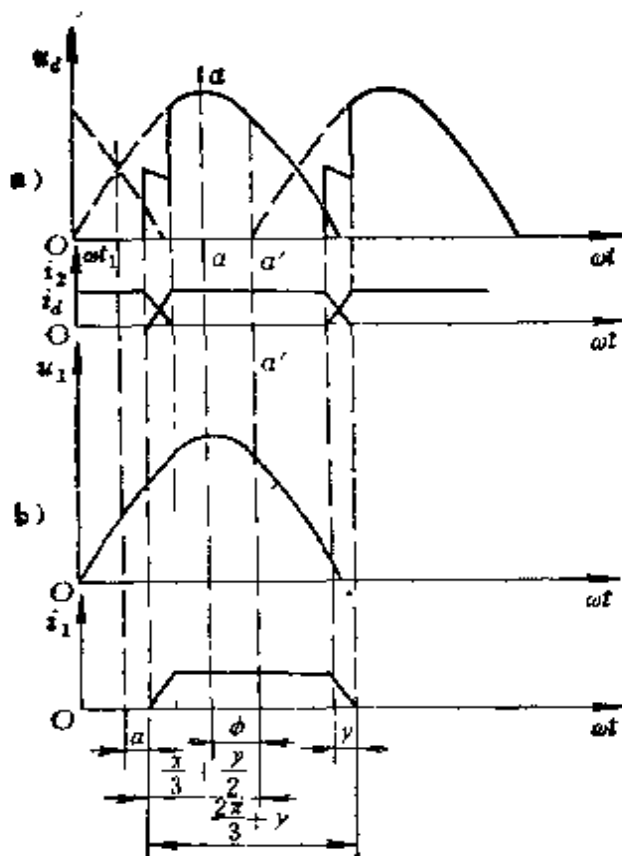


图1-8 功率因数示意图

$$\cos \phi = \cos \left(\alpha + \frac{\gamma}{2} \right) \quad (1-34)$$

这样， $\cos \phi$ 不但与 α 角有关，而且与 γ 角有关， γ 越大、 α 越大，则功率因数 $\cos \phi$ 越低。

四、三相桥式全控整流电路的功率因数

1. 分析法 忽略变压器的损耗，功率因数同样为有功功率与视在功率之比：

$$\text{有功功率 } P_d = U_d I_d$$

$$\text{视在功率 } S = \sqrt{3} U_2' I_2$$

式中 U_2' ——二次接线端线电压。

$$\text{功率因数 } \cos \phi = \frac{P}{S} = \frac{U_d I_d}{\sqrt{3} U_2' I_2}$$

由于存在换相角 γ 的影响，因此在分析 $\cos \phi$ 时必须加以考虑。

考虑 γ 角时三相桥式可控整流电路输出电压波形如图 1-9 所示。

换相期间瞬时电压 u_d 等于相邻两相线电压和的二分之一，即

$$u_d = \frac{u_{cb} + u_{ab}}{2}$$

以 u_{ac} 的原点作为坐标的原点时，

$$u_{cb} = \sqrt{2} U_2' \cos \left(\omega t + \frac{\pi}{6} \right)$$

$$u_{ab} = \sqrt{2} U_2' \cos \left(\omega t - \frac{\pi}{6} \right)$$

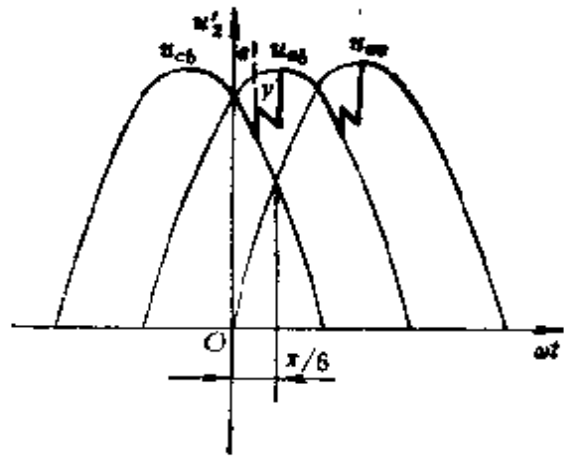


图1-9 考虑重叠角 γ 时输出电压波形

所以， $u_d = \frac{u_{cb} + u_{ab}}{2}$

$$= \frac{1}{2} \left[\sqrt{2} U_2' \cos \left(\omega t + \frac{\pi}{6} \right) + \sqrt{2} U_2' \cos \left(\omega t - \frac{\pi}{6} \right) \right]$$

$$= \sqrt{2} U_2' \cos \frac{\pi}{6} \cos \omega t$$

因此，在周期 $\frac{\pi}{3}$ 中，直流输出电压的平均值为

$$u_d = \frac{3}{\pi} \left[\int_{\alpha}^{\alpha + \gamma} u_d d\omega t + \int_{\alpha + \gamma}^{\alpha + \frac{\pi}{3}} u_{ab} d\omega t \right]$$

$$= \frac{3}{\pi} \left[\int_{\alpha}^{\alpha + \gamma} \sqrt{2} U_2' \cos \frac{\pi}{6} \cos \omega t \right.$$

$$\left. + \int_{\alpha + \gamma}^{\alpha + \frac{\pi}{3}} \sqrt{2} U_2' \cos \left(\omega t - \frac{\pi}{6} \right) d\omega t \right]$$

$$= \frac{3\sqrt{2}}{\pi} U_2' \left[\cos \frac{\gamma}{2} \cos \left(\alpha + \frac{\gamma}{2} \right) \right]$$

所以， $P = U_d I_d = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} U_2' I_d \left[\cos \frac{\gamma}{2} \cos \left(\alpha + \frac{\gamma}{2} \right) \right]$

同样，变流装置的功率因数与 γ ， α 有关， α 、 γ 越大，则

功率因数越低。

2. 图解法 除用分析法可以看出随着 α 、 γ 角的增加而功率因数降低外,用图解法则可更直观,因此图解法也用得比较广泛。根据功率三角形可知

$$\text{有功功率 } P = S \cos \phi$$

$$\text{无功功率 } Q = S \sin \phi$$

$$\text{视在功率 } S = \sqrt{P^2 + Q^2}$$

这样,在相同的视在功率下,对应不同的 ϕ 角,视在功率 S 顶端 A 点的轨迹为一半圆,如图1-10所示。

图中第一象限表示变流装置工作在整流状态,第二象限表示工作在逆变状态,这样只要知道视在功率 S 和有功功率 P ,就很容易求出功率因数 $\cos \phi$ 。

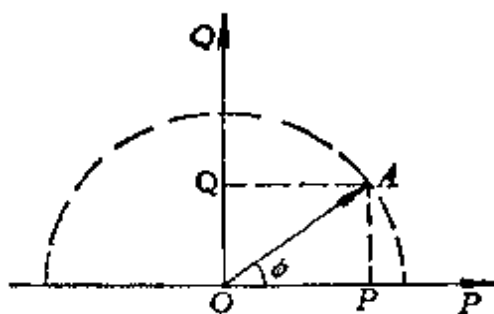


图1-10 有功、无功功率圆图

下面介绍用图解法表示整流线路的电压、功率和功率因数的方法。

已知整流电路的有功功率为

$$P = U_d I_d = U_{d0} I_d \cos \alpha = U_{d0} I_d \cos \phi$$

整流电路的无功功率为

$$Q = U_{d0} I_d \sin \alpha = U_{d0} I_d \sin \phi$$

$$\text{则 } S = \sqrt{P^2 + Q^2} = \sqrt{(U_{d0} I_d)^2 (\cos^2 \phi + \sin^2 \phi)} = U_{d0} I_d$$

用百分数表示

$$P_* = \frac{P}{S} = \frac{U_{d0} I_d \cos \phi}{U_{d0} I_d}$$

$$Q_* = \frac{Q}{S} = \frac{U_{d0} I_d \sin \phi}{U_{d0} I_d}$$

式中, P_* 、 Q_* 分别为有功功率与无功功率对其视在容量所求得标么值。用 1 作半径画半圆,如图1-11所示。

图中横轴代表 P_* ，纵轴代表 Q_* ，因为

$$P_* = \frac{P}{S} = \frac{U_{d0} I_d \cos \alpha}{U_{d0} I_d} \approx \cos \phi$$

因此，横轴可代表有功功率，又可表示整流器的输出电压，也可表示功率因数。图中第一象限的 P_* 为正值，表示电源输出功率，当 $\alpha = 0$ 时， $\phi = 0^\circ$ ，此时整流器输出有功功率最大（即 $O1$ 距离），输出电压也最高，功率因数 $\cos \phi = 1$ ，无功功率 $Q = 0$ 。当 $\alpha = \alpha_1$ 时，输出的有功功率为 P_1 （即 OC 距离），较 $\alpha = 0$ 时有功功率要小，整流电压 $U_{d1} < U_{d0}$ ，功率因数为 $\cos \phi_1$ ，而无功功率 Q 由零增至 AC 距离。当

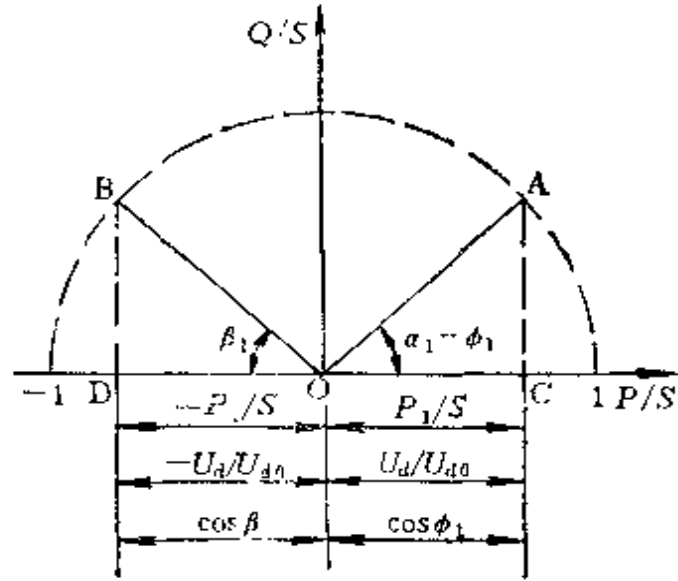


图1-11 图解法表示功率因数

$\alpha = 90^\circ$ 时， $P = 0$ ， $U_d = 0$ ， $\cos \phi = 0$ ，无功功率 Q 最大。当 $\alpha > 90^\circ$ 时进入第二象限， P_* 为负值， U_d 、 $\cos \phi$ 亦为负，这表示功率从直流侧反送回交流电源，整流器工作在逆变状态。因为 $\beta = 180^\circ - \alpha$ ， $\cos \beta = -\cos \alpha$ ，因此在逆变状态时可用 $-\cos \beta$ 来表示 $\cos \alpha$ 。从图中可看出 $\beta = 0$ 时，反送给电网的功率最大（即 $O, -1$ 的距离），无功 $Q = 0$ ， $\cos \phi = 1$ ，当 $\beta = \beta_1$ 时，反送回电网的功率由最大减小到 OD 的距离，而无功 Q 由零增至 BD 距离， $\cos \phi < 1$ ，当 $\beta = 90^\circ$ 时，有功功率 $P = 0$ ，而无功功率 Q 最大， $\cos \phi = 0$ 。

总之，变流器不管是工作在整流状态，还是逆变状态，当 α 或 β 增加时，无功功率 Q 增加，而且总为正值，有功功率减小，功率因数 $\cos \phi$ 降低，这用图解法表示是很直观的。

五、提高功率因数的措施

由上面分析可知，采用电力电子线路后，变流装置的功率因数将下降。同时整流电压波形也发生很大畸变。特别是变流装置容量较大且比较集中的地方，显得尤为突出。为此采取措施提高功率因数是必要的，也具有现实意义。下面介绍几种提高功率因数的方法。

1. 由于整流电路的功率因数随着控制角 α 的增加而恶化，因此对于需要在低电压情况下长期且相对稳定工作的负载，可采用改变整流变压器接头的办法，以降低交流电源的电压。这样，当要求负载电压一定时，控制角 α 可往前移，即可工作在 α 较小情况，使功率因数提高。如需输出高电压时，升高交流电源电压，仍可使控制角 α 在较小的情况下工作。有的机床需要工作在低电压情况下进行切削或磨削时常采用这种方法。这种方法的缺点是不能连续调节。

2. 用两组对称的整流桥串联

如果要求输出同样的有功功率时，则用两组对称整流桥串联比用一组整流桥供电时的功率因数要高。下面通过图1-12 a 和 b 进行比较。为了直观地说明问题，采用图解法，且从整流到逆变分析其全过程。

图 a 中由一台供电时，设变压器容量为 $2S$ ，输出电压为 U_d ；由两台供电时，变压器容量各为 S ，输出电压分别为 U_{d1} 、 U_{d2} ，且 $U_{d1} + U_{d2} = U_d$ ，这样保证输出功率相等。由前面介绍的图解法可画出由一组桥供电和由两组桥串联供电时 P 、 S 、 Q 之间的关系，见图1-13。

假如由一组桥供电，处在整流状态，且 $\alpha = \alpha_1$ 时，则有功功率为 OD ，无功功率为 A_1D 。由两组桥串联供电时，使桥 I 的控制为最小保护角 α_{10} ，而桥 II 的控制角由 α_{10} 增加到 α_{11} ，由图可以看出，有功功率仍为 OD ，而无功功率则减小了，即图中 DQ 距离。由于无功功率减小，故功率因数 $\cos \phi$ 提高了。

下面比较详细地分析一下控制角 α 及逆变角 β 不同时两组桥

串联和一组桥单独供电工作在整流，逆变时 P 、 S 、 Q 之间的关系。

(1) 设 I、II 两组桥串联后都工作在整流状态，且 α_1 、 α_1 都为 0° ，这时电机承受的电压为 $U_d = 2U_{d0}$ ，此时变压器供给的有功功率为 $2P_0(OA)$ ，供给的无功功率为零，这相当于图

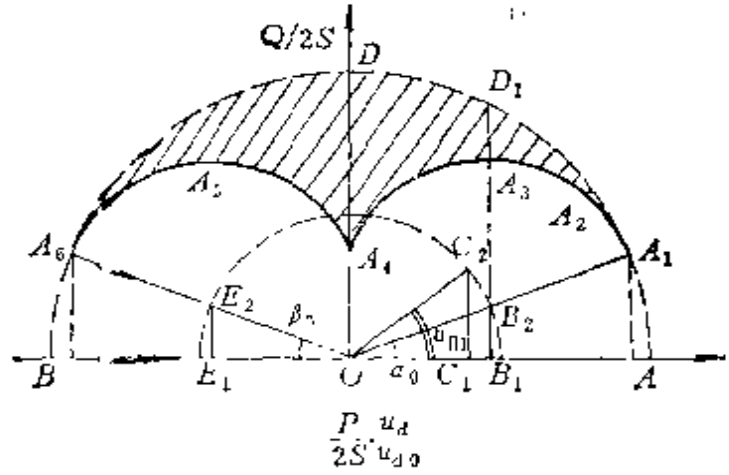


图1-14 两组桥串联供电时有功和无功功率图解

1-14中的 A 点。
(2) 设 I、II 桥都工作在逆变状态，且 β_1 、 $\beta_1 = 0$ ，这时电动机承受的电压为 $-2U_{d0}$ ，此时变压器自电动机吸取 $2P_0$ 的功率，反送回电网，而无功功率为零，这相当于图中的 B 点。

(3) 设 I、II 桥都工作在整流状态，且 $\alpha_1 = \alpha_1 = \alpha_0$ (α_0 为最小保护角)，这时整流器输出的电压为 $U_{d1} + U_{d2} = U_{d01} \cos \alpha_0 + U_{d02} \cos \alpha_0$ ，每组供给的有功功率 P_{d0} 为 OB_1 ，无功功率 Q_{d0} 为 B_1B_2 ，总的有功功率为 $2P_{d0}$ ，总的无功功率为 $2Q_{d0}$ ，如图中的 A_1 点所示。 A_1 点的纵坐标为 $2B_1B_2$ ，即 $2Q_{d0}$ ，横坐标为 $2OB_1$ ，即 $2P_{d0}$ 。

上面三种情况从图可以看出，采用两组桥串联供电和一组桥单独供电时，无功功率没有什么变化，体现不出提高功率因数的优点。但当 $\alpha_1 \neq \alpha_1$ ，或 $\beta_1 \neq \beta_1$ 时，情况就不同了，下面再继续进行分析。

(4) 设 I 桥的 $\alpha_1 = \alpha_0$ 不变，从而 I 桥的 U_{d01} 、 P_{d01} 、 Q_{d01} 都不变，今增加 II 桥的 α_1 ，于是 U_{d02} 减少，从而 $U_d = U_{d01} + U_{d02}$ 减少，这时由于 α_1 增加，故 P_{d1} 减少， Q_{d1} 增加，故总的有功功率减少，总的无功功率增加，当 α_1 增至 α_{11} 时，则对应的

$P_1 = OC_1$, 对应的无功功率 $Q_{I1} = C_1C_2$, 则总的有功功率 $P = P_{a_0} + P_{I1} = OB_1 + OC_1$, 总的无功功率 $Q = Q_{a_0} + Q_{I1} = C_1C_2 + B_1B_2$, 如图中 A_2 点。

(5) 设 α_1 仍为 α_0 , $\alpha_1 = 90^\circ$, 这时 $U_{d1} = 0$, 只有一组输出整流电压, 由于此时 II 桥的无功功率 Q_I 最大, 故总的无功功率最大, 相当图中的 A_3 点。

(6) 设 $\alpha_1 = \alpha_0$, $\alpha_1 > 90^\circ$, 这时 U_{d1} 变为负, I 桥仍为整流状态, II 桥变成逆变状态, 这时总的输出电压 $U_d = U_{da_0} - U_{d1}$, 故随着 U_{d1} 的增加而减少。又因 $\alpha_1 > 90^\circ$ 时随着 α_1 的增加, Q_I 又减少, 故总的 Q 减少。当 α_1 增至 $\alpha_1 = \pi - \beta_0$ 时 (β_0 为最小逆变角), 这时的整流电压 $U_d = U_{da_0} - U_{d1}$, 如使 $\alpha_0 = \beta_0$, 则整流电压 $U_d = 0$, 这时总有功功率 $P = P_{a_0} - P_I = OB_1 - OE_1 = 0$, 而总的无功功率 $Q = Q_{a_0} + Q_I = B_1B_2 + E_1E_2 = OA_4$ 。

(7) 设维持 II 桥的逆变角 β_0 不变, 即 $\alpha_1 = \beta_0$, 增加 I 桥的 α_1 , 于是 α_1 增加, U_{d1} 下降, 从而 $U_d = U_{d1} - U_{d1}$, 改变方向, 随着 α_1 的增加 U_d 反方向增加, 当 $\alpha_1 = 90^\circ$ 时, $U_{d1} = 0$, Q_I 最大, 此时只有 U_{d1} 起作用, 即图中的 A_5 点。

(8) α_1 仍保持为 β_0 , 使 $\alpha_1 > 90^\circ$, U_{d1} 改变方向。 $U_d = U_{d1} - U_{d1}$, 这时, I、II 桥都工作在逆变状态, 当 α_1 增到 $\alpha_1 = \pi - \beta_0$, 此时 $U_d = -U_{d\beta_0} - U_{d\beta_0}$, 这相当图中的 A_6 。这样, A_1 、 A_2 、 A_3 及 A_4 、 A_5 、 A_6 可分别联成圆弧, 如图中所示。

从上面分析可知, 两组桥串联供电和一组桥单独供电相比较, 在要求输出同样的有功功率时, 采用两组桥串联的方式, 如令 $\alpha_1 \approx \alpha_I$ 或 $\beta_1 \approx \beta_I$ 时, 可减少无功功率, 提高功率因数, 特别是在低速时尤为突出。例如, 当要求负载电压 $U_d = 0$ 时, 则无功功率 Q 为 OD 线段, 但在两组桥串联供电时, 同样电压为零时, 无功功率为 OA_4 线段, 可见大大减少了。在得到不同电压时, 所减少的无功功率分别为从大虚线半圆 AD_1DB 与横轴的距离和弧 $A_1A_2A_3A_4$ 与横轴距离之差。如图 1-14 中阴影部分所示。由于横坐标也表示输出电压 U_d , 这样, 从阴影图形中可看出:

U_d 低时，即 α 大时，减少的无功功率多，随着 α 减少，电压升高，而减少的无功功率逐渐减少。目前这种系统在大功率供电整流系统采用较多。

另外，两组桥串联工作时，变压器中一台为三角形接法，而另一台则为星形接法。这种接法可以消除高次谐波，使电流波形畸变减小，同样起到提高功率因数的效果。

3. 超前相角控制

在变流装置中通常情况下，电感性负载比较多，因此电流总是落后电压一定角度 ϕ ，见图1-15三相半波可控整流电路。随着控制角 α 增加， ϕ 角增加，功率因数降低。这种情况属于滞后相位控制。目前一般都采用这种控制方法。现在我们进行超前相角控制，使其成为容性负载，这样功率因数就可提高。仍以三相半波为例来分析超前控制的可能性，如图1-16所示。

在自然换相点之前 α 角使其已开通的晶闸管关断，同时按相序给下一个晶闸管触发使其开通。从波形图可以看出，这时相电流相位超前相电压，所以超前控制的可能性是存在的。同时还可以看出，这种控制方法和滞后控制 α 时，整流电压的波形虽然形

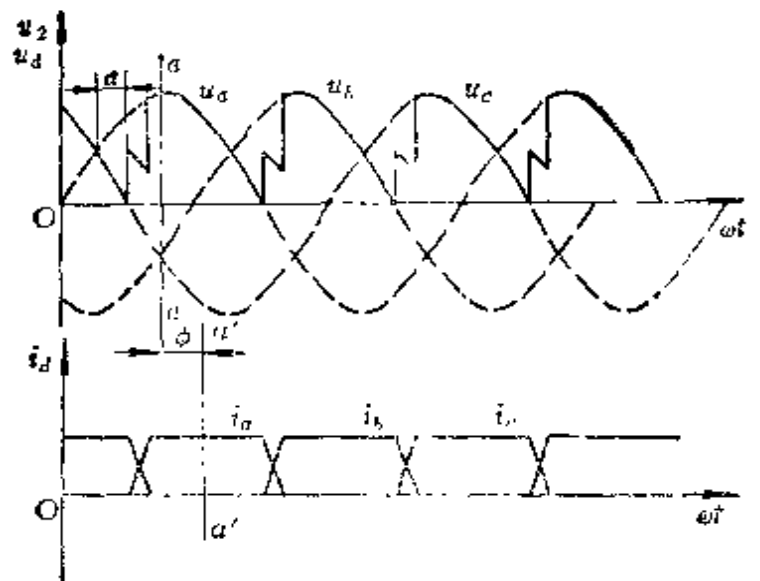


图 1-15 三相半波滞后相角控制电压电流波形

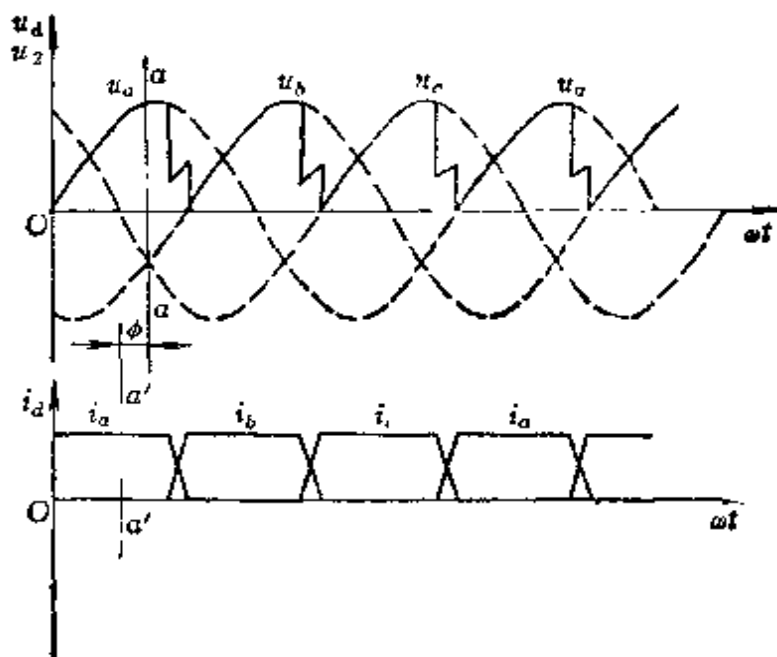


图1-16 三相半波超前相角控制电压电流波形

状不同，但其平均值是近似相等的。这说明超前相角控制具有和滞后相角控制近似相等的整流电压的调压范围。

然而，实现超前相角控制并不仅仅是触发信号的位置变化，因为要使晶闸管关断，必须使其阴极电位高于阳极电位，可是在自然换相点前，后一相的相电压总是低于前一相的相电压，所以就产生了一个问题：即开通的晶闸管关不断，应开通的晶闸管触发不开。因此要实现超前相角控制时，就要采取强迫换流的措施，迫使前一相晶闸管超前关断，使后一相开通。这当然比滞后相角控制要复杂些。下面以三

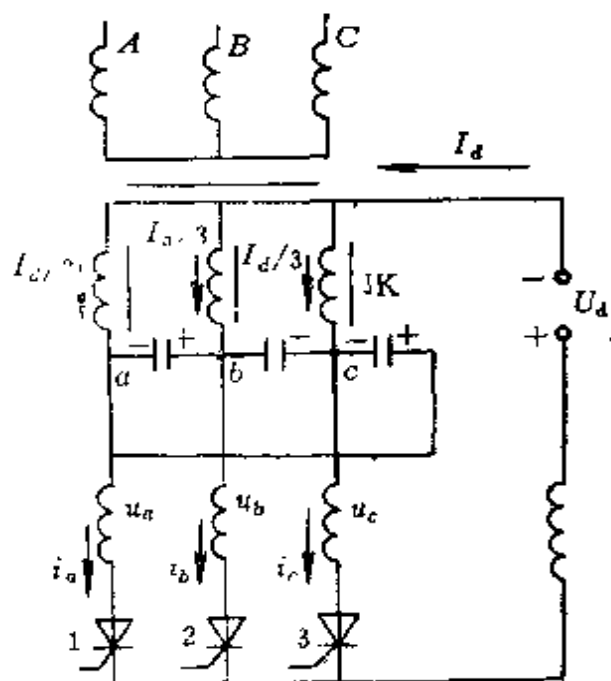


图1-17 三相半波超前相角控制主电路原理图

相半波可控整流电路为例来说明它的工作原理。

- 假定 (1) 阳极电抗为零；
 (2) 阴极电抗为无穷大；
 (3) 晶闸管开通后压降为零；
 (4) 换向电容的极性如图1-17所示。

有了以上假定，就可以认为电容的电流为矩形波，电压为直线上升，工作波形如图1-18所示，三只晶闸管每隔 120° 依次开通。由于三相平衡电抗器的作用，负载电流被三等分。假如这时

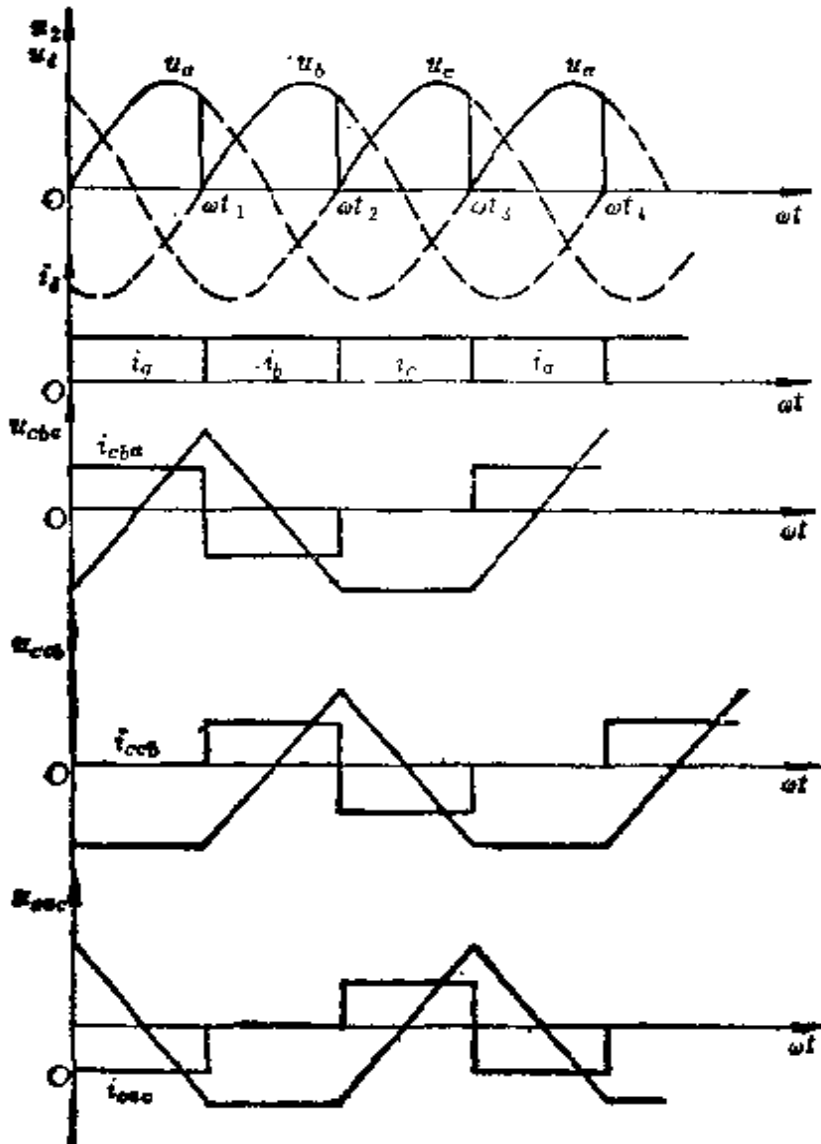


图1-18 三相半波波形图

触发信号在相电压过零的时候，即在 $0 \sim \omega t_1$ 区间，晶闸管 1 开通， C_{b1} 充电， C_{c1} 放电， C_{c2} 无电流。 C_{c1} 、 C_{c2} 的充电电流均为 $\frac{1}{3} I_a$ ，所以在晶闸管 1 流过的电流为 I_a 。由于 C_{b1} 已建立起正向电压，且满足 $u_b(\omega t_1) + u_{c1} > u_a(\omega t_1)$ ，这样，晶闸管 2 可以方便地超前打开，而晶闸管 1 却因受到反向电压被强迫关断。在 $\omega t_1 - \omega t_2$ 区间， C_{b1} 放电， C_{c1} 充电， C_{c2} 不充放电，当 $\omega t = \omega t_2$ 时，同样由于 C_{c1} 上已建立起的电压起了附加电势作用，晶闸管 3 打开，晶闸管 2 强迫关断，以后情况类似。

从上面分析可以看出，实现超前相角控制所采取的措施是在原来线路基础上加了平衡电抗器和电容器。平衡电抗器的作用是将负载电流 I_a 三等分。电容器的作用是使电容电压作为附加电势，预先加到将开通的后一相晶闸管阳极上，使后一相的阳极合成电势大于前一相开通的阳极电压，满足超前开通条件。

上面是原理分析，在实际应用中还要对电抗器、电容器以及最大超前相角 α_m 进行计算和反复验证。总之，超前相角控制是可行的，是今后发展方向，随着技术不断发展，这种控制方法也将不断完善。

上面简单介绍了几种提高功率因数的办法。此外，还有很多方法。如接入补偿电容、电感电容谐振补偿法、静止无功补偿器、增加整流相数等等都有明显效果，这里就不详细介绍了。

第二章 正常工作下的功率因数 补偿装置

第一节 功率因数补偿装置

无功功率补偿装置为同步补偿器（同期调相机）和静电电容器。

同步补偿器实质上是空载运行的同步电动机，它在过励磁运行时向电力系统供给无功功率，在欠励运行时，从系统吸取无功功率，所以，改变同步补偿器的励磁，就可以平滑地改变它发出无功功率的大小和方向。

根据上述特点，同步补偿器不仅可以调整无功功率，更重要的是它能平滑地调节所在地区的电压。同步补偿器一般装有自动励磁调整装置，能自动地在电力系统电压降低时增加输出无功功率，以维持系统的电压。特别是带有强行励磁装置的同步补偿器，在系统故障情况下也能调整电压，对电力系统运行稳定性的提高有很大好处。

同步补偿器的容量愈小，其单位 kVA 的造价愈高，即使容量很大的同步补偿器，其单位 kVA 的造价，也较静电电容器昂贵得多。而且，它每发出 $1kvar$ 的无功功率，比静电电容器的功率损耗高 $6 \sim 9$ 倍，约为额定容量的 $1.5 \sim 5\%$ 。同步补偿器的组合装置不灵活，安装条件要求高，维护运行也较复杂，因而一般只在大的电网中枢作为调压使用。目前，国外许多国家已不使用同步补偿器作为提高工厂功率因数的装置。

国内外广泛采用的无功功率补偿装置是静电电容器。每台静电电容器的无功功率很小。如我国生产的 BWF、BWM 系列， $6 \sim 16kV$ ，单台电容器容量由 $12 \sim 100 kvar/台$ ， $0.5kV$ 以下为

5 ~ 14 kvar/台，组合、安装、拆卸都非常方便。

静电电容器在运行时必须注意下列各点：

1. BM、BGM型电容器的周围空气极限温度是 $-25 \sim 40^{\circ}\text{C}$ ，因此，对运行时的热力工况应特别注意。电容器室应有良好的通风，当周围空气温度达到 35°C 时，便需将电容器从电网中切除。

2. 电容器对电压特别敏感，当它受到的电压超过其额定电压时，气隙中电离现象的形成速度加快，有功功率损耗增加，使电介质击穿，电容器损坏。电容器的主要缺点是损坏后不能修复，因此，在运行中必须严格监视加在电容器上的电压。

但如加在电容器上的电压低于额定电压，则电容器达不到其额定输出，其实际输出为

$$Q_{B'k} = Q_{Bc} \left(\frac{U_t}{U_{Bc}} \right)^2 \quad (2-1)$$

式中 $Q_{B'k}$ ——电容器的实际输出；

Q_{Bc} ——电容器的额定容量；

U_t ——电网的实际电压；

U_{Bc} ——电容器的额定电压。

从公式 (2-1) 可以看出，用户电压降低是无功功率需要量增大的结果，但恰在这时电容器的无功功率输出却反而降低，所以用静电电容器调节电压的效果不好。

3. 电网的频率对电容器的输出也有影响。

$$Q'_{B'k} = Q_{Bc} \left(\frac{f}{f_c} \right)^2 \quad (2-2)$$

式中 $Q'_{B'k}$ ——电容器在频率为 f 时的实际输出；

f ——电网的实际频率；

f_c ——电网的额定频率。

考虑到过电压、过频率、谐波影响及备用系数，可以允许电容器输出其额定容量的130%无功功率极限值。

4. 电容器从电网上刚断开时，由于残余电荷的影响，其接

线端上有电压，而且其值与没有断开时一样，断开后才渐渐自行放电，延续时间很长，影响运行人员的安全，因此，要设法使电容器从电网上断开后，能迅速放电，降低其端电压。

规程上规定，装设放电设备，使电容器组两端电压从峰值（ $\sqrt{2}$ 倍额定电压）降至75V所需时间，对低压电容器最长为1min，对高压电容器最长为5min，放电设备可以采用电阻，并可以近似地利用下式计算。

$$r = 1.5 \times 10^6 \frac{U_x^2}{Q_{BC}} \quad (2-3)$$

式中 U_x ——电网相电压 (kV)；

Q_{BC} ——补偿电容器额定容量 (kvar)。

目前国外已有放电电阻与电容器成套供应的装置，这种成套装置在正常情况下电阻断开以减少损耗，当电容器切断时电阻自动投入。

如果电容器与电动机直接连接时，也可以利用电动机作为放电电阻，但应注意，当电动机从电网中断开时，由于惯性关系仍继续旋转，使作为发电工况运行的异步电动机产生自励，自励电压的大小与电动机技术特性、电容器容量及电动机旋转速度有关，当电动机为空载且在过补偿条件下，自励电压可能达到电动机额定电压的1.4~1.6倍。此外，当电动机未停止转动重又投入工作时，有可能产生约为电动机额定转矩20倍左右的瞬时扭矩。防止的办法是在将电动机与电网断开的同时，也将电容器断开，或待电动机完全制动后再投入。

高压静电电容器若与变压器、电压互感器或高压电动机直接连接时，则可以利用它们做放电电阻。

5. 电力电子技术的迅猛发展，给无功功率补偿用的静电电容器带来了新问题，其中之一是谐波电流的影响。

在具有变压器、电抗器和线路的供电系统中，电容相对来说较小，它们的电容与感抗所组成的回路谐振频率都很高，超过了非线性负荷所能达到的谐波频率。但是，为了提高功率因数，在供

电系统装设了补偿电容器，这就改变了阻抗成分的构成，致使谐振频率落入非线性负荷电流谐波频率范围之内。其数值可计算如下：

$$f = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{LC}} = K \sqrt{\frac{X_c}{X_2}} = f_1 \sqrt{\frac{S_d^{(a)}}{Q_c}} \quad (2-4)$$

式中 S_d ——电力系统中接入电容器处的短路容量；

Q_c ——电力电容器的额定容量；

f_1 ——基波频率。

由于有了谐波电流，在电路中产生压降的比例就会发生变化，从而引起供电电压的畸变，而且可能在某一谐波下产生谐振。现在比较在不同条件下测试某一供电线路所出现的谐波电压；该线路在投入补偿电容器前，11次谐波电压 (U_{11}) 为基波电压 (U_1) 的0.5%，投入电容器后， U_{11} 增至 U_1 的4.5%，同时，通过电容器电流的有效值增加为额定值的112%，其主要原因是11次谐波电流竟达到基波频率电流的50%左右。图2-1示出电网电压及通过补偿电容器的电流波形。

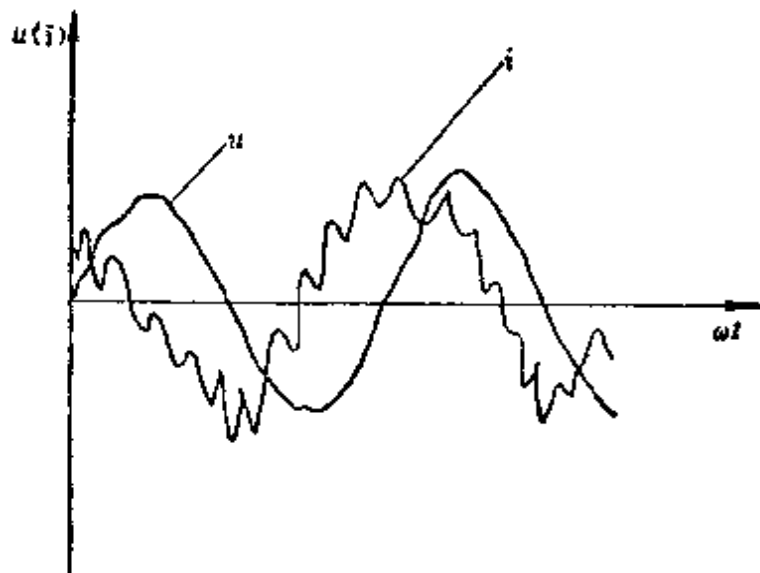


图2-1 电网电压及通过电容器的电流波形

再进一步观察采用电力电子装置后波形畸变加剧的情况。距离电力电子装置越近的地方，畸变越明显，例如图2-2所示的某

简化系统图及其等值线路图，但是，测得 1、2 两处电压波形的变化仍为线性的（图 2-3）。

但当在 1 处投入电容器运行后，情况就发生了很大的变化，供电电网中电压和频率的线性关系遭到破坏，从而引起某次谐波电压的增加。由于形成并联谐振电路，该次谐波电压上升的幅度可能达到原值的数倍，其幅值显然与本回路各元件阻抗配合的比例有关。这种情况必然导致电流增加，致使电容器损坏。

仍以图 2-2 所示的电压及电流为例，如果 1 处设有电力电子装置，未投入电容器 C 之前，电压的畸变系数 \ominus 为 14%，投入电容器后，畸变系

\ominus 畸变系数

$$DF = \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} U_n^2} / U_1$$

式中 n —— 谐波次数， U_1 —— 基波电压的有效值。

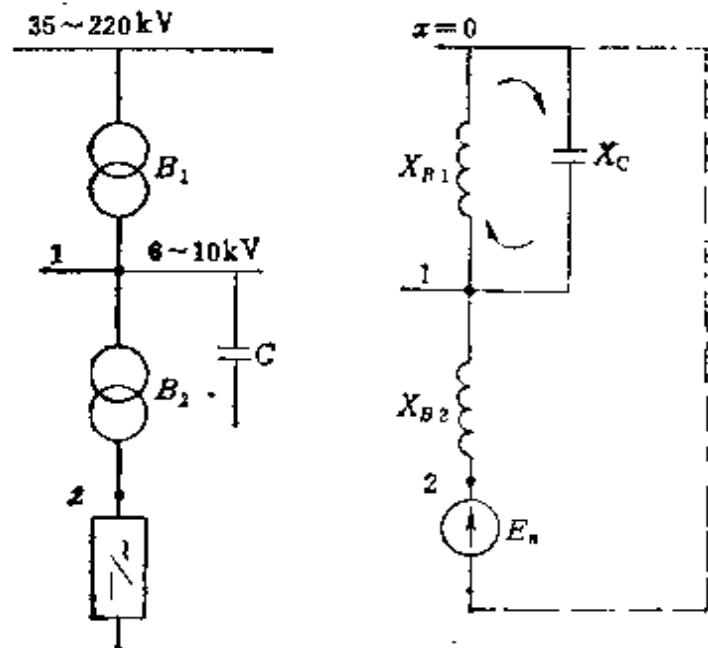


图 2-2 系统图及等值线路图

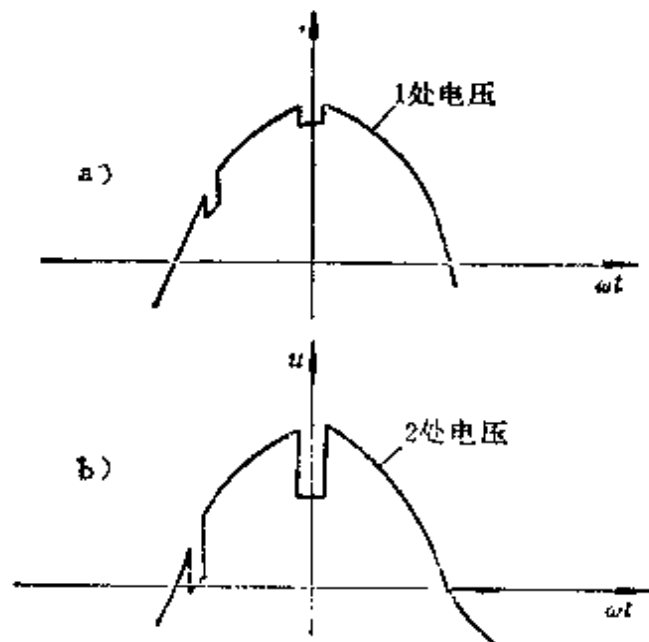


图 2-3 图 2-2 中 1 及 2 处的电压波形

数增至38%，而且，经过检测，各次谐波电流的幅值为 $I_1 = 100\%$ ； $I_7 = 90\%$ ； $I_{11} = 250\%$ ； $I_{13} = 225\%$ ； $I_{17} = 70\%$ ……等。这时，通过电容器的总电流竟达到基波电流的400%。

根据上述可以得出结论：在具有高次谐波源的地方，安装补偿电容器是极不安全的，必须采取措施加以保护。目前普遍采用串联电抗器的办法。选择电抗器的感抗时，应考虑其值能使谐振发生在低于电力电子装置投入后能够发生的最低次谐波，这样一来，就可使由补偿电容和电抗器所组成的串联回路所呈现的感性特征能降低与谐振频率相同或更高的谐波电压的幅值。

目前，保护用电抗器仍采用通常的高压电抗器，由于其结构笨重，占地过大，而电抗值又太小，所以是很不适用的。有的国家建议设计制造适合这种特殊需要的大感抗低压电抗器，因为在正常工作情况下，加于电抗器的电压为

$$U_K = \frac{1}{n^2 - 1} U_c \quad (2-5)$$

式中 U_c ——LC回路的电压额定值；

n ——谐波次数。

为了保护上述低压电抗器不致遭受过电压而毁坏，其两端可并联保护间隙。

考虑到LC回路内电压升高的可能，为了确保滤波电容器及补偿无功功率电容器的安全工作，国外建议生产的静电电容器，其额定电压可略高于目前网络的额定电压（如用于额定电压为6kV网络的电容器，其额定电压可定为7kV）。

第二节 补偿容量的选择及设置原则

一、电力系统中补偿装置容量的选择

在电力系统中，补偿装置容量计算选择的前提是电压水平，即为了保证电力系统的电压水平，必须使无功功率电源及无功功率负荷在规定电压水平的条件下达到平衡。

$$Q_c = Q_p + Q_B = \Sigma Q + \Delta Q_L$$

式中 Q_c —— 电力系统无功电源发出的无功功率；

Q_F —— 发电机发出的无功功率；

Q_B —— 补偿装置发出的无功功率；

ΣQ —— 某一结点无功功率负荷的总量；

ΔQ_L —— 系统中的线路及变压器两者的无功损耗。

用户无功功率的需要量与电压变化的关系曲线如图 2-4 所

示。图中曲线 1 称作静态特性曲线。可以看出，如果要使用户保持规定的电压水平（见图中 U_0 ），则需供给用户相应的无功功率 Q_0 ，如无功功率供给量不足（如图中 Q ），用户的端电压将被迫降至 U_1 ，用户的无功功率需要量增加，静态特性曲线需平行上移（曲线 2），如系统不可能增加相应的无功功率电源（图中 ΔQ_L ），则用户的端电压将被迫降至 U_2 。

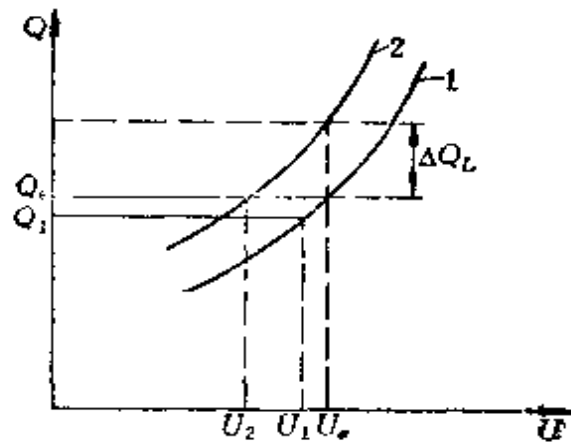


图 2-4 无功功率与电压变化关系的静态特性曲线

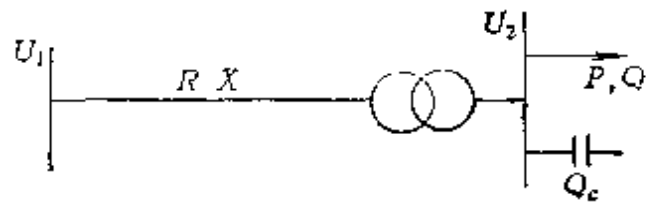


图 2-5 简单系统示意图

考虑调压要求时，无功功率补偿容量可以按照式 (2-6)~(2-10) 计算。在图 2-5 所示的简单系统， U_1 为线路首端电压， U_2 为变电所低压母线电压， R 及 X 为线路及变压器的总阻抗（归算至高压侧）， P 及 Q 为变电所低压母线上的负荷。忽略线路上的充电功率及变压器损耗，设变电所低压侧无补偿装置时， U_1 与归算至高压侧的变电所低压母线电压 U_2 的关系为

$$U_1 = U_2 + \frac{PR + QX}{U_2} \quad (2-6)$$

当设有补偿装置且其容量为 Q_B 时,

$$U_1 = U_{2c} + \frac{PR + (Q - Q_B)X}{U'_{2c}} \quad (2-7)$$

式中 U'_{2c} ——变电所低压侧母线电压的归算值。考虑到两种情况下 U_1 应保持不变, 即

$$U'_2 + \frac{PR + QX}{U'_2} = U'_{2c} + \frac{PR + (Q - Q_B)X}{U'_{2c}} \quad (2-8)$$

解之, 并简化

$$Q_B \approx \frac{U'_{2c}}{X} (U'_{2c} - U'_2) \quad (2-9)$$

设变压器一次侧分接头电压为 U_t , 二次侧额定电压为 U_{2e} , 则

$$U_{2c} = U_{2e} \frac{U_{2e}}{U_t} = U'_{2c} / k$$

$$U_2 = U'_2 \frac{U_{2e}}{U_t} = U'_2 / k$$

U_2 及 U_{2c} 分别为补偿前及补偿后变压器二次侧母线上的实际电压。代入式 (2-9), 得

$$Q_B = \frac{U_{2c}}{X} (U_{2c} - U_2) k^2 \quad (2-10)$$

由于电容器只能发出无功功率, 即只能借以提高供电系统的电压, 而不能吸收无功功率, 从而降低系统电压, 故在系统轻载时只可以考虑将其部分切除, 因此, 其容量的选择可按照以下步骤进行。

(1) 按最小负荷算出变电所低压母线实际电压归算至高压侧的值 U'_{2m}

(2) 仍按这一负荷时母线上应保证的电压值 U_{2em} 选择变压器分接头, 即

$$U_{tm} = U'_{2m} \frac{U_{2e}}{U_{2em}} \quad (2-11)$$

且

$$\frac{U_{tm}}{U_{2e}} = k$$

(3) 按最大负荷算出变电所低压母线实际电压的高压归算值 U'_{2M}

(4) 按最大负荷母线上应保证的 U_{2CM} 选择电容器补偿容量

$$Q_B = \frac{U_{2CM}}{X} \left(U_{2CM} - \frac{U'_{2M}}{h} \right) k^2 \quad (2-12)$$

对于同步补偿器，它在最大负荷条件下过励运行时可发出无功功率 Q_{TC} 为

$$Q_{TC} = \frac{U'_{2CM}}{X} (U'_{2CM} - U'_{2C}) \quad (2-13)$$

最小负荷下欠励运行，其容量仅为过励时额定容量的(50~60)%，于是，

$$-(0.5 \sim 0.6) Q_{TC} = \frac{U'_{2cm}}{X} (U'_{2cm} - U'_{2c}) \quad (2-14)$$

式(2-14)和(2-13)相除、简化，可改写为

$$\frac{U_{2cm}(kU_{2cm} - U'_{2m})}{U_{2CM}(kU_{2CM} - U'_{2M})} = -(0.5 \sim 0.6)$$

求 h ，则变压器分接头的电压为

$$U_t \approx hU_{2c}$$

从而利用式(2-13)和(2-14)，计算出 Q_{TC} 。

根据上述，电力系统中补偿装置容量的选择，应与调压相协调，这是毫无疑问的。但在确定补偿装置的设置位置时，则需考虑系统的经济运行条件。由于电力系统中无功功率的生产与分布，一般来说并不影响燃料的消费，只对诸元件中的有功功率损耗有较大影响，所以，所谓经济运行的涵意，就是要求做到无功功率的潮流分布，使系统中的有功功率损耗为最小。

无功功率经济分布的条件是

$$\frac{\frac{\partial \Delta P_L}{\partial Q_{G1}}}{1 - \frac{\partial \Delta Q_L}{\partial Q_{G1}}} = \frac{\frac{\partial \Delta P_L}{\partial Q_{G2}}}{1 - \frac{\partial \Delta Q_L}{\partial Q_{G2}}} = \dots = \frac{\frac{\partial \Delta P_L}{\partial Q_{Gn}}}{1 - \frac{\partial \Delta Q_L}{\partial Q_{Gn}}} = -\lambda \quad (2-15)$$

式中 ΔP_L —— 系统诸元件的有功功率损耗；

ΔQ_L ——系统诸元件的无功功率损耗；

ΔQ_{Lg} —— g 节点的无功功率源， $g = 1, 2, 3 \dots$ ；

Q_{Dg} —— g 节点的无功负荷；

$$\Delta Q_g = Q_{cg} - Q_{Dg}$$

g 节点无功功率变化时有功功率损耗微增率为 $\partial P_L / \partial Q_g$ 。同理，该节点无功功率损耗微增率为 $\partial Q_L / \partial Q_g$ 。计算微增率是判断经济运行与否的依据。其具体步骤如下：

(1) 算出各节点微增率。

(2) 代入 $(\partial \Delta P_L / \partial \Delta Q_{cg}) / (1 - \partial \Delta Q_L / \partial \Delta Q_{cg}) = -\lambda$ 。求出 $-\lambda$ 值最大的节点。

(3) 在该点减少无功功率电源发出的无功功率，增加其它节点无功功率电源发出的无功功率，使系统无功功率重新分布。

(4) 重新计算潮流，反复计算 $-\lambda$ ，直至满足式(2-15)。

上述方法对多个节点来说，改变每个节点上的 Q_{cg} 带有试探性，所以计算工作量很大。电子计算机的应用，提供了满足经济分布的计算手段，并能使电力系统中有功功率和无功功率同时达到最优分布的要求。

二、工厂供电系统中无功功率补偿装置容量的选择及其设置

对工业企业来说，选择补偿装置要首先考虑因而得到的全面经济效益。设用户需要无功功率为 Q ，补偿装置的容量为 Q_B ，则补偿前后流过系统的电流差为

$$I - I_B = \frac{\sqrt{P^2 + Q^2}}{\sqrt{3}U} - \frac{\sqrt{P^2 + (Q - Q_B)^2}}{\sqrt{3}U} \quad (2-16)$$

由于电流的差额引起的功率损失差额为

$$\Delta P = 3(I^2 - I_B^2) R_{\Sigma} \quad (2-17)$$

R_{Σ} 为系统的等值电阻。如果 $\Delta P > Q_B k_q$ ，则补偿初步判断是合理的，反之则是不合理的。在后一种情况下，如果仍然有设置 Q_B 的要求，则决不是经济与否作为选择的依据，而是或者为了满足提高电压，或者为了增大系统中诸元件的送电能力。

为了在设计时简单起见，补偿容量也可以按照满足供电局对

于用户提高功率因数的要求出发。设用户在最大负荷班（或最大负荷月）的平均有功负荷 P_{pj} 及其相应的平均功率因数为 $\cos\varphi_{pj}$ ，而供电局要求的功率因数为 $\cos\varphi_2$ ，则补偿装置的容量可按式选择：

$$Q_B = P_{pj}(\operatorname{tg}\varphi_{pj} - \operatorname{tg}\varphi_2) \alpha \quad (2-18)$$

α 为考虑采取措施以改善自然功率因数时的修正系数。一般 $\alpha = 0.8 \sim 0.9$ 。

在确定补偿装置容量后，对不同装置的选用可进行技术经济比较。对于两种不同的方案，可以利用下式计算出回收期。

$$T = \frac{Z_1 - Z_2}{F_2 - F_1} \quad (\text{年}) \quad (2-19)$$

式中 Z_1 、 Z_2 ——第一及第二方案的投资费；

F_1 、 F_2 ——第一及第二方案的年运行费。 F_i 包括的内容如下：

F_N ——电能损失费；

F_s ——折旧费；

F_g ——管理、工资、维修费；

F_F ——辅助消耗费。

考虑到不同方案 F_g 及 F_F 差别不大，一般在比较方案时只考虑 F_N 及 F_s ，于是，

$$F_1 = F_{1N} + F_{1s} \quad F_2 = F_{2N} + F_{2s}$$

式 (2-19) 可以写成

$$T = \frac{Z_1 - Z_2}{(F_{N2} - F_{N1}) - (F_{s1} - F_{s2})} = \frac{\Delta Z}{\Delta F_N - K_s \Delta Z} \quad (2-20)$$

K_s 为折旧率，以投资费用的百分数计。根据式 (2-20) 可以绘制 $T - \frac{\Delta F_N}{\Delta Z}$ 曲线，如图 2-6 所示。

在图 2-6 中， $\frac{\Delta F_N}{\Delta Z}$ 表示增加投资费用对减少运行费中电能损耗费部分所取得的经济效益。 $\frac{\Delta F_N}{\Delta Z}$ 愈大，则效益愈高，当然是

有利的。此外，从图 2-6 还可以看出，虽然 K_0 取不同值，但当年限接近 8 年时，由于投资费用的增加而使年电能损耗费降低的效果甚微，这也就是有些国家把标准回收期 T_c 限定为 8 年的原因。 $T < T_c$ 时可以选用投资费用大的方案， $T > T_c$ 时则相反。

多种方案的比较，往往可以求不同方案的年计算投资 Z_i ，即

$$\begin{aligned} Z_i &= -\frac{1}{T_c} Z_i + F_i \\ &= \alpha Z_i + F_i \quad (2-21) \end{aligned}$$

式中 α ——投资的效果系数。 $\alpha = \frac{1}{T_c}$ ，当 $T_c = 8$ 年时， $\alpha = 0.125$ 。

在进行不同方案的技术经济比较，求年计算投资，还需考虑不同方案中发生故障时所引起的停电损失，以及电压质量差异引起的生产费用的差别。以上两种费用在设计时都只能利用故障发生概率的概念进行估算，目前尚待确定理论的成熟和定型的计算方法。

在比较方案时，一般可利用式 (2-21)，如果为分期投资，必要时，也可以考虑货币的时间价值，在此情况下，

$$Z_i = Z_0 = KZ$$

式中 Z ——折算至 m 年的总投资，

$$Z = Z_1(1+i)^{m-1} + Z_2(1+i)^{m-2} + \dots + = \sum_{i=1}^m Z_i(1+i)^{m-i}$$

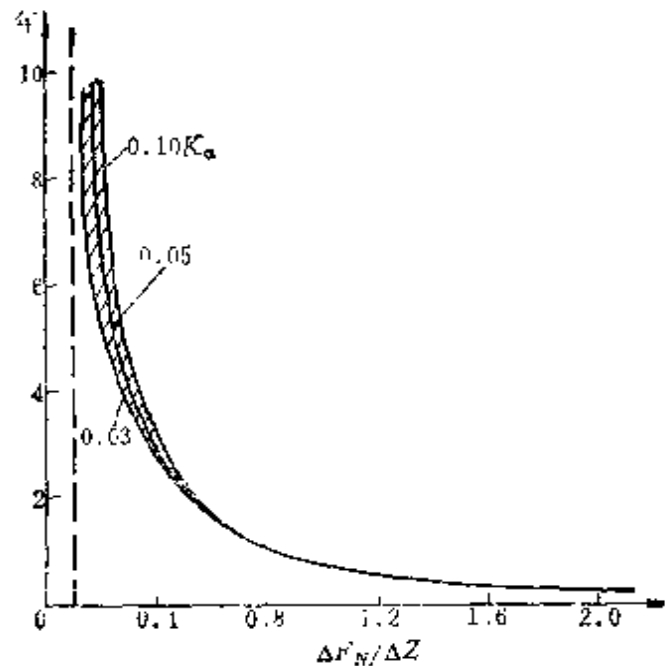


图 2-6 $T_c - \frac{\Delta F_N}{\Delta Z}$ 曲线

$(1+i)^n$ 称为复利系数, $(1+i)^{-n}$ 称为贴现系数。

K ——资金还原因素;

$$K = \frac{(1+i)^n i}{(1+i)^n - 1}$$

运行费 $F_t = F_0 = KF'$ 。假设项目在 m 年投资结束, 而整个使用期为 n 年, 如均归算至第 m 年, 则

$$F_I = F_1(1+i)^{n-1} + F_2(1+i)^{n-2} + \dots + = \sum_1^m F_t(1+i)^{n-t}$$

$$F_I = F_m(1+i)^{-(n-m)} + F_{n-1}(1+i)^{-(n-1-m)}$$

$$= \sum_{t=m+1}^{t=n} F_t(1+i)^{-(n-t)}$$

$$F' = F_I + F_{II}$$

于是, 最小开支法可根据下式确定 \mathcal{Z} 的最小值

$$\mathcal{Z} = Z_0 - F_0 = \min$$

根据式 (2-21), 对于补偿装置可以写出它们计算投资的通式。

$$\mathcal{Z} = \alpha_r Z_r + \alpha_s Z_s + \alpha_E \Sigma \Delta P_i \quad (2-22)$$

式中 α_r ——效果系数;

α_s ——设备折旧率;

α_E ——用电设备的建设费, 元/kW。即

$$\mathcal{Z} = (\alpha_r + \alpha_s) b Q_B + \left[\left(\frac{Q - Q_B}{U} \right)^2 R_{ds} + \Delta P_{B0} Q_B \right] \alpha_E \quad (2-23)$$

式中 Q_B ——补偿容量 (kvar);

b ——单位补偿容量价格 (元);

ΔP_{B0} ——单位补偿容量的有功损耗 (kW/kvar)。

为了求得最佳补偿容量, 对式 (2-23) 求微分, 并令 $d\mathcal{Z}/dQ_B = 0$, 解之得

$$Q_{B2j} = Q - \frac{(\alpha_r + \alpha_s) b + \Delta P_{B0} \alpha_E}{2R_{ds} \alpha_E} U^2 \quad (2-24)$$

要求

$$Q \geq \frac{(\alpha_r + \alpha_s) b + \Delta P_{B0} \alpha_E}{2R_{Lr} \alpha_E} U^2 \quad (2-25)$$

国外根据上式及该国参数计算,认为补偿装置在电压为 6kV 时,容量在 5000kvar 以下,10kV 时,容量在 10000kvar 以下装设静电电容器是合理的。如果超过上述限额,就需要根据无功负荷曲线和供电系统的要求,在技术经济条件合理时选用同步补偿器。我国目前尚待制定统一的技术数据,但如以通常采用的 $\alpha_r = 0.125 \sim 0.2$, $\alpha_s = 0.1$, $\alpha_E = 1000$ 元/kW 计算,我国在规定的限压电容器的限额时,只有在 $R_{Lr} \leq 0.04 \Omega$ 时,6kV 定为 5000kvar, $R_{Lr} \leq 0.02 \Omega$ 时,10kV 规定为 10000kvar 才是合理的。

考虑到装设、发送等环节,无功功率补偿装置的计算投资可以写成以下的通式。

$$Z = Z_0 + Z_{y1} Q_B + Z_{y2} Q_B^2 \quad (2-26)$$

式中 Z_0 ——与补偿设备本身无关的其它设备购置敷设费;

Z_{y1} ——每发出 1kvar 无功功率补偿装置所需的投资费;

Z_{y2} ——每发生 $(1\text{kvar})^2$ 无功功率所需的投资费。

因此,

(1) 对电容器,

$$Z_0 = (\alpha_r + \alpha_s) Z_{Lr} \quad (2-27)$$

$$Z_{y1} = (\alpha_r + \alpha_s) b / (U / U_{Bc})^2 + \alpha_E \Delta P_{B0} \quad (2-28)$$

$$Z_{y2} = 0 \quad (2-29)$$

(2) 对同步补偿器,

$$Z_0 = (\alpha_r + \alpha_s) Z_{Lr} \quad (2-30)$$

$$Z_{y1} = (\alpha_r + \alpha_s) Z_{BT} / Q_{rT} + \alpha_E \Delta P_{B0T} / Q_{rT} \quad (2-31)$$

$$Z_{y2} = \alpha_L \Delta P_l \quad (2-32)$$

式中 Z_{Lr} ——包括控制及其它辅助设备的投资及敷设费用;

Z_{BT} ——同步补偿器的投资费用;

Q_{rT} ——同步补偿器的额定容量;

ΔP_{B0T} , $\Delta P_{l,r}$ ——分别为同步补偿器的空载损耗及额定工作状态

下的铜损。

对于作为无功功率电源的同步电动机，尚需考虑其发出无功功率引起的有功功率损耗附加值。同步电动机发出的有功功率为

$$Q_{TD} = K_{gfs} \frac{P_{eTD} \operatorname{tg} \varphi_{eTD}}{\eta_{eTD}} \quad (2-33)$$

式中 P_{eTD} ——同步电动机的额定容量；

η_{eTD} ——同步电动机在额定负载下的效率；

$\operatorname{tg} \varphi_{eTD}$ ——同步电动机额定功率因数对应的正切；

K_{gfs} ——同步电动机的过负载系数

负载系数 k_{fs}	0.9	0.8	0.7
K_{gfs}	0.8~0.9	0.9~1	1~1.3

从而可求出 ΔP_{TD} 。

$$\Delta P_{TD} = k_1 \frac{Q_{TD}}{Q_{eTD}} + k_2 \left(\frac{Q_{TD}}{Q_{eTD}} \right)^2 \quad (2-34)$$

式中 Q_{eTD} ——同步电动机的额定无功功率；

k_1, k_2 ——与电动机参数有关的计算系数。

以下简单说明无功功率补偿装置设置位置的基本考虑原则。

对于工业企业常用的静电电容器，设置的地点距离用户愈近，其经济效益愈大，因此，对大多数用户，从理论上来说，补偿电容器应设置在低压侧。设置在低压侧的静电电容器可以采用与用电设备同时投入或切断的个别补偿方式，也可以采用设置于低压配电箱处的分组补偿方式。

按照常规，低压静电电容器每 $k\text{var}$ 的造价应较高压静电电容器贵，这是因为电容器用纸很薄，质量优良。价格高，这是影响电容器重要技术经济指标之一。电容器发出的无功功率受以下因素的影响。

$$Q_B = 2.8 \times 10^{-6} \varepsilon E^2 V_B \quad (2-35)$$

式中 Q_B ——补偿电容器容量；

- ϵ ——介质的相对介电系数；
 V_B ——介质的有效体积；
 E ——电场强度。

从上式可以得出

$$\frac{Q_B}{V_B} = KE^2 \quad (2-36)$$

不同电压下的电场强度为

工作电压 kV	<0.5kV	<10kV
充油电容器的 E	9.5	12~13

低压静电电容器 E 值之所以小，是因为在制造时考虑到无论电容器纸如何精良，其中总有绝缘薄弱之处，虽然一层绝缘纸的介质已足够满足绝缘要求，却不得不增加层数以保证工作的可靠性，致使 E 值下降，即显著地降低了低压静电电容器的材料有效利用率。换言之，可以认为，同样发出 1kvar 无功功率，低压静电电容器的纸耗量却增加了。此外，当金属片间的介质厚度愈小，单位体积所耗用的金属片铝箔量愈增加，所以低压静电电容器的单位 kvar 价格较高压静电电容器的单位 kvar 高。但是，我国高、低压静电电容器单位 kvar 的价格差别很小，所以无论是从投资，还是从运行节能的角度来看，静电电容器尽量设置在用户的低压侧是合理的。

当然，把静电电容器不设置在低压侧而设置在高压侧的原因还有，高压静电电容器的利用率高，便于管理，车间环境特殊等。如果高、低压静电电容器每 kvar 的价格差别较大，也可以利用以下公式大致确定高压静电电容器的容量。

$$\begin{aligned}
 Q_{BC} = Q & - \frac{1000U^2}{2(r_s + r_l)} \frac{\epsilon}{\beta T T_s} \\
 & \times [(b_{OD} - b_{OC})(1 - \alpha_s T_s) - (\Delta P_{BC} - \Delta P_{BD})\beta T T_s] \quad (2-37)
 \end{aligned}$$

式中 Q ——总无功负荷；

U ——连接静电电容器处的线电压，在低压供电系统 $U_l = 380 \text{ V}$ ；

r_0 ——变压器有效电阻归标至 380 V 侧的近似值；

r_l ——低压供电系统的等效电阻，计算起来繁而复杂，特别在设计时尚无法肯定，一般可根据网络结构及车间变电所的相对位置给出 $r_l = \lambda r_0$ 。 λ 的近似值可以取为

对车间内附设变电所		独立变电所
导线或电缆	载流导体	
≈ 0.4	≈ 0.6	≈ 0.8

β ——电价，单位为元/kWh；

T ——动力负载年工作小时数；

时数/工作日	一班制	两班制	三班制
8	2250	4500	6400
7	2000	3950	5870
一般可取	2000	4000	6000

T_c ——规定回收期；

b_{0D}, b_{0G} ——低压及高压电容器的单位 kvar 投资；

$\Delta P_{PD}, \Delta P_{PG}$ ——低压及高压电容器运行时，每 kvar 的有功功率损耗。

低压静电电容器的容量确定后，要进一步考虑在低压平行线路之间的合理分布问题。计算证明，当补偿后容量的分布与平行线路导线之间的电阻成反比例时，功率损耗为最小。因此可以得出

$$Q_{Bi} = Q_i - \frac{1}{r_i} \cdot \frac{Q - Q_B}{\sum_{i=1}^n \frac{1}{r_i}} \quad (2-38)$$

式中 Q_i ——第 i 支路的无功负荷；
 r_i ——第 i 支路的电阻；
 Q ——低压侧的总无功功率需要量；
 Q_B ——低压侧需补偿的总无功功率。

如果
$$Q_i - \frac{1}{r_i} \cdot \frac{Q - Q_B}{\sum_{i=1}^n \frac{1}{r_i}} < 0$$

则表示

- 1) Q_i 太小；
- 2) r_i 太小。

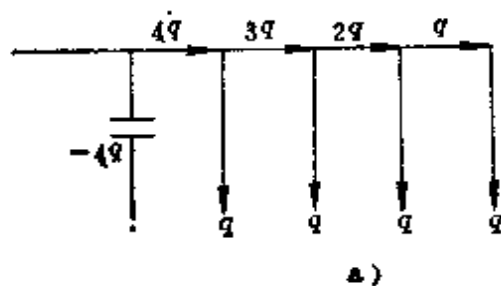
这时在本支路上进行补偿的意义不大。在这种情况下可以取消该支路，即不再考虑该支路的电阻，然后重新计算 $\sum_{i=1}^{n-1} \frac{1}{r_i}$ 。

对于树干式供电线路，电容器设置的容量及地点都对线路上的功率损耗产生较大影响，图 2-7 以均匀分布负荷为例说明这一问题。

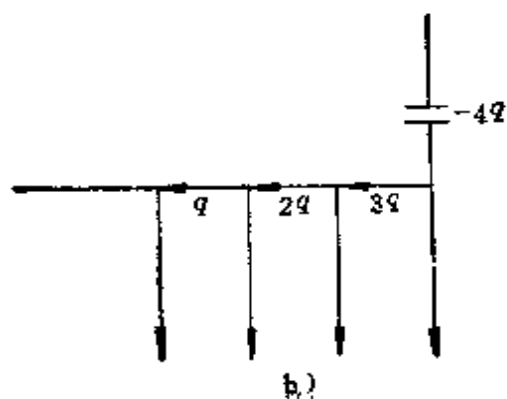
图 2-7 c 方案较图 a 方案损耗减少了 83%，电容器数量减少了 1/2。即补偿容量及位置与投资及运行费都有密切的关系，在负荷分布不均匀的条件下，不同容量及位置也会产生不同的效果，我国某些单位已在这方面发表文章^[8]进行讨论和付诸实践，并在降低线路功率损耗方面取得了一定的经济效益。对均匀分布负荷推导出第 i 组电容器到电源的距离为

$$x_i = 1 - \frac{(2i-1)C}{2} \quad (2-39)$$

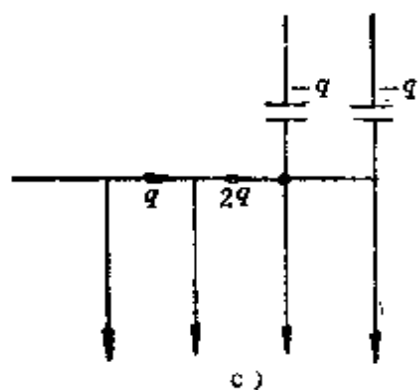
式中 x_i ——设电源至最后一个负荷的距离为 1，则 x_i 为标么



$$\begin{aligned}\Delta P_{qa} &= \sum I^2 R = (4^2 + 3^2 + 2^2 + 1^2) q^2 R \\ &= 30 q^2 R\end{aligned}$$



$$\begin{aligned}\Delta P_{qb} &= \sum I^2 R = (3^2 + 2^2 + 1^2) q^2 R \\ &= 14 q^2 R\end{aligned}$$



$$\Delta P_{qc} = (2^2 + 1^2) q^2 R = 5 q^2 R$$

图2-7 均匀分布负荷电容器设置的容量及位置对线路功率损失的影响

值；

C ——第 i 组电容器的补偿容量。用电容器容量与线路的总无功负荷比值考虑。

降低的有功功率损耗值的标么值为

$$\Delta P_* = 3K \left[1 - K + \frac{K^2(2n+1)(2n-1)}{12n^2} \right] \quad (2-40)$$

式中 n ——电容器的安装处数；

K ——补偿度，即安装于配电线路的全部补偿容量与负荷

需要总无功容量之比, $K = Cn$ 。

为了求得最佳补偿容量, 可对式 (2-40) 的 ΔP_* 对 K 求导, 并令 $d\Delta P_*/dK = 0$, 可以得出 K_{xj} 为

$$K_{xj} = \frac{2n}{2n+1} \quad (2-41)$$

例如在均匀分布负荷的电网上, 仅在某处装设补偿用静电电容器, 则 $n = 1$, $K_{xj} = \frac{2}{3}$; 即 $C = \frac{2}{3}$, 说明补偿容量应为负载

总无功功率的 $2/3$ 。 $x_i = 1 - \frac{(2i-1)}{2} C = 1 - \frac{(2-1)}{2} \times \frac{2}{3} =$

$\frac{2}{3}$, 说明本组电容器应装在距电源 $2/3$ 距离处, 代入式 (2-40),

可以算出 $\Delta P_* = 0.89$, 即较不装设电容器时功率损耗降低 89%。

对于树干式配电的集中型负荷, 也可采用类似放射式线路, 求各支路的最佳分布的方法进行计算, 这时仅将树干式线路等价于类似放射式线路(图 2-8), 待求出 r_{dz} 支路的补偿容量后, 再在 r_{dz2} 及 r_{dz3} 支路中分配。

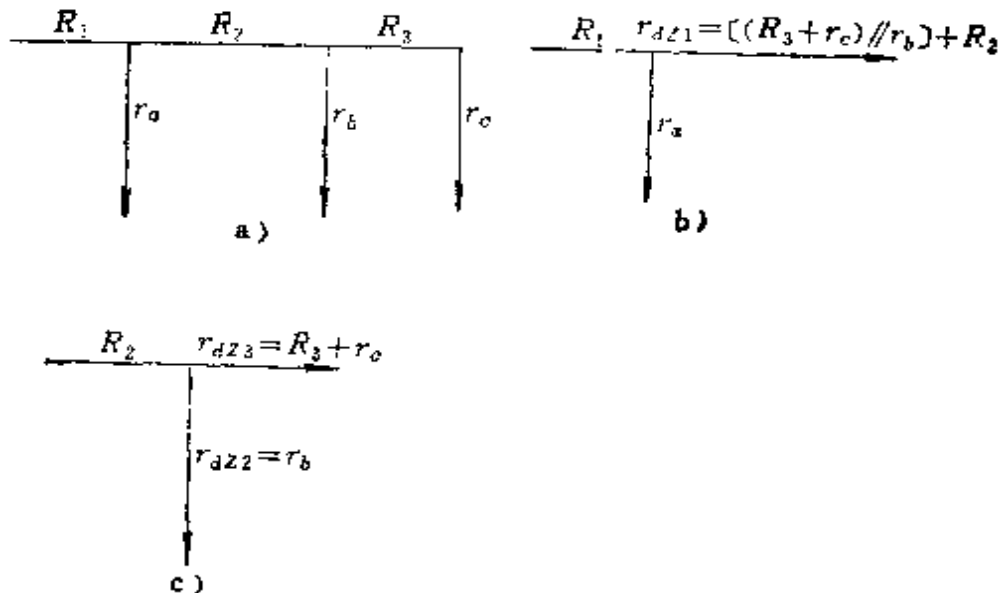


图 2-8 树干式供电系统等效电阻计算图

a) 系统型 b) $r_{dz} = [(R_3 + r_c)/r_b] + R_2$ c) $r_{dz3} = R_3 + r_c$

以上都假设无功负荷为恒定不变的值。实际上无功负荷是随时间变化的，对于变化负荷无功功率补偿装置容量及位置的合理配置，在文献〔8〕中也有探讨，需要时，请读者自行参考。

三、补偿装置的工作状态，静电电容器的自动投切

如上所述，工厂供电系统的无功负荷是变化的。它的变化，取决于用电设备的运行状况。当输送功率一定的情况下供电系统中的无功负荷增大时，功率因数就会降低。因此，在系统无功负荷增大时，投入一定容量的静电电容器，以补偿系统中滞后的无功功率，就可以提高供电系统的功率因数，使其达到电力部门所规定的标准。

图 2-9，为日无功功率的负荷变化曲线和静电电容器的补偿特性。从图中可以看出，补偿的静电电容器分成了容量相同的两组。第一组持续投入运行，第二组仅在 $t_1 \sim t_2$ 这段时间里投入。可见，这样补偿就出现了某些时间过补偿，某些时间欠补偿的现象。要克服这一不足，可以把补偿电容器组分得更细一些，令投入和切除的次数更频繁一些。

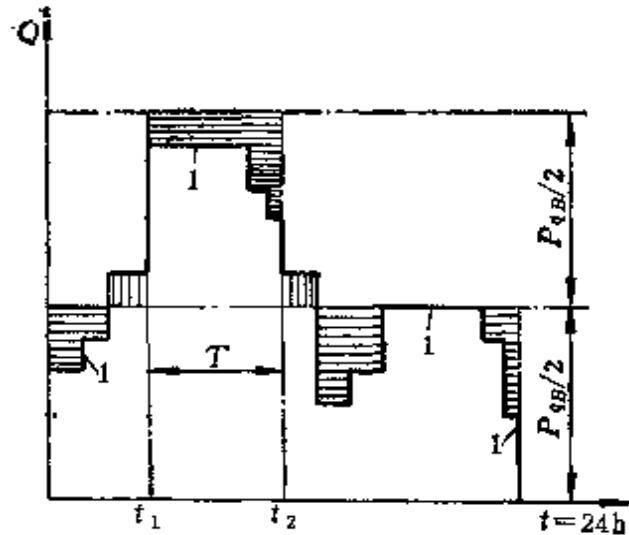


图2-9 日无功功率的负荷曲线
无功需要量为曲线 I，电容器分两组补偿。水平
横线为过补偿，垂直线为欠补偿

在工厂供电系统中，静电电容器的布置方式常见的是设置在高压侧的集中补偿和低压侧的分散补偿。

对于低压侧的分散补偿，就补偿效益而言，最佳布置就是将静电电容器设置在负载末端。这样可以最大限度地减少从系统中输送的无功功率，减少整个线路的有功功率损耗。因此，在低压侧进行分散补偿最好就是将静电电容器设置在负载末端就地补偿。诸如动力配电箱处或与负载设备配套使用。

补偿电容器组的容量和对无功功率的调节要求有关。从调节效果来看,补偿电容器组分得越细,每组补偿电容器的容量差别等级越多,越便于达到不同的配合,从而可以取得较为理想的调节效果。但是,补偿电容器组分得越细,控制它投切的开关电器设备就需要增加,控制及操作也会复杂化。另外,补偿电容器组频繁地投切操作,将增加开关电器触头的变形,降低其使用寿命。而且,补偿电容器分成容量不同的组,也不便于相互之间的备用与维修。因此,补偿电容器组是否有必要分得那么细,而且使各组的容量等级不同,是需要从技术经济的角度来综合考虑的。事实上,采用静电电容器来补偿和调节电力系统的无功功率,是为了改善系统的总平均功率因数,属于静态补偿,对补偿精度的要求并不严格。所以,一般可将电容器分成相同容量的两组为宜,最多不应超过三组。特别是前两班负荷差别不大,夜班负荷又较低,分成两组就完全可以满足调节要求,这样也不致使控制装置复杂化。

当一组补偿电容器正在工作,另一组补偿电容器投入的暂态过程中,往往工作电容器组与投入电容器组之间会产生很大的冲击电流。两组并联工作的电容器组,当断开其中的一组时,如果感抗较小,可能产生2.5倍以上的相电压幅值的过电压。特别是电容器组容量大,组与组间距离小时,更为严重。这是因为切断电容器时,有时电弧会重新燃起,这时释放电能的速度较之断路器切除短路电流时释放电能的速度要快得多。不过,目前可在补偿电容器组的回路中采用附加电阻或电抗的措施来减少冲击电流,降低过电压数值,以利于断路器的投入与切断。

使静电电容器向电力系统馈送无功功率时,要考虑电力系统的无功功率的平衡,在没有得到供电部门允许的情况下,不得任意向电网馈送无功功率,以免影响电力系统的送电质量。

静电电容器组的投切,即补偿功率的调节,可采用手动和自动两种方式。对于负荷比较稳定,功率因数变化不大的用户,一般采用手动方式。对于无功负荷经常变化的用户,采用手动方式来

进行补偿功率的调节，往往会造成运行工作上的复杂化。例如，过补偿将导致电网电压升高，危及测量仪表、信号灯等检测装置电器的安全，特别是对静电电容器本身的使用寿命影响很大。根据运行规程，电容器允许在超过额定电压5%下工作，如果超过10%、允许工作6h，当超过额定电压15%时，其寿命将降低67%。所以过补偿会带来很多不利因素。然而，欠补偿又满足不了对系统功率因数的要求。因此，随着电力电子技术的发展，采用电力电子技术控制的静电电容器自动补偿装置，已广泛研制、推广和使用。

静电电容器的调节特性是阶梯式的，它只能在日负荷曲线中的某一区间由于生产工艺的变化和电器设备的停歇，使无功功率需要量发生显著变化，且此变化相对稳定时，才投入或切断。对静电电容器的切、合时间长短的要求也不严格。静电电容器自动投切装置，采用的控制方法有：

(1) 时间程序控制投切法

时间控制，即时钟控制，是最常用的电容器控制方式，它是以前时间作为控制信号，根据系统中用电设备全天24h所需无功功率的变化值，绘制出全天无功负荷的变化曲线，按照这条曲线，利用开关电器元件进行控制，按时投入或切除一定容量的补偿电容器。由于这种控制方式是以时间作为调节依据，所以多用于控制设置在高压侧进行补偿的电容器组，且负荷比较稳定，功率因数变化不大的场合。

时间控制的主要元件——电钟，其内部通常装有续动装置，以保证短暂停电时电钟仍能继续走动。多数续动装置为机械发条式。发条经常处于上紧的状态，由电钟的电动机将它上紧，停电后发条开始作用。它能使时钟继续走动36h，如果在续动状态结束前恢复供电，电动机又将发条上紧。

一般电钟还要配有消除装置来消除原整定的按负荷变化的开合动作。例如在星期日或节假日里，某些线路上的负荷有一定的减少，如果仍投入电容器将引起过电压。

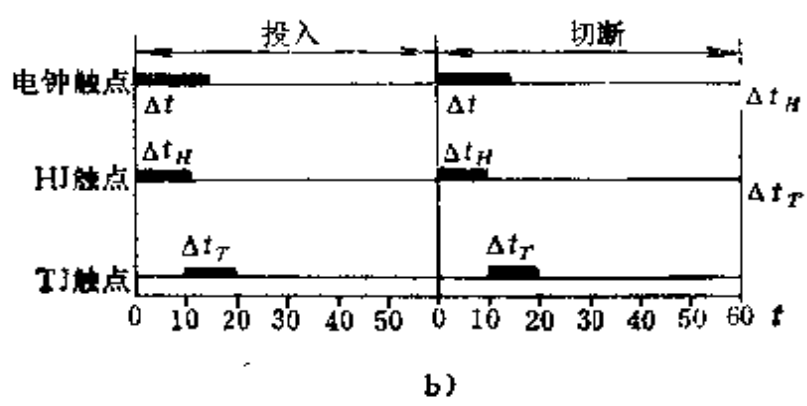
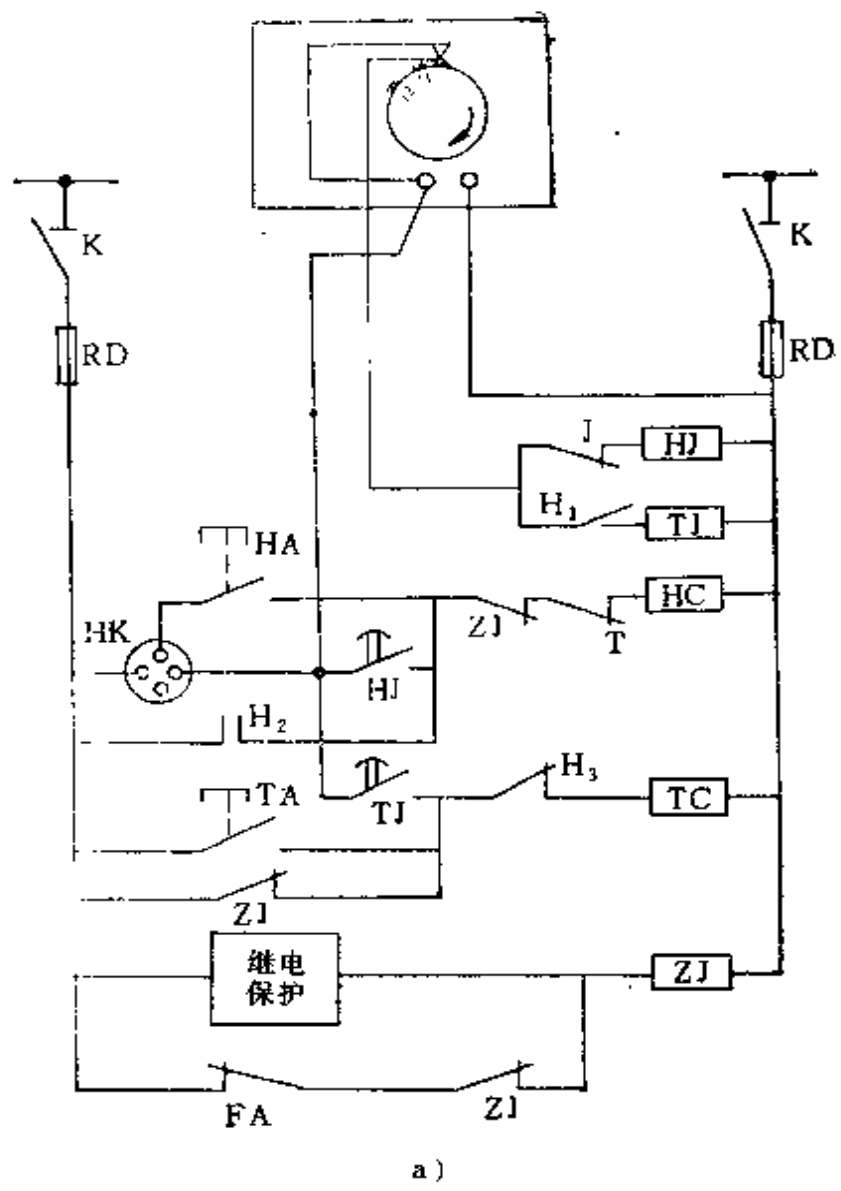


图 2-10

a) 根据昼夜时间自动投入和切断电容器的接线图
 b) 电钟、HJ、TJ触点的延时时间关系

这种按时间控制电容器投切的方法，其最大优点之一就是价格低廉，而且控制设备简单，操作方便，又可以防止无功功率向电网倒送。这种方法的不足之处就是当负荷不正常时它仍按原程序控制，开合程序是固定的，它不能适应可能发生的不正常负荷变化的状况。

图 2-10 所示就是一个按昼夜时间整定自动切除或投入补偿电容器组的控制原理接线图。该控制装置通过转换开关 HK 可手动投切静电电容器组，亦可自动投切来调节补偿功率。现以 7 点时投入电容器组，而在 11 点时切除电容器组为例，分析自动投切电容器组时各控制电器元件的动作过程。当电钟时间为 7 点时，电钟上的触点闭合，其闭合时间为 Δt ，这时，操作电源经过转换开关 HK—电钟触点—合闸接触继电器的常闭触点 H 接通合闸延时继电器的线圈 HJ，HJ 的常开触点经延时 Δt_H 后闭合，这样，操作电源经转换开关 HK—HJ 闭合的常开触点—中间保护继电器 ZJ 的常闭触点—断闸接触器 TC 的常闭触点，接通合闸接触器线圈 HC，使驱动机构动作，将补偿电容器组投入系统运行。同时，合闸接触器的所有触点动作。常闭触点 H 断开，使合闸延时继电器线圈断电而恢复原状。合闸接触器线圈靠其本身常开触点 H₂ 闭合自锁，保证合闸线圈在电容器投入期间始终通电。常开触点 H₁、H₃ 闭合，为切断补偿电容器组作准备。这时虽然断闸延时继电器 TJ 线圈通电，但从电钟触点接触时间 Δt ，合闸延时继电器触点的延时时间 Δt_H 及断闸延时继电器触点的延时时间 Δt_T 关系图上可以看出，由于选择的合、断闸延时时间继电器的常开触点延时闭合的时间 Δt_H 、 Δt_T 之和要大于电钟触点的接触时间 Δt ，所以，在断闸时间继电器 TJ 线圈通电后，其触点还没有闭合，电钟上的触点就断开了，因而又使得 TJ 线圈断电，恢复原状。当时间到 11 点时，电钟触点又闭合，由于在这之前，合闸接触器线圈一直有电，故触点 H₁ 已经闭合，这样，断闸延时时间继电器 TJ 的线圈通电，其常开触点经延时 Δt_T 后闭合，操作电源经转换开关 HK—断闸延时继电器触点—合闸接触

器触点 H_3 ，使断闸接触器线圈 TC 通电。这时，串在合闸线圈 HC 支路的常闭触点断开，就切断了合闸接触的线圈 HJ 的电源，使之断电，即把补偿电容器组从系统中切除，从而完成了自动投切补偿电容器组的动作过程。

若系统处于故障情况下，要求断开补偿电容器组时，则继电保护部分接通使中间继电器 ZJ 线圈通电，这样，ZJ 串在合闸线圈支路中的常闭触点断开，使合闸线圈 H 断电，将补偿电容器组从系统切除。

从上面的动作过程分析可见，这种采用电钟控制的静电电容器组的自动投切装置，简单可靠，不需要贵重的电器设备，因此，在电力系统中，特别是在工厂供电系统中，有着实际的推广意义。

(2) 检测电压变化自动投切法

静电电容器依电压变化自动投切法就是取电网电压作为检测信号，当电网电压降至某给定值的下限时，该装置的检测部分发出信号，控制静电电容器组投入系统运行。当电网电压超过某给定值的上限时，控制电容器组就使其从系统中断开。通过这样的自动投切电容器组，就可补偿系统所需要的无功功率，改善系统的功率因数。

图 2-11 所示就是按电压变化来自动投切电容器组的接线示意图。它采用了具有常开和常闭两个触点的电压继电器作为起动元件，在正常情况下，电压继电器的常开触点打开，常闭触点闭合， SJ_1 不通电， SJ_2 接通电源，其常闭触点打开，ZJ 常闭触点闭合。当电网电压过低时，YJ 的常开触点闭合— SJ_1 线圈通电，触点延时闭合—ZJ 线圈通电，其常开触点闭合，使补偿电容器组投入电网运行；当电网电压过高时，YJ 的常闭触点打开— SJ_2 线圈断电，其触点延时闭合，通过中间继电器 ZJ 的常闭触点使补偿电容器组从电网切除。为了避免电压波动时的误动作，时间继电器一般整定在 2~3min。为了提高精确度，有时亦可采用低电压及过电压两个电压继电器。这种直接取电网电压作为控制信号，

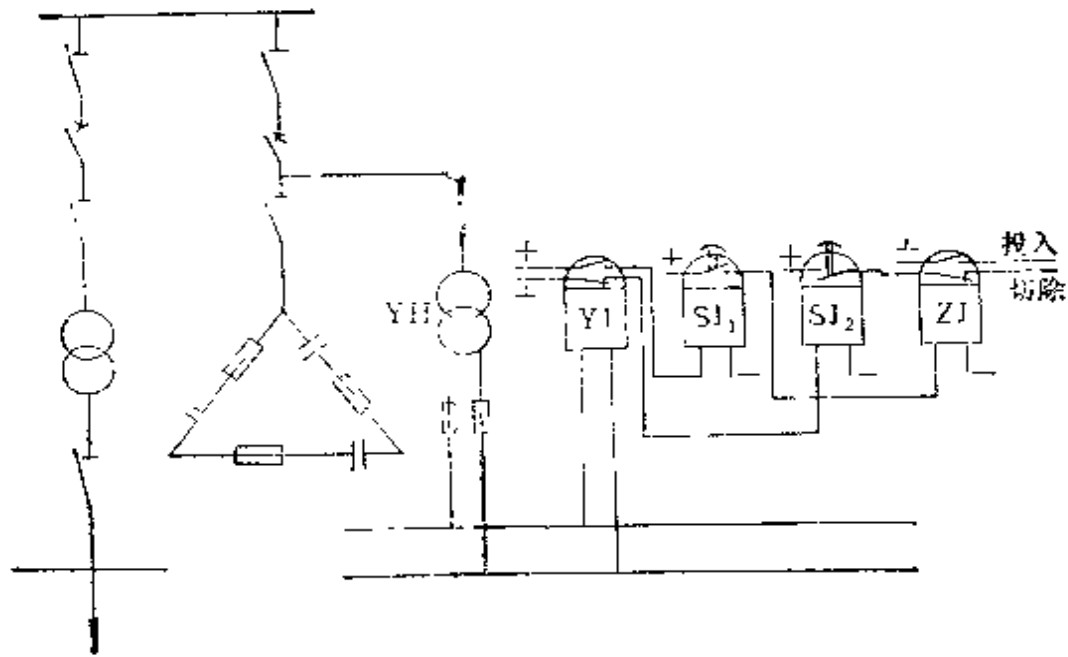


图2-11 根据电压水平自动投切电容器组的接线图

采用电压继电器作为起动元件的控制方法，简单、经济，在工厂供电系统中亦可广泛采用。

随着电子技术的发展，电子元件逐渐趋于小型化、廉价化，由于应用电子元件组成的控制装置较机电式电器元件组成的控制装置体积小得多，装置本身损耗也小得多。所以，也有很多应用电子元件组成的控制设备来控制补偿电容器组的自动投切。图2-12就是应用电子元件组成的控制装置检测电压变化的工作原理图。

这个控制器是由测量回路、开关回路、执行回路等部分组成。

1) 测量回路

测量回路如图2-13所示。变压器 B_1 将电网母线上电压互感器的二次侧电压降低，经二极管桥 D_1 整流，电容器 C_1 滤波后加在由稳压管 WY_1 、 WY_2 、电阻 R_1 和稳压管 WY_3 、 WY_4 、电阻 R_2 、电位器 RW_1 组成的电桥上。若以要求的系统功率因数所对应的电压 u_{ac} 为电压基准值，则通过调整电位器 RW_1 ，可使该

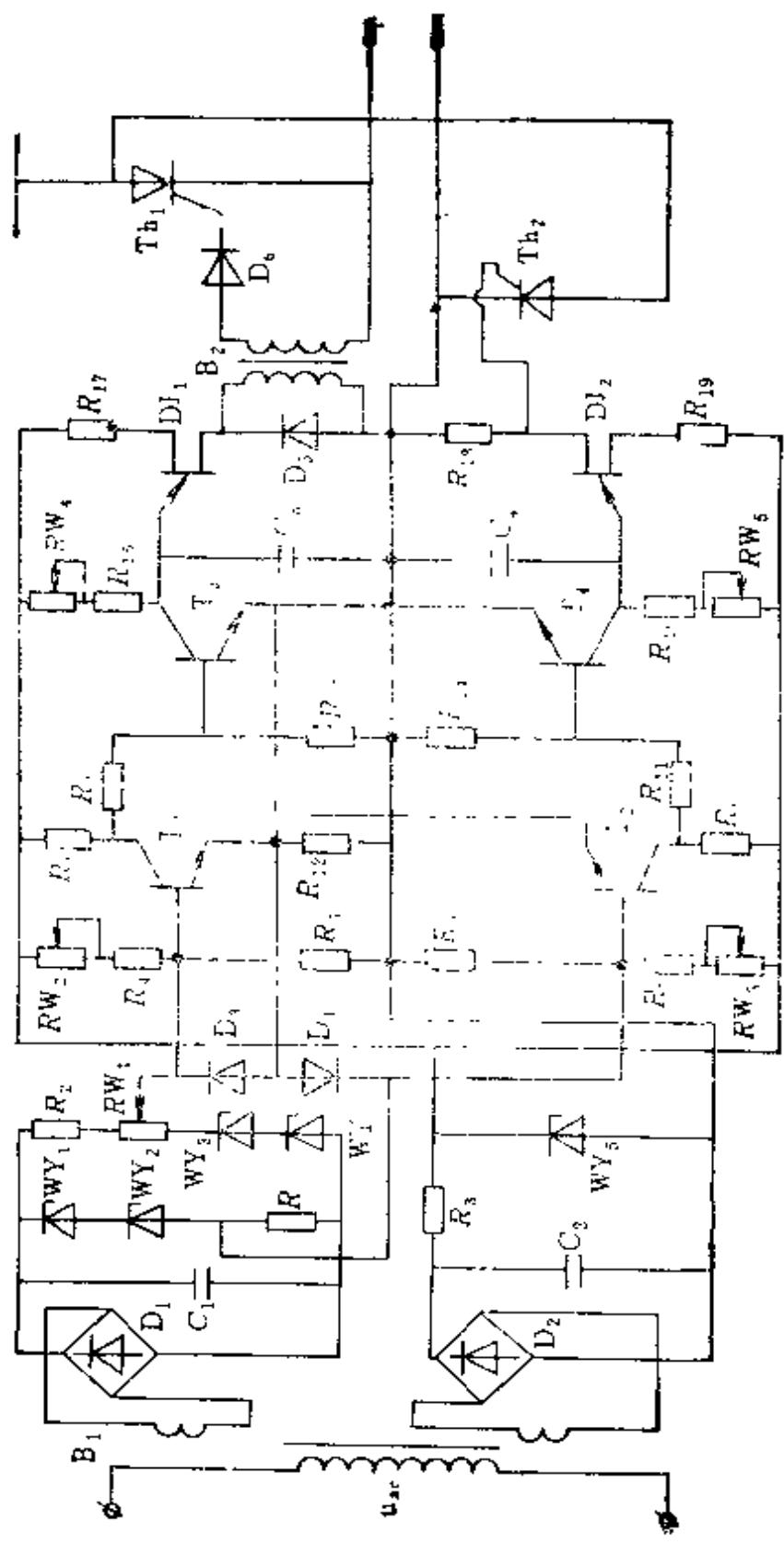


图2-12 根据电压水平控制电容器自动投切的原理接线图

定值时, T_3 截止, C_3 经 RW_1 充电, 当电容器上的电压 U_{C3} 充到单结晶体管 DJ_1 的峰点电压时, 单结晶体管 DJ_1 导通, 这时电容器 C_3 通过 DJ_1 发射极, 第一基极和变压器 B_2 原边放电, 放电后, 电容器 C_3 上的电压 U_{C3} 下降, DJ_1 又恢复阻断。这样在变压器 B_2 的负端就得到一个触发晶闸管 Th_1 的触发脉冲电压。在此过程中, 三极管 T_4 和单结晶体管 DJ_2 仍为正常时的状态。

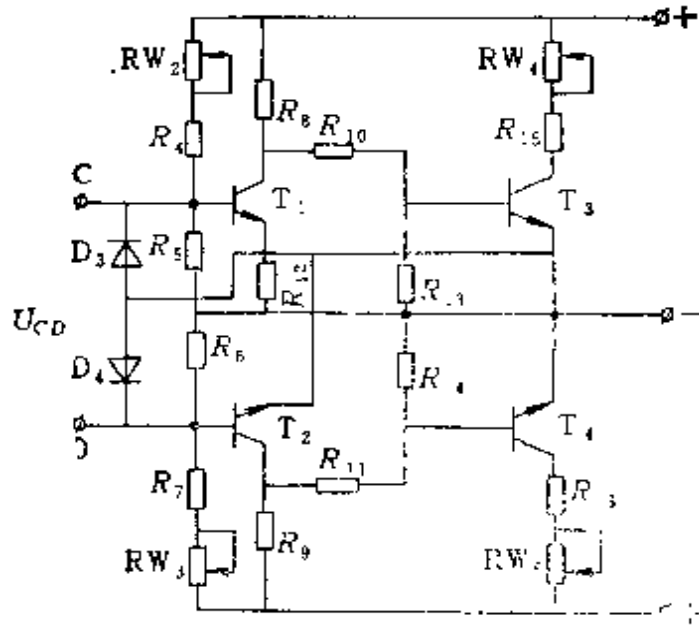


图2-14 开关回路

反之, 当电网电压升高到某一定值时, T_4 截止, 电容器 C_4 被充电, 当 U_{C4} 电压充至 DJ_2 峰点电压时, DJ_2 导通, 电容器 C_4 通过 DJ_2 , R_{18} 放电。放电后, 电容器 C_4 上的电压 U_{C4} 下降, DJ_2 又恢复阻断状态。因此, 在电阻 R_{19} 上就得到了触发晶闸管 Th_2 的触发脉冲电压。

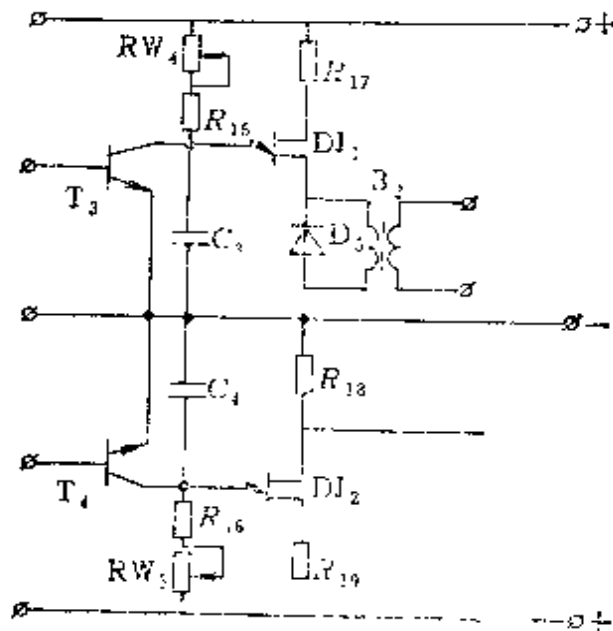


图2-15 延时及触发脉冲形成回路

当系统恢复正常后, T_3 、 T_4 也同时恢复导通状态, 电容器 C_3 、 C_4 上的残余电压经 T_3 、 T_4 放电至零。以防下次动作时电容器充电时间叠加。

至于延时时间, 投入时可通过调整 C_3 的充电回路时间常数 RW_4 、 R_{15} 的数值来满足要求, 切除时可通过调整 C_4 的充电回路时间常数 RW_5 、 R_{16} 的数值来满足要求。这样, 就可保证一定的延时时间, 避免电网电压波动造成的影响, 使电网电压变化趋于稳定后, 才使执行回路动作。

4) 执行回路

执行回路如图 2-16 所示。正常情况下, 晶闸管 Th_1 、 Th_2 均无触发脉冲而处于关断状态。如上所述, 当单结晶体管 DJ_1 导通产生触发脉冲时, Th_1 开通。直流操作电源经 Th_1 使断路器合闸, 把补偿电容器组投入电网运行。若单结晶体管 DJ_2 导通产生触发脉冲时, Th_2 开通, 使断路器合闸, 将补偿电容器组从电网切除。

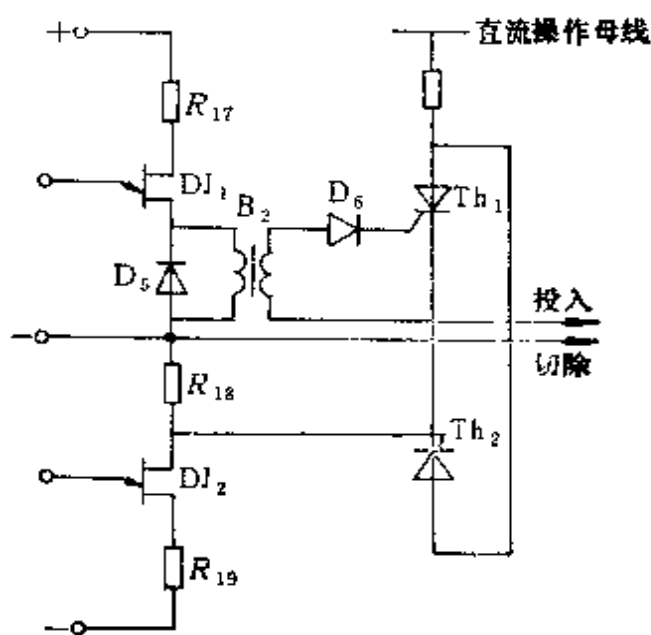


图 2-16 执行回路

综上所述可见, 只要按照要求系统功率因数所对应的电网的基准电压值, 调节好电位器 RW_1 的位置, 使此时测量桥的输出电压 $U_{CD} = 0$, 这样, 当系统功率因数变化, 引起网路电压偏离基准值后, 就能使控制器动作, 投入或切除补偿电容器组。

(3) 检测无功功率自动投切法

检测无功功率自动投切法, 是检测电路的无功功率, 当它超

过投入整定值时，投入电容器；而当无功功率减小，超前达到切除整定值时，切除电容器，从而把无功功率限制在整定范围之内，达到改善系统功率因数的目的。这种控制方式的原理如图2-17所示。图中， A 直线为滞后整定值线， B 直线为超前整定值线。当负荷沿着假设负荷增加线增加，达到 M_1 点时，电容器 C_1 投入；负荷若再增加，达到 M_2 点时，电容器 C_2 投入；达到 M_3 点时，电容器 C_3 投入。当负荷减小，达到 N_1 点时，电容器 C_1 切除；若负荷继续减小到 N_2 点时，电容器 C_2 切除；达到 N_3 点时，电容器 C_3 切除。这样，就使无功功率限制在整定值范围之内，达到了调节改善系统功率因数的目的。

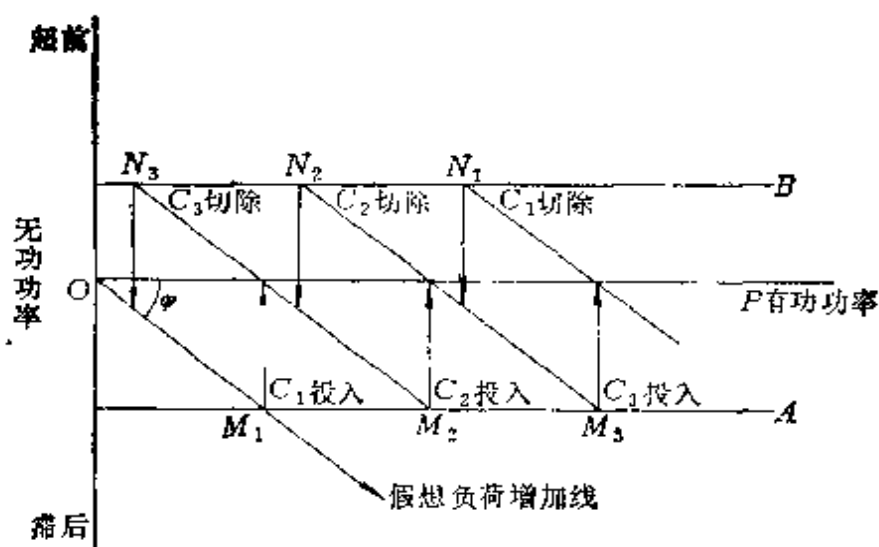


图2-17 根据无功功率控制电容器投切的原理示意图

根据上述原理构成的功率因数自动补偿装置的框图如图2-18所示。

如图所示，当无功检测器检测出的无功功率值大于上限给定值时，比较放大器1同时有信号输出给延时器和投入控制器，延时器延时一段时间，即待系统无功功率变化趋于稳定后，发出信号给投入控制器，使其动作，将补偿电容器投入电网运行。反之，当检测器检测出的无功功率值小于下限给定值时，比较放大器2就有信号输出给延时器和切除控制器，从而将补偿电容器从

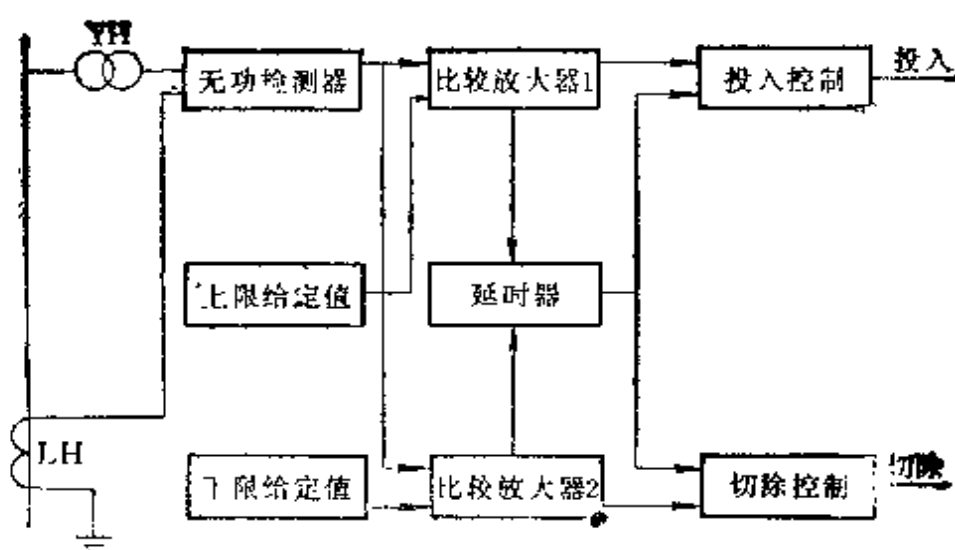


图2-18 根据无功功率投切电容器补偿装置的框图

电网切除。而无功功率的上、下限给定值是按所需要满足的系统功率因数整定的。这样就能够调节系统的功率因数，使之满足一定的要求。

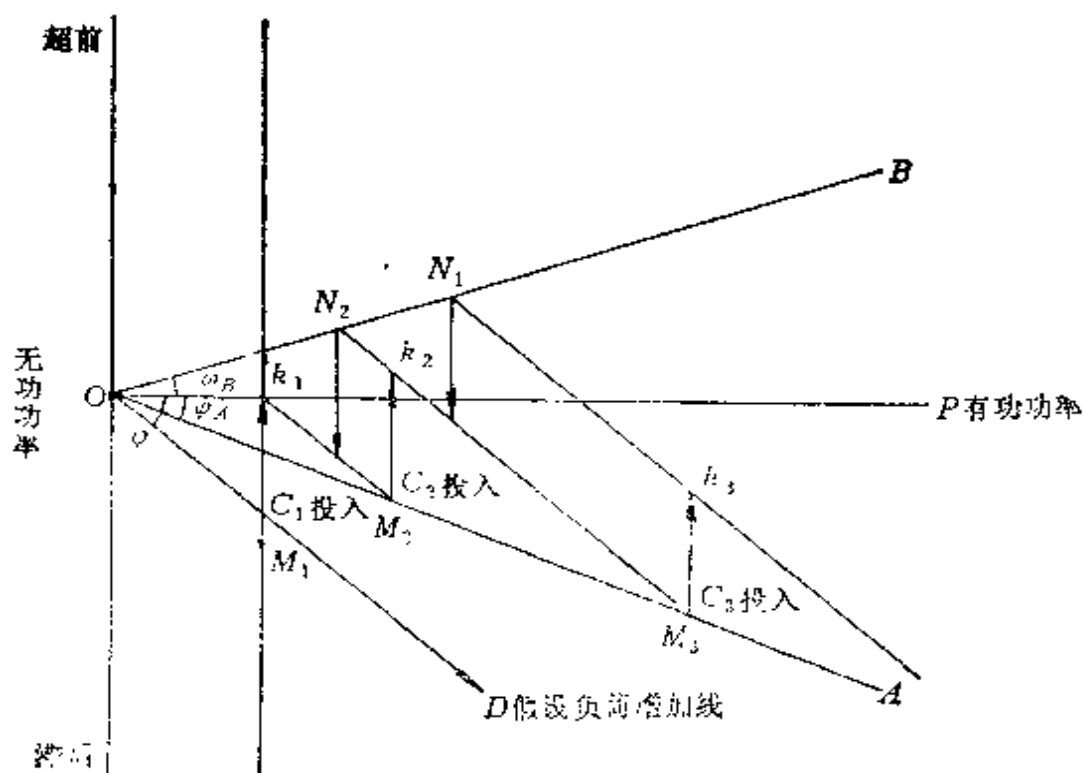


图2-19 根据功率因数控制电容器投切的原理示意图

(4) 检测功率因数自动投切法

检测功率因数自动投切电容器的原理是当功率因数低于下限整定值时，投入补偿电容器，当功率因数超过上限整定值时，切除补偿电容器。图 2-19 说明了这种控制方式的工作原理。图中， OA 为功率因数下限整定值 $\cos\varphi_A$ 线， OB 为功率因数上限整定值 $\cos\varphi_B$ 线。设负荷沿 OD 直线增加，其功率因数为 $\cos\varphi$ ，当负荷增至临界调节功率点 M_1 时，电容器 C_1 投入，这时补偿的无功功率为 M_1k_1 ，视在功率为 Ok_1 ，使功率因数在 OA 、 OB 两直线限定的范围内。若负继续增至 M_2 点时，电容器 C_2 又投入运行，又将功率因数控制在规定范围内，同样负荷若再增至 M_3 点时，电容器 C_3 投入，从而使功率因数维持在规定的范围内。当负荷减少时，例如由 k_3 点减少至 N_1 点时，电容器 C_1 被切除，负载若减少到 N_2 点时，电容器 C_2 又被切除，当负荷减少至临界调节功率线左面时，补偿电容器被全部切除。这里，临界功率调节线的位置取决于最小补偿电容器组的容量、负载的性质以及所规定的功率因数的调节范围。

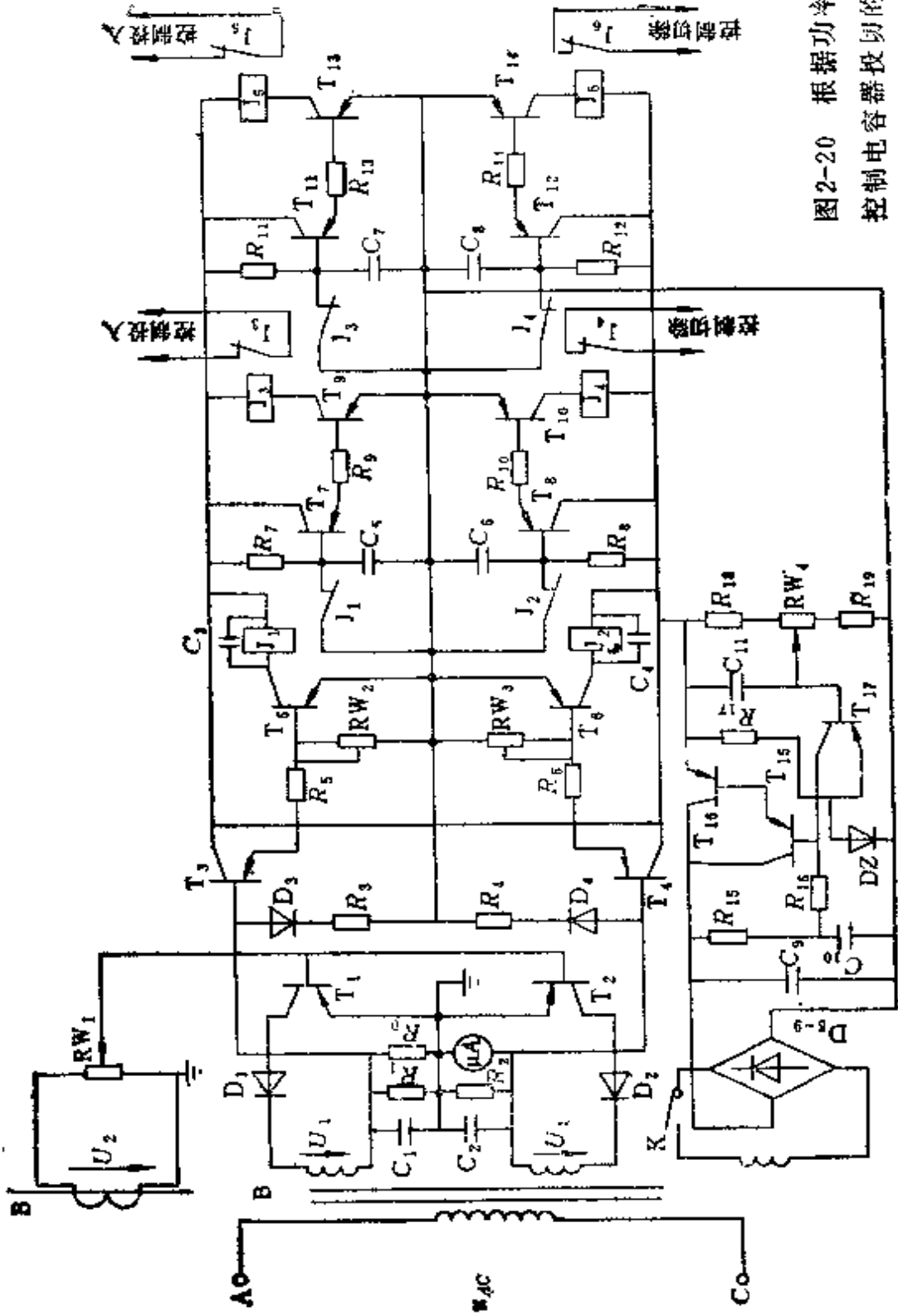
图 2-20 示出按功率因数变化来自动投切补偿电容器的控制装置原理图。

这个控制器，主要由测量部分、直流放大部分、执行部分等组成。其原理是：将交流电流与电压之间的相位差，转换成直流电压信号，然后再将这个直流电压信号放大，驱动执行部分动作，投入或切除补偿电容器组。

1) 测量部分

测量部分的交流信号取自电网 A、C 相间线电压 u_{AC} 和 B 相电流 i_B 。从三相交流电路矢量分析中可知，B 相电压 u_B 滞后线电压 u_{AC} 为 $\frac{\pi}{2}$ 电角度。因此，当 B 相电流滞后线电压 u_{AC} 为 $\frac{\pi}{2}$ 时，B 相电流 i_B 就和 B 相电压 u_B 同相位。这时，测量部分的直流输出电压应为零值。当 B 相电流 i_B 滞后线电压 u_{AC} 的电角

图2-20 根据功率因数教
控制电容器投入的原理
接线图



度大于 $\frac{\pi}{2}$ 时，即 B 相电流 i_B 滞后 B 相电压 u_B ，或 B 相电流 i_B 滞后线电压 u_{AC} 的电角度小于 $\frac{\pi}{2}$ ，即 B 相电流 i_B 超前 B 相电压 u_B ，

时，测量部分应有直流电压信号输出。

该控制器的测量部分采用半波相敏差分放大线路，如图 2-21 所示。 u_1 和 u_2 分别为反映交流侧线电压 u_{AC} 及 B 相电流 i_B 相位的两个电压值。显然，只有当 u_2 处于负半周时，即三极管 T_1 、 T_2 的发射结处于正向偏置时才有可能使 T_1 、 T_2 导通。

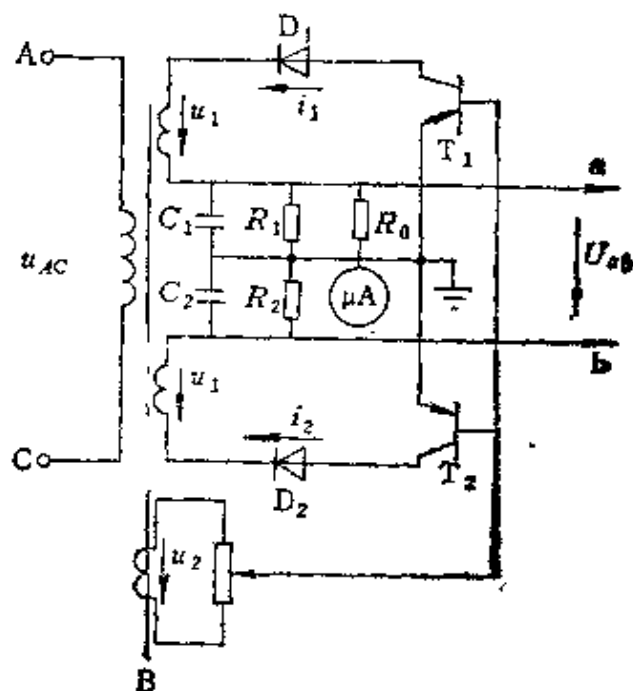


图 2-21 检测回路

图 2-22 是反映检测回路中 u_1 、 u_2 及 T_1 集电极电流 i_1 、 T_2 集

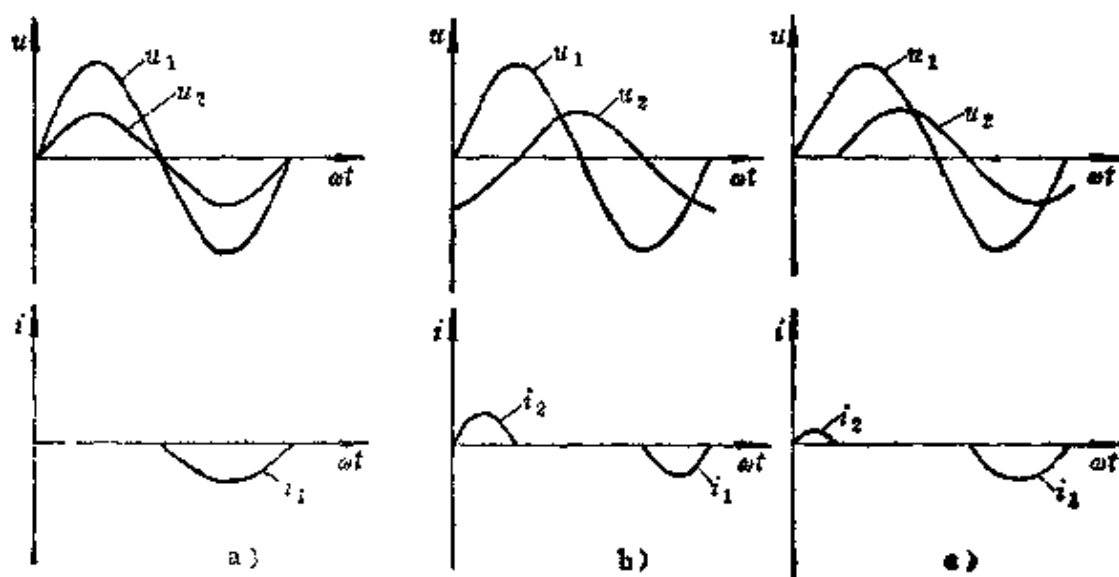


图 2-22 检测回路中 u_1 、 u_2 、 i_1 、 i_2 之间的关系波形图

电极电流 i_2 之间关系的波形图。从图 2-22 a 中可见，在一周内只有 T_1 导通，而且在 T_1 导通期间，由于发射极与集电极所承受的电压 u_1 、 u_2 的平均值处在最大值，故产生的集电极电流 i_1 最大。因此， i_1 经二极管 D_1 在电阻 R_1 上产生的平均直流电压也最大。而 T_2 在这段期间不导通。所以， $i_2 = 0$ 。故 a、b 间的直流输出电压 $U_{ab} = i_1 R_1 - i_2 R_2 = i_1 R_1$ ，即 a 点电位高于 b 点电位。当 u_1 与 u_2 相位相差 $\frac{\pi}{2}$ 时，从图 2-22 b 可见，在 $0 \sim \frac{\pi}{2}$ 周期内， u_1 为正半周， u_2 为负半周，所以 T_2 发射结承受正向偏置而导通，集电极电流 i_2 经二极管 D_2 流过电阻 R_2 。在 $\frac{3\pi}{2} \sim 2\pi$ 期间， u_1 、 u_2 均为负半周， T_1 发射结承受正向偏置而导通。集电极电流 i_1 经二极管 D_1 流过电阻 R_1 ，这样，在一个周期内 T_1 与 T_2 均导通 $\frac{\pi}{2}$ ，而且导通期间两只三极管的基极电压和集电极电压变化均相同，故由 T_1 导通而产生的集电极电流 i_1 与由于 T_2 导通而产生的集电极电流 i_2 大小相同。如果选择 $R_1 = R_2$ ，那么，此时的直流输出电压 $U_{ab} = i_1 R_1 - i_2 R_2 = 0$ ，即 a 点与 b 点同电位。

当 u_1 与 u_2 的相位差小于 $\frac{\pi}{2}$ 时，从图 2-22 c 中可以看出， T_2 导通的时间比 T_1 的导通时间短，故因 T_2 导通而产生的集电极电流 i_2 小于因 T_1 导通而产生的集电极电流 i_1 。所以，在一个周期内， i_1 在 R_1 上产生的压降大于 i_2 在 R_2 上产生的压降。即 $i_1 R_1 > i_2 R_2$ ，故直流输出电压 $U_{ab} = i_1 R_1 - i_2 R_2 > 0$ ，即 a 点电位高于 b 点电位。显然，此时的直流输出电压值 U_{ab} 小于 u_1 与 u_2 同相位时的直流电压输出值。

如果 u_1 与 u_2 的相位差大于 $\frac{\pi}{2}$ 时，同理分析，可得， $U_{ab} = i_1 R_1 - i_2 R_2 < 0$ ，即 b 点电位高于 a 点电位。因此，可根据交流侧电流与电压的相位差，使相敏差分放大线路输出不同的直流电压去控制直流放大部分。

2) 直流放大部分

直流放大回路如图 2-23 所示。当 b 点电位高于 a 点电位时，测量部分的直流输出电压 u_{ab} 经 D_4 、 R_4 加到 T_3 、 T_5 的发射极与基极之间，再由 T_3 、 T_5 组成的复合放大电路把测量部分测出的直流信号放大来驱动继电器 J_1 动作。反之，当 a 点电位高于 b 点电位时，其电压 U_{ab} 经 D_3 、 R_3 加到 T_4 、 T_6 的发射极与基极之间，由 T_4 、 T_6 把检测出的直流电压信号放大，使继电器 J_2 动作。

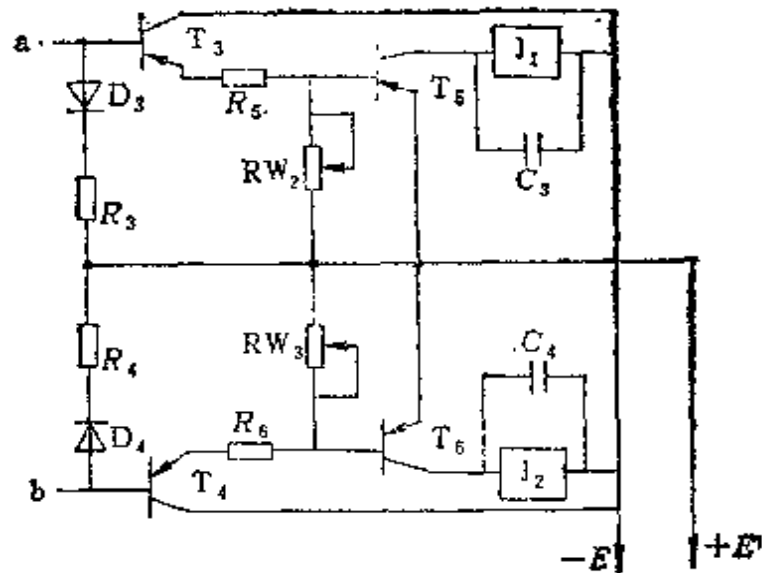


图2-23 直流放大回路

3) 执行部分

执行部分如图 2-24 所示。接上直流电源后，正常情况下，继电器 J_1 和 J_2 的常闭触点将电容器 C_3 、 C_4 短接，使 T_3 的基极与 T_5 的发射极， T_4 的基极与 T_6 的发射极同电位而均处于截止状态。当需要投入补偿电容器组时，即检测出的直流电压 $U_{ab} < 0$ ，直流放大部分使继电器 J_1 动作，其常闭触点被打开，电容器 C_3 经电阻 R_7 由负电源充电，这时开始延时。延时时间可通过调整充电回路的时间常数 R_7 、 C_3 的数值来得到。由于充电，电容器上的电压 U_c 不断增加，使 T_3 的基极电位不断降低，当电容器的充

电电压 U_c 达到一定值时，即为延时结束， T_7 、 T_9 开始导通，继电器 J_3 线圈通电动作，其常开触点闭合，接通中间继电器，从而使第一组电容器投入系统运行。同时，控制第二组电容器投入，使执行部分中 J_3 的常闭触点打开，第二组开始延时，如果第一组电容器投入系统运行后，其系统功率因数仍满足不了要求，即测量回路的直流输出电压 U_{00} 仍小于零，那么，第二组的延时时间结束后，继电器 J_2 动作，使第二组电容器投入系统运行。反之，若需要将补偿电容器组从系统切除，即测量回路的直流输出电压 U_{00} 大于零，那么直流放大部分使继电器 J_2 动作，打开常闭触点，使电容器 C_6 由负电源经电阻 R_8 充电，同样可通过调整充电回路时间常数 R_8 、 C_6 的数值来改变延时时间。当电容器 C_6 充电电压 U_{c6} 到一定数值时， T_8 、 T_{10} 开始导通，继电器 J_4 线圈通电动作，其常开触点闭合，接通中间继电器，将第一组补偿电容器从系统中切除。切除第一组补偿电容器后，如仍满足不了要求，则顺序切除第二组补偿电容器。

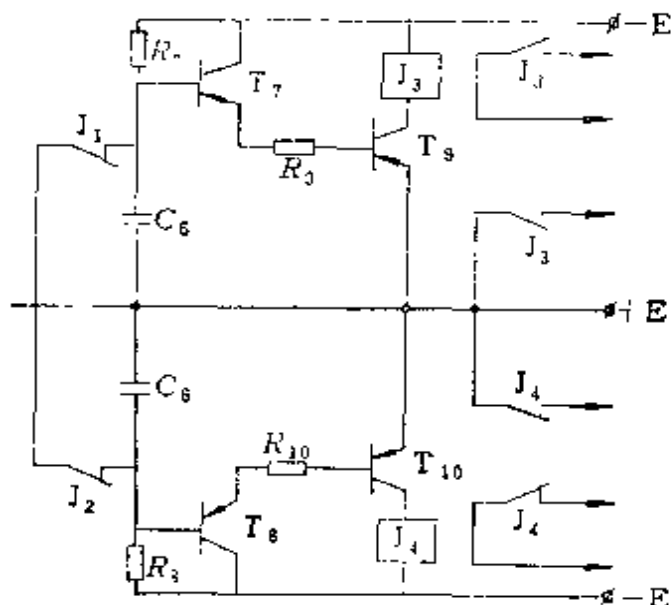


图2-24 执行驱动回路

（5）检测电流变化自动投切法

这种方法是按负载电流的变化，来投入或切除补偿电容器组的，一般来说，为了避免电容器的频繁切换，保证开关设备的使用寿命，此方法仅对负载和功率因数比较稳定的系统才能适用。

如前所述，本节采用静电电容器来进行无功功率的补偿，是静态补偿，它主要应用于无功负荷变化比较平稳的场合，依据无功负荷的变化曲线，投入或切除一定容量的电容器，使电力系统

的功率因数得到改善。这种自动投切装置对补偿的精确度要求不是很高，对电容器的投切时间长短的要求也不是十分严格的。所以，在设计这种静电电容器的自动投切装置时，应综合考虑各方面的因素。一般不宜将电容器组分得过多（最多三组），切换的次数也不宜太频繁，这样对于保证电容器的使用寿命；简化控制装置，达到一定的补偿效果都是有益的。

对于负荷频繁变化的系统，诸如电弧炉，轧钢机之类闪变型负荷，若采用上述分析中的利用继电器投切补偿电容器的控制装置是不能满足补偿要求的。一方面，它的反映速度较慢，跟不上负荷的频繁变化，不能及时、准确地进行无功补偿，另一方面经常投切除影响了补偿电容器和开断设备的使用寿命外，还伴随有暂态过程，产生瞬变电流冲击，造成电网电压的波动，对电网有干扰。

随着电力电子技术的发展，晶闸管元件以它具有导通的可控性及高速的开通性的特点，得以广泛应用。它作为一种无触点的静止可控开关，工作时无噪音，损耗小，可以使电容器组在适当的相位投入系统运行而不产生暂态过程，因此，使用晶闸管作为无触点开关来投切补偿电容器组就能够克服利用继电器控制器时所造成的不利因素。由于晶闸管高速的开通特性，还能够及时、准确的补偿闪变型负荷所需的无功功率。

第三章 大型电力电子装置的应用及无功功率的补偿

第一节 概 述

电力系统中的非线性元件会引起电压波形畸变而形成高次谐波，在过去这影响尚不明显，尚未达到引起人们重视从而采取对策的程度。近年来，大型电力电子装置得到应用，它作为一个谐波源，使畸变的严重程度增大了，降低了电力系统的自然功率因数，上述问题起了质的变化。

电网中的高次谐波，对过去按照正弦变化规律的电流和电压进行设计的无功功率补偿装置在运行上带来极大的困难。例如，进相电容器运行中的频率特性就发生了显著的变化，它可能在1000Hz的范围内谐振，因而增加了电压波形的附加畸变，使电容器和其它电气设备损坏。

此外，大型冲击性负载（如电机、电弧炉等）的工作状况也会对电压波动造成巨大的影响。近年来，电力电子器件发展迅速，例如晶闸管作为开关元件，它的惯性小，瞬间无功功率变化很大，从式 $\Delta U = X_s \Delta Q$ 可见，这会引起电压波动剧烈，功率因数更为恶化，使供电质量变坏。这种电压的瞬时波动称为电压的闪变。

据上所述，人们在利用静止型、经济、简单、方便、可靠、节能的新型电力电子装置的同时，也对防止其不利影响的对策进行了研究，而电力电子技术的发展正为消除这种影响创造了很好的条件。因为它能适应以下的要求。

- 1) 快速改变无功功率的能力；
- 2) 具有较宽范围的发生与吸收无功功率的能力；
- 3) 使电力系统电压畸变为最小。

为了改善电压的波形，降低谐波的幅值，当前行之有效的办法，除增大电力系统的容量、采用多相整流的变压器外，就是采用动力滤波器。动力滤波器的主要元件是静电电容器和电抗器，利用无触点开关（如晶闸管），在改变其导通状况的条件下，它还可以对基波电流迅速地响应无功部分的变化，以达到快速调节的目的。这种装置称为静止型无功功率补偿装置，简称静补装置。

第二节 静止型无功功率补偿装置的原理

在静止型无功功率补偿装置未被广泛应用之前，冶金企业对于大型轧机采用调节同步调相机励磁的办法，以响应无功功率的变化。如图 3-1 所示为同步调相机端电压相应于负载波动而波动，从而自动地进行无功功率补偿。当负载无功功率波动使电网电压下降到额定电压的 0.95 时，由图 3-1 b 可见，同步调相机运行在特性曲线的 b 点，其电流超前于电压，送出无功功率，从而使电压沿特性曲线的 b 点上升，恢复至 a 点。反之，当负载由于无功波动使电网电压上升到额定电压的 1.05 倍时，同步调相机运行在特性曲线的 c 点，其电流滞后于电压，从电网吸收无功功率，使电压沿着特性曲线下降，由 c 点恢复到 a 点。

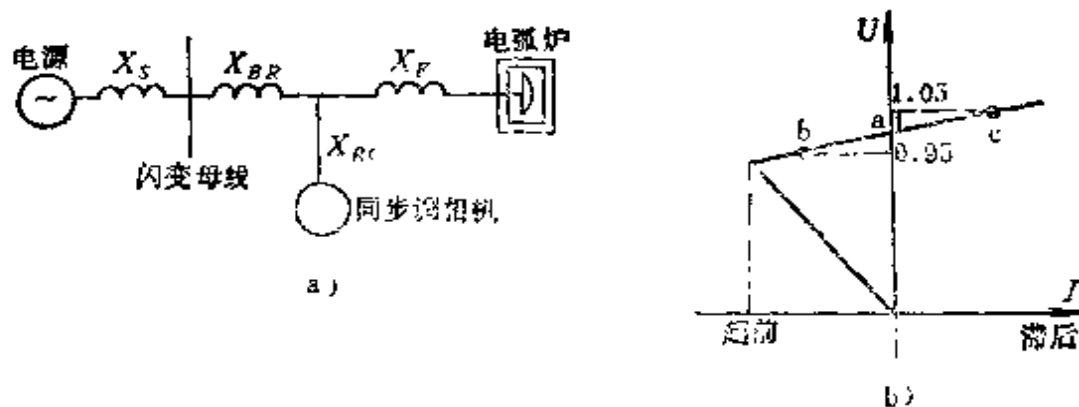


图 3-1 同步调相机

a) 原理图 b) 电压-电流特性

X_s —从闪变母线向电源侧看的电抗 X_{BR} —缓冲电抗器的电抗 X_{RC} —同步调相机的电抗 X_F —电弧炉电路的等效电抗（包括变压器）

同步调相机虽然具有调相的优点，但因其动态响应慢，不能适应某些变化速度快的工业负载（如电弧炉等），运行维护复杂，且发出单位无功功率的有功功率损耗大，所以 70 年代以来，已逐渐为静止型无功功率补偿装置所代替。

静止型无功功率补偿装置是在 60 年代后期发展起来的，1967 年，英国 GEC 公司制成了第一批自饱和电抗器型静止型无功功率补偿装置。此后，各国厂家互相竞争，目前，英国 GEC 公司、美国 GE 公司、瑞典 ASEA 公司、瑞士 BBC 公司以及日本的三菱、富士、日立等公司，都生产了各具特点的系列产品，在工业系统中发挥着不同的作用。如在电力工业中用以改善系统稳定性，限制动态过程的电压升高和操作过电压；在直流输电系统中用来作无功功率调节；在冶金工业中用来抑制轧机、电弧炉等冲击负荷引起的电压闪变和改善功率因数等。随着晶闸管元件的电压、电流容量不断提高，性能不断改善，以其为主体的静止型无功功率补偿装置不断发展。这种装置具有无触点、平滑和连续调节、快速响应、可分相个别调节、运行维护方便等优点。目前国际上已制成容性无功为 350Mvar、感性无功为 450Mvar 的静补装置，并已投入运行。容量为 1600Mvar 的静补装置也正在研制之中，我国西电公司已具备能力生产电力系统、电弧炉、轧机等所需要的静补装置。

静止型无功功率补偿装置的主要型式可分为以下几种。

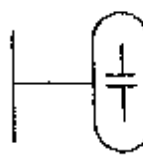
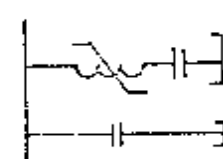
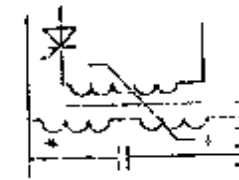
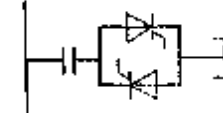
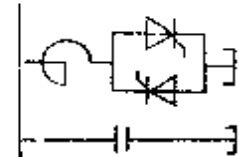
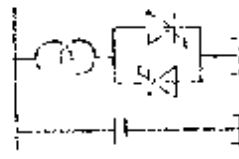
- 1) 饱和电抗器型

{	自饱和电抗器型
{	可控饱和电抗器型
- 2) 晶闸管相控电抗型 (TCR 型)

{	相控电抗器型
{	相控高阻抗变压器型
- 3) 晶闸管投切电容器型 (TSC 型)
- 4) TCR + TSC 混合型

各种无功功率补偿装置的性能比较如表 3-1 所列。

表3-1 各种无功功率补偿装置的性能比较

名称	同相调相机	自饱和电抗器	可控饱和电抗器	晶闸管投切电容器	晶闸管相控电抗器	晶闸管相控高压电抗器
结构						
响应时间 (ms)	>200	无斜率校正时 <1 有斜率校正时 10~20	60	20	<10	~0
调节	连续	连续(无调节器)	连续	阶梯	连续	连续
谐波	无	大, 5次25% 7次10%	同左	无	小, 5次5% 7次2.7%	同左
运行	不能分相调节	不能分相调节 有非线性电路的 特殊问题	同左	可分相调节	同左	同左
设计方式	需降压变压器	可直接接高压 控制难	需降压变压器 不适宜于超高压 系统	可直接接高压	同左	同左 控制难
损耗	大	大	大	小	小	小
噪声	大	大	大	小	小	小

一、饱和电抗器型静止无功功率补偿装置

1. 自饱和电抗器型静止无功功率补偿装置

自饱和电抗器型静止无功功率补偿装置可以认为是同步调相机的静止装置，它利用铁心的饱和特性，使滞后相位的无功功率随端电压的升降而增减，图 3-2 a 是无斜率校正的自饱和电抗器型静止无功功率补偿装置的原理图，图 b 为该装置的工作特性曲线。

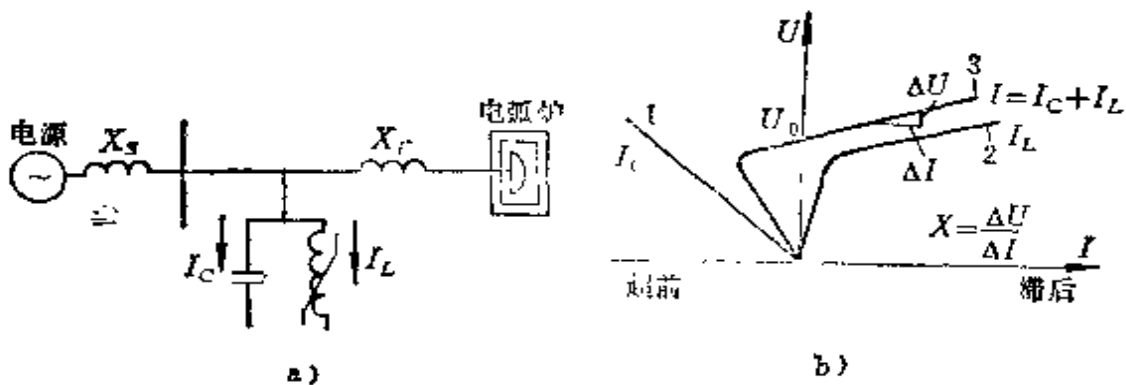


图 3-2 自饱和电抗器（无斜率校正）静止无功功率补偿装置

a) 原理图 b) 电压-电流特性

X_S —网络电抗 X_F —电弧炉电路的等效电抗（包括变压器）

装置中电容器的电流 $I_C = \frac{U}{X_C}$ ，当 $X_C = \frac{1}{\omega C}$ 为定值时， I_C 与外加电压 U 的关系为超前相位的线性关系（曲线 1），装置中自饱和电抗器的电压与电流的关系如曲线 2，它们的合成曲线 3 就是装置的外特性曲线。由图 b 可以看出，当母线电压波动升高 ΔU 时，则按特性曲线规律滞后电流增加 ΔI ，这滞后电流在网络电抗 X_S 上产生压降 $-\Delta U$ ，以维持电力系统的电压不变。反之，当母线电压波动下降 ΔU 时，则超前电流增加 ΔI ，这超前电流在网络电抗 X_S 上产生升压 $+\Delta U$ ，以维持电力系统的电压不变。

这种装置与同步调相机相比，具有静止型的优点，对电压波动的响应速度较好；缺点是硅钢片需磁化到饱和状态，因而使铁心损耗增大，而且有振动和噪声。

图 3-3 为带有斜率校正的自饱和电抗器型静止无功功率补偿装置的原理图。斜率校正装置靠电抗器侧的电容器 C_s 实现，因感抗 X_L 比容抗 X_{C_s} 大得多，所以该支路的电流仍为滞后电流，电流 I_s 与加于 C_s 上的电压 U_c 的关系见 b 图中第 4 象限的曲线 3，改变 C_s 的大小，便能调节 U_c-I_s 的斜率，从而改变本装置的外特性的斜度（曲线 5）。考虑到电抗器的电感在改变过程中 L 与 C_s 有可能出现串联谐振，引起高电压，为了抑制过电压，设置阻尼电阻 R 以抑制振荡。

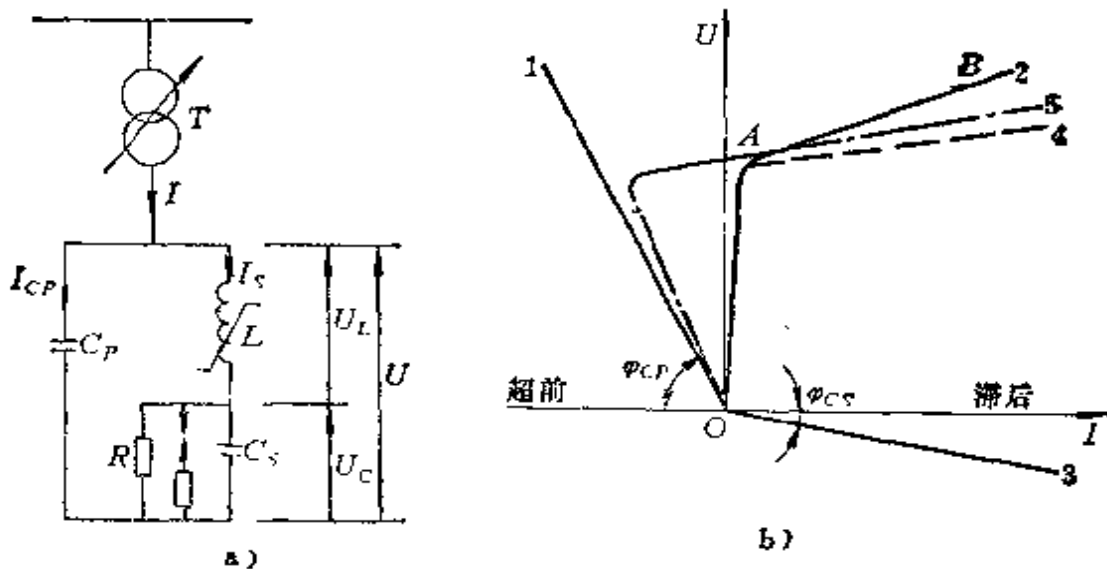


图 3-3 自饱和电抗器（有斜率校正）静止无功功率补偿装置

a) 接线图 b) 电压-电流特性

设计电容器 C_s 时，要使饱和电抗器在饱和工作于 AB 段时（曲线 2），在电容器两端的电压降 U_c 与电抗器两端的电压降 U_L 相抵消，表现为零阻抗，因此，综合后的电压和电流关系 4 呈现一近似水平线，最后并联电容器 C_p 特性曲线 1 与曲线 4 合成曲线 5。

自饱和电抗器的稳压作用可通过图 3-4 所示特性曲线说明。 ED 为静补装置特性曲线的工作段， ED 与纵坐标的交点 L 为系统空载时的电压，设在感性负载下，由于系统中的阻抗压降使电压

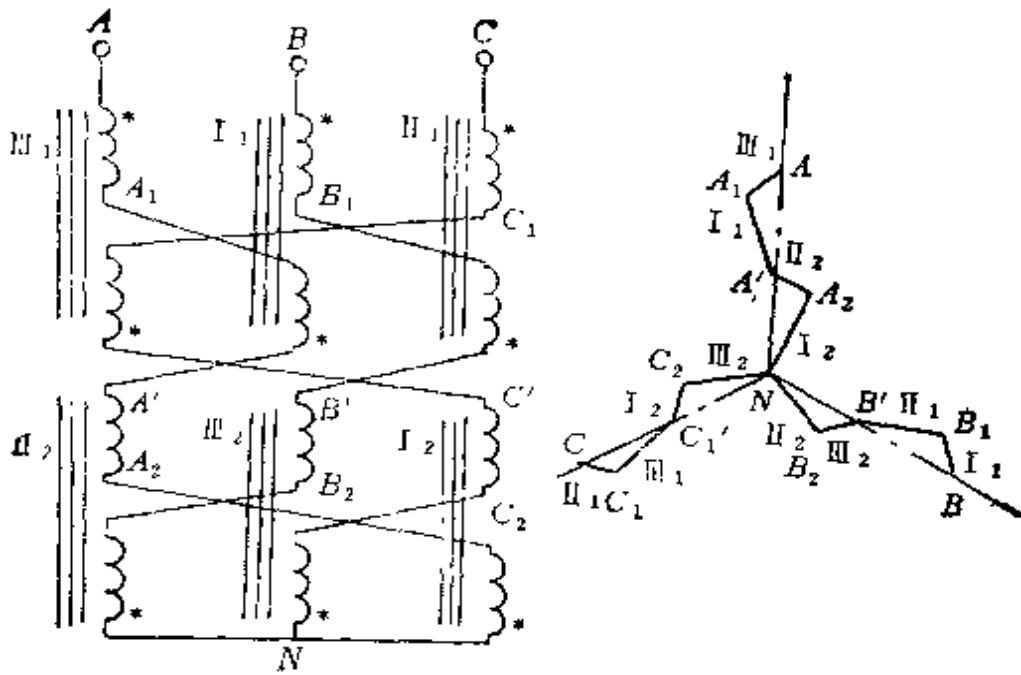


图3-5 三相双曲折星形自饱和电抗器接线图

形，另一组联成三角形，星形绕组与主饱和电抗器的辅助绕组相连。这种电抗器可保证高次谐波的最低水平。

不用辅助电抗器可补偿19次以下谐波，用辅助饱和电抗器可补偿33次以下谐波，而且在系统出现不对称时也能提供较好的补偿。

2. 可控饱和电抗器型静止无功功率补偿装置

图3-7是可控饱和电抗器型静止无功功率补偿装置的原理图。它包括3个主要部分：饱

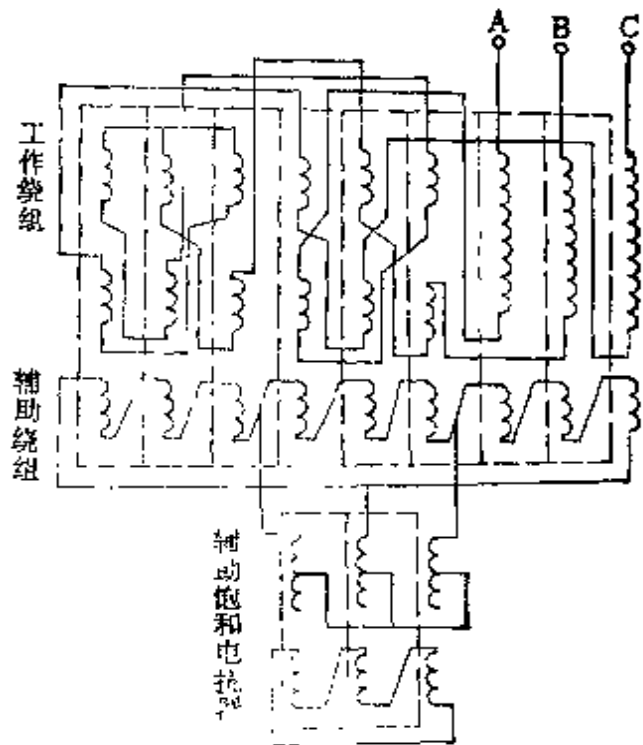


图3-6 3-3柱饱和电抗器接线图

和电抗器、电容器组（兼作滤波器）和调节器（由直流电源和控制单元组成）。

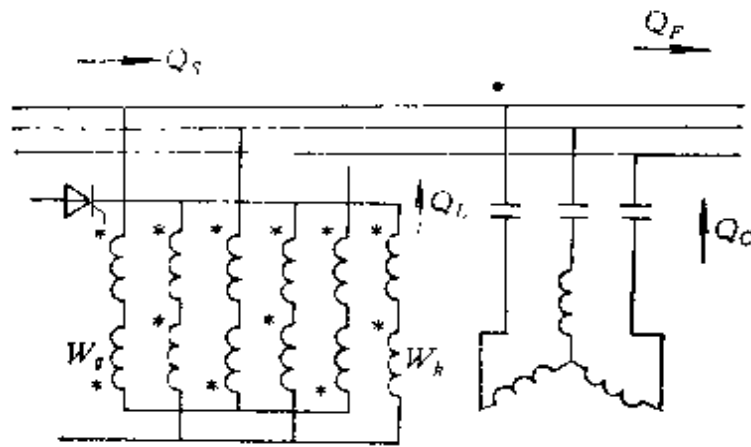


图3-7 可控饱和电抗器型静止无功功率补偿装置原理图

W_g —工作绕组 W_k —控制绕组 Q_F —负载所需的冲击无功负荷
 Q_C —电容器组输出的基波恒定无功功率 Q_L —饱和电抗器吸收的可调无功功率 Q_S —从电网输入的无功功率

三相饱和电抗器的工作绕组联结在电网上，改变饱和电抗器控制绕组 W_k 中电流 I_d 的大小，就可改变工作绕组 W_g 的感抗，从而改变无功功率 Q_L 的值，以补偿负载无功功率的冲击。例如当负载无功功率 Q_F 突然增大时，使控制回路的电流 I_d 减小，饱和电抗器的 X_L 增大，从而使电抗器吸收的无功功率 $Q_L = U^2/X_L$ 减小。这样，负载无功功率的恒定部分由电容器补偿，而变动部

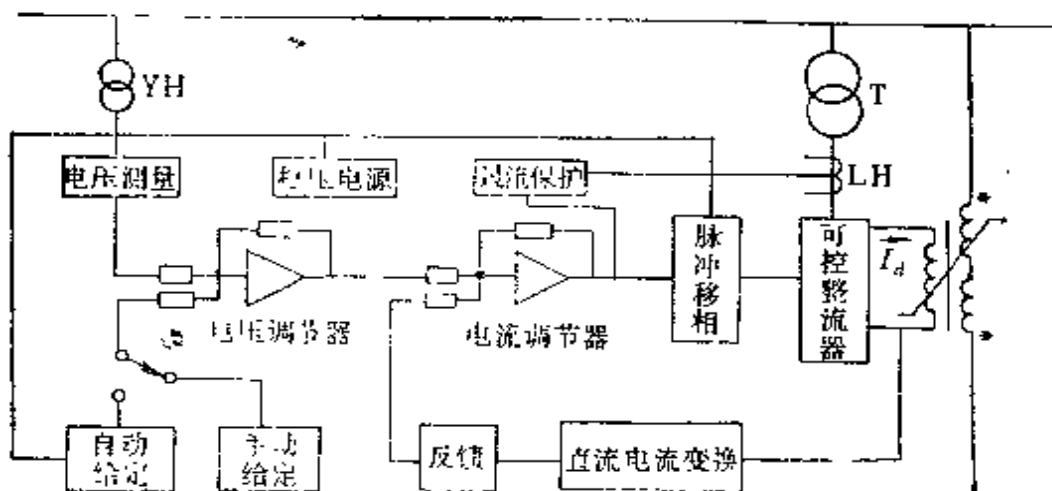


图3-8 可控饱和电抗器型静止无功功率补偿装置调节器框图

分由饱和电抗器调节，以保证电网输入的无功功率 $Q_s = (Q_r + Q_L) - Q_C$ 保持恒定。

图 3-8 是该装置调节器的框图，T 为控制电流 I_d 的整流变压器，系统的电压经电压互感器 YH 取得，与给定值同时送入电压调节器进行比较放大，然后送入电流调节器，此外，从可控整流器输出端取出控制电流 I_d 的信号，经变换后，反馈到电流调节器，经比较后输入触发系统使触发脉冲移相，进一步控制饱和

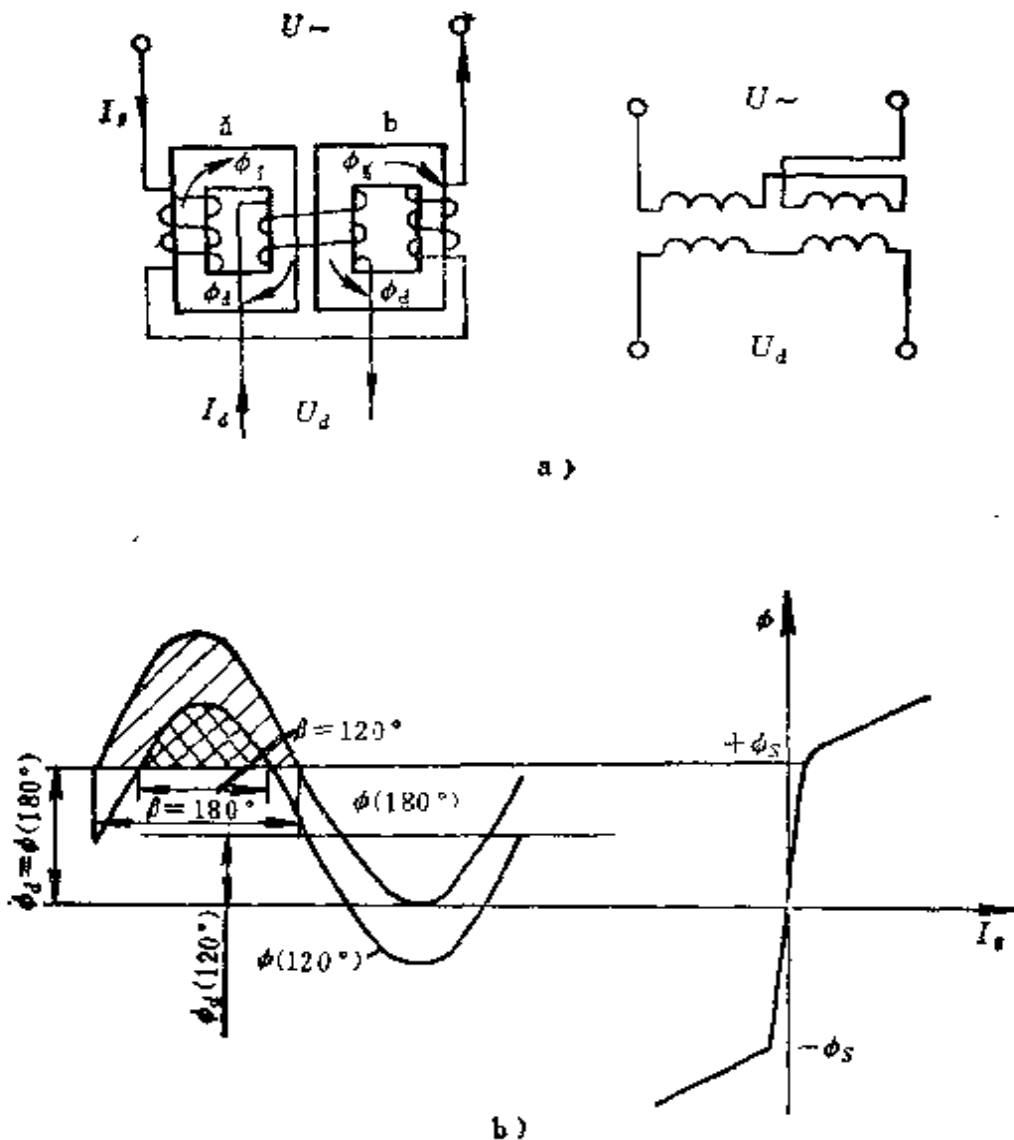


图 3-9 可控饱和电抗器原理图

a) 单相回路的结构图 (左) 和联线图 (右)

b) 磁通波形 (左) 和磁化曲线 (右)

电抗器的饱和程度，从而影响滞后无功功率的吸收，以保持系统电压的稳定。

图 3-9 是可控饱和电抗器原理图，饱和电抗器有 2 个闭合铁心（图 3-9 a），它的磁化曲线如图 b 所示。在 $+\phi_s$ 与 $-\phi_s$ 之间铁心不饱和，且所有绕组安匝总和为零，在 $+\phi_s$ 与 $-\phi_s$ 以外区域，安匝总和是铁心磁通的线性函数。

每个铁心各有两个绕组，其中交流绕组反相串联，控制绕组是同向联结。当控制绕组中直流电流为零时，交流磁通在 $(+\phi_s \sim -\phi_s)$ 之间变化，增加控制绕组中的直流电流使 ϕ_d 增大， ϕ_d 与交流磁通叠加，使磁通顶部升至 $+\phi_s \sim -\phi_s$ 范围以外，升高的幅值与铁心的安匝总和成正比，图 3-9 b 左图阴影的横轴标志磁化曲线饱和点 ϕ_s 以外的交流磁通的饱和程度，称为饱和度 β ，该图给出 $\beta = 120^\circ$ 及 $\beta = 180^\circ$ 时的两个实例。

为了分析控制绕组中感生的谐波电流，现分析铁心中磁密 B 和磁势 H 的波形。在铁心 a 中，直流控制磁势 H_d 为正，工作点在磁化曲线的第一象限，在铁心 b 中 H_d 为负，工作点在磁化曲线的第三象限。

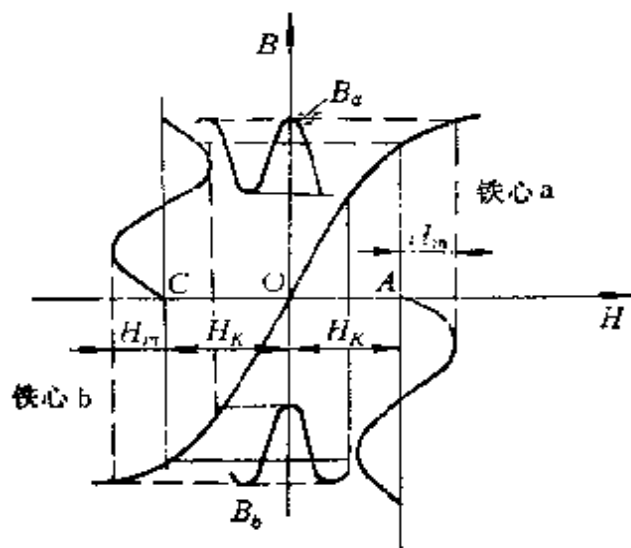


图 3-10 控制回路中谐波分量的分析

在图 3-10 中，令 $O A$ 为加在铁心 a 上的直流励磁磁势，交流磁势为正弦曲线，叠加于该直流磁势上。根据 $B-H$ 曲线，可以求出在控制绕组中的感应电势为

$$e_s = e_{s,a} + e_{s,b} = \omega W_s S \left(\frac{dB_a}{d\theta} + \frac{dB_b}{d\theta} \right) \times 10^{-8} \quad (3-1)$$

式中 $e_{s,a}$ 、 $e_{s,b}$ ——分别为在铁心 a 和 b 上的感应电势；
 W_s ——控制绕组的线圈匝数；

S ——铁心截面积，

θ —— ωt 。

从图 3-10 可以看出， e_{ka} 及 e_{kb} 为非正弦波，除包括基波分量外，也包括谐波分量，由图 3-10 还可以得

$$B_a(\omega t) = -B_b(\omega t + \pi) \quad (3-2)$$

$$B_b(\omega t) = -B_a(\omega t + \pi) \quad (3-3)$$

用富氏级数分解，列出磁感应 B_a 的表示式：

$$B_a(\omega t) = B_0 + B_1 \sin(\omega t - \varphi_1) + B_2 \sin(2\omega t - \varphi_2) + B_3 \sin(3\omega t - \varphi_3) + \dots \quad (3-4)$$

从式 (3-3) 可导出

$$B_b(\omega t) = -B_0 + B_1 \sin(\omega t - \varphi_1) - B_2 \sin(2\omega t - \varphi_2) + B_3 \sin(3\omega t - \varphi_3) - \dots \quad (3-5)$$

由式 (3-4) 及 (3-5) 可明确，在任一瞬间 t ，铁心 a 和 b 的磁感应奇次谐波分量同相，偶次谐波分量反相。各控制绕组所感应的电动势为

$$e_{ka}(\omega t) = \omega W_k S \times 10^{-8} [B_1 \cos(\omega t - \varphi_1) + 2B_2 \cos(2\omega t - \varphi_2) + 3B_3 \cos(3\omega t - \varphi_3) + \dots] \quad (3-6)$$

$$e_{kb}(\omega t) = \omega W_k S \times 10^{-8} [B_1 \cos(\omega t - \varphi_1) - 2B_2 \cos(2\omega t - \varphi_2) + 3B_3 \cos(3\omega t - \varphi_3) + \dots] \quad (3-7)$$

考虑到工作绕组反相联结，且对称性较好，则合成感应电势为

$$e_k = e_{ka} + e_{kb} = \omega W_k S \times 10^{-8} [4B_2 \cos(2\omega t - \varphi_2) + 8B_4 \cos(4\omega t - \varphi_4) + \dots] \quad (3-8)$$

以上说明将在控制绕组中反映出偶次谐波分量。

在三相可控饱和电抗器中， A 、 B 、 C 三相之间相位相差 $2\pi/3$ ，它们的偶次谐波相位相差 $n \times 2\pi/3$ (n 为偶数)。例如，对 2 次谐波， B 相比 A 相滞后 $2 \times 2\pi/3$ ，即 2 次谐波对于 A 相为负序；又如对 4 次谐波， B 相对 A 相滞后 $4 \times 2\pi/3$ ，即 4 次谐波对 A 相为正序。依此类推。在三相对称的情况下，3 个单相饱和电抗器组成的三相结构，在控制绕组的开口处只存在 6 次谐波（图 3-11），即

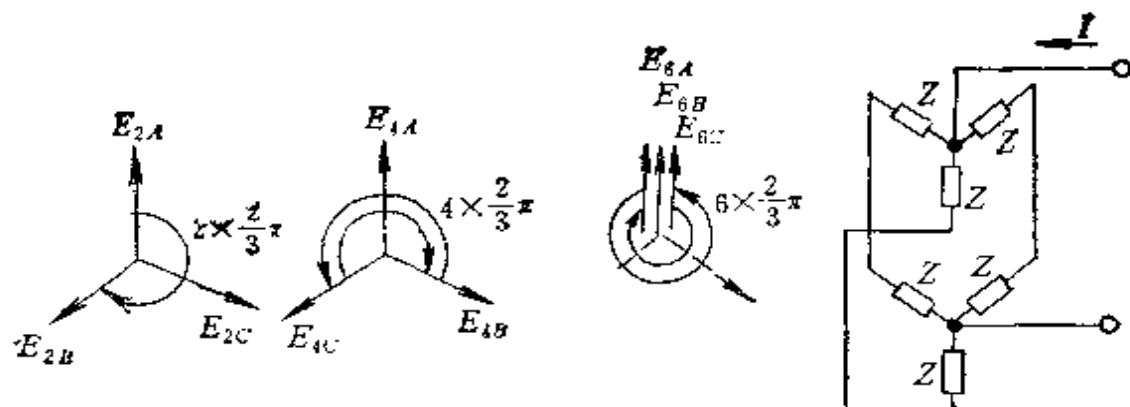


图3-11 控制回路中对称分量的分析

$$\begin{aligned}
 E_0 &= E_{m0} \sin 6\omega t + E_{m0} \sin(6\omega t - 720^\circ) + E_{m0} \sin(6\omega t + 720^\circ) \\
 &= 3E_{m0} \sin 6\omega t
 \end{aligned}
 \quad (3-9)$$

3个单相饱和电抗器的控制绕组并联时，可以将控制绕组输入端看成为三相平衡线路的两个中心点，两点之间为等电位，不呈现电压，但在控制回路整体中存在6次及其整数倍的谐波电压。应该强调的是三相系统中，每相都有谐波电势产生的相应谐波电流，所以对2、4……等谐波电流在控制绕组中产生的影响，还必须予以足够的重视。

综上所述，饱和电抗器的偶次谐波存在于直流电路中，基波及奇次谐波存在于交流电路中，各次谐波的比例一般如表3-2所列。

表3-2 可控饱和电抗器中的谐波含量

谐波次数	5次	7次	11次	13次
谐波含量	24%	4.5%	1.2%	4.9%

设计饱和电抗器时可从控制范围的两个极限着手。

(1) 当没有直流偏磁时，铁心中的磁通最大，并且无功功率输出 Q 接近于零。在这种情况下，铁心的磁通应选择右饱和极限以下，由此可以由下式算出铁心的截面积。

$$S = 4.44 f B_m S \quad (3-10)$$

式中 U ——电抗器所联结的网络电压；

f ——网络频率；

W_k ——工作绕组匝数；

B_s ——铁心的饱和磁密；

S ——铁心截面积。

(2) 当直流电流达到某个数值时，能使铁心由于交变磁通的作用而处于饱和状态，这时电抗器工作如同没有铁心的绕组那样，而输出的无功功率 Q_L 最大。根据电抗器所需的额定功率，工作绕组的尺寸可以没有铁心的绕组那样计算。

图3-12表示饱和电抗器工作绕组电流的基波有效值 I_1 对控制电流 I_d 的关系。这两个数值均除以基波的最大幅值 I_{1m} （即铁心完全饱和时的数值）。图3-12所示曲线类似于磁放大器的特性曲线，

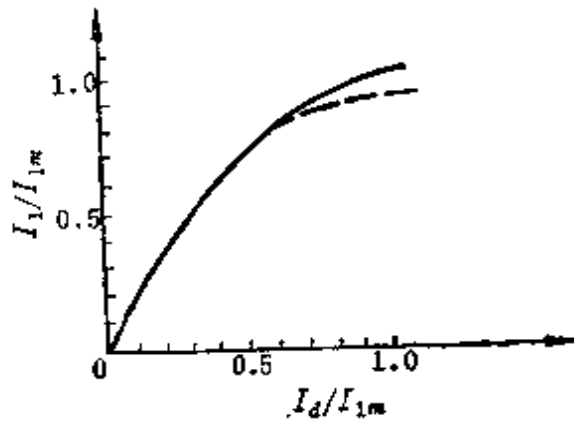


图3-12 工作绕组电流的基波 I_1 对控制电流 I_d 的函数关系（都以基波最大幅值 I_{1m} 的分数表示）

图中的实线表示对杂散漏磁通忽略不计的情况，虚线表示在绕组间存在漏磁影响而使输出减少的情况。

控制绕组中的偶次谐波对该绕组的设计几乎没有影响，而由最大直流电流决定。从图3-12中可以看到在曲线上部的控制范围内，用加大直流电流的办法来增加工作绕组基波电流的数值很小，为了使控制绕组的设计更经济，在额定容量下的 I_d/I_{1m} 值以不超过0.85为宜。

二、晶闸管相控电抗（TCR）型静止无功功率补偿装置

图3-13 a 表示晶闸管相控电抗型静止无功功率补偿装置的原理图，它包括4个主要部分：高阻抗变压器（或降压变压器加电抗器）、电容器组（兼作滤波器）、晶闸管阀和调节器。

图3-13 b 说明其工作原理，由于电容器 C 为固定值，所以超

前的无功功率 Q_c 为固定值，当负载滞后而无功功率 Q_F 变化时，可以连续控制滞后无功 Q_L ，使 $Q_c \cdot Q_L$ 变化。例如当 Q_F 增大时，则晶闸管阀控制的电抗器耗用的无功 Q_L 减小，而 Q_F 减小时，则 Q_L 增大。即不管负载的无功功率 Q_F 如何变化，总要使由系统供给的无功功率 $Q_s = Q_F + Q_L - Q_c \approx$ 常数，以限制电压的闪变。

用以控制 Q_L 的可变电抗器，是由电抗器（或高阻抗变压器的次级）与各相反并联连接的晶闸管阀组成。利用晶闸管的相位控制，来改变电抗器的电流大小，以达到连续调整电抗器的基波无功功率 Q_L ，相位控制角 α 从 90° 改变到 180° ，使 Q_L （基波）从 100% 变化到零（图 3-13 c）。为了说明这一点，试观察图 3-14。当晶闸

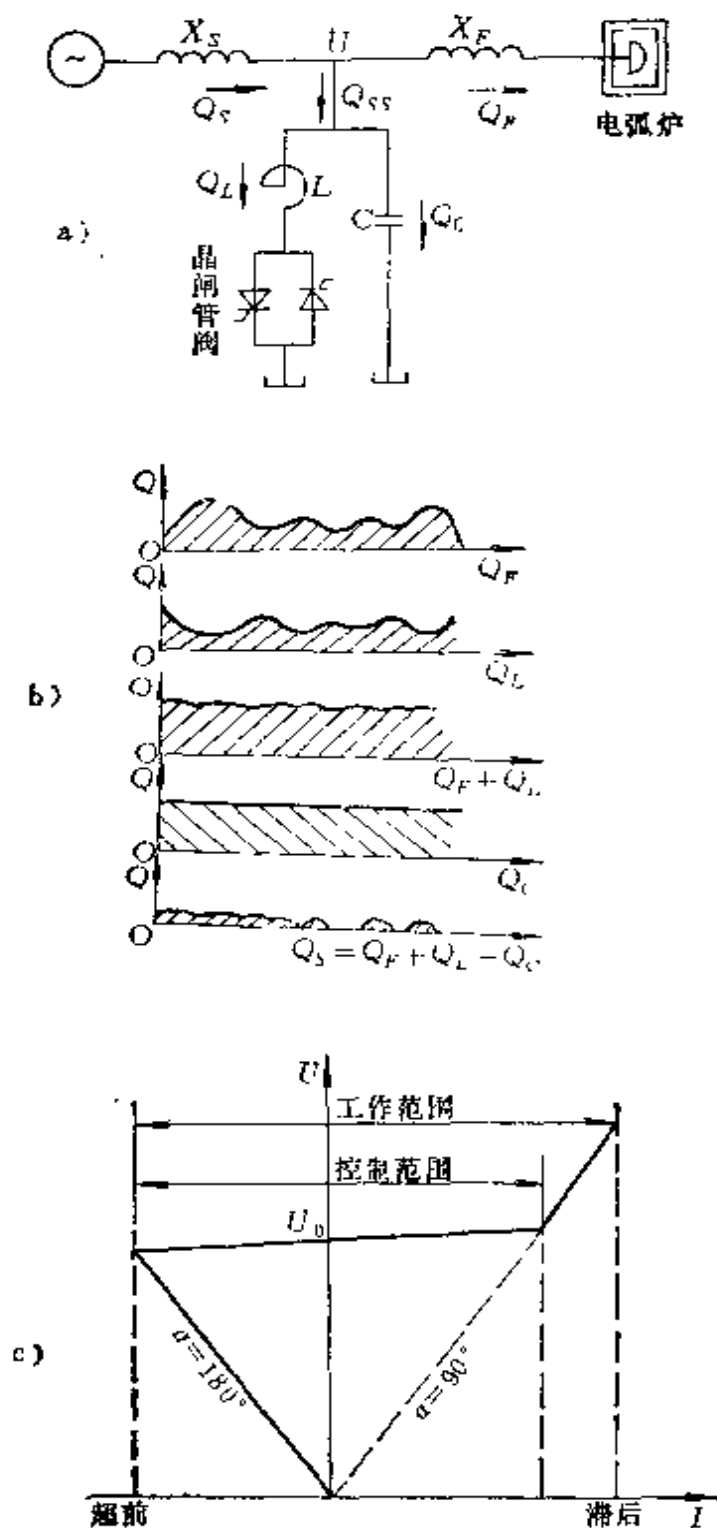


图 3-13 晶闸管相控电抗型静止无功功率补偿装置

a) 原理图 b) 工作情况 c) 电压-电流曲线

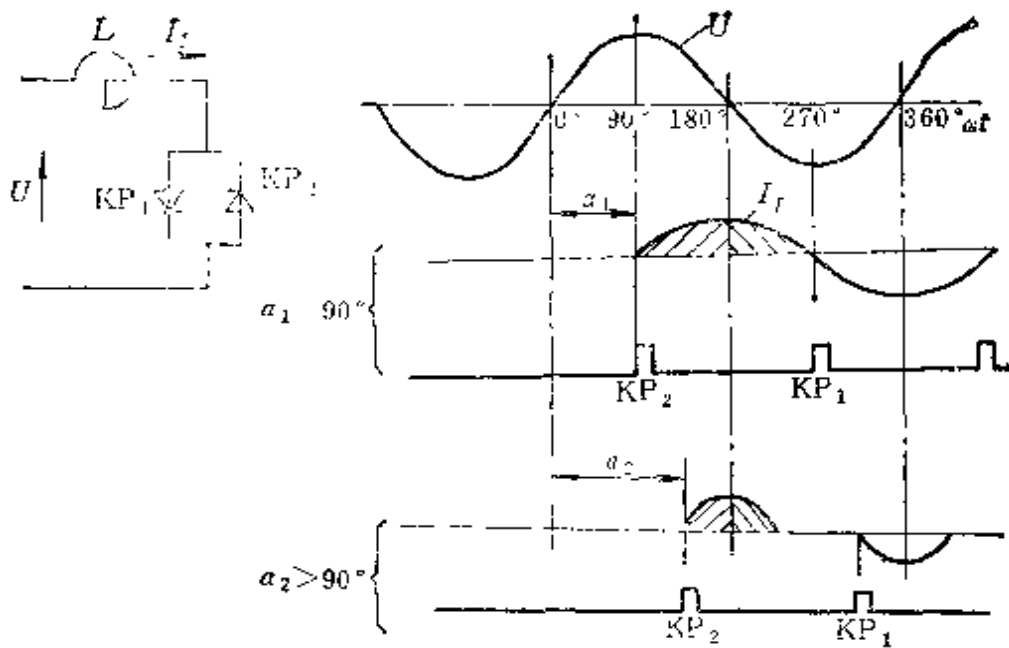


图3-14 可控电抗器相位控制角位移的原理图

管在电压正弦波的最大瞬时值下触发 ($\alpha = 90^\circ$) 时, 电抗器 L 开始流过电流, 这时电感储存能量; 当电压波形到达 180° , 由正值变为负值, 电感上储存的电能被释放, 电流继续流通, 直到电压的正弦波到达 270° 处, 电抗器所储存能量全部放完。这期间, 晶闸管阀处于全开放, 在电抗器上通过的是最大电流, 这电流相当于高阻抗变压器的短路电流。

由于电感释放能量必然等于储存的能量, 当触发角 α 大于 90° 时, 使“电流-时间”面积减小 (见图 3-14 电流曲线的阴影面积), 即电流减小。当 $\alpha = 180^\circ$ 时电流为零。

由于电感电流 I_L 滞后于电压 90° , 所以在正常工作情况下, $\alpha < 90^\circ$ 是没有用的。但是在误触发情况下, 将会引起瞬态过电流 (参见图 3-41)。因此 TCR 型晶闸管阀的整个控制范围在 $90^\circ \sim 180^\circ$ 之间, 这是对调节无功功率有用的范围。在晶闸管开通前, 移动触发脉冲的相位即可改变晶闸管的开通时间。由于‘晶闸管对’的反并联, 半波与半波之间可以用不同的相角来触发, 以便在极端情况下, 一个半波可以在最大电流, 而下一个半波可以在

零电流，从而使调节时间减至最短。

图3-15是TCR型静止无功功率补偿装置在不同触发角 α 下各部分的电流波形。图中画出了电网电压 U 的正弦波形，电容器的电流 i_c 超前于电压 U 90° 。电抗器的电流 $i_{L(\alpha)}$ 滞后于 U ，且随着控制角 α 而改变形状。TCR的综合电流 $i_{i(\alpha)} = i_c + i_{L(\alpha)}$ 也是畸变的，其基波分量 $i_{i1(\alpha)}$ （图中点划线所示）随着 α 角的变化，可以超前、滞后或为零。

TCR型静止无功功率补偿装置的基本线路，根据它使用的场合，大致如下：

(1) 用于超高压电网中的无功功率补偿，其基本线路如图3-16所示。为了降低对绝缘的要求，变压器一次绕组接成星形，为了不使三倍频谐波流向系统，其二次绕组接成三角形。此外，可利用TCR三相不对称控制，使三相不平衡的负荷功率达到平衡。

(2) 用于工矿企业的无功功率补偿，其基本线路如图3-17所示。它由一次绕组为三角形联接，二次绕组为“开口星形”联接的高阻抗变

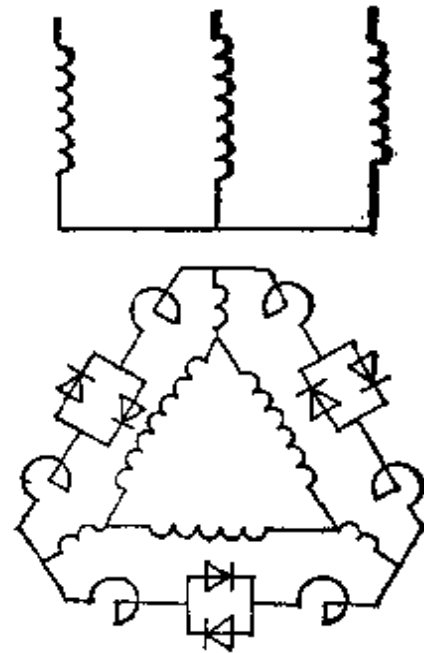


图3-16 超高压电网中用的无功功率补偿TCR装置

压器(图 a)，或降压变压器加电抗器(图 b)，以及晶闸管阀组合而成。高阻抗变压器将二次电压降低到对晶闸管阀来说是经济的值，同时它有产生滞后功率的电抗。也就是说，在充分利用晶闸管电流容量的前提下，为满足一定无功功率的要求，确定变压器的二次电流值，从而计算出变压器的二次电压值，以及晶闸管必需的串联数。这样就可使晶闸管总的使用量为最少，TCR型补偿装置的成本也就最经济。

在图3-17中，变压器一次绕组联成三角形是为了使晶闸管相控电抗器在不同导通状况下产生的三倍频谐波成分不流入系统。

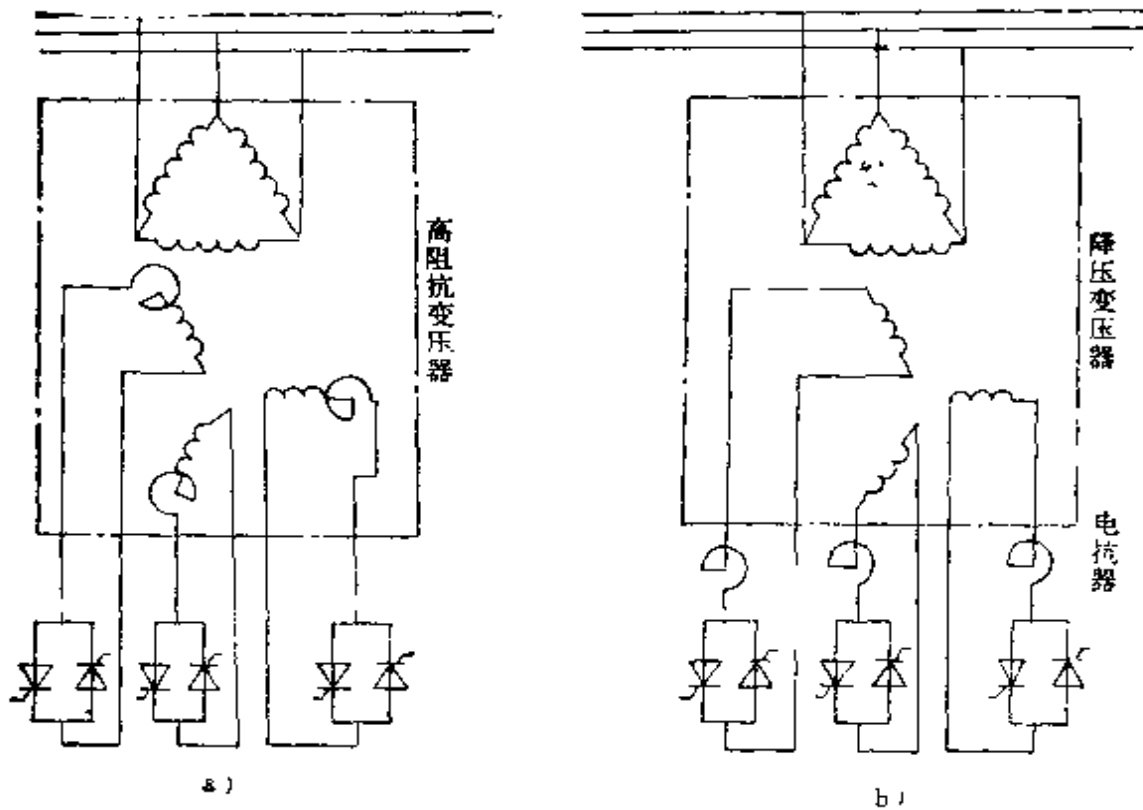


图3-17 工矿企业用的无功功率补偿TCR装置

二次绕组联成“开口星形”，中点分开，这是要使每相负载与另二相独立，从而正序和负序的幅值可以单独控制，分相调节，对不平衡负载（如电弧炉）可以获得平衡。

所谓高阻抗变压器，其一次和二次绕组之间的漏抗高达40~85%。高阻抗变压器漏抗越大，制造越困难，价格也越高。从图3-14看出，当晶闸管在 $\alpha = 90^\circ$ 触发开通时，这相当于高阻抗变压器二次绕组短路，其短路电流以标么值表示为

$$I_{**} = \frac{U_*}{X\%} \times 100 \quad (3-11)$$

式中 U_* ——高阻抗变压器额定二次电压，以标么值表示， $U_* = 1$ ；

$X\%$ ——高阻抗变压器阻抗百分值，一般在40~85。

从上式看出，若 $X\%$ 为100，则 $I_{**} = 1$ ，即等于额定电流 I_L ；若 $X\%$ 小于100，例如40，则 $I_{**} = 2.5$ ，即为额定电流 I_L 的2.5倍，这是TCR允许的正常工作范围（ $90^\circ \leq \alpha \leq 180^\circ$ ）。这显然

会使变压器和晶闸管阀因电流过载而损坏。

从图3-18可见,若限定晶闸管的控制角从 α_1 开始,且 $\alpha_1 > 90^\circ$,则高阻抗变压器和晶闸管阀的工作电流 i_L (图中阴影部分)会小于 I_L ,但是从图中可见, i_L 电流正负半周的导通时间不再是 π 弧度,而是小于 π 弧度,因而要考虑谐波电流对 i_L 的影响。

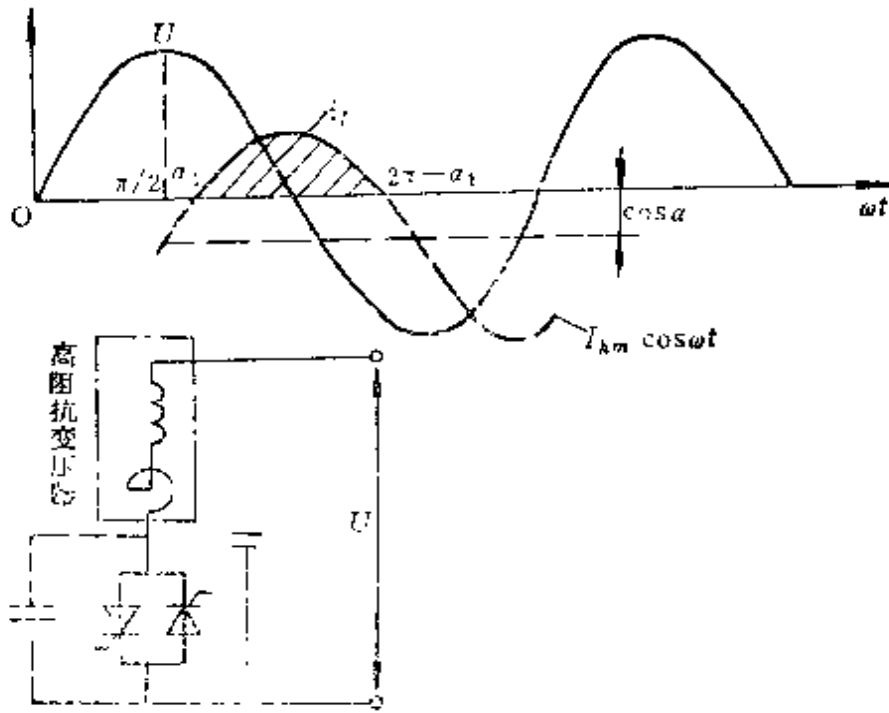


图3-18 高阻抗变压器的工作情况说明

此外,若采用高阻抗变压器方案,则电容器组(兼滤波器)就不能接在变压器的二次侧(如图下方虚线所示),因为当晶闸管阀在 $\alpha = 90^\circ$ 工作时,晶闸管全开通,相当于将电容器短路,使电容器无法发出容性无功功率,失去无功补偿的作用,因此电容器必须接在变压器的一次侧,但电容器电压等级越高,价格也越贵,而且晶闸管阀本身产生的谐波必须通过高阻抗变压器才能进入滤波器,使滤波效果降低。

综上所述,高阻抗变压器的漏抗值大小的选择原则,是要使变压器、晶闸管阀和滤波器的总成本最低。

高阻抗变压器在空载和满载情况下,其外特性是线性的(见

图3-19), 因此, 即使由于过电压, 变压器铁心不饱和, 也不会产生谐波。

高阻抗变压器的内部结构和通常的电力变压器基本相同: 内铁心式, 两个绕组同心排列, 但为了得到高阻抗, 它和通常的电力变压器相比有如下差别:

- 1) 绕组匝数多;
- 2) 一次和二次绕组的距离大。

这是因为百分阻抗 $X\%$ 如下式所示, 它与匝数(N)的平方成正比, 与一次和二次绕组之间的距离近似成正比:

$$X\% \propto N^2 \left(d + \frac{b_1 + b_2}{3} \right) \frac{1}{H} \quad (3-12)$$

式中 N ——绕组匝数;

b_1, b_2 ——分别为一次和二次绕组的厚度;

H ——一次和二次绕组的高度;

d ——一次和二次绕组之间的距离。

另外, 从上式可以看出, 降低绕组的高度是增大百分阻抗的有效手段, 可是从抑制绕组和其他结构内部的涡流损耗的观点来看, 还是不采用这种方法为好。

一次和二次绕组间的漏磁通随百分阻抗增加而成比例地增加, 为了避免由漏磁通引起的绕组内部、框架和油箱壁等结构的局部过热, 在用电子计算机详细掌握漏磁通的分布后, 根据需要采取以下措施:

- 1) 把绕组导线分成多根;
- 2) 用不锈钢、层压强化木材等非磁性材料作铁心紧固件、绕组紧固环等内部结构;

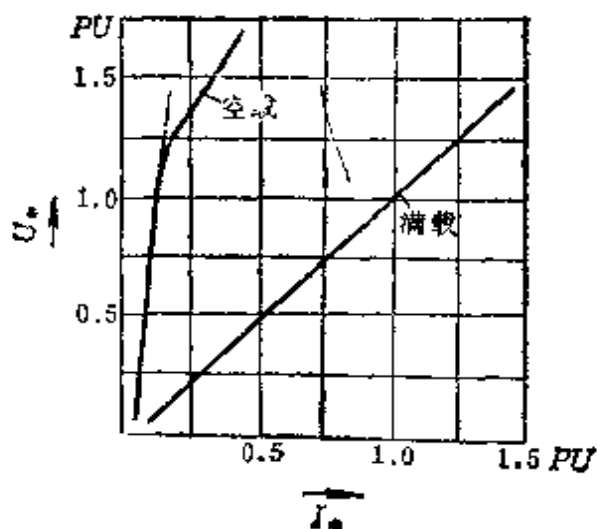


图3-19 高阻抗变压器外特性例

3) 设置用硅钢片作油箱屏蔽罩。

图3-20为TCR静止无功功率补偿装置的调节系统框图。电网电压由电压互感器YH、辅助变压器经12脉波整流再滤波得到相当平直的电压信号，补偿装置的电流由电流互感器LH取得，电压信号与电流信号相综合即可得到静补装置的无功功率信号，该信号与给定值比较得出差值，通过PI调节器，将信号线性化，使触发信号与晶闸管的输出电流成线性关系，通过触发通道放大后触发晶闸管。

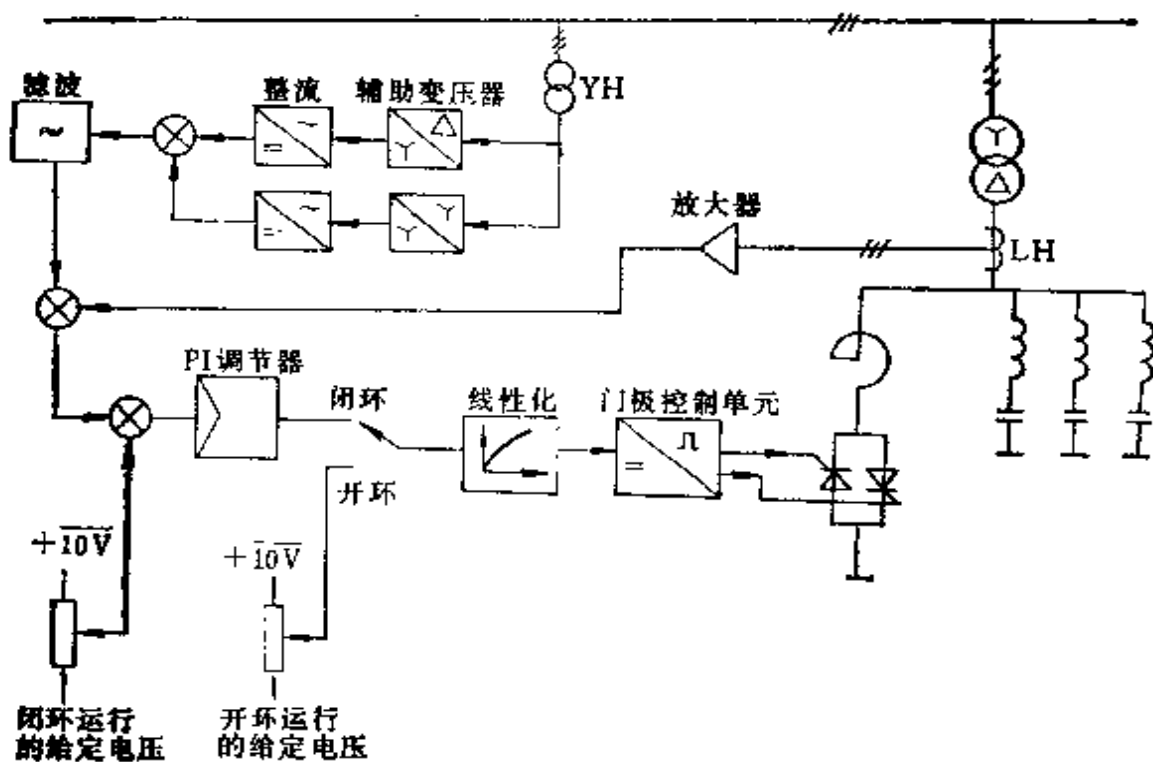


图3-20 TCR调节系统框图

不同导通角 α 下所得出的感性电流，在很多情况下不是半波，且波形只是滞后于电压的正弦波电流的一部分，这种负载电流当然含有直流分量和高次谐波成分。

如图3-21所示，设 $\alpha_P = \alpha_N$ ，正负半周工作参数完全相同， $i_P = i_N$ ，且满足下列关系

$$i_P(\omega t) = -i_N(\omega t + \pi) \quad (3-13)$$

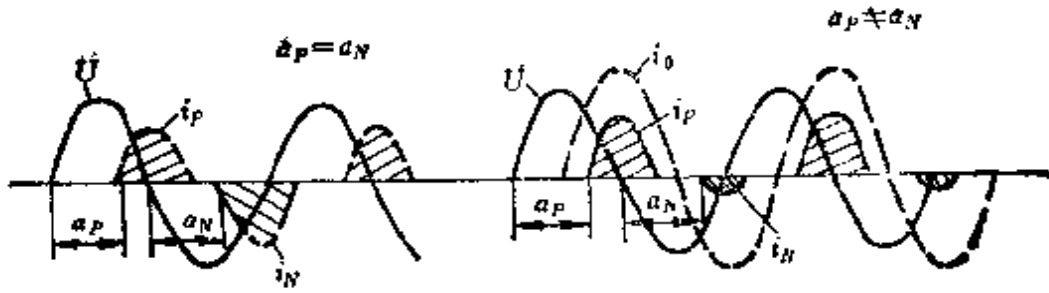


图3-21 晶闸管相控电抗器的电流波形

U —变压器电压 α_P —正半周控制角 α_N —负半周控制角 i_0 —当 $\alpha_P = \alpha_N = 90^\circ$ 时的电抗器电流 i_P —电抗器的正半波电流 i_N —电抗器的负半波电流

$$i_N(\omega t) = -i_P(\omega t + \pi) \quad (3-14)$$

将 $i_P(\omega t)$ 及 $i_N(\omega t)$ 按富氏级数分解, 得

$$i_P(\omega t) = I_0 + I_1 \sin(\omega t - \varphi_1) + I_2 \sin(2\omega t - \varphi_2) + I_3 \sin(3\omega t - \varphi_3) + \dots \quad (3-15)$$

由式 (3-14) 可知:

$$i_N(\omega t) = -I_P(\omega t + \pi) = -I_0 - I_1 \sin(\omega t + \pi - \varphi_1) - I_2 \sin(2\omega t + 2\pi - \varphi_2) - I_3 \sin(3\omega t + 3\pi - \varphi_3)$$

即

$$i_N(\omega t) = -I_0 + I_1 \sin(\omega t - \varphi_1) - I_2 \sin(2\omega t - \varphi_2) + I_3 \sin(3\omega t - \varphi_3) + \dots \quad (3-16)$$

由式 (3-15) 和 (3-16) 可得出以下结论: 即任一瞬间 t , 直流分量及偶次谐波分量反相, 奇次谐波同相, 因此, 在外部电路中直流分量及偶次谐波分量为零, 只包含奇次谐波。一般来说, 在钢铁厂轧机用的静止无功功率补偿装置中 $\alpha_P = \alpha_N$, 在电弧炉用的静补装置中, 正负控制角在各个瞬时互不相同, 但通过整体来看, 正负半周则有对称性, 结果偶次谐波与奇次谐波相比就很小。为简化计算, 可以认为TCR静补装置产生的谐波主要是奇次谐波。如果忽略回路阻抗, 且正负半周的控制角 α 相等, 这种装置其负载电流的基波成分 I_1 和谐波成分 I_n 可分别由下式近似得出

$$I_1 = \frac{U_s}{\pi \omega L} (2\pi - 2\alpha + \sin 2\alpha) \quad (3-17)$$

$$I_n = \frac{2U_\phi}{\pi\omega L} \left[\frac{\sin(n+1)\alpha}{n+1} - \frac{\sin(n-1)\alpha}{n-1} \right] \quad (3-18)$$

式中 U_ϕ ——相电压的有效值；

L ——每相电感；

n ——谐波次数。

在图 3-22 中示出了谐波成分 (I_n) 与基波成分 (I_1) 的比值 ($|I_n|/I_1$) 和控制角 α 的关系。至于奇次谐波中的三次谐波，考虑到

$$I_{A1} = I_{m1} \sin \omega t$$

$$I_{B1} = I_{m1} \sin(\omega t - 120^\circ)$$

$$I_{C1} = I_{m1} \sin(\omega t - 240^\circ) \\ = I_{m1} \sin(\omega t + 120^\circ)$$

I_{m1} 为基波电流的幅值。对于 $3k$ 次谐波上述表达式可以写为

$$I_{A3k} = I_{m3k} \sin 3k\omega t$$

$$I_{B3k} = I_{m3k} \sin(3k\omega t - 3k \times 120^\circ) = I_{m3k} \sin 3k\omega t$$

$$I_{C3k} = I_{m3k} \sin(3k\omega t + 3k \times 120^\circ) = I_{m3k} \sin 3k\omega t$$

因此 $3k$ 次谐波为同相位，仅能在补偿装置的三角形接法绕组中流通，不能流入系统。也就是说，流到系统的谐波成分只是 $6k \pm 1$ 次。

TCR 产生的谐波电流会使系统电压产生畸变，从而对系统及设备产生一系列危害，因此，在静补装置中，往往利用 TCR 和改善功率因数用的电容器兼作滤波器。这种滤波器体积大，占地多，价格贵，因此，必须限制和减小静补装置自身产生的谐波。目前采用的方法有下面二种。

1) 静止无功功率补偿装置分组控制方式。这种方法就是把静补装置的总容量分成 n 组等分的小型静补装置，也就是说，将电容器组的总容量固接在电网上，而将晶闸管相控电抗器的总容

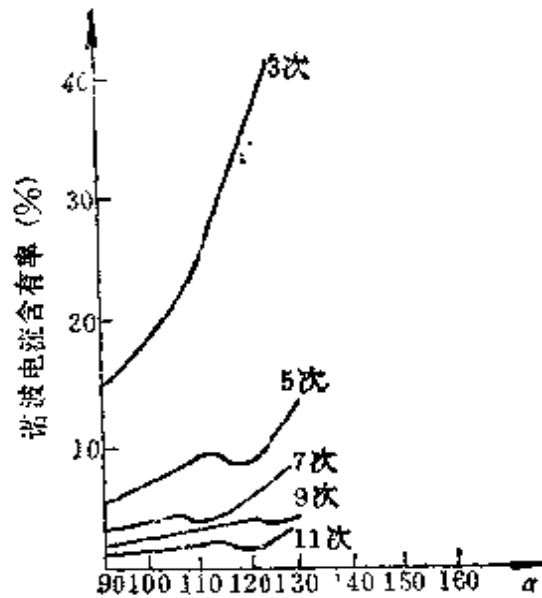


图 3-22 TCR 补偿装置的谐波电流含有率

量分成 n 组等分的小型单元，根据系统无功功率的平衡要求来决定启用小型单元组数 m ($m \leq n$) 及其控制角。其使用的原则是：在启用的 m 组中，除一组外，其他 $(m - 1)$ 组都选定在产生谐波最小的控制角，吸收最多的感性无功，而 m 组中余下的一组的控制角选的位置 ($90^\circ < \alpha < 180^\circ$) 要使 m 组总的感性无功与电容器的容性无功相综合，达到系统所要求的无功平衡。

2) 静止无功功率补偿装置多相化。这种方法主要适用于以轧机设备等为对象的静补装置 (轧机配套的晶闸管变流器中晶闸管的控制角是相等的)。该方法和众所周知的变流变压器多相化技术有同样的效果。也就是说，如图 3-21 所示，在 $\alpha_f = \alpha_N$ 时，从静补装置流到系统的电流谐波次数为 $6k \pm 1$ ，而现在如果把静补装置分成两组，使两者相位差为 30° (如图 3-23 所示)，则从系统来看，整个静补装置就成了 12 脉波变流设备， $6k \pm 1$ 次谐波消失，只有 $12k \pm 1$ 次谐波。同样，如果把静补装置分成三组，使

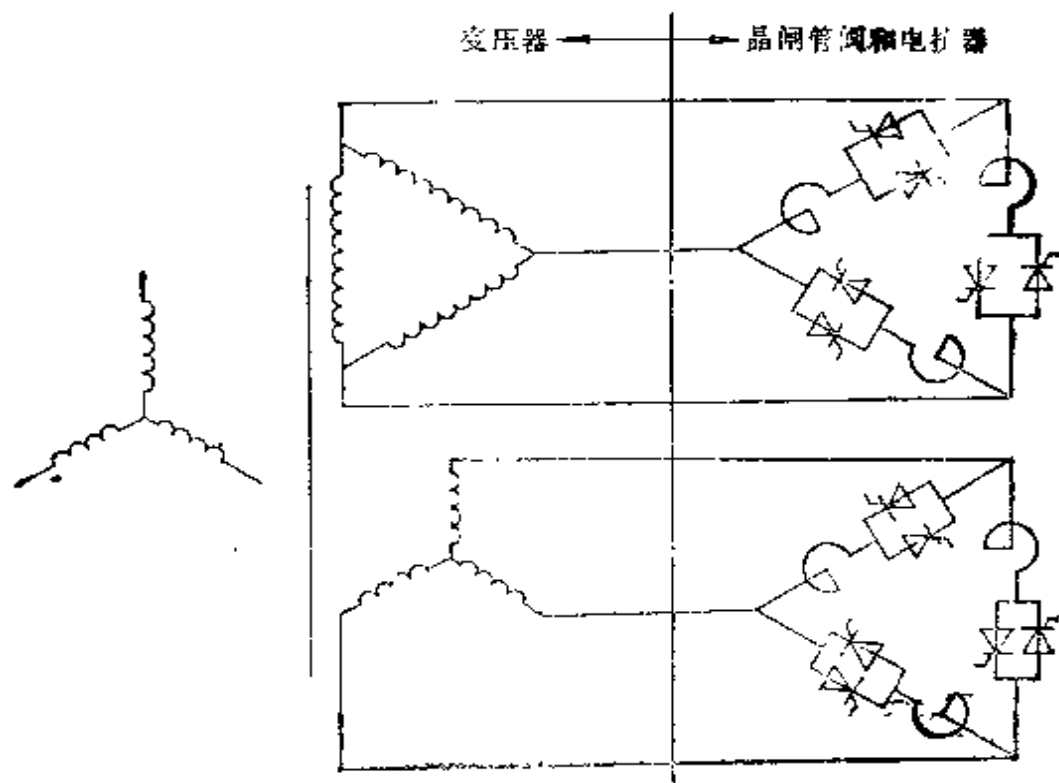







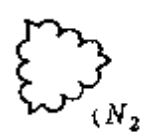
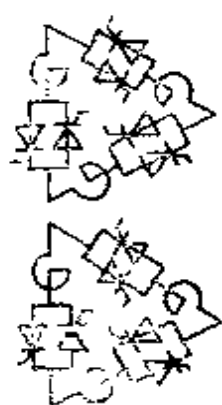
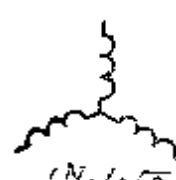


图 3-23 12 脉波静止无功功率补偿系统 (接线方案 $\Delta/\Delta Y/\Delta\Delta$)

表3-3 晶闸管调相控

方 案	变 压 器		电抗器与网串联	脉 波 数 P	设计容量 (只在 非故障情况 参考容量 = (在满载)	
	一 次 侧	二 次 侧			变 压 器	电 抗 器
					'T'	'C'
I	 (N_1)	 (N_2)		6	1	1
II	 (N_1)	 (N_2)		6	1	1
III	 (N_1)	 (N_2)		12	0.5	0.5
		 ($N_2/\sqrt{3}$) 三绕组			0.5	0.5
					总数 1	总数 1

电抗器接线方案比较

对称的 进行) Q _{max} (荷)	一次电流的谐波含量		控制特性曲线和控制范围
	出现的 谐波 次数	当 $\alpha = 105^\circ$ 时的 数值 (相对于满负荷 时的基波百分数)	
$\sqrt{2}$ Sv	5	0.05	$2 - \frac{\alpha^\circ}{90^\circ} + \frac{1}{\pi} \sin 2\alpha$ $(\alpha = 90^\circ \sim 180^\circ)$ $\alpha \text{ 相对相电压而言}$
	7	0.025	
	11	0.003	
	13	0.0018	
	17	0.0041	
	19	0.0033	
	23	0.00063	
	25	0.00049	
$\sqrt{2}$	5	0.05	$2 - \frac{\alpha^\circ}{90^\circ} + \frac{1}{\pi} \sin 2\alpha$ $(\alpha = 90^\circ \sim 180^\circ)$ $\alpha \text{ 相对线电压而言}$
	7	0.025	
	11	0.003	
	13	0.0018	
	17	0.0041	
	19	0.0033	
	23	0.00063	
	25	0.00049	
$0.5\sqrt{2}$	11	0.003	$\left\{ 2 - \frac{\alpha^\circ}{90^\circ} + \frac{1}{\pi} \sin 2\alpha, (\alpha = 90^\circ \sim 180^\circ) \right.$ $\alpha \text{ 相对相电压而言}$
	13	0.0018	
$0.5\sqrt{2}$	23	0.00063	$\left\{ 2 - \frac{\alpha^\circ}{90^\circ} + \frac{1}{\pi} \sin 2\alpha, (\alpha = 90^\circ \sim 180^\circ) \right.$ $\alpha \text{ 相对线电压而言}$
	25	0.00049	
总数 $\sqrt{2}$			

相互间相位差为 20° ，这样就成为18脉波的形式，从静补装置流到系统的谐波只有 $18k \pm 1$ 次。通过变压器的一次或二次绕组设置移相绕组，很容易实现这种静补装置的多相化。

表3-3列出12脉波与6脉波静补装置的有关系数对比。

例：TCR静止无功功率补偿装置参数计算示例。

已知：

电网电压：220kV

补偿范围： $Q_s = 50\text{MVA}$ （容性） $\sim -30\text{MVA}$ （感性）

补偿方案：FC+TCR

（固定电容器+晶闸管相控电抗器），见图3-24。

降压变压器的百分阻抗 $X\% = 12$

解：按标么值（pu）

计算：

取补偿无功功率：

$Q_s = 50\text{MVA} = +1.0\text{pu}$
（感性）

取变压器一次电压：

$U_1 = 220\text{kV} = 1.0\text{pu}$

（1）计算电容器阻抗（ $\alpha = 180^\circ$ ，见图3-25工作点1）

变压器一次侧补偿容性无功功率： $Q_{s1} = 50\text{MVA}$ （容性） $= -1.0\text{pu}$

变压器一次电压：

$u_{1*} = 1.0\text{pu}$

变压器一次电流：

$$I_{1*} = \frac{Q_{s1*}}{U_{1*}} = \frac{-1}{1} = -1.0\text{pu} = I_{3*}$$

变压器二次电压： $u_{2*} = U_* - X\% I_{1*} = 1 - 0.12 \times (-1) = 1.12\text{pu}$

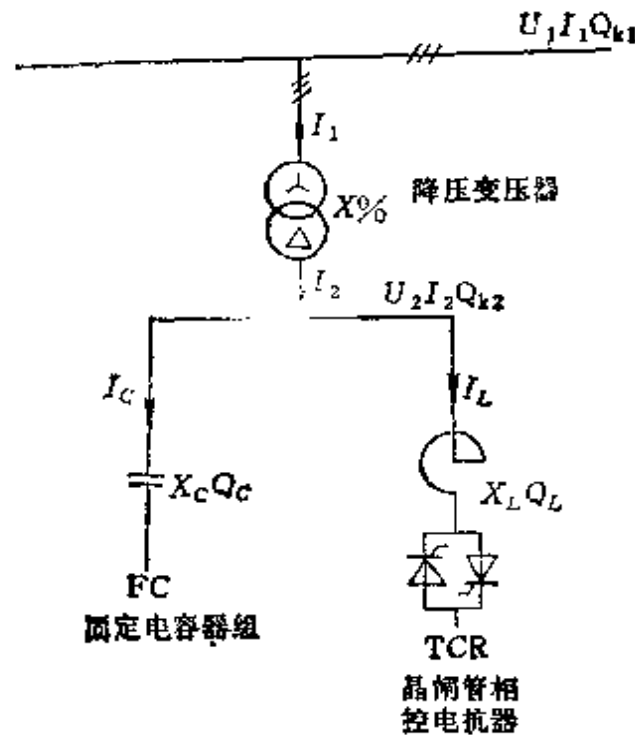


图3-24 TCR静止无功功率补偿装置计算例

Q_c —固定电容器组（FC）三相容性无功功率

Q_L —晶闸管相控电抗器（TCR）三相

感性无功功率 $U_{1(1.0\text{pu})}$ —变压器一

次侧额定电压 $I_{1(1.0\text{pu})}$ —变压器一

次侧额定电流

变压器二次侧补偿容性无功功率: $Q_{k2*} = U_{2*} I_{2*} = 1.12 \times (-1) = -1.12 pu$

$$\text{容抗值: } X_{C*} = \frac{(U_{2*})^2}{Q_{k2*}} = \frac{(1.12)^2}{(-1.12)} = -1.12 pu$$

(2) 由此计算电感侧 ($\alpha = 90^\circ$, 见图3-25工作点2)

变压器一次侧感性无功功率: $Q_{k1*} = 30 MVA$ (感性) $= \frac{30}{50} = +0.6$

pu

变压器一次电压: $u_{1*} = 1.0 pu$

$$\text{变压器一次电流: } I_{1*} = \frac{Q_{k1*}}{u_{1*}} = \frac{0.6}{1} = 0.6 = I_{2*}$$

变压器二次电压: $U_{2*} = U_{1*} - X\% I_{1*} = 1 - 0.12 \times 0.6 = 0.928 pu$

$$\text{变压器二次侧容性无功功率: } Q_{C*} = \frac{(U_{2*})^2}{X_C} = \frac{(0.928)^2}{-1.12} = -0.769$$

$$\text{变压器二次侧电容电流: } I_{C*} = -\sqrt{\frac{Q_{C2*}}{X_C}} = -\sqrt{\frac{-0.769}{-1.12}} = -0.829$$

变压器二次侧电感电流: $I_{L*} = I_{2*} - I_{C*} = 0.6 - (-0.829) = 1.429$

变压器二次侧感性无功功率: $Q_{L*} = U_{2*} \times I_{L*} = 0.928 \times 1.429 = 1.326$

$$\text{感抗: } X_{L*} = \frac{(U_{2*})^2}{Q_{L*}} = \frac{(0.928)^2}{1.326} = 0.65$$

(3) 实际数字计算

根据晶闸管电流容量 (选用晶闸管正向平均电流 $I_{kP} = 800 A$), 确定实际的电抗器电流 $I_L = 1190 A$ (确定计算方法参见第四节第一条电流计算) 此系三角形联结的相电流。

标么值 $I_{L*} = 1.429 pu = 1190 A$, 折算到

$$\text{变压器二次侧实际相电流: } I_{2(pu)} = \frac{1190}{1.429} = 872.75 A$$

$$\begin{aligned} \text{电抗器实际容量: } Q_{L(\alpha=90^\circ)} &= 1.326 pu = 1.326 \times 50 MVA \\ &= 66.3 MVA \end{aligned}$$

$$\text{变压器二次侧满载相电压: } U_{2(0.928\text{pu})} = \frac{1}{3} \frac{66.3\text{MVA}}{1190\text{A}} = 18.6\text{kV}$$

$$\text{变压器二次侧空载相电压: } U_{2(1.0\text{pu})} = \frac{18.6}{0.928} = 20.04\text{kV}$$

$$\begin{aligned} \text{变压器二次侧容量: } S_2 &= 3I_2U_2 = 3 \times 872.75\text{A} \times 20.04\text{kV} \\ &= 52374\text{kVA} = 52.374\text{MVA} \end{aligned}$$

$$\text{变压器一次侧容量: } S_1 = 1\text{pu} = 50\text{MVA}$$

$$\text{变压器型式容量: } S_{b.1} = \frac{S_1 + S_2}{2} = \frac{50 + 52.374}{2} = 51.182\text{MVA}$$

根据以上计算结果绘制图3-25。

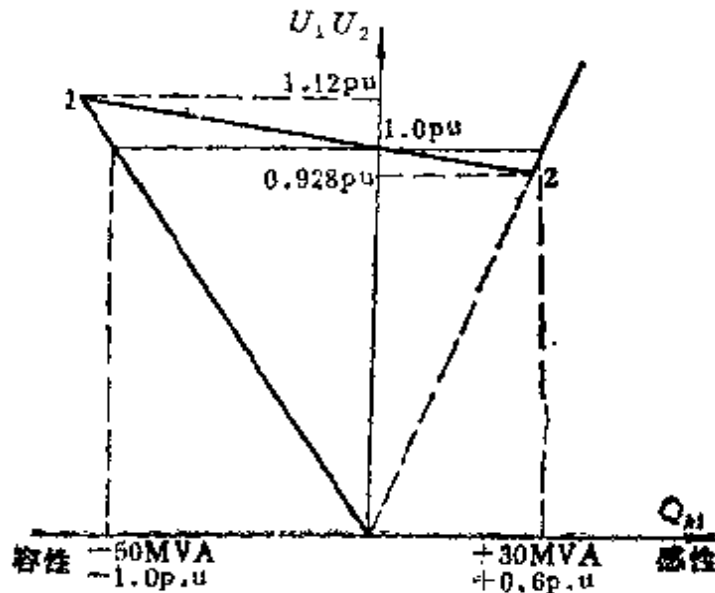
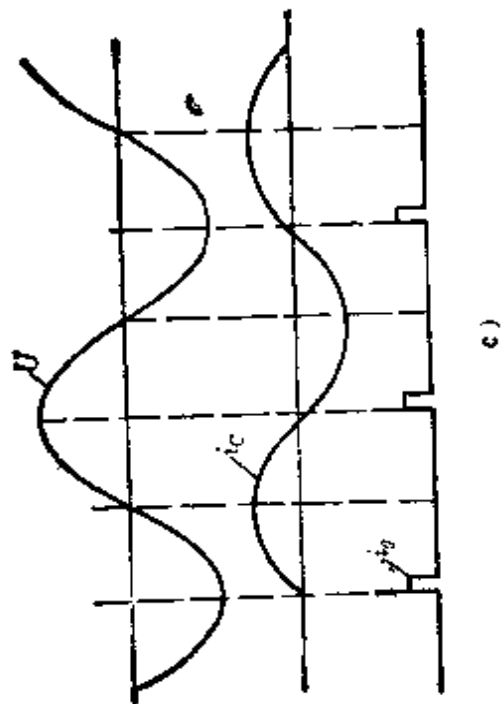


图3-25 TCR静止无功功率补偿参数计算结果

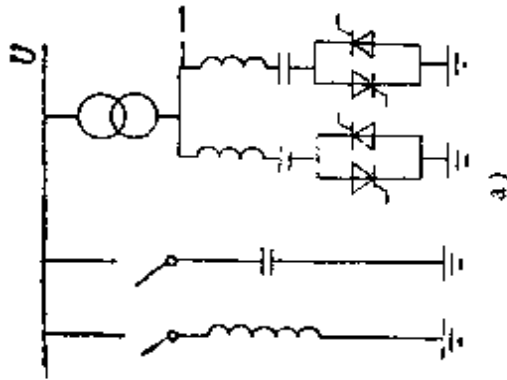
三、晶闸管投切电容器 (TSC) 型静止无功功率补偿装置

图3-26示出晶闸管投切电容器型静止无功功率补偿装置, 它由降压变压器、电容器组 (分成若干小组)、晶闸管阀 (同样分成若干小组) 和调节器四部分组成。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型的晶闸管阀起相控的作用。

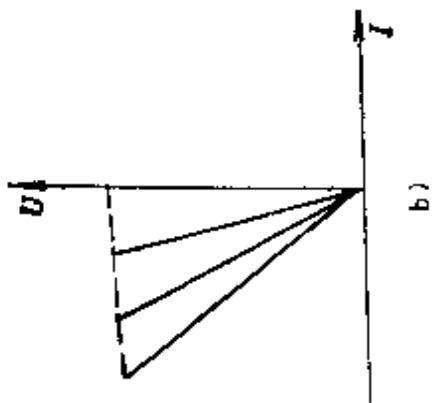
在实际系统中, 每个电容器组要串联一个阻尼电抗器, 以降低晶闸管可能产生的电流冲击, 以及避免与系统阻抗产生谐振现象。



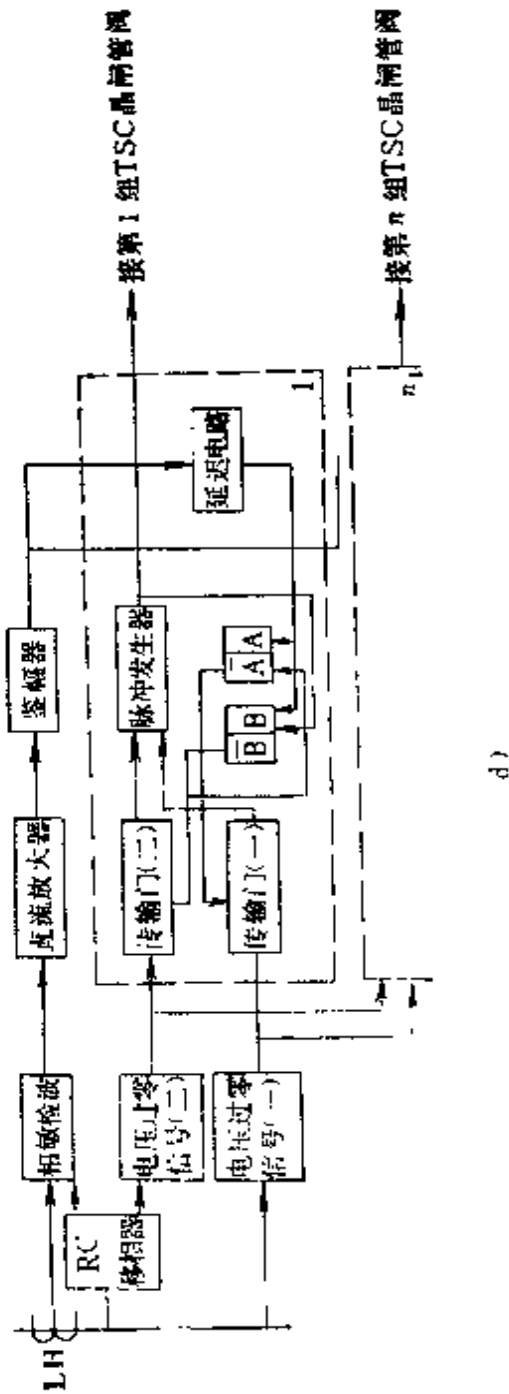
c)



a)



b)



d)

图3-26 晶闸管投切电容器型静止无功功率补偿装置

a) 原理图 b) 电压-电流特性 c) 波形图 d) 调节器框图

投入电容器时常能引起电流的冲击，见图3-27。设电容器 C_1 已投入，此时电压为 U_1 ，按照电路原理：

$$Q_1(0_-) = C_1 U_1(0_-)$$

如果电容器 C_2 原来电压为 U_2 ，
则

$$Q_2(0_-) = C_2 U_2(0_-)$$

(0_-) 为投入前瞬间的值。当投入 C_2 后，必然会使 C_1 及 C_2 上的电压相等，即

$$U_1(0_+) = U_2(0_+) = U(0_+)$$

(0_+) 为投入后瞬间的值。由于电容器投入瞬间电量不能突变，
则

$$U(0_+) = \frac{Q_1(0_-) + Q_2(0_-)}{C_1 + C_2} = \frac{C_1 U_1(0_-) + C_2 U_2(0_-)}{C_1 + C_2}$$

设 $U_2(0_-) = U_1(0_-)$ ，上式可写成

$$U_{(0_+)} = \frac{C_1 + C_2}{C_1 + C_2} U_1(0_-) = U_1(0_-)$$

其瞬时冲击电流为

$$i_{c2} = C_2 \frac{dU_c}{dt} = C_2 \frac{d(U_{(0_+)} - U_1(0_-))}{dt} = 0$$

这就说明，如果第二组电容器在投入时，其电压与电网电压等值且同步，则从理论上来说，不可能产生电流冲击。如果第二组电容器在投入前未充电，则应在电网电压过零时投入，才不会产生电流冲击。图3-28示出电容器投入的几种可能情况。图中，虚线表示电源电压 U ，实线表示电容器电压 U_c ，点划线表示电容器电流 i_c ， t_1 是电容器投入时间， t_2 是电容器切断时间。其中 U_{c0} 是电容器的初始电压，静止无功功率补偿装置的调节系统必须检测 U_{c0} 值，然后在电源电压瞬时值与之相当的时刻触发使晶闸管开通。图3-28示出五种可能的情况：

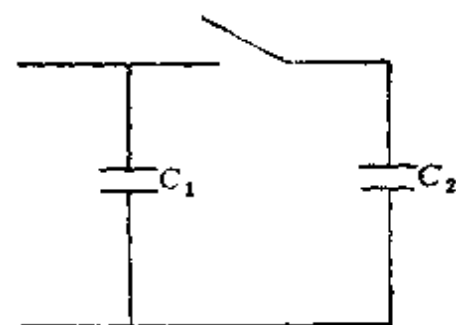


图3-27 电容器投切

工作情况说明

图 a: 当 $U_{co} = 0$ 时, 电容器应在电源电压瞬时值为零时投入,

图 b: 当 $U_{co} = U_m$ 时, 电容器应在电源电压瞬时值为 U_m 时投入, (见时间 t_1) 并应在晶闸管电流 (即电容器电流 i_c) 为零时切断 (见时间 t_2),

图 c: 当 $U_{co} = -U_m$ 时, 电容器应在电源电压瞬时值为 $-U_m$ 时投入, 应在 i_c 为零时切断;

图 d: 当 $U_{co} < U_m$ 时, 电容器应在电源电压瞬时值与之相应的时刻投入, 应在 i_c 为零时切断;

图 e: 当 $U_{co} > U_m$ 时, 电容器也只能在电源电压瞬时值为 U_m 时投入, 应在 i_c 为零时切断。

用晶闸管投切电容器组时, 电容器只是在二个极端电流值 (零电流和额定正弦电流) 之间切换 (见图 3-26 e), 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 (见图 3-26 b), 且响应快速性较差, 这是它的缺点。

图 3-26 d 是晶闸管投切电容器型静止无功功率补偿装置的调节器框图, 它利用逻辑电路依次投切相联的电容器。

现在进一步研究 TSC 最严重误触发情况下的冲击电流幅值。

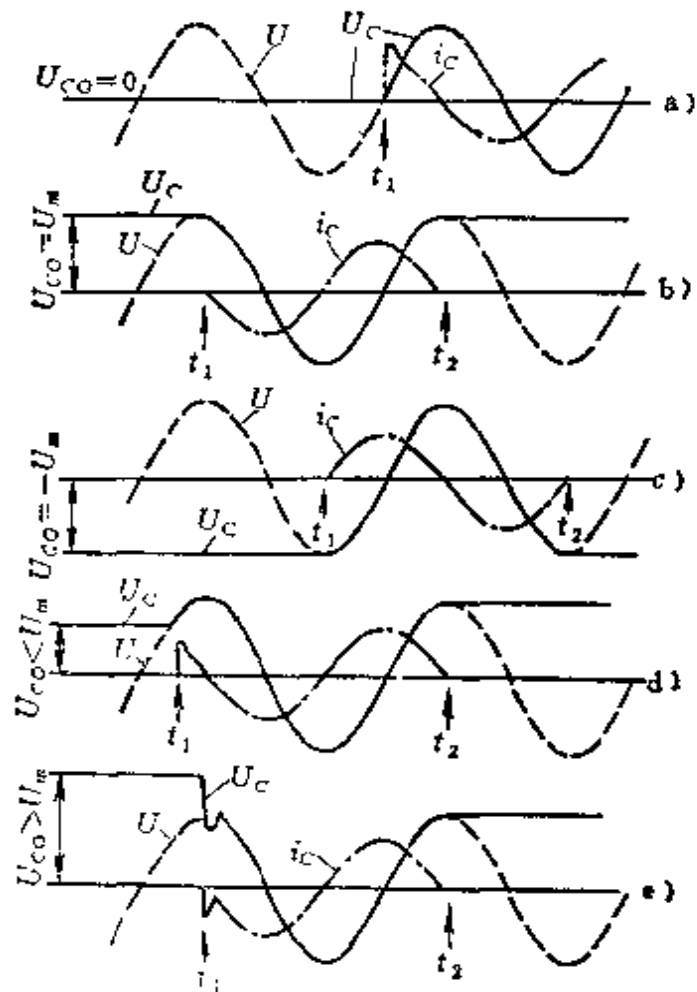


图 3-28 晶闸管投切电容器而扰动最小的几种可能时刻

t_1 —电容器投入时间 t_2 —电容器切断时间

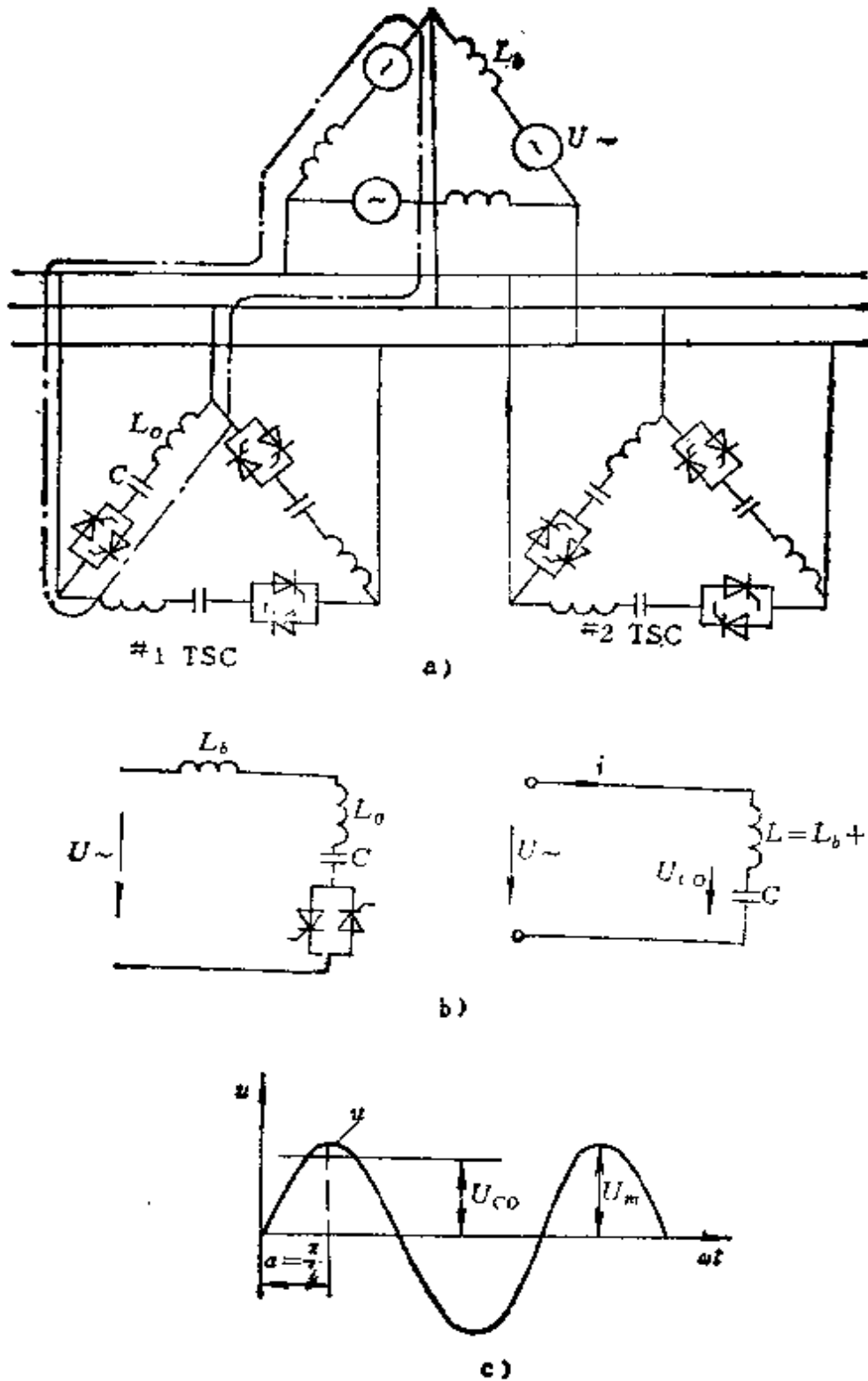


图3-29 TSC型静止无功功率补偿装置的数学模拟

a) 设备图 b) 单相等效图 c) 数学模型分析

L_b —变压器电感 L_o —阻尼电感

图3-29 a 是 TSC 型静止无功功率补偿装置的设备图。其中变压器一次绕组用交流电压 U_m 和变压器电感 L_s 来表示，与电容器串联的电感 L_c 是阻尼电感。图 b 是单相等效图，图中 $L = L_s + L_c$ ， U_{c0} 是电容器的初始电压。图 c 是数学模型分析。

交流电压接到 LC 回路，可以通过下述方式来估算：电源电压为 $U_m = U_m \sin \omega t$ ，电容器初始电压为 U_{c0} ，当 $\omega t = \frac{\pi}{2}$ 时，两电压的差值为 $\Delta U = U_m - U_{c0}$ 。

如果晶闸管在 $\alpha = \frac{\pi}{2}$ 时触发导通， ΔU 会使图 b 的 LC 回路引起电流振荡，其振荡频率为 $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ ，振荡回路的阻抗为 $Z_0 = \omega_0 L = \frac{1}{\omega_0 C}$ ，振荡电流的幅值为

$$I_{cm} = \frac{\Delta U}{Z_0} = \frac{\Delta U}{\omega_0 L} \quad (3-19)$$

振荡电流的方程式为

$$i_{c0} = \left(\frac{\Delta U}{Z_0} \right) \sin \omega_0 t \quad (3-20)$$

振荡下的电容器充电电压为

$$U_c = \frac{1}{C} \int i_{c0} dt \quad (3-21)$$

图3-29示出的是TSC晶闸管阀最严重的误触发情况，此时将 $U_{c0} = U_m$ ， $\omega t = 270^\circ$ ， $\Delta U = -U_m - U_{c0} = -2U_m$ ，代入式(3-20)，得

$$i_{c0} = -2U_m \omega_0 C \sin \omega_0 t \quad (3-22)$$

而电容器的额定电流为

$$i_{ce} = -U_m \omega C \cos \omega t \quad (3-23)$$

于是

$$\frac{i_{c0}}{i_{ce}} = 2 \frac{\omega_0}{\omega} \frac{\sin \omega_0 t}{\cos \omega t} \quad (3-24)$$

一般情况下， $\frac{\omega_0}{\omega} = 3$ ，即 $\omega t = 30^\circ$ 时， $\omega_0 t = 90^\circ$ ，则

$$\left| \frac{i_{c0}}{i_{ce}} \right| = 2 \times 3 \times \frac{\sin 90^\circ}{\cos 30^\circ} = 6 \times \frac{1}{0.866} \approx 7$$

冲击电流为其额定电流的 7 倍。振荡下的电容充电电压为

$$U_c = \frac{1}{C} \int i_{c0} dt = \frac{1}{C} (2U_m C \cos \omega_0 t) = 2U_m \cos \omega_0 t$$

设 $\omega t = 60^\circ$ ，则 $\omega_0 t = 180^\circ$ ， $\cos 180^\circ = -1$ ，此时 $U_{cm} = -2U_m$ ，而此时电容器在额定情况下 $U_{ce} = U_m \sin \omega t = U_m \sin 60^\circ = 0.866U_m$ ，则振荡电压与额定的瞬时值之比可达到：

$$\left| \frac{U_{cm}}{U_{ce}} \right| = \frac{2U_m \cos 180^\circ}{U_m \sin 60^\circ} = \frac{2}{0.866} \approx 2.3$$

图 3-30 示出了 TSC 型晶闸管阀 $\alpha = 270^\circ$ 误触发情况下的电流和电压振荡波形。

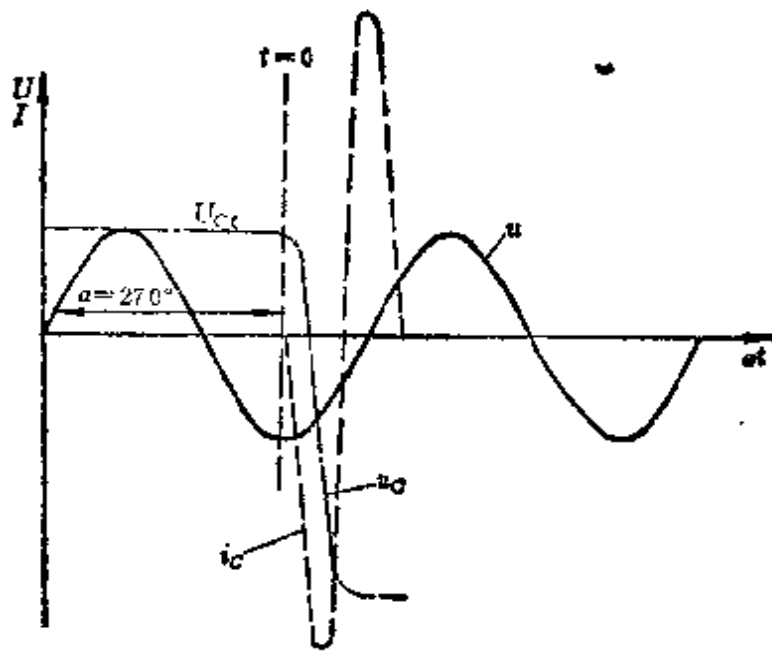


图 3-30 TSC 晶闸管阀误触发引起的电流和电压振荡

四、(TSC + TCR) 混合型静止无功功率补偿装置

前面谈到，TSC 方案本身不产生谐波，但是无功功率补偿装置只能以阶梯变化的方式来满足系统对无功的需要。

TCR 方案响应快，具有平衡负载的能力，它在电弧炉的补偿方面有特殊的优点，但它本身会产生谐波。

然而，TCR方案用于输电线路补偿时有很严重的经济上的缺点，这是由于它在零无功功率输出状态下的损耗所造成的。因为在零无功功率输出状态时，固定电容器中的容性电流必须由晶闸管相控电抗器中的感性电流来平衡。流过电容器、电抗器和晶闸管阀中的全额定电流使损耗达到最大，而且在输电系统中，一般都长期运行于这种状态，从而造成可观的经济损失。

已经专门为输电线路补偿研制了一种(TSC+TCR)混合型静止无功功率补偿装置，可克服上述缺点。该装置的原理图示于图3-31 a。

(TSC+TCR)系统中一般使用 n 组电容器(每组有晶闸管阀)和一组晶闸管相控电抗器。组数 n 取决于所用晶闸管的额定

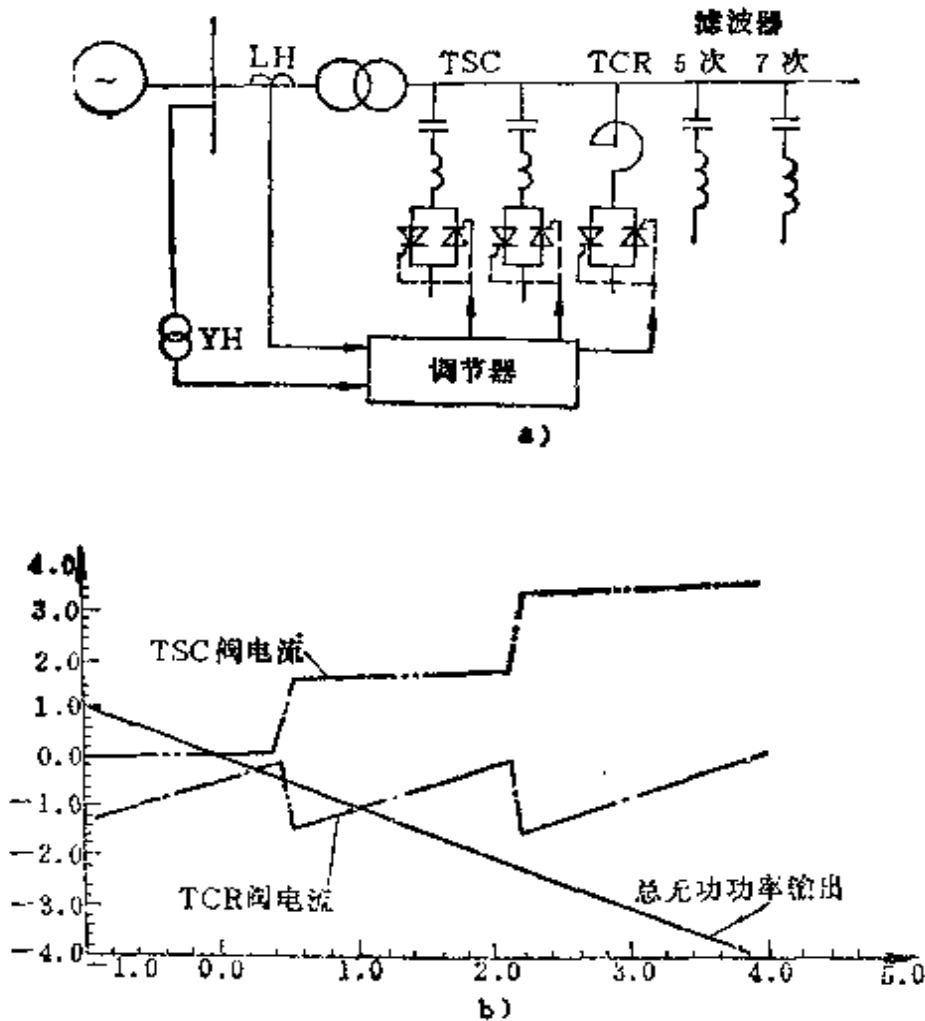


图3-31 (TSC+TCR) 混合型静止无功补偿装置

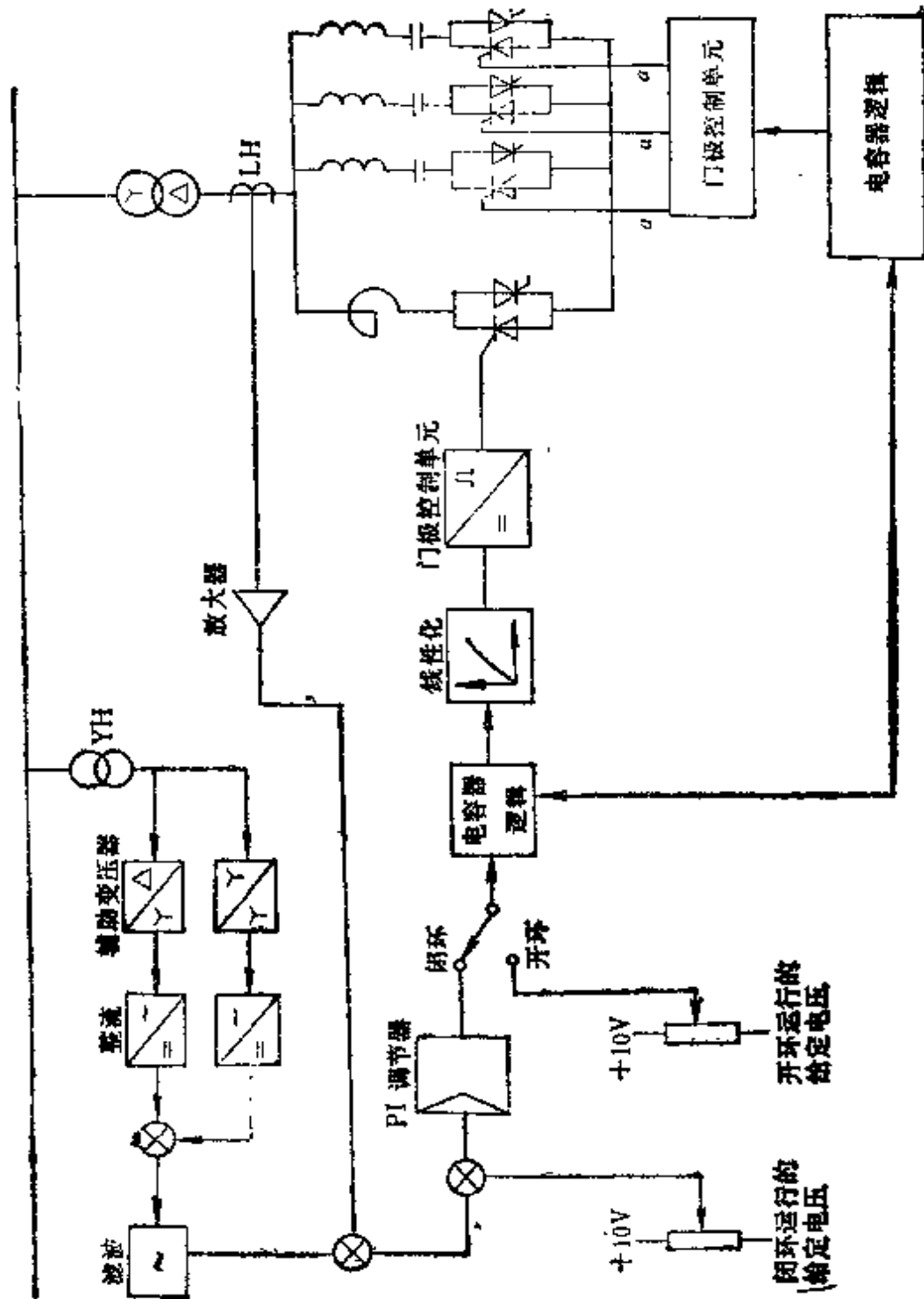


图 3-32 (TSC + TCR) 混合型静止无功功率补偿装置调节器框图

电流、最大无功功率补偿要求以及希望运行的电压等级等实际考虑。

(TSC + TCR) 系统的基本工作原理为：按所需的无功补偿值，投入适当组数的电容器组，并略有一点正偏差（即过补偿），此时再用晶闸管相控电抗器的感性无功功率来抵消这部分过补偿的容性无功功率（见图 3-31 b）。

(TSC + TCR) 系统显示出输电线路补偿所希望有的特性，即无功输出可在容性和感性范围内连续可调，在零（或很低）无功输出时的损耗可忽略不计，在电力系统大扰动期间或扰动过后，因其电容器组和电抗器可分别切除和投入，可使瞬变过电压限制到最低。

在 (TSC + TCR) 混合型静补装置中，电抗器的容量较小（几乎是最大输出的 $1/\pi$ ），而电容器组的容量分段要使电抗器组既处在正常控制范围内，又能满足分段间的细调。为了使分段切换不中断，电抗器组的容量要稍大于一个电容器组的容量，以使“投入”和“切出”无功功率值之间有一点重叠。

图 3-32 是 (TSC + TCR) 混合型静止无功功率补偿装置的调节器框图，这比 TCR 型装置的调节系统多一个电容器逻辑切换的控制环节。

第三节 谐波问题和滤波器

一、谐波概述

一般情况下，回路引起的波形畸变的主要因素有：在负载侧有各种变流装置、具有磁饱和特性的装置、非线性不平衡电路等；在电源侧有发电机的线槽间隙谐波、输电线路电晕放电等。

电弧炉是利用三根电极和炉料铁渣之间三相大电流电弧所产生的热来熔化铁渣。由于电弧不稳定，变成不平衡负载而产生谐波。其谐波次数和大小，根据电弧炉本身特性和运行方式而有不同，熔解初期偶次谐波和奇次谐波都很大，熔解期偶次谐波开始减少，精炼期偶次和奇次谐波都变小了。图 3-33 是电弧炉熔解

初期的电流波形，表 3-4 列出其谐波成分比例。

近来轧钢厂的轧机广泛使用大容量晶闸管变流装置，利用相位控制迅速改变轧机速度，其谐波的影响就成为不可忽视的问题，表 3-5

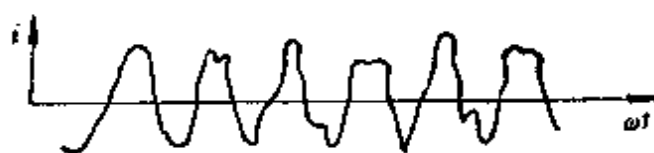


图3-33 电弧炉熔解初期电流波形典型例

列出晶闸管变流装置的谐波电流测定值。

表3-4 电弧炉熔解初期电流波形成分比例%

基 波	100	基 波	100
2 次谐波	17	5 次谐波	13
3 次谐波	23	6 次谐波	6
4 次谐波	4	7 次谐波	9

表3-5 晶闸管变流装置中谐波电流测定值

种 类		谐 波 次 数 n			
		5	7	11	13
6 脉波	理论值 $1/n$	20.0	14.3	9.1	7.7
	实测值	20.7	13.1	8.1	6.0
12脉波	理论值 $1/n$	0	0	9.1	7.7
	实测值	1.6	2.4	9.1	6.5
备注	(1) 实测值为测定值中最大值 (2) 表中数值是对全基波的%				

还有，为了改善网络的电压波动，采用静止无功功率补偿装置，而静补装置（除TSC型外）本身也产生谐波。

一旦产生谐波，则往往对电源或与它并联连接的负载产生各种各样的影响，如：

- 1) 电源发电机的过热;
- 2) 对电话线的感应干扰;
- 3) 仪表误差增大;
- 4) 保护继电器误动作;
- 5) 电容器等的过载及过热;
- 6) 荧光灯用电容及扼流圈过热;
- 7) 与电源局部谐振;
- 8) 对微弱信号线、测量线的感应干扰;
- 9) 同步电动机的转矩不均匀;
- 10) 感应电动机的振动和噪声增加。

前述各种静止无功功率补偿装置中都包含电容器组,将这些电容器组兼作滤波器是行之有效的措施。使电容器组既提供工频容性无功功率,又对谐波进行滤波,所以滤波器设计是整个静止无功功率补偿装置设计的一部分。

二、电源系统所允许的谐波的极限

目前对电源系统中的高次谐波电压及流入系统的高次谐波电流允许值,国际上尚未作出明确统一的规定。但是欧洲一些国家和日本等,或者还在进行调查,或者着手制定标准。我国引用国际上有关标准作参考,制定了用户流入电网的谐波电流允许值和电网电压正弦波畸变率极限值(相电压)。“规定”^①中指出,当

表3-6 电网电压正弦波形畸变率极限值(相电压)

用户供电电压(kV)	总电压正弦波形畸变率极限值(%)	各奇、偶次谐波电压正弦波形畸变率极限值(%)	
		奇次	偶次
0.38	5	4	2
6或10	4	3	1.75
35或63	3	2	1
110	1.5	1	0.5

① 电力系统“谐波管理暂行规定”(SD126-85),水利电力部,1984年。

用户与电网连接点原有的总电压正弦波形畸变率已超过表 3-6 规定极限值的 75%，或新增非线性用电设备向电网注入的谐波电流超过表 3-7 规定的允许值时，应由电力部门经过核算，确定该用电设备接入系统的技术措施和供电方案。

第 n 次谐波电压正弦波畸变率 DFU_n 及谐波电流正弦波形畸变率 DFI_n ，可根据其各自的有效值用下式计算：

$$\left. \begin{aligned} DFU_n &= \frac{U_n}{U_1} 100 \quad (\%) \\ DFI_n &= \frac{I_n}{I_1} 100 \quad (\%) \end{aligned} \right\} \quad (3-25)$$

式中 U_n 、 I_n ——分别代表第 n 次谐波电压及谐波电流的有效值；

U_1 、 I_1 ——分别表示其基波电压及电流的有效值。

如果不同的谐波源，相同 n 次谐波电流的总和可近似地按下式计算：

$$I_n = \sqrt{I_{1n}^2 + I_{2n}^2 + 2I_{1n}I_{2n}\cos\theta_n} \quad (3-26)$$

θ_n 为两个谐波源第 n 次谐波电流之间的相位角。如 θ_n 不能确定时，可取 $\cos\theta_n = 1$ 。

对于多个谐波源，则可取两个谐波源相加，取得的结果与第三谐波源的 I_{3n}^2 及其 $\cos\theta_n$ 相加。

如果谐波次数不止一种，则总谐波电流及谐波电压产生的总电流及总电压波形畸变率为

$$\left. \begin{aligned} DFI &= \frac{1}{I_1} \left[\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2 \right]^{\frac{1}{2}} \\ DFU &= \frac{1}{U_1} \left[\sum_{n=2}^{\infty} U_n^2 \right]^{\frac{1}{2}} \end{aligned} \right\} \quad (3-27)$$

有的国家采用高次谐波电压的代数和与基波电压之比，即用

$$DFU_n = \frac{1}{U_1} \left[\sum_{n=2}^{\infty} U_n \right]$$

表3-7 用户注入电网的谐波电流允许值

用户供电 电压 (kV)	谐波次数及谐波电流允许值(有效值、A)																		
	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	
0.38	53	38	27	61	13	43	9.5	8.4	7.6	21	6.3	18	5.4	5.1	7.1	6.7	4.2	3	
6或10	14	10	7.2	12	4.8	8.2	3.6	3.2	4.3	7.9	2.4	6.7	2.1	2.9	2.7	2.5	1.6	1.5	
35或63	5.4	3.6	2.7	4.3	2.1	3.1	1.6	1.2	1.1	2.9	1.1	2.5	1.5	0.7	0.7	1.3	0.6	0.6	
110及以上	4.9	3.9	3	4	2	2.8	1.2	1.1	1	2.7	1	3	1.4	1.3	1.2	1.2	1.1	1	

表示畸变率，这种计算方法较式（3-27）所得的结果明显。

现将国际电工委员会高压直流输电 14 委员会 032 工作组综合调查列于表 3-8，从表列可以看出其变化范围较大，国际上尚未得出统一结论。

为了便于实际应用“规定”还按照表 3-7 的谐波电流允许值换算成允许接入电网的换流设备或交流调压装置的容量，见表 3-9

表3-8 高压电力系统谐波极限许可值的变化范围

国 别	个别谐波电压极限值	总畸变极限值
瑞 典	0.7%	1% (方均值)
日 本	0.5%	1% (方均值)
苏 联	—	5% (方均值)
法 国	0.6% (奇次) 1.1% (偶次)	1.6% (方均值)
英 国	1%	2.5% (代数和)
意 大 利	—	4% (代数和)
加 拿 大	1%	6% (代数和)
澳大利业	1%	3% (代数和)
新 西 兰	0.1%	—

表3-9/a) 用户单台换流设备接入电网的允许容量(kVA)

用户供电电压 (kV)	整流设备型式	允 许 接 入 容 量		
		3 脉波	6 脉波	12 脉波
0.39	不控	—	230	310
	半控	—	63.9	—
	全控	—	90	150
6 或 10	不控	400	1200	3000
	半控	—	480	—
	全控	—	600	1500
35 或 63	不控	660	1700	3900
	半控	—	740	—
	全控	—	850	1900
110 及以上	不控	1900	4400	11000
	半控	—	2300	—
	全控	—	3700	5700

表3-9 (b) 单台交流调压装置接入电网的容许容量

用户供电电压 (kV)	三 相		单 相
	6 晶闸管型 (kVA)	3 二极管片 3 晶闸管型 (kVA)	2 晶闸管全波整流 (kVA)
0.22或0.38	130	85	25(220V) 45(380V)
6或10	930	600	—

所列。

三、滤波器

克服谐波干扰的方法大致可分为两个方面：一方面在线路上改进，使产生谐波的变流装置多相化，以防止发生高次谐波电流；采用锁相控制，避免由于相位控制角相互之间的差异造成的非特征谐波的发生；另一方面设置滤波器，就近消除谐波。

图3-34示出电力用交流滤波器的典型线路。一般来说，对于比较低次的谐波电流（例如5~13次）要分别使用不同的单频调谐滤波器，对于较高次的谐波必须使用高通滤波器。

如单纯就选择滤波器看，所需要的电容容量经计算证明是少于无功补偿所需的电容容量，但是在静止无功补偿装置的设计中，首先应考虑它是一个无功补偿装置，其作用主要是提高功率因数

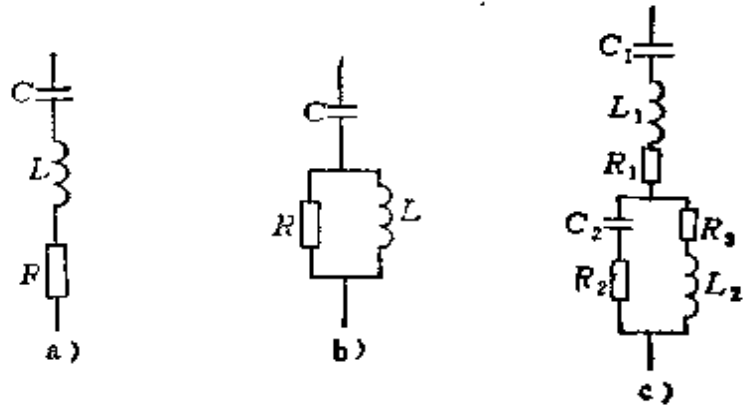


图3-34 交流滤波器线路

- a) 单频调谐滤波器 b) 高通滤波器
c) 双频调谐滤波器

和负载端的电压质量。因此，不能单纯考虑滤波器所需来配置电容容量。此外，在系统中，若存在直接连接进相电容器时，由于电容对谐波呈现低阻抗，所以流入电容器的（由变流装置产生的）谐波电流过大，因而有可能使电容器过热。更严重的是，当系统阻抗和进相电容产生谐振时，由于某一次谐波电流特大，因而在系统中产生较大的谐波电压畸变。因此，通常采用将进相电容与一适当的电抗器串联，以便抑制谐振。设电抗器 L 和电容器 C 的工频阻抗比为 K ：

$$K = \frac{X_L}{X_C} = \frac{\omega L}{\frac{1}{\omega C}} = \omega^2 LC \quad (3-28)$$

则 $L-C$ 串联电路的谐振次数 n 与 K 之间的关系为

$$n\omega L = \frac{1}{n\omega C}$$

$$n = \frac{1}{\sqrt{\omega^2 LC}} = \frac{1}{\sqrt{K}} \quad (3-29)$$

因此，如果在选择电抗器时使谐振频率 n 比变流装置产生的最低谐波次数还低，则对整个实际谐波来说，阻抗将呈感性，对高次谐波电流起阻尼衰减作用。通常变流装置产生的谐波最低次数为

5次， n 要比最低次数 5 还低，设 $n = 4$ ，则 $K = \frac{1}{n^2} = \frac{1}{16} \approx$

0.06，也就是说，电容器回路中应串联不小于 6% 的电抗器。实践证明，这种方法的确能保证电容器不损坏。但是这种办法不能消除高次谐波，研究表明，将所有补偿的电容器容量完全接在滤波器中，既保证了无功功率的补偿，又可保证电容器不受损坏。

下面对单频调谐滤波器和高通滤波器的原理进行简要说明。

图 3-35 表示单频调谐滤波器三种工作状态的矢量图，图中 R 是为了选择滤波器的品质系数而串联于电容器和电抗器回路中的。

在工频状态下，滤波器阻抗为

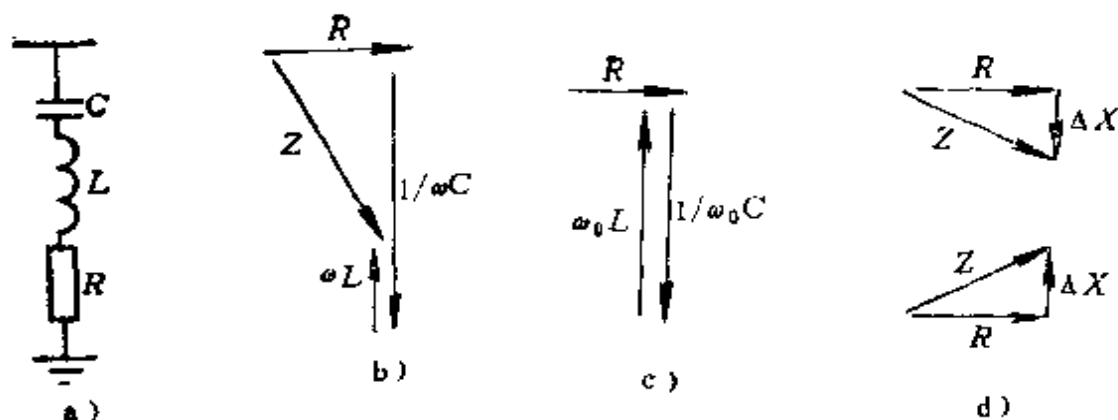


图3-35 单频调谐滤波器三种工作状态的矢量图
 a) 线路图 b) 工频状态 c) 全谐振状态 d) 脱谐状态

$$Z = R + j \left(\omega L - \frac{1}{\omega C} \right) \quad (3-30)$$

这时，阻抗呈容性，可以提供超前无功功率，以提高电网及电力系统的功率因数。

如果设计该滤波器在某一频率下谐振，这时 $Z = R$ ，从理论上被选定的谐波电流全部通过滤波器，达到最佳滤波效果。但是由于电网频率不准确，以及电感、电容参数的参差，使 $\omega \cdot L \neq \frac{1}{\omega \cdot C}$ (ω_0 为单通滤波器的指定滤波频率)，即滤波器仍处在脱谐状态，使滤波效果降低。脱谐时，滤波器阻抗值可以写为

$$\begin{aligned} Z &= R + j \left(\omega L - \frac{1}{\omega C} \right) \\ &= R + j \sqrt{\frac{L}{C}} \left(\omega \sqrt{LC} - \frac{1}{\omega \sqrt{LC}} \right) \\ &= R + j R_0 \left(\omega \sqrt{LC} - \frac{1}{\omega \sqrt{LC}} \right) \end{aligned} \quad (3-31)$$

式中 $R_0 = \sqrt{\frac{L}{C}}$ ——滤波器的特征阻抗。

经过数学上的推演，可以得出，

$$\omega \sqrt{LC} - \frac{1}{\omega \sqrt{LC}} = 2\delta$$

式中,
$$\delta = \Delta\omega_* + \frac{\Delta L_*}{2} + \frac{\Delta C_*}{2}$$

考虑到温度对电容器的影响为 δ_t , 则上式还可写成,

$$\delta = \Delta\omega_* + \delta_t + \frac{\Delta L_*}{2} + \frac{\Delta C_*}{2} \quad (3-32)$$

式中 δ ——等值频率波动率;

$\Delta\omega_*$ ——电力系统频率偏差 $\left(-\frac{\Delta f}{f_*}\right)$, 一般为 $\pm 0.2 \sim 1\%$;

δ_t ——温度变化对电容值 C 的影响;

ΔL_* ——空心电感制造上的偏差 $\left(\frac{\Delta L}{L_*}\right)$, 一般为 1% ;

ΔC_* ——电容器制造上的偏差 $\left(\frac{\Delta C}{C_*}\right)$, 一般为 10% 。

于是滤波器的阻抗值为

$$Z = R + j2R_0\delta = R \left(1 + j2\frac{R_0}{R}\delta \right) = R + j\Delta X \quad (3-33)$$

式中 $\Delta X = 2R_0\delta$ ——滤波器的脱谐值;

$\frac{R_0}{R}$ ——调谐频率下的滤波器品质系数。

为了克服上述问题, 在设计滤波器时, 为了保证滤波要求, 必须充分考虑这些因数, 而留有一定余量。

滤波器与晶闸管供电的谐波源并联时, 如何保证滤波器有较好的滤波效果, 除滤波器本身的参数外, 还与等值的系统参数有关。为了讨论这样的问题, 可将由晶闸管供电的电源看成是一个谐波恒流源, 其产生的谐波量由滤波器回路和等值的电力系统回路分流, 其简单的接线及等值电路可绘制成图 3-36。

各个回路的分流值可按下列数值求得

$$I_{0*} = I_* \frac{Z_f}{Z_0 + Z_f} \quad (3-34)$$

$$I_{f*} = I_* \frac{Z_0}{Z_0 + Z_f} \quad (3-35)$$

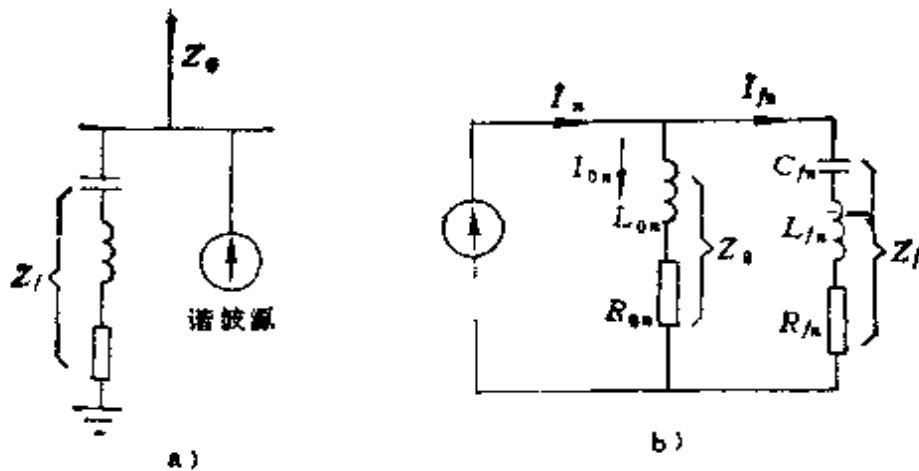


图3-36 滤波器与电力系统简化图

a) 简单接线 b) 等值电路

式中 I_n ——谐波源发出的 n 次谐波电流；
 I_{0n} ——流入系统的 n 次谐波电流；
 I_{fn} ——流入滤波器的 n 次谐波电流；
 Z_0 ——系统阻抗；
 Z_f ——滤波器阻抗。

从式 (3-34) 看出，当网络结构一定时，进入系统中的谐波电流 I_{0n} 值完全决定于滤波器的残留阻抗 Z_f 的大小， Z_f 越小，则流入系统的谐波电流越小。

系统阻抗 Z_0 与谐振滤波器的无功部分可能产生并联谐振，从而使系统中的谐波电压和电流增大，因此，在选择滤波器各元件的参数时，必须求出各谐波频率下的系统阻抗。随着系统结构的改变，在不同负载条件下和不同频率下的系统阻抗变化的范围很大，然而这些阻抗都可包含在 R 和 jX 的平面之内，该区域的边界由通过原点的两条

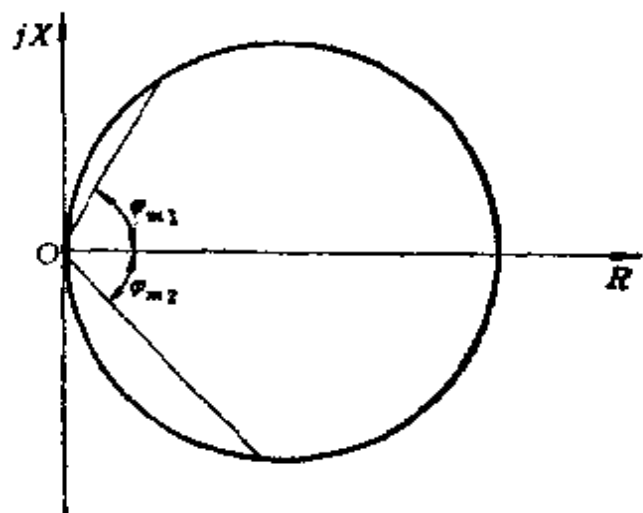


图3-37 系统谐波阻抗

直线和一个圆构成(图 3-37), 最大系统角 φ_m 限制在 90° 以下, 除了高次谐波下的电缆网络以外, 此值一般随频率的增加而减小。

这是因为, 系统阻抗包括线路电阻 R 、线路感抗 $X_L = \omega L$ 和线路泄漏容抗 $X_C = \frac{1}{\omega C}$, 在工频电压下, X_C 大于 X_L , X_C 甚

大于 R , 所以系统角 $\varphi_m = \arctg \frac{X}{R}$ 接近 90° 。在谐波电压下,

R 值不变, X_L 随着谐波频率而增大, X_C 随着谐波频率而降低。总的 X 值下降了, 所以 φ_m 随着频率的增加而减小了。

设计谐振滤波器部件容量时, 交流系统最不利的阻抗应与滤波器最严重脱谐结合起来考虑, 最不利的情况假设最大系统阻抗角为 $\pm 90^\circ$ 。从系统的测量结果来看, 对于 5 次、7 次谐波, 最大系统阻抗角的典型值为 $\pm 75^\circ$; 对于 11 次、13 次谐波为 $\pm 70^\circ$ 。

图 3-36 中示出了, n 次谐波用的谐振滤波器与谐波源连接的等值电路。其中 L_{fn} 、 C_{fn} 之间有下列关系:

$$n^2 \omega_1^2 L_{fn} C_{fn} = 1 \quad (3-36)$$

式中 ω_1 ——基波角频率。

R_{fn} 一般用下式的 Q_n (n 次谐波滤波器的品质系数) 来表示:

$$Q_n = n \omega_1 L_{fn} / R_{fn} \quad (3-37)$$

滤波器全谐振时的滤波器残留阻抗等于 R_{fn} , 品质系数越大, 也即 R_{fn} 越小, 则滤波效果越好。但是品质系数不能无限增大, 因此, 合理地选择滤波回路的电阻是十分重要的。兹作如下分析:

已知滤波器在脱谐时的导纳值为

$$\begin{aligned} Y = \frac{1}{Z} &= \frac{1}{R + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)} = \frac{1}{R + j\Delta X} \\ &= \frac{R}{R^2 + \Delta X^2} - j \frac{\Delta X}{R^2 + \Delta X^2} \end{aligned} \quad (3-38)$$

令上式的实部为电导 G_f , 其倒数为

$$\frac{1}{G_f} = \frac{R^2 + \Delta X^2}{R} \quad (3-39)$$

对 $\frac{1}{G_f}$ 取 R 的偏导数, 并令 $\frac{\partial \frac{1}{G_f}}{\partial R} = 0$, 则

$$\left. \begin{aligned} R &= \Delta X \\ G_f &= \frac{1}{2R} \end{aligned} \right\} \quad (3-40)$$

从上面的分析可明显地看出, 当滤波器阻抗的虚部与电力系统完全并联谐振时, 要求并联电阻 R 的最小值等于滤波器的脱谐值 ΔX , 以防止在该频率范围内发生并联谐振时出现高电压。

考虑到频率波动所产生的谐振偏移, 在忽略电力系统及滤波器本身电阻的条件下, 流入系统的谐波电流 I_o 与谐波源发出电流 I_s 之比为

$$K = \left| \frac{I_o}{I_s} \right| \approx \frac{2L_{fn}\delta}{L_{on}} \quad (3-41)$$

式中 L_{fn} —— n 次谐波滤波器的电感;

L_{on} —— 对应于 n 次谐波的系统电感。

因此, 在 K 值给定的情况下, 可求出滤波器的各项参数:

$$\left. \begin{aligned} L_{fn} &= K \frac{L_{on}}{2\delta} \\ C_{fn} &= \frac{2\delta}{K n^2 \omega_1^2 L_{on}} \\ R_{fn} &= \Delta X = 2R_o\delta = 2 \sqrt{\frac{L_{fn}}{C_{fn}}} \delta \end{aligned} \right\} \quad (3-42)$$

滤波器的额定电流和额定电压的选定根据图 3-35 知

$$\begin{aligned} U_s &= I_s \frac{Z_o Z_f}{Z_o + Z_f} = I_s \frac{1}{\frac{1}{Z_f} + \frac{1}{Z_o}} \\ &= I_s \frac{1}{Y_f + Y_o} = I_s \frac{1}{(G_o + G_f) + j(B_o + B_f)} \end{aligned} \quad (3-43)$$

式中 U_n —— n 次谐波的相电压，
 I_n —— 谐波源发出的 n 次谐波电流，
 Z_0, Z_f —— 分别为系统和滤波器的阻抗。

$$G_0 = \frac{R_{0n}}{R_{0n}^2 + X_{0n}^2} \quad G_f = \frac{R_{fn}}{R_{fn}^2 + X_{fn}^2}$$

$$B_0 = -\frac{X_{0n}}{R_{0n}^2 + X_{0n}^2} \quad B_f = -\frac{X_{fn}}{R_{fn}^2 + X_{fn}^2}$$

而且 U_n 可以写为

$$U_n = I_n \frac{1}{\sqrt{(G_0 + G_f)^2 + (B_0 + B_f)^2}} \quad (3-44)$$

令 $G_0 = 0$ ，而且完全谐振，即 $B_0 = -B_f$ ，这样可求得 n 次谐波电压的最大值：

$$U_{nmax} = I_n \frac{1}{G_f} \quad (3-45)$$

由式 (3-40) 已知： $G_f = \frac{1}{2R}$ ， $P = \Delta X$ ，所以 $U_{nmax} = \sqrt{2} R I_n$ 。

此时滤波器的阻抗 $Z_f = R + j\Delta X = R + jR$ ， $|Z| = \sqrt{R^2 + R^2} = \sqrt{2} R$ ，通过滤波器的最大电流 I_{fnmax} 为

$$I_{fnmax} = \frac{U_{nmax}}{Z_f} = \frac{\sqrt{2} R I_n}{\sqrt{2} R} = \sqrt{2} I_n \quad (3-46)$$

因此，电容器处在这种谐振条件时，通过它的谐波电流最大值，可以达到谐波源发出的 n 次谐波电流 I_n 的 $\sqrt{2}$ 倍。

当滤波器投入电网，加于滤波器上的电压如图 3-38 所示。其阻

抗为 $Z_f = R_f - j\left(\frac{1}{\omega C_f} - \omega L_f\right) =$

$R_f - jX_f$ ，但 $R_f \ll jX_f$ ，故 R_f 上的压降可忽略不计，于是

$$U_1 = I_1 (X_{L1} - X_{C1}) \quad (3-47)$$

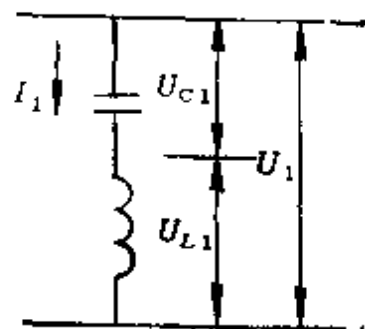


图 3-38 滤波器的电压分布

式中, X_{Cf1} 、 X_{Lf1} 为基波容抗和感抗, 当滤波器处于 n 次谐振时, $nX_{Lf1} = \frac{X_{Cf1}}{n}$, 所以 $X_{Lf1} = \frac{X_{Cf1}}{n^2}$, 将此式代入式(3-47), 得

$$U_1 = I_1 \left(X_{Cf1} - \frac{X_{Cf1}}{n^2} \right) = I_1 X_{Cf1} \left(\frac{n^2 - 1}{n^2} \right) \quad (3-48)$$

电容器上的电压 U_{C1} 为

$$U_{C1} = I_1 X_{Cf1} = \left(\frac{n^2}{n^2 - 1} \right) U_1 = \left(\frac{n^2}{n^2 - 1} \right) K_0 U \quad (3-49)$$

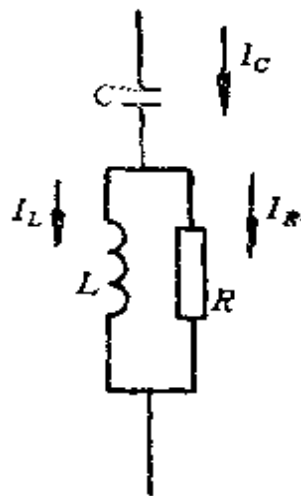
式中 $K_0 = \frac{U_1}{U} = \frac{\text{母线上实际运行的相电压}}{\text{电容器的额定相电压}}$, 一般取 0.9。由此

可见, 加在电容器上的基波电压, 要比母线电压高 $\frac{n^2}{n^2 - 1}$ 倍。

单频滤波器只对选定的谐波有良好的导通效果, 偏离该谐波值, 将使电导减小较多, 从而使损耗增加, 因此不能兼顾其它谐波。

在设计滤波器时, 通常是对 5、7、11 次等较大谐波电流成分采用单频调谐滤波器, 将大量的、幅值较高的谐波电流滤去, 消除对电力系统的严重危害。而对于谐波次数较高的、幅值不大的谐波电流, 通常可采用高通滤波器。对于静止无功功率补偿装置来说, 无功功率的补偿容量是已知的, 除在各单频调谐滤波器中配置的无功容量外, 其余的都可归算到高通滤波器的容量中。

由于上述要求, 允许各高次谐波电流通过, 所以不能采取简单的 RLC 串联滤波回路, 而需采用比较复杂的滤波回路, 如图 3-39 所示。



高通滤波器的等值阻抗为

图 3-39 高通滤波器接线图

$$\begin{aligned}
 Z &= -j\frac{1}{\omega C} + j\omega L \parallel R = -j\frac{1}{\omega C} + j\frac{R\omega L}{R + j\omega L} \\
 &= \frac{R(\omega L)^2}{R^2 + (\omega L)^2} + j\left[\frac{R^2\omega L}{R^2 + (\omega L)^2} - \frac{1}{\omega C}\right] \quad (3-50)
 \end{aligned}$$

当谐振时 (即虚部为零), 则 $\omega = \omega_n$,

$$\begin{aligned}
 R^2\omega_n^2 LC &= R^2 + \omega_n^2 L^2 \\
 \omega_n &= \frac{R}{L} \sqrt{\frac{1}{\frac{R^2 C}{L} - 1}} \quad (3-51)
 \end{aligned}$$

当 $\frac{R^2 C}{L} - 1 = 0$, 即 $R = \sqrt{\frac{L}{C}}$, $\omega_n = \infty$, 这时式 (3-50) 可写成

$$Z = \frac{R}{\left(\frac{R}{\omega_n L}\right) + 1} \quad (3-52)$$

但因 $\omega_n L \gg R$, 故 $Z = R$ 。

此时相当于普通滤波器全衰减的情况。根据这一条件选择元件的参数, 就能保证高频噪声顺利地通过。

如果只等值阻抗 Z 的实数部分取电导 g , 则

$$g = \frac{R^2 + (\omega L)^2}{R(\omega L)^2} = \frac{R}{(\omega L)^2} + \frac{1}{R} \quad (3-53)$$

令 $\frac{\partial g}{\partial R} = 0$, 则 $\frac{\partial g}{\partial R} = -\frac{1}{(\omega_n L)^2} + \frac{1}{R^2} = 0$, 可以得出

$$\omega_n L = R \quad (3-54)$$

式中 ω_n —— 谐振时的角频率, 于是

$$Z = \frac{R(\omega_n L)^2}{R^2 + (\omega_n L)^2} = \frac{R^3}{2R^2} = \frac{R}{2} \quad (3-55)$$

由于 $\omega_n L = n\omega_1 L$, 由式 (3-54) 得出

$$\begin{aligned}
 n\omega_1 L &= R \\
 n &= \frac{R}{\omega_1 L} = \frac{R}{X_L} \quad (3-56)
 \end{aligned}$$

综上所述, 很容易得出高通滤波器 R 、 L 和 C 之间的关系,

$$\begin{aligned}
 R\omega_c L &= R \cdot \sqrt{\frac{L}{C}} \\
 nX_L &= \frac{X_C}{n} \\
 R &= nX_L
 \end{aligned} \tag{3-57}$$

由式(3-50)知,高通滤波器的等值阻抗为

$$Z = -j \frac{1}{\omega C} + j \frac{R\omega L}{R + j\omega L}$$

由式(3-57)知,在谐振频率时, $R = \sqrt{\frac{L}{C}}$, 令 $\frac{\omega}{\omega_n} = a$, 式中 ω 为任意高次谐波的角频率, ω_n 为选定的高通滤波器的角频率, $\omega_n = \frac{1}{\sqrt{LC}}$, 则

$$\begin{aligned}
 Z &= R \left(1 - j \frac{1}{a} + \frac{j a}{1 + j a} \right) \\
 &= R \left(-j \frac{1}{a} + j \frac{a}{1 + a^2} + \frac{a^2}{1 + a^2} \right) \\
 &= R \left[\frac{a^2}{1 + a^2} - j \frac{1}{a(1 + a^2)} \right]
 \end{aligned} \tag{3-58}$$

当 $\omega = \omega_n$, 即 $a = 1$ 时, $Z = \frac{\sqrt{2}}{2} R$, 当 $\omega = \omega_n$, 即 $a = \infty$ 时, 则 $Z = R$ 。

这表明:高通滤波器的谐振频率高于整定频率时,甚至到无穷大时,其阻抗 Z 在 $\frac{\sqrt{2}}{2} R \sim R$ 的范围内变化,即可以近似地认为对高次谐波电流的阻抗值基本变化不大。

通过这样的分析,所设计的高通滤波器可以保证高于整定频率以上的高次谐波电流畅通,满足电力系统的要求。

根据本节初步求出各滤波器参数后,作出如图3-40所示的滤波系统图。还需进行以下的校验:

(1) 计算各次谐波电流 I_n 及各支路的电流值。例如5次谐

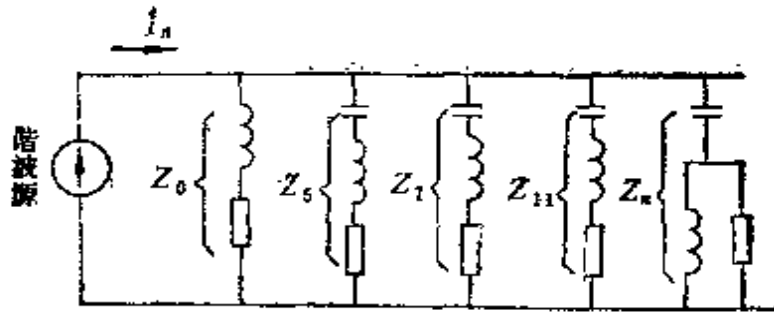


图3-40 滤波系统示意图

Z_0 —网络阻抗 Z_n —高通滤波器阻抗 Z_5 、 Z_7 、 Z_{11} —分别为
5次、7次、11次滤波器阻抗

波滤波器需求出基波电流 I_1 、5次谐波电流 I_5 ，以及根据各次谐波频率下滤波器阻抗之间的分流，求出总量。这种计算过程一般比较复杂，目前已采用计算机，可计算出比较精确的结果。即

$$I_{I_n\Sigma} = \sqrt{I_1^2 + \sum_2^n I_{I_n}^2} \quad (3-59)$$

$I_{I_n\Sigma}$ 为 n 次谐波器流过的总电流，其数值不应超过电容器允许的电流值。

(2) 根据下式校验电容器上承受的电压。

$$\left. \begin{aligned} U_{C1} &= \frac{n^2}{n^2 - 1} U_c \\ U_c &= U_{C1} + \Sigma U_{Cn} \end{aligned} \right\} \quad (3-60)$$

U_{Cn} 为该电容器上所加的谐波电压， $U_{Cn} = I_{I_n} \frac{1}{\omega_n C}$ ， U_c 为网络额定电压， U_c 为电容器上承受的总电压，其数值不应超过电容器允许的电压值。

(3) 校验电容器的容量。

$$Q_{Cn} \geq Q + Q_n = \frac{U_{C1}^2}{X_c} + \frac{U_{Cn}^2}{X_c/n} \quad (3-61)$$

式中 Q_1 ——滤波电容器的基波容量，
 Q_n ——滤波电容器的谐波容量，

Q_{C1} ——滤波电容器的额定容量；

U_{C2} ——滤波电容器承受的谐波电压， $U_{C2} = I_{\Sigma} \frac{1}{\omega_n C}$ ；

U_{C1} ——滤波电容器承受的工频电压， $U_{C1} = \frac{n^2}{n^2 - 1} U_{\Sigma}$ 。

第四节 静止型无功功率补偿装置用晶闸管阀

一、晶闸管阀电流计算

前面已经提到 TCR 晶闸管阀的整个控制范围在 $\alpha = 90^\circ \sim 180^\circ$ 之间，当 $\alpha = 90^\circ$ 时电流 I_L 最大（图 3-41），为正弦波，其峰值为 $\sqrt{2} I_L$ ，电流的正半波流过晶闸管 KP_1 ，负半波流过 KP_2 ，按照硅半导体元件标准规定，晶闸管的电流定额是以通态平均电流标称的，所以，

$$\begin{aligned} I_{KP} &= \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi \sqrt{2} I_L \sin\theta d\theta = - \frac{\sqrt{2} I_L \cos\theta}{2\pi} \Big|_0^\pi \\ &= \frac{\sqrt{2}}{\pi} I_L = \frac{1}{2.2} I_L \end{aligned}$$

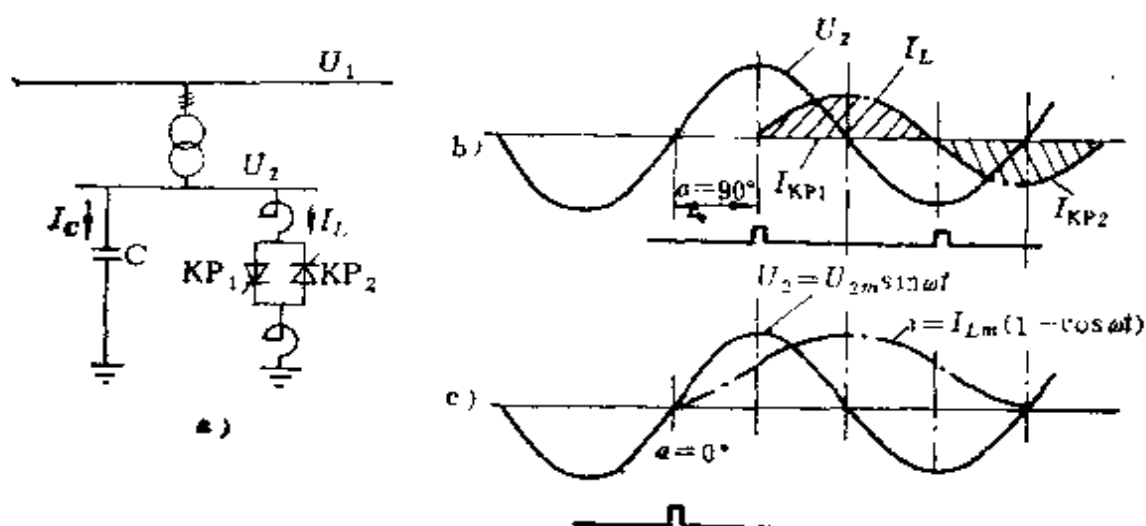


图 3-41 晶闸管相控电抗器的电流波形

a) 系统图 b) $\alpha = 90^\circ$ 正常工作时的电流波形

c) $\alpha = 0$ 误触发时的电流波形

因此,在正常情况下,电流 I_L (有效值) 是晶闸管电流 I_{KP} (平均值) 的 2.2 倍。但是晶闸管阀电流容量还需考虑到故障情况下的过电流。

(1) 误触发造成的故障

如果在 $\alpha = 0^\circ$ 出现误触发脉冲, 则 I_L 波形如图 3-41 c 所示, 引起晶闸管的瞬态过电流为

$$U_2 = U_{2m} \sin \omega t = L \frac{di}{dt}$$

$$i = \frac{1}{L} \int U_{2m} \sin \omega t dt = -\frac{U_{2m}}{\omega L} \cos \omega t + C$$

C 为积分常数, 当 $t = t_{(0)}$ 时, $i = 0$, 故 $C = \frac{U_{2m}}{\omega L}$ 。于是,

$$i = -\frac{U_{2m}}{\omega L} \cos \omega t + \frac{U_{2m}}{\omega L} = \frac{U_{2m}}{\omega L} (1 - \cos \omega t) \quad (3-62)$$

当 $\omega t = 180^\circ$ 时, $i = 2 \frac{U_{2m}}{\omega L}$, 即如果在 $\alpha = 0^\circ$ 时误触发, I_L 电流应是 $\alpha = 90^\circ$ 的两倍 (见图 3-41)。

(2) 阀电抗器短路的故障

晶闸管阀是以主电抗器作负载的。为了减少由于电抗器短路造成晶闸管阀极大的短路电流, 一般将电抗器一分为二, 如图 3-42 所示。当阀电抗器之一发生短路时, 显然, 由于电抗器的阻抗减少一半, 所以电流将增加一倍。

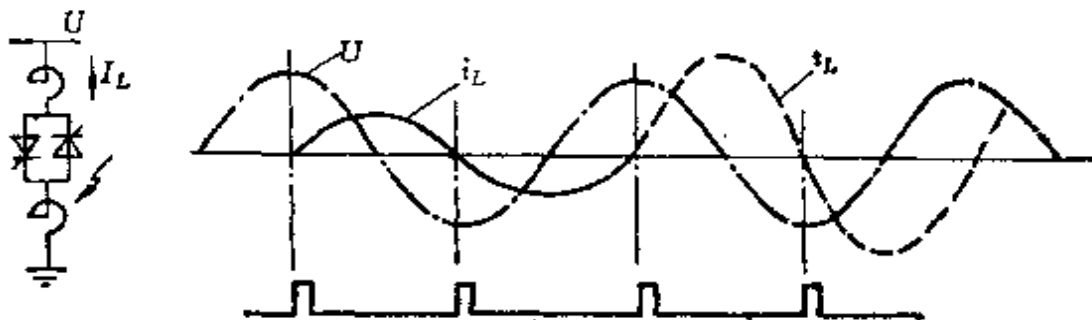


图3-42 一个阀电抗器短路时的故障电流
 i_L —正常阀电流 i_L —一个阀电抗器短路时的阀电流

(3) 系统短路故障

系统短路将会引起电源开关的跳闸，但是由于电抗器和电容器是储能元件，其能量按短路回路的某一特定时间常数进行释放，由于本回路的电阻很小，因此在晶闸管阀长时间流过直流分量，引起阀的过热。特别是在 $\alpha < 90^\circ$ 时若发生重合闸，则可能产生类似误触发性质的过电流和能量释放中的电流叠加现象。例如在电流最大瞬时值时发生短路（图 3-43 中 t_1 ），当电流经过一段时间的指数衰减，电源开关又正好在电压过零点时（图中 t_2 ）重合闸，在这种情况下，晶闸管发热相当严重，直至直流电流成分过零后晶闸管才能自行关断。

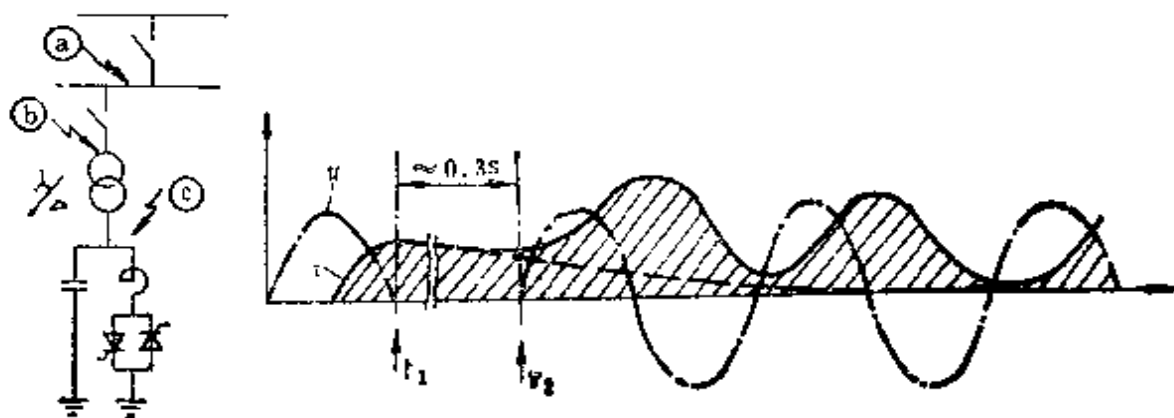


图 3 43 晶闸管网的故障电流波形

t_1 —电流在最大瞬时值时短路 t_2 —电压瞬时值过零时电源开关重合闸

综上所述，计算晶闸管阀电流容量时，必须留有充分的电流安全系数 K_i 。当然还要按照电流负荷曲线并根据热阻核算出晶闸管的发热是否在允许范围之内。

一般情况下，首先是晶闸管电流容量的选择，应尽量避免或减少晶闸管并联的需要，因为晶闸管并联就存在着晶闸管之间的均流问题——均流系数，当然晶闸管串联也存在着晶闸管之间的均压问题——均压系数，但从数值上比较，均压系数往往高于均流系数。此外，晶闸管的故障是短路，在多个晶闸管串联而又有足够储备余量情况下，损坏个别晶闸管时，阀可照常工作。而在

多个晶闸管并联的情况下，个别晶闸管损坏，会影响整阀工作。

在选定了晶闸管的电流容量，并考虑了一定的电流安全系数 K_i 后，就可算出阀电抗器的电流 $I_L = 2.2 \frac{I_{KP}}{K_i}$ ，然后根据所需要的最大感性无功容量 Q_L ，确定变压器二次电压 $U_2 = \frac{Q_L}{3I_L}$ 。由于静止

无功功率补偿装置容量较大，一般 U_2 在 $6 \sim 35 \text{ kV}$ 范围内选用。

二、晶闸管阀电压和晶闸管串联数的计算

如前所述当变压器二次电压 U_2 在 $6 \sim 35 \text{ kV}$ 范围内选取时，虽然晶闸管的制造水平正在不断提高，但这样高的 U_2 电压，决非单个晶闸管所能承受，必须由 n_s 个晶闸管串联才能构成相应的晶闸管阀。在这种情况下（参见图 3-44），则

1) 每个晶闸管平均分担的交流电压有效值为

$$U_{(1)} = \frac{U_2}{n_s}$$

2) 在空载情况下每个晶闸管平均分配的电压峰值为

$$U_{(2)} = \frac{\sqrt{2} U_2}{n_s}$$

3) 为了静补装置的可靠运行，在设计时预先考虑到：在损坏 x 个晶闸管（一般取 $\frac{x}{n_s} = 0.1$ 左右）时，仍能安全运行。此时，每个晶闸管平均分担的电压峰值为

$$U_{(3)} = \frac{\sqrt{2} U_2}{(n_s - x)}$$

4) 晶闸管阀中有电感和分布电容组成振荡回路，在接通阀时会产生瞬态过电压，应设置阻尼措施来抑制过电压，一般 TCR 阀的电压过振系数取 $K_v = 1.3$ ；对 TSC 阀还要考虑到电源电压瞬时值与电容器初始电压相差最大时误触发的故障（见图 3-30），使电容电压过冲 2、3 倍，所以 TSC 阀的总的电压过振系数为 $K_v = 2.3 \times 1.3 \approx 3$ 。此时，每个晶闸管平均分担的电压峰值为

$$U_{(4)} = K_v U_{(3)}$$

5) 晶闸管阀由多个晶闸管串联组成, 由于串联的晶闸管反向恢复特性的差异 (见图 3-45), 先反向恢复的晶闸管将承受较高的电压, 引起反向电压分配不均。反向电压的差值决定于晶闸管反向恢复电荷差值 ΔQ_{rr} 与并联回路中的电容量 C 之比, 即

$$\Delta U = \frac{\Delta Q_{rr}}{C}$$

于是, 晶闸管的最高峰值电压为

$$U_{(s)} = U_s + \Delta U$$

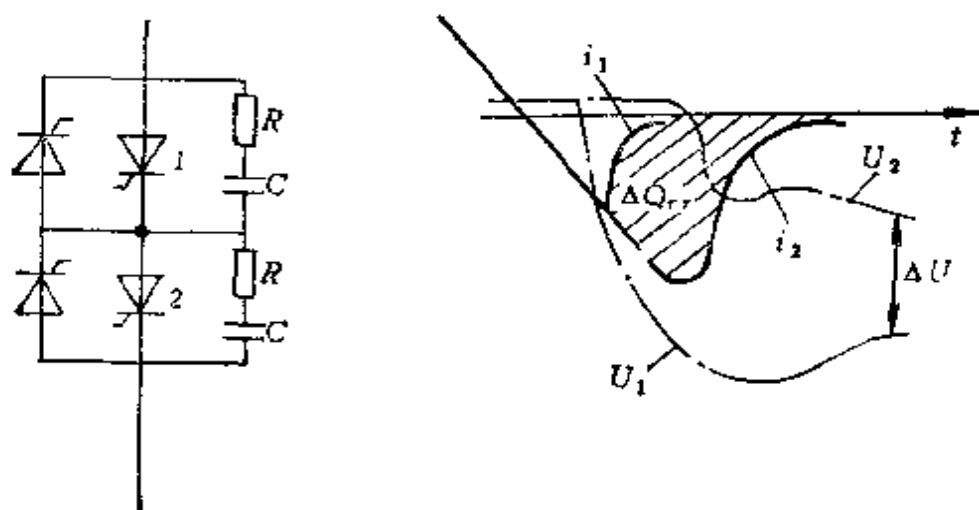


图3-45 由 ΔQ_{rr} 引起的 ΔU

6) 选用保护元件: 晶闸管阀由 n 个晶闸管串联组成, 由于晶闸管的正向开通特性以及反向阻断特性, 难于达到一致, 不能保证晶闸管阀开通或关断时, 能瞬时同时开通或关断所有串联的晶闸管, 从而引起个别晶闸管承受全部电压的可能。因此, 应使用具有雪崩特性的保护元件 (例如转折二极管 BOD), 将它与每个晶闸管并联, 当晶闸管的冲击电压超过预计值时, 保护元件动作, 使晶闸管强制触发开通。但是为避免由于电网电压波动或其他原因, 引起保护元件动作频繁, 选用保护元件的雪崩电压值应有一定的余度系数 K_1 , 这样保护元件的最低动作电压值应该是

$$U_{(s)} = K_1 U_{(s)}$$

7) 由于工作温度变化、保护元件性能老化等因素, 保护元

件有一定的分散性，分散系数为 K_2 ，这样保护元件的最高工作电压为

$$U_{(7)} = K_2 U_{(6)}$$

8) 最后，所选用晶闸管的阻断电压 U_{DRM} 也要留有余量 K_3 ，这样

$$U_{(8)} = K_3 U_{(7)}$$

总的电压安全系数为 K_v 。

$$K_v = \frac{n_s \times \text{晶闸管阻断电压峰值 } U_{DRM}}{\sqrt{2} U_2} = \left[\left(\frac{n_s}{n_s - x} \right) \times K_1 + \Delta U \right] (K_1 K_2 K_3) \quad (3-63)$$

在实际计算时，首先根据可能选用的晶闸管的 U_{DRM} 值，先粗算出 n_s 值。然后按图 3-44 反复试算修正，最后确定实际使用的 n_s 值、保护元件参数和晶闸管参数。显然，所选用晶闸管的 U_{DRM} 值越高，串联的晶闸管数越少，从而电压安全系数相应地降低。

三、晶闸管阀的过电压保护

由晶闸管组成的变流装置在运行时出现的过电压可分为外因过电压和内因过电压两类。外因过电压主要来自雷击和系统中的开关操作过程，内因过电压主要来自变流装置内晶闸管的周期性开关（换相）过程，以及串联的晶闸管之间因开通或关断性能差异而造成瞬态电压分配不均。由于晶闸管的过电压能力很低，因此晶闸管阀必须有针对各种过电压的防护措施。

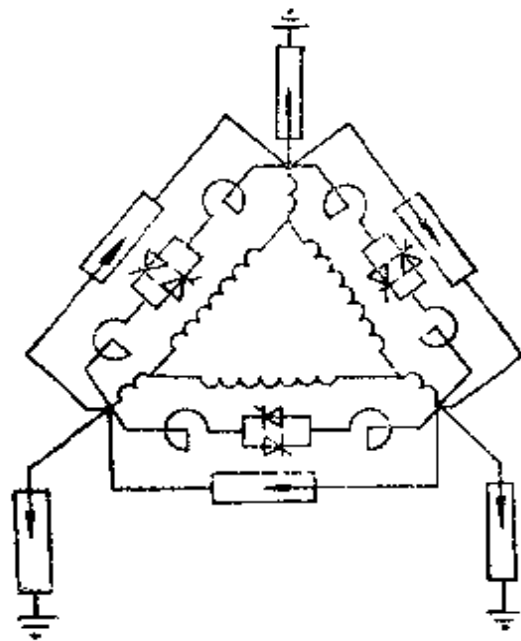


图3-46 用避雷器保护过电压

(1) 避雷器。用避雷器作过电压保护(图3-46)有三个基本要求,在雷击、操作引起的外因过电压下,避雷器应使阀承受的电压限制在安全值;另一方面,在一定的系统过电压(如TSC误触发引起的过电压)时,避雷器必须导通,这样对晶闸管阀才能有效地旁路。

(2) 转折二极管(BOD元件)。BOD元件是在硅片上扩散出的PNPN结构,其正向特性像晶闸管,但无门极,当加到两端的电压超过规定的转折电压时迅速导通。BOD元件能多次转折导通而不损坏,且由于它具有雪崩特性,开通时间比晶闸管短,然而BOD元件的反向阻断能力低,不大于10V,因此反向阻断还要依靠与它串联的二极管(图3-47)。

由于BOD元件选用了高质量的硅材料,并采用了较厚的玻璃钝化表面保护,所以它具有精确而稳定的转折电压,加上它本身具有雪崩特性,这是BOD元件作为保护元件的基本特点。

图3-48是用BOD元件作紧急触发,当晶闸管过电压超过BOD元件的动作电压时(图3-48.c),BOD导通,电阻 R_1 上流过电流,如果 R_2 上的压降超过稳压管 W_y 的击穿电压,晶闸管即紧急触发开通。电容 C 是用于防止干扰的。

(3) 晶闸管串联时的均压和换相过电压保护

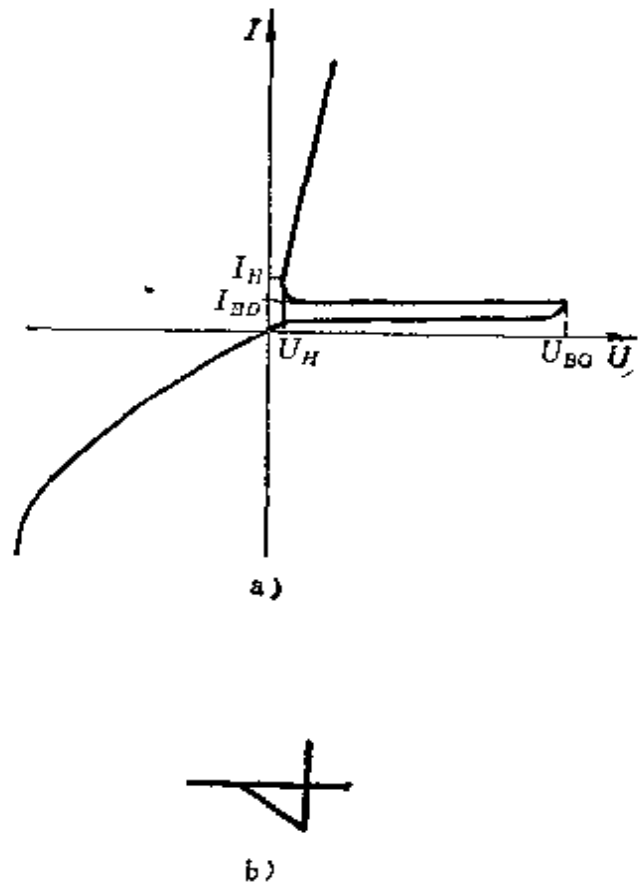


图3-47 BOD元件

a) 特性曲线 b) 符号

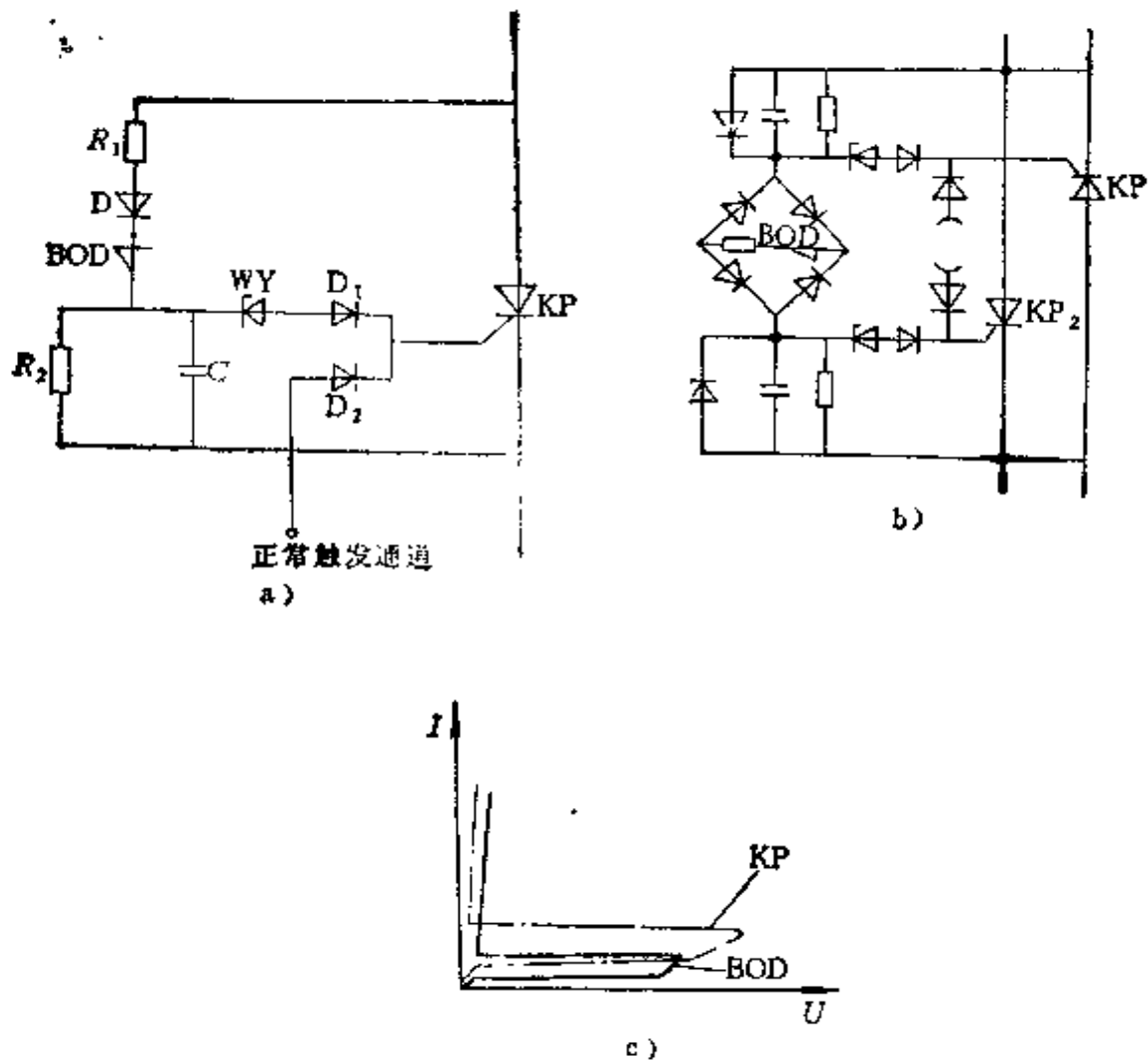
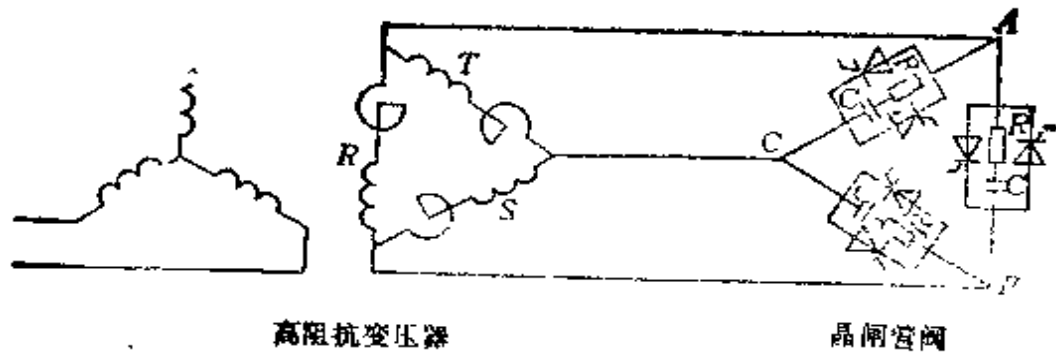


图3-48 用BOD元件作紧急触发

a) 用于单个晶闸管 b) 用于反并联晶闸管 c) 动作特性

晶闸管在串联使用时，存在着晶闸管上电压分配不均现象。其中晶闸管在阻断状态下的伏安特性（漏电流的数值）的差异而引起的电压分布不均，属于稳态均压问题。而晶闸管在关断时，由于反向恢复电荷不同，或晶闸管在开通时，由于开通时间不一致，而引起的电压分配不均，属于瞬态均压问题。一般说来，前者可采用与晶闸管并联的电阻（一般称为直流分压电阻）作为均压措施，后者可采用并联 RC 电路（一般称 RC 分压电路）来均压。

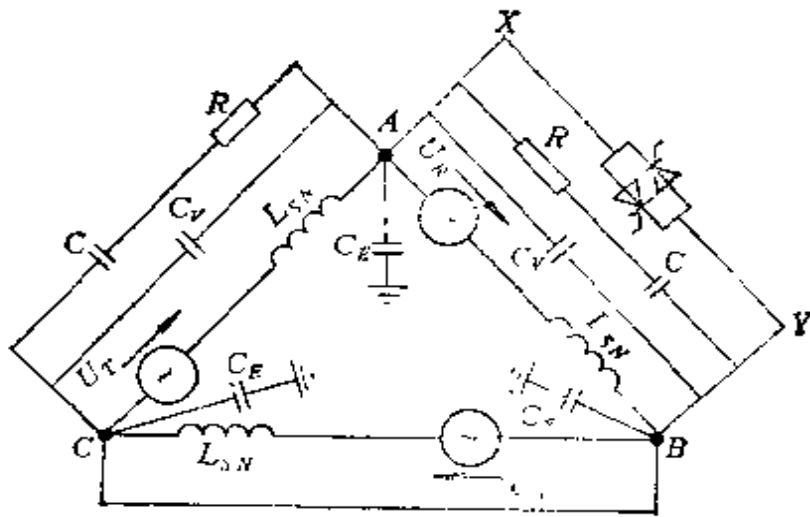
对于用反并联的“晶闸管对”作交流开关的晶闸管阀，加在晶闸管上的电压几乎没有直流分量的情况，用 RC 分压电路也可



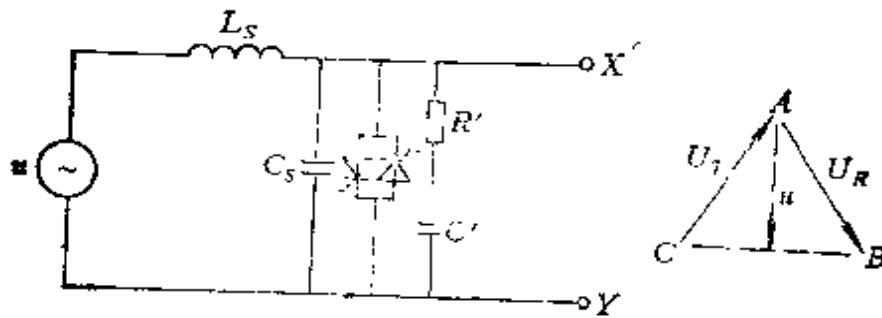
高阻抗变压器

晶闸管

a)



b)



c)

图3-19 阀换相同路和等效回路

a) 接线图 b) 换相同路 (当 $120^\circ < \alpha \leq 150^\circ$ 时)

c) 等效回路 (当 $120^\circ < \alpha \leq 150^\circ$ 时)

L_{SN} —高阻抗变压器的电感 C_E —阀对地电容 C_V —阀结构杂散电容和补偿电容

以修正断态时的电压分配，所以不用直流分压电阻。

其中 RC 分压电路除起瞬态均压作用外，还有抑制换相过电压作用。

图 3-49 a 是 TCR 型静止无功功率补偿装置中晶闸管阀的接线图，当控制角 $120^\circ < \alpha \leq 150^\circ$ 时的换相回路示于图 b)，此时 S 相处于导通状态，相当于反并联的“晶闸管对”短接； T 相处于关断状态，相当于反并联的“晶闸管对”开路； R 相处于由导通转换到关断状态。

从图 3-49 b 的 $X-Y$ 点看去，根据等效电源定理，可简化成图 3-49 c 的等效电路。由于晶闸管阀 S 所在相处于导通状态，相当于图 b 中 $B-C$ 点短接，使得 R 相与 T 相之间的换相电压 U 为

$$U = \frac{1}{2} (U_T - U_R)$$

其有效值为 $U = \frac{\sqrt{3}}{2} U_T$ ，其相角移为 30° ，所以其瞬时值的表达

式为 $u = U_m \frac{\sqrt{3}}{2} \cos(\omega t - 30^\circ)$ ，而且当 $\alpha = 120^\circ$ 时， U 的瞬时值为最大。

同理，由于 $B-C$ 短接，使 R 相和 T 相的 L_{SN} 、 R 、 C 、 C_r 各自成并联连接，即 $L_s = \frac{L_{SN}}{2}$ ， $R' = \frac{R}{2}$ ， $C' = 2C$ ， $C_s = \frac{2}{3} C_E + 2C_r$ 。

图 3-50 是晶闸管阀在 $120^\circ < \alpha \leq 150^\circ$ 工作情况下的电压和电流曲线。图 a 将整个工频周期分成六个区域：

- ① S^- ， R^+ 二相导通； S^- 相电流下降， R^+ 相电流上升；
- ② R^+ ， T^- 二相导通； R^+ 相电流下降， T^- 相电流上升；
- ③ T^- ， S^+ 二相导通； T^- 相电流下降， S^+ 相电流上升；
- ④ S^+ ， R^- 二相导通； S^+ 相电流下降， R^- 相电流上升；
- ⑤ R^- ， T^+ 二相导通； R^- 相电流下降， T^+ 相电流上升；
- ⑥ T^+ ， S^- 二相导通； T^+ 相电流下降， S^- 相电流上升。

在图 3-49 c “晶闸管对”的换相等效回路中，晶闸管在关断前流过反向电流 I_r ，并以时间常数 τ 衰减，所以在图 3-51 a 分析中，“晶闸管对”以反向电流源 $i_{KP} = I_r e^{-t/\tau}$ 来表示。

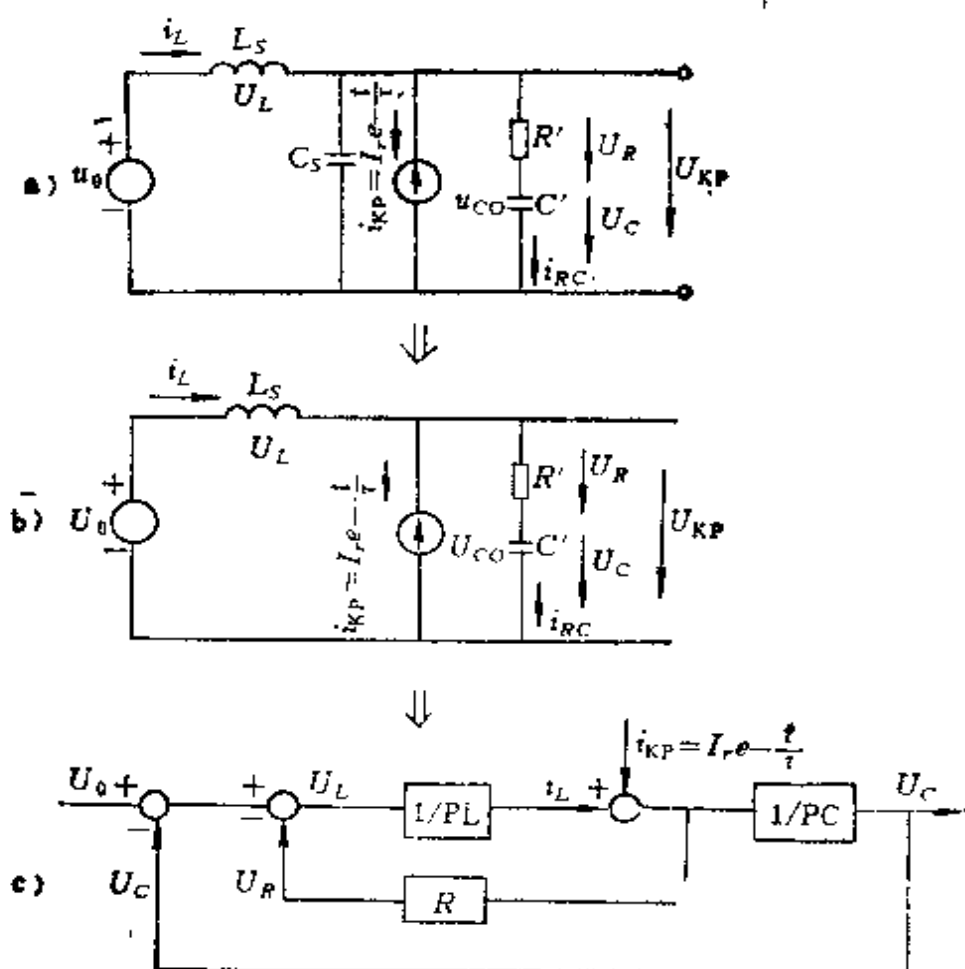


图 3-51 换相等效回路和数学模型

a) 换相等效回路 b) 简化回路 c) 数学模型

图 3-51 a 中二个储能元件 L_S 和 C_S 的能量分别为

$$W_C = \frac{1}{2} C_S U_0^2 \quad W_L = \frac{1}{2} L_S I_L^2$$

考虑到 $W_C \ll W_L$ ，也就是说，相对 W_L 而言 W_C 值甚小，可略去不计，所以图 a 可简化为图 b。

U_0 为“晶闸管对”上加的交流电压，但由于晶闸管整个关断过程在数十微秒到上百微秒，因此对工频交流电源来说，在这段时间内可以看成直流电压，而不会产生大的误差。于是，

$$U_L = L_S \frac{di_L}{dt} \quad i_L = \frac{1}{L_S} \int U_L dt$$

$$C' \frac{du_C}{dt} = i_{RC} \quad U_C = \frac{1}{C'} \int i_{RC} dt$$

$$U_R = i_{RC} R' = R' C' \frac{du_C}{dt}$$

但因 $U_0 - U_R - U_C = U_L \quad i_L - i_{KP} = i_{RC}$

即 $u_0 - C' R' \frac{du_C}{dt} - u_C = L_S \frac{di_L}{dt}$

$$\frac{1}{L_S} \int u_C dt - i_{KP} = i_{RC}$$

整理后得

$$C' L_S \frac{d^2 u_C}{dt^2} + C' R' \frac{du_C}{dt} + u_C = U_0 - L_S \frac{di_{KP}}{dt} \quad (3-64)$$

从而解出 $R' C'$ 的值, 算出 U_{KP} , 并使其不超过晶闸管的阻断电压 U_{BRM} 。这种计算特别困难, 必须使用电子计算机, 排列程序才能得出结果。目前可利用允许电压过振系数查曲线 (图 3-52), 求得阻尼系数

$$\sigma = \frac{R'}{2} \sqrt{\frac{C'}{L_S}}, \text{ 从}$$

而近似求出 R' 和 C' 值。

如为 n 个晶闸管串联时,

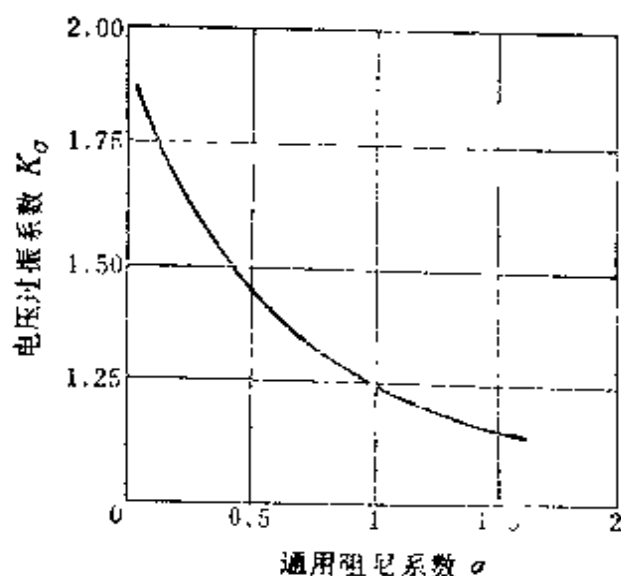


图3-52 以通用阻尼系数 $\sigma = \frac{R'}{2} \sqrt{\frac{C'}{L_S}}$

的函数表示的阀反向恢复电压过振曲线

$$R'_E = n \cdot R' \quad C'_E = \frac{C'}{n_s}$$

求出 R 及 C 值。

电阻 R' 的功率损耗为

$$\Delta P_{R'} = Cu^2 f A \frac{1}{K_s} \quad (3-65)$$

式中 A ——系数，当反并联晶闸管公用一组 R_c 电路（图 3-53 a）时取 2；当反并联晶闸管各有本身的 R_c 回路（图 3-53 b）时取 1；

K_s ——包括电容器参数分散性的电容系数；

f ——工频频率。

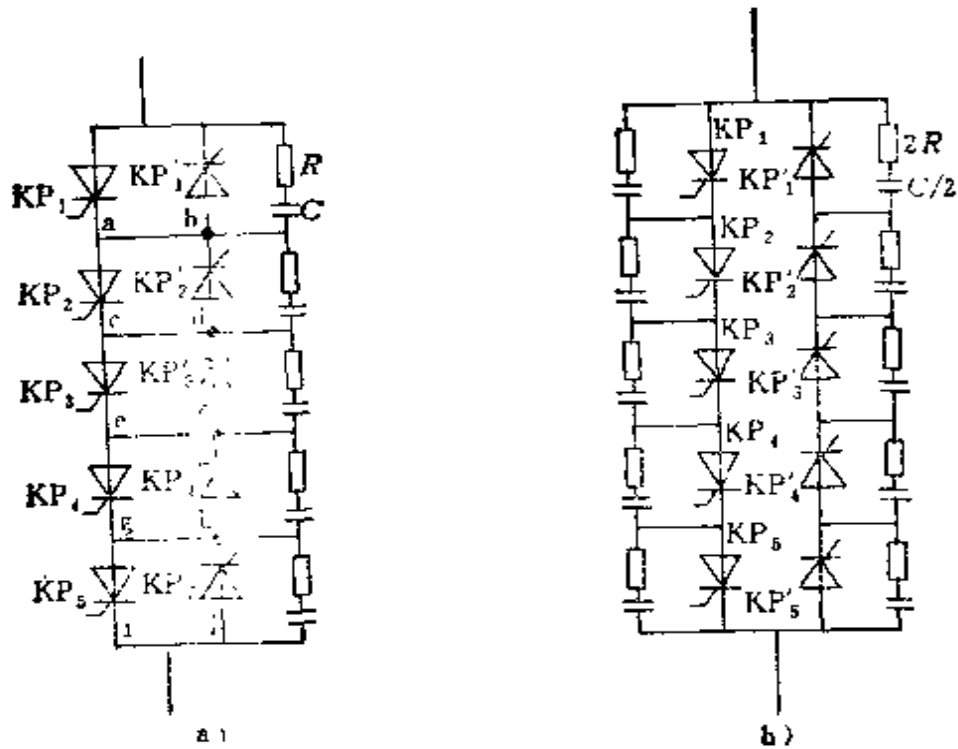


图3-53 阀支路联结方式

a) 网式联结 b) 链式联结

晶闸管阀支路的联结方式如图 3-53 所示。可分为网式联结和链式联结两种，各有优缺点，兹分述如下：

1) 网式联结

优点：结构元件数少；反并联晶闸管直接互相保护，设计简

单。

缺点：

当 $\alpha \rightarrow 120^\circ$ 时，损耗较高，8次全电压跳跃（见图 3-50）；晶闸管备余量降低快；电容器负荷高（电容器充放电次数多）；晶闸管开通负载大（RC 放电电流大）；每个“晶闸管对”需要强电流横向连接（图 3-53 中 a-b, c-d 等等），以解决例如 KP₁ 发生击穿时，晶闸管 KP₁ 两端电位相同，以致不能开通时，由横向连接给予通路。考虑到一个周期内，“晶闸管对”每组各开通一次，所以横向电流有效值为阀支路电流的 $1/\sqrt{2}$ 。

2) 链式联结

优点：

无上述方式那样的强电流横向连接；晶闸管备余量降低比上述的小。

缺点：

失去对两个并反联的晶闸管的直接相互保护；由于反向恢复电荷差值 ΔQ_{rr} ，而使阀体电压分布误差较上述方式增大一倍。

总的看来，采用网式联结较妥。

3) 阻尼电抗器

图 3-54 a 示出了晶闸管阀开通时的等效回路，图中 U_0 为交流电压，在合闸的微秒级的时间范围内可看作直流，当 $\alpha = 90^\circ$ 时合闸， U_0 值等于阀额定运行电压的峰值 ($\sqrt{2}U_2$)； C_v 为阀的分布电容； L_s 为变压器漏感； L 为主电抗器的电感； L_B 、 S 为阻尼电抗器的等效回路，当 L_B 饱和前，相当于开关 S 开路，当 L_B 饱和时，相当于 S 闭合； R_0 为阻尼电抗器的衰减电阻。

为了简化问题的分析因素，分析没有 RC 回路时的极端合闸情况，并认为阀分布电容 C_v 在阀开通前已充电 $U_{Cv} = U_0$ ，从等效回路可以看出在开通瞬间，通过“晶闸管对”的电流为

$$i_v = i_r + i_c$$

式中 i_c ——电容器 C_v 的放电电流， $i_c = i_{c0} e^{-t/\tau}$ ，波形见图 3-54 b，式中 $\tau = R_0 C_v$

i_r ——阀开通时的电感电流，由于 $L_s + L$ 值较大，在阀开通过程的前几十微秒时间内，认为 i_r 是线性增长的，波形如图 3-54 c 所示；

i_v ——晶闸管阀的总电流，波形如图 3-54 d。

从图 3-54 a 看出，根据线路的具体情况，固有一定的 i_{cm} ，如果没有阻尼电抗器及其衰减电阻，则 i_{cm} 将会很大。但晶闸管开通时，有其一定的开通电流允许值，因此必须对阀开通时分布电容的放电电流 i_{cm} 加以限制。

一般来说， C_v 约为 10^{-8} F 的数量级， R_o 为百欧数量级，由 $C_v R_o$ 组成的时间常数为几个微秒，即电容 C_v 的放电时间很快，但设置的 R_o 在正常情况下不切除，则将使能耗增加。并因 R_o 的限流作用，使晶闸管阀的稳态运行电流上升困难，达不到阀的正常出力。为了使 C_v 上的电荷对开通的阀放电完毕后

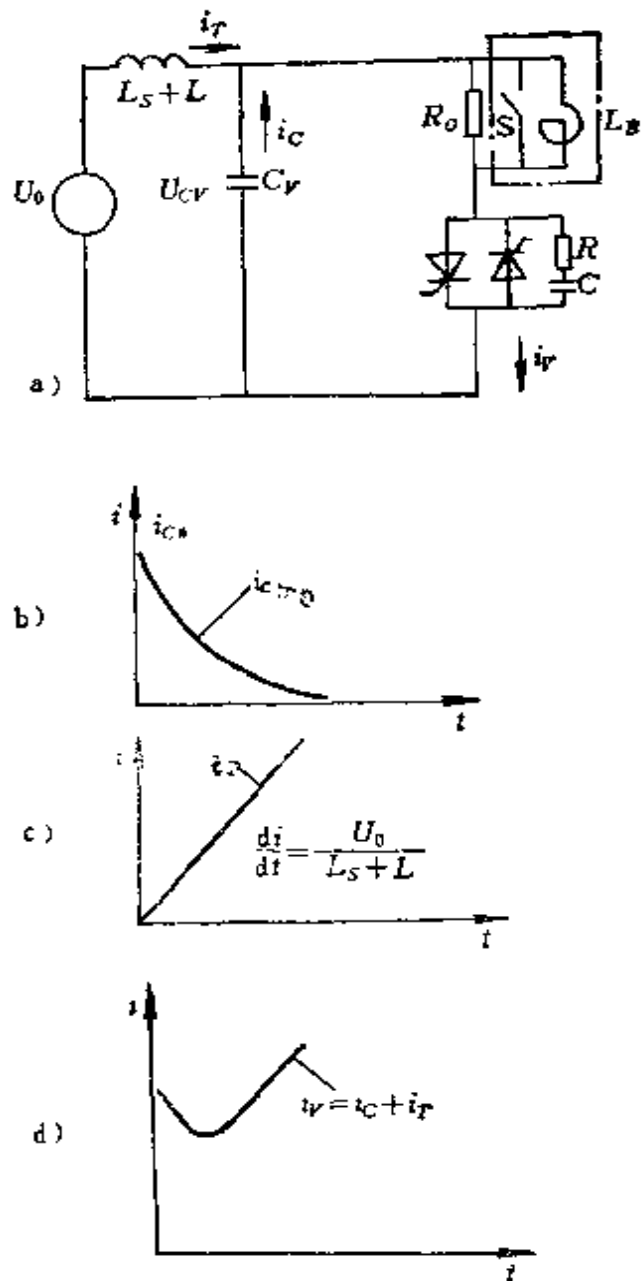


图 3-54 晶闸管阀开通时的等效回路

- a) 等效回路 b) 电容 C_v 的放电电流
c) 阀开通时的电感电流 d) 总电流

使 R_s 短接, 可将阻尼电抗器作成饱和式。在阀开通初期, 像开关 S 分断情况, 呈现很大阻抗, 电容 C_V 的放电电流由 R_s 加以限制; 当 C_V 放电结束后, 阻尼电抗器饱和, 像开关 S 闭合, 从而使 R_s 短接。图3-55示出有、无阻尼电抗器的晶闸管 RC 链的消振示例。有阻尼电抗器显然要使 u 及 i 衰减速度快, 从而保证晶闸管阀的安全工作。

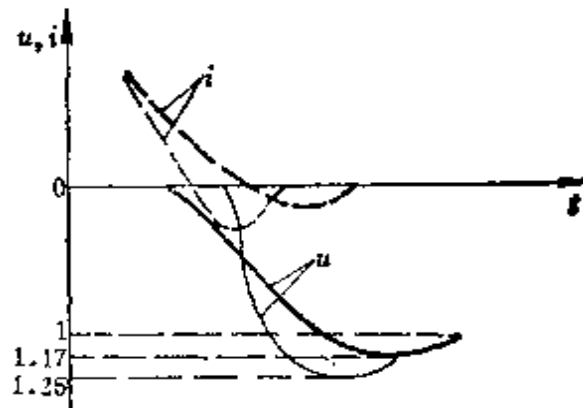


图3-55 有、无阻尼电抗器的晶闸管 RC 链的消振示例

细线—阀中无阻尼电抗器的过程

粗线—阀中有限尼电抗器的过程

为了要使阻尼效果好, 即使回路形成单调衰减, R_s 的值应为

$$R_s < \frac{1}{2} \sqrt{\frac{L_s + L}{C_V}} \quad (3-66)$$

衰减电阻 R_s 在开通时的损耗为

$$P_1 = \frac{1}{2} f C_V U_0^2 \quad (3-67)$$

衰减电阻 R_s 在关断时的损耗为

$$P_2 = f \frac{U_{LB}^2}{R_s} t_s \quad (3-68)$$

式中 U_{LB} ——阻尼电抗器上的电压, $U_{LB} = \frac{U_0}{(L_s + L) + L_B} L_B$

t_s —— U_{LB} 上升时间。

由于阻尼电抗器与“晶闸管对”串联, 每个周期的正负半波各工作一次, 所以 R_s 的总损耗为

$$P_{R_s} = 2(P_1 + P_2) \quad (3-69)$$

4) 补偿电容和屏蔽

在电气装置中都有杂散电容存在, 在低电压技术中, 这杂散电容一般可略去不计, 但在高电压装置中, 由于晶闸管的串联数

较多，与晶闸管并联的 RC 阻尼回路的总电容由于串联而减少

$\left(C_{\Sigma} = \frac{C}{n} \right)$ ，故杂散电容的作用突出。

杂散电容的主要来源是变压器绕组间的杂散电容；阀结构件造成的装置杂散电容；阀本身的杂散电容。

杂散电容的存在会引起电压分配的不均匀，如图 3-56 的阀支路联结示意图。它共分四个分段（每个分段也由多个晶闸管串联），在没有杂散电容的理想条件下， RC 参数选择较严，其一致性使各分段的电压分配均匀。但在存在较大的杂散电容 C_s 的情况下（内部杂散电容 C_{si} 及外部杂散电容 C_{sa} ），由于它对各分段的公共点的距离不同，就会破坏原来 RC 电路均压的效用。其电压分配见图 3-56 a) 的虚线所示。

解决上述问题的途径是在晶闸管分段处加屏蔽罩，而且屏蔽罩与所需固定电位的联结点相联。另外，在每个晶闸管分段跨接补偿电容 C_k ，因为 $C_k \gg C_s$ ，所以均压作用主要由 C_k 承担。图 3-57 示出晶闸管阀的外形。图中清晰地示出了 C_k 的位置。

四、触发系统

晶闸管阀由于电压高，触发系统的关键问题之一是如何将地电位的触发信号传递到“高”电位的晶闸管门极，根据信号传递方式的不同，触发系统可分为电磁触发和光电触发二种。

(1) 电磁触发采用电流互感器方式，用绝缘套管贯穿信号电缆，套管外安排相当数量的环形铁心，这样，信号电缆是环形

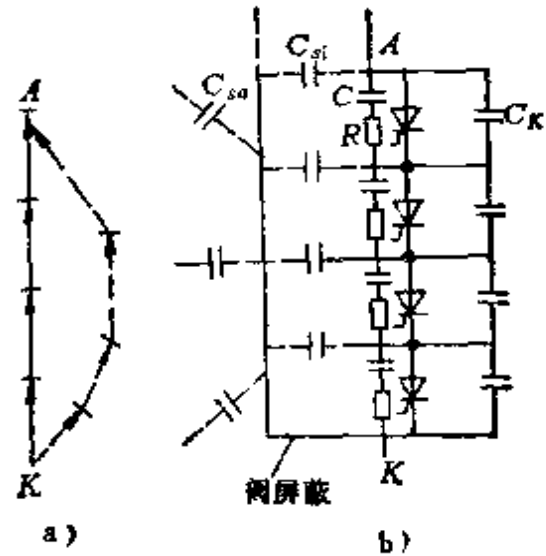


图3-56 杂散电容对电压分配的影响及其补偿

- a) 电压分配，实线为杂散电容已补偿的情况，虚线为杂散电容未补偿的情况
 - b) 补偿措施，加阀屏蔽和补偿电容 C_k
- C_{si} —阀内部杂散电容 C_{sa} —阀外部杂散电容

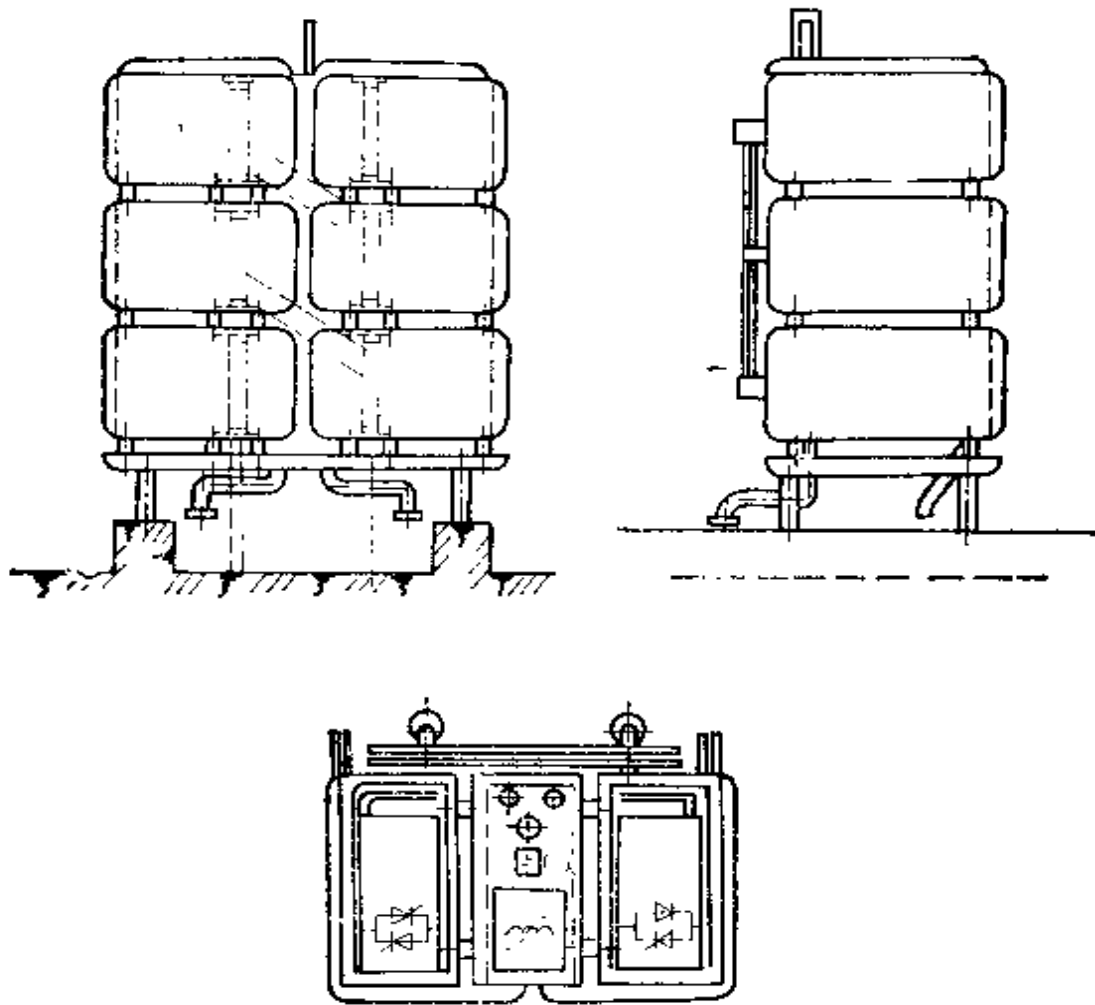


图3-57 晶闸管阀外形图

铁心的公共一次绕组，每个环形铁心上的绕组是它的二次绕组，它将感应来的触发信号传递到相应的晶闸管（见图 3-58）。这套管要做成电容式套管，使相邻铁心之间的电位梯度均等，以免因电位集中而击穿。而且电磁触发系统易受电磁干扰，脉冲放大需要用高绝缘强度的隔离变压器（见图 3-59）。

（2）光电触发：用光导纤维传递信号可避免电磁干扰，而且绝缘性能良好，因而可靠性大大提高。

图 3-60 示出光导纤维传光原理。光纤是由高纯度的光学玻璃拉制而成的细丝，每根细丝直径约 $50\mu\text{m}$ ，光纤由芯和皮二部分组成，芯和皮的材料相同，但折射率不同，光纤的皮料紧覆在

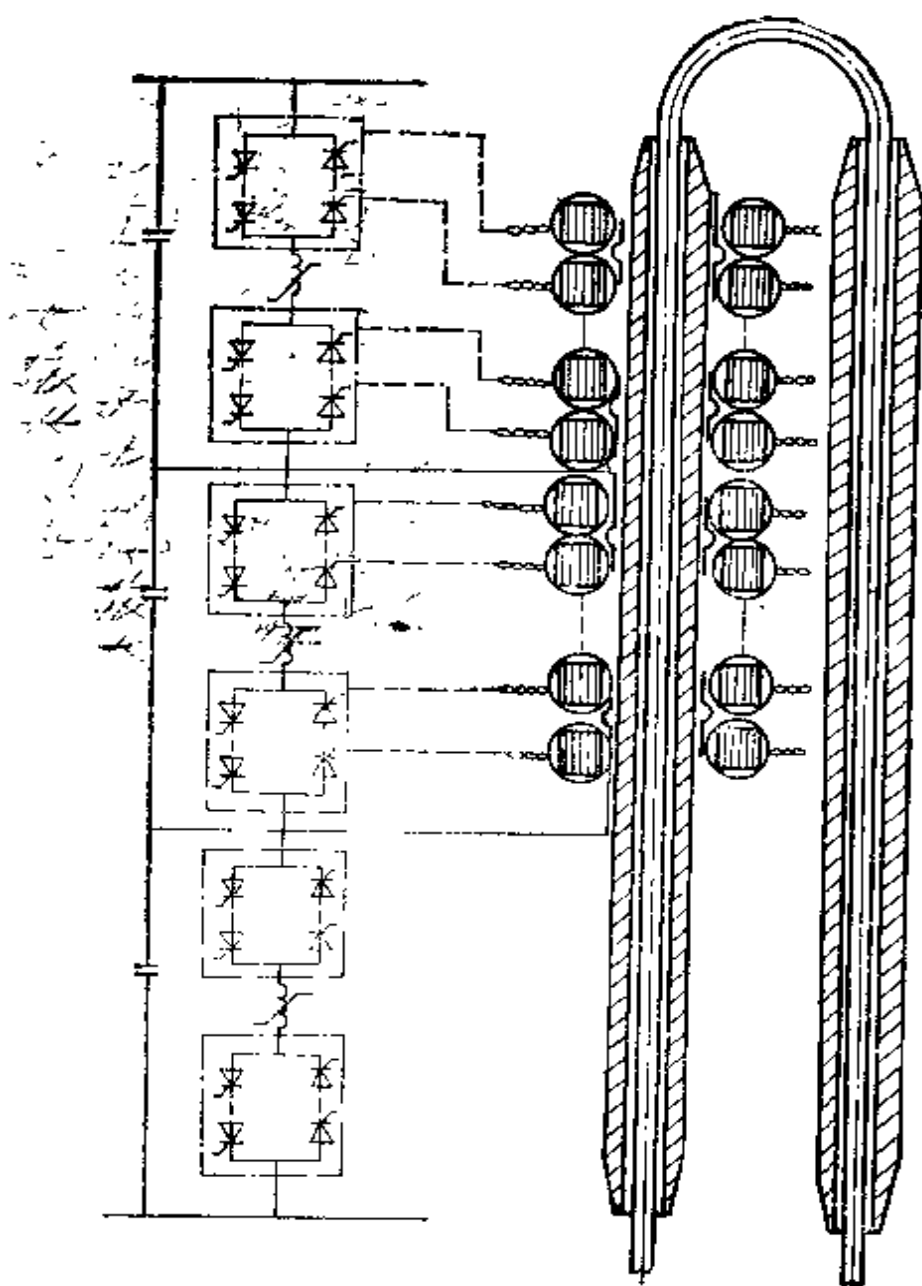


图3-58 电流互感器型触发信号传递方式

芯料的外层，二者是一起拉制的，皮料的外层紧覆一保护层，以增加光导束的强度和吸收外面的干扰光，使不致影响光纤内部光的传输。在实际应用中，将 300 根左右的光纤合成一股光导束，外加塑料护套。

光从光导纤维端面进入后，按全反射的原理向前传播。其基本概念简述如下：

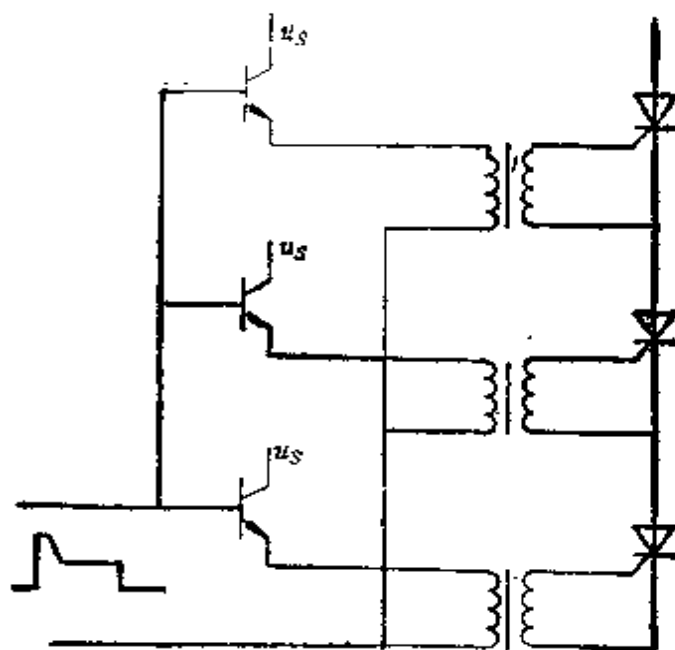


图3-59 电磁触发脉冲功放

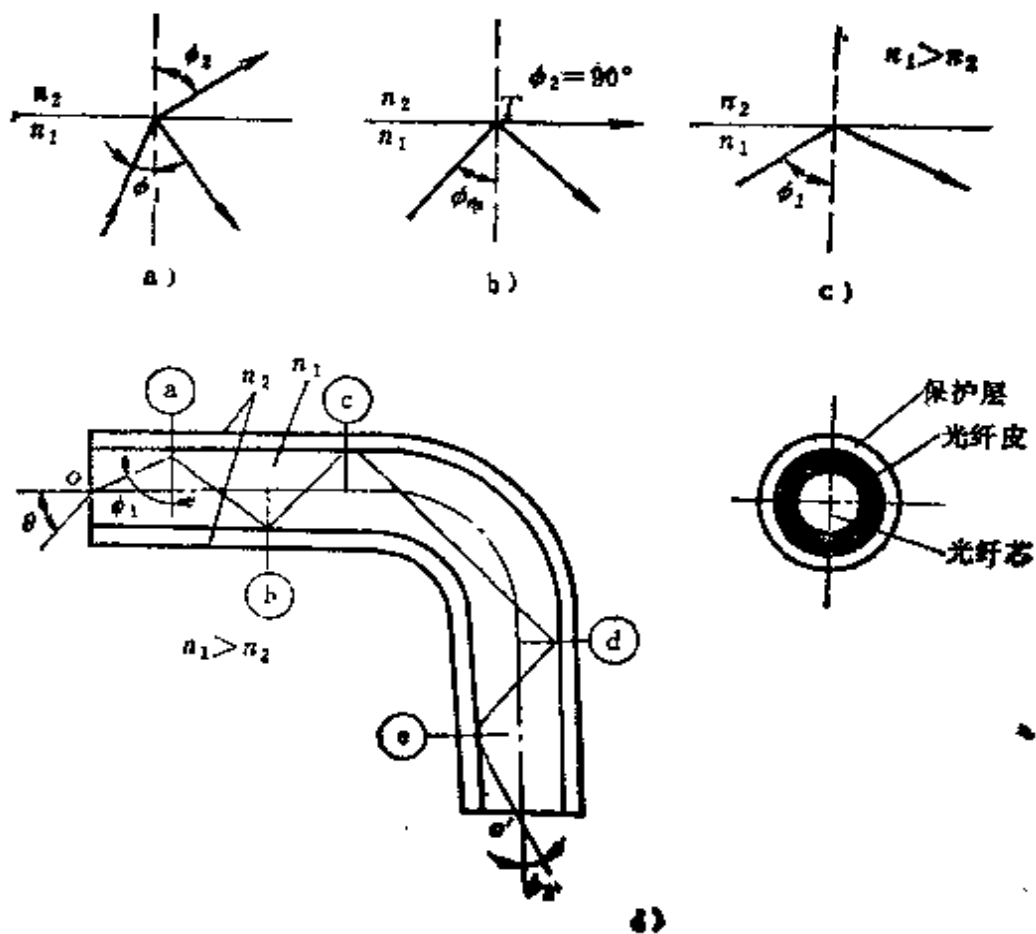


图3-60 光导纤维传光原理

a) 折射 $\phi_2 < \phi_1$ b) 反射 $\phi_2 = \phi_1$ c) 全反射 $\phi_2 > \phi_1$ d) 光导纤维构造

光线从折射率为 n_1 的第一介质射入折射率为 n_2 的第二介质，将发生反射、折射或全反射现象（图 3-59 a、b、c）。

若 $n_1 > n_2$ ，入射角 ϕ_1 与折射角 ϕ_2 间有 $n_1 \sin \phi_1 = n_2 \sin \phi_2$ 的关系，在 $\phi_2 = 90^\circ$ 时的入射角称为临界角 ϕ_c ，当 $\phi_1 > \phi_c$ 时，光线将全部反回第一介质，这种现象称为全反射（如图 3-60 c 所示），全反射的效率可达 0.9995。

光导纤维传光就是根据上述的全反射原理进行的，如图 3-60 d 所示。光线以入射角 θ 从 o 点进入折射率为 n_1 的光纤芯，折射后在 a 点光纤芯 (n_1) 与光纤皮 (n_2) 的交界面处产生全反射，其条件为 $\phi_1 > \phi_c$ ，这种全反射现象在二壁之间反复进行，即使在光纤弯曲处也是如此，光线就这样以很小的衰减全反射地前进，最后以 ϕ_2 的折射角射出光纤的尾部端面。

但是，射入光纤一端的光线，并不是都能传到另一端的，它和光纤的“数值孔径”NA 值有关，使光线从光纤的一端传至另一端的最大入射角即为孔径角 θ_m ，入射角超过孔径角时，光线就会从光纤皮漏出去，在光纤轴线平面内，孔径角与芯、皮折射率有如下关系：

$$n_0 \sin \theta_m = \sqrt{n_1^2 - n_2^2} \quad (3-70)$$

式中 n_0 ——空气折射率， $n_0 = 1$ 。

光导纤维的数值孔径角为

$$NA = \sin \theta_m = \sqrt{n_1^2 - n_2^2} \quad (3-71)$$

由上式可知，NA 代表了光纤接受光的能力，NA 值愈大，接受光的立体锥角就愈大，所接受的光也愈多，因而对用于晶闸管阀光电触发的光导纤维，要求有足够大的 NA 值，以便有足够的光输出，从而顺利地触发晶闸管。

光电触发系统如图 3-61 所示，由控制室来的控制信号经过逻辑单元的编码器（见图 3-62），由编码程序转换成一定规律的电脉冲，这样就能抗电磁干扰。

编码器是由 CMOS 集成电路组成，阀的启、停信号经过与非门 1， t_1 、 t_2 、 t_3 、 t_4 四个 T_{110} 触发器 2，然后再通过与门 3 组

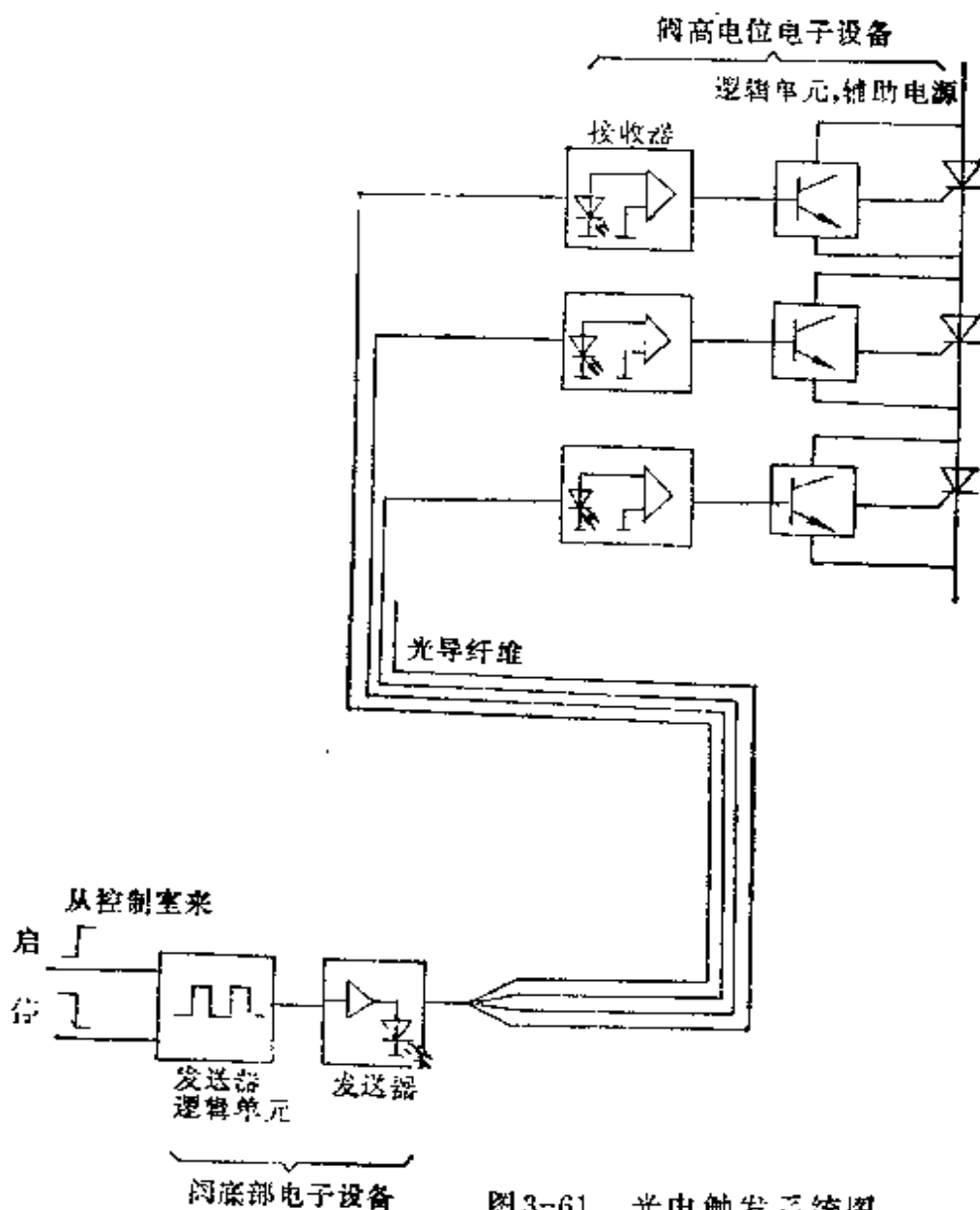


图3-61 光电触发系统图

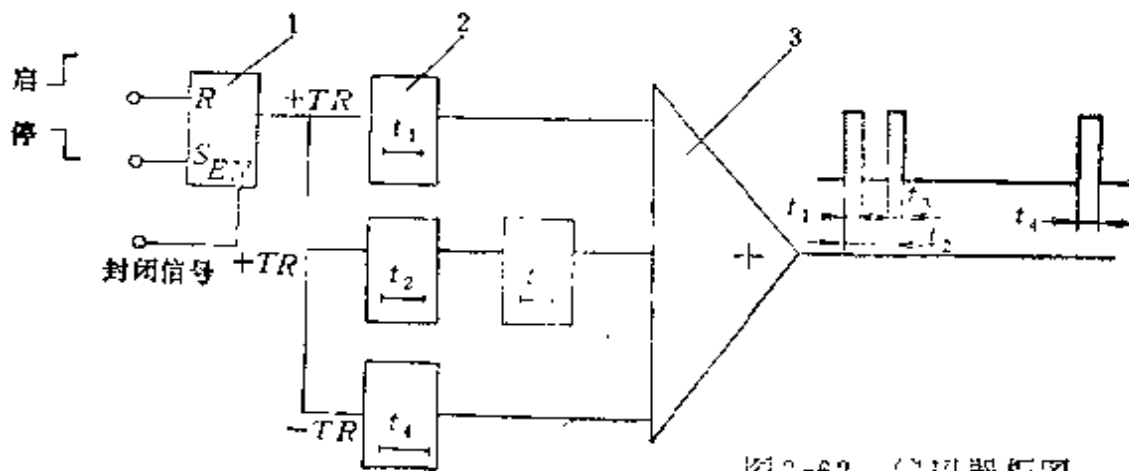


图3-62 译码器框图

合而成电脉冲 (图 3-62)。电脉冲经过电-光转换器件变成光脉冲 (见图 3-63), 由光导束将光信号传递至阀电位。然后, 经光-电转换器件又变成电信号, 经“译码”程序恢复电脉冲。光导纤维是不受空间电场干扰的, 因此触发系统的抗干扰问题就彻底解决了。此外, 光导纤维是良好绝缘体, 其耐压强度达 $1\text{kV}/\text{cm}$, 可大大缩短绝缘距离, 减小阀的体积。

(3) 脉冲功放辅助能源的取得

电脉冲经过功率放大才能触发晶闸管, 如何取得功放能源, 这也是一个问题, 若采用高绝缘电压的隔离变压器, 由地电位输送电能, 则隔离变压器制造困难, 成本高。为此采用“内取能”的办法, 也就是从主电路上分耦出电能的办法。“内取能”可分为两种: 主电流取能和主电压取能。

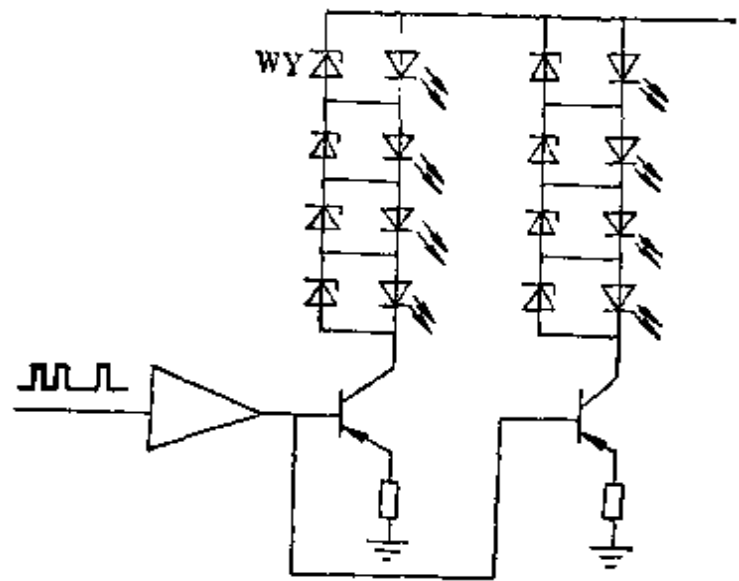


图 3-63 电-光转换器

图 3-64 示出用特殊的交流电流互感器将交流电流信号整流、滤波和削波, 作为触发功放能源。

图 3-65 是利用晶闸管的 RC 阻尼回路从主电压提取能量。图 a 为单个晶闸管的取能回路, 当 i_b 为正方向时 (见图 c 的阴影面积), 向取能回路送电; 当 i_b 为反方向时, 由旁通支路流过, 这样既不影响 RC 阻尼回路的保护作用, 又能分耦出辅助能量。图 b 为两个反并联“晶闸管对”的辅助能量分耦输出装置, 由于电位的关系, 辅助能量必须由两端分耦出。这种方式简便、可靠。

五、晶闸管元件故障报警系统

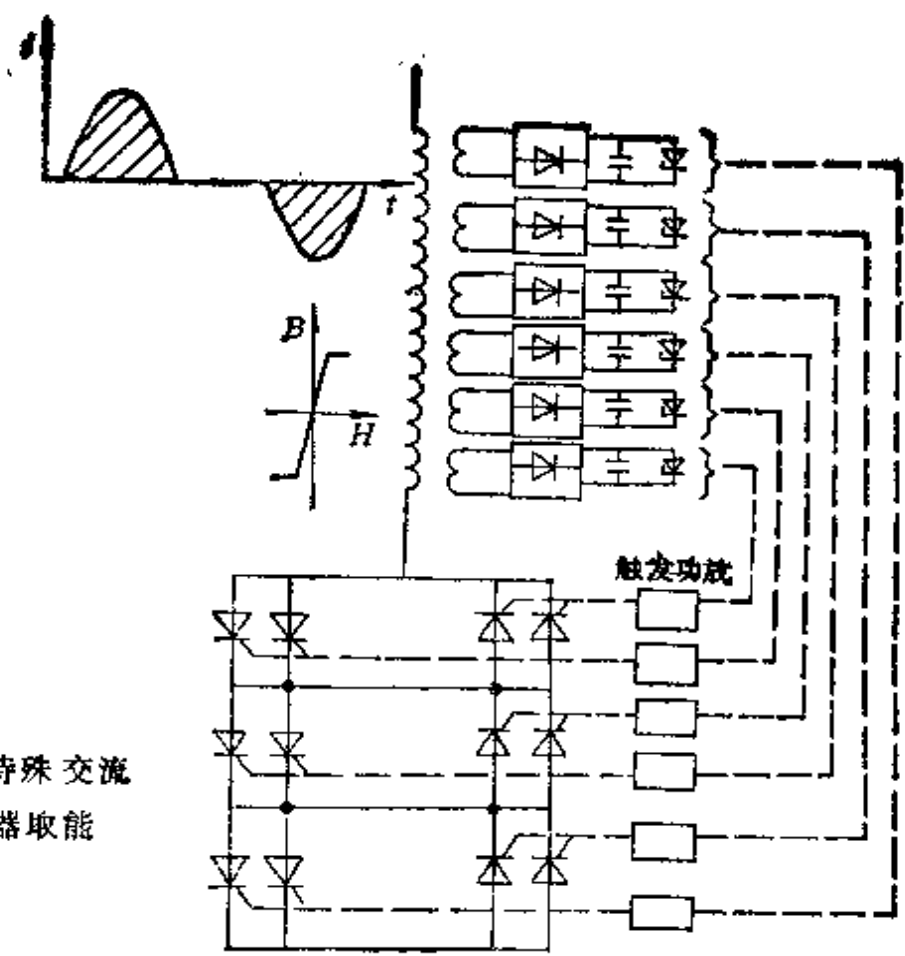


图3-64 用特殊交流
电流互感器取能

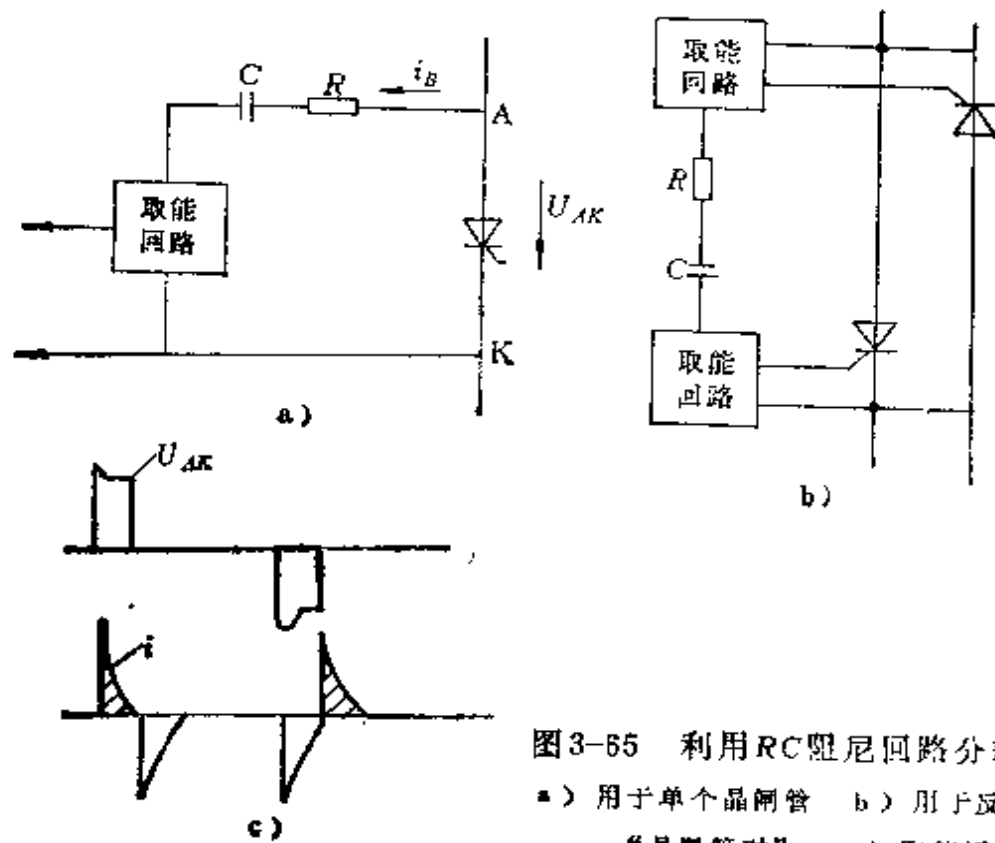


图3-65 利用RC型尼回路分耦取能

a) 用于单个晶闸管 b) 用于反并联的
“晶闸管对” c) 取能原理

晶闸管阀是由许多晶闸管串联组成的，而且处在高电位，如何检测故障元件，显示故障元件的位置和故障性质，以及在晶闸管元件损坏一定数量时发出相应报警，以便采取适当措施，这是非常必要的。图 3-66 所示的晶闸管故障报警系统，在阀高电位电子设备中将各个晶闸管的故障（晶闸管击穿、触发通道故障以

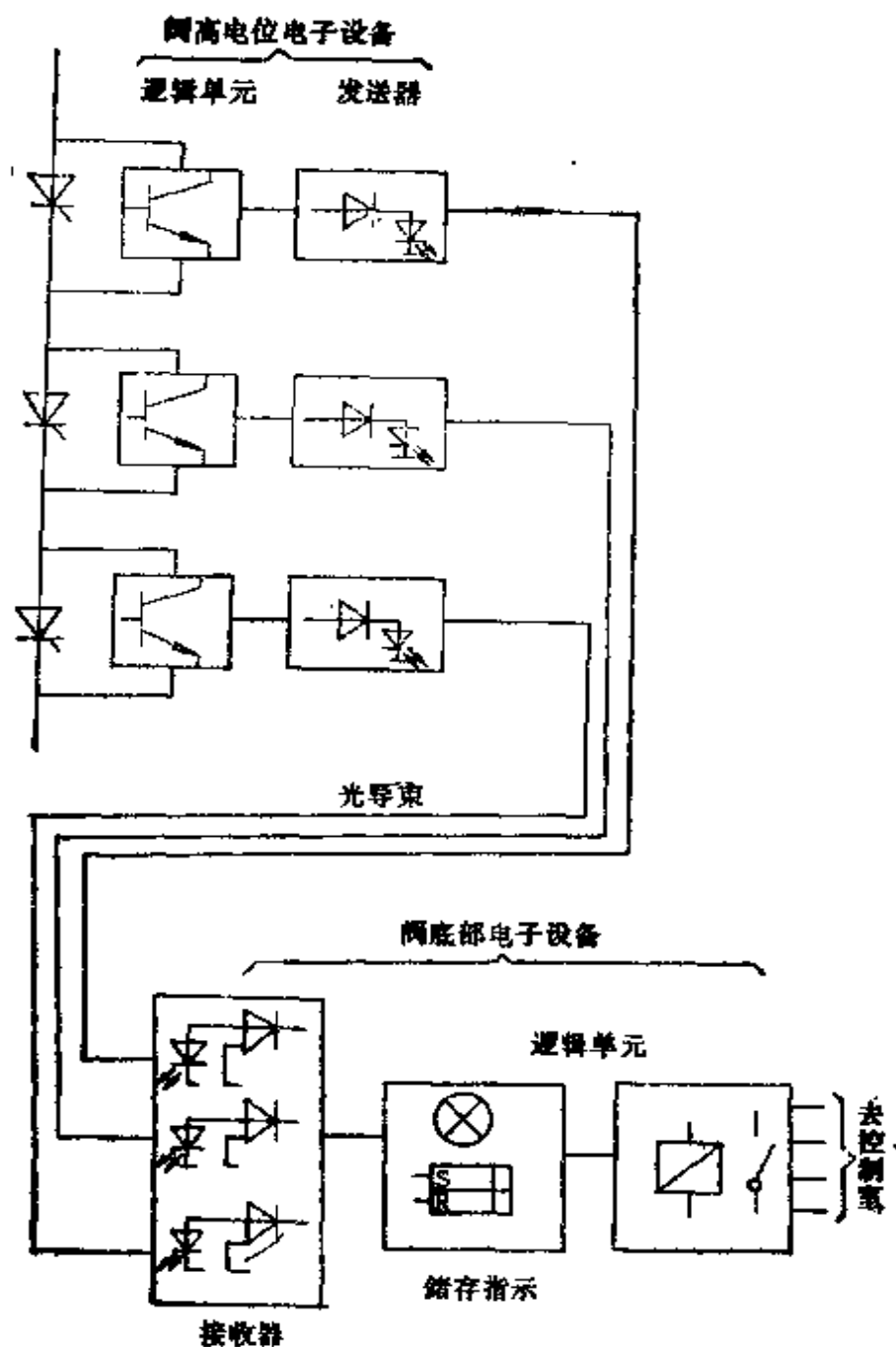


图3-66 晶闸管故障显示和报警系统

及晶闸管开通延迟等) 信号, 经过逻辑单元, 电-光转换器件变成光信号, 由光导束传递至底部电子设备, 再由光-电转换器件变成电信号, 经过微处理器将信号储存和显示, 在一定数量的晶闸管故障时, 向中央控制室发出相应的报警, 以便操作人员了解故障程度, 采取适当措施。

六、晶闸管阀的冷却

静止无功功率补偿装置的晶闸管阀容量大, 即使它的效率很高, 但总的损耗功率数值仍然不小, 因此对阀体的发热和冷却问题必须认真对待。

一般来说, 冷却方式可分为风冷、油冷、水冷和沸腾冷却等类。

从物理性能上比较, 各种冷却介质的热导率见图 3-67; 耐压能力见图 3-68, 使用不同介质的阀占用单位功率底面积和体积以及单位功率的冷却功率消耗见表 3-10。

从以上比较可

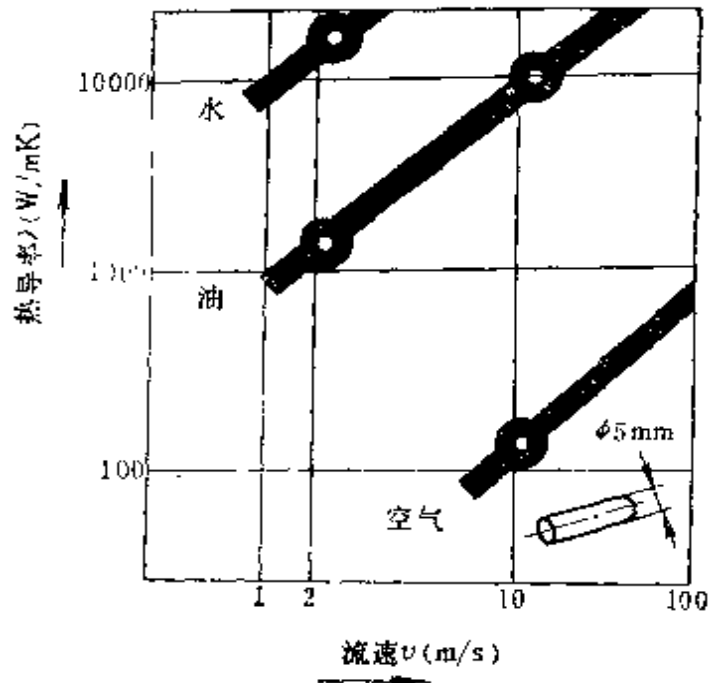


图 3-67 不同冷却介质的热导率

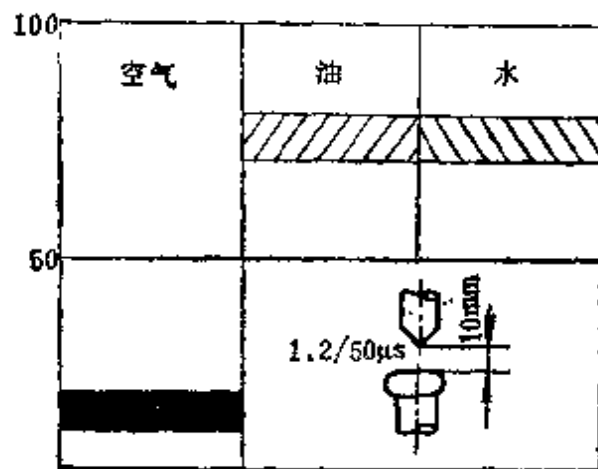


图 3-68 不同冷却介质的耐压能力

表3-10 阀占用空间和冷却功率消耗 (参考用)

冷却	阀占用底面积	阀占用体积	冷却功率消耗
水	$0.6 \text{ m}^2/\text{MW} = 46\%$	$10.2 \text{ m}^3/\text{MW} = 46\%$	$0.12 \text{ kW}/\text{MW} = 12\%$
空气	$1.3 \text{ m}^2/\text{MW} = 100\%$	$22.1 \text{ m}^3/\text{MW} = 100\%$	$1 \text{ kW}/\text{MW} = 100\%$

以得出如下结论:

1) 风冷方式。优点: 便宜、可靠性高, 维护方便。缺点: 有噪声、冷却能力低、阀占用空间大。

2) 油冷方式。优点: 耐压能力高、冷却能力中等。缺点: 维护困难。

3) 水冷方式。优点: 冷却能力最大, 适用于大容量装置, 无噪声, 阀占用空间最小。缺点: 水路密封性能要求高, 纯水水质要求高。

4) 沸腾冷却方式。优点: 利用热管原理散热, 冷却效果好, 无漏水、漏油现象。缺点: 热管散热器真空度的检测指示尚无办法, 万一真空度破坏, 散热器热容量很小, 晶闸管立即损坏。

综上所述, 对于大容量装置采用水冷方式是最理想的。目前, 瑞典 ASEA 公司, 联邦德国三公司 (AEG, BBC, 和西门子公司) 等的高压直流输电阀和静止无功功率补偿装置的阀都采用水冷方式。

水冷方式的冷却系统如图 3-69 所示。闭合水路的一次冷却水是纯水, 用空气或水热交换器来冷却纯水。纯水靠离子交换树脂保持高纯度, 从而防止腐蚀设备, 防止漏电。因为是封闭系统, 所以不漏水, 装置不污染, 维护方便。

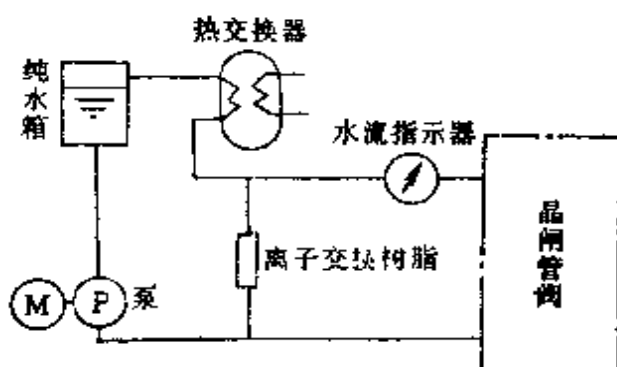


图3-69 水冷却系统图

即使如此, 由于晶闸管阀的电压较高, 在高电场的作用下,

若不采取措施，仍然会产生一定程度的电腐蚀和水解（见表 3-11）。因此对水系统的安排要进行慎重考虑（见图 3-70）。

表3-11 电腐蚀和水分解（在大气压下）

类 别	$g/(A \cdot h)$	$M^3/(A \cdot h)$
铜 Cu	2.37	
铝 Al	6.33	
铁 Fe	1.04	
不锈钢	$\ll 1$	
水 H ₂	0.078	0.43×10^{-3}
O ₂	0.298	0.21×10^{-3}

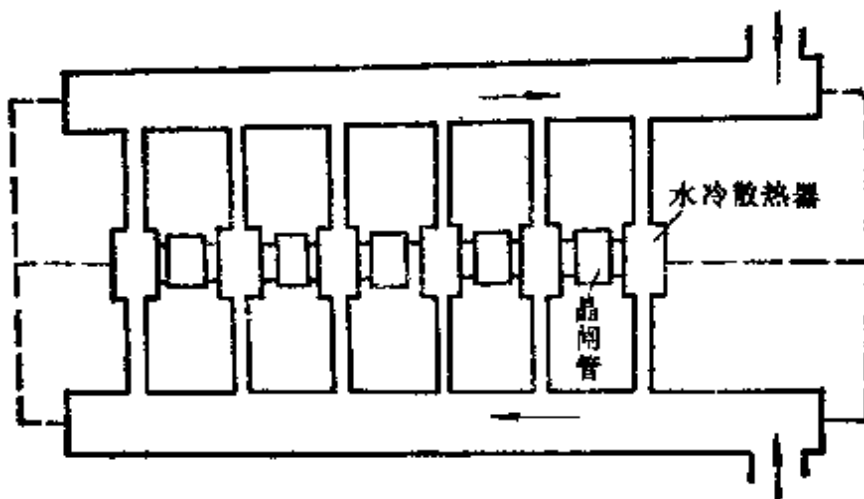


图3-70 水系统安排

参 考 文 献

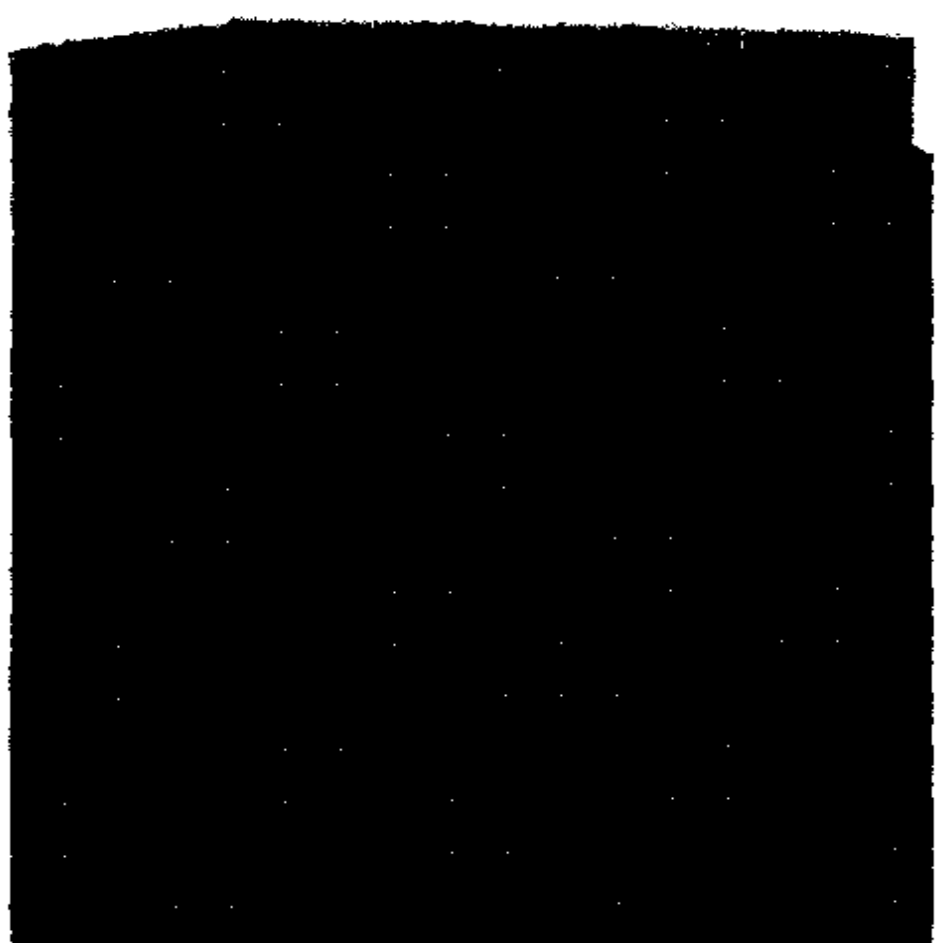
- [1] 苏文成编, 工厂供电, 机械工业出版社, 1981年。
- [2] 黄俊编, 半导体变流技术, 机械工业出版社, 1981年。
- [3] 赵殿甲编, 可控硅电路, 冶金工业出版社, 1980年。
- [4] 周德贤, 可控硅调压提高功率因数的新方法, 全国自动化学会论文, 1982年。
- [5] 唐友灼, 试论电力变压器容量应按年耗电能最少的原则确定, 中南西南地区电工学术讨论会, 1984年。
- [6] 姜衍智, 变压器最佳容量的选择, 西北地区建筑设计情报网会议论文, 1984年。
- [7] 章长东, 工业企业低压静电电容器最佳布置的探讨, 机械工业部电气设计科技情报网刊物电气设计通讯, 第4期, 1984年。
- [8] 姚镗, 配电线路无功补偿最佳方案, 电力技术, 第1期, 1982年。
- [9] A. A. Федоров, В. В. Каменева, Основы Электронабжения промышленных предприятий, ЭАИ, 1984.
- [10] 西安交通大学编, 电力工程基础, 水利电力出版社, 1981年。
- [11] 西台 博、箱田 结、神谷正昭, 最近の大形変動負荷に対するフリッカ防止対策, OHM杂志(日), 6号卷1号。
- [12] 张替 进、高井 明、坂良中易, 富士静止形フリッカ補償装置(SFC), 富士时报, 第50卷第5号, 昭和52年5月。
- [13] 横川純男、久保田勉、原 力, 富士静止形フリッカ補償装置(SFC)の適用, 富士时报, 第50卷第9号, 昭和52年9月。
- [14] 村田 稔、中井 元, 力率改善のためのコンデンサ装置, OHM杂志(日), 64卷1、2号。
- [15] 原 力、井村辉夫, 実績のある高調波トテブルの防ぎ方, 电气计算, 第45卷第13号, 1977年10月。
- [16] 木谷芳一, 高調波をどう測定する, 电气计算, 第45卷第13号, 1977年10月。
- [17] 吉田 正, サイリスタ負荷が増加すると, 电气计算, 第45卷第11号, 1977年9月。
- [18] 何丰仁, 新型的調相調压技术——可控静止无功补偿装置, 电网技术, 第1期, 1979年。

(15) 21届国际大电网会议论文集, 三相可控并联电抗器(31-13), 输电系统, 1972年

(16) 可控硅装置的高次谐波对电力系统的影响, 电气传动自动化译丛, 1981年3月。

(17) 用于高压直流输电的交流滤波器和无功补偿装置的综合调查——高压直流输电14研究委员会03工作组, 直流输电技术20期浙江省电力局直流输电工程处, 1982年3月。

(18) 电机工程手册, 第32篇, 电力半导体元件与变流器, 机械工业出版社。



FM-51
1.7

0340516

