

—

南京工程学院

毕业设计论文

同步发电机励磁原理及仿真分析

2007 年 06 月 南 京

摘要

在现代的电力系统中，发电机励磁系统是维持同步发电机运行的稳定性、提高电力系统安全、经济运行水平的重要环节。而发电机励磁系统本身系统庞大，理论强，如何使其在运行维护中便于学习和掌握，是一个非常重要的课题。

本文在分析同步发电机励磁原理的基础上，重点分析了可控整流电路在正常和各种异常情况下的波形输出情况，经过 VB 仿真，得出了对应不同控制角时的实际输出波形，解决了现场可控整流电路检修时，难于判断故障类型的实际问题。

关键词： 电力系统, 同步发电机, 励磁系统, 仿真

Abstract

In the modern electrical power system, the generator excitation system maintains the synchronous generator movement the stability, enhances the electrical power system security, the economical movement level important link. But generator excitation system itself system huge, the theory is strong, how causes it to be advantageous for in the movement main tenance studies and grasps, is a count for much topic.

This article in the analysis synchronous generator excitation principle foundation, analyzed the controllable levelling circuit into be normal with emphasis and each kind of unusual situation profile output situation, passed through the VB simulation, has obtained time the corresponding different control angle actual output profile, has solved when the scene controllable levelling circuit overhauled, difficulty with diagnosis type actual problem.

Key Words: electric power system, synchronous generator , excitation system , simulation

目录

摘要	I
ABSTRACT	II
1 绪论	1
1.1 同步发电机励磁系统发展概状	1
1.2 同步发电机励磁系统的构成	1
2 同步发电机励磁原理分析	3
2.1 AER 的概述	3
2.2 同步发电机励磁方式分析	5
2.3 励磁调节对电力系统稳定的影响	10
2.4 关于励磁控制理论	18
3 可控整流电路原理分析	29
3.1 可控整流电路正常情况下的分析	29
3.2 可控整流电路异常情况下的分析	37
3.3 电源电感对整流电路的影响	45
3.4 VB 仿真	50
4 结论	57
谢辞	58
参考文献	59
附录 1：外文资料翻译	60
A1.1 译文：励磁调节知识	60
A1.2 原文： THE KNOWLEDGE OF EXCITATION ADJUSTMENT.....	67

1 绪论

1.1 同步发电机励磁系统发展概状

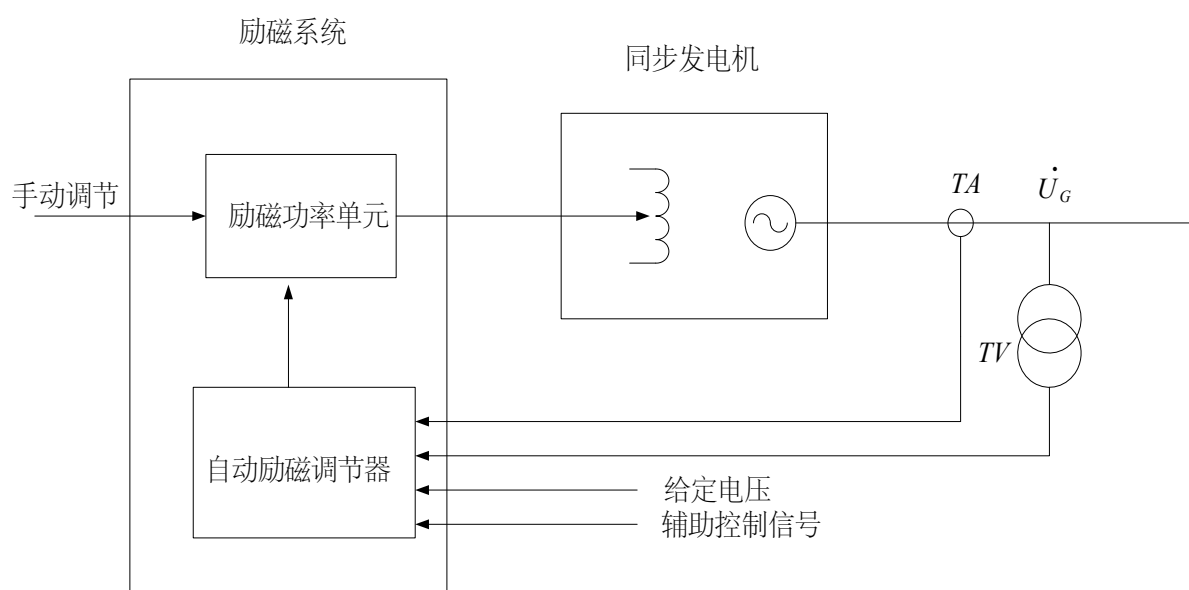
在现代化的电力系统中，为满足电力系统安全、经济运行的条件，需要提高和不断维持同步发电机运行的稳定性，在众多改善同步发电机稳定运行的措施中，运用现在控制理论、提高励磁系统的控制性能是公认的经济而有效的手段之一。基于以上说法，现在电力系统对同步发电机励磁控制提出了更高的要求。

从上个世纪 50 年代以来，广大科技工作者一直致力于同步发电机励磁控制系统的理论和应用研究，并取得了丰硕成果。单就励磁控制理论而言，已从最初的基于经典控制理论的单参量偏差励磁调节发展为多参量偏差、微分、积分综合励磁调节和基于现代控制理论的线性多变量最优励磁控制、非线性最优励磁控制以及自适应最优励磁控制等等。这一方面得益于控制理论的发展，另一方面则离不开微机技术的飞速发展和推广。

随着数学控制技术、计算机技术及微电子技术的飞速发展和日趋成熟，励磁控制已实现从原有的模拟式向数字式的转变。目前，数字化的微机励磁控制器已在同步发电机中普遍采用。

1.2 同步发电机励磁系统的构成

同步发电机是电力系统的主要设备，它将旋转的机械功率转换成为电磁功率。为完成这一转化，必须在发电机内建立一个旋转的磁场，具体是在发电机的转子绕组（励磁绕组）中通直流电流，产生相对转子静止的磁场。转子在原动机的拖动旋转，形成旋转的磁场。励磁电流的大小决定了发电机空载电势的大小，直接影响发电机运行的性能。励磁系统是由励磁功率单元和自动励磁调节器组成的。具体结构如下图所示。励磁电流的自动调节是由同步发电机的自动励磁调节装置实现的，调节装置简称为 AER (AVR)。



2 同步发电机励磁原理分析

提高电力系统暂态稳定作用、提高小信号稳定作用和提高电压稳定作用是发电机励磁系统在电力系统中三大主要作用。暂态稳定是电力系统遭受严重暂态扰动下保持同步的能力；小信号（或称小扰动）稳定是电力系统在小扰动下保持同步的能力；维持发电机电压恒定是励磁系统的基本作用，当电力系统负荷变化、扰动或系统条件改变引起电压变化时，它可迅速改变发电机励磁以维持电压在一定的精度内。所以同步发电机励磁系统在电力系统中的作用概括起来就是通过励磁调节充分发挥发电机作用来提高电力系统的稳定性。当然，在发挥发电机作用时不要超过发电机和励磁系统的规定值，以确保设备的安全，这可通过调节器的限制和保护来实现。本章主要介绍励磁方式、励磁调节方式和励磁控制理论的分析。并对不同励磁方式原理进行分析比较。

2.1 AER 的概述

电力系统中运行的同步发电机，其运行特性与空载电动势 E_q 密切相关，而空载电动势 E_q 是发电机励磁电流 I_{fd} 的函数（发电机的空载特性），所以改变励磁电流就可改变同步发电机在系统中的运行特性。因此，对同步发电机励磁电流进行调节是同步发电机运行中的一个重要内容。实际上，同步发电机在正常运行、系统发生故障情况下，励磁电流都要进行调节，可维持机端电压或系统中某点电压水平，并使机组间无功功率达到合理分配；系统发生故障情况下的励磁电流调节，可提高系统运行稳定性。因此，同步发电机励磁电流进行自动调节，不仅可提高电能质量，合理分配机组间无功功率，而且还可提高系统运行稳定性在同步电机运行时，必须在其转子励磁绕组中通入直流电流，以便建立磁场，此过程称为励磁。下面我们先对 AER 的作用和调节方式作简单的说明。

2.1.1 AER 的作用

- (1) 由徐正亚主编的电力系统安全自动装置（第四章：同步发电机自动励磁调节）可知：可维持机端或系统中某点电压水平；
- (2) 合理分配机组间的无功功率；

(3) 提高发电机的静态稳定性；

(4) 提高发电机的暂态稳定性；

(5) 加快系统电压恢复；

(6) AER 的限制功能：大型同步发电机运行的安全性极为重要，继电保护装置是保证发电机安全的不可缺少的措施，AER 的限制功能与继电保护两者的配合保证了发电机运行的安全。大型同步发电机上的限制功能可分为：强励反时限限制，过励延时限制，欠励瞬时限制和压频限制（U/f 限制）

2.1.2 AER 的调节方式

按 AER 的调节原理，AER 的调节方式可分为按电压偏差的比例调节和补偿调节两种。

2.1.2.1 按电压偏差的比例调节 按电压偏差的比例调节实际上就是以机端电压为被调量的负反馈控制系统，其原理图入 2.1 所示。被调量 U_G 与给定电压偏差越大，调节作用越强；偏差越小，调节作用越弱。这就是按电压偏差的比例调节。这种励磁调节方式，不管产生 U_G 变化的原因，一旦 U_G 发生变化，调节系统都能进行调整，最终使 U_G 在给定值水平上。AER 按电压偏差的比例调节方式应用相当普遍。虽然实现的方式有多种，但基本原理是完全相同的。其工作特性为 AER 中的 $U_G - I_{fd}$ 线性输出。

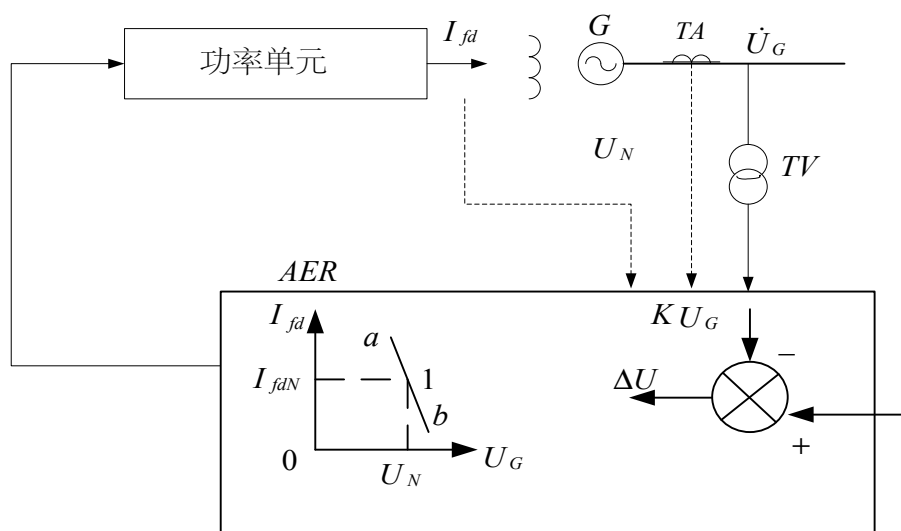


图 2.1 AER 调节示意图

2.1.2.2 按定子电流、功率因数的补偿调节 在励磁电流保持不变的情况下，同步发电机的端电压受定子电流和功率因数变化的影响。在同样功率因数（滞后）下，定子电流增大时机端电压将降低；在同样定子电流下，功率因数（滞后）越低，机端电压降得越多。如果提供发电机的励磁电流与定子电流、功率因数有关，则构成了按定子电流、功率因数的补偿调节。因为当定子电流增大、功率因数降低（滞后）时，励磁电流相应增大，补偿了机端电压的降低。实际上，这种补偿调节提供的励磁电流与 $U_G + jI_G X_d$ 成正比，虽然在一定程度上补偿了定子电流、功率因数变化时对机端电压的影响，但对机端电压来说，这种补偿带有盲目性。因为补偿调节是不能保证调节后机端电压保持在给定值的基准上，所以为了使机端电压在给定值水平，还必须对机端电压进行校正，使机端电压在给定值水平上。当然，由于采用了补偿调节，校正电压的装置与没有补偿调节相比，调节容量要小得多。

2.2 同步发电机励磁方式分析

同步发电机的励磁功率单元作为发电机的专用可控的直流电源，应具有高度的可靠性、足够的调节容量以及一定的强励倍数和励磁电压响应速度等特点。根据对励磁功率单元的要求，同步发电机的励磁有直流发电机供电、自励整流供电、交流励磁机经整流供电三种方式。

2.2.1 直流发电机供电的励磁方式

直流发电机供电的励磁方式，在过去的几十年间是同步发电机的主要励磁方式。由于转速为 3000r/min 的直流发电机最大容量不超过 600kW，同时机械整流子在换流方面存在的问题，因此这种励磁方式在大型同步发电机上不能应用。图 2.2 示出了直流发电机供电的励磁方式，图中 GD 为与同步发电机同轴的直流发电机（励磁机），直流发电机为自励方式。手动运行时，通过调整串接在直流发电机励磁回路中的电阻 R_x 进行调压；自动运行时，AER 输出控制 IGBT 管导通、截止时间长短进行调压（导通、截止时间之和固定）。图中的 R_g 用来确定强励时（IGBT 全导通）的顶值励磁电压大小以及防止直流发电机的过电压。

图 2.2 中，如 AER 输出附加励磁电流，则可作为 GD 励磁电流的一部分进行调压。当 GD 的励磁电流由另一同轴直流发电机供电时，则构成了直流发电机他励的励磁方式，但须增加另一直流发电机（副励磁机），通过控制励磁机的励磁电流进行调压。直流发电机他励的励磁方式^[2]可获得较高的励磁响应速度。

励磁机、副励磁机起到了图 2.1 中功率单元的作用。直流发电机靠剩磁起励，不许任何起励设备。

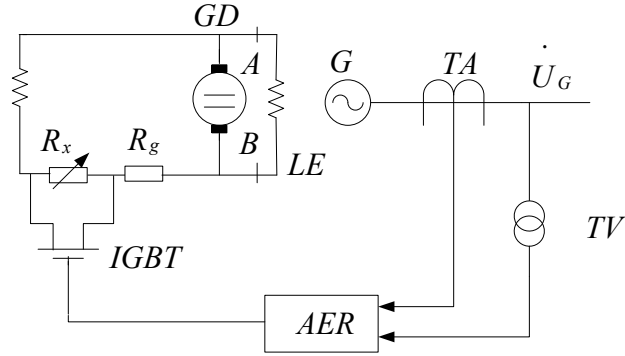


图 2.2 直流发电机供电的励磁方式（ A 、 B 为滑环）

2.2.2 自励整流供电的励磁方式

自励指的是同步发电机的励磁电源取自发电机本身，图 2.3 示出了一种自励整流供电的励磁方式。发电机的励磁电源由接在机端的励磁变压器 T 、可控整流装置 U 供给； AER 控制可控整流装置 U 的触发脉冲，实现发电机的励磁调解。整个励磁装置没有转动部分，接线特别简单。由于励磁变压器 T 与发电机并列，故图 2.3 为发电机自并励励磁方式。自并励励磁方式的优点是：

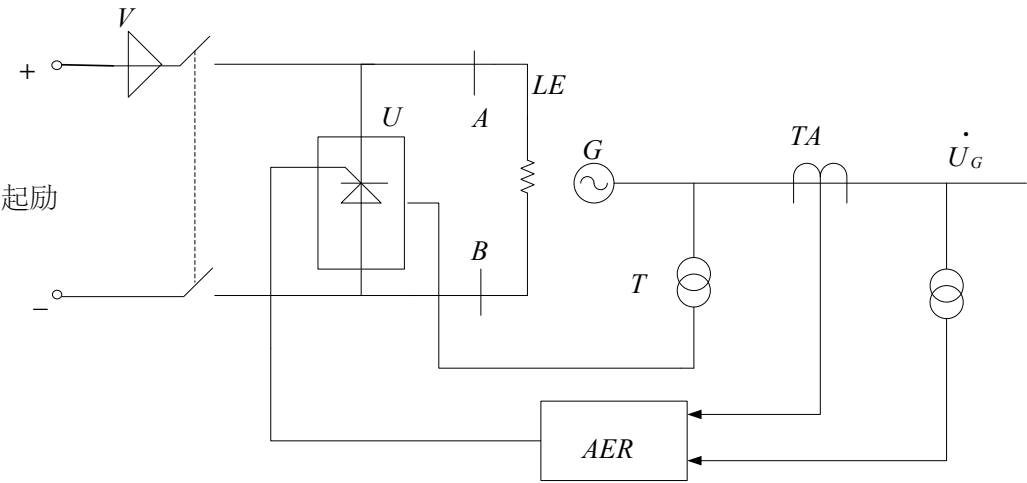


图 2.3 发电机自并励接线（ A 、 B 为滑环）

- (1) 励磁系统设备少、接线简单且没有转动部分，故运行可靠性高。

(2) 励磁响应速度快，可充分发挥 AER 的作用。

(3) 取消了励磁机，缩短了机组长度，降低了投资成本。由于机组长度缩短，所以运行安全性也可相应提高。

(4) 维护工作量小。

自并励励磁方式由于其自身的特性，还具有以下问题：

(1) 发电机近端附近发生短路故障时能否强励。容量稍大的机组一般采用发电机变压器组接线，当发电机端或变压器发生短路故障时，发电机并不要求有强励作用，实际上由于发电机励磁回路有较长的时间常数，在强励作用前继电保护已动作跳闸；高压配出线路上出口附近发生短路故障时，因超高压线路上保护采用双重化配置，切除故障不仅可靠而且快速，特别在保护装置中设有快速距离 I 段保护，发电机在强励作用前继电保护已动作切除故障；如果出口短路故障不是三相短路故障，发电机也未必不能强励；对高压配出线电厂侧的重合闸，为保证发电机的安全，三相重合闸采用检同期方式，不可能出现三相重合于永久性故障的情况。实际上，励磁回路存在的时滞使发电机的强励对提高系统暂态稳定的作用没有快速切除故障来得有效。由上分析可见，自并励发电机近端附近发生短路故障，不必担心发电机能否强励的问题，更不必担心发电机失去励磁。

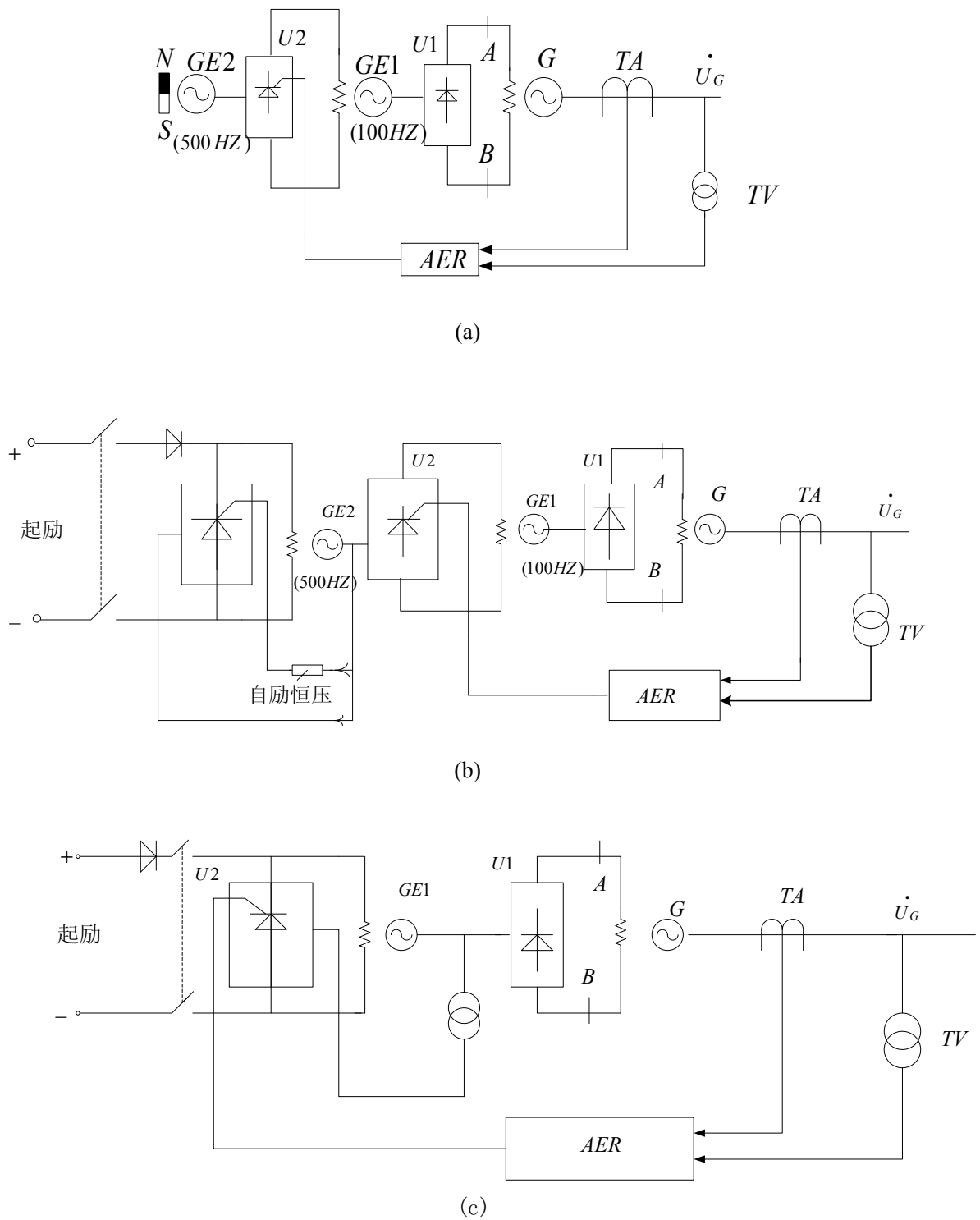
(2) 发电机继电保护能否可靠动作。根据对自并励发电机三相短路电流的分析得到，在短路故障的 0.5s 内，即使故障在近端附近，发电机仍可提供较大的短路电流，因此对快速动作的保护不会产生影响。近端附近单相短路故障时，发电机提供的短路电流中可能没有稳态分量，因此对带有时限的后备保护带来影响。然而，现在继电保护技术已能很完善地解决这一问题。

随着系统容量的扩大，自并励励磁方式的优点更加明显。因此，发电机的自并励励磁方式，在中、大型同步发电机上得到了广泛应用。

2.2.3 交流励磁机经整流供电的励磁方式

整流器可以是二极管或是晶闸管，所用整流设备可以是静止的或是旋转的，因此这种励磁方式由交流励磁机—静止二极管、交流励磁机—静止晶闸管、交流励磁机—旋转二极管、交流励磁机—旋转晶闸管等。

2.2.3.1 交流励磁机—静止二极管励磁方式 图 2.4 示出了交流励磁机—静止二极管三种励磁方式，其中 GE_1 为励磁机， GE_2 为副励磁机，发电机的励磁经二极管整流桥 U_1 、滑环 A 和 B 取得。图 2.4(a) 中的副励磁机为永磁发电机，图 2.4(b) 种为副励磁机采用自励恒压方式保持 GE_2 的端电压，图 2.4(c) 取消副励磁机，励磁机的



(a) $GE2$ 为永磁发电机 (b) $GE2$ 采用自励方式 (c) $GE1$ 采用自励方式

图 2.4 交流励磁机—静止二极管励磁方式

励磁电源采用自励方式。同步发电机的励磁调节是通过可控整流桥 U_2 (由 AER 控

制) 调节励磁机的励磁电流来实现的。由于调节作用必须通过交流励磁机, 而交流励磁机有较大的时滞作用, 故这种励磁方式的励磁响应速度较慢。尽管如此, 这种励磁方式仍然有较多的应用。应当指出, 图 2.4(c) 的调节通道中接入了自励正反馈方式工作的交流励磁机, 所以励磁响应速度慢于图 2.4(a) 和 2.4(b) 的励磁方式。

为提高励磁响应速度, 提高励磁系统运行的可靠性, 一般主励磁机采用 100HZ、副励磁机采用 500HZ 的感应子交流发电机。感应子交流发电机的交流绕组、励磁绕组均置于定子侧, 转子上无任何绕组, 只有齿和槽, 无电刷和滑环。转子转动时, 借助磁阻变化使交流绕组内的磁通发生变化, 从而感应出交变电动势。

2.2.3.2 交流励磁机—静止晶闸管励磁方式 图 2.5、2.6 示出了交流励磁机—静止晶闸管励磁方式。励磁机 GE_1 的励磁电源可采用图 2.4(a)、(b) 方式供电, 即在图 2.4(a) 和 2.4(b) 中 U_2 为二极管整流桥, U_1 为可控整流桥。此外, GE_1 也可采用自励恒压的方式来保持 GE_1 的端电压, 如图 2.4(b) 中的 GE_2 自励恒压方式。

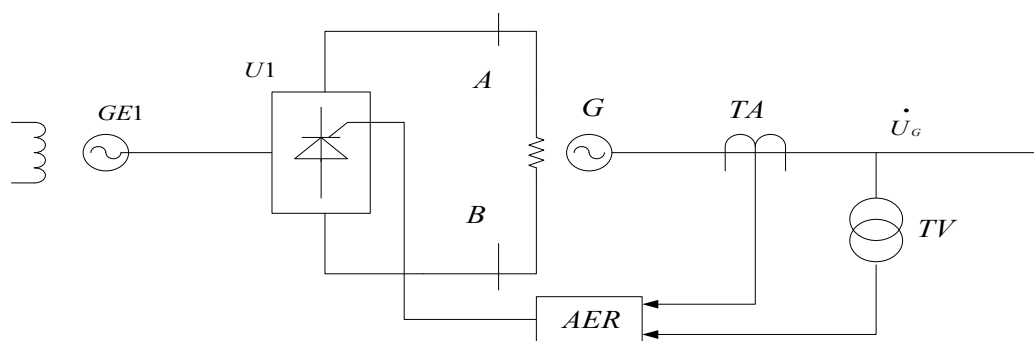


图 2.5 交流励磁机—静止晶闸管励磁方式

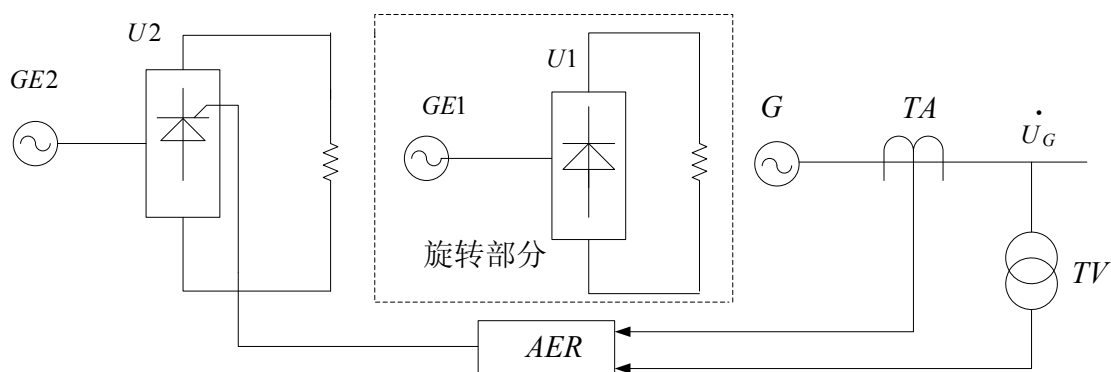


图 2.6 交流励磁机—旋转二极管励磁方式

由于这种励磁方式中 AER 直接控制同步发电机的励磁电压，所以可得到较高的励磁响应速度，当然晶闸管元件的容量要比图 2.4 中的大得多，同时励磁机容量也要求大一些。因可控整流桥 U_1 直接控制励磁电压，需要时可实现对同步发电机的逆变灭磁。

2.2.3.3 交流励磁机—旋转二极管励磁方式 图 2.3、2.4、2.5 示出的励磁方式中，供电给同步发电机励磁的整流设备是静止的，必须通过转子滑环（A 和 B）才能引入转子绕组。而转子滑环通过的极限电流约为 $8000 \sim 10000A$ ，因此当励磁电流超过这一数值时，可采取的措施是：①增加转子滑环接触面积；②采用无刷励磁方式，即交流励磁机采用旋转电枢式结构，直流励磁绕组在定子侧，整流二极管安装在转子轴上，构成交流励磁机—旋转二极管励磁方式。

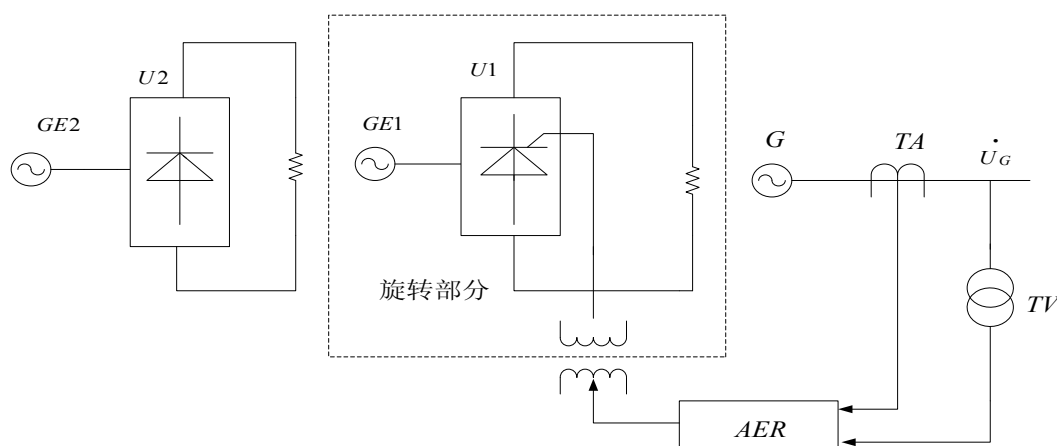


图 2.7 交流励磁机—旋转晶闸管励磁方式

图 2.6 示出了交流励磁机—旋转二极管励磁方式。图中副励磁机 GE_2 可采用图 2.4(a)、和图 2-4(b) 的励磁方式。虽严这种励磁方式取消了转子滑环，但同步发电机的励磁调节还是通过励磁机 GE_1 来实现，因此这种励磁方式的励磁响应速度与图 2.4 相当。此外，此种励磁方式还存在着转子电压和电流的监测、转子绕组绝缘监视、旋转整流设备保护等问题。所以这种励磁方式应用较少。

2.2.3.4 交流励磁机—旋转晶闸管励磁方式 图 2.4、2.6 的励磁方式外，除同步发电机励磁响应速度较慢外，还存在着不能对发电机实行逆变灭磁的缺陷。为此在图 2.6 励磁方式的基础上，将旋转二极管改为旋转晶闸管，构成交流励磁机—旋转晶闸管励磁方式，如图 2.7 所示。这种励磁方式具有励磁响应速度快、无刷的特点，还可对发电机实现逆变灭磁。但这种励磁方式要将静止的 AER 的控制脉冲可靠正确的传送到旋转晶闸管上，一般可通过旋转变压器或控制励磁机来实现，

技术要求相比传送到静止晶闸管上要高。此外，此种励磁方式还存在着与旋转二极管整流励磁同样的问题。所以这种励磁方式在大型发电机上尚未获得应用。

2.3 励磁调节对电力系统稳定的影响

2.3.1 励磁调节对静态（微动态）稳定的影响

在正常运行情况下，同步发电机的机械输入功率与电磁输出功率是保持平衡的。同步发电机以同步转速运转。其特征通常可用功一角特性予以表示，对于汽轮发电机，其功一角特性为：

$$P = \frac{E_q U_s}{X_\Sigma} \sin \delta$$

式中 E_q ——发电机内电势；

U_s ——受端电网电压；

X_Σ ——发电机与电网间的总电抗。

相应功一角特性如图 2.8 所示。此曲线亦称内功率特性曲线。当无励磁调节时， $E_q = \text{常数}$ ，最大输出功率 P_M (在 $\delta = \delta_m$ 处 $\frac{dP}{d\delta} = 0$) 称为静态稳定功率极限，其

值等于 $P_M = \frac{E_q U_s}{X_\Sigma}$ 。在正常运行时，平衡点在 a 点处。如果机械输入功率由 P_0 增加

到 P'_0 ，过剩功率将使发电机转子加速，使内电势 E_q 相对于受端系统电压 U_s 的功率角由 δ_a 增加 δ_b ，工作点由 a 移到 b，达到新的平衡。当励磁恒定，既 E_q 为常数，

静态稳定功率极限为 $P_M = \frac{E_q U_s}{X_\Sigma}$ ，静态稳定的判别式为 $\frac{dP}{d\delta} \geq 0$ ，或 $\delta \leq 90^\circ$ 。

如果发电机在运行中可自动调节励磁，则此时 E_q 为变值，相应的传输功率可得到显著的提高。假定自动励磁调节是无惯性的，并假定在负载变化时刻保持发电机的暂态电势 E_q' 近似为常数，由于随负载变化时，内电势亦随励磁调节而变化，此时的功率特性已不是一条正弦曲线了，而是由一组 E_q 等于不同恒定值得正弦曲线组上相应工作点所组成，如图 2.9 (a) 中曲线 1-2-3-4 所示。为区别 E_q 等于恒定值时的内功率特性曲线，当 E_q 随负载而变化的 1-2-3-4 功率特性曲线称之为外功率特性曲线。同时，由于外功率特性曲线系借助于励磁调节而工作在此曲线部分，故相应工作段已称为人工稳定区。第 I 组外功率特性曲线与第 II 组不同的是励磁调节其具有更高的电压放大倍数 K_{OU} ，故可维持更高的电压水平。

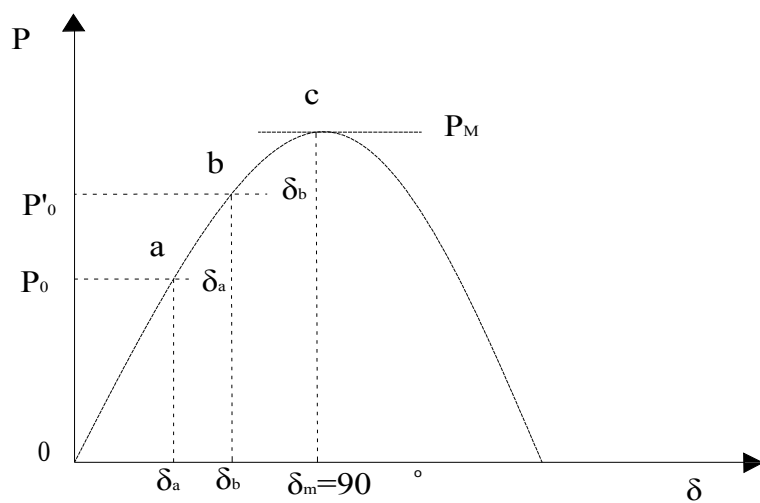
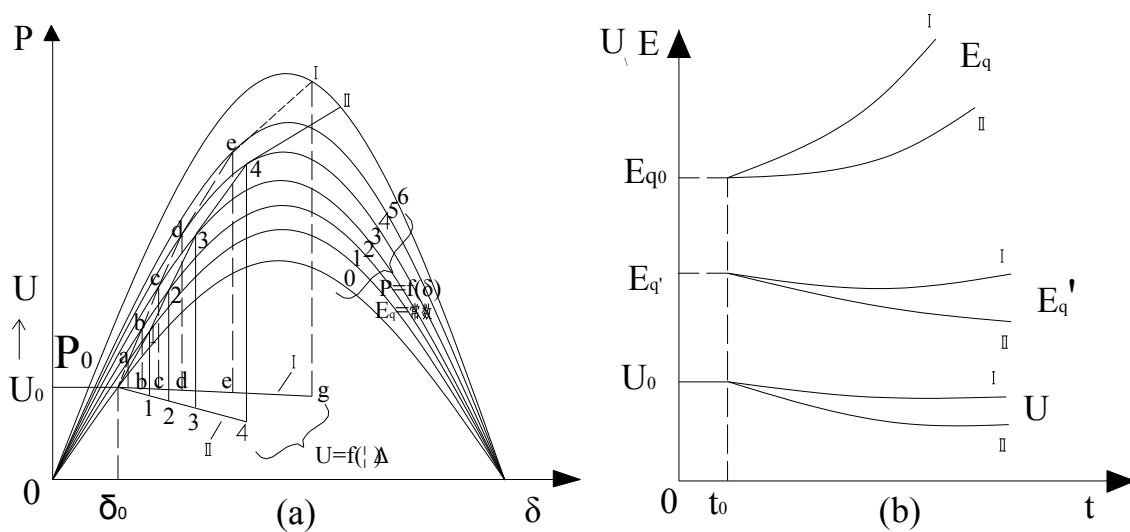


图 2.8 汽轮发电机功率特性曲线



I — 励磁调节器电压放大倍数为 K_{OU1} II — 励磁调节起点压放达倍数为 K_{OU2}

$K_{OU1} > K_{OU2}$

(a) 功率特性曲线

(b) 发电机电压 U 及内电势 E_q 及 E_q' 的变化

图 2.9 当励磁调节维持暂态内电势 E_q' 等于恒定值时的发电机功率特性曲线

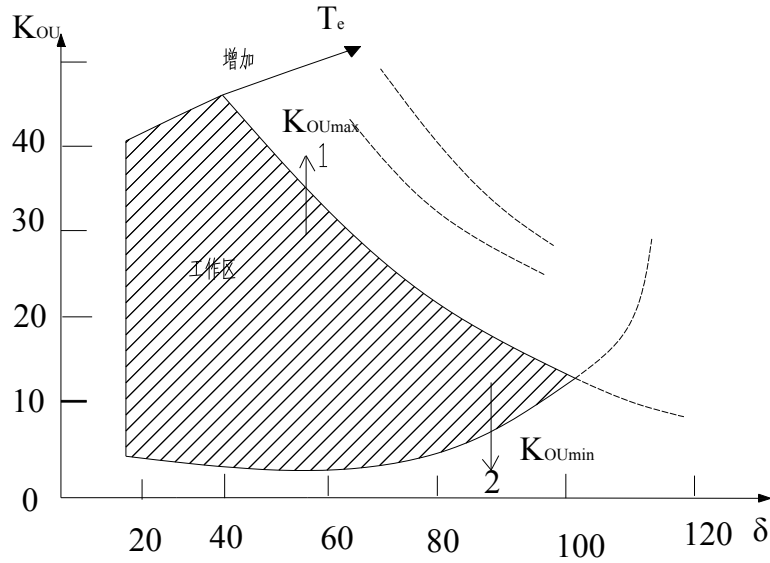


图 2.10 极限放大倍数（阴影部分为稳定工作区）

另由图 2.9(b) 可看出,如维持 E_q' 近似不便,则随着负载增加, E_q 是上升的。同时, 对外功率特性而言,最大功率值不是出现在 $\delta = 90^\circ$, 而是 $\delta > 90^\circ$ 处。其具体数值取决于微动态稳定的条件。如果励磁调节具有更良好的性能和更高的电压放大倍数 K_{OU} , 在负载变化中可维持发电机的电压 U 为恒定值, 此时的外功率特性曲线将具有更高的斜率, 当内电势 E_q 为恒定值时的同步系数为零时, 功角为 δ , 但当 E_q' 和 U 为恒定值时的同步系数为零时, 对应的转子功角将大于 90° 。外功率特性曲线达到的最稳定运行功率时, 对应的转子功角为最大, 其后随功率的增加将出现发电机电压及功率振荡的情况, 这是由励磁系统参数选择不当所致。

理论分析研究结果表明: 励磁系统的电压放大倍数 K_{OU} 与励磁系统的时间常数 T_e 以及转子功角 δ 间具有图 2.10 所示的关系。由此图可看出: 在同一转子功角条件下, 虽时间常数 T_e 的增加, 为保证发电机稳定运行所允许的电压放大倍数是增加的; 在同一时间常数 T_e 条件下, 随转子功角 δ 的增加所允许的电压倍数是减少的。由此引起了功率振荡的情况。

2.3.2 励磁调节对暂态稳定的影响

上述讨论只涉及到在小干扰作用下的微动态稳定问题。下面讨论一下在大干扰条件下励磁调节对暂态稳定的影响。现已图 2.11(a) 所示的线路为例, 讨论在短路故障下功率特性的变化。

在图 2.11(b) 中曲线 1 表示双回路供电时的功率特性^[5], 其幅值等于:

$$P_M = \frac{E_q U_s}{X_\Sigma} \quad \text{其中 } (X_\Sigma = X_d + X_T + \frac{X_e}{2})$$

曲线 2 表示切除短路故障线路后的功率特性曲线。由于线路阻抗由 $\frac{X_e}{2}$ 增加到

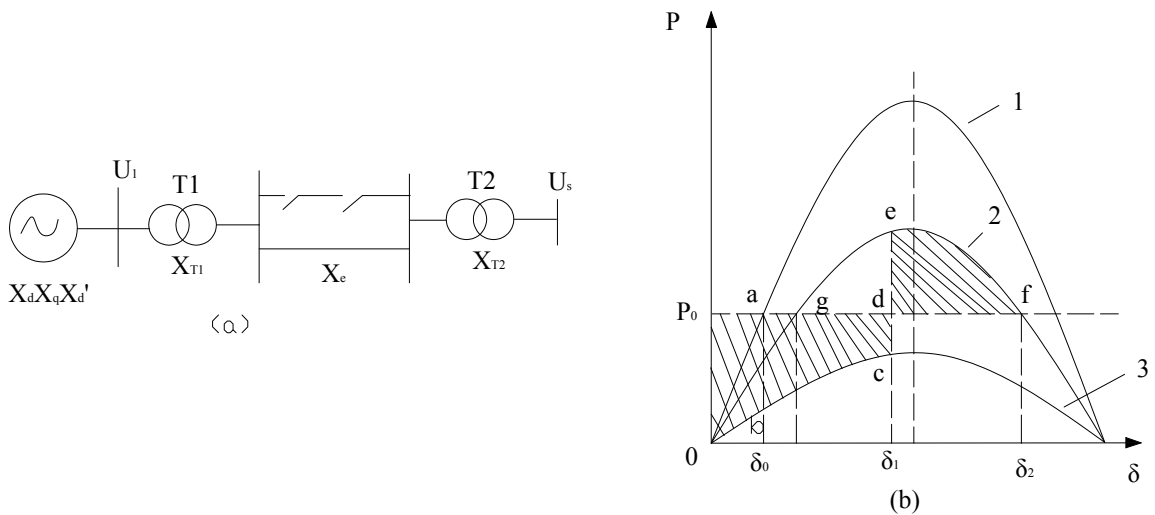
X_e ，使功率特性曲线的幅值减小到 $\frac{E_q U_s}{X_\Sigma'}$ ，其中 $X_\Sigma' = X_d + X_T + X_e$ 。曲线 3

表示故障中的功率特性。

如果发电机初始工作点在功率特性曲线 1 的 a 点，短路后工作点将由功率特性曲线 3 所决定。在故障瞬间，由于惯性的影响，转速维持不变，功率角 δ 仍为 δ_0 ，工作点由移至。其后，因输出电磁功率减小，转子开始加速，功率角开始增加。

当达到时 δ_1 故障切除，功率特性为曲线 2，工作点由 c 移到 e 点。由于惯性的影响，转子沿功率特性曲线 2 继续加速到点，对应的转子功率角为 δ_2 。经过反复的振荡，最后稳定在工作点 g 处。同前所述，暂态稳定性决定于加速面积 abcd 是否小于或等于减速面积 dfed。显然，当故障切除较慢时， δ_1 将增大，加速面积 abcd 将增大。如果减速面积小于加速面积，将进一步加速，失去暂态稳定性。

提高暂态稳定性有两种方法，减小加速面积或增大减速面积。减小加速面积的有效措施之一是加快故障切除时间，而增加减速面积的有效措施是在提高励磁系统励磁电压响应比的同时，提高强行励磁电压倍数，使故障切除后的发电机内



(a) 单机无限大母线系统

(b) 短路故障下，功率特性曲线的变化

图 2.11 在短路故障下，功率特性曲线的变化

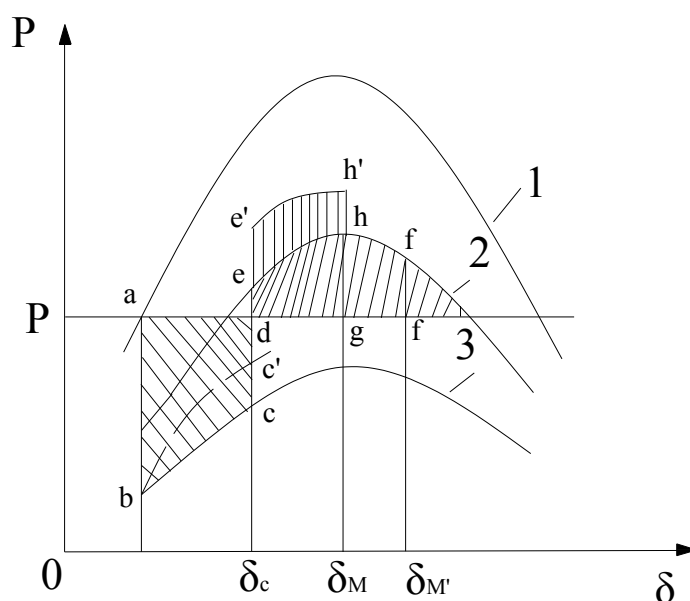


图 2.12 励磁调节器对暂态稳定的影响

电势 E_q 迅速上升，增加功率输出，已达到增加减速面积的目的。相应变化如图 2.12 所示。

由图 2.12 可看出，正常时，发电机的工作点在功率特性曲线 1 的 a 处；当发生短路事故时，相应功率特性曲线为曲线 3。如在此时提供强行励磁以迅速提高发电机内电势 E_q ，使功率特性曲线由 bc 段增加到 bc' 段，由此在故障切除前减少了加速面积（由 $abcd$ 减少到 $abc'd$ ）。在 $\delta = \delta_c$ 时故障切除后亦能增加减速面积（由曲线 2 的 $dehg$ 增加到 $de'h'g$ ）。如面积 $de'h'g$ 等于面积 $def'f$ ，则可使转子功角最大值由 $\delta_{M'}$ 降到 δ_M ，明显地提高了暂态稳定性。显然，励磁顶值电压越高，电压响应比越快，励磁调节对改善暂态稳定性的效果越明显。但是，考虑到发电机绝缘的强度，故强励顶值电压以（7~9）倍为宜，于此基值取为发电机空载励磁电压。

2.3.3 励磁控制系统主要任务

同步发电机励磁控制系统的功能应满足下列一些基本要求^[4]。

(1) 持发电机端或指定控制点的电压在给定水平

满足这一要求首先考虑的是保证电力系统运行设备的安全性，即在小偏差干扰下的微动态情况和系统发生大扰动的暂态情况下保证发电机的电压维持在给定水平上。

其次，是保证发电机运行的经济性，因为发电机在额定电压附近运行是最经济的。如果发电机电压下降，则输出相同的功率所需的定子电流将增加，从而使损耗增加。

此外，维持发电机电压与提高电力系统稳定性方面的要求也是一致的。

(2) 提高电力系统运行的静态稳定性

如以上所述，不论在小扰动或大扰动的作用下，励磁控制对系统的静态（微动态）及暂态稳定的改善均起到显著的作用。

现仅就励磁控制对发电机静态（微动态）稳定的作用作一简要地阐述。

假定如图 2.11(a) 所示的单机对单回路线路及无限大系统的情况，发电机及线路的参数如下，参数均以标么值表示

$$X_d = X_q = 1.5, \quad X_{T1} = X_{T2} = 0.1, \quad X_d' = 0.3, \quad X_e = 0.8$$

根据发电机功率特性曲线表达式，可写为如下几种形式。

当无励磁调节时， $E_q = \text{常数}$ ，发电机传输功率表达式为：

$$P_e = \frac{E_q U_s}{X_{d\Sigma}} \sin \delta_{E_q} \quad (2.1)$$

式中 $X_{d\Sigma}$ —总电抗， $X_{d\Sigma} = X_d + X_{T1} + X_{T2} + X_e$ ；

δ_{E_q} —发电机的电势 E_q 与受端系统电压 U_s 之间的功角。

当 $\delta_{E_q} = 90^\circ$ 时，传输功率最大，其静态稳定功率极限为：

$$P_{e\max}(E_q) = \frac{E_q U_s}{X_{d\Sigma}} \quad (2.2)$$

当有励磁调节时，励磁调节器的电压放大倍数 K_{OU} 只能维持内电势 E_q' 为恒定值，此时的传输功率表达式为：

$$P_e = \frac{E_q' U_s}{X_{d\Sigma}'} \sin \delta_{E_q'} \quad (2.3)$$

式中 $X_{d\Sigma}' = X_d' + X_{T1} + X_{T2} + X_e$ ；

δ_{E_q}' —发电机的电势 E_q' 与受端系统电压 U_s 之间的功角。

当 $\delta_{E_q}' = 90^\circ$ 时，其静态稳定功率极限为：

$$P_{e\max}(E_q') = \frac{E_q' U_s}{X_{d\Sigma}'} \quad (2.4)$$

由于自动励磁调节器^[3]的作用较强，所以在暂态负载变化时，仍可维持发电机端电压为恒定值。此时的传输功率表达式为：

$$P_e = \frac{U_1 U_s}{X_\Sigma} \sin \delta_{U_t} \quad (2.5)$$

式中 $X_{\Sigma} = X_{T1} + X_e + X_{T2}$ ；

δ_{Eq} —发电机端电压与受端系统电压 U_s 之间的功角。

当 $\delta_{U_t} = 90^\circ$ 时，其静态稳定功率极限为：

$$P_{e\max}(U_t) = \frac{U_1 U_s}{X_{\Sigma}} \quad (2.6)$$

根据给定的参数，分别带入式 (2.2)、(2.4) 及 (2.6)，可求得三种状态

的静态稳定功率极限分别为： $P_{e\max}(E_q) = \frac{1}{1.5 + 0.1 + 0.8 + 0.1} = 0.4(p.u.)$

$$P_{e\max}(E_q') = \frac{1}{0.3 + 0.1 + 0.8 + 0.1} = 0.77(p.u.)$$

$$P_{e\max}(U_t) = \frac{1}{0.1 + 0.8 + 0.1} = 1.0(p.u.)$$

由以上计算结果可以看出，由于自动励磁调节作用的影响，能维持发电机电压为额定值时线路输送的极限功率比无励磁调节 E_q 为常数时的传输功率高 60%，比 E_q' 为常数时的传输功率高 23%。

由此可见，自动励磁控制系统对维持发电机电压水平与提高电力系统静态稳定具有十分重要的作用。

当励磁控制系统能维持发电机电压为恒定值时，不论是快速励磁系统，还是常规励磁系统，其静态稳定极限都可以达到传输功率极限值。

(3) 改善暂态稳定性

暂态稳定是电力系统受大扰动后的稳定性，主要是指事故后转子第一个振荡周期内的稳定性，就励磁控制系统而言，其作用主要有三个因素决定：

1) 励磁系统强励顶值倍数。提高励磁系统强励倍数可以提高电力系统暂态稳定。但是提高强励倍数将使励磁系统的造价增加及对发电机的绝缘要求提高。因此，在当前故障切除时间极短的情况下，过分强调提高强励倍数是没有必要的。

2) 励磁系统顶值电压响应比。励磁系统顶值电压响应比又称励磁电压上升速度。响应比越大励磁系统输出电压达到顶值的时间越短，对提高暂态稳定越有利。励磁系统顶值电压响应比，由励磁系统的性能所决定。

3) 励磁系统强励倍数的利用程度。充分利用励磁系统强励倍数，也是励磁系统改善暂态稳定的一个重要因素。如果电力系统在发电厂附近发生故障，励磁系统的输出电压达不到定制，或者达到顶值的时间很短，在发电机电压还没有恢复到故障前的水平时已停止强励，使励磁系统的强励作用未充分发挥，降低了改善暂态稳定的效果。充分利用励磁系统顶值电压的措施之一是提高励磁控制系统的

开环增益，开环增益越大，调压精度越高，强励倍数利用越充分，也就越有利于改善电力系统暂态稳定。

(4) 改善动态稳定性

动态稳定是研究电力系统受到扰动后，恢复到原始平衡点或过渡到新的平衡点（大扰动后）过程的稳定性。研究它的前提是：原是平衡点（或新的平衡点）是静态稳定的，以及大扰动的过程是暂态稳定的。

电力系统的动态稳定问题，可以理解为电力系统机电振荡的阻尼问题。当阻尼为正时，动态是稳定的；阻尼为负时，动态是不稳定的；阻尼为零时，是临界状态。对于零阻尼或很小的正阻尼，都是电力系统运行中的不安全因素，应采取措施提高阻尼。

分析表明，励磁控制系统中的自动电压调节作用，是造成电力系统机电振荡阻尼变弱（甚至变负）的最重要的原因之一。在一定的运行方式及励磁系统参数下，电压调节作用。在维持发电机电压恒定的同时，也将产生负的阻尼作用。

许多研究结果表明，在正常应用的范围内，励磁电压调节器的负阻尼作用会随着开环增益的增大而加强。因此，提高电压调节精度的要求和提高动态稳定的要求是矛盾的和不兼容的。就决这个问题的措施有：

(1) 降低调压精度要求，减小励磁控制系统的开环增益。由上面的分析可知，这个方法对静态和暂态稳定性均有不利的影响，因此是不可取的。

(2) 电压调节通道中，增加一个动态增益衰减环节。这种方法既可保持电压调节精度，又可减少电压调节通道的负阻尼作用。但是，这个动态增益衰减环节，实际上是一个大的惯性环节，会使励磁电压的响应比减少，影响强励倍数的利用，而不利于暂态稳定，所以也是不可取的。

(3) 在励磁控制系统中，增加附加励磁控制通道，采用电力系统稳定器是有效措施之一。这种附加信号可以通过相位调节使整个励磁系统在低频振荡范围内具有正阻尼作用。

(4) 采用线性和非线性励磁控制理论改善励磁系统的动态品质。

2.4 关于励磁控制理论

在现代化的电力系统中，提高和维持同步发电机运行的稳定性，是保证电力系统安全、经济运行的基本条件之一。在众多改善同步发电机稳定运行的措施中，用现代控制理论、提高励磁系统的控制性能^[1]是公认的经济而有效的手段之一。

在 50 年代初期，自动电压调节器的主要功能是维持发电机电压为给定值。当

时应用的电压调节器多为机械型的，其后又发展微电子型或者电磁型。

在 50 年代后期，随着电力系统的大型化和发电机单机容量的增长，出于提高电力系统稳定性的考虑，自动电压调节器的功能已不再局限于维持发电机电压恒定这一要求上，而更多地体现在提高发电机的静态及动态稳定性方面。这标志着对励磁调节器的功能要求已有了根本的转变。

在 50 年代期间，有一点须说明的是关于强行励磁的作用问题。当时有一种观点认为，在系统事故时，应当限制强励的作用，以防止发电机定子电流过载。但是，前苏联的学者经过试验及实践表明：采用强行励磁可加速切除系统事故后电压的恢复，并可缩短定子电流过负载的时间，这对于缩短事故后系统电压的恢复时间及系统稳定性都是极为有利的。

自 50 年代至今，励磁控制技术也有了极大的发展。概括地说，励磁控制方式的演绎大致经历了单变量输入及输出的比例控制方式、线性多变量输入及输出的多变量反馈控制方式及伴随控制理论发展起来的非线性多变量控制方式等几种主要的演绎阶段，现在分别分析如下。

2.4.1 基于古典控制理论的单变量控制方式

在 50 年代初期，随着电力及电子技术的发展，电力系统对发电机励磁系统的控制功能也不断地提出新的要求，主要体现在对自动励磁调节器的功能要求上，已由维持发电机端电压恒定的目标扩展到提高发电机运行静态稳定极限的要求上。在这一历史时期中，发电机多采用直流励磁机励磁方式，励磁的调节多作用在直流励磁机励磁绕组侧，须经过具有相当惯性的励磁机功率环节实现对发电机励磁的调节。为此它属于慢速励磁调节系统。这一时期，在励磁控制方面，主要采用了下列几种励磁调节方式：

(1)按发电机端电压偏差进行比例调节励磁的比例式励磁调节方式；

(2)按发电机定子电流作为扰动量进行补偿的复式励磁补偿调节方式；

(3)按发电机端电压和定子电流及功率因数角等信号进行综合相位补偿控制的相补偿式励磁调节方式。由于当时以直流励磁机励磁方式为主，例如，励磁调节器多有磁性元件组成并基本上满足了运行方式的要求。

在励磁控制规律方面，这一时期的励磁调节器多属于按发电机电压偏差进行负反馈控制的比例式调节，或者按发电机电压偏差的比例、积分、微分进行控制的所谓 PID 调节方式。

2.4.1.1 比例控制方式 按比例控制方式的传递函数表达式为：

$$\frac{u}{\Delta U_i} = K_P \quad (2.7)$$

其中 $\Delta U_i = U_{ref} - U_t(t)$

上两式中 u —输出量； ΔU_i —输入量； K_P —比例系数；
 U_{ref} —参考电压； $U_t(t)$ —发电机端电压实时三相有效值的平均值。

按发电机电压偏差的比例、积分、微分调解，即按 PID 调节的传递函数表达式为：

$$\frac{u}{\Delta U_i} = (K_P + K_I s) \frac{1}{1 + K_I s} \quad (2.8)$$

式中 K_P 、 K_D 、 K_I —分别为比例、积分、微分调节系数。

对应于式 (2.7) 和式 (2.8) 的闭环系统传递函数方框图如图 2.13 和图 2.14 所示。

现对图 2.14 所示的 PID 控制方式的物理概念作进一步的阐述，由式 2.8 可知，PID 控制方式的传递函数由比例环节 K_P 与微分环节 $K_D s$ 之和再与惯性环节 $\frac{1}{1 + K_I s}$ 串联所组成。如果惯性环节的时间常数足够大，亦即 $K_I s \gg 1$ ，数值 1 可

忽略，此时的惯性环节将近似于一个积分环节 $\frac{1}{K_I s}$ 。由此，可将这种控制方式称

为按发电机电压偏差调节的比例、积分、微分调节，即 PID 控制系统。

下面将讨论如图 2.15 所示的单参量输入和输出的 PID 控制系统的性能特征。

在图 2.15 中 $X_R(s)$ 、 $Y(s)$ 和 $E(s)$ 分别表示输入量 $x_R(t)$ 、输出量 $y(t)$ 和调节误差 $e(t)$ 的拉氏变换函数， K_P 、 $G(s)$ 表示前向通道的传递函数， $H(s)$ 为反馈通道的传递函数。

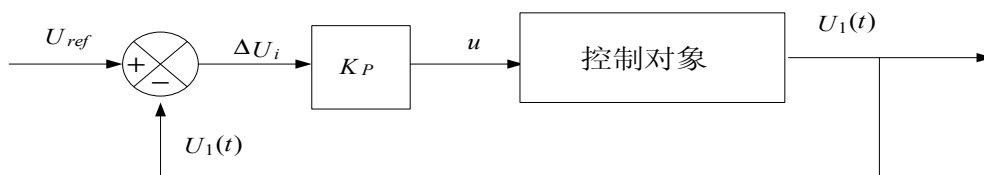


图 2.13 单参量比例调节控制方式传递函数方框图

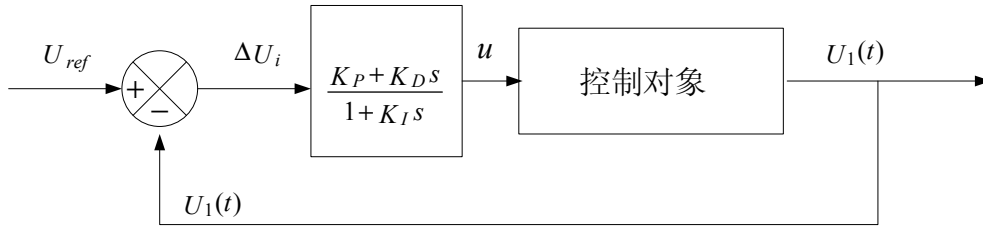


图 2.14 PID 调节控制方式传递函数方框图

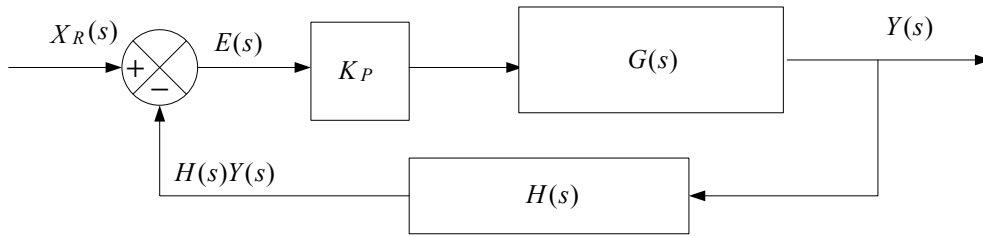


图 2.15 单变量输入和输出的闭环调节系统

根据古典调节原理可知：对于图 2.15 所示的闭环控制系统，随着增益 K_P 的增加，闭环系统特征方程式的主导根将向复平面的右方移动，当增益 K_P 超过其临界值 K_c 时，在复平面的右半部将出现一对闭环系统的特征根，此时闭环系统将是不稳定的系统，系统的动态响应将呈现增幅的振荡。因此，必须将比例调节系统的增益 K_P 限制在 $K_P < K_c$ 的范围内，以保证系统的稳定性。此时，如只采用按发电机电压偏差控制方式，对于远距离输电系统，发电机与系统的电联系愈弱，临界增益 K_c 允许值也愈小，一般在 5~20 之间。

但是，对励磁系统性能的要求不仅表现在维持调节系统的稳定性方面，还有对调节精度的要求。对于如图 2.15 所示的闭环系统，其静态误差为 $\varepsilon(\infty) = \lim_{t \rightarrow \infty} e(t)$ 。根据我国有关标准规定，发电机端电压调节的静态误差 $\varepsilon(\infty)$ 不应大于 0.5%。对于图 2.15 所示的系统，其闭环传递函数为：

$$\frac{Y(s)}{X_R(s)} = \frac{K_P G(s)}{1 + K_P H(s)G(s)} \quad (2.9)$$

静态误差 $\varepsilon(t)$ 与输入量 $X_R(t)$ 之间的传递函数为：

$$\begin{aligned} \frac{E(s)}{X_R(s)} &= \frac{X_R(s) - H(s)Y(s)}{X_R(s)} \\ &= \frac{1}{1 + K_P H(s)G(s)} \end{aligned} \quad (2.10)$$

由式 2.10 可求得：

$$E(s) = \frac{1}{1 + K_p H(s)G(s)} X_R(s) \quad (2.11)$$

设输入量 $x_R(t)$ 为单位阶跃函数，其拉氏变换函数为 $X_R(s) = \frac{1}{s}$ 。此时，对于图

2.15 所示的闭环调节系统，在单位阶跃函数作用下的静态误差拉氏变换表达式为：

$$E(s) = \frac{1}{1 + K_p H(s)G(s)} * \frac{1}{s} \quad (2.12)$$

依据调节原理中的终值定理可知，上式静态误差的稳态值为：

$$e(\infty) = \lim_{t \rightarrow \infty} e(t) = \lim_{s \rightarrow 0} sE(s)$$

将式带入上式，并将 $H(s)G(s)$ 写为关于 s 的多项式形式：

$$e(\infty) = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{1}{1 + K_p \frac{b_m s^m + \dots + b_1 s + 1}{a_n s^n + \dots + a_1 s + 1}} = \frac{1}{1 + K_p} \quad (2.13)$$

由上式可知，对于一个单变量输入和输出的闭环调节系统，在单位阶跃函数作用下，其静态误差 $e(\infty)$ 约等于闭环增益 K_p 的倒数，因在一般情况下 $K_p \gg 1$ ，

依此可得： $e(\infty) \approx \frac{1}{K_p}$

由上式可得出结论，在单位阶跃函数作用下保持发电机电压的静态误差小于 0.5%，励磁系统的开环增益 K_p 应不小于 200。但是在比例式励磁控制方式中，过大的开环增益会导致励磁系统工作的不稳定，为此，在选择增益 K_p 时应兼顾两者的要求。

2.4.1.2 PID 控制方式 为了兼顾与协调静态误差与保证系统暂态稳定性两方面的要求，可改变励磁调节器传递函数的结构，将励磁调节器的增益分为两部分，一部分为无时滞的暂态增益 K_D ，另一部分为有时滞的暂态增益 K_s ，相应的励磁调节器传递函数方框图如图 2.16 (a) 所示，图 2.16 (b) 等效简化方框图。

假如在 $t = 0^+$ 瞬间在系统输入端加入一单位阶跃函数 $E(s) = \frac{1}{s}$ ，此时，由初值

定理可知控制端的暂态输出量为： $u(0^+) = \lim_{t \rightarrow 0^+} u(t) = \lim_{s \rightarrow \infty} s * U(s)$

$$\lim_{s \rightarrow \infty} [s * \frac{(K_D + K_p) + K_D Ts}{1 + Ts} * \frac{1}{s}]$$

$$= \lim_{s \rightarrow \infty} \frac{(K_D + K_P) + K_D Ts}{1 + Ts} = K_D \quad (2.14)$$

同时，由终值定理可知，对于单位阶跃输出，在稳态时的控制输出量为：

$$\begin{aligned} u(\infty) &= \lim_{t \rightarrow \infty} u(t) = \lim_{s \rightarrow 0} s * U(s) \\ &= \lim_{s \rightarrow 0} \left[s * \frac{(K_D + K_S) + K_D Ts}{1 + Ts} * \frac{1}{s} \right] = K_D + K_P \quad (2.15) \end{aligned}$$

由式 2.15 可知，如将励磁调节器的增益分为稳态及暂态两个部分，则在过渡过程开始瞬间，其暂态增益相当于增益为 K_D 的比例调节；而对于稳态而言，其稳态增益相当于 $K_D + K_S$ 的比例调节。

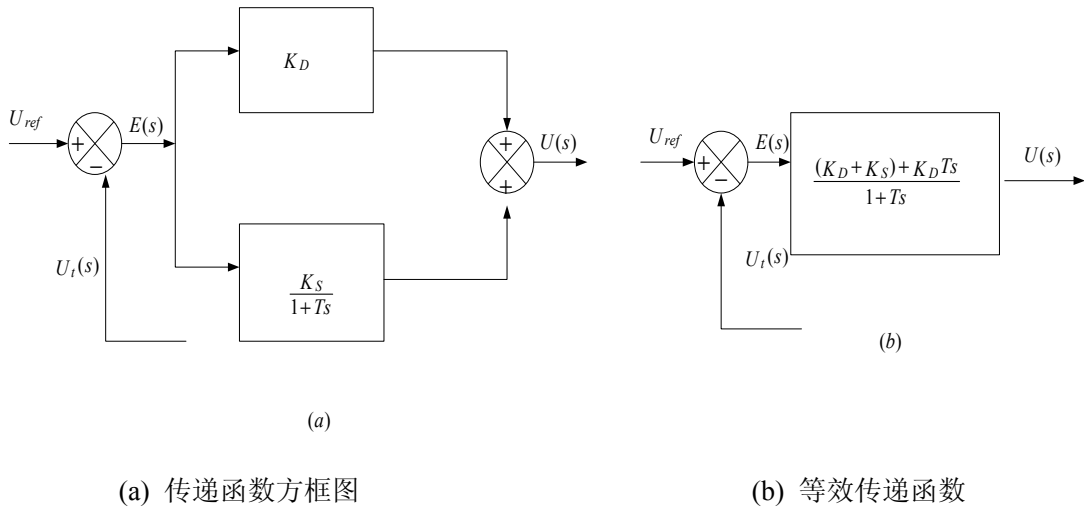


图 2.16 励磁调节器的静态及暂态增益传递函数方框图

由此利用暂态增益降低的作用，可兼顾到调节精度与稳定性之间的协调。按比例积分微分控制规律进行调节的 PID 式励磁调节器，其基本作用即在于此。

应强调指出的事，自 50 年代至今，大部分单变量励磁调节器的控制规律仍是按古典调节原理在频率域对励磁系统的性能进行分析的。在线性化小偏差条件下，励磁控制规律可按发电机电压偏差，或比例积分微分规律进行调节，根据励磁系统传递函数的频率特性，给出波特图，以此求出励磁系统的幅频及相频裕度，并选择相应的校正措施。

由励磁系统的开环特性确定发电机励磁系统的空载稳定性和由励磁系统的闭环特性确定电力系统稳定器的参数是应用至今的古典调节原理基本分析方法。应重点说明的是，在 50 年代，随着高起始快速离子励磁系统的应用，发生了所谓动

态稳定问题，即在大事故扰动后系统恢复到原运行方式时，应用快速励磁系统在转子第一摆期间内有助于转子摇摆的制动，但是在以后的动态稳定过程中，在特定情况下采用快速励磁系统会引起转子摇摆期间的延长、功角振荡的增大，甚至引起振荡失步。对此，前苏联的学者认识到，为抑制这种功率振荡失步，应在励磁调节器的控制规律中附加与发电机功率有关的附加量，以提高发电机在运行中的暂态稳定性。

在正常运行条件下，以发电机端电压为负反馈量的发电机闭环励磁调节系统是稳定的。当转子功率角发生振荡时，励磁系统提供的励磁电流的相位滞后于转子功率角。在某一频率下，当滞后角度达到 180° 时，原来的负反馈变为正反馈，励磁电流的变化进一步导致转子功率角的振荡，即产生了所谓的“负阻尼”。

如果励磁系统采用 PID 控制方式，以发电机电压偏差信号进行调节励磁，有助于改善发电机电压的动态和静态稳定性。同时，向励磁系统提供的超前相位输出会在一定程度上补偿励磁电流的滞后相位给和负的阻尼转矩。但是 PID 调节主要是针对电压偏差信号而设计的，它所产生的超前相位频率未必与低频振荡频率同相，以及未必能满足补偿负阻尼所需的相位。此外，在 PID 调节系统中为了控制电压，必须连续地对电压偏差进行调节，因此无法区别阻尼转矩在正、负之间变化的两种截然不同的情况，以及难以兼顾发电机电压调节及保证阻尼转矩为正值的的要求。为此，PID 调节方式对于控制系统低频振荡的作用是有限的。

依据 F.D. 迪米洛和 C. 康柯迪亚理论设计的电力系统稳定器 (Power system stabilizer)，简称 PSS，即为抑制系统低频振荡和提高电力系统动态稳定性而设置的。当前，在励磁系统中获得广泛应用。在上述 PSS 励磁控制方式中，励磁控制规律除了仍保留按发电机电压偏差的比例、积分、微分控制外，还附加一个与功率有关的信号，诸如发电机功率、频率、转速、转子功率角等。由于电力系统参数的选择多依据特定运行条件来确定，当系统参数改变时，PSS 设定的有效抑制频率段将偏离系统振荡实际频率段，控制效果会显著的减弱。为此，近年来出现了多参量和自适应式电力系统稳定器，以适应于当电力系统参数变化时更广泛的应用范围。

2.4.2 基于现代控制理论的线性多变量控制方式

2.4.2.1 线性最优控制原理 自 1960 年 P. E. 卡尔曼 (Kalman) 建立现代控制理论基础以来，国外一些知名的学者相继提出了现代控制理论在电力系统研究中的应用问

题。由于电力系统是一个多变量、复杂的非线性系统，因此，应用古典的线性单变量控制理论分析上述系统便受到了诸多的限制，而应用建立在状态空间描述方法基础上的线性多变量现代控制理论，则较易解决这些问题。

早在 1970 年，加拿大的余耀南博士便率先进行应用现代控制理论对电力系统进行多变量线性最优控制规律的研究。在国内一批以清华大学卢强教授为代表的电力研究工作者在研究线性多变量最优控制理论在同步发电机励磁系统中的应用方面取得了丰硕的成果。

最优控制理论是现代控制理论中一个发展比较完善、应用比较广泛的重要分支，其研究的中心问题是选择最优控制规律，以使得控制系统在特定指标条件下的性能为最优。

对于定常系统的状态方程，一般表达式可写为：

$$\dot{X} = AX + BU \quad (2.16)$$

式中 X — n 维状态相量； U — r 维状态控制相量；
 A —状态系数矩阵； B —控制系数矩阵。

此系统状态方程的特征值由 A 矩阵所决定。如改变其特性，可引入状态相量的反馈构成闭环系统，反馈系统的状态相量为：

$$U = V - KX \quad (2.17)$$

式中 K —状态反馈增益矩阵。

将式 (2.17) 代入式 (2.16) 并整理可得：

$$\dot{X} = AX + B(V - KX) = (A - BK)X + BV \quad (2.18)$$

此时闭环系统特征值将由 $A - BK$ 矩阵所决定。为此，最优控制规律实质上是选择 K 值，并在给定控制规律下使受控系统的性能达到特定条件下的最优。

2.4.2.2 二次型性能指标 通常根据工程实际的要求确定系统的性能指标，不同的性能指标会导致不同的控制规律。现以图 2.18 所示的单变量输入和输出的控制系统作为说明实例^[6]。

当在如图 2.17 所示的系统输入单位阶跃函数时，其输出量如图 2.18 (b) 所示。

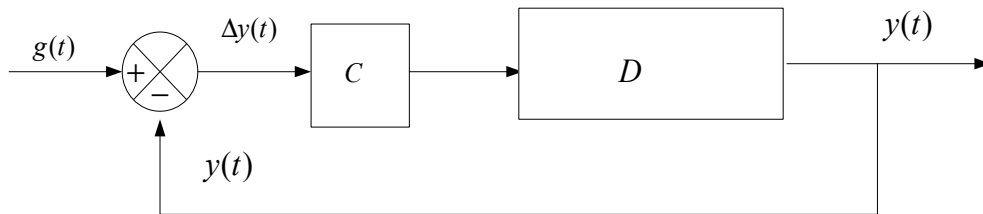


图 2.17 单变量输入和输出的控制系统

假定 $\gamma(t)$ 为系统的实际响应, $\varepsilon(t)$ 为预期动态响应。最优控制性能指标应使 $\gamma(t) - \varepsilon(t)$ 之间的偏差为最小。以数学表达式表示的性能指标有如下三种较为常见的形式:

$$J = \varepsilon(t) - \gamma(t) = J_{\min} \quad (2.19)$$

$$J = \int_0^{\infty} [\varepsilon(t) - \gamma(t)] dt = J_{\min} \quad (2.20)$$

$$J = \int_0^{\infty} [\varepsilon(t) - \gamma(t)]^2 dt = J_{\min} \quad (2.21)$$

在图 2.18 (c)、(d) 和 (e) 中分别表示了偏差值 $\varepsilon(t) - \gamma(t)$ 、偏差记分值以及偏差平方积分值的图形。

式 (2.20) 表示实际响应 $\gamma(t)$ 对预期相应 $\varepsilon(t)$ 偏差的绝对值的定积分为最小, 式中 J 为一个随函数 $\gamma(t)$ 而改变的泛函数。而式 (2.21) 则表示期望对 $[\varepsilon(t) - \gamma(t)]^2$ 平方定积分值为最小。此外, 式 (2-21) 还表明等同地对待正、负偏差, 并对大偏差给予更大的重视。

由于式 (2.21) 是在 $0 \sim \infty$ 时间区间中求取偏差平方的定积分, 故称之为二次型性能指标。对于多变量系统亦可利用上述概念确定其性能指标。

如果以 $X(t)$ 表示实际状态相量, 以 $Y(t)$ 表示预期的状态相量, 则要求状态相量偏差为最小的二次型性能指标为

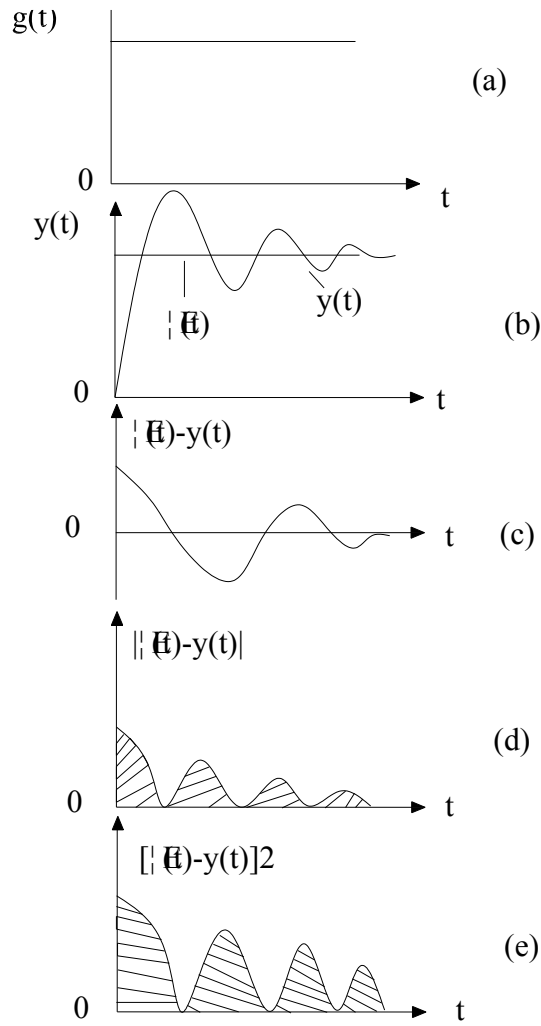
$$J = \int_0^{\infty} [Y(t) - X(t)]^T [Y(t) - X(t)] dt = J_{\min} \quad (2.22)$$

但是, 在满足上述最优控制性能指标时, 有可能因要求过大的控制量而难以实现, 为此, 还应对控制相量 $U(t)$ 加以限制, 其表达式为:

$$\begin{aligned} J &= \int_0^{\infty} \{ [Y(t) - X(t)]^T Q [Y(t) - X(t)] + U^T(t) R U(t) \} \\ &= J_{\min} \end{aligned} \quad (2.23)$$

式中 Q 、 R 分别表示对应于状态相量和控制相量的全矩阵。

式 (2.23) 表达了对状态相量偏差与控制相量幅值的重视程度。表示在整个控制过程中累积状态相量的偏差和消耗的广义控制相量加权之和应为最小。



(a) 单位阶跃输入 (b) 理想动态响应与实际动态响应 (c) 误差响应
(d) 误差响应绝对值 (e) 误差响应的平方

图 2.18 在单位阶跃函数作用下的误差响应

在工程上为便于分析，常将控制系统的平衡点置于状态的原点上。当系统受到扰动时，状态相量将偏离原点。如果系统是渐近稳定的，则状态相量最终将趋向于原点，在这种条件下预期的状态相量即为原点，即 $Y(t)=0$ ，此时式 (2.23) 可改写为：

$$J = \frac{1}{2} \int_0^{\infty} [X^T(t) Q X(t) + U^T(t) R U(t)] dt$$

$$= J_{\min} \quad (2.24)$$

式 (2.24) 即为线性定常系统最优控制的二次型性能指标。

由上述各点可看出：最优控制的含义是在一定具体条件下，使控制过程的偏差达到最小，达到终值的预期值时间为最快，终值为最优，而控制理论能量为最小。最优控制理论和古典控制理论相比较具有下列一些特点：

(1)古典控制理论主要在复频域内进行综合；而现在最优控制理论主要是在时间域内直接完成综合，同时使动态品质和稳定性之间得到较好的统一。

(2)古典控制理论在复频域内采用传递函数的概念，一般应用于单变量输入——输出系统；而最优控制理论系在时间域内采用状态空间的分析方法，使用于多状态变量输入——输出系统，并可利用数字计算机进行仿真计算。

(3)古典控制理论只适应于非时变系统；而最优控制理论可推广应用到时变系统。

3 可控整流电路原理分析

整流是将交流电变为直流电，把交流电整流为直流电的电路称为整流电路。整流电路应用十分广泛，电路形式多种多样，各具特色。在生产实践中，存在着与整流过程相反的要求，即要求把直流电转变成交流电，这种对应与整流的逆过程，称为逆变。当交流侧和电网连接时，这种逆变电路称为有源逆变电路。如果变流电路的交流侧不与电网连接，而直接接到负载，即把直流电逆变为某一频率或可调频率的交流电供给负载，称为无源逆变。

对于可控整流电路而言，只要满足一定的条件，就可以工作为有源逆变状态。此时，电路形式并未发生变化，只是电路工作条件转变，这种电路是将有源逆变作为整流电路的一种工作状态进行分析，这种既工作在整流状态又工作在逆变状态的整流电路称为变流电路。

整流电路可从多种角度对整流电路进行分类，主要分类有：按组成的器件可分为不可控、半控、全控三种。按电路结构可分为桥式电路和零式电路；按交流输入相数分为单相电路和多相电路；按变压器二次侧电流的方向是单向或双向，又分为单拍电路和双拍电路。

本章首先讨论正常情况下最基本最常用的几种可控整流电路，分析和解释其工作原理及其负载性质对整流电路的影响。然后分析各种异常情况下的波形。

3.1 可控整流电路正常情况下的分析

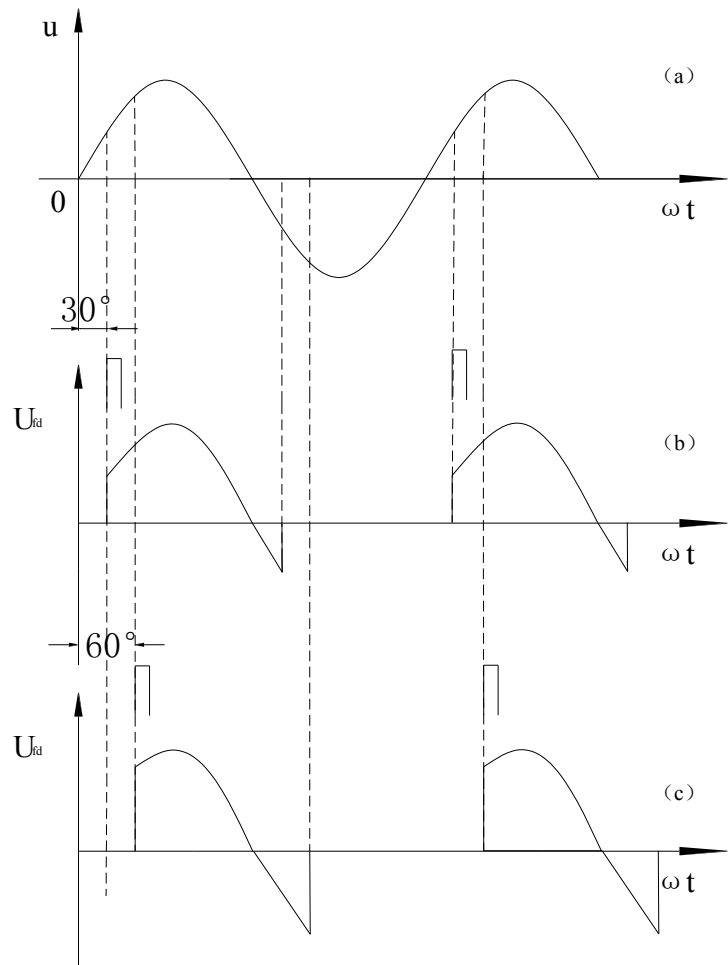
3.1.1 单相半波可控整流电路的分析

单相可控整流电路的交流侧接单相电源，本节讲述典型的单相可控整流电路，包括其工作原理及其带阻感负载对电路工作的影响。

单相半波可控整流电路带阻感负载就是负载既有电阻也有电感，当负载中感抗与电阻相比不可忽略时即为阻感负载。若 $\omega L \gg R$ ，则负载主要呈现为电感，称为电感负载。其移相范围为 $0^\circ \sim 180^\circ$ 。

电感对电流变化有抗拒作用。流过电感器件的电流变化时，在其两端产生感应电动势，它的极性是阻止电流变化的，当电流增加时，它的极性阻止电流增加，当电流减小时，它的极性反过来阻止电流减小。这使得流过电感的电流不能发生

突变，这是阻感负载的特点。



(a) 电源电压波形 (b) $\alpha=30^\circ$ 输出 u_{fd} 波形 (c) $\alpha=60^\circ$ 输出 u_{fd} 波形
图 3.2 $\alpha=30^\circ$ 、 60° 单相半波可控整流电路(阻感负载)输出 u_{fd} 波形

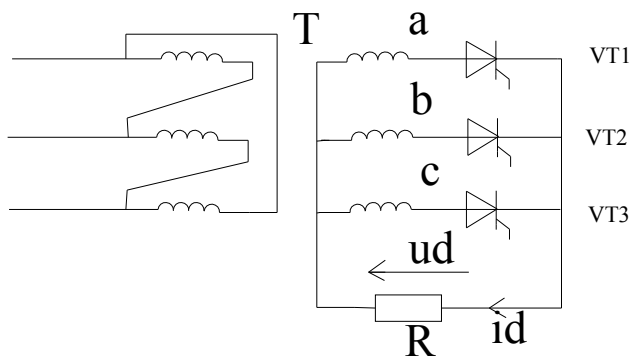


图 3.1 单相半波可控整流电路（带阻感负载）原理图

单相半波可控整流电路带阻感负载的原理图见 3.1，其工作原理为：当晶闸管处于断态时，电路中电流 $i_d=0$ ，负载电压为 0， u_2 全部加在晶闸管两端。在 wt_1 时刻，即触发角 α 处，触发晶闸管使其导通， u_2 加于负载两端，因电感 L 的存在使 i_d 不能突变， i_d 从 0 开始增加，同时 L 的感应电动势试图阻止 i_d 增加。这时，交流电源一方面供给电阻 R 消耗的能量，另一方面供给电感吸收的磁场能量。到 u_2 由正变负的过零点处， i_d 已经处于减小的过程中，但尚未降到零，因此晶闸管仍处于通态。电感 L 中储存的能量逐渐释放，一方面供给电阻消耗的能量，另一方面供给变压器二次侧绕组吸收的能量，从而维持流动。至 wt_2 时刻，电感能量释放完毕， i_d 降为零，晶闸管关断并立即承受反压。由以上分析可得出单相半波可控整流电路带阻感负载的输出波形图 3.2。从输出波形图分析可知，由于电感的存在延迟了晶闸管的关断时刻，使 u_d 波形出现负的部分，与带电阻负载时相比其平均值下降了。

单相半波可控整流电路的特点是简单，但其输出脉冲大，变压器二次侧电流中含直流分量，造成变压器铁心直流磁化。为使变压器铁心不饱和，需要增大铁心截面积，增大了设备的容量。实际上很少应用此种电路

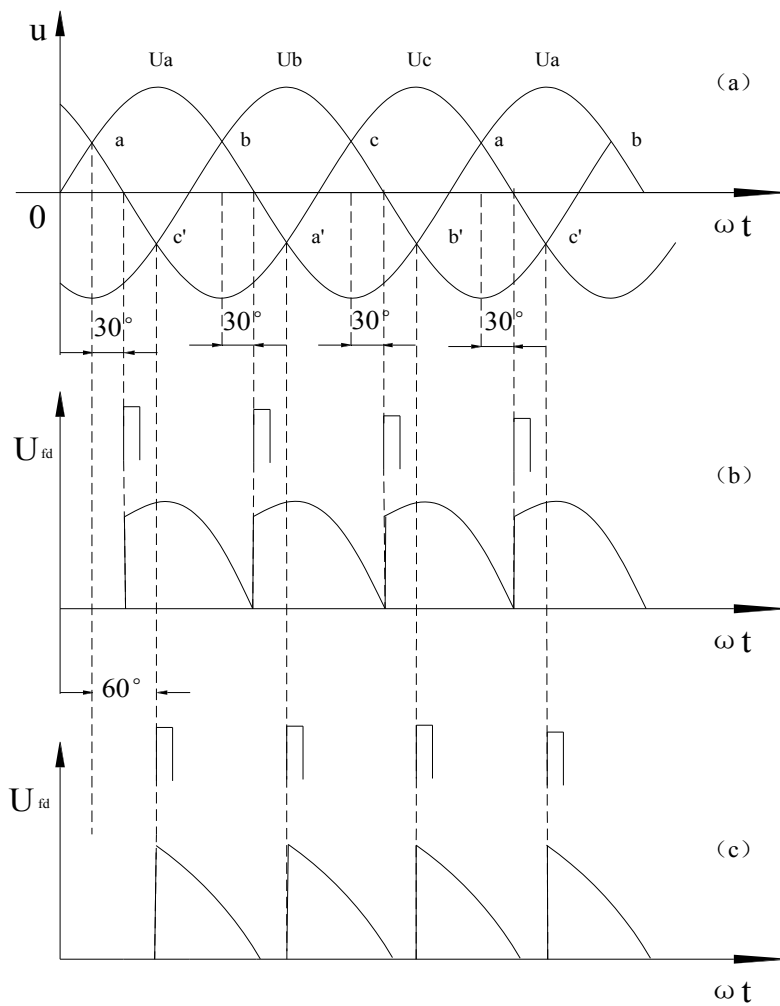
3.1.2 三相可控整流电路分析

当整流负载容量较大，或要求直流电压脉动较小时，应采用三相整流电路，其交流侧由三相电源供电。三相可控整流电路中，最基本的是三相半波可控整流电路，应用最广泛的是三相桥式全控整流电路，它可以在三相半波的基础上进行分析。本节首先分析三相半波可控整流电路，然后分析三相桥式可控整流电路。

3.1.2.1 三相半波可控整流电路（带阻感负载） 如果负载为阻感负载，且 L 值很大，则如图 3.3 所示，整流电流 i_d 的波形基本是平直的，流过晶闸管的电流接近矩形波。

$\alpha \leq 30^\circ$ 时，整流电压波形与电阻负载时相同，因为两种负载情况下，负载电流均连续，如图 3.4(b)。

$\alpha > 30^\circ$ 时，例如 $\alpha = 60^\circ$ 时的波形如图 3.4(c) 所示。当 u_2 过零时，由于电感的存在，阻止电流下降，因而 VT_1 继续导通，直到下一相晶闸管 VT_2 的出发脉冲到来，才发生换流，由 VT_2 导通向负载供电，同时向 VT_1 施加反压使其关断。这种情况下 u_d 波形中出现负的部分，若 α 增大， u_d 波形中负的部分将增多，至 $\alpha = 90^\circ$ 时， u_d 波形中正负面积相等， u_d 的平均值为零。可见阻感负载时 α 的移相范围为 90° 。三相半波可控整流电路的主要缺点在于其变压器二次电流中含有直流分量，为此其应用较少。



(a) 电源电压波形 (b) $\alpha = 30^\circ$ 输出 u_{fd} 波形 (c) $\alpha = 60^\circ$ 输出 u_{fd} 波形

图 3.4 $\alpha = 30^\circ$ 、 60° 三相半波可控整流电路(阻感负载)输出 u_{fd} 波形

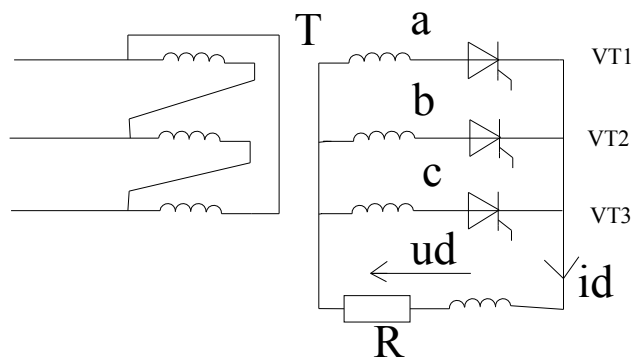


图 3.3 三相半波可控整流电路(带阻感负载)原理图

3.1.2.2 三相桥式全控整流电路(带阻感负载) 目前在各种整流电路中,应用最为广泛的是三相桥式全控整流电路,其原理图见图 3.5 所示,习惯将其中阴极连接在

一起的 3 个晶闸管 (VT_1 、 VT_3 、 VT_5) 称为共阴组, 阳极连接在一起的 3 个晶闸管 (VT_4 、 VT_6 、 VT_2) 称为共阳组。此外, 习惯上希望晶闸管按从 1 至 6 的顺序导通, 为此将晶闸管按图示的顺序编号, 即共阴组中与 a、b、c 三相电源相接的 3 个晶闸管分别为 VT_1 、 VT_3 、 VT_5 , 共阳组中与 a、b、c 三相电源相接的 3 个晶闸管分别为 VT_4 、 VT_6 、 VT_2 。从后面的分析可知, 按此编号, 晶闸管的导通顺序为 VT_1 — VT_2 — VT_3 — VT_4 — VT_5 — VT_6 。以下分析带阻感负载时的工作情况。

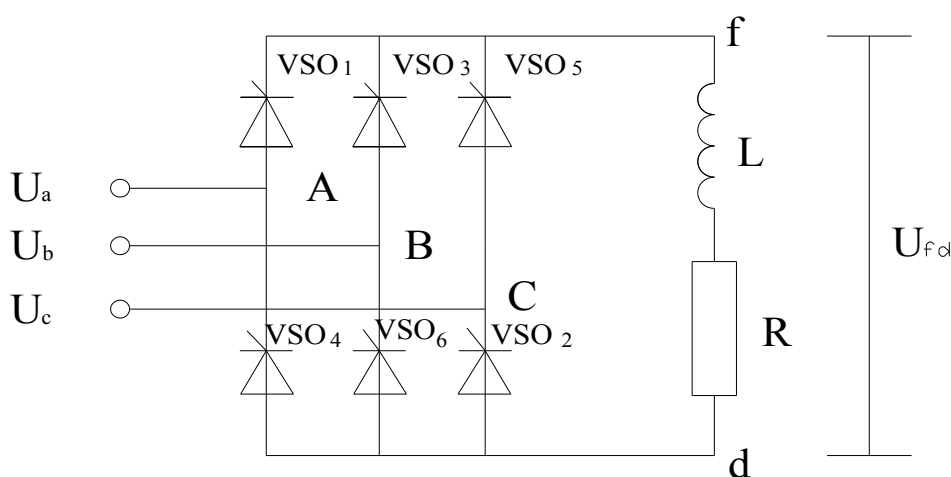


图 3.5 三相全控桥式整流电路（带阻感负载）原理图

为了说明各晶闸管的工作情况, 将波形中的一个周期等分为 6 段, 每段为 60° , 如图 3.6 所示, 每段中导通的晶闸管及输出整流电压的情况如表 3.1 所示。由该表可见, 6 个晶闸管的导通顺序为 VT_1 — VT_2 — VT_3 — VT_4 — VT_5 — VT_6 。

表 3.1 三相桥式全控整流电路电阻负载时晶闸管 $0^\circ \leq \alpha < 180^\circ$ 的工作情况

时段	I	II	III	IV	V	VI
共阴组中导通的晶闸管	VT_1	VT_1	VT_3	VT_3	VT_5	VT_5
共阳组中导通的晶闸管	VT_6	VT_2	VT_2	VT_4	VT_4	VT_6
整流输出电压	$u_a - u_b = u_{ab}$	$u_a - u_c = u_{ac}$	$u_b - u_c = u_{bc}$	$u_b - u_a = u_{ba}$	$u_c - u_a = u_{ca}$	$u_c - u_b = u_{cb}$

从触发角 $\alpha = 0^\circ$ 时的情况可以总结出三相桥式全控整流电路的一些特点如下:

(1) 每个时刻均需 2 个晶闸管同时导通, 形成向负载供电的回路, 其中 1 个晶闸管是共阴组的, 1 个是共阳组的, 且不能为同 1 相的晶闸管。

(2)对处脉冲的要求：6个晶闸管的脉冲按 $VT_1—VT_2—VT_3—VT_4—VT_5—VT_6$ 的顺序，相位依次相差 60° ；共阴极组 VT_1 、 VT_3 、 VT_5 的脉冲依次差 120° ，共阳极组 VT_4 、 VT_6 、 VT_2 也依次差 120° ；同一相的上下两个桥臂，即 VT_1 与 VT_4 ， VT_3 与 VT_6 ， VT_5 与 VT_2 ，脉冲相差 180° 。

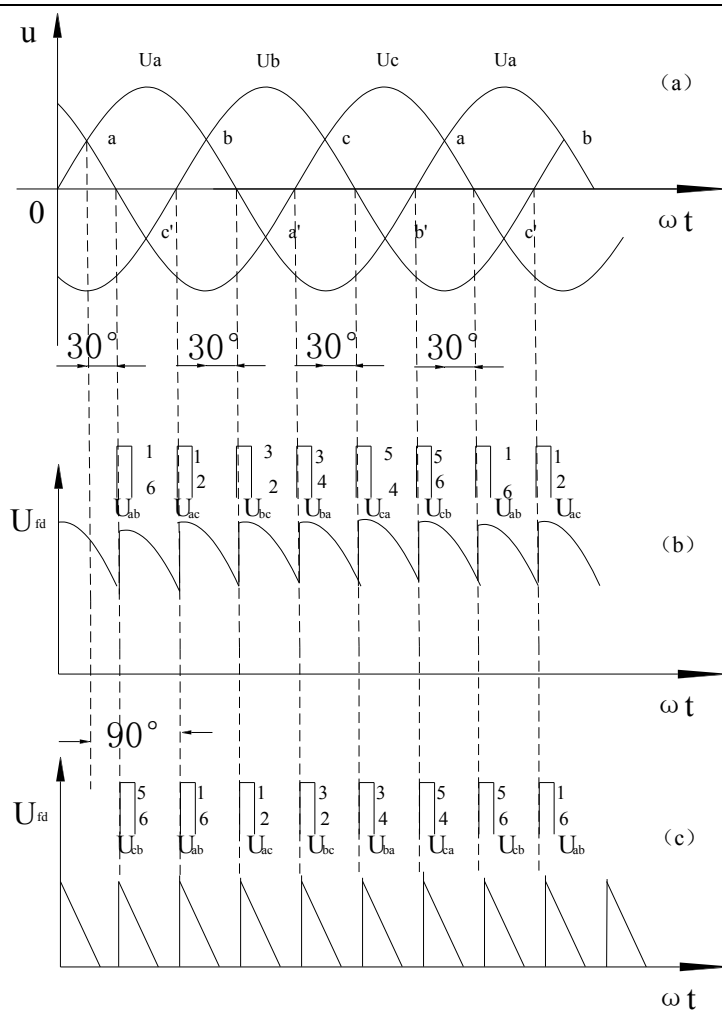
(3)整流输出电压 u_d 一周脉动六次，每次脉动的波形都一样，故该电路为6脉波整流电路。

(4)在整流电路合闸启动过程中或电流断续时，为确保电路的正常工作，需要保证同时导通的2个晶闸管均有触发脉冲。为此，可采用两种方法：一种是使脉冲宽度大于 60° （一般取 $80^\circ \sim 100^\circ$ ），称为宽脉冲触发。另一种方法是，在触发某个晶闸管的同时，给序号紧前面的一个晶闸管补发脉冲。即用两个窄脉冲代替宽脉冲，两个窄脉冲的前沿相差 60° ，脉冲一般为 $20^\circ \sim 30^\circ$ ，称为双脉冲触发。双脉冲电路较复杂，但要求的触发电路输出功率小。宽脉冲触发电路虽可少发一半脉冲，但为了不使脉冲变压器饱和，需将铁心体积做的较大，绕组匝数较多，导致漏感增大，脉冲前沿不够陡，对于晶闸管串联使用不利。虽可用去磁组改善这种情况，但又使触发电路复杂化。因此，常用的是双脉冲触发。

三相桥式全控整流电路大多用于向阻感负载和反电动势阻感负载供电（即用于直流电机传动），下面主要分析阻感负载时的情况，对于带反电动势阻感负载的情况，只需在阻感负载的基础上掌握其特点，即可把握其工作情况。

其三相桥式全控整流电路带阻感负载的原理图见3.6所示，当 $\alpha \leq 60^\circ$ 时， u_d 波形连续，电路的工作情况与带电阻负载时十分相似，各晶闸管的通断情况、输出整流电压 u_d 波形、晶闸管承受的电压波形等都一样。区别在于负载不同时，同样的整流输出电压加到负载上，得到的负载电流 i_d 波形不同，电阻负载时 i_d 波形与 u_d 的波形形状一样。而阻感负载时，由于电感的作用，使得负载电流波形变得平直，当电感足够大的时候，负载电流的波形可近似为一条水平线。图3.6(b)给出了三相桥式全控整流电路带阻感负载 $\alpha = 30^\circ$ 时的波形。

当 $\alpha > 60^\circ$ 时，阻感负载时的工作情况与电阻负载时不同，电阻负载时 u_d 波形不会出现负的部分，而阻感负载时，由于电感 L 的作用， u_d 波形会出现负的部分。图3-6(c)给出了时的波形。若电感 L 值足够大， u_d 中正负面积将基本相等， u_d 平均值近似为零。这表明，带阻感负载时，三相桥式全控整流电路的 α 角移相范围为 90° 。



(a) 电源电压波形; (b) $\alpha = 30^\circ$ 输出 u_{fd} 波形 (c) $\alpha = 60^\circ$ 输出 u_{fd} 波形

图 3.6 $\alpha = 30^\circ$ 、 60° 三相全波可控整流电路(阻感负载)输出 u_{fd} 波形

3.1.2.3 三相全控整流电路在颠覆状态的分析 由于逆变颠覆只是逆变的特殊情况，所以本课题只对你变颠覆作简单的分析，对逆变颠覆的定义及逆变颠覆的工作过程作将但的分析。其输出波形见图 3.7 所示。

逆变运行时，一旦发生换相失败，外界的直流电源就会通过晶闸管电路形成短路，或者是变流器的输出平均电压和直流电动势变成顺向串联，由于逆变电路的内阻很小，形成很大的短路电流，这种情况成为逆变失败，或成为逆变颠覆。

整流是将交流电变为直流电。把直流电转变成交流电，这种对应与整流的逆向过程，称为逆变。整流和逆变的区别仅仅是控制角 α 的不同， $0 < \alpha < \pi/2$ 时，电路工作在整流状态， $\pi/2 < \alpha < \pi$ 时，电路工作在逆变状态。

由以上的分析^[12]可知：产生逆变的条件有二：

(1) 要有直流电动势，其极性须和晶闸管的导通方向一致，其值应大于变流电

路直流侧的平均电压。

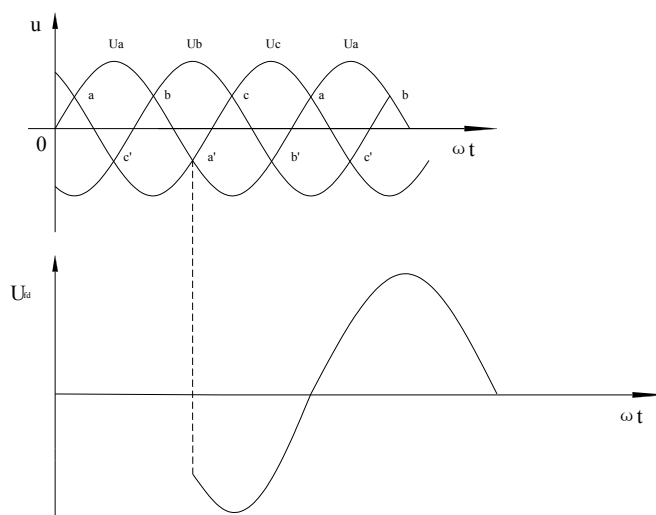


图 3.7 三相全控桥整流电路在颠覆状态的输出波形

(2) 要求晶闸管的控制角 $\alpha > \pi/2$ ，使 U_d 负值。两者必须同时具备才能实现有源逆变。必须指出，半控桥或有续流二极管的电路，引起整流电压 u_d 不能出现负值，也不允许直流侧出现负极性的电动势，故不能实现有源逆变。与实现有源逆变，只能采用全控电路。

从本书中还可以得知：逆变失败的原因，主要有以下几种情况：

(1) 触发电路工作不可靠，不能适时、准确地给晶闸管分配脉冲，如脉冲丢失、脉冲延时等，致使晶闸管不能正常换相，使交流电源电压和直流电动势顺向串联，形成短路。

(2) 晶闸管发生故障，在应该阻断期间，器件失去阻断能力，或在应该导通期间，器件不能导通，造成逆变失败。

(3) 在逆变工作时，交流电源发生缺相或突然消失，由于直流电动势 E_M 的存在，晶闸管仍可导通，此时变流器的交流侧由于失去了同直流电动势极性相反的交流电压，因此直流电动势将通过晶闸管使电路短路。

(4) 换相裕量不足，引起换相失败，应考虑变压器漏抗引起重叠角对逆变电路换相的影响。

逆变颠覆的工作原理是（以相序 a、b、c 出错为 a、c、b）：本课题只考虑原因一，触发电路工作不可靠，不能适时、准确给各晶闸管分配脉冲。假设在 $\alpha = 180^\circ$ 时，此变流电路的脉冲工作在给晶闸管 1 和晶闸管 2 时加触发脉冲，设此时触发电路出现问题，不能给晶闸管 3 和晶闸管 2 施加触发脉冲，那么此时晶闸管 1 和晶闸管 2 仍然满足导通的条件，仍能继续导通，此后每过 60° 时触发电路都不能正

常法触发脉冲，所以各晶闸管都不能按正常的情况导通，但晶闸管 1 和晶闸管 2 在此期间是一直导通的，其波形图见 3.7。

3.2 可控整流电路异常情况下的分析

3.2.1 三相全控整流桥的交流电源相序出现错误的分析

其交流电源相序出现错误的接线原理图见 3.8。虽然三相全控桥整流电路的交流电源的相序出现错误，但其触发电路的要求还是与三相桥是全控整流电路的触发电路的要求相同的，其触发要求为：每个时刻均需 2 个晶闸管同时导通，形成向负载供电的回路，其中 1 个晶闸管是共阴极组的，1 个是共阳极组的，且不能为同 1 相的晶闸管。6 个晶闸管的导通顺序为 $VT_1—VT_2—VT_3—VT_4—VT_5—VT_6$ ，相位依次相差 60° ；共阴极组 VT_1 、 VT_3 、 VT_5 的脉冲依次差 120° ，共阳极组 VT_4 、 VT_6 、 VT_2 也依次差 120° ；同一相的上下两个桥臂，即 VT_1 与 VT_4 ， VT_3 与 VT_6 ， VT_5 与 VT_2 ，脉冲相差 180° 。对于共阴极组的 3 个晶闸管，阳极所接交流电压值最高的一个导通。而对于共阳极组的 3 个晶闸管，则是阴极所接交流电压值最低（或者说负得最多）的一个导通。这样，任意时刻共阳极组和共阴极组中各有一个晶闸管处于导通状态，施加于负载上的电压为某一线电压。而且由于把一个波形周期等分为 6 段，所以每段为 60° ，根据以上要求可得出表 3.2。三相全控桥可控整流的交流电源相序出错的具体分析见表 3.2，其输出波形见图 3.9。

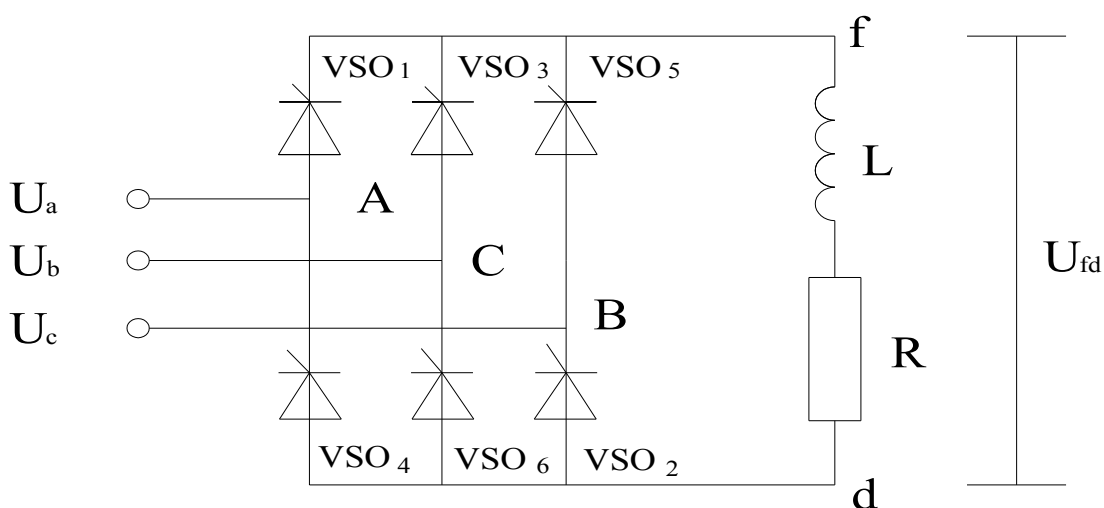
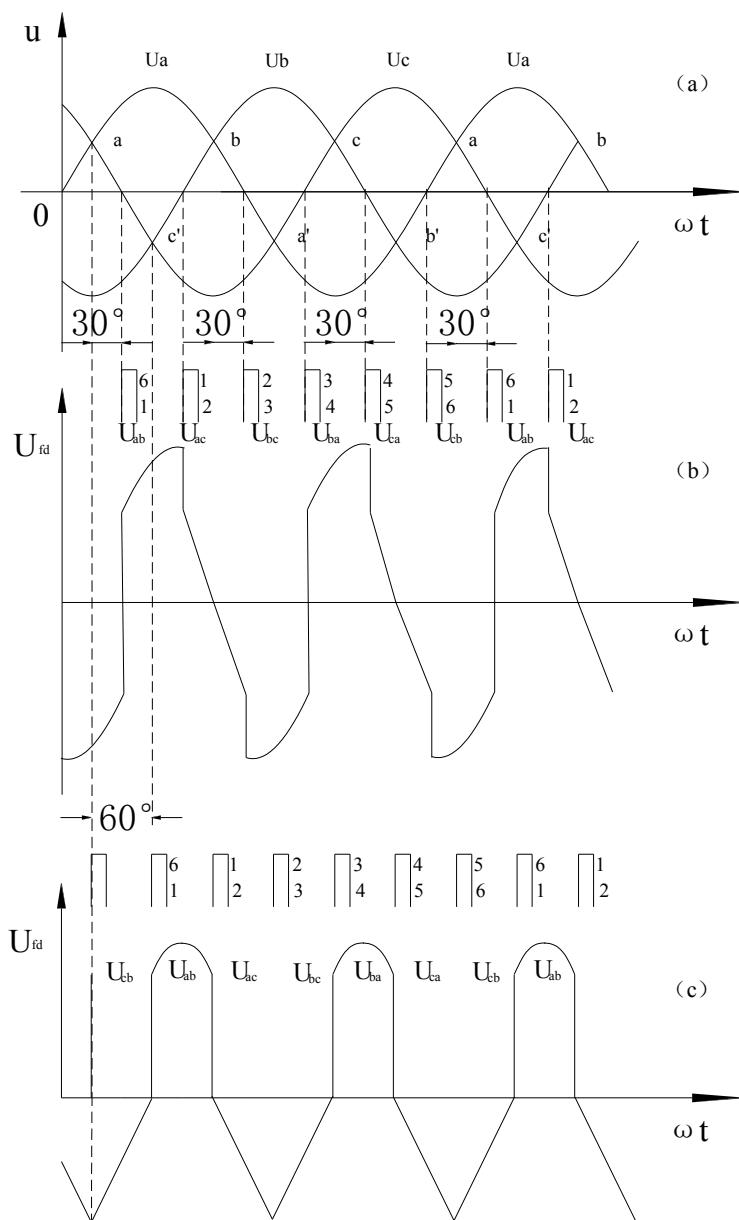


图 3.8 三相全控整流桥在电源相序出现错误情况的原理图



(a) 电源电压波形 (b) $\alpha = 30^\circ$ 输出 u_{fd} 波形 (c) $\alpha = 60^\circ$ 输出 u_{fd} 波形

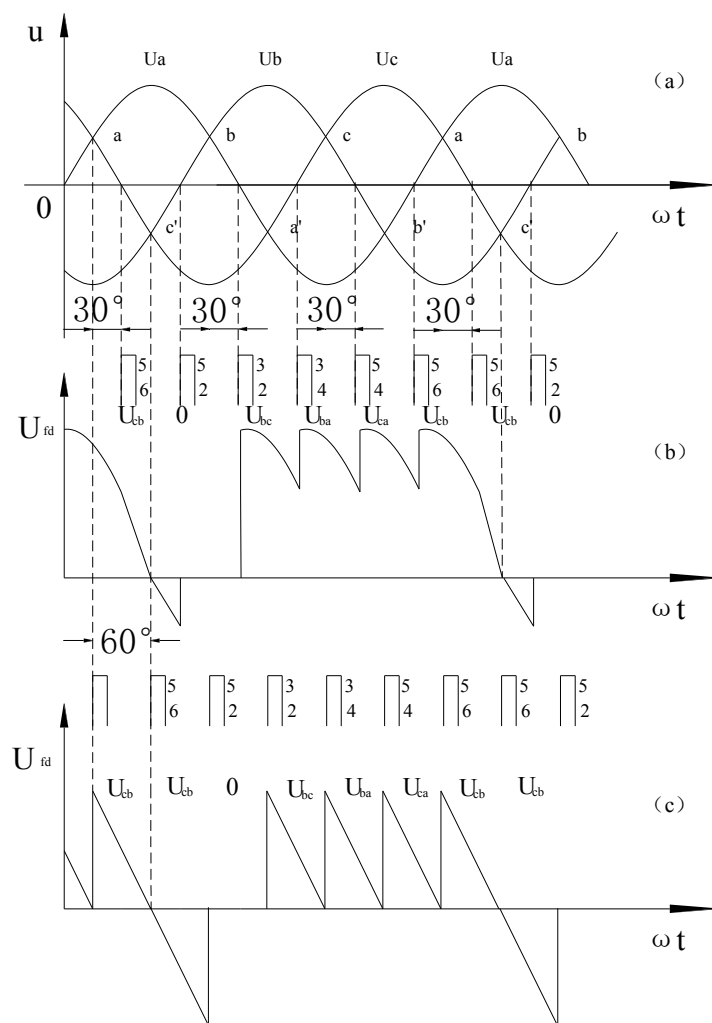
图 3.9 $\alpha = 30^\circ$ 、 60° 三相整流桥交流电源相序出现错误时的输出 u_{fd} 波形

表 3.2 交流电源相序出错时晶闸管 $0^\circ \leq \alpha < 180^\circ$ 的工作情况

时段	I	II	III	IV	V	VI
共阴极组中导通的晶闸管	VT_1	VT_1	VT_3	VT_3	VT_5	VT_5
共阳极组中导通的晶闸管	VT_6	VT_2	VT_2	VT_4	VT_4	VT_6
整流输出电压	$u_a - u_c = u_{ac}$	$u_a - u_b = u_{ab}$	$u_c - u_b = u_{cb}$	$u_c - u_a = u_{ca}$	$u_b - u_a = u_{ba}$	$u_b - u_c = u_{bc}$

3.2.2 三相全控桥整流电路的桥臂断开或其脉冲丢失的分析

3.2.2.1 三相全控桥整流电路的一臂断开或其脉冲丢失的分析 三相全控整流电路一臂断开或其脉冲丢失（以桥臂 1 断开为例）的波形图如 3.10 所示。其工作原理^[13]如下：先假设桥臂 1 没有断开时的工作情况，其晶闸管的



(a) 电源电压波形； (b) $\alpha = 30^\circ$ 输出 u_{fd} 波形 (c) $\alpha = 60^\circ$ 输出 u_{fd} 波形

图 3.10 $\alpha = 30^\circ$ 、 60° 三相整流桥一臂断开或其脉冲丢失时的输出 u_{fd} 波形

工作情况的分析情况如表 3.1 所示，先假设晶闸管此时工作在 VI 时段，此时由晶闸管 VT_5 和 VT_6 工作，输出线电压为 u_{cb} ；当晶闸管工作在 I 时段时，在桥臂 1 没断开的情况下，由晶闸管 VT_1 和 VT_6 工作，输出线电压为 u_{ab} ，但由于此时桥臂 1 断开，所以晶闸管 VT_1 不能工作，但此时晶闸管 VT_5 仍符合工作条件，所以在时段

I 晶闸管 VT_5 和 VT_6 工作，输出线电压为 u_{cb} ；当晶闸管工作在 II 时段时，在桥臂 1 没断开的情况时，由晶闸管 VT_1 和 VT_2 工作，输出线电压为 u_{ac} ，但由于此时桥臂 1 断开，所以晶闸管 VT_1 不能工作，此时晶闸管 VT_5 仍符合工作条件，所以在时段 II 晶闸管 VT_5 和 VT_2 工作，输出线电压为 $u_c - u_c = 0$ ；当晶闸管工作在 III 时段时，此时由晶闸管 VT_3 和 VT_2 工作，输出线电压为 u_{bc} ；当晶闸管工作在 IV 时段时，此时由晶闸管 VT_3 和 VT_4 工作，输出线电压为 u_{ba} ；当晶闸管工作在 V 时段时，此时由晶闸管 VT_5 和 VT_4 工作，输出线电压为 u_{ca} ；具体分析见表 3.3 所示。桥臂 3、桥臂 5 断开的理论分析情况与桥臂 1 的理论分析相似，在此不作分析。

表 3.3 一臂断开（桥臂 1 断开）或其脉冲丢失时晶闸管 $0^\circ \leq \alpha < 180^\circ$ 的工作情况的分析

时段	I	II	III	IV	V	VI
共阴极组中导通的晶闸管	VT_5	VT_5	VT_3	VT_3	VT_5	VT_5
共阳极组中导通的晶闸管	VT_6	VT_2	VT_2	VT_4	VT_4	VT_6
整流输出电压	$u_c - u_b = u_{cb}$	$u_c - u_c = 0$	$u_b - u_c = u_{bc}$	$u_b - u_a = u_{ba}$	$u_c - u_a = u_{ca}$	$u_c - u_b = u_{cb}$

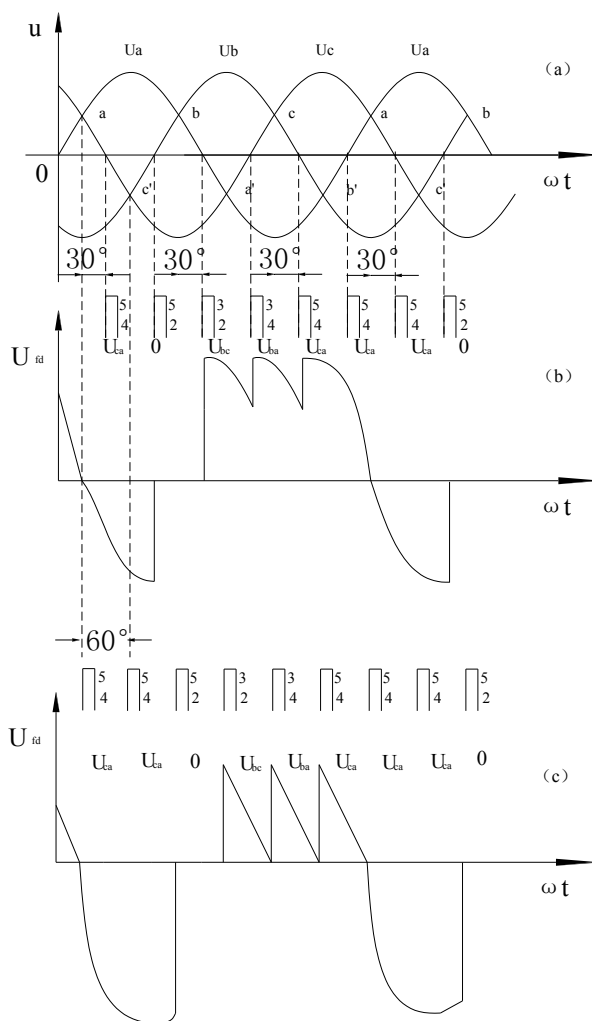
3.2.2.2 三相全控桥整流电路的不同相的上下两臂断开或脉冲丢失 三相全控桥整流电路的不同相的上下两臂断开或其脉冲丢失（桥臂 1、6 断开为例）的输出波形图见图 3.11 所示。其工作原理如下：先假设桥臂 1、6 没有断开时的工作情况，其晶闸管的工作情况的分析情况如表 3.1 所示，当整流桥工作在 V 时段时，此时由晶闸管 VT_5 和 VT_4 工作，输出线电压为 u_{ca} ；当整流桥工作在时

表 3.4 不同相的上下两臂断开（桥臂 1、6 断开）时晶闸管 $0^\circ \leq \alpha < 180^\circ$ 的工作情况的分析

时段	I	II	III	IV	V	VI
共阴极组中导通的晶闸管	VT_5	VT_5	VT_3	VT_3	VT_5	VT_5
共阳极组中导通的晶闸管	VT_4	VT_2	VT_2	VT_4	VT_4	VT_4
整流输出电压	$u_c - u_a = u_{ca}$	$u_c - u_c = 0$	$u_b - u_c = u_{bc}$	$u_b - u_a = u_{ba}$	$u_c - u_a = u_{ca}$	$u_c - u_a = u_{ca}$

段 VI 时，在桥臂 1、6 没有断开的情况下，此时由晶闸管 VT_5 和 VT_6 工作，输出线电压为 u_{cb} ，但在桥臂 1、6 断开的情况下，此时晶闸管 VT_6 不能工作，但此时晶闸管 VT_4 仍能工作，此时由晶闸管 VT_5 和 VT_4 工作，所以在时段 VI 时输出线电压为 u_{ca} ；当整流桥工作在时段 I 时，在桥臂 1、6 没有断开的情况下，此时由晶闸管 VT_1 和 VT_6 工作，输出线电压为 u_{ab} ，但在桥臂 1、6 断开的情况下，此时晶闸管 VT_1 和 VT_6 都

不能工作，但此时晶闸管 VT_5 和 VT_4 仍都能工作，此时由晶闸管 VT_5 和 VT_4 工作，所以在时段 I 时输出线电压为 u_{ca} ；当整流桥工作在时段 II 时，在桥臂 1、6 没有断开的情况下，此时由晶闸管 VT_1 和 VT_2 工作，输出线电压为 u_{ac} ，但在桥臂 1、6 断开的情况下，此时晶闸管 VT_1 不能工作，但此时晶闸管 VT_5 仍能工作，此时由晶闸



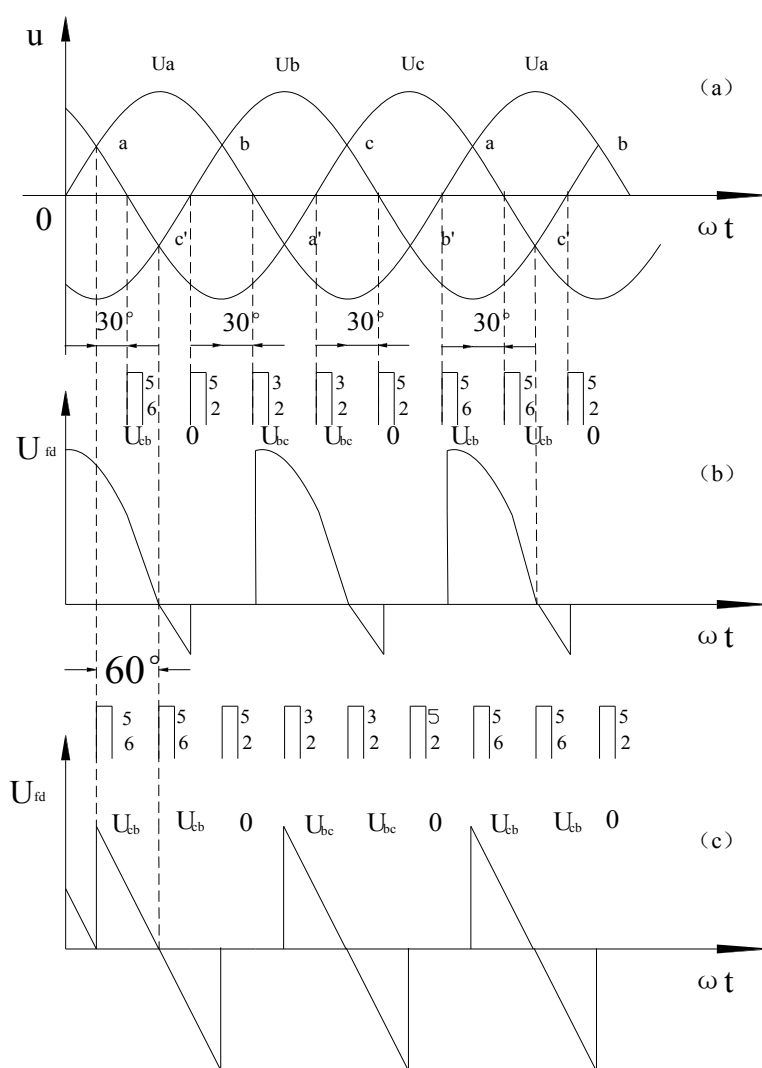
(a) 电源电压波形 (b) $\alpha = 30^\circ$ 输出 u_{fd} 波形 (c) $\alpha = 60^\circ$ 输出 u_{fd} 波形

图 3.11 $\alpha = 30^\circ, 60^\circ$ 三相整流桥不同相两臂断开或其脉冲丢失时的输出 u_{fd} 波形

管 VT_5 和 VT_2 工作，所以在时段 II 时输出线电压为 $u_c - u_c = 0$ ；当整流桥工作在时段 III 时，此时由晶闸管 VT_3 和 VT_2 工作，输出线电压为 u_{bc} ；当整流桥工作在时段 IV 时，此时由晶闸管 VT_3 和 VT_4 工作，输出线电压为 u_{ba} 。具体分析见表 3.4 所示。桥臂 3、2 断开和桥臂 4、5 断开的情况与桥臂 1、6 断开的理论分析相似，在此不作分析。

3.2.2.3 三相全控桥整流电路的同一相的两臂断开或其脉冲丢失 三相全控桥整流电

路的同一相的两臂断开或其脉冲丢失(以桥臂 1、4 断开为例)的输出波形见图 3.12 所示。其工作原理如下：先假设桥臂 1、4 没有断开的工作情况下，其晶闸管的工作情况如表 3.1 所示。先假设此时整流桥工作在时段Ⅲ时，此时由晶闸管 VT_3 和 VT_2 工作，其输出线电压为 u_{bc} ；当整流桥工作在时段Ⅳ时，在桥臂 1、4 没有断开的情况下，此时由晶闸管 VT_3 和 VT_4 工作，输出线电压为 u_{ba} ，但在桥臂 1、4 断开的情况下，此时晶闸管 VT_4 不能工作，但此时晶闸管 VT_2 仍能工作，此时由晶闸管 VT_3 和 VT_2 工作，所以在时段Ⅵ时输出线电压为 u_{bc} ；



(a) 电源电压波形 (b) $\alpha = 30^\circ$ 输出 u_{fd} 波形 (c) $\alpha = 60^\circ$ 输出 u_{fd} 波形

图 3.12 $\alpha = 30^\circ$ 、 60° 三相整流桥同一相上下两臂断开其脉冲丢失时的输出 u_{fd} 波形

当整流桥工作在时段Ⅴ时，在桥臂 1、4 没有断开的情况下，此时由晶闸管 VT_5 和 VT_4 工作，输出线电压为 u_{ca} ，但在桥臂 1、4 断开的情况下，此时晶闸管 VT_4 不

能工作，但此时晶闸管 VT_2 仍能工作，此时由晶闸管 VT_5 和 VT_2 工作，所以在时段 V

表 3.5 同一相的两臂断开（桥臂 1、4 断开）时晶闸管 $0^\circ \leq \alpha < 180^\circ$ 的工作情况的分析

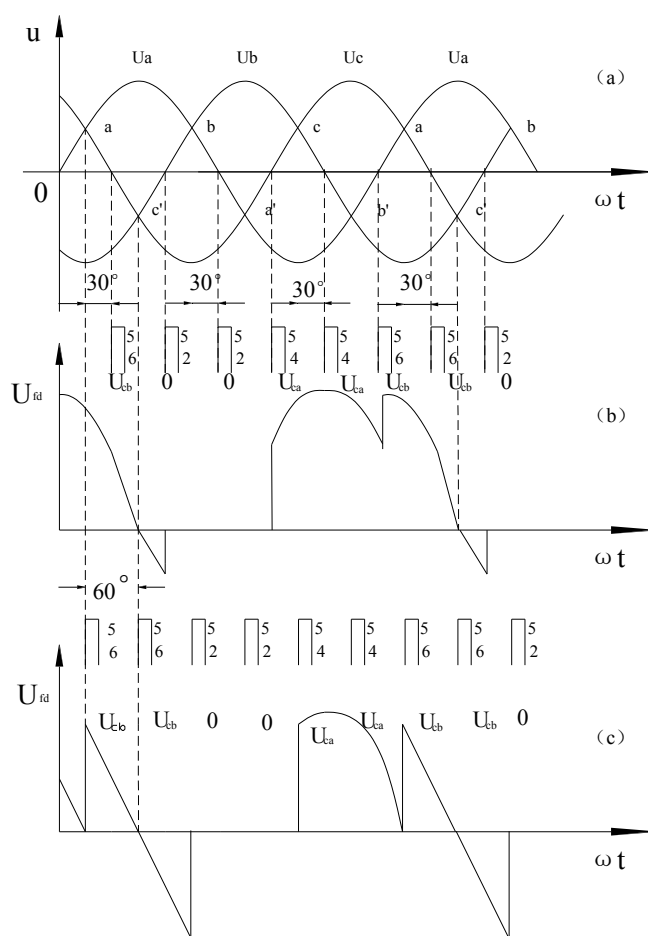
时段	I	II	III	IV	V	VI
共阴极组中导通的晶闸管	VT_5	VT_5	VT_3	VT_3	VT_5	VT_5
共阳极组中导通的晶闸管	VT_6	VT_2	VT_2	VT_2	VT_2	VT_6
整流输出电压	$u_c - u_b = u_{cb}$	$u_c - u_c = 0$	$u_b - u_c = u_{bc}$	$u_b - u_c = u_{bc}$	$u_c - u_c = 0$	$u_c - u_b = u_{cb}$

时输出线电压为 $u_c - u_c = 0$ ；当晶闸管工作在时段 VI 时，此时由晶闸管 VT_5 和 VT_6 工作，输出线电压为 u_{cb} ；当整流桥工作在时段 I 时，在桥臂 1、4 没有断开的情况下，此时由晶闸管 VT_1 和 VT_6 工作，输出线电压为 u_{ab} ，但在桥臂 1、4 断开的情况下，此时晶闸管 VT_1 不能工作，但此时晶闸管 VT_5 仍能工作，此时由晶闸管 VT_5 和 VT_6 工作，所以在时段 I 时输出线电压为 u_{cb} ；当整流桥工作在时段 II 时，在桥臂 1、4 没有断开的情况下，此时由晶闸管 VT_1 和 VT_2 工作，输出线电压为 u_{ac} ，但在桥臂 1、4 断开的情况下，此时晶闸管 VT_1 不能工作，但此时晶闸管 VT_5 仍能工作，此时由晶闸管 VT_5 和 VT_2 工作，所以在时段 II 时输出线电压为 $u_c - u_c = 0$ 。具体分析见表 3.5 所示。桥臂 3、6 断开和桥臂 5、2 断开的情况与桥臂 1、4 断开的理论分析相似，在此不作分析。

3.2.2.4 三相全控桥整流电路的同一组的两臂断开或其脉冲丢失 三相全控桥整流电路的同一组的两臂断开或其脉冲丢失（以桥臂 1、3 断开为例）的波形输出见图 3.13。其工作原理如下：先假设桥臂 1、3 没有断开的工作情况下，其晶闸管的工作情况如表 3.1 所示。先假设整流桥工作在 VI 时段时，此时由晶闸管 VT_5 和 VT_6 工作，其输出线电压为 u_{cb} ；当整流桥工作在时段 I 时，在桥臂 1、3 没有断开的情况下，此时由晶闸管 VT_1 和 VT_6 工作，输出线电压为 u_{ab} ，但在桥臂 1、3 断开的情况下，此时晶闸管 VT_1 不能工作，但此时晶闸管 VT_5 仍能工作，此时由晶闸管 VT_5 和

表 3.6 同一组的两臂断开（桥臂 1、3 断开）时晶闸管 $0^\circ \leq \alpha < 180^\circ$ 的工作情况的分析

时段	I	II	III	IV	V	VI
共阴极组中导通的晶闸管	VT_5	VT_5	VT_5	VT_5	VT_5	VT_5
共阳极组中导通的晶闸管	VT_6	VT_2	VT_2	VT_4	VT_4	VT_6
整流输出电压	$u_c - u_b = u_{cb}$	$u_c - u_c = 0$	$u_c - u_c = 0$	$u_c - u_a = u_{ca}$	$u_c - u_a = u_{ca}$	$u_c - u_b = u_{cb}$



(a) 电源电压波形 (b) $\alpha=30^\circ$ 输出 ufd 波形 (c) $\alpha=60^\circ$ 输出 ufd 波形

图 3.13 $\alpha=30^\circ$ 、 60° 三相整流桥同一组两臂断开其脉冲丢失时的输出 ufd 波形

VT₆ 工作，所以在时段 I 时输出线电压为 u_{cb} ；当整流桥工作在时段 II 时，在桥臂 1、3 没有断开的情况下，此时由晶闸管 VT₁ 和 VT₂ 工作，输出线电压为 u_{ac} ，但在桥臂 1、3 断开的情况下，此时晶闸管 VT₁ 不能工作，但此时晶闸管 VT₅ 仍能工作，此时由晶闸管 VT₅ 和 VT₂ 工作，所以在时段 II 时输出线电压为 $u_c - u_c = 0$ ；当整流桥工作在时段 III 时，在桥臂 1、3 没有断开的情况下，此时由晶闸管 VT₃ 和 VT₂ 工作，输出线电压为 u_{bc} ，但在桥臂 1、3 断开的情况下，此时晶闸管 VT₃ 不能工作，但此时晶闸管 VT₅ 仍能工作，此时由晶闸管 VT₅ 和 VT₂ 工作，所以在时段 III 时输出线电压为 $u_c - u_c = 0$ ；当整流桥工作在时段 IV 时，在桥臂 1、3 没有断开的情况下，此时由晶闸管 VT₃ 和 VT₄ 工作，输出线电压为 u_{ba} ，但在桥臂 1、3 断开的情况下，此时晶闸管 VT₃ 不能工作，但此时晶闸管 VT₅ 仍能工作，此时由晶闸管 VT₅ 和 VT₄ 工作，所以在时段 IV 时输出线电压为 u_{ca} ；当整流桥工作在时段 VI 时，此时由晶闸管 VT₅ 和 VT₄ 工作，输出线电压为 u_{cb} 。具体分析见表 3.6。桥臂 3、5 断开和桥臂 1、5 断开的

情况与桥臂 1、3 断开的理论分析相似，在此不作分析。

3.3 电源电感对整流电路的影响

不论是在半控桥中还是在全控桥中，晶闸管与二极管间（半控桥）、晶闸管间（全控桥）换流是瞬间完成的。实际上，由于各相电源回路中存在电感，导通转为截止的晶闸管元件，电流由负载电流平均值 I_{fN} 逐渐降为零；而截止转为导通的晶闸管元件，电流由零逐渐升到 I_{fN} 。这样，晶闸管的换流不是瞬间完成的，于是在换流过程中出现两个晶闸管同时导通的角度，该角度称重叠角或换流角，用 γ 表示。

3.3.1 考虑换相重叠角对换流的影响时的输出电压

分析图 3.14 (a) 中 ωt_1 时刻开始换流时形成的换流压降。

ωt_1 时刻前，VS01、VS06 导通，输出电压 $u_{fd} = u_{ab}$ 。 ωt_1 时刻， U_{g1} 、 U_{g2} 作用下，VS01 保持导通，VS02 开始导通，而 VS06 开始关断；VS06 中电流 i_6 逐渐由 I_{fN} 降到零，VS02 中电流逐渐由零升到 I_{fN} ，出现换流角 γ 。到 ωt_2 时刻换流结束，VS06 关断、VS02 导通。在换流角 γ 内，VS06、VS02 同时导通。

如果电源电路没有电感，即换流理想，则在 ωt_1 时刻，VS02 立即导通、VS06 瞬时关断，此时图 3.14 (b) 中 d 点电位（共阳极组阳极电位）立即下降到 u_c ；考虑到电源回路电感后，在 $\omega t_1 \sim \omega t_2$ 的换流角 γ 期间，VS06、VS02 同时导通，d 点电位为 B 相和 C 相电位之和平均值。于是，考虑电源电感影响后，输出电压平均值要下降，在换流期间的下降值 u_γ 为：

$$u_\gamma = \frac{u_b + u_c}{2} - u_c = \frac{u_b - u_c}{2}$$

由于在换流角 γ 区间存在 u_γ ，所以输出电压 u_{fd} 形成缺口，图 3.14 (a) 带阴影线的部分。

另一个缺口的面积为 ΔA ，则 ΔA 就是 u_γ 在换流角 γ 区间的积分值，写成表示式为：

$$\Delta A = \int_{\gamma \text{ 区间}} u_\gamma d(\omega t) = \int_{\gamma \text{ 区间}} \frac{u_b - u_c}{2} d(\omega t)$$

考虑到一个工频周期内换流 6 次，即有 6 个 ΔA ，故一个工频周期内因电源电

感影响引起的电压压降平均值 $u_{\gamma.av}$ 为: $u_{\gamma.av} = \frac{6}{2\pi} \Delta A = \frac{3}{\pi} \int_{\gamma\text{区间}} \frac{u_b - u_c}{2} d(\omega t)$

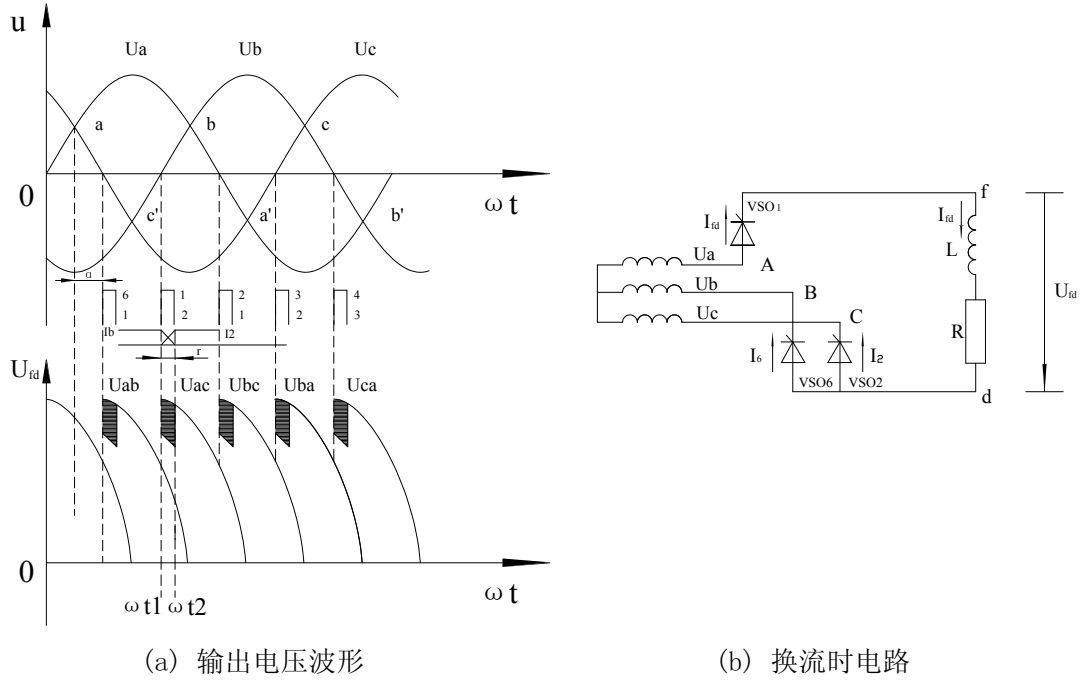


图 3.14 电源电感对换流的影响

另一方面，因分析的是 VS06 向 VS01 换流，即 B 相向 C 相换流，故作出换流期间的等值电路如图 3.15。由于 VS06、VS02 在换流期间均导通，有关系式（不记晶闸管压降及电源电阻压降）：

$$2L_T \frac{di}{dt} = u_b - u_c$$

式中 L_T ——电源每相回路电感值。

注意到换流期间负载电流 I_{fd} 不变化，可以得到：

$$I_{fd} = \int_{\gamma\text{区间}} \frac{di}{dt} dt = \int_{\gamma\text{区间}} \frac{1}{\omega L_T} \frac{u_b - u_c}{2} d(\omega t)$$

代入公式，得到换流压降：

$$U_{\gamma.av} = I_{fd} \left(\frac{3}{\pi} X_T \right)$$

式中 X_T ——电源每相回路的电抗值， $X_T = \omega L_T$

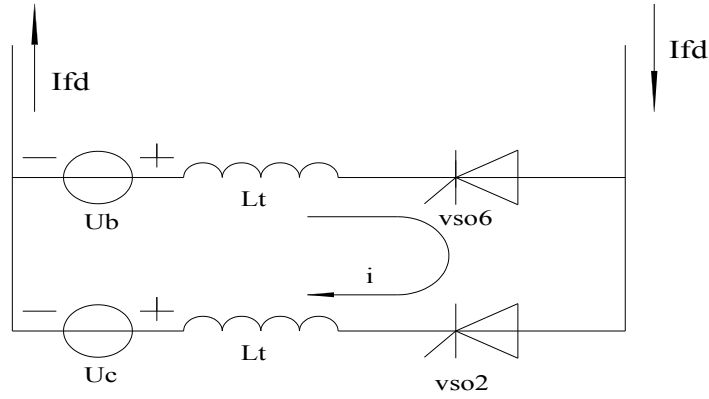


图 3.15 换流期间的等值电路

在式中 $u_{\gamma.av}$ 、 I_{fd} 为直流测量， X_T 为交流测量，而 $\frac{3}{\pi}X_T$ 为直流侧电阻量，所以 $\frac{3}{\pi}$ 为转换系数。

当考虑到电源电阻 r 时，式子可写成：

$$U_{\gamma.av} = I_{fd} \left[\frac{3}{\pi} (X_T + r) \right]$$

式中 $U_{\gamma.av}$ —晶闸管换流在直流侧引起的压降即换流压降

3.3.2 考虑换相重叠角对换流影响的理论

我们还关心换相重叠角 γ 的计算，这可从下式推出

$$\frac{di_K}{dt} = (u_a - u_b) / (2L_B) = \frac{\sqrt{6}U_2 \sin(\omega t - \frac{5\pi}{6})}{2L_B}$$

$$\text{由上式得 } \frac{di_K}{d\omega t} = \frac{\sqrt{6}U_2}{2X_B} \sin(\omega t - \frac{5\pi}{6})$$

$$\text{进而得出 } i_K = \int_{\frac{5\pi}{6} + \alpha}^{\omega t} \frac{\sqrt{6}U_2}{2X_B} \sin(\omega t - \frac{5\pi}{6}) d(\omega t) = \frac{\sqrt{6}U_2}{2X_B} \left[\cos \alpha - \cos(\omega t - \frac{5\pi}{6}) \right]$$

$$\text{当 } \omega t = \frac{5\pi}{6} + \alpha + \gamma \text{ 时, } i_K = I_d, \text{ 于是 } I_d = \frac{\sqrt{6}U_2}{2X_B} [\cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma)]$$

$$\cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma) = \frac{2X_B I_d}{\sqrt{6}U_2}$$

由此式即可计算出换相重叠角 γ 。对上式进行分析得出 γ 随其他参数变化的规律：

- (1) I_d 越大则 γ 越大。
- (2) X_B 越大则 γ 越大。
- (3) 当 $\alpha \leq 90^\circ$ 时， α 越小则 γ 越大。

对于其它整流电路，可用同样的方法进行分析，本课题不再一一叙述，但将结果列于表 3.7 中，以方便使用。表中所列 m 脉波整流电路的公式为通用公式，可适用于各种整流电路，对于表中未列出的电路，可用以上公式推导。

根据以上分析及结果，再经过进一步分析可得出以下变压器漏感对电流影响的一些结论：

- (1) 出现换相重叠角 γ ，整流输出电压平均值 U_d 降低。
- (2) 整流电路的工作状态增多，例如三相桥的工作状态由 6 种增加至 12 种：
 $(VT_1、VT_2) \rightarrow (VT_1、VT_2、VT_3) \rightarrow (VT_2、VT_3) \rightarrow (VT_2、VT_3、VT_4) \rightarrow (VT_3、VT_4) \rightarrow (VT_3、VT_4、VT_5) \rightarrow (VT_4、VT_5) \rightarrow (VT_4、VT_5、VT_6) \rightarrow (VT_5、VT_6) \rightarrow (VT_5、VT_6、VT_1) \rightarrow (VT_6、VT_1) \rightarrow (VT_6、VT_1、VT_2) \rightarrow \dots$

- (3) 晶闸管的 $\frac{di}{dt}$ 减小，有利于晶闸管的安全开通。有时人为串入进线电抗器以抑制晶闸管的 $\frac{di}{dt}$ 。

- (4) 换相的晶闸管电压出现缺口，产生正的 $\frac{du}{dt}$ ，可能使晶闸管误导通，为此必须加吸收电容。

- (5) 换相使电网电压出现缺口，成为干扰源。

表 3.7 各种整流电路换相压降和换相重叠角的计算

电路形式	单相全波	单相全控桥	三相半波	三相全控桥	m 脉波整流电路
ΔU_d	$\frac{X_B}{\pi} I_d$	$\frac{2 X_B}{\pi} I_d$	$\frac{3 X_B}{2 \pi} I_d$	$\frac{3 X_B}{\pi} I_d$	$\frac{m X_B}{2 \pi} I_d$
$\cos \alpha - \cos (\alpha + \gamma)$	$\frac{I_d X_B}{\sqrt{2} U_2}$	$\frac{2 I_d X_B}{\sqrt{2} U_2}$	$\frac{2 X_B I_d}{\sqrt{6} U_2}$	$\frac{2 X_B I_d}{\sqrt{6} U_2}$	$\frac{I_d X_B}{\sqrt{2} U_2 \sin \frac{\pi}{m}}$

注：①单相全控桥电路的换相过程中，环流 i_k 是从 $-I_d$ 变为 I_d ，本表所列通用公式不适合用；
②三相桥等效为相电压有效值等于 $\sqrt{3}U_2$ 的 6 脉波整流电路，故其 $m=6$ ，相电压有效值 $\sqrt{3}U_2$ 代入。

3.3.3 考虑电源电感时三相全控桥输出电压波形变化

在以上分析过在晶闸管 VT_1 、 VT_2 导通时，在换流期间 γ 的电压下降值为

$$u_\gamma = \frac{u_b + u_c}{2} - u_c = \frac{u_b - u_c}{2}; \text{ 由此式可以推出在晶闸管 } VT_1、VT_6 \text{ 导通时，在换流期间}$$

γ 的电压下降值为 $U_\gamma = -\frac{U_a - U_c}{2}$ ；在晶闸管 VT_3 、 VT_2 导通时，在换流期间 γ 的电

压下降值为 $u_\gamma = \frac{u_b - u_a}{2}$ ；在晶闸管 VT_3 、 VT_4 导通时，在换流期间 γ 的电压下降值为

$$u_\gamma = \frac{u_c - u_a}{2}; \text{ 在晶闸管 } VT_5、VT_4 \text{ 导通时，在换流期间 } \gamma \text{ 的电压下降值为 } u_\gamma = \frac{u_c - u_b}{2};$$

在晶闸管 VT_5 、 VT_6 导通时，在换流期间 γ 的电压下降值为 $u_\gamma = \frac{u_a - u_b}{2}$ 。所以可以推

知在各个换流期间的输出电压的瞬时值：在晶闸管 VT_1 、 VT_6 导通时，在换流期间 γ

的电压输出值为 $u_{fd} = u_a - u_b - \frac{u_a - u_c}{2} = \frac{u_a}{2} - u_b + \frac{u_c}{2}$ ；在晶闸管 VT_1 、 VT_2 导通时，在

换流期间 γ 的电压输出值为 $u_{fd} = u_a - u_c - \frac{u_b - u_c}{2} = u_a - \frac{u_c}{2} - \frac{u_b}{2}$ ；在晶闸管 VT_3 、 VT_2

导通时，在换流期间 γ 的电压输出值为 $u_{fd} = u_b - u_c - \frac{u_b - u_a}{2} = \frac{u_a}{2} - u_c + \frac{u_b}{2}$ ；

在晶闸管 VT_3 、 VT_4 导通时，在换流期间 γ 的电压输出值为

$$u_{fd} = u_b - u_a - \frac{u_c - u_a}{2} = u_b - \frac{u_a}{2} - \frac{u_c}{2}; \text{ 在晶闸管 } VT_5、VT_4 \text{ 导通时，在换流期间 } \gamma \text{ 的电}$$

压输出值为 $u_{fd} = u_c - u_a - \frac{u_b - u_c}{2} = \frac{u_c}{2} - u_a + \frac{u_b}{2}$ ；在晶闸管 VT_5 、 VT_6 导通时，在换流

期间 γ 的电压输出值为 $u_{fd} = u_c - u_b - \frac{u_a - u_b}{2} = u_c - \frac{u_a}{2} - \frac{u_b}{2}$ 。输出波形如图 3.14 (a)

所示。

3.4 VB 仿真

3.4.1 VB 知识介绍

可控整流电路是将交流电转变为直流电的转换电路。可控整流的输出受可控硅控制极信号的控制。可控整流不仅用于发电机励磁，也在直流电机控制，可变直流电源，高压直流输电，化学加工处理等方面得到广泛的应用。然而，可控整流电路具有电路图多、波形多、公式多的特点，为教学带来一定的困难。以往，教师用传统的板书式教学是很难快速简单地用清晰、整洁的各类波形阐述各类电路的工作原理；因此，为方便教学，我们特别用面向对象程序设计语言 Visual Basic 6.0 制作了可控整流电路的输出波形；可显示可控整流电路在任意控制角 α 下的波形。

Visual Basic 6.0 是微软公司推出的可视化编程语言。它提供了生成向导、拖动技术、属性检查以及丰富的功能控件，是目前可视化程序最高的开发工具，适用于开发任何 Windows 下的应用程序。Visual Basic 6.0 还提供了强大的实时语法检查功能，在调试运行之前就可以排除许多语法错误，大大提高了编程效率。另外，Visual Basic 6.0 提供了许多新的控件和工具，使 Visual Basic 6.0 成为开发 Windows 下应用程序最迅速、最简捷的开发工具^[9]。

Visual Basic 6.0 是一种可视化的、面向对象和采用事件驱动方式的结构化高级程序设计语言，较之其它编程语言(如：BOLAND C++, QBASICA 等)具有界面友好、简单易学等特点，而且它还引入了窗体和控件的概念以及具有事件驱动的编程机制，新颖易用的可视化设计工具，可以高效、快速地开发出 windows 环境下功能强大、图形界面丰富的应用软件系统。从而可以方便地进行可控整流电路的各类波形的显示。

针对可控整流电路中电路图多、波形多、公式多的特点，我们选用了目前较为流行的可视化面向对象编程语言 Visual Basic 6.0 作为开发环境。

总的来说 Visual Basic 6.0，有以下主要特点：

- (1) 可视化编成
- (2) 面向对象的程序设计
- (3) 结构化程序设计语言
- (4) 事件驱动变成机制
- (5) 访问数据库

3.4.2 可控 VB 仿真流程

本课题仿真程序共有三个显示窗体(Form1, Form2, Form3), 分别为: 进入程序时的欢迎界面 ; 演示^[1]波形时的应用程序主界面 ; 退出程序界面。具体流程图见图 3.16 所示。

(1) 主界面下的主菜单又分单相可控整流电路和三相可控整流电路, 单相可控整流电路又分电阻负载和感性负载; 三相可控整流电路又分三相半控整流电路和三相全控整流电路以及电源电感对换流的影响的输出波形, 异常情况下的三相整流桥的输出波形有交流电源相序出现错误以及整流桥的桥臂断开或其脉冲丢失两种情况, 桥臂断开或其脉冲丢失的异常情况下有一臂断开或其脉冲丢失、不同相的上下两臂断开或其脉冲丢失、同一相的两臂断开或其脉冲丢失以及同一组的两臂断开或其脉冲丢失等四种情况。

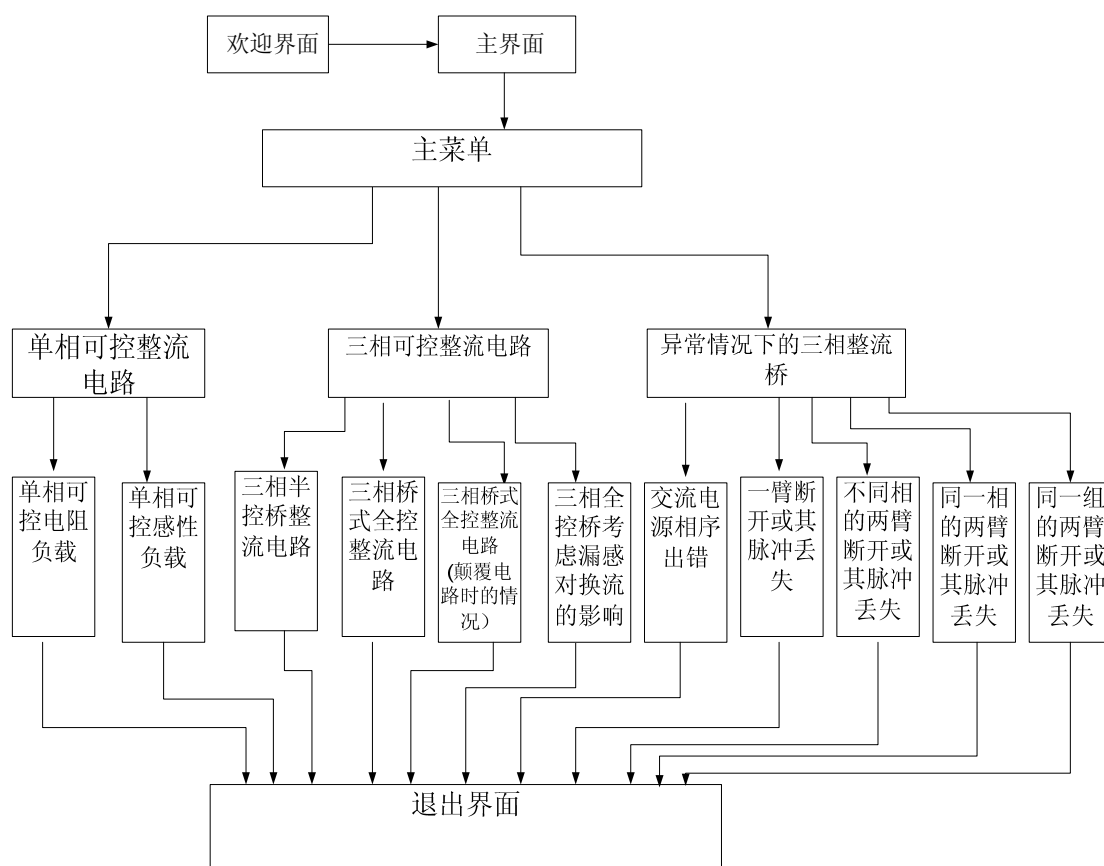


图 3.16 仿真流程图

(2) 在设计欢迎界面时为使界面有多媒体动画效果, 我们采用了 5 个时间

(Timer)控件来控制其动画过程。鼠标任意点击即可进入主界面。

(3) 在应用程序的波形显示界面中，主界面主要分五部分：菜单；输入电压、输出电压、触发脉冲标识；电路图；波形图；参数设定。以三相可控整流电路为例说明。在主界面中，设计主菜单并带下拉子菜单，在子菜单点击事件中设计界面。在界面上方，用标签（Lable）控件显示输入电压、输出电压、触发脉冲，其值随着子菜单的变化而变化。在右上方，用图片框（PictureBox）控件显示电路图（不同的子菜单显示不同的电路图）；在标签下方，用图片框（PictureBox）控件来显示输入波形和输出波形，波形的显示由图片框（PictureBox）控件的绘图方法完成；在右下方是最主要的参数设定，用三个标签框和三个文本框、一个 UpDown 控件来完成角频率 ω 值、控制电压、控制角三个参数的设定， ω 值和控制角可直接输入改变，控制角的值也可由上下键来改变，控制电压的值由控制角的值的改变而变化；根据 ω 值、控制电压、控制角三个参数的变化画出不同的输入电压、触发脉冲、输出电压的波形。其单相可控整流电路和三相可控桥在异常情况下的情况与以上所述大致相同。其具体界面见 3.17 所示。需要特别说明的是在电源电感对换流的影响时，由于需要考虑换相重叠角的影响，所以在右下方是最主要的三个参数设定为： γ 值、控制电压、控制角三个参数，由于对换流的影响有多种因素，但是那些因素多是变量，随着时间的变化难于得到准确的值，所以本课题在理论分析部分细致地分析了电源电感的多种情况对换流的影响。在三相全控桥式整流电路的波形仿真中计算了输出电压。

(4) 点击主界面的关闭按钮，弹出退出界面，自动关闭程序。



图 3.17 开始界面

3.4.3 程序使用

(1)程序使用：在进行演示时，只需在桌面上双击 VB 程序，即出现欢迎画面，自动进入主界面，激活主菜单中某一子菜单，出现与此对应的电路图及输入电压波形图，然后在右下方的输入文本框(TextBox)中输入 ω 值和控制角 α 的角度，屏幕即会自动的在左边的图片框 PictureBox 中显示出整流电路的输入电压波形、触发脉冲波形及输出电压波形；或者用鼠标点击右下方输入文本框(TextBox)旁边的上下(UpDown)控件即可在屏幕上看到随控制角 α 变化的各种波形的动画效果。

通过以上课件的演示，教师克服了传统教学方式中难以用清晰、整洁的各种波形对各类电路的工作原理进行阐述的困难，可形象、直观地演示在各种电路下不同控制角的波形演变过程。

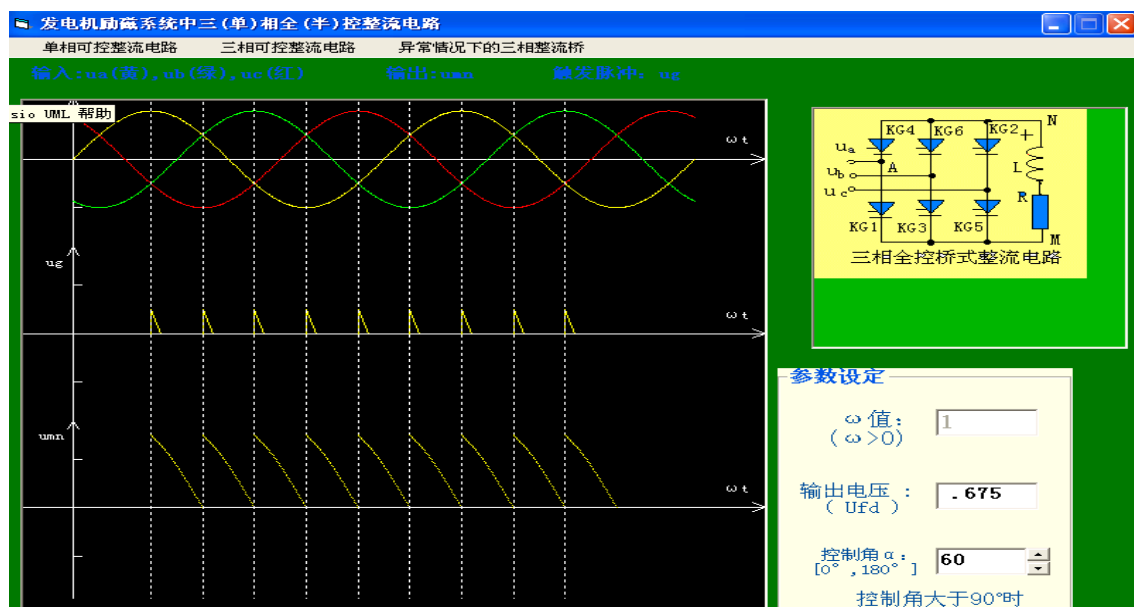


图 3.18 为三相可控整流电路控制角 $\alpha = 60^\circ$ 时的波形

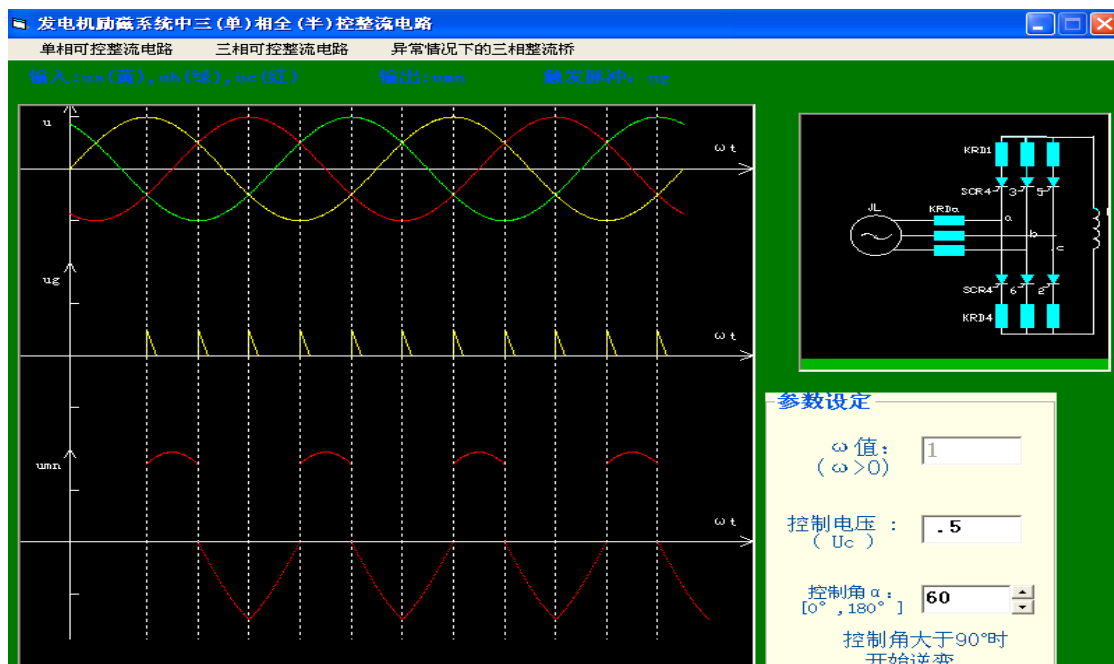


图 3.19 为三相全控桥交流电源相序出现错误 $\alpha = 60^\circ$ 时的波形

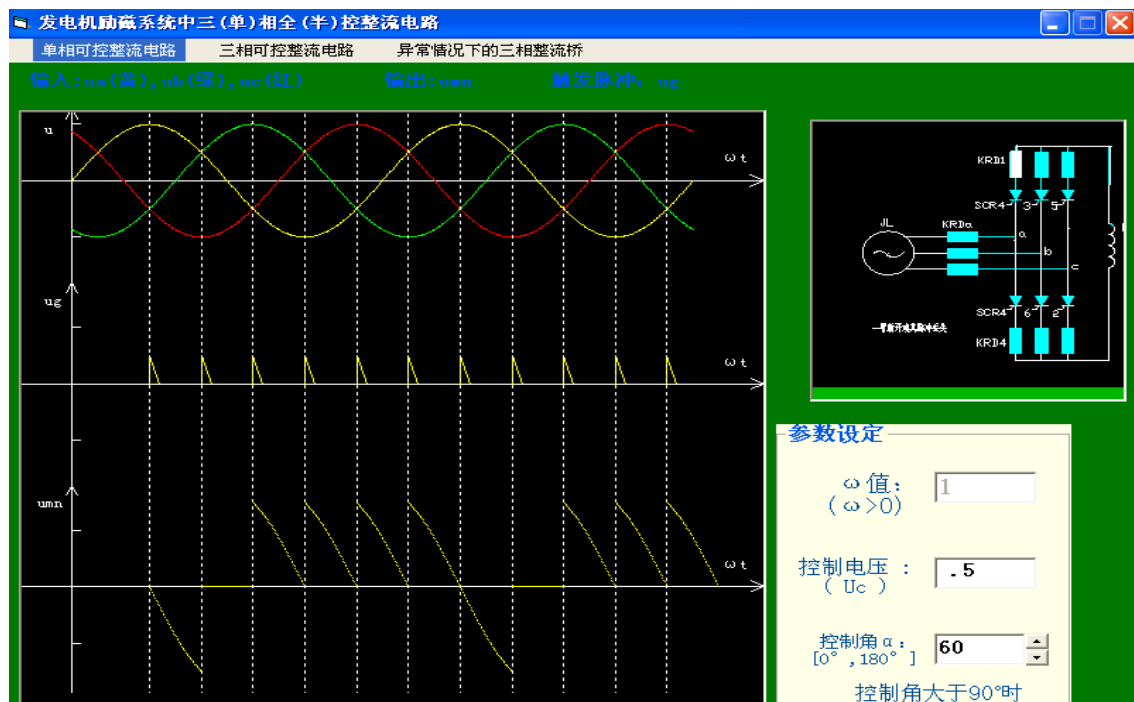


图 3.20 为三相全控整流桥一臂断开或其脉冲丢失（以桥臂 1 断开为例） $\alpha = 60^\circ$ 时的波形

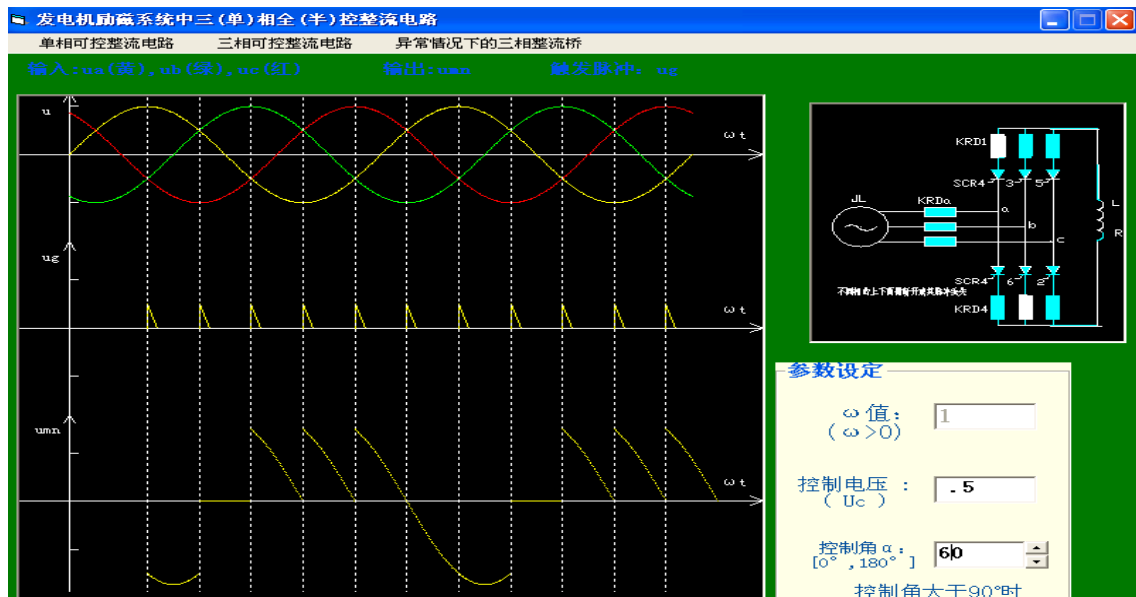


图 3.21 为三相全控整流桥不同上下两臂断开或其脉冲丢失（以桥臂 1、6 断开为例） $\alpha = 60^\circ$ 时的波形

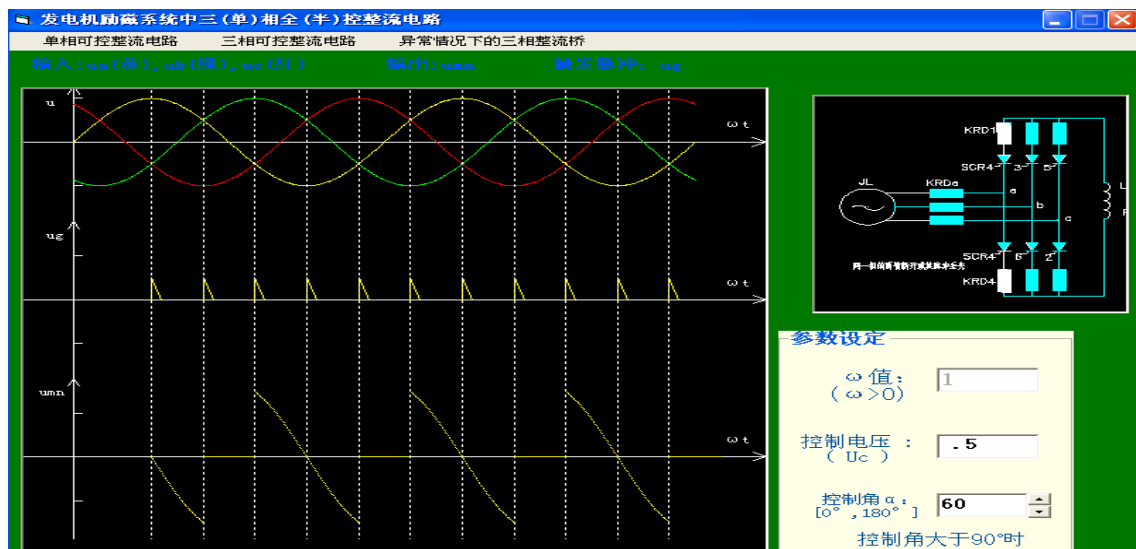


图 3.22 为三相全控整流桥同一组的上下两臂断开或其脉冲丢失（以桥臂 1、4 断开为例） $\alpha = 60^\circ$ 时的波形

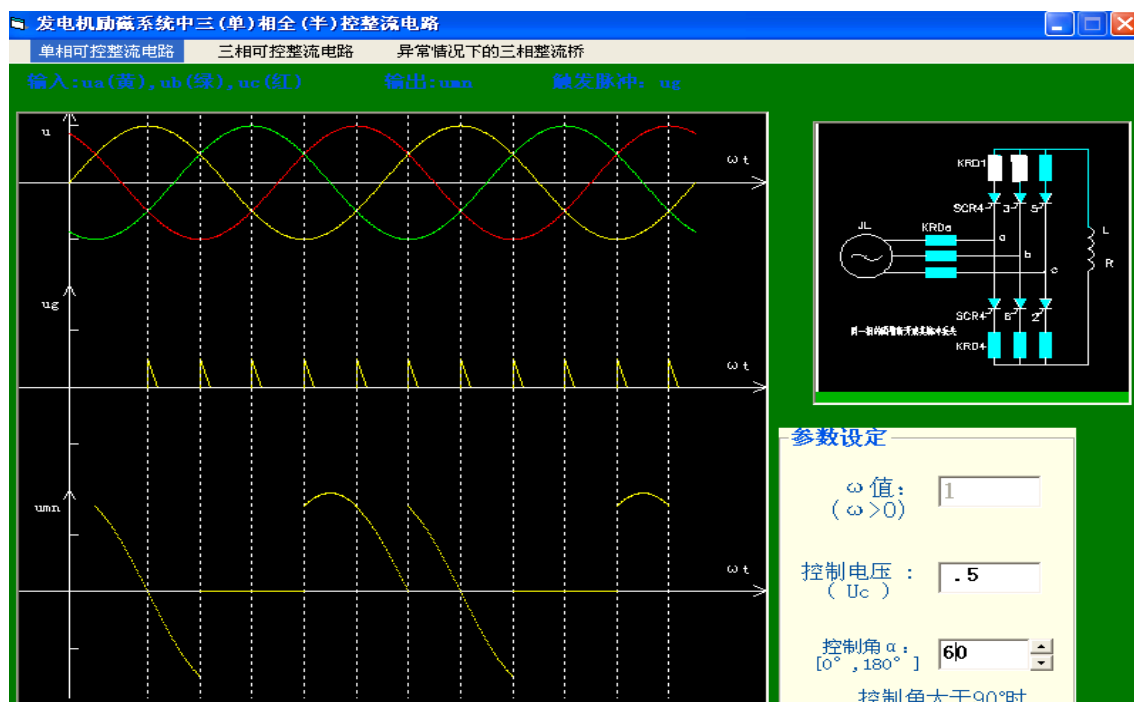


图 3.23 为三相全控整流桥同一组的两臂断开或其脉冲丢失（以桥臂 1、3 断开为例） $\alpha = 60^\circ$ 时的波形

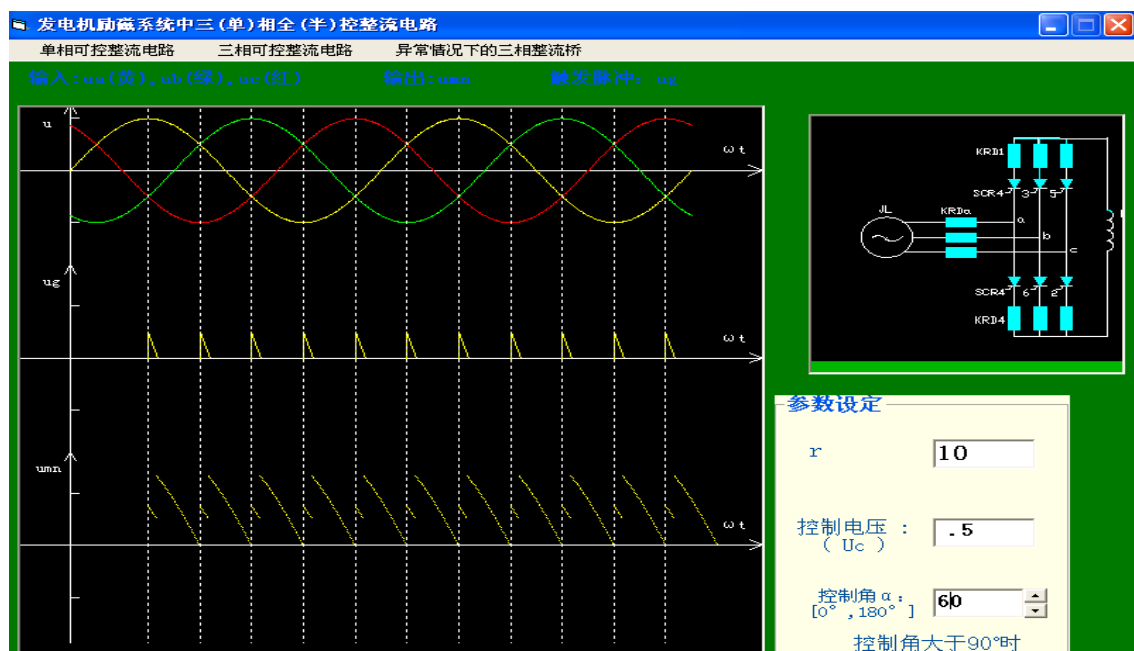


图 3.24 为三相全控整流桥在考虑电源电感对换流的影响的 $\alpha = 60^\circ$ 时的波形

4 结论

针对课题的要求，所取得成果具体如下：本文首先阐述了三种励磁方式的特点以及各自的应用范围；然后分析励磁调节在电力系统稳定性的影响；最后在分析了古典控制理论的单变量与现代控制理论的线性多变量控制方式的基础上，对各自的特点进行比较。最后利用 VB 程序对三相全控整流电路进行仿真分析，得到不同控制角、不同支路断开、相序错误等情况下的仿真输出波形。并利用多媒体应用软件以同步发电机不同励磁方式分析为主体、以三相全控整流电路正常及异常情况的理论分析为副体制作成课件。

(1) 本成果的特色有以下几点：

1) 利用软件将以同步发电机不同励磁方式分析为主体、以三相全控桥正常及异常情况的理论分析为副体制成的课件，方便了老师和学生对本课题的了解。

2) 利用 VB 程序对三相全控整流电路进行仿真分析，得出对应不同控制角时的实际输出波形，解决了现场可控整流电路检修时，难于判断故障类型的实际问题。

3) 在现场调试人员直观的看到此部分的输出波形，可以快速的判断是何种故障，这样减少了故障切除时间。

(2) 创新点及其本课题尚存在的问题

创新点：对三相全控整流电路进行仿真分析，得到了整流桥在不同控制角、不同支路断开、相序错误等情况下的仿真输出波形，以及考虑电源电感对换流时影响的输出波形。在电力电子技术里的输出波形在触发时刻的波形是有显示，本课题在此点的波形并未显示，因为这样更接近现场的实际输出波形，使现场的调试人员方面直接的看到波形，更容易分析此部分是何种故障。

在分析电源电感的影响时，由于多种因素是变量，不太容易掌控，所以分析时只考虑了换相重叠角的因素是本课题的一个小的缺陷，由于整流桥故障时的输出电压值难于计算，本课题也没涉及到该方面的研究。

(3) 进一步开展工作的建议

对于同步发电机与电力系统有复杂的关系，当电力系统中的负荷有各种各样的变化时，发电机经过系统反馈得到负荷的变化，由此发电机的励磁系统做出相应的调节，其中在发电机与反馈系统之间存在一个接口，针对此接口可以有进一步的研究。同时也可以在本课题的缺陷上加以改进，做进一步的分析。

谢辞

参考文献

- [1] 李基成. 现代同步发电机励磁系统设计及应用. 中国电力出版社出版:2003年3

月20日

- [2] 许正亚. 电力系统安全自动装置. 中国水利水电出版社出版:2006年6月
- [3] 樊俊. 同步发电机半导体励磁原理及应用. 水利电力出版社出版: 1991年3月
- [4] 陆继明. 同步发电机微机励磁控制. 中国电力出版社出版:2005年4月
- [5] 胡虔生, 胡敏强. 电机学. 中国电力出版社出版:2001年1月
- [6] 王晓玲. 同步发电机的励磁调节. 中国电力出版社出版:2000年9月
- [7] 卢强. 电力系统非线性控制. 科学出版社出版出版:1993年
- [8] 竺士章. 发电机励磁系统实验. 中国电力出版社出版:2004年12月8日
- [9] 陈建红. Visual Basic 6.0程序设计教程. 中国水力出版社出版:1996年
- [10] 刘健. 电力系统专业英语阅读. 中国水利水电出版社出版:1999年9月
- [11] 李川香. 半导体变流技术课程的CAI课件示例. 电气电子教学学报:2000年22(1): 78-79
- [12] 王兆安, 黄俊. 电力电子技术. 机械工业出版社出版:2000年1月6日
- [13] 刘微主. 南京工程学院学报. 南京工程学院:2002 年 12 月 (第 2 卷第 4 期)
- [14] Automatic Voltage Regulator using Triplex Redundancy (TMR) and Dsp processors (800 Series) . R-R Industrial controls Ltd. 1997
- [15] Electric Power Automation 23 卷第 6 期 2003.6
- [16] Functional Specification for Field circuit Breaker Type Ex 74. R-R Industrial controls Ltd 1997.