

目 录

前 言	
绪 论	1
第一章 同步发电机的自动并列	4
第一节 概述	4
第二节 准同期并列的基本原理	10
第三节 恒定越前时间并列装置的合闸控制	15
第四节 频率差控制	31
第五节 数字式并列装置	38
第二章 同步发电机励磁自动控制系统	38
第一节 概述	38
第二节 同步发电机励磁系统	46
第三节 励磁系统中的整流电路	51
第四节 励磁调节装置原理	62
第五节 并联运行机组间无功功率的分配	88
第六节 数字式自动电压调节器	91
第三章 励磁自动控制系统的动态特性	100
第一节 概述	100
第二节 励磁控制系统的传递函数	101
第三节 励磁自动控制系统的稳定性	108
第四节 励磁自动控制系统对电力系统稳定的影响	112
第四章 电力系统频率及有功功率的自动调节	127
第一节 电力系统的频率特性	127
第二节 调速器原理	135
第三节 电力系统频率调节系统及其特性	143
第四节 电力系统自动调频	157
第五节 电力系统的经济调度与自动调频	167
第五章 电力系统自动低频减载及其他安全自动控制装置	173
第一节 概述	173
第二节 自动低频减载	174
第三节 其他安全自动控制装置	186
参考文献	190

绪 论

一、电力系统及其运行

随着经济建设的发展，我国的电力工业正迅速发展。电力系统的规模日益扩大，发电设备的容量也相应增大，系统运行方式的变化越来越频繁。为了更好地保证安全、经济运行并保证电能质量，电力系统运行越来越依赖于自动控制技术的提高，从而促进了电力系统自动控制技术的不断发展。

电能在生产、传输和分配过程中遵循着功率平衡的原则。所以由发电厂、变电所、输电网、配电和用电等设备所组成的电力系统，在运行中是一个有机的整体。电力系统分布在广阔的地区，其组成如图 0-1 所示。调度控制中心对所管辖的电力系统进行监视和控制，其主要任务是合理地调度所属各发电厂的出力，制定运行方式，及时处理电力系统运行中所发生的问题，确保系统的安全经济运行。

发电厂转换生产电能，按一次能源的不同又分为火电厂、水电厂、核电厂等不同类型的电厂。各类电厂的生产过程各不相同，控制规律各异，它们在电力系统运行中的任务也有所侧重，但是，安全经济地完成给于的发电任务是对各类电厂共同的要求。

配电网是直接向用户供电的地区电网。随着城乡经济建设的发展和电气化程度的提高，人们对供电可靠性也提出了更高的要求。

二、电力系统自动控制的划分

任何一个自动控制系统都可用图 0-2 所示的框图来表示。控制对象的运行状态信息传

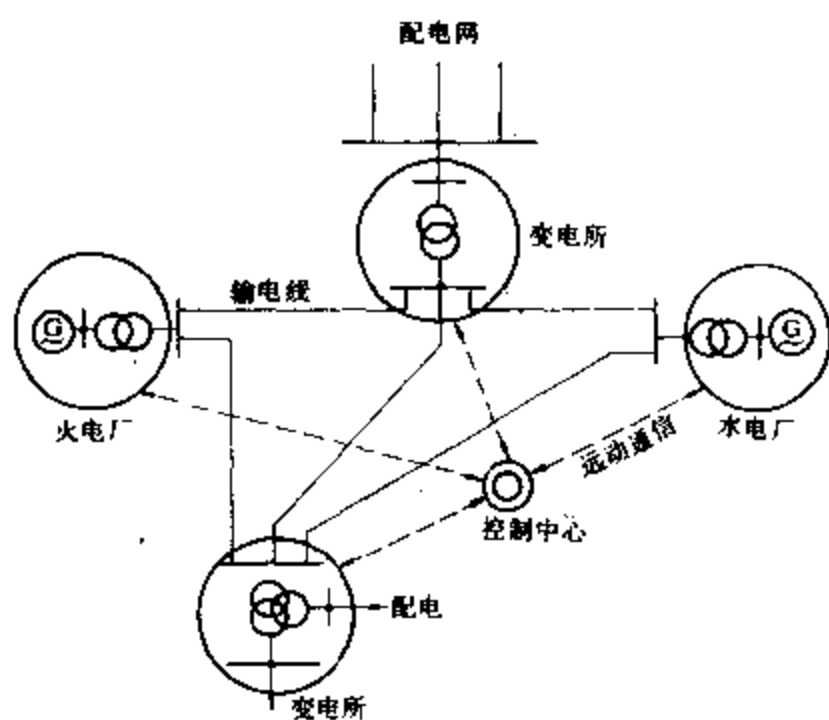


图 0-1 电力系统的组成

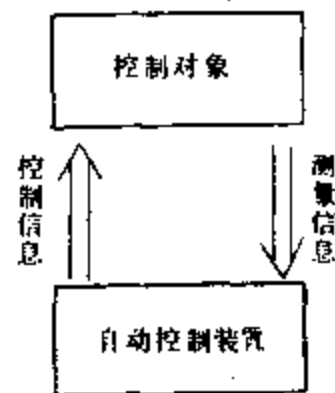


图 0-2 典型自动控制系统

送给自动控制装置，自动控制装置对送来的信息进行综合分析，按控制要求发出控制信息，即控制指令以实现其预定的控制目标。

根据电力系统的组成和运行特点，自动控制大致划分为如下几个不同内容的控制系统。

1. 电力系统自动监视和控制

电力系统自动监视和控制，其主要任务是提高电力系统的安全、经济运行水平。电力系统中各发电厂、变电所把反映电力系统运行状态的实时信息，由远动终端装置送至调度控制中心的计算机系统，由计算机及时地对电力系统的运行进行分析并通过人机联系系统显示出来，供运行人员参考。这样不仅为运行人员集中精力指挥电网运行创造条件，而且由于安全分析后所及时采取的预防性控制，可极大地提高电网运行的安全性。在计算机的经济运行软件支持下，还把电力系统的经济运行提高到一个新的水平。

2. 电厂动力机械自动控制

电厂的动力机械随电厂类型不同而有很大的差别，如水电厂、火电厂、核电厂等，它们的动力设备截然不同，其控制要求和控制规律相差很大。火电厂中锅炉和汽轮机的自动控制系统与水电厂中水力机械的自动控制系统分属各自的专业对这一领域进行的研究。

电厂动力机械的自动控制是电厂自动控制的主要组成部分。现在新建的 200MW 以上的汽轮发电机组，需配置专用计算机进行监控。

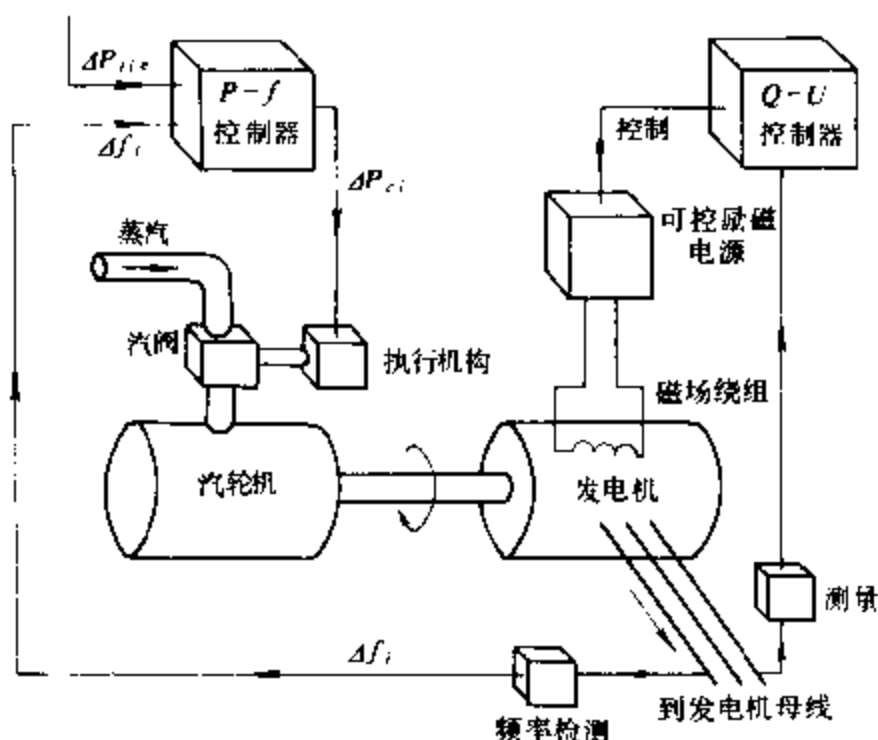


图 0-3 发电自动控制示意图

动装置。

电气设备的操作分正常操作和反事故操作两种类型。例如按运行计划发电机并网运行的操作为正常操作。电网突然发生事故，为防止事故扩大的紧急操作为反事故操作。针对电力系统的系统性事故采取相应对策的自动操作装置称为电力系统安全自动控制装置。电气设备操作的自动化是电力系统自动化的基础。

三、本课程的主要内容

电压和频率是电能质量的两个主要指标。本书对同步发电机励磁自动控制和频率-有功

3. 电力系统自动装置

发电厂、变电所电气主接线设备运行的控制与操作的自动装置，是直接为电力系统安全、经济和保证电能质量服务的基础自动化设备。

同步发电机是转换产生电能的机械，如图 0-3 所示。它有两个可控输入量——动力元素和励磁电流，其输出量为有功功率和无功功率，它们还分别与电网的频率和发电机端电压的电能质量有关。如图 0-3 中所示的 $P-f$ 控制器和 $Q-U$ 控制器，是电力系统维持电能质量的自

功率自动控制进行较为深入讨论；同步发电机并网运行操作是电气设备正常运行操作的重要内容，作了较系统的介绍。

电力系统发生事故时，需采取各种自动控制措施以确保系统的安全运行。自动控制措施中所用自动装置原则上都属于本课程的研究内容。由于继电保护已自成体系并另设课程专门讲授，而涉及电力系统安全运行的自动装置则列为本课程的讲述内容。

由此可见，电力系统自动装置有两种类型：自动调节装置和自动操作装置。自动调节的基本理论在自动控制理论课程中讲授。涉及电力系统运行的基础知识在电力系统稳态分析、暂态分析等专业课程中讲授，本课程侧重于电力系统运行特点，在实施其自动控制时所遵循的规律和自动装置的组成及运行要求等方面进行阐述。

电力系统自动装置随着元器件的发展而不断更新，目前自动装置中用到的电子器件如线性电路、数字电路，从分立元件到可编程大规模集成电路等方面有关的知识，在电子技术课程中已讲授，本书不重复。

近年来，由于控制理论、信息论等方面的成就，大规模、超大规模集成电子器件不断推出；计算机技术和数据通信技术的发展，自动控制技术正面临着日新月异的形势；计算机控制在电力系统自动装置中已广为应用。我国广大科技工作者在这方面进行了卓有成效的研究，取得了可喜成绩。

鉴于自动控制装置不断更新，本书着重于原理方面的叙述。虽然也介绍了装置的某些电路，但着眼点还在于启发学生如何按照控制要求去构成装置的原理。

本书已注意到计算机技术在本领域中的应用，因此作了必要的充实，但内容也只是原理性的介绍。

根据教学大纲要求，本书分五章讲授：

(1) 第一章同步发电机自动并列。这是电厂运行中发电机组的一项重要操作，是自动操作装置的一个典型例子，对它的原理作了较为详细的叙述。

(2) 第二、三章为同步发电机励磁自动控制系统。这是发电机自动调节的一个典型应用。在此作了较为深入讨论。第二章介绍装置的原理和它的静态特性。第三章分析调节系统的动态行为。

(3) 第四章电力系统频率和有功功率自动控制。频率是电能质量的重要指标。有功功率潮流是电力系统经济运行和系统运行方式的重要问题。本章就电力系统的频率特性和调频有关问题展开讨论，侧重于阐述控制系统特性及功率分配等问题。

(4) 第五章重点介绍按频率自动减载装置。这是电力系统事故情况下，较为典型防止事故扩大的安全自动装置。其它安全自动装置则结合电力系统运行就其实施原则作简要介绍。

第一章 同步发电机的自动并列

第一节 概 述

一、并列操作的意义

电力系统运行中，任一母线电压瞬时值可表示为

$$u = U_m \sin(\omega t + \varphi) \quad (1-1)$$

式中 U_m ——电压幅值；

ω ——电压的角频率；

φ ——初相角。

(1-1) 式反映了电网运行中该母线电压的幅值、频率和相角。这三个重要参数常被指定为运行母线电压的状态量。电网电压也常用相量 $\dot{U}$ 来表示。

如图 1-1 (a) 所示，一台发电机组在未投入系统运行之前，它的电压 u_G 与并列母线电压 u_X 的状态量往往不等，须对待并发电机组进行适当的操作，使之符合并列条件后才允许断路器 DL 合闸作并网运行。这一系列操作称为并列操作。

随着负荷的波动，电力系统中发电机运行的台数也经常要变动。因此，同步发电机的并列操作是电厂的一项重要操作。另外，当系统发生某些事故时，也常要求将备用发电机组迅速投入电网运行。可见，在电力系统运行中并列操作是较为频繁的。

电力系统的容量在不断增大，同步发电机的单机容量也越来越大，大型机组不恰当的并列操作将导致严重后果。因此，对同步发电机的并列操作进行研究，提高并列操作的准确度和可靠性，对于系统的可靠运行具有很大的现实意义。

同步发电机组并列时遵循如下的原则：

(1) 并列断路器合闸时，冲击电流应尽可能小，其瞬时最大值一般不超过 1~2 倍的额定电流。

(2) 发电机组并入电网后，应能迅速进入同步运行状态，其暂态过程要短，以减小对电力系统的扰动。

同步发电机的并列方法可分为准同期并列和自同期并列两种。

在电力系统正常运行情况下，一般采用准同期并列方法将发电机组投入运行。因此，这是本书主要介绍的内容。自同期并列方法已很少采用，只有当电力系统发生事故时，为了迅速投入水轮发电机组，过去曾采用自同期并列方法。随着自动控制技术的进步，现在也可用准同期法快速投运水轮发电机组。因此，对自同期并列方法本书只介绍它的一般原理。

二、准同期并列

设待并发电机组 G 已经加上了励磁电流，其端电压为 $\dot{U}_G$ ，调节待并发电机组 $\dot{U}_G$ 的状

态参数使之符合并列条件的操作。如图 1-1(a) 所示, DL 为并列断路器, DL 的另一侧为电网电压 U_x 。并列断路器合闸之前, DL 两侧电压的状态量一般不相等, 须对发电机组 G 进行控制使它符合并列条件, 然后发出 DL 的合闸信号。

由于 DL 两侧电压的状态量不等, DL 主触头间具有电压差 $\dot{U}_s$, 其值可由图 1-1(b) 的电压相量求得。

设发电机电压的角频率为 ω_G , 电网电压 U_x 的角频率为 ω_x , 它们间的相量差 $\dot{U}_G - \dot{U}_x$ 为 $\dot{U}_s$ 。计算并列时冲击电流的等值电路如图 1-1(c) 所示。当电网参数一定时, 冲击电流决定于合闸瞬间的 $\dot{U}_s$ 值。要求 DL 合闸瞬间的 $\dot{U}_s$ 尽可能小, 其最大值应使冲击电流不超过允许值。最理想情况 $\dot{U}_s$ 的值为零。这时 DL 合闸的冲击电流也就等于零; 并且希望

并列后能顺利地进入同步运行状态, 对电网无任何扰动。

综上所述, 发电机并列的理想条件为并列断路器两侧电源电压的三个状态量全部相等, 即图 1-1(b) 中 $\dot{U}_G, \dot{U}_x$ 两个相量完全重合并且同步旋转, 所以并列的理想条件可表达为

$$\left. \begin{aligned} (1) & \quad \omega_G = \omega_x \text{ 或 } f_G = f_x, \text{ 即频率相等} \\ (2) & \quad U_G = U_x, \text{ 即电压幅值相等} \\ (3) & \quad \delta_s = 0, \text{ 即相角差为零 (合闸瞬间电压差为零)} \end{aligned} \right\} U_m \sin(\omega t + \varphi) \quad (1-2)$$

这时并列合闸的冲击电流等于零, 并且并列后发电机 G 与电网立即进入同步运行, 不发生任何扰动现象。可以设想, 如果待并发电机的调速器和调压器能按 (1-2) 式进行调节, 实现理想的并列操作, 则可极大地简化并列过程。

但是, 实际运行中待并发电机组的调节系统并不按 (1-2) 式的理想条件调节。因此三个条件很难同时满足。其实在实际操作中也没有这样苛求的必要。因为并列合闸时只要冲击电流较小, 不危及电气设备, 合闸后发电机组能迅速拉入同步运行, 对待并发电机和电网运行的影响较小, 不致引起任何不良后果。

因此, 在实际并列操作中, 并列的实际条件允许偏离 (1-2) 式, 其偏离的允许范围则需经过分析确定。下面分析如果同步发电机组并列时偏离 (1-2) 式的理想条件所引起的后果。

(一) 电压幅值差

设发电机并列时的电压相量如图 1-2(a) 所示, 即并列时: ①发电机频率 f_G 等于电网

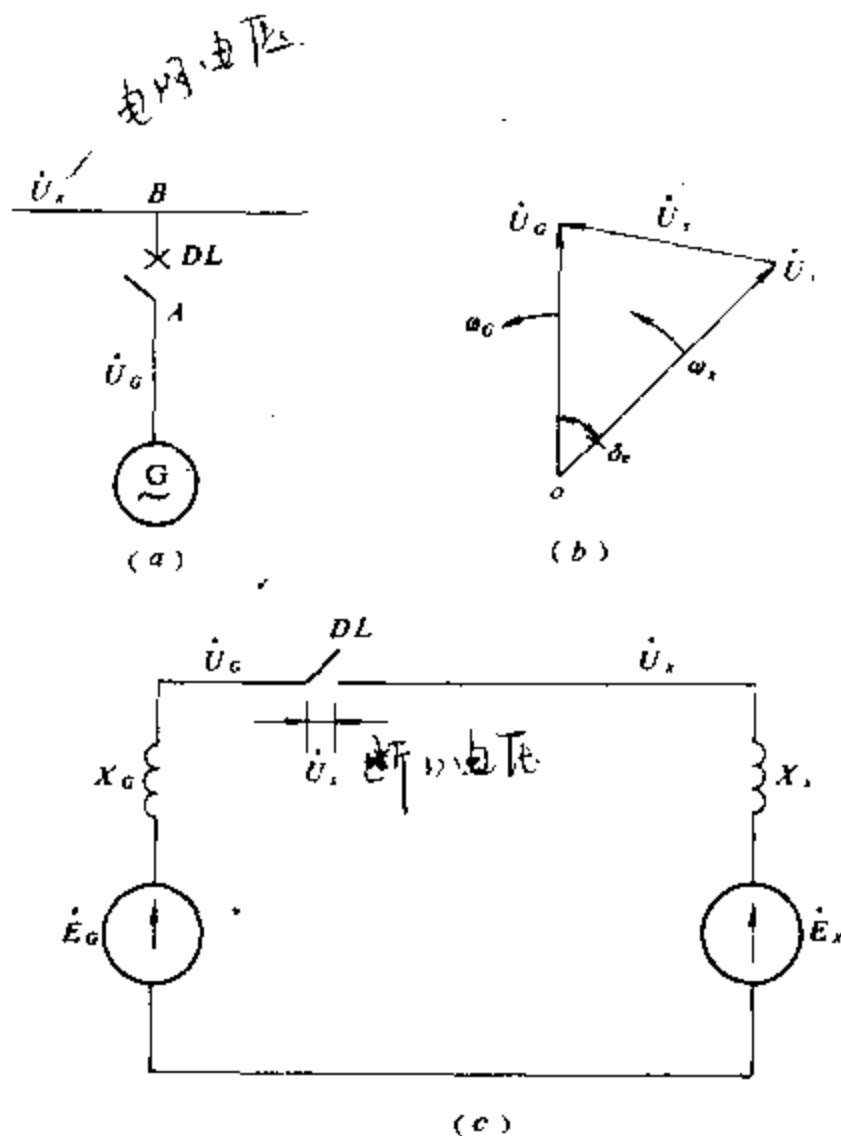


图 1-1 准同期并列
(a) 电路示意; (b) 相量图; (c) 等值电路图

频率 f_x ；②相角差 δ_e 等于零；③电压幅值不等， $U_G \neq U_x$ 。则冲击电流的有效值为

$$I''_h = \frac{U_G - U_x}{X''_d + X_x} \quad (1-3)$$

式中 U_G 、 U_x ——发电机电压、电网电压有效值；

X''_d ——发电机次暂态电抗；

X_x ——电力系统等值电抗。

从图 1-2 (a) 可见，冲击电流主要为无功电流分量。冲击电流最大瞬时值的计算式为

$$i''_{hm} = 1.8 \sqrt{2} I''_h \quad (1-4)$$

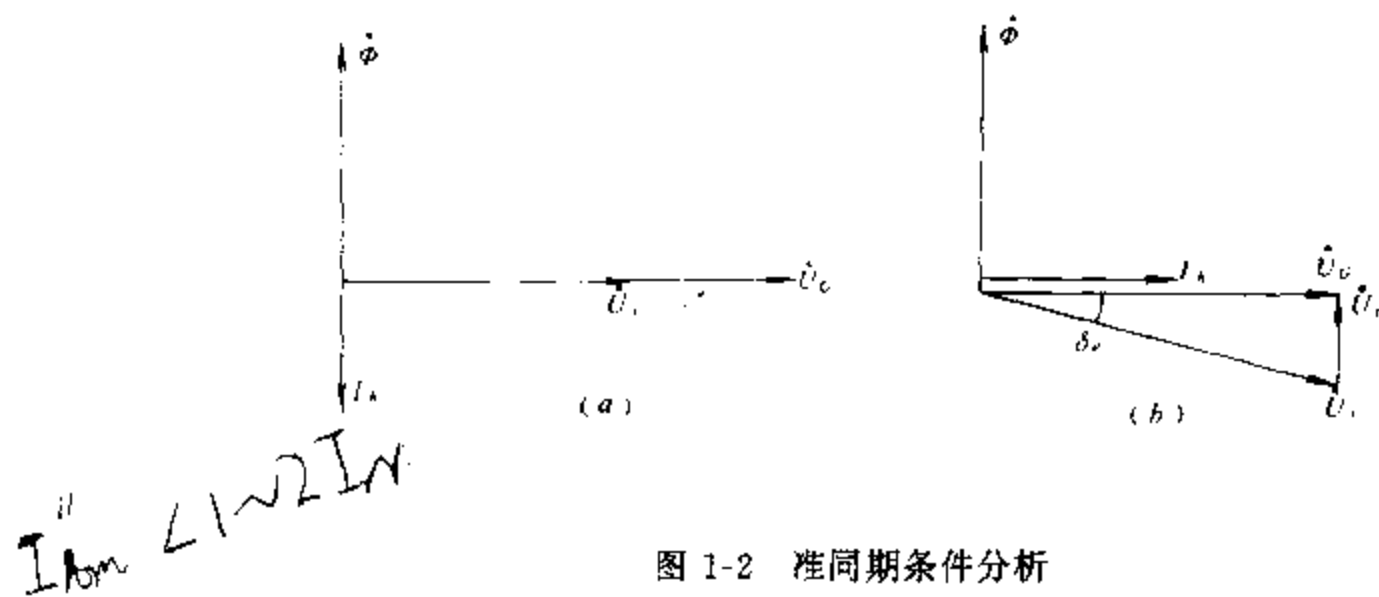


图 1-2 准同期条件分析

(a) $\delta_e = 0$; (b) $\delta_e \neq 0$

冲击电流的电动力对发电机绕组产生影响，由于定子绕组端部的机械强度最弱，所以须特别注意对它所造成的危害。由于并列操作为正常运行操作，冲击电流最大瞬时值限制在 1~2 倍额定电流以下为宜。

(二) 合闸相角差

设并列合闸时，断路器两侧电压相量如图 1-2 (b) 所示，即

(1) $U_G = U_x$ ，电压幅值相等；

(2) $f_G = f_x$ ，频率相等；

(3) $\delta_e \neq 0$ ，合闸瞬间存在相角差。

这时发电机为空载情况，电动势即为端电压并与电网电压相等，冲击电流的有效值为

$$I''_h = \frac{2E''_q}{X''_d + X_x} \sin \frac{\delta_e}{2} \quad (1-5)$$

式中 X''_d ——发电机交轴次暂态电抗；

E''_q ——发电机交轴次暂态电动势。

当相角差较小时，这种冲击电流主要为有功电流分量，说明合闸后发电机与电网间立刻交换有功功率，使机组联轴受到突然冲击，这对机组和电网运行都是不利的。为了保证机组安全运行，一般将有功冲击电流限制在较小数值。参照 (1-4) 式，可求出其冲击电流最大瞬时值。

设待并发电机电压与电网电压之差为 $\dot{U}_e$ ，当 $\dot{U}_G$ 与 $\dot{U}_x$ 间既存在幅值差，又存在相角差，

这时 u_s 所产生的冲击电流可综合以上两种典型情况进行分析。

(三) 频率不相等

设待并发电机的电压相量如图 1-3 所示, 且有 $U_G = U_x$, 电压幅值相等; $f_G \neq f_x$ 或 $\omega_G \neq \omega_x$, 频率不相等。

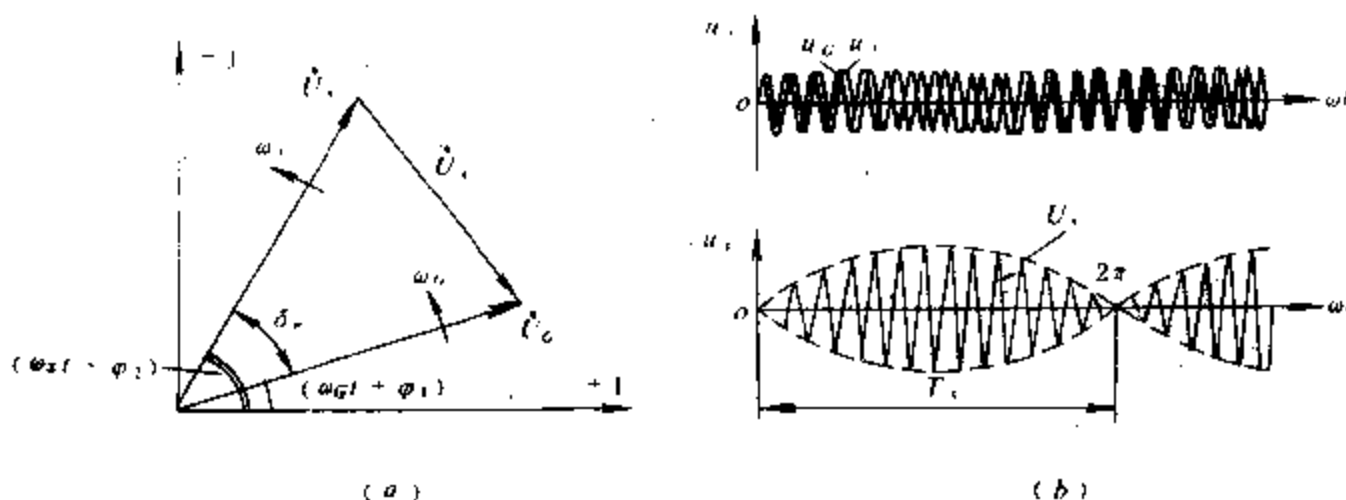


图 1-3 脉动电压

(a) 相量图; (b) 波形图

这时断路器 DL 两侧间电压差 u_s 为脉动电压, 对 u_s 的描述为

$$u_s = U_G \sin(\omega_G t + \varphi_1) - U_x \sin(\omega_x t + \varphi_2)$$

设初始角 $\varphi_1 = \varphi_2 = 0$, 则

$$u_s = 2U_G \sin\left(\frac{\omega_G - \omega_x}{2}t\right) \cos\left(\frac{\omega_G + \omega_x}{2}t\right) \quad (1-6)$$

令 $U_s = 2U_G \sin\left(\frac{\omega_G - \omega_x}{2}t\right)$ 为脉动电压的幅值, 则

$$u_s = U_s \cos\left(\frac{\omega_G + \omega_x}{2}t\right) \quad (1-7)$$

由 (1-7) 式可知 u_s 波形可以看成是幅值为 U_s 、频率接近于工频的交流电压波形。

又 $\omega_s = \omega_G - \omega_x$ 为滑差角频率, 图 1-3 所示两电压相量间的相角差为

$$\delta_s = \omega_s t \quad (1-8)$$

于是

$$U_s = 2U_G \sin \frac{\omega_s t}{2} = 2U_G \sin \frac{\delta_s}{2} = 2U_x \sin \frac{\delta_s}{2} \quad (1-9)$$

由此可见, u_s 为正弦脉动波, 其最大幅值为 $2U_G$ (或 $2U_x$), 所以 U_s 又称为脉动电压。

$\dot{U}_s$ 的相量图及其瞬时值波形如图 1-3 (a)、(b) 所示。如用相量分析, 则可设想系统电压 $\dot{U}_x$ 固定, 而待并发电机的电压 $\dot{U}_G$ 以滑差角频率 ω_s 对 $\dot{U}_x$ 转动。当相角差 δ_s 从 0 到 π 变动时, U_s 的幅值相应地从零变到最大值 $2U_G$; 当 δ_s 从 π 到 2π (重合) 变动时, U_s 的幅值又从最大值回到零。转动一圈的时间为脉动周期 T_s 。

由于滑差角频率 ω_s 与滑差频率 f_s 间具有下列关系

$$\omega_s = 2\pi f_s \quad (1-10)$$

所以脉动周期为

$$T_s = \frac{1}{f_s} = \frac{2\pi}{\omega_s} \quad (1-11)$$

当滑差角频率用标么值表示时，则有

$$\omega_{s*} = \frac{\omega_s}{2\pi f_e} \quad (1-12)$$

式中 f_e ——额定频率，我国电网的额定频率为 50Hz。

脉动电压周期 T_s ，滑差频率 f_s 和滑差角频率 ω_s 都可用来表示待并发电机的频率与电网频率之间相差的程度。由 (1-8) 式可知，相角差 δ_s 是时间的函数，所以并列时合闸相角差 δ_s 与发出合闸信号的时间有关。如果发出合闸信号的时间不恰当，就有可能在相角差较大时合闸，以致引起较大的冲击电流。同时也可看到，如果发出合闸信号的时间恰当，就有可能在两电压重合的时间合闸，从而使冲击电流等于零。还需指出，如果频率差较大，即使合闸时的相角差 δ_s 很小，满足要求，但这时待并发电机需经历一个很长的暂态过程才能进入同步运行状态，严重时甚至失步，因而也是不允许的。

图 1-4 为待并发电机组进入同步运行的暂态过程示意图。

众所周知，当发电机组与电网间进行有功功率交换时，如果发电机的电压 $\dot{U}_G$ 超前电网电压 $\dot{U}_x$ ，发电机发出功率，则发电机将制动而减速。反之，当 $\dot{U}_G$ 落后 $\dot{U}_x$ 时，发电机吸收功率，则发电机将加速。所以交换功率的方向与相角差 δ_s 的正负有关。

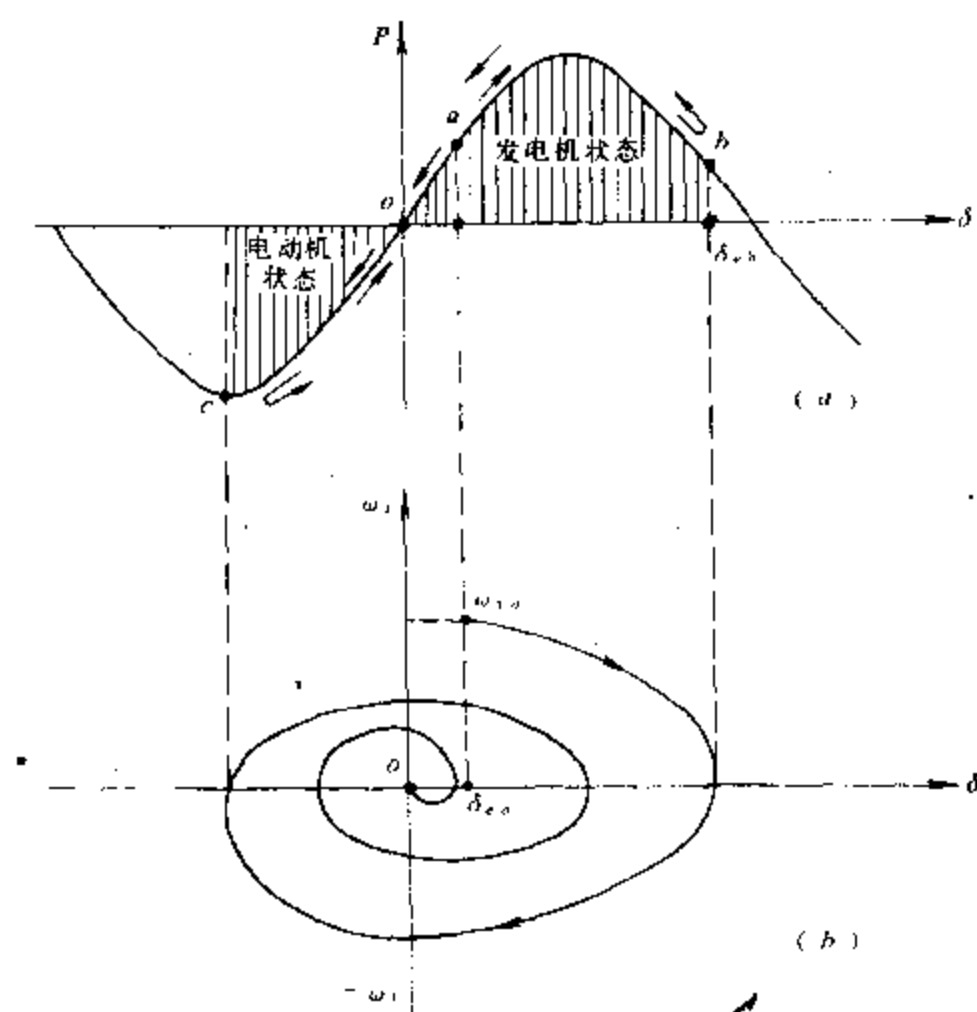


图 1-4 并列的同步过程分析

下面定义发电机发出功率为“发电机状态”；发电机吸收功率为“电动机状态”。现设

原动机的输入功率恒定不变，又 ω_G 大于 ω_x ；令合闸时的相角差为 δ_0 （图中 a 点），并为超前情况。可见合闸后发电机处于“发电机状态”而受到制动。发出功率沿功角特性到达 b 点时 ω_G 等于 ω_x ，这时发电机仍处于“发电机状态”，所以 ω_G 继续减小，由于 ω_G 小于 ω_x 所以 δ 逐渐减小，发电机功率沿特性曲线往回摆动到达坐标原点时，因 ω_G 小于 ω_x 而使相角差 δ 开始变负，交换功率变负，发电机组处于“电动机状态又重新加速，交换功率沿特性曲线变动直到 ω_G 等于 ω_x 图中的 C 点，相角差 δ 又往反方向运动。这样来回摆动由于阻尼等因素直到进入同步运行时为止。

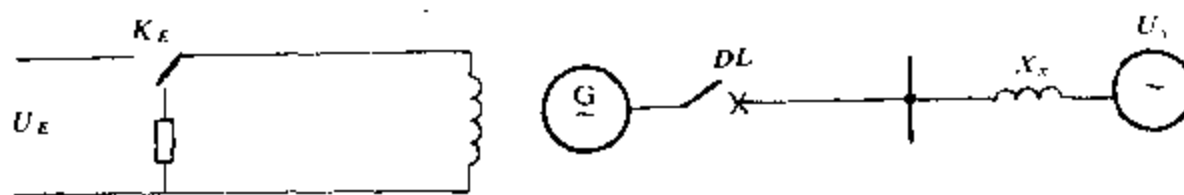
显然，进入同步状态的暂态过程与合闸时滑差角频率 ω_{ω} 的大小有关。当 ω_{ω} 较小时，到达最大相角 b 点时的 δ_0 较小，可以很快进入同步运行。当 ω_{ω} 较大时，如图 1-4 所示，则需经历较长时间振荡才能进入同步运行（如果 ω_{ω} 很大， b 点超出 180° ，则将导致失步）。所以合闸时 ω_{ω} 的极限值应根据发电机能否进入同步运行的稳定条件进行校验。在一般情况下，并列时的 ω_x 值远小于上述极限值，因此可以不必校验。但是，当并列的发电机组与电网间的联系较弱时，也有可能需按稳定条件对 ω_{ω} 进行校验。

三、自同期并列

自同期并列操作是将一台未加励磁电流的发电机组升速到接近于电网频率，滑差角频率 ω 不超过允许值，且机组的加速度小于某一给定值的条件下，首先合上并列断路器 DL，接着立刻合上励磁开关 K_E ，给转子加上励磁电流，在发电机电势逐渐增长的过程中，由电力系统将并列的发电机组拉入同步运行。

自同期并列最突出的优点是控制操作非常简单，限于当时控制技术水平，在电力系统发生事故、频率波动较大的情况下，应用自同期并列可以迅速把备用机组投入电网运行，所以曾一度广泛应用于水轮发电机组，作为处理系统事故的重要措施之一。

自同期并列方式不能用于两个系统间的并列操作。同时应该看到当发电机以自同期方式投入电网时，在投入瞬间，未经励磁的发电机接入电网，相当于电网经发电机次暂态电抗 X_d'' 短路，因而不可避免地要引起冲击电流（见图 1-5 所示）。



• 图 1-5 自同期并列简图

自同期并列的冲击电流的周期分量，可由下式求得

$$I''_h = \frac{U_x}{X_d'' + X_x} \quad (1-13)$$

式中 U_x ——归算到发电机端的电网电压；

X_x ——归算后的电网等值电抗。

这时，发电机母线电压 U_G 为

$$U_G = \frac{U_x}{X''_d + X_x} X''_d \quad (1-14)$$

(1-13) 式和 (1-14) 式表明, 当机组一定时, 自同期并列的冲击电流主要决定于系统的情况, 即决定于 U_x 和 X_x 。自同期时发电机的端电压值 U_G 与冲击电流成正比。

另外, 必须指出: 发电机母线电压瞬时下降对其它用电设备的正常工作将产生影响, 为此也需受到限制, 所以自同期并列方法现已很少采用。

第二节 准同期并列的基本原理

在满足并列条件的情况下, 采用准同期并列方法将待并发电机组投入电网运行, 前已述及只要控制得当就可使冲击电流很小且对电网扰动甚微。因此准同期并列是电力系统运行中的主要并列方式。

设并列断路器 DL 两侧电压分别为 $\dot{U}_G$ 和 $\dot{U}_x$; 并列断路器 DL 主触头闭合瞬间所出现的冲击电流值以及进入同步运行的暂态过程, 决定于合闸时的脉动电压 $\dot{U}_s$ 和滑差角频率 ω_s 。因此, 准同期并列主要对脉动电压 $\dot{U}_s$ 和滑差角频率 ω_s 进行检测和控制, 并选择合适的时间发出合闸信号, 使合闸瞬间的 $\dot{U}_s$ 值在允许值以内。检测的信息也就取自 DL 两侧的电压, 而且主要是对 $\dot{U}_s$ 进行检测并提取信息。现对脉动电压的变化规律进行分析。

一、脉动电压

为便于分析问题, 设待并发电机电压 $\dot{U}_G$ 与电网电压 $\dot{U}_x$ 的幅值相等, 而 ω_G 与 ω_x 不等, 因此是作相对运动的两个电压相量。令两电压相量重合瞬间为起始点, 这时 U_s 的表达式由 (1-7) 式和 (1-9) 式得

$$u_s = U_s \cos \frac{\omega_G + \omega_x}{2} t$$

$$U_s = 2U_x \sin \frac{\omega_s t}{2}$$

脉动电压幅值 U_s 的变化如图 1-6 所示, 为正弦脉动波形, 它的最大幅值为 $2U_x$, 其脉动周期与 ω_s 的关系见 (1-11) 式。

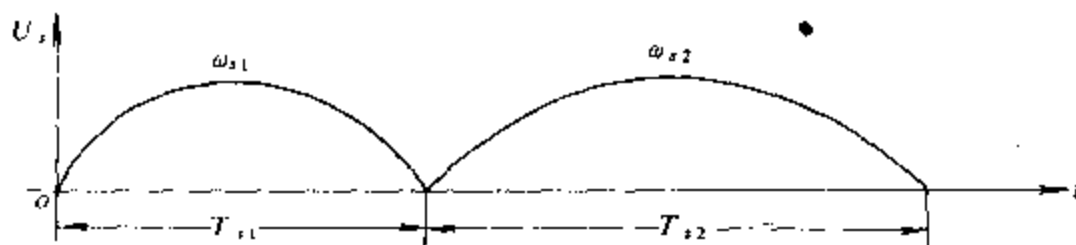


图 1-6 $U_G = U_x$ 时 U_s 的波形

如果并列断路器 DL 两侧的电压幅值不相等, 由图 1-1 (b) 的相量图, 应用三角公式可求得 U_s 的值为

$$U_s = \sqrt{U_x^2 + U_G^2 - 2U_x U_G \cos \omega_s t} \quad (1-15)$$

当 $\omega_s t = 0$ 时, $U_s = |U_G - U_x|$ 为两电压幅值差;

当 $\omega_s t = \pi$ 时, $U_s = U_G + U_x$ 为两电压幅值和;

两电压幅值不等时 U_s 电压波形如图 1-7 所示, 由于脉动周期 T_s 只与 ω_s 有关, 所以图 1-7 中的脉动电压周期 T_s 表达得与图 1-6 相同。

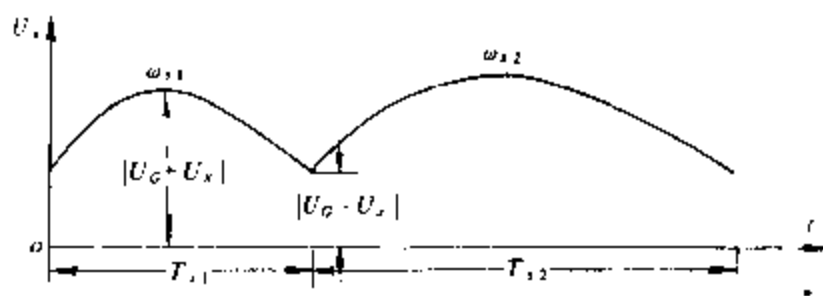


图 1-7 U_G 与 U_x 不等时 U_s 的波形

图 1-6 和图 1-7 表明在 U_s 的脉动波形中载有准同期并列所需检测的信息——电压幅值差、频率差以及相角差随时间的变化规律。因而可以利用它为自动并列装置提供并列条件的信息以及选择合适的合闸信号发出时间。

1. 电压幅值差

电压幅值差 $|U_G - U_x|$ 对应于脉动电压 U_s 波形的最小幅值, 由图 1-7 得

$$U_{\min} = |U_G - U_x|$$

通过对 $U_{\min}$ 的测量, 就可判别 U_G 和 U_x 间的电压幅值差是否超出允许值。

2. 频率差

U_G 与 U_x 间的频率差就是脉动电压 U_s 的频率 f_s , 它与滑差角频率 ω_s 的关系如 (1-10) 式所示

$$\omega_s = 2\pi f_s$$

可见 ω_s 反映了频率差 f_s 的大小。由 (1-11) 式的关系可知, 要求 ω_s 小于某一允许值, 就相当于要求脉动电压周期 T_s 大于某一给定值。

例如, 设滑差角频率的允许值 ω_{sy} 规定为 0.2%, 即

$$\begin{aligned} \omega_{sy} &\leq 0.2 \times \frac{2\pi f_s}{100} \approx 2\% \times \omega_e \\ &\leq 0.2\pi (\text{rad/s}) \end{aligned}$$

对应的脉动电压周期 T_s 值为

$$T_s \geq \frac{2\pi}{\omega_{sy}} = 10(\text{s})$$

所以 U_s 的脉动周期 T_s 大于 10s 才满足 ω_{sy} 小于 0.2% 的要求。这就是说测量 T_s 的值可以检测待并发电机组与电网间的滑差角频率 ω_s 的大小, 即频率差的大小。

3. 合闸相角差 δ_s 的控制

前面已经提及, 最理想的合闸瞬间是在 $\dot{U}_G$ 与 $\dot{U}_x$ 两相量重合的瞬间。考虑到断路器操作机构和合闸回路控制电器的固有动作时间, 必须在两电压相量重合之前发出合闸信号, 即取一提前量。

U_s 随相角差 δ_s 的变化规律为发出合闸信号的提前量计算提供了依据。目前，准同期并列装置采用的提前量有越前相角和越前时间两种。 $\dot{U}_G$ 与 $\dot{U}_s$ 两相量重合之前恒定角度 δ_{y0} 发出合闸信号的，称为恒定越前相角并列装置。在 $\dot{U}_G$ 与 $\dot{U}_s$ 重合之前恒定时间 t_{y0} 发出合闸信号的，称为恒定越前时间并列装置。

二、自动准同期装置

为了使待并发电机组满足并列条件，自动准同期装置设置了三个控制单元。

(1) 频差控制单元。它的任务是检测 $\dot{U}_G$ 与 $\dot{U}_s$ 间的滑差角频率 ω_s ，且调节发电机转速，使发电机电压的频率接近于系统频率。

(2) 电压差控制单元。它的功能是检测 $\dot{U}_G$ 与 $\dot{U}_s$ 间的电压差，且调节发电机电压 U_G 使它与 U_s 间的电压差值小于规定允许值，促使并列条件的形成。

(3) 合闸信号控制单元。检查并列条件，当待并机组的频率和电压都满足并列条件时，合闸控制单元就选择合适的时间发出合闸信号，使并列断路器 DL 的主触头接通时，相角差 δ_s 接近于零或控制在允许范围以内。

自动准同期装置的组成可用图 1-8 表示，同步发电机的准同期并列装置按自动化程度可分为：

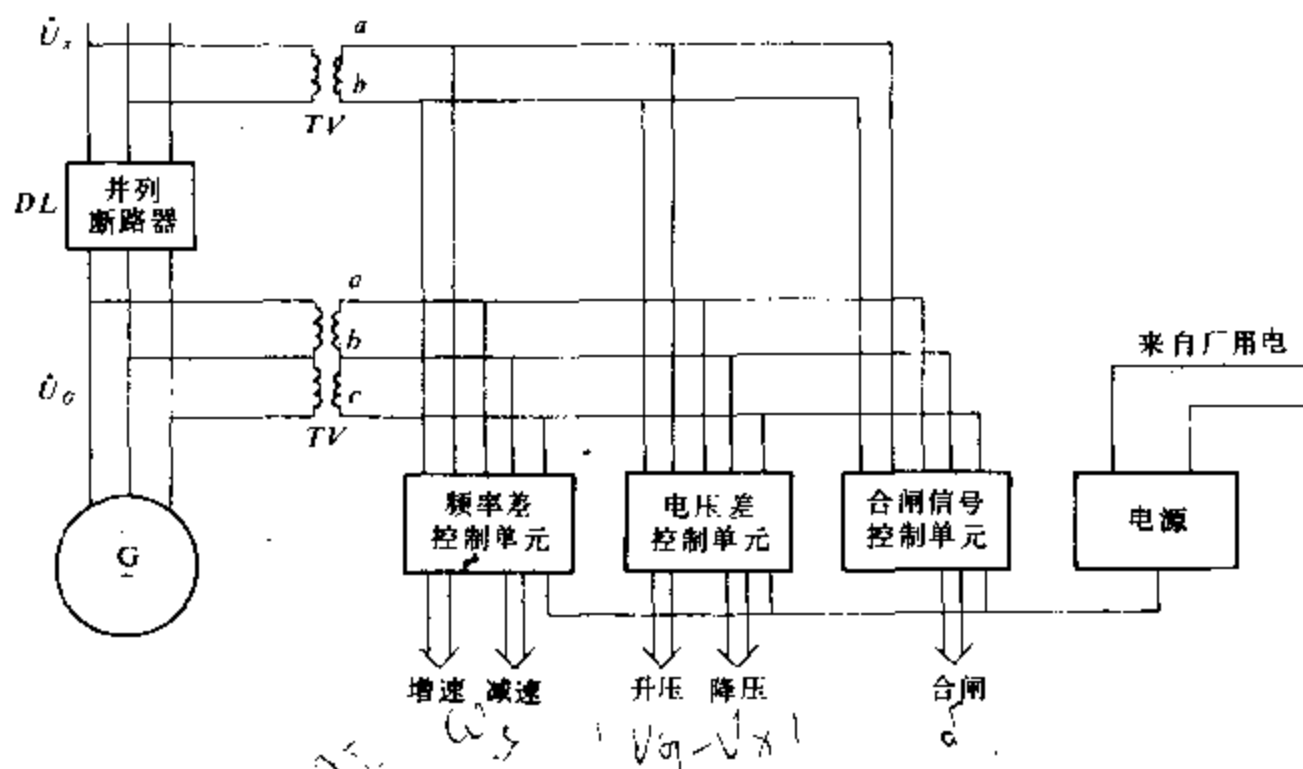


图 1-8 自动准同期装置组成

(1) 半自动准同期并列装置。这种并列装置没有频差调节和电压调节功能，只有合闸信号控制单元。并列时，待并发电机的频率和电压由运行人员监视和调整，当频率和电压都满足并列条件时，并列装置就在合适的时间发出合闸信号。它与手动并列的区别仅仅是合闸信号由该装置经判断后自动发出，而不是由运行人员手动发出。

(2) 自动准同期并列装置。如图 1-8 所示，其中设置了频率差控制单元、电压差控制单元和合闸信号控制单元。由于发电机一般都配有自动电压调节装置，因此在有人值班的发电厂中，发电机的电压往往由运行人员直接操作控制，不需配置电压差控制单元，从而简

化了并列装置的结构；在无人值班的发电厂中，自动准同期并列装置需设置具有电压自动调节功能的电压差控制单元。当同步发电机并列时，发电机的频率或频率和电压都由并列装置自动调节，使它与电网的频率、电压间的差值减小，当满足并列条件时，自动选择合适时机发出合闸信号。

三、准同期并列合闸信号的控制

在准同期并列操作中，合闸信号控制单元是准同期并列装置的核心部件，所以准同期并列装置原理也往往是指该控制单元的原理。其控制原则是当频率和电压都满足并列条件的情况下，在 $\dot{U}_G$ 与 $\dot{U}_x$ 要重合之前发出合闸信号。两电压相量重合之前的信号称为提前量信号，装置的逻辑结构框图如图 1-9 所示。

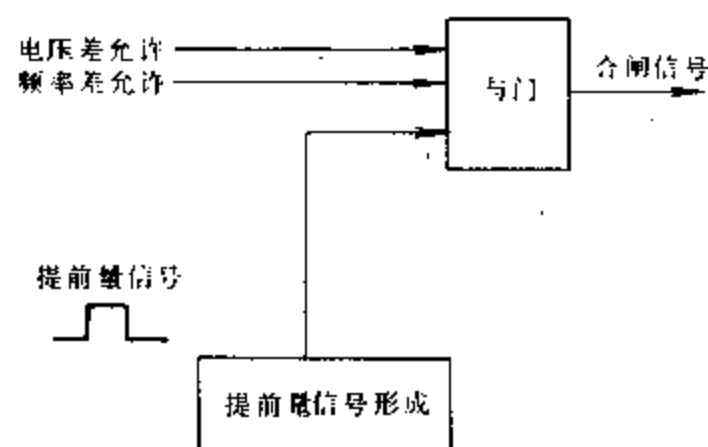


图 1-9 准同期并列合闸信号控制的逻辑结构框图

前已提及，按提前量的不同，准同期并列装置可分为恒定越前相角和恒定越前时间两种原理。

(一) 恒定越前相角准同期并列

装置所取的提前量信号是某一恒定相角 δ_{YJ} ，即在脉动电压 U_i 到达 $\delta_e = 0$ 之前的 δ_{YJ} 相角差时发出合闸信号，对该装置工作原理的分析可用图 1-10 来表示。为了简单起见，设 U_G 与 U_x 相等且都为额定值，由 (1-9) 式可知，相角差 δ_e 与 U_i 间存在着一定的对应关系。在图 1-10 中，设越前相角为 δ_{YJ} ，它所对应的 U_i 电压值为 U_A ，现设断路器的合闸时间为 t_{DL} ，显然，当 ω_i 很小时， DL 主触头闭合瞬间的相角差近似认为接近于 δ_{YJ} 值。当 $\omega_i = \omega_{syo} = \frac{\delta_{YJ}}{t_{DL}}$ 时，并列时的合闸相角差等于零。 ω_{syo} 称为最佳滑差角频率。当 ω_i 大于 ω_{syo} 时，合闸相角差又将增大。与越前相角 δ_{YJ} 相对应的越前时间随滑差角频率 ω_i 而变，由于断路器 DL 的合闸时间 t_{DL} 近乎恒定，因而合闸时的相角差与 ω_i 有关。为了使合闸时冲击电流值不超过允许值，滑差角频率的允许值就必须限制在某一范围以内，其值可根据发电机的参数计算求得。

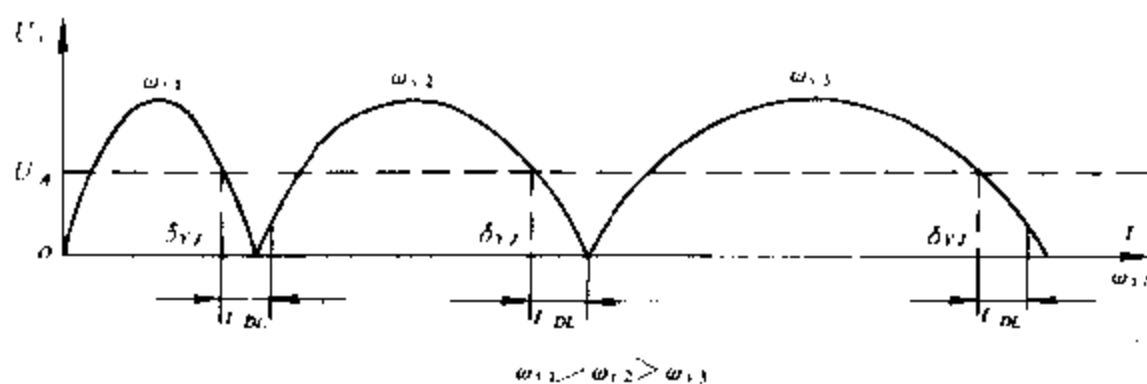


图 1-10 越前相角原理

(二) 恒定越前时间准同期并列

它所采用的提前量为恒定时间信号，即在脉动电压 U_i 到达两电压相量重合 ($\delta_e = 0$) 之

前 t_{YJ} 发出合闸信号，一般取 t_{YJ} 等于断路器的合闸时间 t_{DL} ，因此采用恒定越前时间的并列装置理论上可以使合闸相角差 δ_e 等于零。

在 δ_e 等于零之前的恒定时间 t_{YJ} 发出合闸信号，它对应的越前相角 δ_{YJ} 的值是随 ω_s 而变化的，其变化规律如图 1-11 所示。

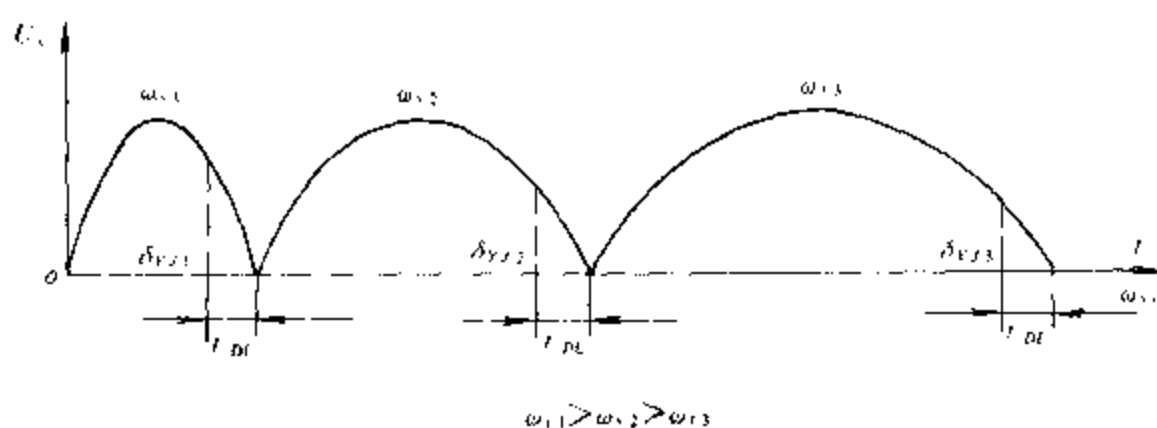


图 1-11 恒定越前时间原理

由于 $\delta_{YJ} = \omega_s t_{YJ}$ ，当 t_{YJ} 为定值时，发出合闸脉冲时的越前相角与 ω_s 成正比。

虽然从理论上讲，按恒定越前时间原理工作的自动并列装置可以使合闸相角差 δ_e 等于零，但实际上由于装置的越前信号时间、出口继电器的动作时间以及断路器的合闸时间 t_{DL} 存在着分散性，因而并列时仍难免具有合闸相角误差，这就使并列时的允许滑差角频率 ω_{sy} 受到限制。

四、恒定越前时间并列装置的整定计算

恒定越前时间并列装置需要整定的参数如下。

1. 越前时间 t_{YJ} 。

通常令

$$t_{YJ} = t_c + t_{DL} \quad (1-16)$$

式中 t_c ——自动装置合闸信号输出回路的动作时间；

t_{DL} ——并列断路器的合闸时间。

t_{YJ} 主要决定于 t_{DL} ，其值随断路器的类型而不同。所以装置中的 t_{YJ} 应便于整定，以适应不同断路器的需要。

2. 允许电压差

U_G 与 U_s 间的允许电压差值一般定为 $(0.1 \sim 0.15) U_e$ 。

3. 允许滑差角频率

由于装置输出回路和断路器合闸动作时间都存在着误差，因此就造成合闸相角误差 δ_e ，在时间误差一定的条件下， δ_e 与 ω_s 成正比。设 δ_{ey} 为发电机组的允许合闸相角，由 (1-17) 式可求得最大允许滑差 ω_{sy} 为

$$\omega_{sy} = \frac{\delta_{ey}}{|\Delta t_c| + |\Delta t_{DL}|} \quad (1-17)$$

式中 $|\Delta t_c|$ 、 $|\Delta t_{DL}|$ ——自动并列装置、断路器的动作误差时间。

δ_{ey} 决定于发电机的允许最大冲击电流值 i''_{hm} ，当给定 i''_{hm} 值后，按 (1-4) 式和 (1-5) 式可求得

$$\delta_{ey} = 2 \arcsin \frac{i''_{km} \cdot (X''_q + X_x)}{2 \times 1.8 \sqrt{2} E''_q} \text{ (rad)} \quad (1-18)$$

将求得的 δ_{ey} 值代入 (1-17) 式, 即可求得允许滑差 ω_{sy} 。

例 1-1 某发电机采用自动准同期并列方式与系统进行并列, 系统的参数已归算到以发电机额定容量为基准的标么值。一次系统的参数为: 发电机交轴次暂态电抗 X''_q 为 0.125; 系统等值机组的交轴次暂态电抗与线路电抗为 0.25; 断路器合闸时间 $t_{DL}=0.5\text{s}$, 它的最大可能误差时间为 $\pm 20\%$; 自动并列装置最大误差时间为 $\pm 0.05\text{s}$; 待并发电机允许的冲击电流值为 $i''_{km} = \sqrt{2} I_{Ge}$ 。

试计算允许合闸误差角 δ_{ey} 、允许滑差角频率 ω_{sy} , 与相应的脉动电压周期。

解 (1) 允许合闸误差角 δ_{ey}

$$\begin{aligned} \delta_{ey} &= 2 \arcsin \frac{\sqrt{2} \times 1 \times (0.125 + 0.25)}{\sqrt{2} \times 1.8 \times 2 \times 1.05} \\ &= 2 \arcsin 0.0992 = 0.199 \text{ (rad)} \end{aligned}$$

即为 11.4° 。

式中 E''_q 按 1.05 计算是考虑并列时电压有可能超过额定电压值的 5%。

(2) 允许滑差角频率 ω_{sy}

断路器合闸动作误差时间 $\Delta t_{DL} = 0.5 \times 0.2 = 0.1 \text{ (s)}$

自动并列装置的误差时间 $\Delta t_c = 0.05 \text{ (s)}$

所以 $\omega_{sy} = \frac{0.199}{0.15} = 1.33 \text{ (rad/s)}$

如果滑差角频率用标么值表示, 则

$$\omega_{sy*} = \frac{\omega_{sy}}{2\pi f_c} = \frac{1.33}{2\pi \times 50} = 0.42 \times 10^{-2}$$

(3) 脉动电压周期 T_s

$$T_s = \frac{2\pi}{\omega_{sy}} = \frac{2\pi}{1.33} = 4.7 \text{ (s)}$$

在准同期并列计算中, 按理还应包括稳定性校验, 就是由稳定性条件来确定并列的最大允许滑差角频率 ω'_{sy} 。但从校验结果来看, 在通常情况下, 按冲击电流条件所得的滑差角频率 ω_{sy} 值远小于按稳定条件求得的滑差角频率值 ω'_{sy} 。由于总是取其中较小的 ω_{sy} 作为并列允许条件, 因此一般就不必进行该项校验计算。如果待并发电机组与系统间的联系较弱, 则还应进行稳定性校验, 以确定其允许滑差角频率值。

$$\omega_{sy} = \frac{\delta_{ey}}{\Delta t_{DL} + \Delta t_c}$$

第三节 恒定越前时间并列装置的合闸控制

一、概述

恒定越前时间准同期并列装置中的合闸信号控制单元由滑差角频率检测、电压差检测和越前时间信号等环节组成。它的控制逻辑如图 1-12 (a) 所示。由图可见, 恒定越前时间信号能否通过与门 Y_1 成为合闸输出信号, 决定于滑差角频率检测和电压差检测的结果。如

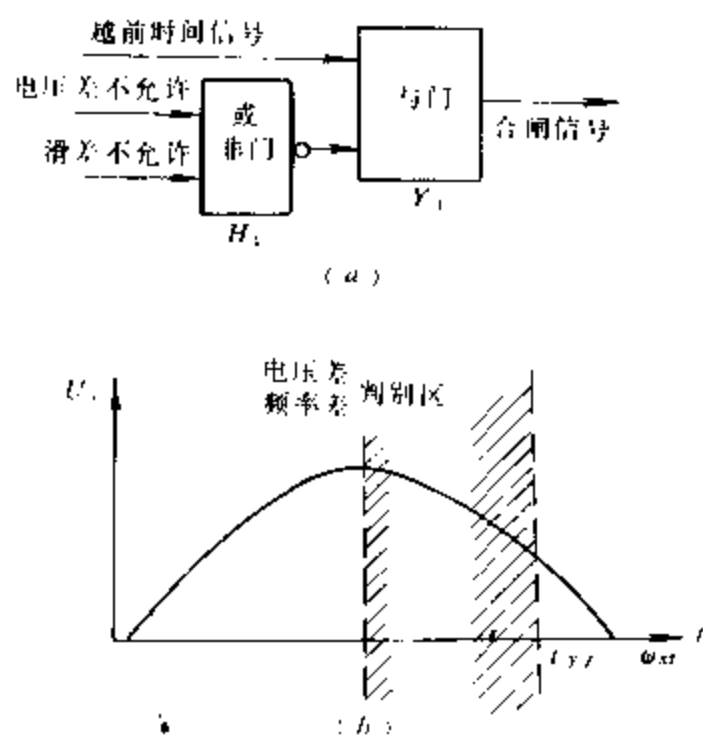


图 1-12 并列装置控制逻辑

达了它们间的配合关系，在超前时间 t_{YJ} 信号之前电压差和频率差检测环节就已分别作出符合或不符合并列条件的判断。如果不符合并列条件，则或非门 H_1 的输入逻辑值为“1”，或非门 H_1 的两个输入端只要有一个输入端出现“1”， H_1 的输出逻辑即为“0”，与门 Y_1 就被闭锁，所形成的超前时间信号就不起作用，所以电压差或频率差只要有一个不符合并列条件，就不允许合闸，在下一个 U_s 的脉动周期内重新检测，重复上述过程直到并列条件都满足。如果符合并列条件，则 H_1 的输入逻辑值均为“0”，其输出逻辑值为1，与门 Y_1 不被闭锁，这时所产生的超前时间信号 t_{YJ} 就可通过 Y_1 输出合闸信号。所以，当电压差和频率差都符合并列条件时，就在 t_{YJ} 发合闸信号，从而完成并列操作的控制任务。

二、并列条件的检测

前面讨论准同期并列原理时，主要分析了并列断路器 DL 两侧的电压差 U_s 脉动电压的性能；阐明了在脉动电压 U_s 中载有电压差和频率差的信息，并在一定条件下反映了相角差 δ_s 的变化规律，可为自动并列装置检测和控制提供所需的信息。

脉动电压 U_s 可由并列断路器两侧的电压互感器二次侧 U_G 和 U_X 的电压差测得。因为它的包络线波形是正弦型的，称

果其中任何一个不符合并列条件，那么由或非门 H_1 输出的非逻辑使与门 Y_1 闭锁，因而所产生的超前时间信号不能通过与门 Y_1 ，也就不能发出合闸信号。只有在滑差角频率和电压差都符合并列条件的情况下，超前时间信号才能通过与门 Y_1 成为合闸信号输出。由此可见，它们间的时间配合须如图 1-12 (b) 所示，在一个脉动电压周期内，必须在超前时间信号到达之前完成频率差和电压差的检测任务，作出是否让超前时间信号通过与门 Y_1 的判断，也就是作出是否允许并列合闸的判断。

因此在 U_s 每一个脉动周期内，确定出电压差和频率差的检测区间，由图 1-12 (b) 表

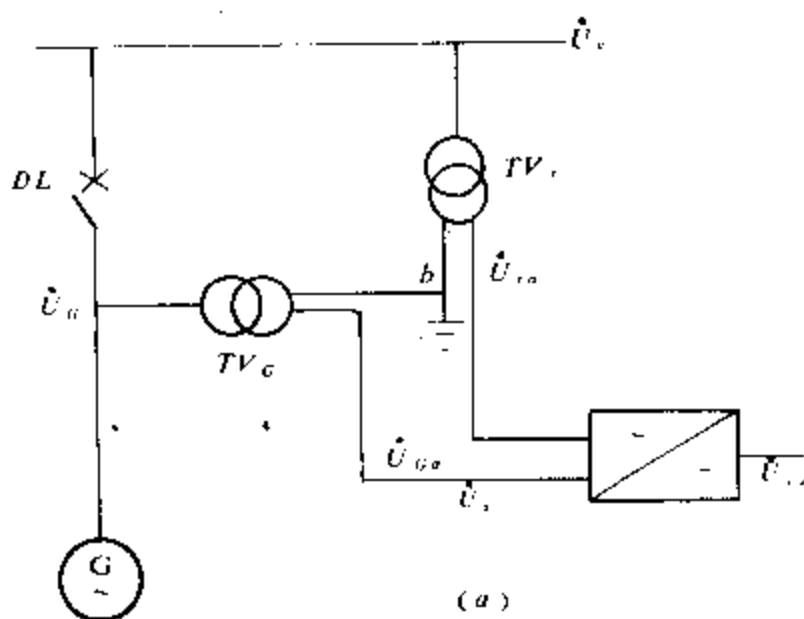


图 1-13 正弦整步电压

(a) 接线图；(b) u_s 波形；(c) U_s 波形

为正弦型整步电压，它是早期准同期并列装置所采用的测量信号，如图 1-13 所示。

待并发电机和系统母线电压互感器二次侧 b 相电压直接连接， U_G 与 U_x 间电压即为其差值电压 $\dot{U}_s$ ，如图 1-13 (b) 所示。经整流后，直流侧的电压波形 U_{sz} 如图 1-13 (c) 所示，所测得的直流电压反映了脉动电压 u_s 的幅值。

设 $U_G = U_x$ ，则正弦整步电压 U_{sz} 为

$$U_{sz} = 2U_x K_z \sin \frac{\omega_s t}{2} = 2U_x K_z \sin \frac{\delta_s}{2} \quad (1-19)$$

式中 K_z ——整流系数。

如 $U_G \neq U_x$ ，则 U_{sz} 的波形如图 1-7 所示。这表明 U_{sz} 不仅是相角差 δ_s 的函数，而且还与电压差值有关。这就使得利用 U_{sz} 检测并列条件的越前时间信号和频差检测引入了受电压影响的因素，造成越前时间信号时间误差不准，从而成为合闸误差的原因之一。因此，这种利用正弦整步电压检测并列条件的方法已被线性整步电压的方法所替代。

线性整步电压只反映 U_G 与 U_x 间的相角差特性，而与它们的电压幅值无关，从而使越前时间信号和频率差的检测不受电压幅值的影响，提高了并列装置的控制性能，因而被广泛采用。

(一) 线性整步电压的产生

1. 半波线性整步电压

半波线性整步电压形成电路原理见图 1-14 所示。它主要由三极管 VT_1 和 VT_2 等元件所构成的相敏、积分和双 T 型滤波器等电路组成。系统电压 U_x 和待并发电机电压 U_G 的二次侧电压经变压器 TB_1 、 TB_2 和电阻 R_1 、 R_2 加到三极管 VT_1 和 VT_2 的基极，其极性如图 1-14 所示。因此， $\dot{U}_x$ 与 $\dot{U}_G$ 同相时，加到 VT_1 、 VT_2 基极交流电压的波形相差 180° 。

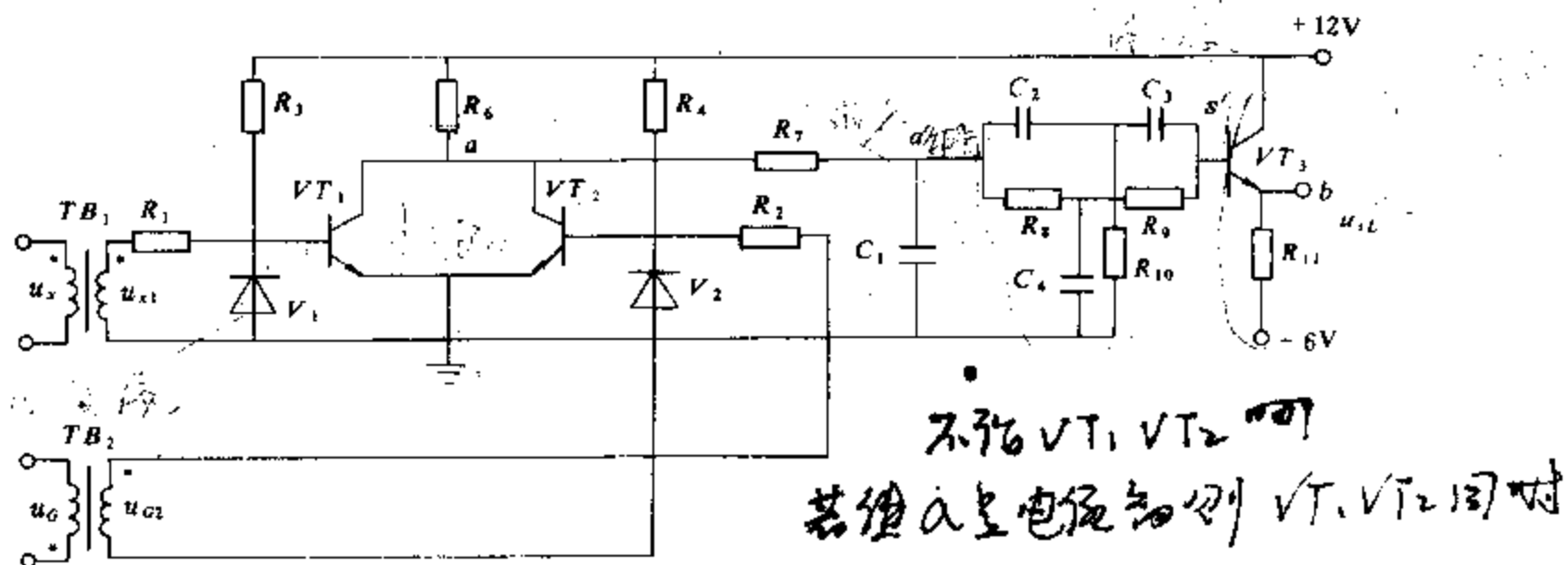


图 1-14 半波线性整步电压形成电路

显然，只有在 VT_1 与 VT_2 都截止，即两个三极管基极输入电压同时为负的瞬间， a 点的电位才为高电位。从这个意义上说，三极管 VT_1 与 VT_2 构成与逻辑。反之，当 VT_1 或 VT_2 中任一个三极管的基极电位为正，则由于该三极管导通 a 点电位为低电位。从这个意义来说，它又是一个或逻辑。当 $\dot{U}_x$ 和 $\dot{U}_G$ 频率不同的两个电压分别引至 VT_1 和 VT_2 的基极时，

a 点电位 u_a 的波形如图 1-15 所示。它是一系列幅值一定而宽度与相角差 δ_e 有关的矩形波。在 δ_e 等于 π 时, 矩形最宽。当 δ_e 等于零或 2π 时, 矩形的宽度就接近于零。这样, 当 δ_e 从 0 至 π 变动时, 矩形波的宽度渐增; 而当 δ_e 从 π 向 2π 变动时, 矩形波的宽度就渐减。可见, 这一系列矩形波宽度的变化, 反映了发电机电压 U_G 与系统电压 U_s 间相角差 δ_e 的变化。在交流电压每一个周期中只有一个矩形波, 人们称之为“半波”。

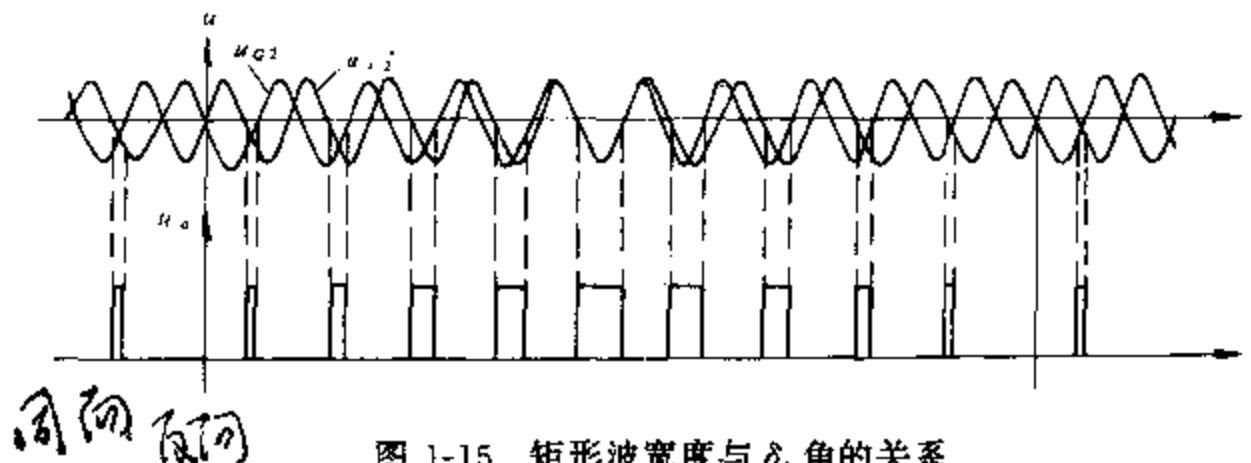


图 1-15 矩形波宽度与 δ_e 角的关系

在模拟式自动并列装置中, 把这一系列宽度不等的矩形波通过由 R_i 和 C_i 组成的积分电路进行积分, 该积分电路是滤去高次谐波的低通滤波器。其输出端就是锯齿波形的三角波电压 (如图 1-16 所示), 进一步由双 T 型滤波器滤波后, 得到三角波形特性, 考虑阻抗匹配采用了射极输出。线性整步电压 u_{sL} 与相角差 δ_e 之间的关系如图 1-16 (c) 所示。其特性的数学描述可用两个直线方程表示为

$$\begin{aligned} u_{sL} &= \frac{U_{sLm}}{\pi} \cdot \delta_e & 0 \leq \delta_e \leq \pi \\ u_{sL} &= 2U_{sLm} - \frac{U_{sLm}}{\pi} \cdot \delta_e & \pi \leq \delta_e \leq 2\pi \end{aligned} \quad (1-20)$$

式中 U_{sLm} —— $\delta_e = \pi$ 时刻, u_{sL} 的顶值电压。

相角差 δ_e 从 π 向 2π 变化过程, 也就是两电压相量间的相角差 δ_e 逐渐减小趋向重合的过程, 它的直线方程的斜率为负值。(1-20) 式两直线与横轴形成一个三角形, 所以人们也

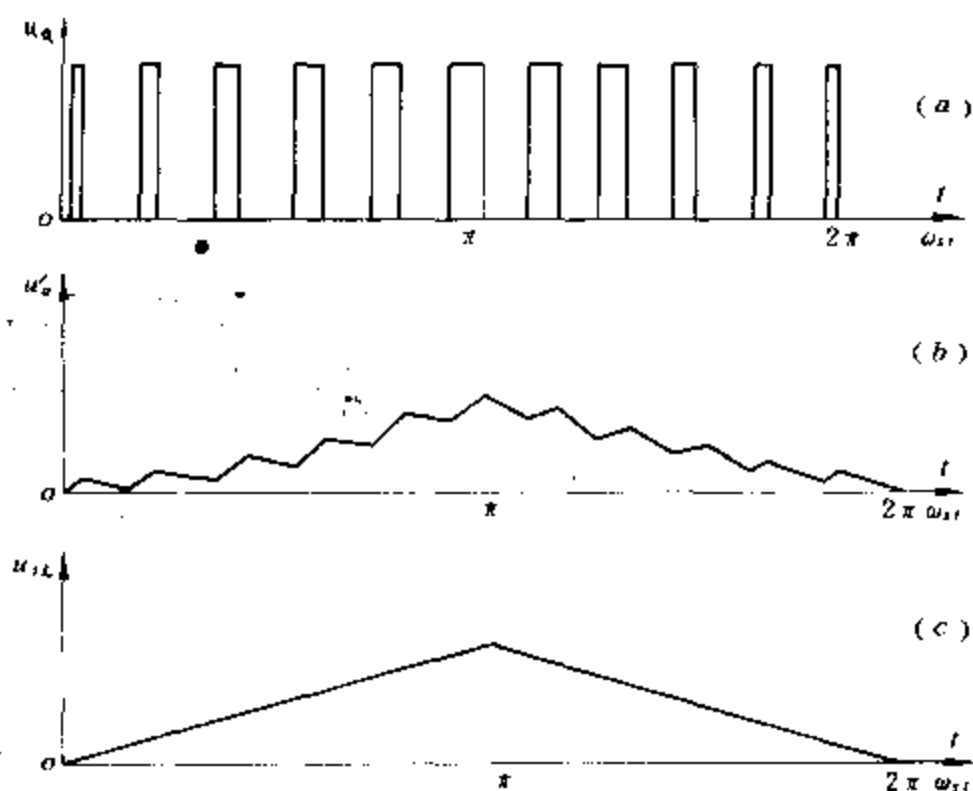


图 1-16 半波线性整步电压的形成

常称之为三角波整步电压。

线性整步电压波形（或称三角波整定电压）与相角差 δ_e 间的关系与接入电压互感器二次电压的极性有关，如果把其中某一电压接入的极性反接，则三角波形和 δ_e 间的关系正好相移 π （180°），则 δ_e 从 π 向 2π 变化趋向重合过程的直线方程的斜率为正值，而 δ_e 从0至 π 变化的直线方程的斜率则为负值。

半波线性整步电压采用滤波器，把高次谐波滤掉，才获得如图1-16(c)所示较为平滑的特性。显然，滤波器的时间常数将会影响其相移。因全波线性整步电压线路可以提高矩形的密度，从而减小滤波器的时间常数，使它的性能有所改善，所以一般采用全波方案。

2. 全波线性整步电压

全波线性整步电压形成电路如图1-17所示。它由电压变换、整形电路、相敏电路、低通滤波器和射极跟随器组成。

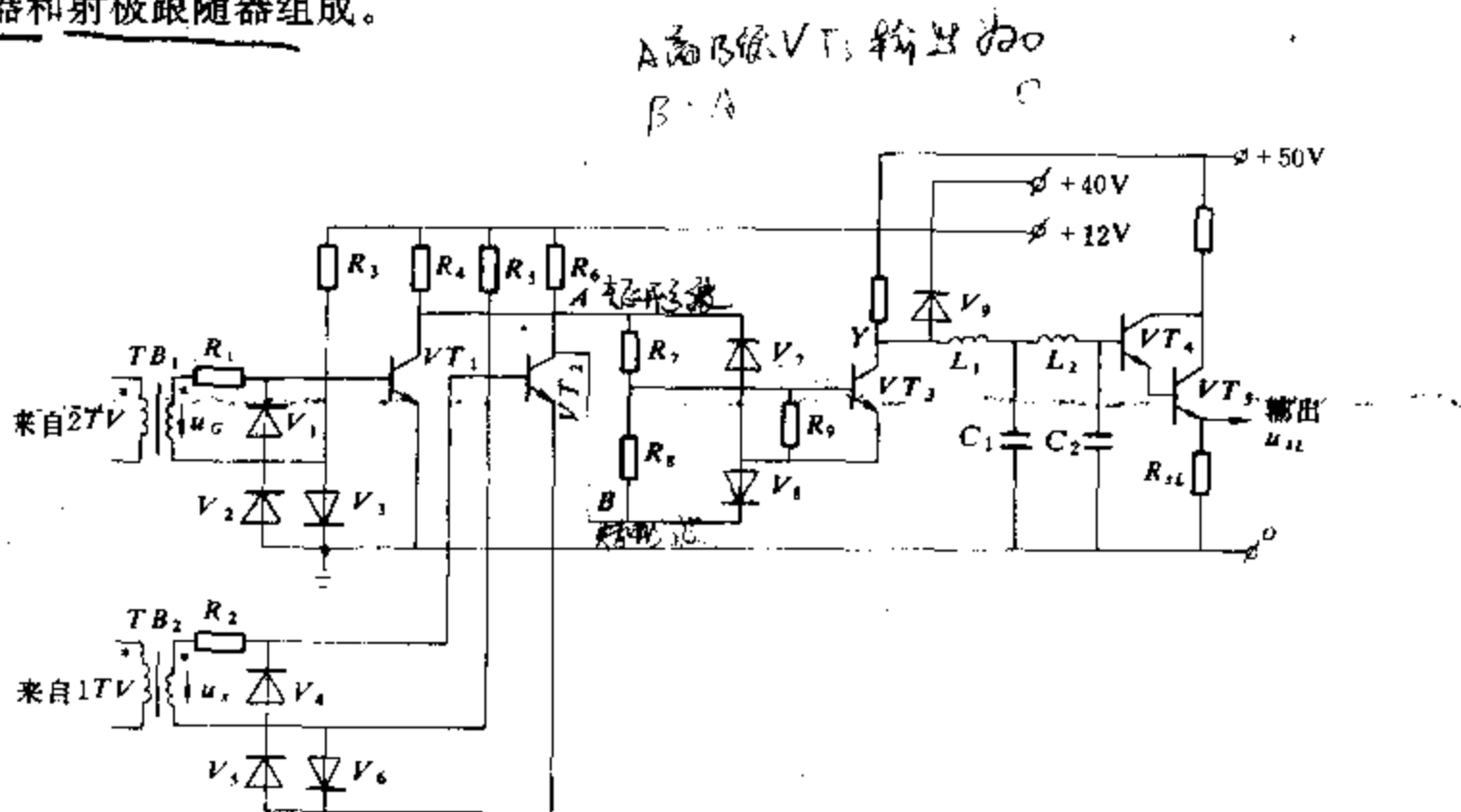


图 1-17 全波线性整步电压形成电路

(1) 整形电路。电压互感器二次侧电压经变压器 TB_1 、 TB_2 输出电压分别为 u_G 和 u_x 。三极管 VT_1 、 VT_2 工作在正偏置工况下只要 u_G 或 u_x 微偏正，即在电压的正半周时间内， VT_1 或 VT_2 就导通，A点或B点处于低电平。反之，当 u_G 或 u_x 处于负半周期时，A点或B点处于高电平。可见，整形电路是将 u_G 和 u_x 的正弦波转换成与之频率和相位相同的一系列方波，方波的幅值与 u_G 、 u_x 的幅值无关。如图1-18(a)、(b)、(c)所示。

(2) 相敏电路。由三极管 VT_3 和电阻 $R_7 \sim R_9$ 、二极管 V_7 、 V_8 组成。当A、B点电压同时处于高电平或同时处于低电平时，对称性电路使 VT_3 得不到偏置而截止。其集电板上Y点为高电平。若A点和B点的电平高低不一致，即相异时， VT_3 导通Y点为低电平。脉冲间隔反映了相角差 δ_e 的大小，这个相敏电路在正、负半周内，共获得二次相位比较机会。矩形脉冲较半波整步电路多了一倍。必须注意的是当 δ_e 等于零时，Y点高电平时间最长，即矩形脉冲最宽，脉冲间的间隔最小， u_{LL} 输出最大。当 δ_e 等于 π 时，矩形脉冲宽度接近于零，脉冲间隔为最大， u_{LL} 输出为零，波形如图1-18(d)、(e)所示。不难想到，如果 u_G 、 u_x 任

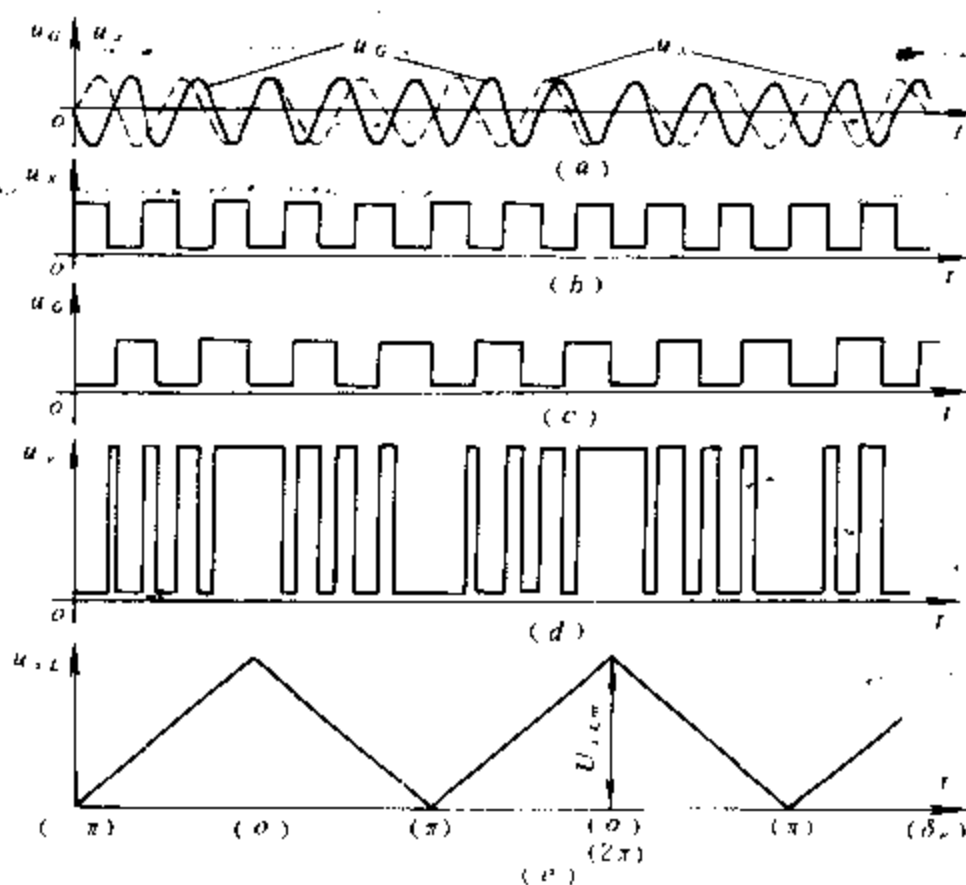


图 1-18 全波线性整步电压

一输入接线的极性改变，即两输入电压的极性不一致，则 u_{sL} 特性也就相移 π (180°)。

(3) 滤波电路和射极跟随器输出。为了获得 u_{sL} 与相角差 δ_e 的线性关系，采用 L 、 C 滤波器平滑波形。特性见图 1-18 (e)，为了提高整步电压信号的负载能力，采用射极跟随器输出。整步电压的数学表达式为

$$\begin{aligned} u_{sL} &= \frac{U_{sLm}}{\pi}(\pi + \delta_e) & -\pi \leq \delta_e \leq 0 \\ u_{sL} &= \frac{U_{sLm}}{\pi}(\pi - \delta_e) & 0 \leq \delta_e \leq \pi \end{aligned} \quad (1-21)$$

式中 U_{sLm} ——三角波的顶值电压。

(二) 恒定超前时间信号

用三角波整步电压的比例信号加微分信号和检测电平的方法来实现，如图 1-19 所示。通过电阻 R_2 的电流在一定条件下可视为 i_R 和 i_C 的叠加。

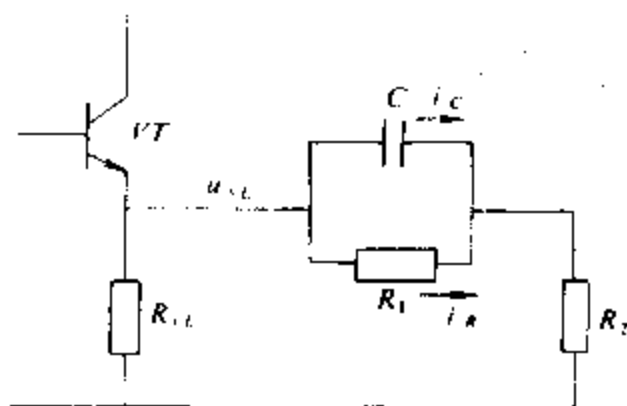


图 1-19 比例加微分信号电路

u_{sL} 的输出电压为线性整步电压，超前时间 t_{YJ}

是 $\dot{U}_G$ 和 $\dot{U}_x$ 两个电压相量重合 ($\delta_e = 0$) 之前的时间。为了便于讨论，以 δ_e 等于零为时间参考点。线性整步电压 u_{sL} 在相角差 δ_e 为 $-\pi$ 到 0 区间的直线方程由 (1-21) 式可写为

$$u_{sL} = \frac{U_{sLm}}{\pi}(\pi + \delta_e) \quad -\pi \leq \delta_e \leq 0$$

当待并发电机频率和系统频率不等时，式中 δ_e 是时间 t 的函数，主要与 ω_s 有关。设待并发电机在稳定转速工况下运行，系统的频率也恒定，这样 ω_s 就为常数。如初相角为零，相

角差 δ_e 可表达为

$$\delta_e = \omega_s t$$

图 1-19 中 i_R 和 i_C 在电阻 R_2 上形成的电压用叠加原理求得。考虑到并列时 ω_s 很小且容抗很大， R_2 阻值与之相比可被忽略，于是 i_R 和 i_C 可分别表达为

$$i_R = \frac{u_{sL}}{R_1 + R_2} = \frac{U_{sLm}}{R_1 + R_2} + \frac{U_{sLm}}{\pi(R_1 + R_2)} \cdot \omega_s t \quad (1-22)$$

$$i_C = C \frac{du_{sL}}{dt} = C \frac{U_{sLm}}{\pi} \omega_s \quad (1-23)$$

电阻 R_2 上的电压为 $u_{R2} = i_R R_2 + i_C R_2 = u_R + u_C$

$$= \frac{R_2 U_{sLm}}{R_1 + R_2} + \frac{R_2 U_{sLm}}{R_1 + R_2} \cdot \frac{\omega_s}{\pi} \cdot t + \frac{C R_2 U_{sLm}}{\pi} \cdot \omega_s \quad (1-24)$$

设电平检测器的起动电平为 u_{YJ} ，并令

$$u_{YJ} = \frac{R_2 U_{sLm}}{R_1 + R_2}$$

即当 u_{R2} 电压达到 u_{YJ} 电平时发出信号，代入 (1-24) 式，整理可得

$$\frac{R_2 U_{sLm}}{(R_1 + R_2)\pi} \cdot \frac{\omega_s t}{\pi} + \frac{C R_2 U_{sLm}}{\pi} \cdot \omega_s = 0$$

$$t = - (R_1 + R_2) C \triangleq t_{YJ} \quad (1-25)$$

(1-25) 式表明 t_{YJ} 仅与电路中的 R 和 C 两参数乘积有关， R 、 C 确定时， t_{YJ} 为某一恒定值。负值表示在相角差 δ_e 重合之前的时间。所以电平检测器 u_{YJ} 的动作信号即为恒定越前时间信号，它与滑差角频率 ω_s 无关。恒定越前时间信号 t_{YJ} 如图 1-20 所示。由图可见，当滑差角频率 ω_s 值不同时，电平检测器动作的时间 t_{YJ} 为恒定值。图中 (a)，(b) 分别表示 i_R 、 i_C 在

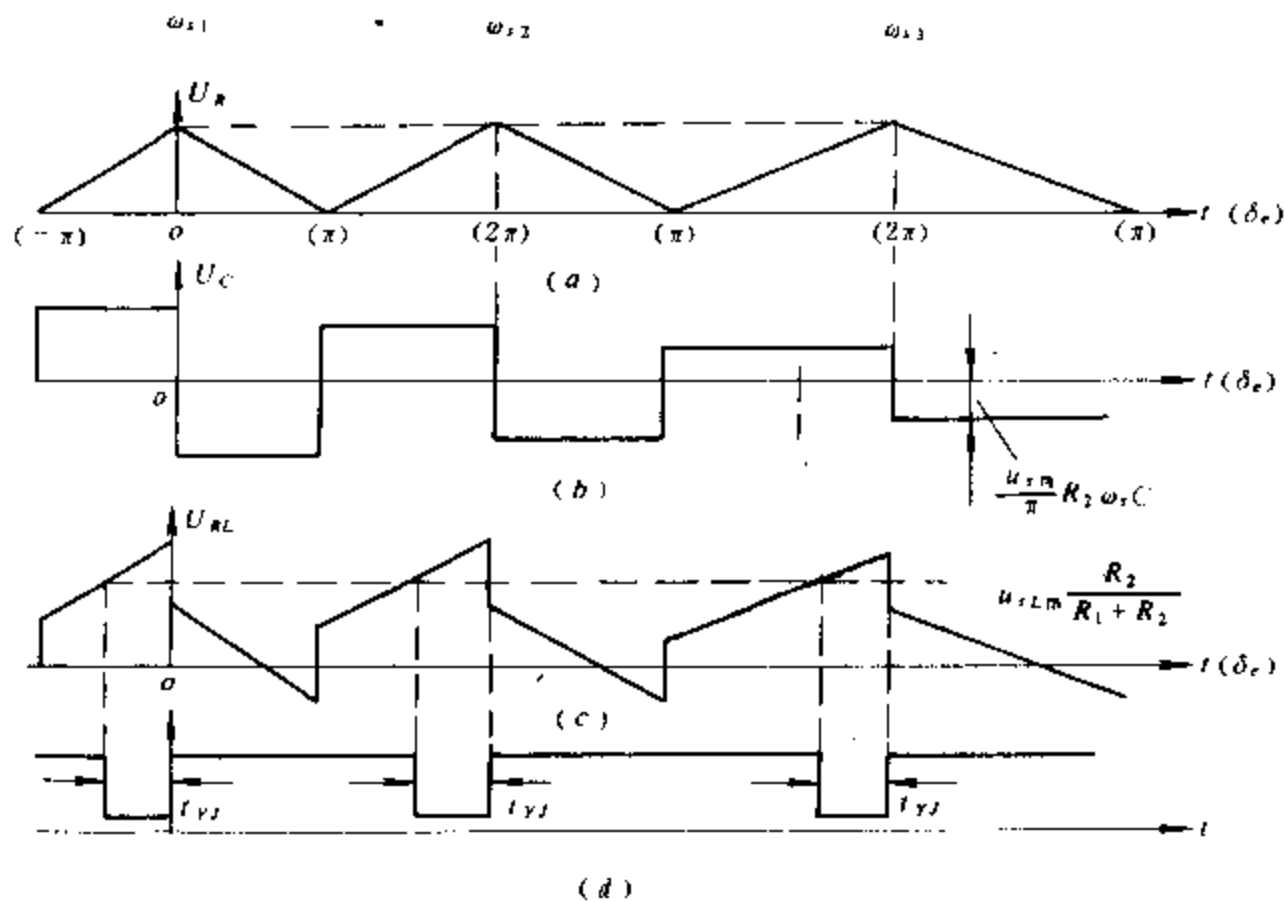


图 1-20 恒定越前时间信号检测

电阻 R_2 上的电压变化；图 (c) 为 u_R 和 u_R 叠加以及电平检测器的动作值；图 (d) 为电平检测器动作信号的时间 t_{YJ} 为恒定值。

自动并列装置利用改变电阻 R 或电容 C 的值来整定越前时间，使之适合于各种断路器合闸时间 t_{DL} 不同的需要。

在上述讨论中，对线性整步电压滤波以及比例、微分，电平检测等电路都作了理想化假设，但实际情况往往与理想情况有出入，因而也会引入检测 t_{YJ} 时间的误差。

(三) 频率差检测

频率差检测是在越前时间信号发出之前完成的任务，用于作出频率差是否符合并列条件的判断。前已述及滑差角频率 ω_s 反映了频率差的大小。所以检测可以采用如下方法。

1. 相位角比较

由线性整步电压特性可知，与某一相角差 δ_s 相对应的整步电压 u_{SL} 是一定值。因此恒定越前相角 δ_K 的检测就可用 u_{SLK} 电平检测器来完成。见图 1-21 (a)。电平检测器翻转电平所对应的越前相角为 δ_K ，由于

$$\delta_K = \omega_s t_A$$

不论 ω_s 大小如何电平检测器的动作所对应的相角差为恒值 δ_K 。 δ_s 在 $-\pi \sim 0$ 区间 t_A 为负值，是检测器动作在两电压相量重合之前即越前时间的含义。上式表明 t_A 与 ω_s 成反比。

又恒定越前时间信号 t_{YJ} 所对应的越前相角为 δ_{YJ} ，与 ω_s 成正比，即

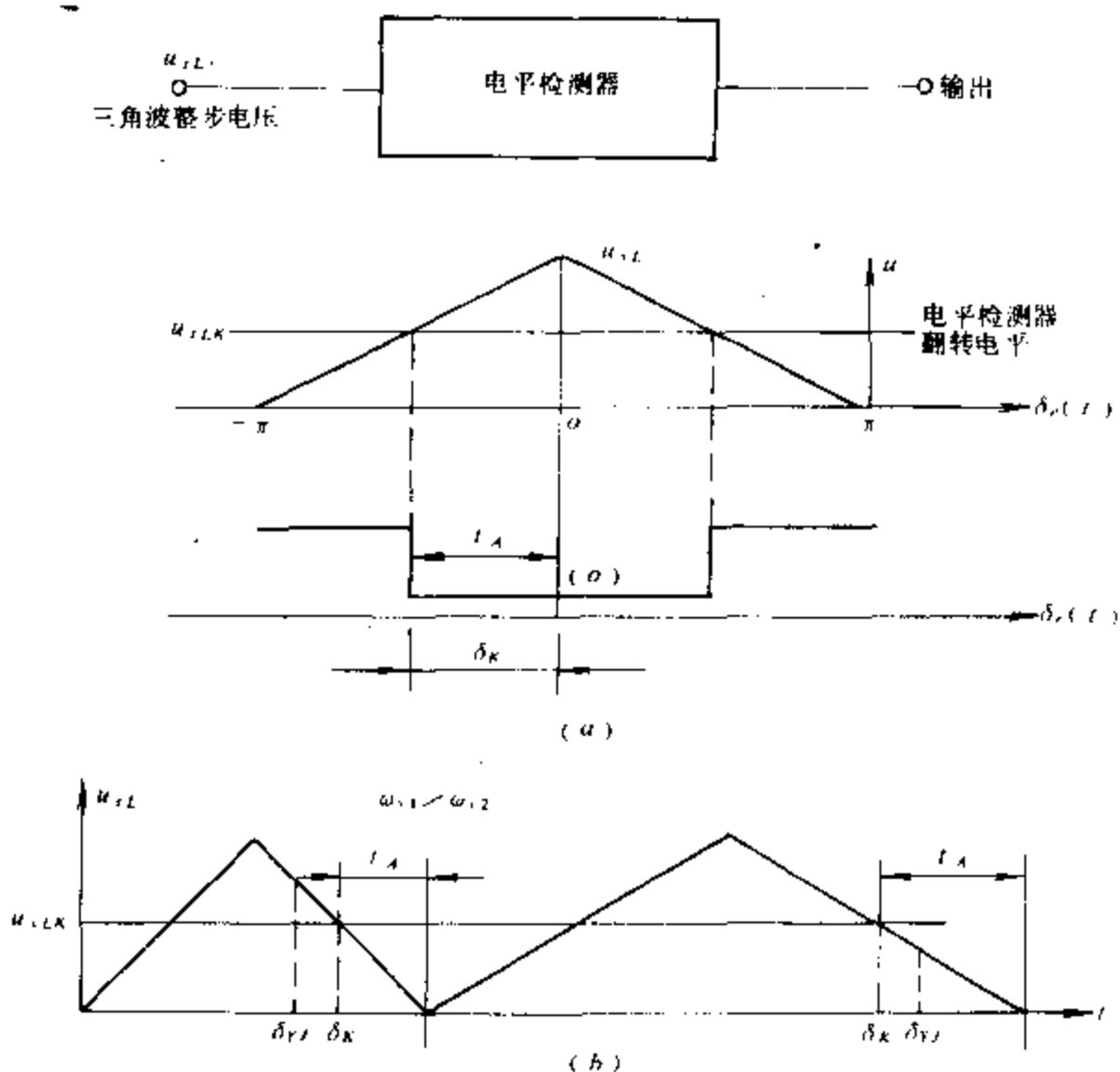


图 1-21 频差检测的相位角比较

$$\delta_{YJ} = \omega_s t_{YJ} \quad (1-26)$$

令允许最大滑差角频率为 ω_{sy} 时, 使 δ_{YJ} 与 δ_K 两相角差相等。即

$$\omega_{sy} t_{YJ} = \omega_s t_A$$

$$\text{则} \quad t_A = \frac{\omega_{sy}}{\omega_s} \cdot t_{YJ} \quad (1-27)$$

由此可得时间坐标零在重合点时, t_A 、 t_{YJ} 绝对值关系为

$$\text{当 } \omega_s > \omega_{sy} \text{ 时} \quad |t_A| < |t_{YJ}| \quad |\delta_K| < |\delta_{YJ}|$$

$$\text{当 } \omega_s = \omega_{sy} \text{ 时} \quad |t_A| = |t_{YJ}| \quad |\delta_K| = |\delta_{YJ}|$$

$$\text{当 } \omega_s < \omega_{sy} \text{ 时} \quad |t_A| > |t_{YJ}| \quad |\delta_K| > |\delta_{YJ}|$$

t_A 与 t_{YJ} 间的关系也就是 δ_K 与 δ_{YJ} 间的关系。它随 ω_s 而变化的情况如图 1-21 (b) 所示。

比较越前时间信号与恒定越前相角信号间的相位关系, 即它们间先、后顺序关系, 就可作出频率差是否符合并列条件的判断。

只有当 $|\delta_K| > |\delta_{YJ}|$, 即恒定越前相角电平检测器先于越前时间信号动作时, 才说明这时的 ω_s 小于允许滑差角频率 ω_{sy} , 因而作出频率差符合并列条件的判断。反之, 如果 t_{YJ} 信号到来时尚未获得越前相角电平检测器翻转信号, 就可作出频率差不符合并列条件的判断。

频率差检测逻辑示意图如图 1-22 所示。 u_{YJ} 平时为高电平, 经反相器得 $\bar{u}_{YJ}$ 为低电平。当 t_{YJ} 信号到达时, u_{YJ} 为低电平, 加于与门 Y_1 的 $\bar{u}_{YJ}$ 就为高电平。与门 Y_1 的两输入端均为低电平时, Y_1 输出为 “1”, 否则为 “0”。

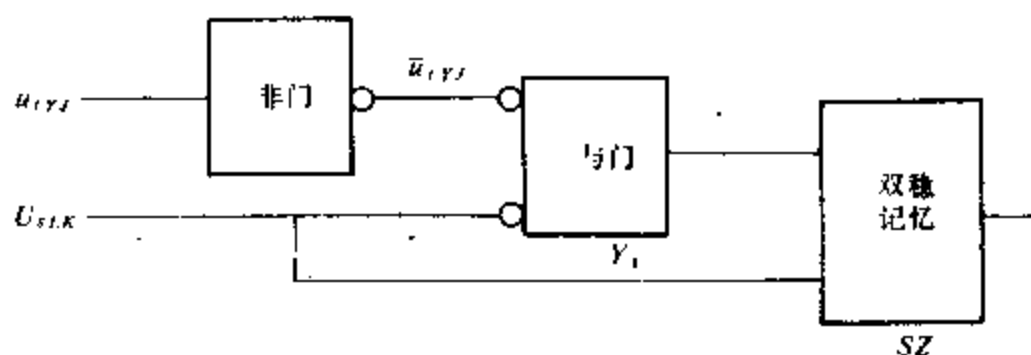


图 1-22 频率差检测逻辑示意图

当 $\omega_s > \omega_{sy}$ 时, 如图 1-23, T_{s1} 的波形所示, 恒定越前时间信号 u_{YJ} 先到达, $\bar{u}_{YJ}$ 为高电平闭锁与门 Y_1 。当相角差电平检测器信号 u_{LK} 转为低电平时, Y_1 输出仍为 “0”。双稳态触发器 SZ 不会翻转输出高电平, 表示频率差大于允许值。

当 $\omega_s < \omega_{sy}$ 时, 如图 1-23, T_{s3} 波形所示, 在 u_{YJ} 闭锁与门 Y_1 之前, 当 u_{LK} 先动作转为低电平时, 于是 Y_1 输出为 “1”, 使双稳 SZ 可靠置位翻转记忆, 输出低电平, 表明频率差已小于允许值, 频率差已符合并列条件。

如果由于其它并列条件不符 (如电压差不允许) 而未并列, 待 u_{LK} 变为高电平时, SZ 复位。待下一滑差周期重新检测。

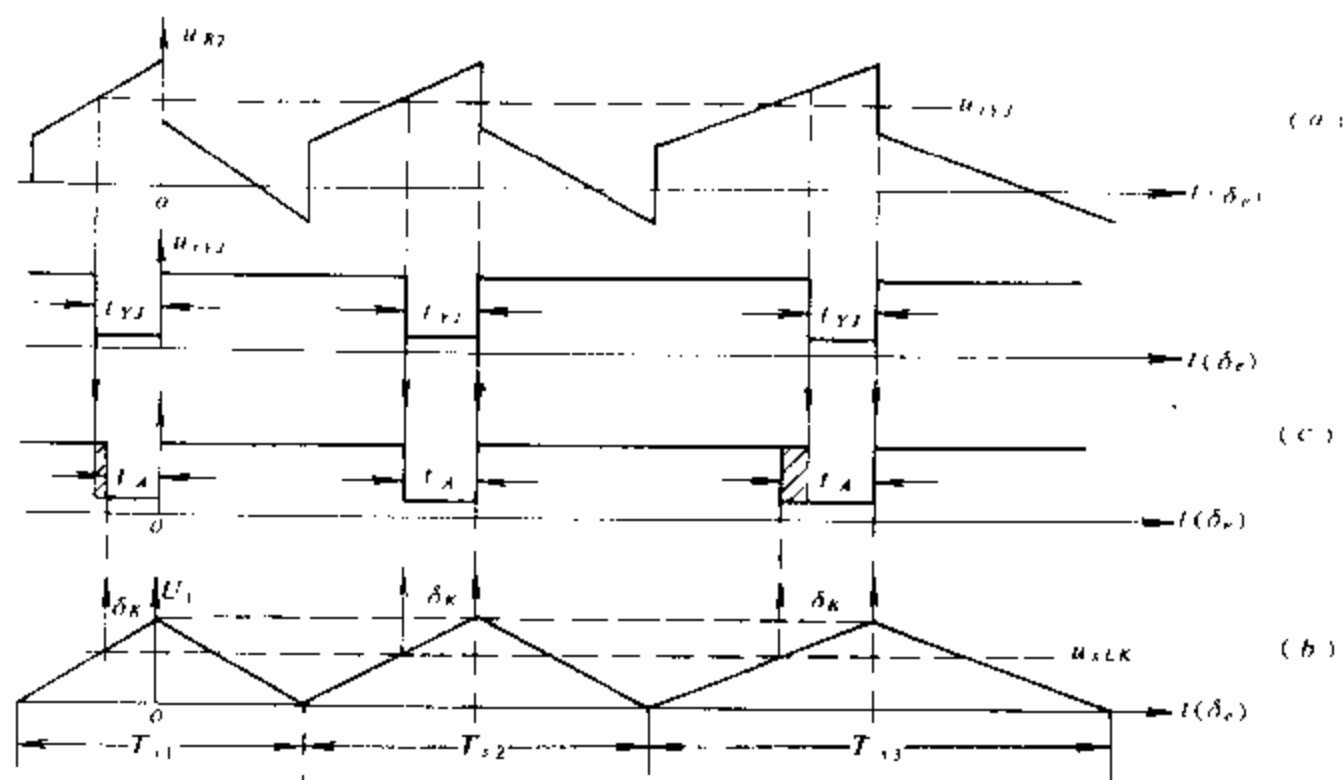


图 1-23 频差检测环节电压波形图

2. 检测相角差变化率

由于线性整步电压反映了 $\dot{U}_G$ 与 $\dot{U}_x$ 间相角差的关系，它的斜率代表了相角差 δ_e 的变化率，也就是滑差角频率。这可由 (1-21) 式微分求得

$$\begin{aligned} u_h &= \frac{du_{sL}}{dt} = +K\omega_s & -\pi \leq \delta_e \leq 0 \\ u_h &= \frac{du_{sL}}{dt} = -K\omega_s & 0 \leq \delta_e \leq \pi \end{aligned} \quad (1-28)$$

可见，线性整步电压的斜率 u_h 信号可作为频率差的检测信息， u_h 与 ω_s 为线性关系。

在待并发电机的频率和电网频率都稳定的条件下，频率差为某一定值，对应的 ω_s 也为一定值，把线性整步电压移相 π ，然后微分即得 (1-28) 式。它的微分波形为矩形波，其幅值 u_h 正比于 ω_s ，将它与设定的某电压值进行比较，如果 u_h 小于设定电压，表示 ω_s 小于设定的允许值。反之，如 u_h 大于设定值，则表示 ω_s 大于允许值。图 1-24 为其检测的原理及波形图。图中分别表示频差小于或大于允许值 ω_{sy} 两种情况。

设允许频率差的整定电压为 $-U_{sd}$ ，当它与微分电压一起加到运算放大器时，可得

$$\begin{aligned} u_{hf} &= K\omega_s - U_{sd} & -\pi \leq \delta_e \leq 0 \\ u_{hf} &= -K\omega_s - U_{sd} & 0 \leq \delta_e \leq \pi \end{aligned} \quad (1-29)$$

在 ω_s 较小时， $K\omega_s$ 的绝对值小于 U_{sd} ，因而， u_{hf} 在 δ_e 为 $-\pi \sim 0$ 和 $0 \sim \pi$ 期间恒为负值。如果 ω_s 较大， $K\omega_s$ 的绝对值大于设定电压值 U_{sd} ，这时 u_{hf} 在 δ_e 为 $-\pi \sim 0$ 期间为正或负值，但在 $0 \sim \pi$ 期间则为负值。而放大器的输出正好相反。

所以，当频率差大于允许值时，放大器输出电压在 δ_e 为 $-\pi \sim 0$ 期间将出现负值，逻辑控制则根据放大器输出负值作出频率差大于允许值的判断。于是在 δ_e 为 $-\pi \sim 0$ 期间闭锁合闸信号的输出，不允许并列。反之，当 ω_s 小于允许值时，放大器输出始终为正值，控制逻辑就允许发合闸信号并列。

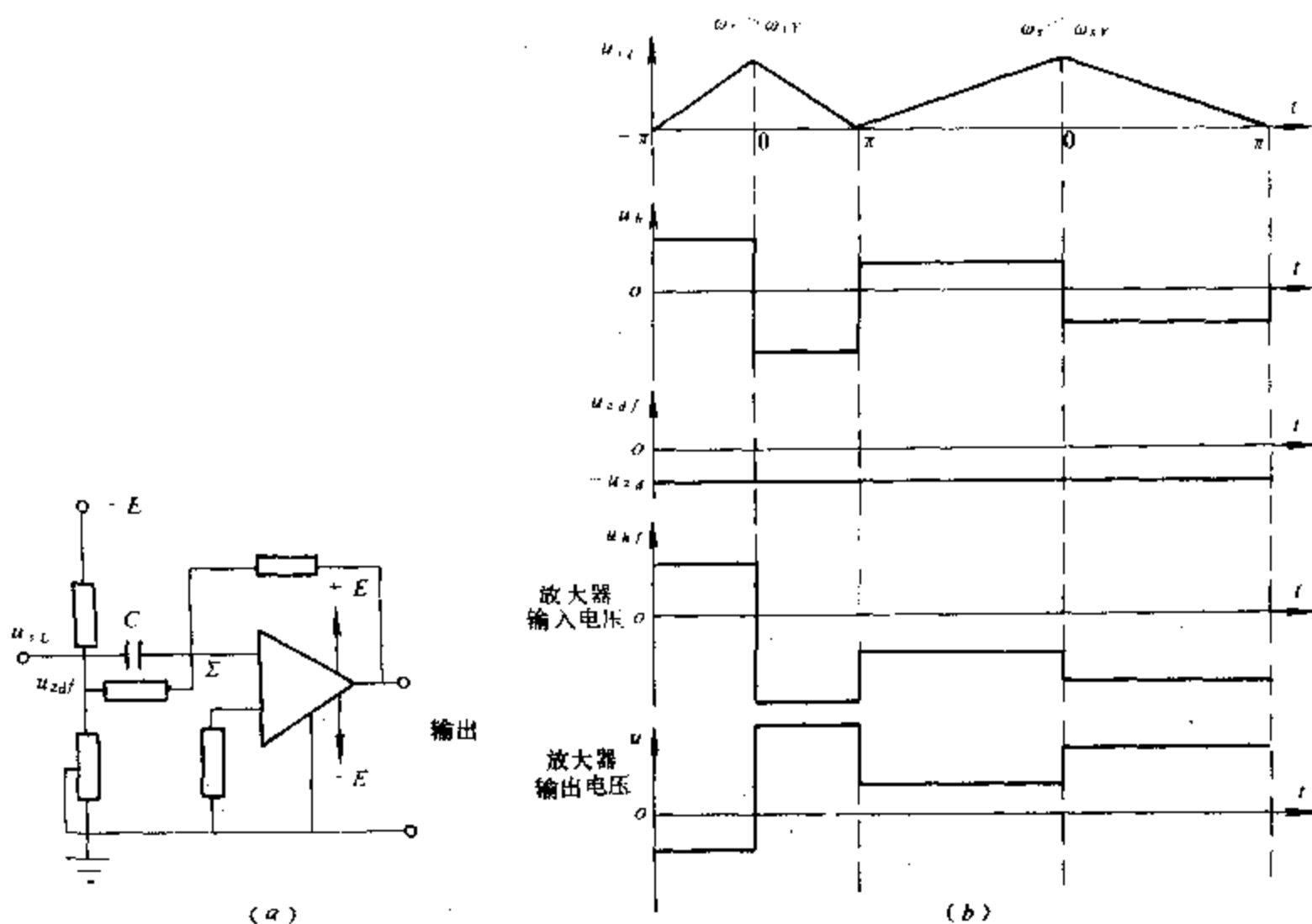


图 1-24 测三角波斜率检测频率差接线及波形图
(a) 接线图; (b) 波形图

线性整步电压的微分量反映频率差的瞬时值, 是这一检测原理的特点。

(四) 电压差检测

由于线性整步电压中不载有并列点两侧电压幅值的信息, 所以它就无法作为电压差的检测。电压差检测可直接用 $\dot{U}_G$ 和 $\dot{U}_x$ 的幅值进行比较, 原理电路如图 1-25 所示。待并发电机电压 u_G 和电网电压 u_x 分别经变压器和整流桥 SR_1 、 SR_2 后, 在电阻 R_1 和 R_2 上得到与 U_G 、 U_x 幅值成比例的电压值 U'_G 、 U'_x 。当 U'_G 等于 U'_x 时, A 、 B 两点间的电压为零, 当 U'_G 小于 U'_x 时, U_{AB} 大于零。反之, 当 U'_G 大于 U'_x 时, 则 U_{AB} 小于零。电位器 R_3 用于平衡调节, 以消除比较电路中元件参数对电压差的影响。

待并发电机电压可能高于或低于电网电压, 即 U_{AB} 可能为负, 也可能为正, 为了使电压差始终以固定极性与整定电压进行比较, 电路中设置了整流桥 SR_3 用来检测电压差的绝对值 $|\Delta U_{AB}|$ 。

由图 1-25 可知, 电压差测量输出端 D 点的电位为

$$U_D = |\Delta U_{AB}| - U_{zd}$$

式中 U_{zd} ——允许电压差的整定电压值。

当电压差 $|\Delta U_{AB}|$ 大于整定值 U_{zd} 时, D 点电位为正, 表明电压差超出并列条件的允许值, 将发出闭锁信号不允许并列。当电压差 $|\Delta U_{AB}|$ 小于整定值 U_{zd} 时, D 点电位为负, 说明

进行并列。

为了防止并列装置投入瞬间与门 Y_1 、 Y_2 输入端电平的随机性而可能误发合闸信号，从可靠性考虑，加一瞬时高电平 U'_{Δ} ，闭锁与门工作，待投入一定时间后，待并列装置检测元件进入正常工作状态，即解除 U'_{Δ} 的闭锁作用，也就是正常工作时， U'_{Δ} 恒为低电平，不影响并列装置的工作。

第四节 频率差控制

频率差控制单元的任务是将待并发电机的频率调整到接近于电网频率，使频率差趋向并列条件允许的范围，以促成并列的实现。如果待并发电机的频率低于电网频率，则要求发电机升速，发升速脉冲。反之，应发减速脉冲。当频率差值较大时，发出的调节量相应大些。当频率差值较小时，发出的调节量也就小些，以配合并列操作的工作。

根据上述要求，频率差控制单元可由频率差方向测量环节和频率调整执行环节两部分组成。前者判别 u_G 与 u_x 间频率的高低，作为发升速脉冲或减速脉冲的依据。后者按照比例调节的要求，调整发电机组的转速。

一、频率差方向测量环节

(一) 相位差鉴别法

如图 1-27 (a) 所示，如果待并发电机的频率高于电网频率，则 $\dot{U}_G$ 对 $\dot{U}_x$ 作逆时针方向旋转。反之，如果发电机频率低于电网频率，则 $\dot{U}_G$ 对 $\dot{U}_x$ 作顺时针方向旋转。

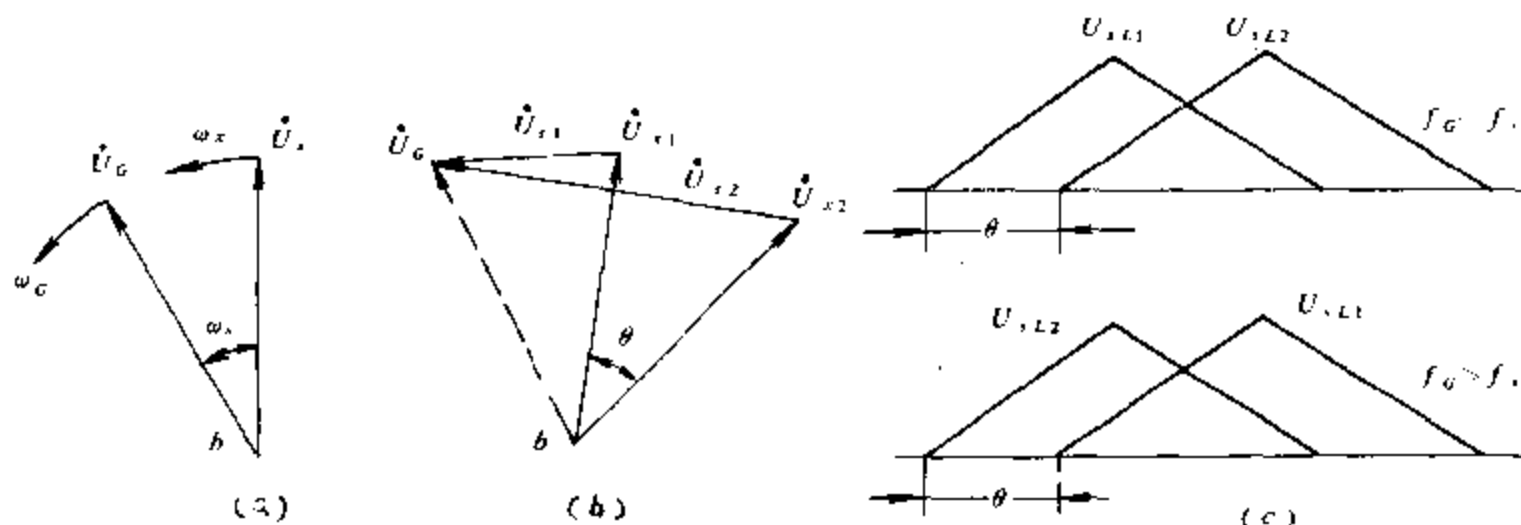


图 1-27 相位差鉴别法原理

(a) $\dot{U}_G$ 和 $\dot{U}_x$ 相量图；(b) 频率偏差判别相量图；(c) 波形图

因此，如取用电网电压 $\dot{U}_{x1}$ 和 $\dot{U}_{x2}$ 两个电压量， $\dot{U}_{x1}$ 和 $\dot{U}_{x2}$ 间具有恒定相位差 θ [见图 1-27 (b)]。这时， $\dot{U}_G$ 与 $\dot{U}_{x1}$ 、 $\dot{U}_{x2}$ 两电压重合的先后顺序与 $\dot{U}_G$ 对 $\dot{U}_x$ 的旋转方向有关。当发电机频率低于电网频率时， $\dot{U}_G$ 作顺时针方向旋转， $\dot{U}_G$ 先与 $\dot{U}_{x1}$ 重合，经 θ 角后再与 $\dot{U}_{x2}$ 重合。反之，当发电机频率高于电网频率时， $\dot{U}_G$ 先与 $\dot{U}_{x2}$ 重合，经 θ 角后再与 $\dot{U}_{x1}$ 重合。这两个差

频脉动整步电压 $\dot{U}_{s1}$ 、 $\dot{U}_{s2}$ 相差恒定相角 θ ，它们间先后的顺序反映了两电源间频率的高低。一般将 U_{s1} 和 U_{s2} 转换成相应的三角波整步电压 U_{sL1} 和 U_{sL2} ，两波形前后位置与频率差方向间的关系如图 1-27 (c) 所示。

利用 u_{sL1} 和 u_{sL2} 相位差检测频率差方向的原理接线图如图 1-28 所示。

图中 S_1 、 S_2 为电平检测器， D_1 、 D_2 为微分电路， A_1 、 A_2 为与门。

设待并发电机的频率低于电网频率，三角波差频电压 U_{sL1} 超前 U_{sL2} θ 角。将它们分别接于电平检测器 S_1 和 S_2 之后，可以得到两个相角差为 θ 的矩形波， S_{G1} 和 S_{G2} 。经微分后得到 D_1 和 D_2 两个脉冲波。由图 1-28 (a) 可见，当将 S_{G1} 送至与门 A_2 后即为输出脉冲作好了准备。由图 1-28 (b) 的波形可见，当 D_2 脉冲波到达时即可形成升速脉冲，而 S_{G2} 虽然也送到与门 A_1 ，但由于 D_1 已超前 θ 角到达，即 S_{G2} 与 D_1 有时间差，它们不同时到达 A_1 ，与门 A_1 无脉冲输出。可见，当 $f_G < f_x$ 时，只有与门 A_2 发出升速脉冲。

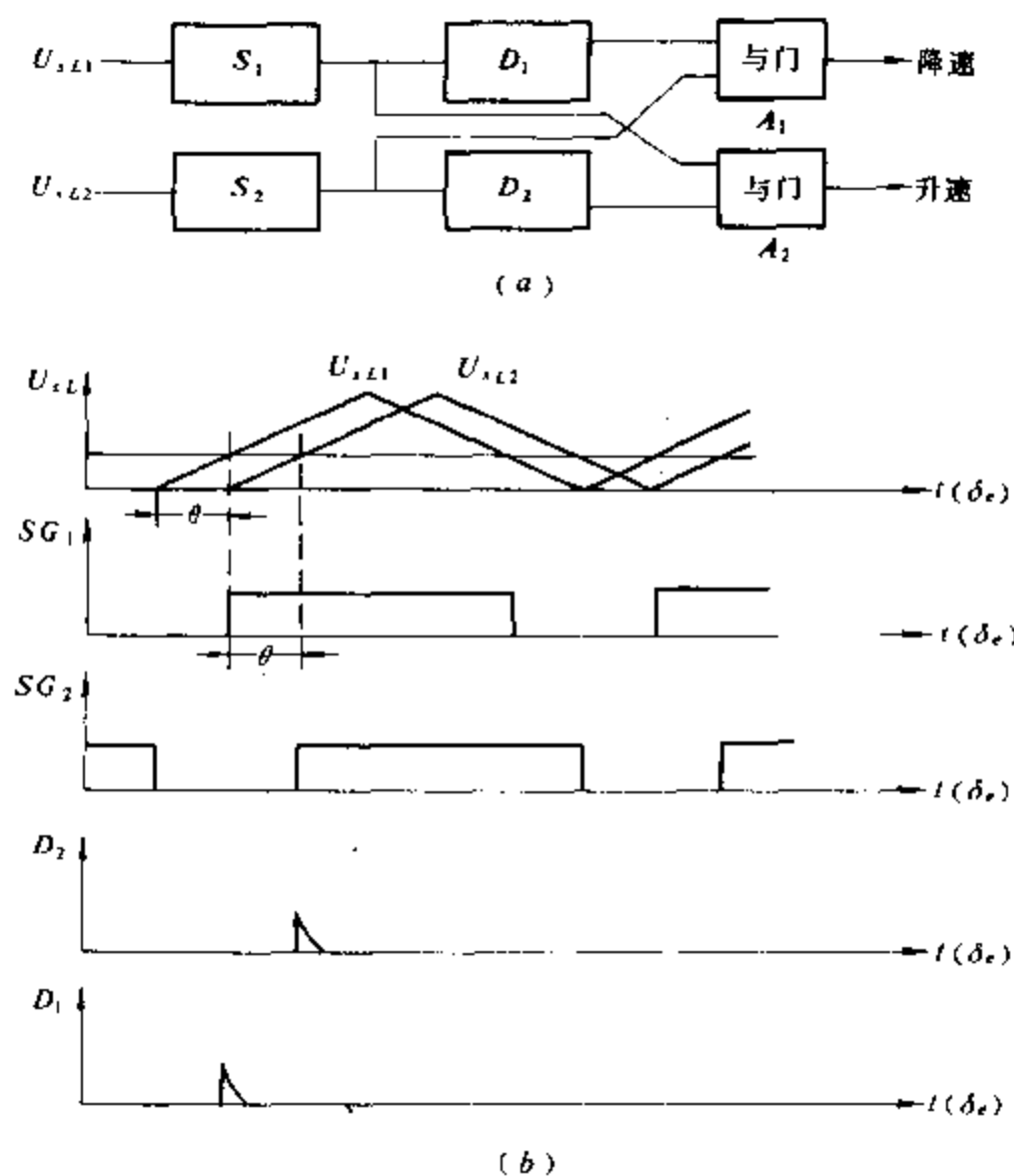


图 1-28 相位差鉴别法原理接线

(a) 逻辑图，(b) 波形图

同理，当 $f_G > f_x$ 时，与门 A_2 被闭锁，与门 A_1 发出降速脉冲。

这种频率差方向鉴别的方法在频差为 $\pm 10\text{Hz}$ 范围内仍能可靠鉴别。

(二) 逻辑判别法

图 1-29 (a) 示出了发电机电压与系统电压在频率差方向不同的情况下相位变化的关系。图 1-29 (b) 表示 u_G 与 u_x 交流波过零点的相位关系。

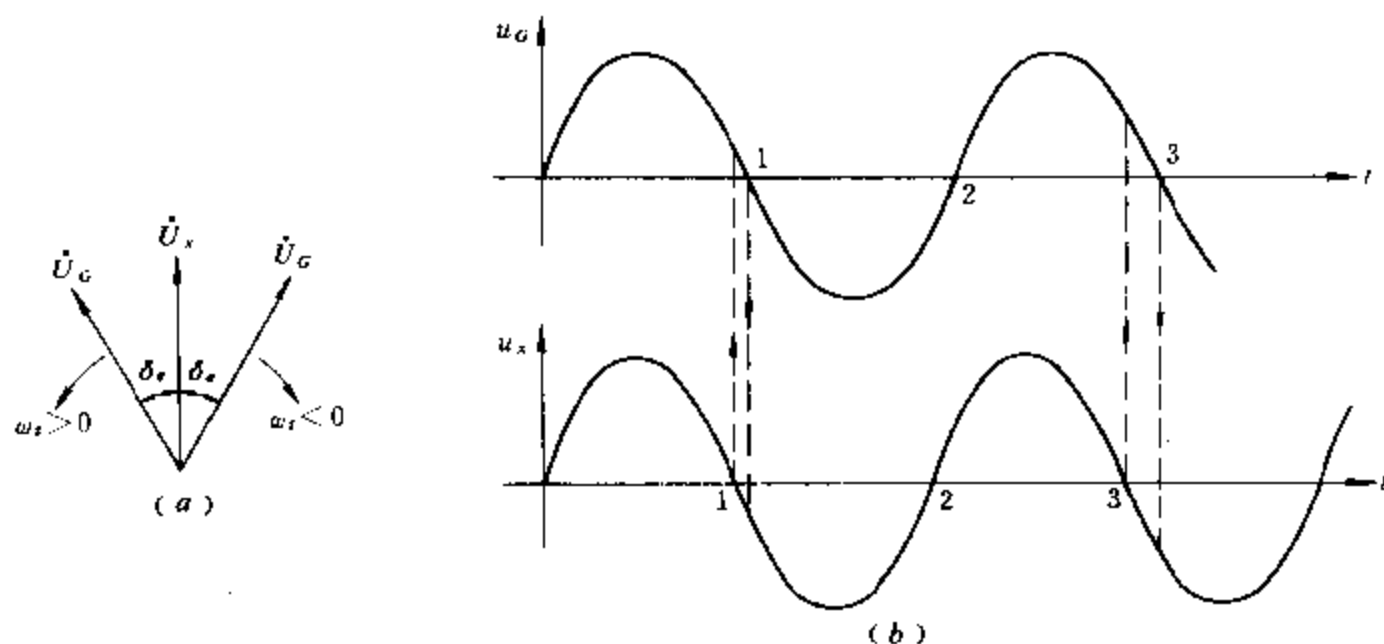


图 1-29 逻辑判别原理
(a) 相量图; (b) 波形图

由图可知, 在 $f_G < f_x$ 的情况下, 在相角差 δ_s 自 0 往 $-\pi$ 方向变化时, $\dot{U}_G$ 始终落后于 $\dot{U}_x$ 。这时 u_x 交流波的 1, 3, 5, ... 奇数过 0 点在 u_G 波形的正半周区间内, 而 u_G 波形的 1, 3, 5, ... 奇数过 0 点在 u_x 波形的负半周区间内。然而在 δ_s 自 $-\pi$ 往 -2π 方向变化过程中, 则正好相反。 u_x 交流波的奇数过 0 点进入 u_G 波形的负半周区间, 而 u_G 波形的奇数过 0 点反而进入 u_x 波形的正半周区间。

同理, 当 $f_G > f_x$ 时, 在相角差 δ_s 自 0 往 π 方向变化时, $\dot{U}_x$ 始终落后于 $\dot{U}_G$, u_G 交流波的过 0 点相对于 u_x 波形逐渐左移。所以 u_G 的 1, 3, 5, ... 奇数过 0 点落在 u_x 波形正半周区间内。而 u_x 波形的奇数过 0 点落在 u_G 波形的负半周区间内。对照两种不同的频差方向, 在 δ_s 自 0 至 π 的变化过程中, u_G 、 u_x 交流波形过 0 点的逻辑关系与频率差的方向有关, 两者正好相反。利用这种规律就可以组成频差方向判别的逻辑框图, 如图 1-30 所示。

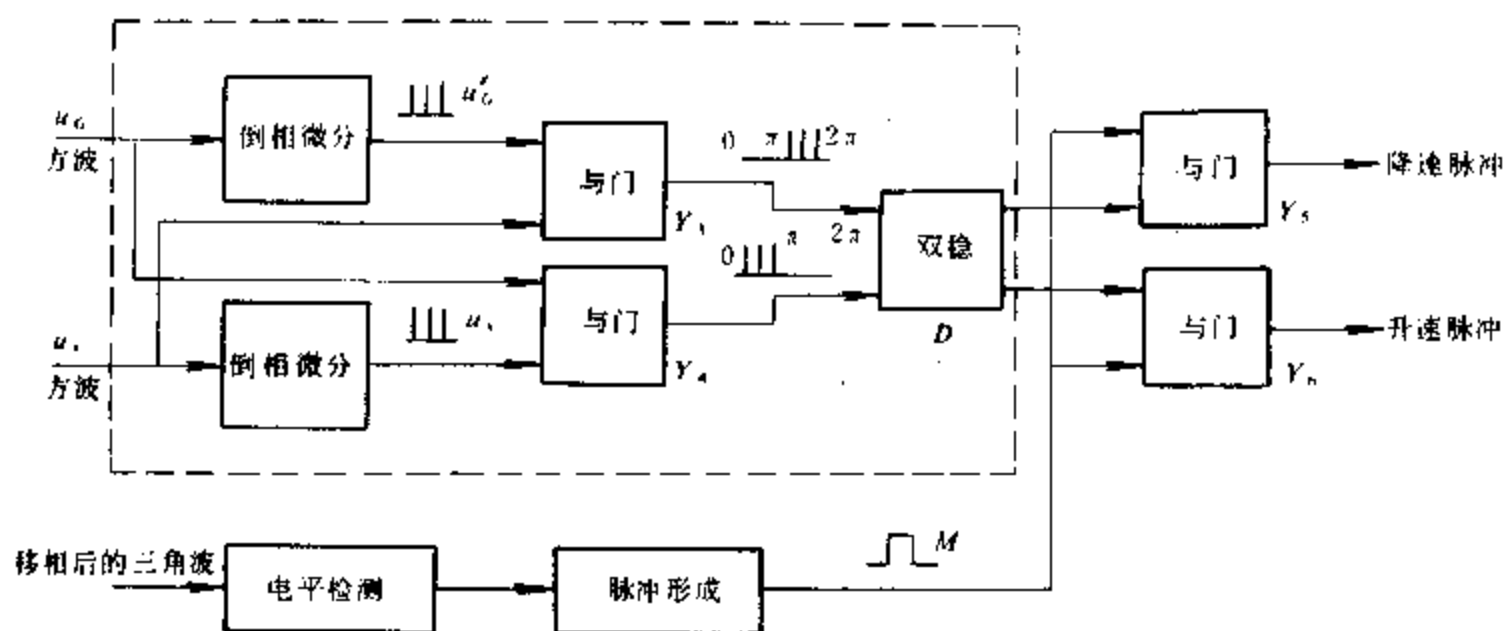


图 1-30 频差方向判别的逻辑框图

首先把 u_G 和 u_x 的正弦波转换成方波，经倒向微分后就可得到交流波奇数过 0 点的正脉冲 u'_G 、 u'_x 。 u'_G 加到与门 Y_3 的一个输入端，而 u'_x 则加到 Y_4 的输入端。

由图可见，当 $f_G < f_x$ 时，在 δ_e 自 0 至 $|\pi|$ 的范围内，与门 Y_4 的输入 u'_x 与 u_G 的正半周作用使 Y_4 输出一系列正脉冲，使双稳态触发器 D 置向升速状态，可以发升速信号。反之，当 $f_G > f_x$ 时，在 δ_e 自零至 $|\pi|$ 范围内，逻辑关系正好与前相反，由与门 Y_3 输出一系列正脉冲，使触发器 D 置向减速状态，可以发降速信号。

必须注意，在 δ_e 自 π 向 2π 变动期间，其逻辑关系与上面讲的恰好相反。如不采取措施，将会使频率差方向判别发生混乱。为此，应把频率差方向判别的区间限制在 0 到 $|\pi|$ ，所以在图 1-30 中还设置了区间判别环节。它的任务就是判别相角差 δ_e 所处区间。如果 δ_e 在 0 至 π 区间，则使与门 Y_5 、 Y_6 工作，输出调速信号；如果 δ_e 在 π 至 2π 区间，则闭锁与门 Y_5 、 Y_6 。

$U_{\Delta L}$ 与 δ_e 的关系如图 1-31 (a) 所示。为了使工作可靠起见，电平检测工作区间整定在 δ_e 为 $\pm 50^\circ$ 左右，电平检测器返回瞬间，由脉冲形成环节形成脉冲 M ，控制与门 Y_5 、 Y_6 的开放时间，以保证调速工作区落在 δ_e 为 0 到 $|\pi|$ 区间。调速脉冲位置如图 1-31 (b) 所示。因此， δ_e 在 $0 \sim \pi$ 期间，触发器 D 为正确工作状态，经区间判别控制使与门 Y_5 、 Y_6 开放一段时间，形成调速工作区，发出调速脉冲。 δ_e 在 π 至 2π 期间，触发器 D 为不正确工作状态，由区间判别环节使 Y_5 、 Y_6 闭锁，不发调速脉冲，从而得到频率差方向的正确判别。

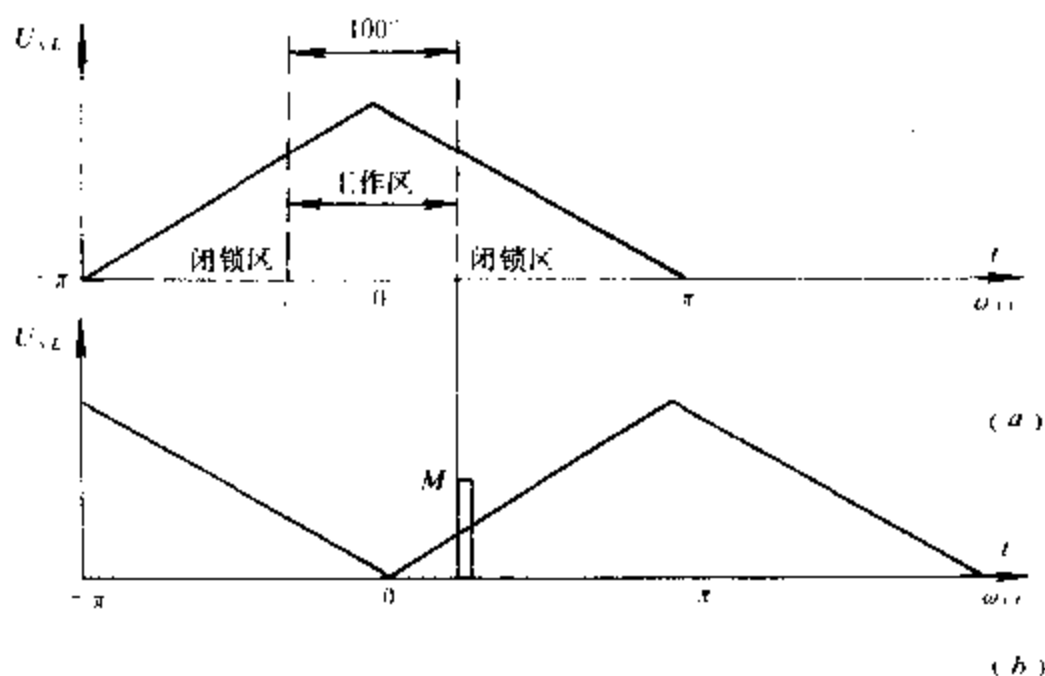


图 1-31 δ_e 区间判别工作范围
(a) $U_{\Delta L}$ 与 δ_e 的关系；(b) 调速脉冲位置

二、频差控制执行环节

频差控制执行环节在接受频差方向测量环节送来的升速、减速信号后，控制调速电动机的工作。它的原理框图如图 1-32 所示。图中脉冲展宽回路用于控制调速电动机的接通时间，即调节量。其展宽时间可以设定，以适应被控制对象不同调节特性的需要。

调差周期 T_s 的长短反映了频差的大小。如果在每个滑差周期发一次调速脉冲，则滑差周期越短，调速脉冲频率就越高，单位时间内的调节量也就越大；反之，当滑差周期长时，它输出脉冲频率减低，单位时间内的调节量减小，这就达到了比例调节的目的。

在图 1-32 中，上述要求是由脉冲形成环节来完成的，在电平检测返回瞬间形成一个短

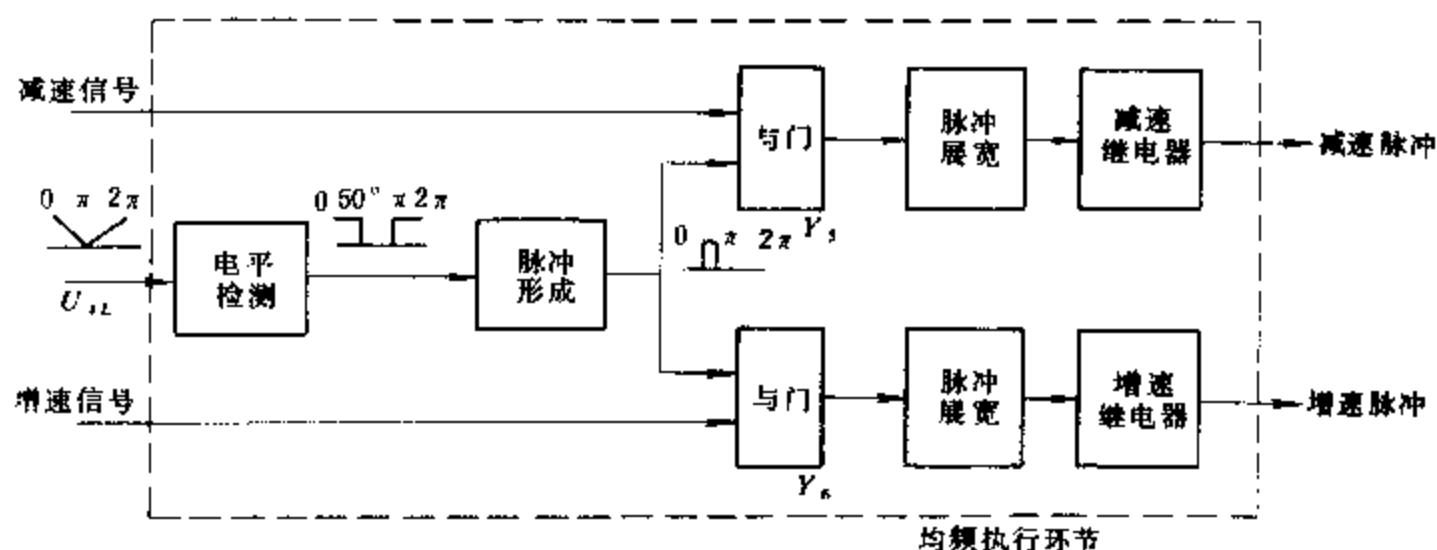


图 1-32 频差控制执行环节

脉冲 M (见图 1-31)。与门 Y_5 、 Y_6 只在 M 脉冲期间接通调速信号，限定了每个滑差周期只具有一定的调整量。

调节脉冲发出的时间如图 1-31 所示，一般是在 δ_c 为 50° 左右，其目的不仅是为了正确调速，而且是为了希望在 $\pi \sim 2\pi$ 期间发合闸信号时，机组的转速已趋于稳定，这样可减少由于 ω_c 不恒定而引起的合闸误差角。

三、电压差控制

电压差控制单元的任务是在并列操作过程中，自动调节待并发电机的电压，使电压差条件符合并列的要求。它的构成框图与频率差控制的相似。由电压差方向测量环节和脉冲展宽电路组成。

第五节 数字式并列装置

一、概述

用大规模集成电路微处理器 (CPU) 等器件构成的数字式并列装置，由于硬件简单，编程方便灵活，运行可靠，且技术上已日趋成熟，成为当前自动并列装置发展的主流。微处理器 (CPU) 具有高速运算和逻辑判断能力，它的指令周期以微秒计，这对于发电机频率为 50Hz、每周期 20ms 的信号来说，可以具有足够充裕的时间进行相角差 δ_c 和滑差角频率 ω_c 近乎瞬时值的运算，并按照频差值的大小和方向、电压差值的大小和方向，确定相应的调节量，对机组进行调节，以达到较满意的并列控制效果。一般模拟式并列装置为了简化电路，在一个滑差周期 T_c 时间内，把 ω_c 假设为恒定。而数字式并列装置可以克服这一假设的局限性，采用较为精确的公式，考虑相角差 δ_c 可能具有加速运动等问题，能按照 δ_c 当时的变化规律，选择最佳的越前时间发出合闸信号，可以缩短并列操作的过程，提高了自动并列装置的技术性能和运行可靠性。并列装置引入了计算机技术后，可以较方便地应用检测和诊断技术对装置进行自检，提高了装置的维护水平。

数字式并列装置由硬件和软件组成，以下分别进行介绍。

接口电路和并列操作控制对象的过程之间必须设置信息的传递和变换设备，通常人们称之为过程输入、输出通道。它是接口电路和控制对象之间传递信号的媒介。所以必须按控制对象的要求，选择与之匹配的通道。

1. 输入通道

按发电机并列条件，分别从发电机和母线电压互感器二次侧交流电压信号中提取电压幅值、频率和相角差 δ 等三种信息，作为并列操作的依据。

(1) 交流电压幅值测量。这里有两种方法可供选择，一种是最简单化的办法采用变送器，把交流电压转换成直流电压，然后由 A/D 接口电路进入主机，其原理图见图 1-34 (a)。CPU 读得 U_c 和 U_r 的有效值后，由软件作出是否符合并列条件的判断。

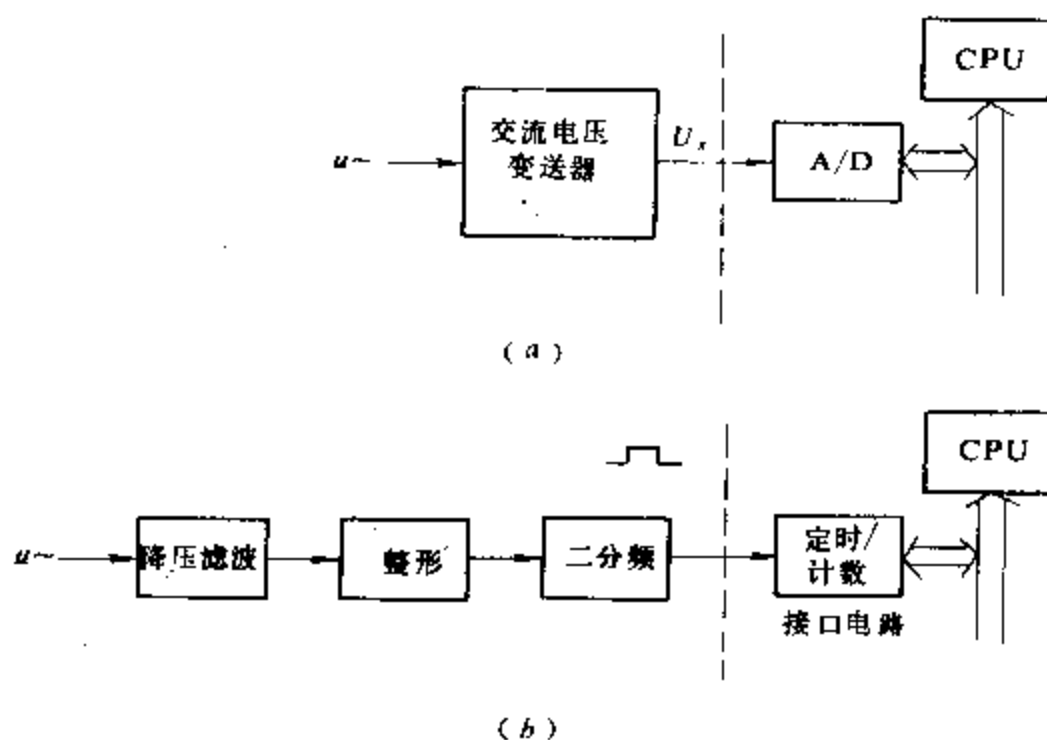


图 1-34 电压和频率测量

(a) 电压测量；(b) 频率测量

另一种方法是对交流电压信号直接采样，然后通过计算求得它的有效值，显然这势必加重 CPU 的负担，增加软件工作，目前常用的主机性能是能胜任的。交流采样的数学模型将在第二章中介绍。

(2) 频率测量。数字电路测量频率的基本方法是测量交流信号波形的周期 T ，图 1-34 (b) 为测频的方案之一。把交流电压正弦信号转换为方波，经二分频后，它的半波时间即为交流电压的周期 T 。具体的实施可利用正半周高电平作为可编程定时计数器开始计数的控制信号，其下降沿即停止计数并作为中断申请信号，由 CPU 读取其中计数值 N ，并使计数器复位，以便为下一个周期计数作好准备。

如可编程定时计数器的计时脉冲频率为 f_c ，则交流电压的周期 T 为

$$T = \frac{1}{f_c} N$$

于是求得交流电压的频率为

$$f = \frac{f_c}{N} \quad (1-30)$$

(3) 相角差 δ_e 测量。测量 δ_e 的方案之一, 如图 1-35 所示。把电压互感器二次侧的交流电压信号转换成同频、同相的方波。 U_x 、 U_G 的两个方波信号接到异或门, 当两个方波输入电平不同时, 异或门的输出为高电平, 用于控制可编程定时计数器的计数时间, 其计数值 N 即与两波形间的相角差 δ_e 相对应。

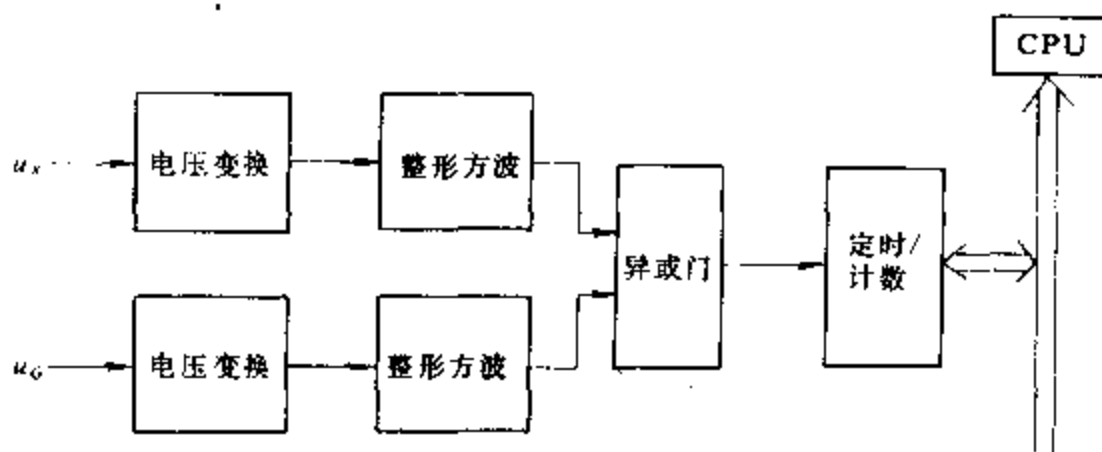


图 1-35 相角差 δ_e 测量

2. 输出通道

自动并列装置的输出控制信号有：①发电机转速调节的增速、减速信号；②调节发电机电压的升压、降压信号；③并列断路器合闸脉冲控制信号。这些控制信号可由并行接口电路输出，经放大后驱动继电器用触点控制相应的电路。

(四) 人—机联系

这是计算机控制系统必备的设施，属常规外部设备。其配置则视具体情况而定。自动并列装置主要用于程序调试，设置或修改参数。装置运行时，用于显示发电机并列过程的主要变量，如相角差 δ_e 、频率差、电压差的大小和方向以及调速、调压的情况。总之，应为运行操作人员监视装置的运行提供方便。

常用的设备有：

- (1) 键盘——用于输入程序和数据。
- (2) 按钮——供运行人员操作。
- (3) CRT 显示器——生产厂调试程序时需要。

(4) 数码和发光二极管显示指示——为操作人员提供直观的显示方式，以利于对并列过程的监控。

三、数字式并列装置的软件

数字式自动并列装置借助于微处理器的高速处理信息能力，利用编制的程序，在硬件配合下实现发电机并列操作。并列条件的检测与合闸信号控制程序所采用的算法介绍如下。

(一) 电压检测

交流电压变送器输出的直流电压与输入的交流电压值成正比。如图 1-34(a) 所示，CPU 从 A/D 转换接口读取的电压量 D_x 、 D_G 分别表示 U_x 和 U_G 的有效值。设机组并列时，允许电压偏差设定的阈值为 ΔU_y ，装置内对应的设定值为 $D_{\Delta U}$ 。

当 $|D_x - D_G| > D_{\Delta U}$ 时, 不允许合闸信号输出;

当 $|D_x - D_G| \leq D_{\Delta U}$ 时, 允许合闸信号输出。

如 $D_x > D_G$ 时, 并行口输出升压信号, 输出调节信号的宽度与其差值成比例; 反之, 则发降压信号。

(二) 频率检测

发电机电压和电网电压分别由可编程定时计数器计数, 主机读取计数脉冲值 N_x 和 N_G 。由 (1-30) 式求得 f_x 和 f_G 。与上述电压检测所采用算式类同, 把频率差的绝对值与设定的允许频率偏差阈值比较, 作出是否允许并列的判断。按发电机频率 f_G 高于或低于电网频率 f_x 来输出减速或增速信号。选择 δ_i 在 0 到 π 期间, 调节量按 Δf 差值比例进行调节。

(三) 超前时间检测

前已述及线性整步电压与相角差 δ_i 之间的关系是从宽度不等的矩形波求得 (见图 1-15), 即矩形波的宽度与相角差 δ_i 有关。同理由图 1-35 接线所示, U_x 和 U_G 的两方波加至异或门后, 在异或门的输出端也是一系列宽度不等的矩形波, 表示了相角差 δ_i 的变化。借助于定时计数器 CPU 可读取矩形波宽度的大小, 求得两电压间相角差 δ_i 的变化轨迹。为了叙述方便起见, 设系统频率为额定值 50Hz, 待并发电机的频率低于 50Hz。从电压互感器二次侧来的电压波形如图 1-36 (a) 所示, 经削波限幅后得到图 1-36

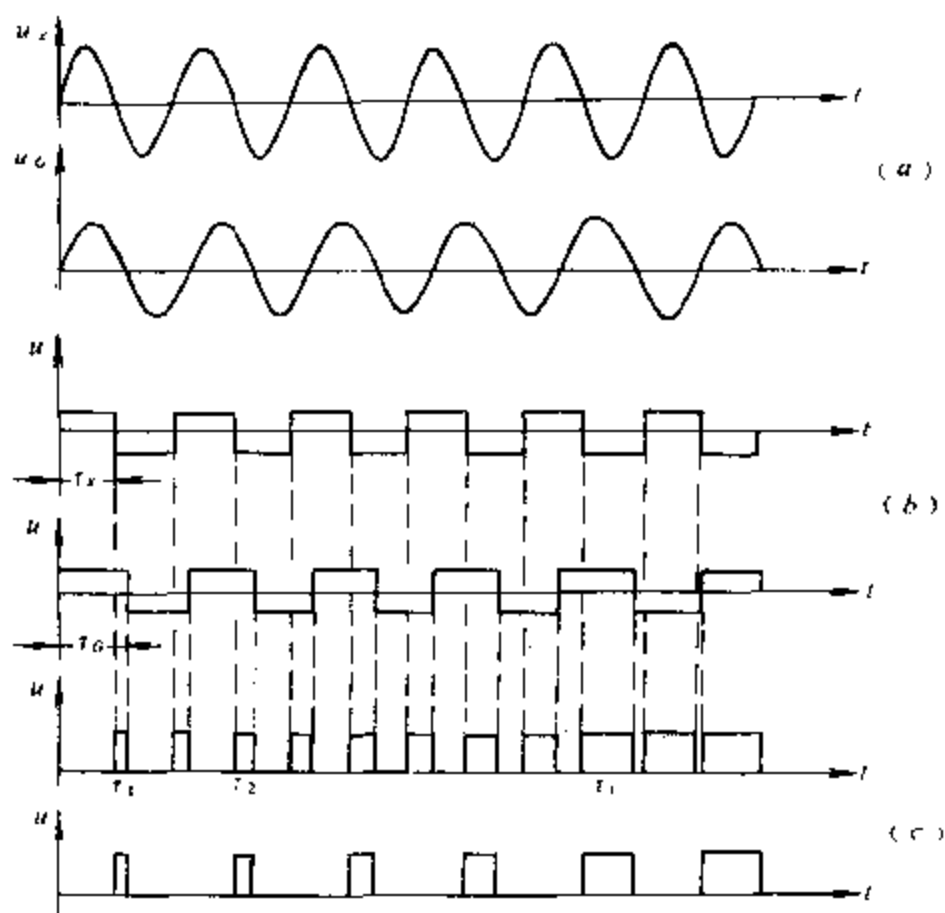


图 1-36 相角差 δ_i 测量波形分析

(b) 所示的方波, 两方波异或就得到图 1-36 (c) 中的一系列宽度不等的矩形波。显然, 这一系列矩形波的宽度 τ_i 与相角差 δ_i 相对应。系统电压方波的宽度 τ_x 为已知, 它等于二分之一周期 π (或 180°), 因此 δ_i 可按下式求得。

$$\left. \begin{aligned} \delta_i &= \frac{\tau_i}{\tau_x} \cdot \pi \quad (\text{当 } \tau_i \geq \tau_{i-1}) \\ \delta_i &= \left(2\pi - \frac{\tau_i}{\tau_x} \cdot \pi \right) \\ &= \left(2 - \frac{\tau_i}{\tau_x} \right) \pi \quad (\text{当 } \tau_i < \tau_{i-1}) \end{aligned} \right\} \quad (1-31)$$

(1-31) 式中 τ_x 和 τ_i 的值, CPU 可从定时计数器读入求得。如每一工频周期 (约 20ms) 作一次计算, 主机可记录下 $\delta_i(t)$ 的轨迹, 如图 1-37 所示。

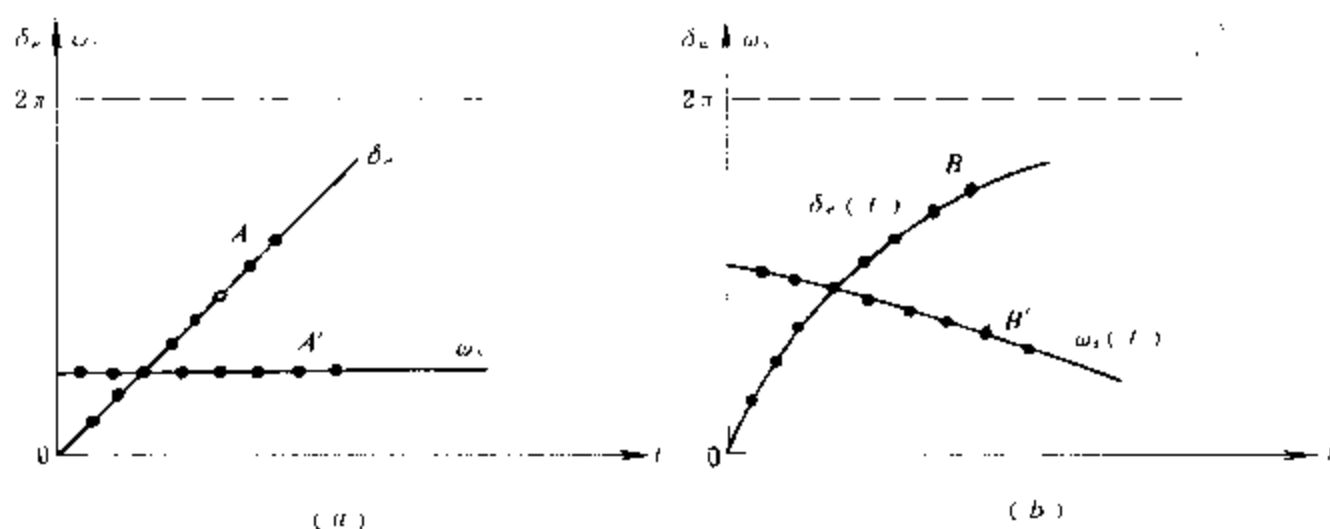


图 1-37 $\delta_s(t)$ 计算轨迹

数字式准同期装置可按下式计算理想的导前合闸相角 δ_{YJ} , 它可以计及 δ_s 含有加速度的情况:

$$\delta_{YJ} = \omega_n t_{DC} + \frac{1}{2} \frac{\Delta \omega_n}{\Delta t} \cdot t_{DC}^2 \quad (1-32)$$

式中 ω_n ——计算点的滑差角速度, 其值可按下式求得

$$\omega_n = \frac{\Delta \delta_i}{\Delta t} = \frac{\delta_i - \delta_{i-1}}{2\tau_x} \quad (1-33)$$

其中 δ_i 和 δ_{i-1} ——分别为本计算点和上一计算点的角度值;

$2\tau_x$ ——两计算点间的时间;

t_{DC} ——微处理器发出合闸信号到断路器主触头闭合时需经历的时间。设 t_c 为出口继电器动作时间, 则

$$t_{DC} = t_{DL} + t_c \quad (1-34)$$

由于两相邻计算点间的 ω_s 变化甚微, 因此 $\Delta \omega_n$ 一般可经若干计算点后才计算一次, 所以 (1-32) 式的 $\Delta \omega_n$ 可表示为

$$\frac{\Delta \omega_n}{\Delta t} = \frac{\omega_n - \omega_{n-n}}{2\tau_x n} \quad (1-35)$$

式中 ω_n 、 ω_{n-n} ——分别为本计算点和前 n 个计算点求得的 ω_s 值。

根据 (1-32) 式可以求出最佳的合闸越前相角 δ_{YJ} 值, 该值与本计算点的相角 δ_i 按下式进行比较 (下式中 ϵ 为计算允许误差)

$$\text{如果 } |(2\pi - \delta_i) - \delta_{YJ}| \leq \epsilon \quad (1-36)$$

(1-36) 式成立, 则立刻发出合闸信号。

$$\text{如果 } |(2\pi - \delta_i) - \delta_{YJ}| > \epsilon \quad (1-37)$$

$$\text{又 } (2\pi - \delta_i) > \delta_{YJ} \quad (1-38)$$

则继续进行下一点计算, 直到 δ_i 逐渐逼近 δ_{YJ} 符合 (1-36) 式为止。

设在计算中, 一个滑差周期的 $\delta_s(t)$ 曲线如图 1-37(a) 中直线 A 所示, 它所对应的 ω_s 为常数 (直线 A'), 这时 $\Delta \omega_n = 0$, 与常规准同期检测越前时间公式类同, 如果 $\delta_s(t)$ 的曲线如图 1-37(b) 中曲线 B 所示, 与他对应的 $\omega_s(t)$ 为直线 B' (ω_s 按等速变化), 这相当于待并机按恒

定加速度升速,发电机频率与电网频率逐渐接近。这时(1-32)式为计及发电机加速度后求出的最佳合闸导前角。可见,微处理机准同期装置可以方便地考虑频率差的不同变化规律,并不需要增加硬件,这是它最突出的优点。

最佳的合闸导前角 δ_{YJ} 与本计算点的 δ_i 比较也有可能出现下式情况,即

$$(2\pi - \delta_i) < \delta_{YJ} \quad (1-39)$$

这就是如图(1-38)中所示,错过了合闸时机的情况。设待并发电机转速恒定,本点计算时 a 点对应 δ_i 已接近 δ_{YJ} , 但不符合(1-36)式且符合(1-37)式和(1-38)式。可是当下一个计算点时, b 点还是不符合(1-36)式,却符合(1-37)式和(1-39)式,这就错过了合闸时机。

为了避免上述情况,在进行本点 δ_i 计算时,可同时对下一个计算点 δ_{i+1} 值进行预测。估计最佳合闸导前相角 δ_{YJ} 是否介于本计算点与下一个预测点 δ_{i+1} 之间,以便及时采取措施,推算出 $\delta_i \sim \delta_{YJ}$ 所需的时间。这样可以不失时机地在越前相角 δ_{YJ} 瞬间发出合闸信号。因此,一旦待并发电机的电压、频率符合允许并列条件,在一个滑差周期内就可捕捉到最佳合闸导前相角 δ_{YJ} , 及时发出合闸信号。

由于断路器的合闸时间具有一定的分散性,在给定允许合闸误差角的条件下,并列时的允许滑差角频率及角加速度需通过计算确定。

从 U_o 、 U_x 的电压波形中采集两并列电源间的相角差 δ_i 、频率差 Δf 等信息,数字式准同期并列装置充分发挥了微处理器高速运算能力且性能稳定,因而具有显著优点。

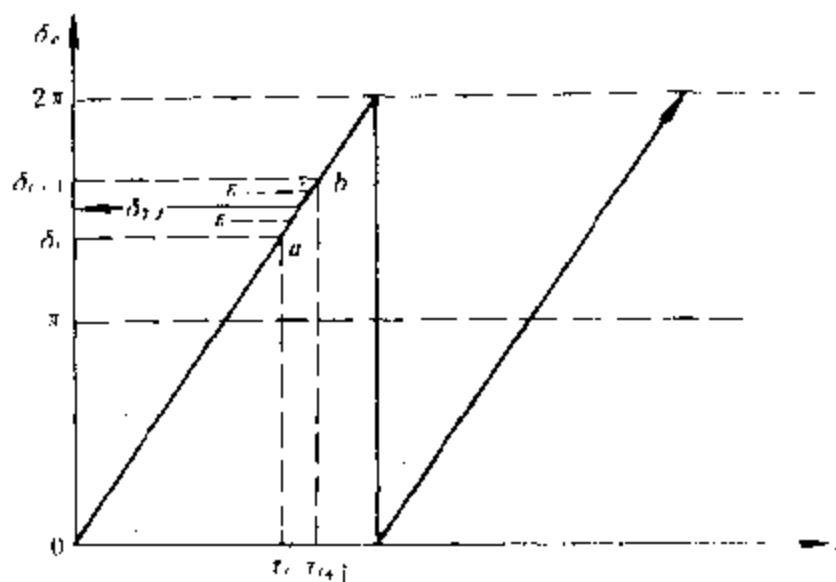


图 1-38 错过合闸时机的情况

第二章 同步发电机励磁自动控制系统

第一节 概 述

同步发电机的运行特性与它的空载电动势 E_0 值的大小有关，而 E_0 值是发电机励磁电流 I_{EF} 的函数，改变励磁电流就可影响同步发电机在电力系统中的运行特性。因此，对同步发电机的励磁进行控制，是对发电机的运行实行控制的重要内容之一。

电力系统在正常运行时，发电机励磁电流的变化主要影响电网的电压水平和并联运行机组间无功功率的分配。在某些故障情况下，发电机端电压降低将导致电力系统稳定水平下降。为此，当系统发生故障时，要求发电机迅速增大励磁电流，以维持电网的电压水平及稳定性。可见，同步发电机励磁的自动控制在保证电能质量，无功功率的合理分配和提高电力系统运行的可靠性方面都起着十分重要的作用。

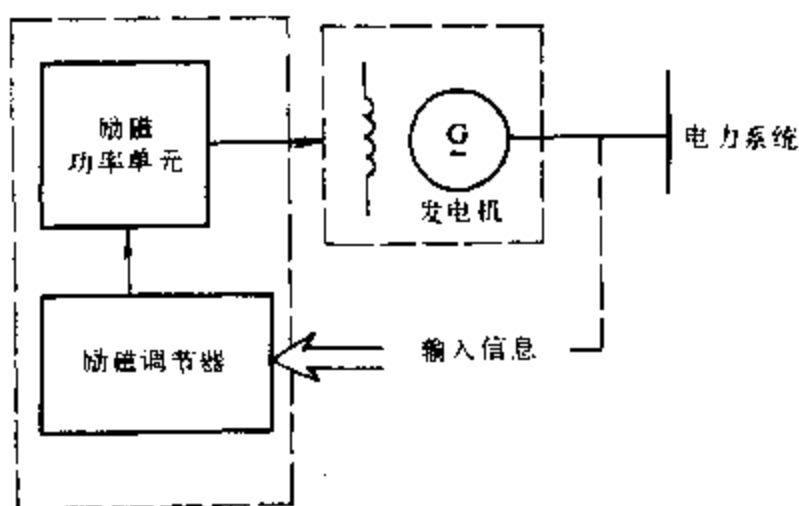


图 2-1 励磁自动控制系统构成框图

同步发电机的励磁系统一般由励磁功率单元和励磁调节器两个部分组成，如图 2-1 所示。励磁功率单元向同步发电机转子提供直流电流，即励磁电流；励磁调节器根据输入信号和给定的调节准则控制励磁功率单元的输出。整个励磁自动控制系统是由励磁调节器、励磁功率单元和发电机构成的一个反馈控制系统。

本章主要介绍同步发电机励磁自动控制系统的组成原理和它的运行特性。第三章我们再分析其动态特性。

一、同步发电机励磁控制系统的任务

在电力系统正常运行或事故运行中，同步发电机的励磁控制系统起着重要的作用。优良的励磁控制系统不仅可以保证发电机可靠运行，提供合格的电能，而且还还可有效地提高系统的技术指标。根据运行方面的要求，励磁控制系统应该承担如下的任务。

（一）电压控制

电力系统在正常运行时，负荷总是经常波动的，同步发电机的功率也就相应变化。随着负荷的波动，需要对励磁电流进行调节以维持机端或系统中某一点的电压在给定的水平。励磁自动控制系统担负了维持电压水平的任务。为了阐明它的基本概念，可用最简单的单机运行系统来进行分析。

图 2-2 (a) 是同步发电机运行原理图，图中 GEW 是励磁绕组，机端电压为 $\dot{U}$ 。电流为

$\dot{I}_G$ 。在正常情况下,流经 GEW 的励磁电流为 I_{EF} ,由它所建立的磁场使定子产生的空载感应电动势为 E_q ,改变 I_{EF} 的大小, E_q 值就相应的改变。 $\dot{E}_q$ 与 $\dot{U}_G$ 之间的关系可用等值电路图 2-2 (b) 来表示。其间的关系式为

$$\dot{U}_G + j \dot{I}_G X_d = \dot{E}_q \quad (2-1)$$

式中 X_d ——发电机直轴电抗。

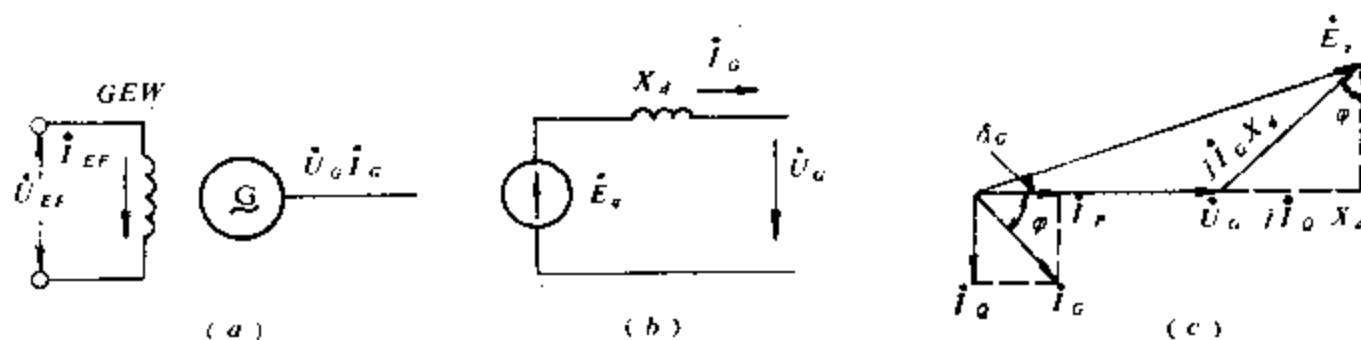


图 2-2 同步发电机感应电动势与励磁电流关系

(a) 同步发电机运行原理; (b) 等值电路; (c) 矢量图

隐极发电机的矢量图如图 2-2 (c) 所示。发电机感应电动势 $\dot{E}_q$ 与端电压 $\dot{U}_G$ 的幅值关系为

$$E_q \cos \delta_G = U_G + I_Q X_d$$

式中 δ_G —— $\dot{E}_q$ 与 $\dot{U}_G$ 间的相角,即发电机的功率角;

$\dot{I}_Q$ ——发电机的无功电流。

一般 δ_G 的值很小,可近似认为 $\cos \delta_G \approx 1$,于是,可得简化的运算式为

$$E_q \approx U_G + I_Q X_d \quad (2-2)$$

(2-2) 式说明,负荷中的无功电流是造成 E_q 和 U_G 幅值差的主要原因,发电机的无功电流越大,两者间的差值也越大。

(2-2) 式是 (2-1) 式的简化,目的是为了突出其间最基本的关系。由 (2-2) 式可以看出同步发电机的外特性必然是下降的。当励磁电流 I_{EF} 一定时,发电机端电压 U_G 随无功负荷增大而下降。图 2-3 说明,当无功电流为 I_{Q1} 时,发电机端电压为额定值 $U_{G\epsilon}$,励磁电流为 I_{EF1} 。当无功电流增大到 I_{Q2} 时,如果励磁电流不增加,则端电压降至 U_{G2} ,可能满足不了运行的要求,必须将励磁电流增大至 I_{EF2} 才能维持端电压为额定值 $U_{G\epsilon}$ 。同理,无功电流减小时, U_G 会上升,必须减小励磁电流。

同步发电机的励磁自动控制系统就是通过不断地调节励磁电流来维持机端电压为给定水平的。

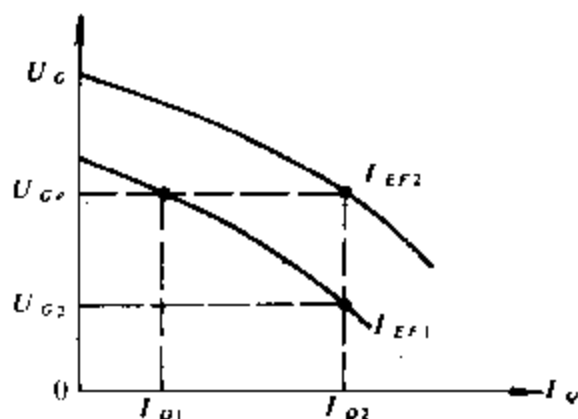


图 2-3 同步发电机的外特性

(二) 控制无功功率的分配

为了使分析简单起见，设同步发电机与无限大母线并联运行，即发电机端电压不随负荷大小而变，是一个恒定值，如图 2-4 (a) 所示。图 2-4 (b) 是它的相量图。

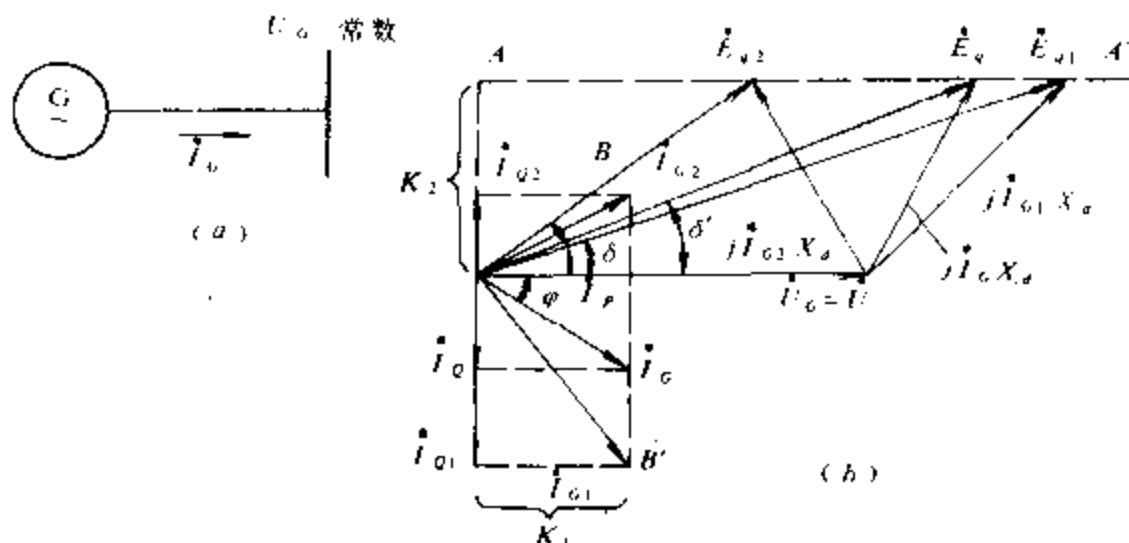


图 2-4 同步发电机与无限大母线并联运行
(a) 接线图；(b) 相量图

由于发电机发出的有功功率只受调速器控制，与励磁电流的大小无关。故无论励磁电流如何变化，发电机的有功功率 P_G 均为常数，即

$$P_G = U_G I_G \cos \varphi = \text{常数} \quad (2-3)$$

式中 φ ——功率因数角。

当不考虑定子电阻和凸极效应时，发电机功率又可用下式表示

$$P_G = \frac{E_q U_G}{X_d} \sin \delta = \text{常数} \quad (2-4)$$

式中 δ ——发电机的功率角。

以上两式分别说明当励磁电流改变时， $I_G \cos \varphi$ 和 $E_q \sin \delta$ 的值均保持恒定，即

$$\begin{aligned} I_G \cos \varphi &= K_1 \\ E_q \sin \delta &= K_2 \end{aligned}$$

由图 2-4 (b) 中的相量关系可以看到，这时感应电动势 $\dot{E}_q$ 的端点只能沿着 AA' 虚线变化，而发电机电流 $\dot{I}_G$ 的端点则沿着 BB' 虚线变化。因为发电机端电压 $\dot{U}_G$ 为定值，所以发电机励磁电流的变化只是改变了机组的无功功率和功率角 δ 值的大小。

由此可见，与无限大母线并联运行的机组，调节它的励磁电流可以改变发电机无功功率的数值。

在实际运行中，与发电机并联运行的母线并不是无限大母线，即系统等值阻抗并不等于零，母线的电压将随着负荷波动而改变。电厂输出无功电流与它的母线电压水平有关，改变其中一台发电机的励磁电流不但影响发电机电压和无功功率，而且也将影响与之并联运行机组的无功功率，其影响程度与系统情况有关。因此，同步发电机的励磁自动控制系统还担负着并联运行机组间无功功率合理分配的任务。

(三) 提高同步发电机并联运行的稳定性

保持同步发电机稳定运行是保证电力系统可靠供电的首要条件。电力系统在运行中随时都可能遭受各种干扰，在各种扰动后，发电机组能够恢复到原来的运行状态或者过渡到另一个新的运行状态，则称系统是稳定的。其主要标志是在暂态过程结束后，同步发电机能维持或恢复同步运行。

为了便于研究，将电力系统的稳定分为静态稳定和暂态稳定两类。

电力系统静态稳定与自动控制中的稳定概念一样，是指电力系统在正常运行状态下，经受微小扰动后恢复到原来运行状态的能力。可采用自动控制理论所介绍的方法，用微分方程建立该动态系统的数学模型。

电力系统暂态稳定是指电力系统在某一正常运行方式下突然遭受大扰动后，能否过渡到一个新的稳定运行状态、或者恢复到原来运行状态的能力。这里，所谓大的扰动是指电力系统发生某种事故，如高压电网发生短路或发电机被切除等。

现在又把电力系统受到小的或大的干扰后，计及自动调节和控制装置作用的长过程的运行稳定问题称为动态稳定。

在分析电力系统稳定性问题时，不论静态稳定或暂态稳定，在数学模型表达式中总含有发电机空载电动势 E_q ，而 E_q 与励磁电流有关。可见，励磁自动控制系统是通过改变励磁电流从而改变 E_q 值来改善系统稳定性的。

下面我们分别分析励磁对静态稳定和暂态稳定的影响。

1. 励磁对静态稳定的影响

图 2-5 (a) 为一个简单的电力系统接线图，其中发电机经升压变压器、输电线和降压变压器接到受端系统。设受端母线电压 U 恒定不变。系统等值网络和相量图如图 2-5 (b)、(c) 所示。

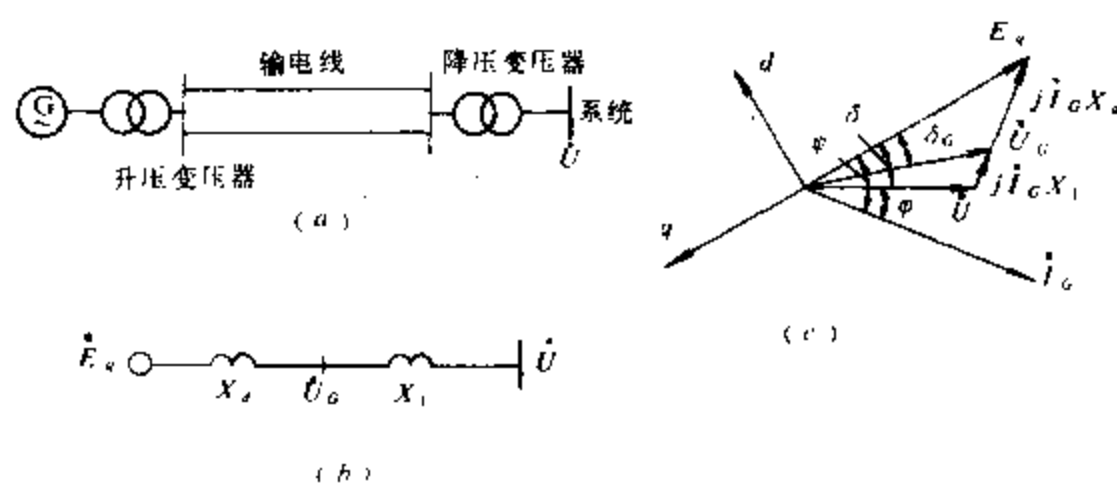


图 2-5 单机向无限大母线送电
(a) 接线图；(b) 等值网络；(c) 相量图

发电机的输出功率按 (2-4) 式可写成

$$P_G = \frac{E_q U}{X_s} \sin \delta \quad (2-5)$$

式中 X_s ——系统总电抗，一般为发电机、变压器、输电线电抗之和；

δ ——发电机空载电动势 $\dot{E}_q$ 和受端电压 $\dot{U}$ 间的相角。

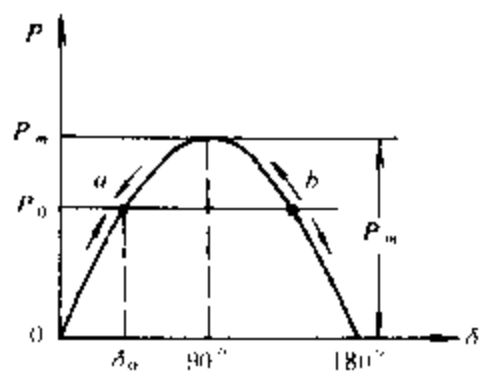


图 2-6 同步发电机的功率特性

对应于某一固定空载电动势 E_0 值时, 发电机传输功率 P_G 是功率角的正弦函数, 如图 2-6 所示, 称为同步发电机的功率特性或发电机功角特性。

众所周知, 当 δ 小于 90° 时 (如图中 a 点所示), 发电机是静态稳定的。当 δ 大于 90° 时 (如 b 点所示), 发电机不能稳定运行。 $\delta = 90^\circ$ 时为稳定的极限情况。所以最大可能传输的功率极限为 P_m , 即

$$P_m = \frac{E_0 U}{X_s}$$

实际运行时, 为了可靠起见留有一定裕度, 运行点总是对应低于功率极限值。

上述分析表明, 静态稳定极限功率 P_m 与发电机空载电动势 E_0 成正比, 而 E_0 值与励磁电流有关。无自动调节励磁时, 因励磁电流恒定, $E_0 = \text{常数}$, 此时的功角特性称为内功率特性; 若有灵敏和快速的励磁调节器, 则可视为保持发电机电压为恒定, 即 $U_G = \text{常数}$ 。由相应一族不同 E_0 值的功角特性求得曲线 B (称外功角特性, 见图 2-7) 最大值出现在 U_G 与 U 之间功率角 $\delta' = 90^\circ$ 时, 即 $P_m = \frac{U_G U}{X'_s} \times \sin \delta'$ (此时 δ 大于 90°)。对于按电压偏差比例调节的励磁控制系统, 则近似按 $E'_0 = \text{常数}$ 求得的功角特性曲线 C 工作, 显然, 它使发电机能在大于 90° 范围的人工稳定区运行, 即可提高发电机输送功率极限或提高系统的稳定储备。

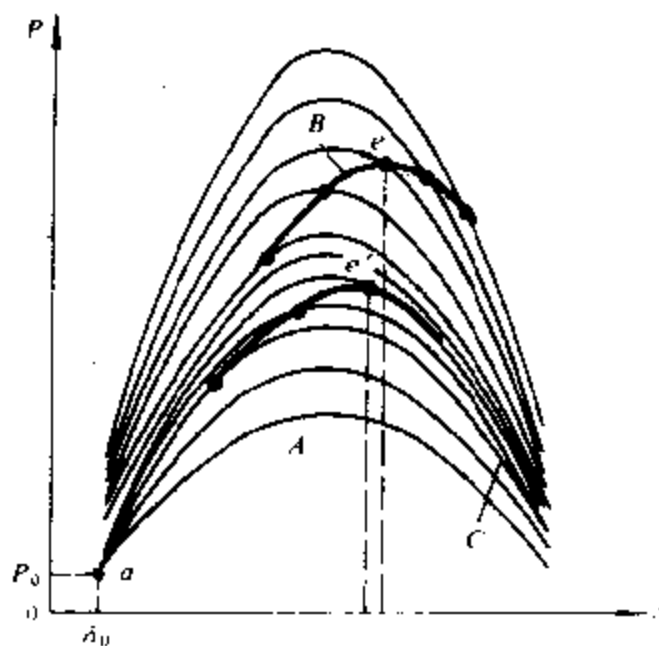


图 2-7 发电机的几条代表性功率特性

由于励磁调节装置能有效地提高系统静态稳定的功率极限, 因而要求所有运行的发电机组都要装设励磁调节器。

当发电机与系统联系较弱时, 励磁控制系统需要加入校正信号才能抑制可能出现的低频振荡。有关这方面的内容将在第三章作较为详细的分析。

2. 励磁对暂态稳定的影响

电力系统遭受大的扰动以后, 发电机组能否继续保持同步运行, 这是暂态稳定所研究的课题。由于现代继电保护装置的快速切除故障, 一般的励磁自动控制系统对暂态稳定的影响不如它对静态稳定的影响那样显著, 但在一定条件下, 仍然可以看出它的明显作用。现以单机到无限大系统为例, 设在正常运行情况下, 发电机输送功率为 P_{G0} , 在功角特性的 a 点运行, 如图 2-8 所示。当突然受到某种扰动后, 系统运行点由特性曲线 I 上的 a 点突然变到曲线 I 上的 b 点。由于动力输入部分存在惯性, 输入功率仍为 P_{G0} , 于是发电机轴上将出现过剩转矩使转子加速, 系统运行点由 b 点沿曲线 II 向 F 点移动。过了 F 点后, 发电机输出功率大于 P_{G0} , 转子轴上将出现制动转矩, 使转子减速。发电机能否稳定运行决定于曲线

Ⅱ与 P_{G0} 直线间所形成的上、下两块面积(图2-8中阴影部分)是否相等,即所谓等面积法则。

在上述过程中,发电机如能强行增加励磁,使受到扰动后的发电机组的运行点移到功角曲线Ⅲ上运行,这样不但减小了加速面积,而且还增大了减速面积,因而使发电机第一次摇摆时功角 δ 的幅值减小,改善了发电机的暂态稳定性。当往回摆动时,过大的减速面积并不有利,这时如能让它回到特性曲线Ⅱ上的 d 点运行,就可以减小回程振幅,对稳定性更为有利。上述极简单的示例,使我们得到启示:在一定的条件下,励磁自动控制系统如果能按照要求进行某种适当的控制,同样可以改善电力系统的暂态稳定性。

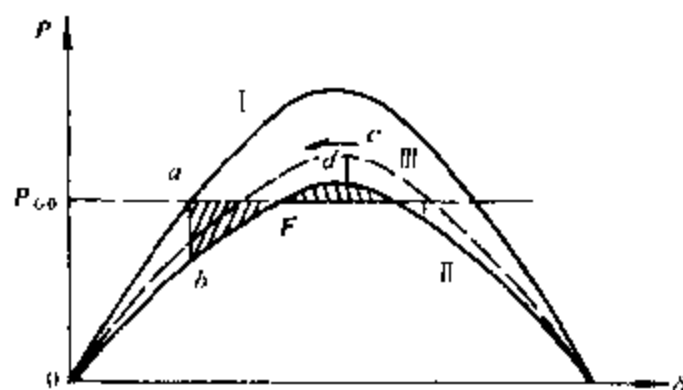


图 2-8 发电机的暂态稳定等面积法则

然而,由于发电机励磁系统时间常数等因素,要使它在短暂过程中完成符合要求的控制也很不易,这要求励磁系统首先必须具备快速响应的条件。为此,一方面缩小励磁系统的时间常数,另一方面尽可能提高强行励磁的倍数。图2-9是励磁系统时间常数 T_e 与暂态稳定极限功率的关系,由图可见 T_e 在0.3s以下时,提高强励倍数 K 对提高暂态稳定极限功率有显著效果。当 T_e 较大时,效果就不明显。从图2-10表示的强励倍数与暂态稳定极限功率之间的关系中,可以说明当励磁系统既有快速响应特性又有高强磁倍数时,才对改善电力系统暂态稳定有明显的作用。

在分析动态稳定时,必须计及励磁调节等自动控制系统的影响。

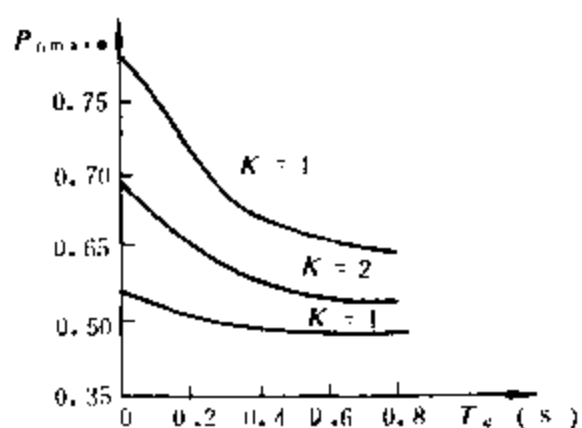


图 2-9 时间常数 T_e 与暂态稳定极限功率的关系

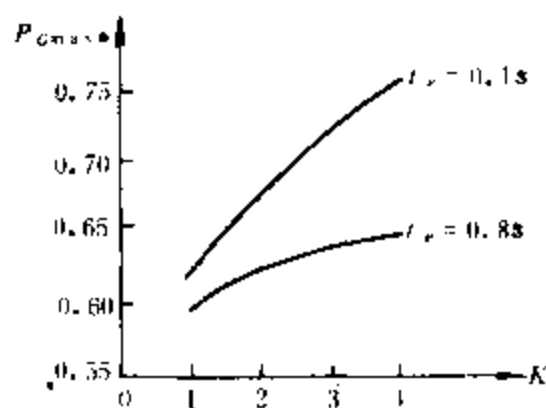


图 2-10 强励倍数与暂态稳定极限功率的关系

(四) 改善电力系统的运行条件

当电力系统由于种种原因,出现短时低电压时,励磁自动控制系统可以发挥其调节功能,即大幅度地增加励磁以提高系统电压。这在下述情况下可以改善系统的运行条件。

1. 改善异步电动机的自起动条件

短路切除后可以加速系统电压的恢复过程,改善异步电动机的自起动条件。电网发生

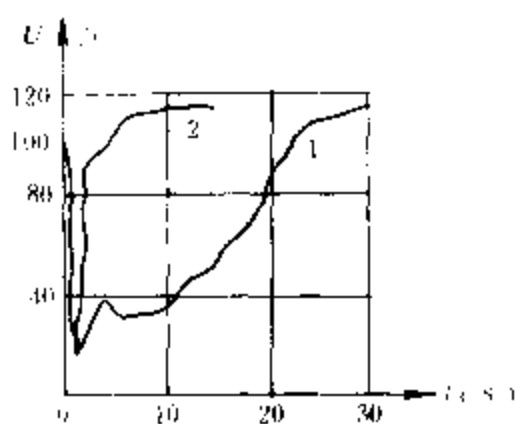


图 2-11 短路切除后电压的恢复

1—无励磁自动控制；2—有励磁自动控制

短路等故障时,电网电压降低,使大多数用户的电动机处于制动状态。故障切除后,由于电动机自启动时需要吸收大量无功功率,以致延缓了电网电压的恢复过程。发电机强行励磁的作用可以加速电网电压的恢复,有效地改善电动机的运行条件。图 2-11 表示了机组有励磁自动控制和没有励磁自动控制时短路切除后电压恢复的不同情况。

2. 为发电机异步运行创造条件

同步发电机失去励磁时,需要从系统中吸收大量无功功率,造成系统电压大幅度下降,严重时甚至危及系统的安全运行。在此情况下,如果系统中其它发电机组能提供足够的无功功率,以维持系统电压水平,则失磁的发电机还可以在一定时间内以异步运行方式维持运行,这不但可以确保系统安全运行而且有利于机组热力设备的运行。

3. 提高继电保护装置工作的正确性

当系统处于低负荷运行状态时,发电机的励磁电流不大,若系统此时发生短路故障,其短路电流较小,且随时间衰减,以致带时限的继电保护不能正确工作。励磁自动控制系统就可以通过调节发电机励磁以增大短路电流。使继电保护正确工作。

由此可见,发电机励磁自动控制系统在改善电力系统运行方面起了十分重要的作用。

(五) 水轮发电机组要求实行强行减磁

当水轮发电机组发生故障突然跳闸时,由于它的调速系统具有较大的惯性,不能迅速关闭导水叶,因而会使转速急剧上升。如果不采取措施迅速降低发电机的励磁电流,则发电机电压有可能升高到危及定子绝缘的程度,所以,在这种情况下,要求励磁自动控制系统能实现强行减磁。

二、对励磁系统的基本要求

前面已经分析了同步发电机励磁自动控制系统的主要任务,这些任务主要由励磁系统来实现。励磁系统是由励磁功率单元和励磁调节器两部分组成的,为了充分发挥它们的作用,完成发电机励磁自动控制系统的各项任务,对励磁功率单元和励磁调节器性能分别提出如下的要求。

(一) 对励磁调节器的要求

如图 2-1 所示,励磁调节器的主要任务是检测和综合系统运行状态的信息,以产生相应的控制信号,经放大后控制励磁功率单元以得到所要求的发电机励磁电流。所以对它的要求如下:

(1) 系统正常运行时,励磁调节器应能反映发电机电压高低以维持发电机电压在给定水平。通常认为:自动励磁调节器应能保证同步发电机端电压静差率:半导体型的 $<1\%$;电磁型的 $<3\%$ 。

(2) 励磁调节器应能合理分配机组的无功功率,为此,励磁调节器应保证同步发电机端电压调差率可以在下列范围内进行调整:半导体型的为 $\pm 10\%$;电磁型的为 $\pm 5\%$ 。

(3) 对远距离输电的发电机组，为了能在人工稳定区域运行，要求励磁调节器没有失灵区。

(4) 励磁调节器应能迅速反应系统故障，具备强行励磁等控制功能以提高暂态稳定和改善系统运行条件。

(5) 具有较小的时间常数，能迅速响应输入信息的变化。

(二) 对励磁功率单元的要求

励磁功率单元受励磁调节器控制，对它的要求如下：

(1) 要求励磁功率单元有足够的可靠性并具有一定的调节容量。在电力系统运行中，发电机依靠励磁电流的变化进行系统电压和本身无功功率的控制。因此，励磁功率单元应具备足够的调节容量以适应电力系统中各种运行工况的要求。

(2) 具有足够的励磁顶值电压和电压上升速度。前面已经提到，从改善电力系统运行条件和提高电力系统暂态稳定性来说，希望励磁功率单元具有较大的强励能力和快速的响应能力。因此，在励磁系统中励磁顶值电压和电压上升速度是两项重要的技术指标。

励磁顶值电压 U_{EFq} 是励磁功率单元在强行励磁时，可能提供的最高输出电压值，该值与额定工况下励磁电压 U_{EFr} 之比称为强励倍数。其值的大小，涉及制造和成本等因素，一般取 1.6~2。

励磁电压上升速度是衡量励磁功率单元动态行为的一项指标，它与试验条件和所用的定义有关。对于具有直流励磁机的励磁系统，当励磁电压初值为发电机额定负载励磁电压，此时阶跃建立励磁顶值电压（继电强励装置动作），励磁电压上升速度曲线如图 2-12 所示。一般地说，在暂态稳定过程中，发电机功率角摇摆到第一个周期最大值的时间约为 0.4~0.7s，所以，通常将励磁电压在最初 0.5s 内上升的平均速率定义为励磁电压响应比。

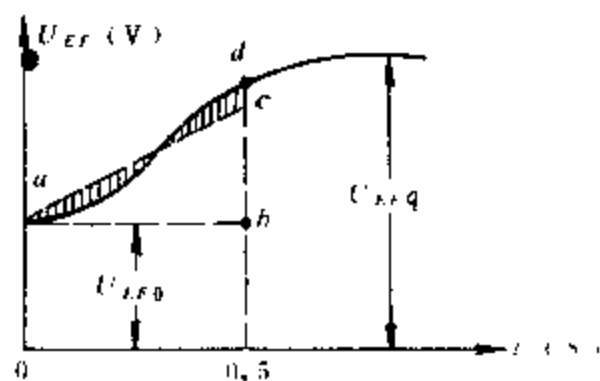


图 2-12 励磁电压上升速度的确定

发电机的励磁绕组是一个电感性负载，为了简单起见，在忽略发电机转子电阻和定子回路对它影响的条件下，转子磁场方程可简化为

$$\begin{aligned}\Delta u_{EF(t)} &= K \frac{d\Delta\varphi_G}{dt} \\ \Delta\varphi_G &= \frac{1}{K} \int_0^{\infty} \Delta u_{EF(t)} dt\end{aligned}\quad (2-6)$$

式中 $\Delta u_{EF(t)}$ ——励磁电压增量的时间响应；

$\Delta\varphi_G$ ——转子磁通增量；

K ——与转子参数有关的常数。

在暂态过程中，励磁功率单元对发电机运行产生实际影响的最主要的物理量是转子磁通增量 $\Delta\varphi_G$ ，它的值如 (2-6) 式所示，正比于励磁电压伏秒曲线下的面积增量。所以在图

2-12 中,在起始电压 U_{EF0} 处作一水平线,再作一斜线 ac ,使它在最初 0.5s 所覆盖的面积等于电压伏秒曲线 ad 在同一时间所覆盖的面积。换句话说,使图中画阴影的两部分面积相等,则表示的 Δq_c 量值相同。图中 U_{EF0} 为强行励磁初始值,取等于额定工况下的励磁电压值 U_{EFc} ,于是励磁电压响应比可以定义为

$$R_R = \left(\frac{U_c - U_b}{U_a} \right) / 0.5 = 2\Delta U_{bc} (1/s) \quad (2-7)$$

式中 ΔU_{bc} ——图 2-12 中 bc 段电压标么值。

一般 U_a 为额定工况下的励磁电压,则 $\frac{U_{EFq}}{U_a}$ 为强励倍数。

励磁电压响应比粗略地反应了励磁系统的动态指标。用上升过程来定义励磁电压响应比,是因为在大多数情况下,人们对发电机强行励磁作用更为关切。其实,在暂态稳定过程中,励磁自动控制系统的减磁过程也是同样重要的。

现在一般大容量机组往往采用快速励磁系统,励磁系统电压响应时间(励磁电压达到 95% 顶值电压所需时间)为 0.1s 或更短的励磁系统,称为高初始响应励磁系统。在这里,用响应时间作为动态性能评定指标。

由于励磁系统的强励倍数和电压上升速度涉及到励磁系统的结构和造价等,所以在选择方案时应根据发电机在系统中的地位和作用等因素,提出恰当的指标以适应运行上的要求,过高的要求有时也未必合理。

第二节 同步发电机励磁系统

众所周知,同步发电机的励磁电源实质上是一个可控的直流电源。为了满足正常运行的要求,发电机励磁电源必须具备足够的调节容量,并且要有一定的强励倍数和励磁电压响应速度。在设计励磁系统方案时,首先应考虑它的可靠性。为了防止系统电网故障对它的影响,励磁功率单元往往作为发电机的专用电源,另外,它的起励方式也应力求简单方便。

在电力系统发展初期,同步发电机的容量不大,励磁电流由与发电机组同轴的直流发电机供给,即所谓直流励磁机励磁系统。随着发电机容量的提高,所需励磁电流也相应增大,机械整流子在换流方面遇到了困难,而大功率半导体整流元件制造工艺却日益成熟,于是大容量机组的励磁功率单元就采用了交流发电机和半导体整流元件组成的交流励磁机励磁系统。

不论是直流励磁机励磁系统还是交流励磁机励磁系统,一般都是与主机同轴旋转。为了缩短主轴长度,降低造价,减少环节,又出现用发电机自身作为励磁电源的方法,即发电机自并励系统,又称为静止励磁系统。这种励磁系统对于水轮发电机尤为适用。

下面对几种常用的励磁系统作简要介绍。由于在励磁系统中励磁功率单元往往起主导作用,因此下面着重分析励磁功率单元。

一、直流励磁机励磁系统

直流励磁机励磁系统是过去常用的一种励磁方式。由于它是靠机械整流子换向整流的,

当励磁电流过大时，换向就很困难，所以这种方式只能在 10 万 kW 以下中小容量机组中采用。直流励磁机大多与发电机同轴，它是靠剩磁来建立电压的，按励磁机励磁绕组供电方式的不同，又可分为自励式和他励式两种。

（一）自励直流励磁机励磁系统

图 2-13 是自励直流励磁机励磁系统的原理接线图。发电机转子绕组由专用的直流励磁机 DE 供电，调整励磁机磁场电阻 R_c 可改变励磁机励磁电流中的 I_{RC} ，从而达到人工调整发电机转子电流的目的，实现对发电机励磁的手动调节。

图 2-13 还表示了励磁调节器与自励直流励磁机的一种连接方式。在正常工作时， I_{AVR} 与 I_{RC} 同时负担励磁机的励磁绕组 EEW 的调整功率，这样可以减少励磁调节器的容量，这对于功率放大系数较小，由电磁元件组成的励磁调节器来说是很必要的。

（二）他励直流励磁机励磁系统

他励直流励磁机的励磁绕组是由副励磁机供电的，其原理接线图如图 2-14 所示。副励磁机 PE 与励磁机 DE 都与发电机同轴。

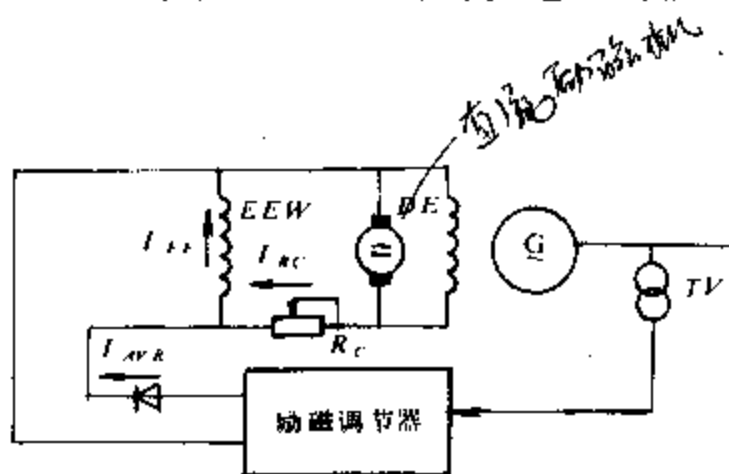


图 2-13 自励直流励磁机励磁系统
原理接线

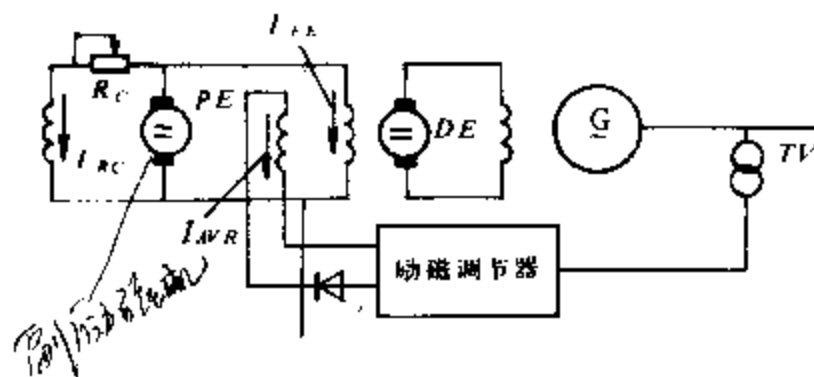


图 2-14 他励直流励磁系统
原理接线

比较图 2-13 与图 2-14，自励与他励的区别在于励磁机的励磁方式不同，他励比自励多用了一台副励磁机。由于他励方式取消了励磁机的自并励，励磁单元的时间常数就是励磁机励磁绕组的时间常数，与自励方式相比，时间常数减小了，即提高了励磁系统的电压增长速率。他励直流励磁机励磁系统一般用于水轮发电机组。

直流励磁机有电刷、整流子等转动接触部件，运行维护繁杂，从可靠性来说，它又是励磁系统中的薄弱环节。在直流励磁机励磁系统中以往常采用电磁型调节器，这种调节器以磁放大器作为功率放大和综合信号的元件，反应速度较慢，但工作较可靠。

二、交流励磁机励磁系统

目前，容量在 100MW 以上的同步发电机组都普遍采用交流励磁机励磁系统，同步发电机的励磁机也是一台交流同步发电机，其输出电压经大功率整流器整流后供给发电机转子。交流励磁机励磁系统的核心设备是励磁机，它的频率、电压等参数是根据需要特殊设计的，其频率一般为 100Hz 或更高。

交流励磁机励磁系统根据励磁机电源整流方式及整流器状态的不同又可分为以下几种。

（一）他励交流励磁机励磁系统

他励交流励磁机励磁系统是指交流励磁机备有他励电源——中频副励磁机或永磁副励磁机。在此励磁系统中，交流励磁机经硅整流器供给发电机励磁，其中硅整流器可以是静止的也可以是旋转的，因此又可分下列二种方式。

1. 交流励磁机静止整流器励磁系统

如图 2-15 所示的励磁自动控制系统是由与主机同轴的交流励磁机、中频副励磁机和调节器等组成。在这个系统中，发电机 G 的励磁电流由频率为 100Hz 的交流励磁机 AE 经硅整流器 VSR 供给，交流励磁机的励磁电流由晶闸管可控整流器供给，其电源由副励磁机提供。副励磁机是自励式中频交流发电机，用自励恒压调节器保持其端电压恒定。由于副励磁机的起励电压较高，不能象直流励磁机那样能依靠剩磁起励，所以在机组启动时必须外加起励电源，直到副励磁机的输出电压足以使自励恒压调节器正常工作时，起励电源方可退出。在此励磁系统中，励磁调节器控制晶闸管元件的控制角，来改变交流励磁机的励磁电流，达到控制发电机励磁的目的。

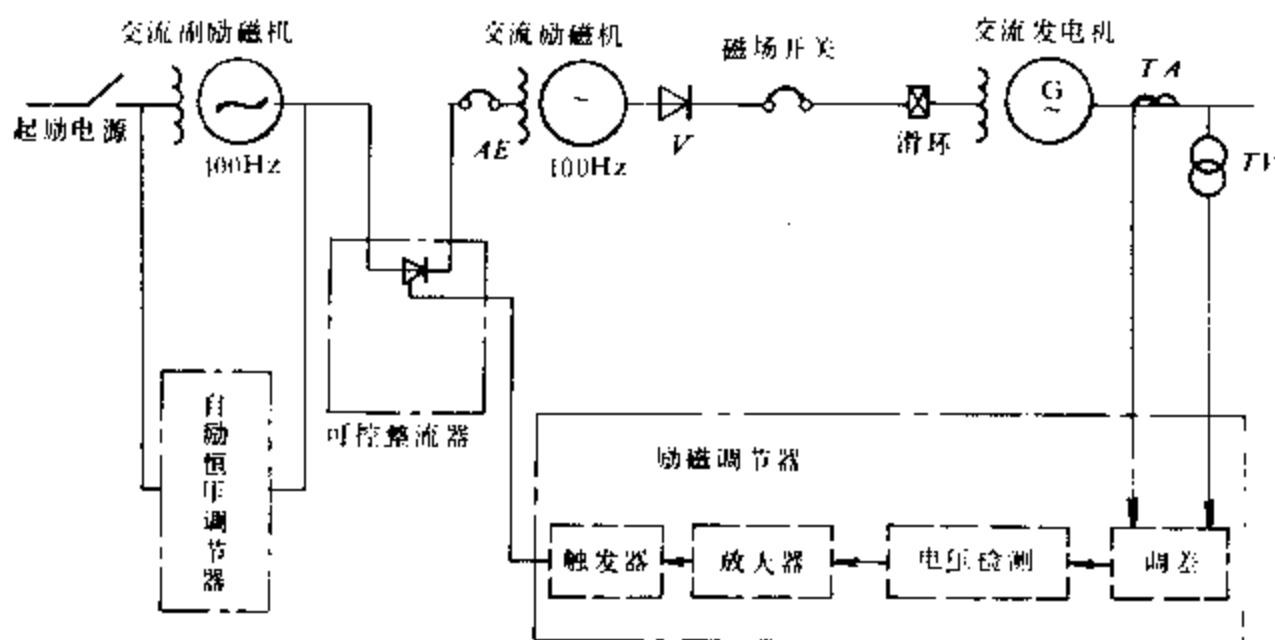


图 2-15 他励交流励磁机励磁系统原理接线

这种励磁系统的性能和特点如下：

（1）交流励磁机和副励磁机与发电机同轴是独立的励磁电源，不受电网干扰，可靠性高。

（2）交流励磁机时间常数较大，为了提高励磁系统快速响应，励磁机转子采用叠片结构，以减小其时间常数和因整流器换相引起的涡流损耗，频率采用 100Hz 或 150Hz 。因为 100Hz 叠片式转子与相同尺寸的 50Hz 实心转子相比，励磁机时间常数可减小约一半。交流副励磁机频率为 $400\sim 500\text{Hz}$ 。

（3）同轴交流励磁机、副励磁机，加长了发电机主轴的长度，使厂房长度增加，因此造价较高。

（4）仍有转动部件需要一定的维护工作量。

（5）一旦副励磁机或自励恒压调节器发生故障，均可导致发电机组失磁。如果采用永

磁发电机作为副励磁机，不但可以简化调节设备，而且励磁系统的可靠性也可大为提高。

2. 交流励磁机旋转整流器励磁系统（无刷励磁）

图 2-15 所示的交流励磁机励磁系统是国内运行经验最丰富的一种系统。它有一个薄弱环节——滑环。滑环是一种滑动接触元件、随着发电机容量的增大，转子电流也相应增大，这给滑环的正常运行和维护带来了困难。为了提高励磁系统的可靠性，就必须设法取消滑环，使整个励磁系统都无滑动接触元件，即所谓无刷励磁系统。

图 2-16 是无刷励磁系统的原理接线图。它的副励磁机是永磁发电机，其磁极是旋转的，电枢是静止的，而交流励磁机正好相反。交流励磁机电枢、硅整流元件、发电机的励磁绕组都在同一根轴上旋转，所以它们之间不需要任何滑环与电刷等接触元件，这就实现了无刷励磁。

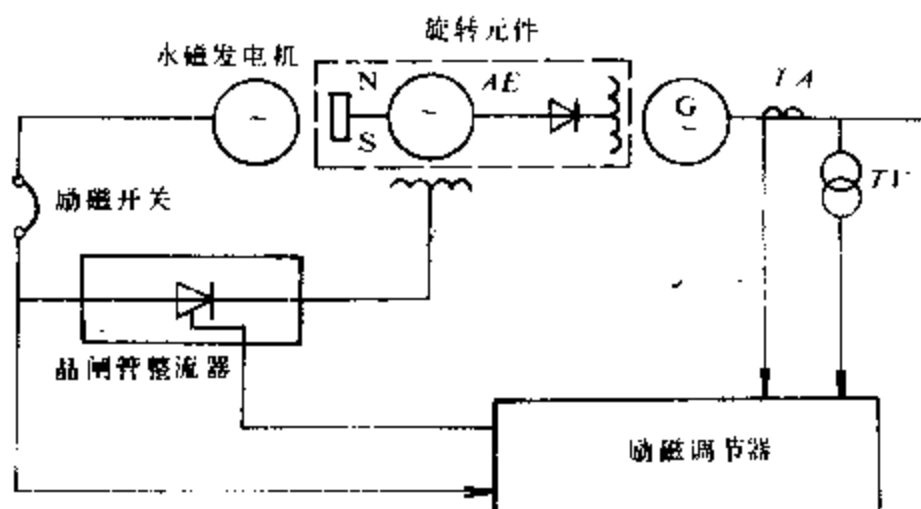


图 2-16 无刷励磁系统原理接线

无刷励磁系统没有滑环与炭刷等滑动接触部件，转子电流不再受接触部件技术条件的限制，因此特别适合于大容量发电机组。此种励磁系统的性能和特点为：

（1）无炭刷和滑环，维护工作量可大为减少。

（2）发电机励磁由励磁机独立供电，供电可靠性高。并且由于无刷，整个励磁系统可靠性更高。

（3）发电机励磁控制是通过调节交流励磁机的励磁实现的，因而励磁系统的响应速度较慢。为提高其响应速度，除前述励磁机转子采用叠片结构外，还采用减小绕组电感取消极面阻尼绕组等措施。另外，在发电机励磁控制策略上还采取相应措施——增加励磁机励磁绕组顶值电压，引入转子电压深度负反馈以减小励磁机的等值时间常数。

（4）发电机转子及其励磁电路都随轴旋转，因此在转子回路中不能接入灭磁设备，发电机转子回路无法实现直接灭磁，也无法实现对励磁系统的常规检测（如转子电流、电压，转子绝缘，熔断器熔断信号等），必须采用特殊的测试方法。

（5）要求旋转整流器和快速熔断器等有良好的机械性能，能承受高速旋转的离心力。

（6）因为没有接触部件的磨损，所以也就没有炭粉和铜末引起的对电机绕组的污染，故电机的绝缘寿命较长。

（二）自励交流励磁机励磁系统

与自励直流励磁机一样，自励交流励磁机的励磁电源也是从本机直接获得的，所不同的是，直流励磁机为了调整电压需用一个磁场电阻；而自励交流励磁机为了维持其端电压恒定，则改用了可控整流元件。

1. 自励交流励磁机静止可控整流器励磁系统

这种励磁方式的原理如图 2-17 所示。发电机 G 的励磁电流由交流励磁机 AE 经晶闸管整流装置 VS 供给。交流励磁机的励磁一般采用晶闸管自励恒压方式。励磁调节器 AVR 直

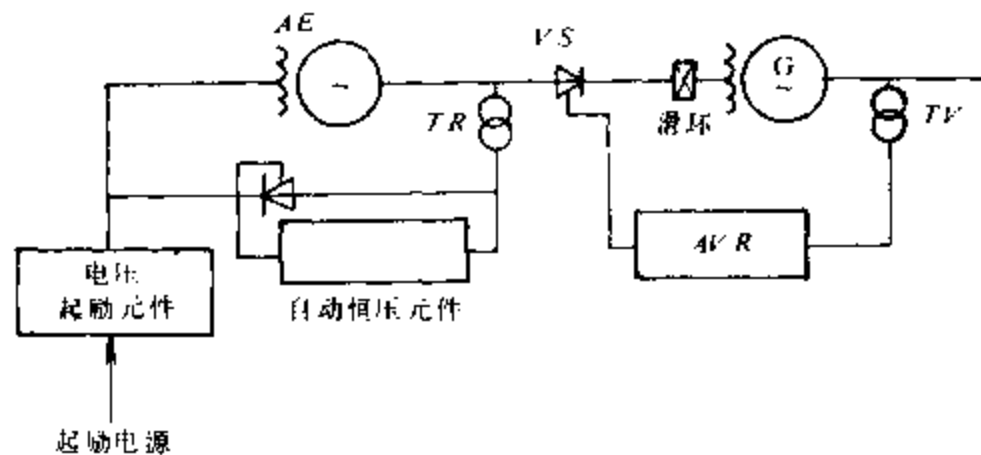


图 2-17 自励交流励磁机静止可控整流器励磁接线

接控制晶闸管整流装置。采用半导体励磁调节器及晶闸管整流装置，其时间常数很小，与图 2-15 的励磁方式相比，励磁调节的快速性较好。但本励磁方式中，励磁机的容量要比图 2-15 中的要大，因为它的额定工作电压必须满足强励顶值电压的要求，而在图 2-15 中，励磁机额定工作电压远小于顶值电压，只有在强励情况下才短时达到顶值电压。因此，晶闸管励磁的励磁机容量要比硅整流励磁的大得多。

2. 自励交流励磁机静止整流器励磁系统

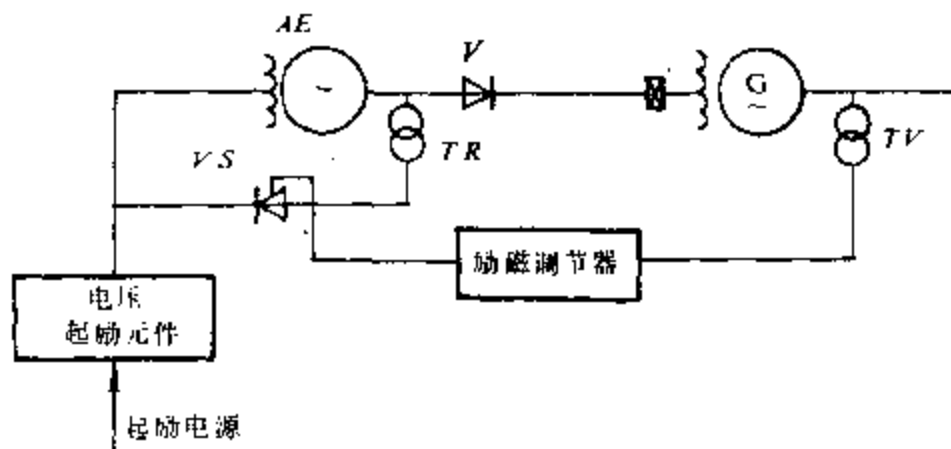


图 2-18 自励交流励磁机静止
整流器励磁接线

这一励磁系统原理接线如图 2-18 所示。发电机 G 的励磁电流由交流励磁机 AE 经硅整流装置 VS 供给，半导体型励磁调节器控制晶闸管整流装置 VS ，以达到调节发电机励磁的目的。这种励磁方式与图 2-17 励磁方式相比其响应速度较慢，因为在这里还增加了交流励磁机自励回路环节，使动态

响应速度受到影响。交流励磁机自并励方式使励磁系统结构大为简化，是汽轮发电机常用的励磁方式。

三、静止励磁系统（发电机自并励系统）

静止励磁系统（发电机自并励系统）中发电机的励磁电源不用励磁机，而由机端励磁变压器供给整流装置。这类励磁装置采用大功率晶闸管元件，没有转动部分，故称静止励磁系统。由于励磁电源是发电机本身提供，故又称为发电机自并励系统。

静止励磁系统如图 2-19 所示。它由机端励磁变压器供电给整流器电源，经三相全控整流桥直接控制发电机的励磁。它具有明显的优点，被推荐用于大型发电机组，特别是水轮

发电机组。国外某些公司把这种方式列为大型机组的定型励磁方式。我国已在一些机组上以及引进的一些大型机组上，采用静止励磁方式。

静止励磁系统的主要优点是：

(1) 励磁系统接线和设备比较简单，无转动部分，维护费用省，可靠性高。

(2) 不需要同轴励磁机，可缩短主轴长度，这样可减少基建投资。

(3) 直接用晶闸管控制转子电压，可获得很快的励磁电压响应速度，可近似认为具有阶跃函数那样的响应速度。

(4) 由发电机机端取得励磁能量。机端电压与机组转速的一次方成正比，故静止励磁系统输出的励磁电压与机组转速的一次方成比例。而同轴励磁机励磁系统输出的励磁电压与转速的平方成正比。这样，当机组甩负荷时静态励磁系统机组的过电压就低。

对于静止励磁系统，人们曾有过两点疑虑：

(1) 静止励磁系统的顶值电压受发电机端和系统侧故障的影响，在发电机近端三相短路而切除时间又较长的情况下，不能及时提供足够的励磁，以致影响电力系统的暂态稳定。

(2) 由于短路电流的迅速衰减，带时限的继电保护是否能正确动作。

国内外的分析研究和试验表明，静止励磁系统的缺点并非原先设想的那么严重。对于大、中容量机组，由于其转子时间常数较大，转子电流要在短路 0.5s 后才显著衰减。因此，在短路刚开始的 0.5s 之内静态励磁方式与他励方式的励磁电流是很接近的，只是在短路 0.5s 后，才有明显差异。考虑到高压电网中重要设备的主保护动作时间都在 0.1s 之内，且都设双重保护，因此没有必要担心。至于接在地区网络的发电机，由于短路电流衰减快，继电保护的配合较复杂，要采取一定的技术措施以保证其正确动作。

静态励磁系统特别适宜用于发电机与系统间有升压变压器的单元接线中。由于发电机引出线采用封闭母线，机端电压引出线故障的可能性极小，设计时只需考虑在变压器高压侧三相短路时励磁系统有足够的电压即可。

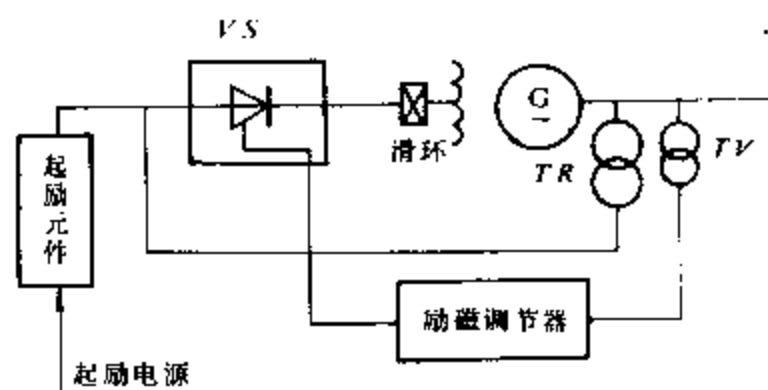


图 2-19 静止励磁系统接线

第三节 励磁系统中的整流电路

同步发电机励磁系统中整流电路的主要任务是将交流电压整流成直流电压供给发电机励磁绕组或励磁机的励磁绕组。大型发电机的转子励磁回路通常采用三相桥式不可控整流电路，在发电机自并励系统中采用三相桥式全控整流电路；励磁机励磁回路通常采用三相桥式半控整流或三相桥式全控整流电路。整流电路是励磁系统中必备的部件，它对运行有极重要的影响。这里着重讲述三相桥式整流电路的一些基本特性；对整流电路的换流压降及外特性也作了必要介绍。有关整流电路方面更详细内容，限于篇幅不作介绍，可参阅有关专著。

一、三相桥式不可控整流电路

如图 2-20 所示，三相桥式不可控整流电路由三相变压器的二次侧（或交流励磁机电枢绕组）供电，整流元件为二极管 $V_1 \sim V_6$ ，其直流侧负载 R_f 可以是发电机转子线圈或励磁机励磁绕组等。

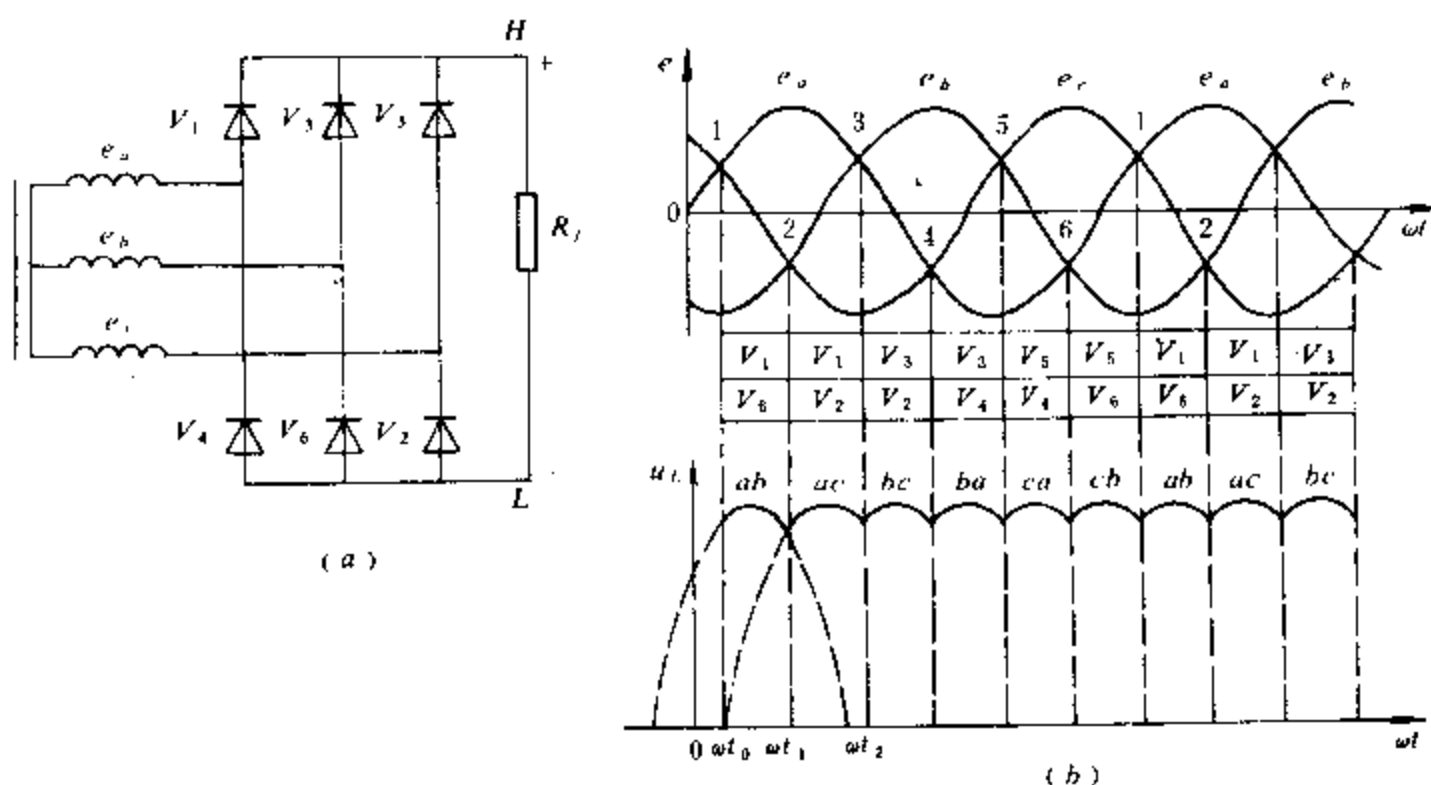


图 2-20 三相桥式不可控整流电路和波形

(a) 整流电路；(b) 输出电压波形

由二极管的基本特性可知，该电路任何时刻只能是阳极电位最高和阴极电位最低的两个二极管处于正向电压而导通；其它四个二极管受到反向电压而不能导通。例如在图 2-20 (b) 中 e_a 、 e_b 、 e_c 分别代表电源的相电压，在 $\omega t_0 \sim \omega t_1$ 期间，线电压 e_{ab} 最大，图中 e_a 电位最高， e_b 电位最低；所以接于 e_a 相的 V_1 和接于 e_b 相的 V_6 两个二极管导通。如果忽略二极管的导通压降，则 H 点电位受 e_a 钳位，这时由于 V_3 、 V_5 的电位小于 e_a ，受反向电压而不能导通。同理， L 点电位受 e_b 钳位为最低， V_2 、 V_4 亦受反向电压而不能导通。

在 $\omega t_1 \sim \omega t_2$ 期间，线电压 e_{ac} 最大，接于 e_a 相 V_1 和接于 e_c 相的 V_2 两个二极管导通，其余四个二极管不能导通。每一时间段内二极管的导通情况，如图 2-20 (b) 相电压波形下面的列表所示。

由表列出的各个二极管轮流导通的次序可见：每一周期中，每个二极管导通 $\frac{1}{3}$ 周期 (120°)，每一时段总有两个二极管导通，它们以三相电压波形的交点 (图 2-20 (b) 中的 1 ~ 6 点) 为起点轮换，其中一个二极管导通与阻断，轮换周期为 $\frac{1}{6}$ 周期 (60°)。二极管元件承受最大正、反向电压为线电压，如图 2-20 (b) 中 $\omega t_0 \sim \omega t_1$ 期间，不导通的二极管 V_3 承受反向电压为 e_{ab} ；若在 V_1 、 V_6 两管导通瞬间， V_1 稍先导通，则 V_6 承受正向电压 e_{ab} 。

负载电压 u_{d0} 是线电压波形的包络线，以 $\frac{2\pi}{6}$ 为其脉动周期，输出空载电压平均值为

$$U_{d0} = \frac{6}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{2}} (e_a - e_b) d\omega t = 2.34E_a = 1.35E_{ab} \quad (2-8)$$

式中 E_a ——变压器二次侧 a 相电压有效值；

E_{ab} ——变压器二次侧线电压有效值；

U_{d0} ——输出空载电压平均值。

二、三相桥式半控整流电路

(一) 工作原理

如图 2-21 所示，整流二极管 V_2 、 V_4 、 V_6 是共阳极连接，晶闸管 VS_1 、 VS_3 、 VS_5 是共阴极连接， V_1 为续流二极管，在电路中仅在桥的一侧用可控的晶闸管，故称为半控整流桥。

三个晶闸管的导通顺序与三相电源相序的顺序相同为 VS_1 、 VS_3 、 VS_5 。因为是三相电源，所以触发脉冲间相位也依次相差 120° 。

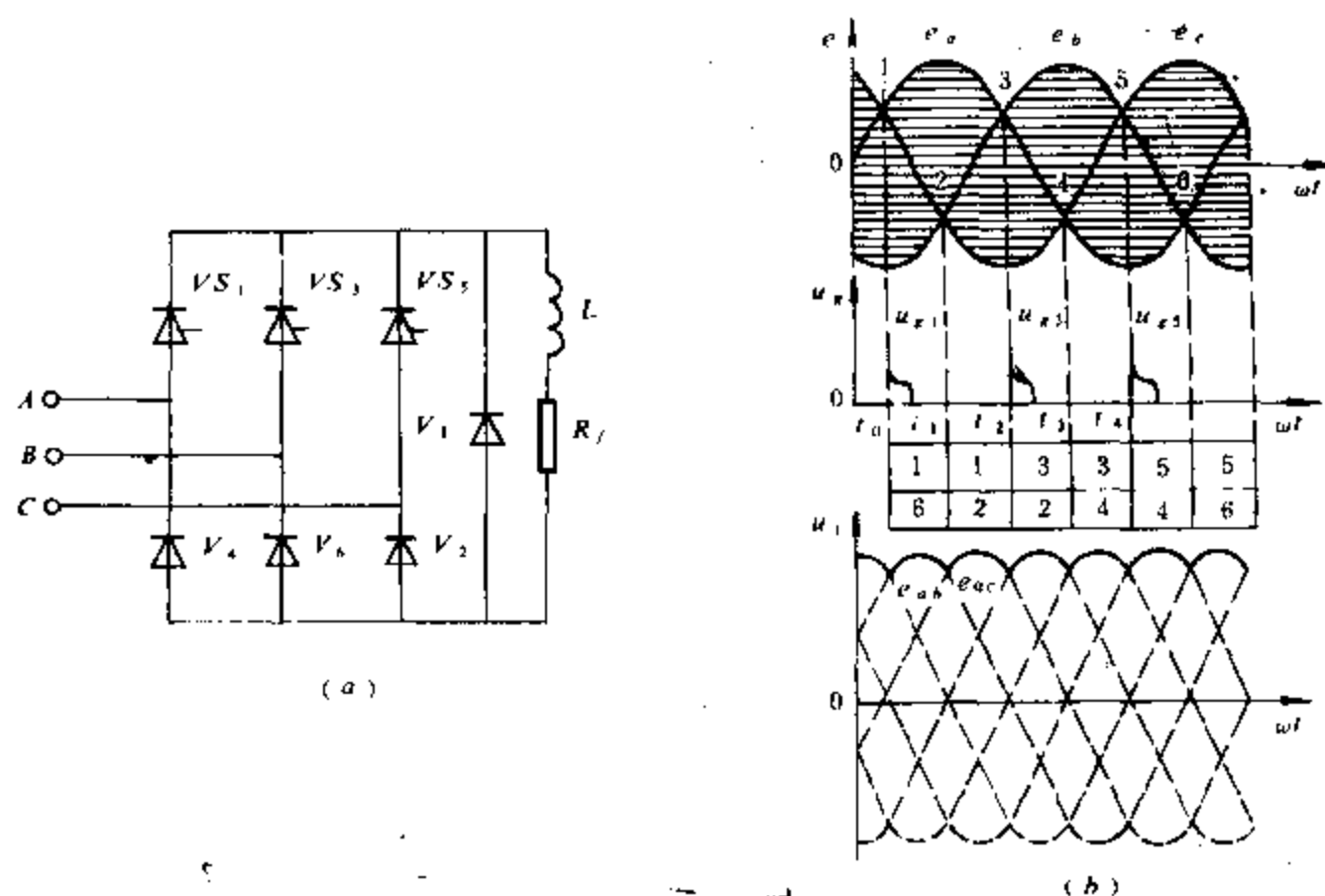


图 2-21 三相桥式半控整流电路和输出波形

(a) 半控桥整流电路；(b) 输出电压波形

在三相可控整流电路中，控制角 α 起点规定为各相的自然换向点，见图 2-21 (b) 中三相电压波形交点的 1、3、5 处。由图可见，当 $\alpha=0^\circ$ 时， A 、 B 、 C 三相触发脉冲各在所对应的自然换向点 1、3、5 处时刻发出，这时半控桥各元件导通顺序和时间与上述不可控整流桥完全相同。例如在 t_0 时刻 A 相 VS_1 的控制极加触发脉冲，使 VS_1 导通与 V_6 形成通路，经 60° 电压交点 2 后 C 相电位低于 B 相电位，所以 V_2 导通， V_6 则由于承受反向电压而关断， V_6 换流至 V_2 输出电压按 e_{ac} 变化，再经 60° 在电压交点 3 时刻， B 相 VS_3 的控制极出现触发脉冲 u_{g3} 使 VS_3 导通，此时 $e_b > e_a$ ， VS_1 因承受反向电压被迫关闭，即 VS_1 导通了 120° 换流给 VS_3 ，输出电压按 e_{bc} 变化。以后在电压交点 4、5、6 点处换流，重复上述的过程。电路工作情况与不可控整流桥并无区别。

若控制角 $\alpha=30^\circ$ 、 60° ，输出电压波形如图 2-22 (a)，(b) 所示，电路不一定是承受最高电压的晶闸管元件导通，而是受触发的晶闸管和最低电压相的二极管导通。如图 2-22 (a) 中 $\alpha=30^\circ$ 时的 $\omega t_0 \sim \omega t_1$ 时段和图 (b) 中 $\alpha=60^\circ$ 的 $\omega t_0 \sim \omega t_2$ 时段，在自然换向点 1 处由于 A 相未出现触发脉冲， VS_1 虽处于最高正向电压仍不导通，这时 VS_5 则仍处于正向电压而继续导通。 $\alpha=30^\circ$ 时，在 VS_1 控制极出现 u_{g1} 触发脉冲使 VS_1 导通， VS_5 承受反向电压被迫关断。 $\alpha=60^\circ$ 时， VS_1 控制极出现 u_{g1} 触发脉冲而导通， VS_5 因正向电压已降为零不能维持其最小电流而自然关断（电阻负载时）。如图 2-22 (b) 所示的输出电压波形。由图 2-22 (a)、(b) 可见，各元件持续导通时间仍为 120° ，输出电压以 $\frac{2\pi}{3}$ 为周期。

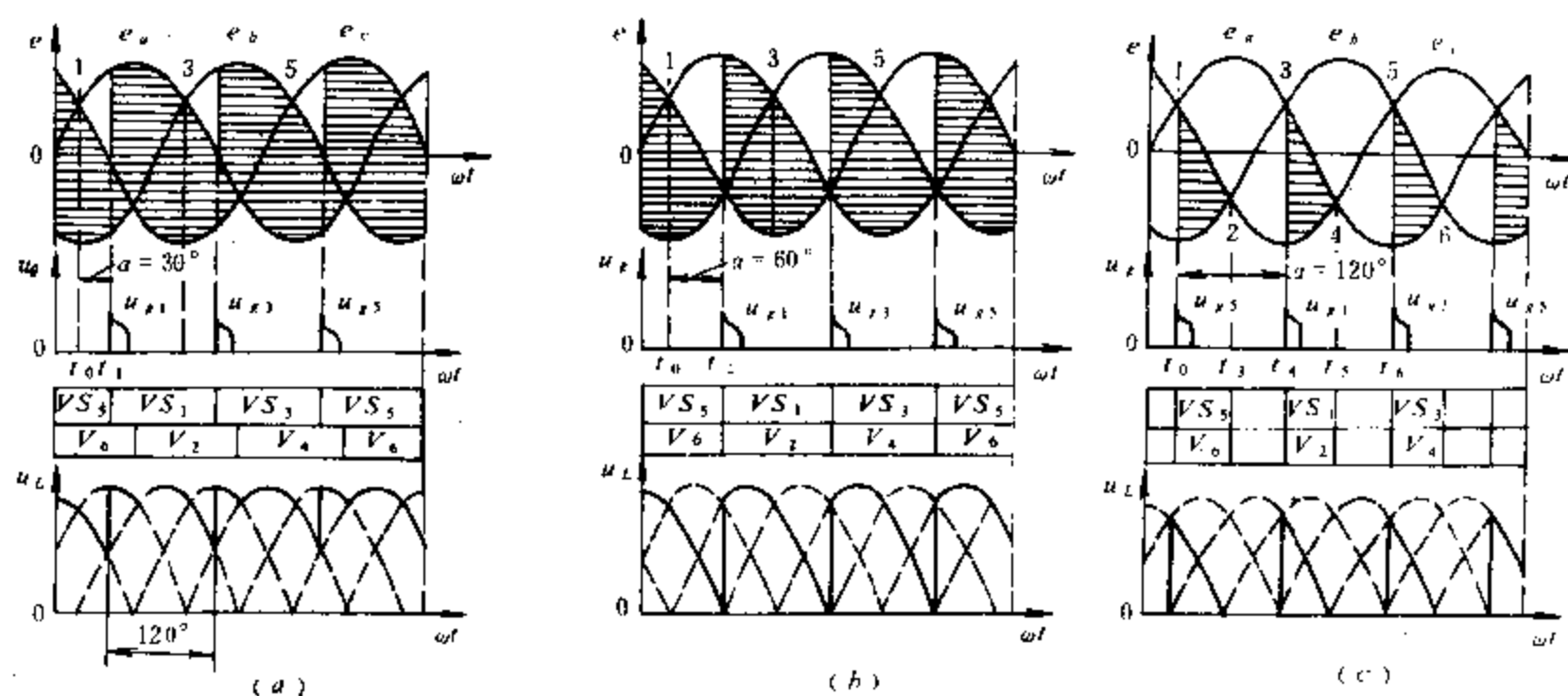


图 2-22 三相桥式半控整流电路在不同 α 角时输出电压波形
(a) $\alpha=30^\circ$; (b) $\alpha=60^\circ$; (c) $\alpha=120^\circ$

当 $\alpha>60^\circ$ 如图 2-22 (c) 所示， $\alpha=120^\circ$ 时，由于各相触发脉冲后移 120° ，即 u_{g5} 于交点 1 处触发 VS_5 ， u_{g1} 于交点 3 处触发 VS_1 ， u_{g3} 与交点 5 处触发 VS_3 。在 t_0 时刻 VS_5 和 V_5 导通，直到负侧自然换相点 2 处， VS_5 正向压降为零而自然关断。这时由于 VS_1 尚未被触发也不能导通，输出电压波形不连续，所以各整流元件导通时间小于 120° 。

当 $\alpha=180^\circ$ 时，各相触发脉冲都在负侧自然换相点出现，晶闸管因正向电压为零而不能导通，输出平均电压为零。

由上述讨论可知，当触发脉冲控制角 α 从 $0 \sim 180^\circ$ 范围内移相时，输出电压从最大值连续降低到零。

(二) 输出电压与控制角关系

(1) $\alpha \leq \frac{2\pi}{6}$ 时，输出电压波形连续，周期为 $\frac{2\pi}{3}$ ，此时

$$U_d = \frac{1}{2\pi} \left[\int_{\frac{\pi}{6}+\alpha}^{\frac{\pi}{2}} (e_a - e_b) d\omega t + \int_{\frac{\pi}{2}}^{\frac{5\pi}{6}+\alpha} (e_a - e_c) d\omega t \right]$$

$$= 2.34E \left(\frac{1 + \cos\alpha}{2} \right) = 1.35E_l \left(\frac{1 + \cos\alpha}{2} \right) \quad (2-9)$$

(2) $\frac{2\pi}{6} < \alpha \leq \pi$ 时, 波形不连续, 周期为 $\frac{2\pi}{3}$, 此时

$$U_d = \frac{1}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{7\pi}{6}} (e_a - e_c) d\omega t = 2.34E \left(1 + \frac{\cos\alpha}{2} \right) \\ = 1.35E_l \left(\frac{1 + \cos\alpha}{2} \right) \quad (2-10)$$

三相桥式半控整流电路输出电压与控制角 α 的关系可表示为

$$U_d = 2.34E \left(\frac{1 + \cos\alpha}{2} \right) = 1.35E_l \left(\frac{1 + \cos\alpha}{2} \right) \quad (2-11)$$

(三) 失控现象和续流二极管的作用

上面的讨论是假定负载为纯电阻的情况, 因此, 当 α 大于 60° 时, 输出电压波形出现了不连续, 即当晶闸管由于正向电压为零而自然关断时, 导通电流也就为零。但当负载为电感性且电感量很大以及供电电压降为零时, 输出电流的瞬时值不为零, 因电感的反电动势 $L \frac{di}{dt}$ 方向如图 2-23 括号中所示, 力图阻止

电流减小, 若电感产生的电动势足够大时, 就由该感应电动势经二极管和当时导通的晶闸管释放电感的磁能, 导致该晶闸管不能关断。如图 2-22 (c) 中, $t_4 \sim t_5$ 时段内, VS_1 经负载和 V_2 导通, 在 t_5 点 VS_1 应关断, 但由于反电势足够大, 方向如图 2-23 中括号中所示, 经 V_2 、 VS_1 导通释放磁能, VS_1 不能关断, 直到下一个晶闸管触发导

通为止, 这种现象称为失控。这时, 得不到原有的输出电压波形, 使整流输出电压值降低。

为了防止失控现象的发生, 在电感性负载两端并接一反向续流二极管 V_1 , 在晶闸管电压过零关断时, 电感两端的反电动势经续流二极管形成电流回路, 由于续流二极管两端电压甚低, 接近于零, 从而保证晶闸管能可靠关断, 显然续流二极管应选择正向压降小的, 以确保晶闸管的可靠关断。

三、三相桥式全控整流电路

(一) 工作原理

如图 2-24 所示, 三相桥式全控整流电路的六个整流元件全部采用晶闸管, VS_1 、 VS_3 、 VS_5 为共阴极组连接, VS_2 、 VS_4 、 VS_6 为共阳极连接。为保证电路正常工作, 对触发脉冲提出了较高的要求, 除了共阴极组的晶闸管需由触发脉冲控制换流外, 共阳极组的晶闸管也必须靠触发脉冲换流, 由于上、下两组晶闸管必须各有一只晶闸管同时导通电路才能工作, 六只晶闸管的导通顺序应为 1, 2, 3, 4, 5, 6。它们的触发脉冲相位依次相差 60° ; 又

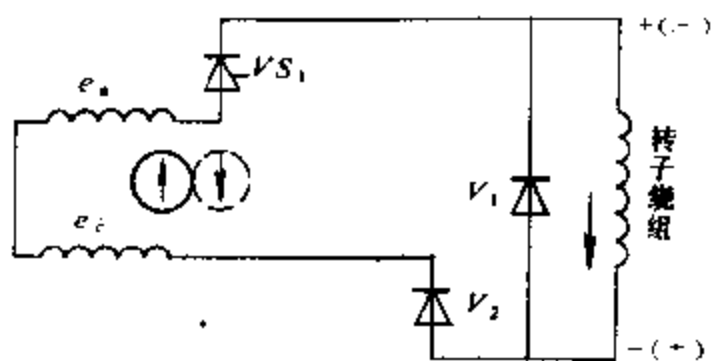


图 2-23 电感负载失控分析

为了保证开始工作时,能有两个晶闸管同时导通,需用宽度大于 60° 的触发脉冲,也可用双触发脉冲,例如在给 VS_1 脉冲时也补给 VS_6 一个脉冲。

设 e_a 、 e_b 、 e_c 为全控整流电路的相电压,对应图 2-24 整流电路输出电压波形如图 2-25 所示。

当控制角 $\alpha=0$ 时,各晶闸管的触发脉冲在它们对应自然换向点时刻发出,如图 2-25 (a) 所示,输出电压波形与不可控桥的一样,各元件每周导通持续 120° 。

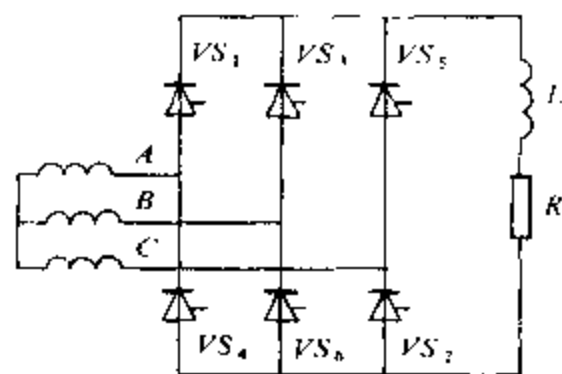


图 2-24 三相桥式全控整流电路

$\alpha=60^\circ$ 时,输出电压波形见图 2-25 (b), 各相

正、负侧晶闸管的触发脉冲滞后于自然换相点 60° 出现,例如在 2 点之前 VS_5 、 VS_6 导通,在 2 点时刻 u_{g1} 触发 VS_1 、 VS_6 , 这时 VS_1 、 VS_6 导通, VS_5 关断。交流相电压中画阴影部分表示导通面积,其输出电压波形见图 2-25 (b)。(图中黑脉冲是双脉冲中的补脉冲)。

综上分析可知,当控制角 $\alpha < 60^\circ$ 时,共阴极组输出的阴极电位在每一瞬间都高于共阳极组的阳极电位,输出电压 u_d 的瞬时值都大于零,波形是连续的。

$\alpha > 60^\circ$ 时,当线电压瞬时值为零并转负值时,由于电感的作用,导通着的晶闸管继续导通,整流输出为负电压波形,从而使整流电压的平均值降低。图 2-25 (c) 所示为电感负载、 $\alpha=90^\circ$ 时的输出电压波形。现假设在 t_1 之前电路已在工作、即晶闸管 VS_5 和 VS_6 导通,在 t_1 时触发 VS_1 、 VS_6 , 导电元件为 VS_1 和 VS_6 , 输出电压为 e_{ab} 。当线电压 e_{ab} 由零变负时,由于大电感存在,晶闸管 VS_1 和 VS_6 继续导通,输出电压仍是 e_{ab} , 但此时为负值,直到 t_2 时刻触发晶闸管 VS_2 , 才迫使晶闸管 VS_6 承受反向电压而关断,导电元件为 VS_1 和 VS_2 , 输出电压转为 e_{ac} 。由图可以看出,当电流连续的情况下, $\alpha=90^\circ$ 时输出电压的波形面积正负两部分相等,电压的平均值为零。

在 $\alpha < 90^\circ$ 时,输出平均电压 U_d 为正,三相全控桥工作在整流状态,将交流转为直流。

$90^\circ < \alpha \leq 180^\circ$ 时,输出平均电压 U_d 为负值,三相全控桥工作在逆变状态,将直流转为交流。

图 2-25 (d) 表示控制角 α 由 60° 转至 150° 时的输出电压波形图。现说明它们的工作情况。

设原来三相桥式全控整流电路工作在整流状态,负载电流流经电感而储有一定的磁场能量。在 t_1 时刻控制角 α 突然退到 150° , VS_1 接受触发脉冲而导通,这时 e_{ab} 为负值,但由于电感 L 电流减小的感应电动势 e_L 较大,使 $e_L - e_{ba}$ 仍为正值,故 VS_1 与 VS_6 仍在正向阳极电压下工作并输出电压 e_{ab} 。这时电感线圈上的自感电动势 e_L 与负载电流的方向一致,直流侧发出功率,将原来在整流状态下储存于磁场的能量,释放出来送回到交流侧,将能量送回交流电网。

在 t_2 时刻,对 C 相的 VS_2 输入触发脉冲,这时 e_{ac} 虽然进入负半周,但电感电动势 e_L 仍足够大,可以维持 VS_1 与 VS_2 的导通,继续向交流侧反馈能量,这样依次逆变导通一直进行到电感线圈内储存的能量释放完毕,逆变过程才结束。

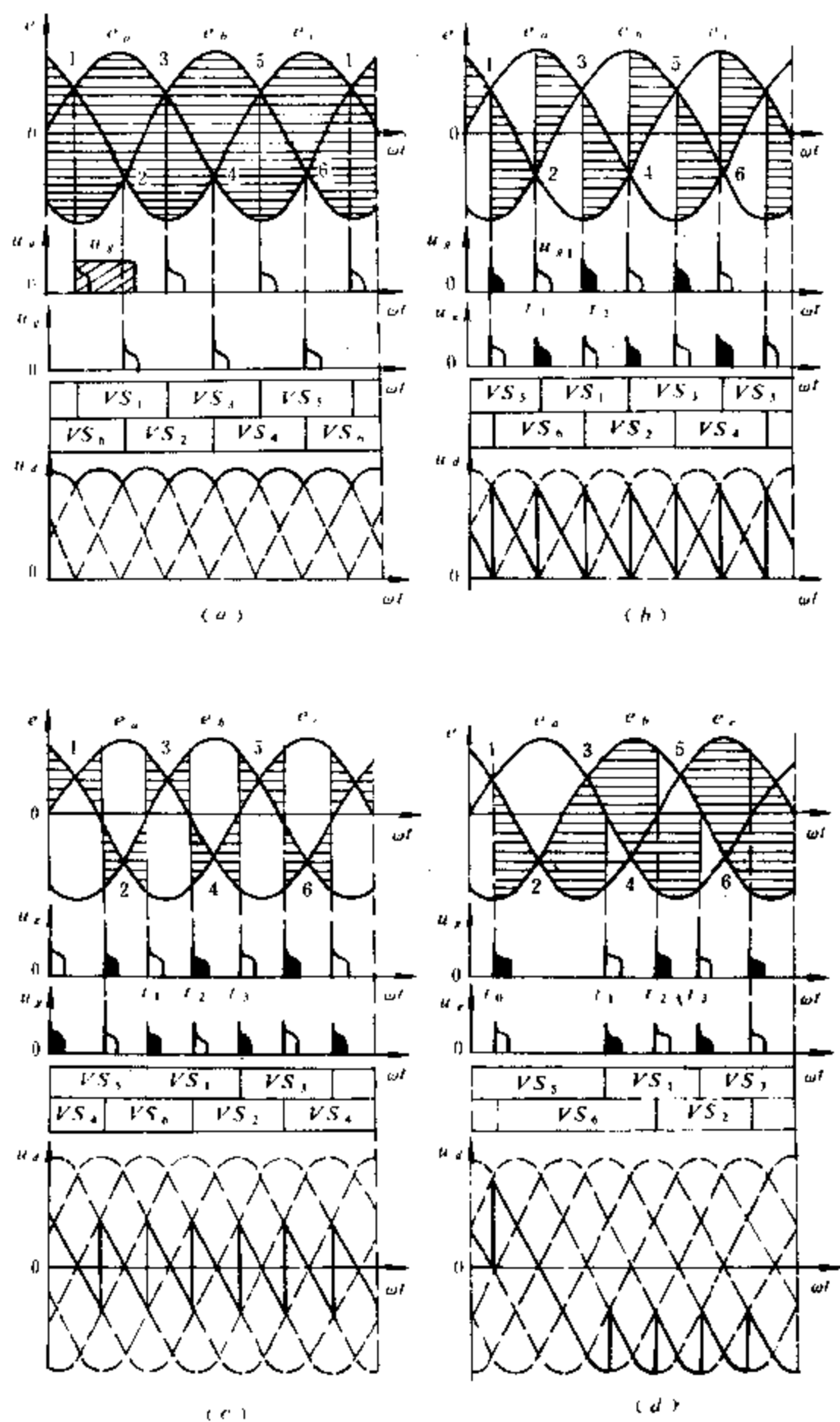


图 2-25 三相桥式全控整流电路输出电压波形
(a) $\alpha=0^\circ$; (b) $\alpha=60^\circ$; (c) $\alpha=90^\circ$; (d) $\alpha=150^\circ$

(二) 三相桥式全控整流电路输出电压与控制角间关系

三相桥式全控整流电路在电感性负载时, 输出电压 u_d 的波形在一个周期内分为匀称的六段, 故计算其平均电压 U_d , 只需求交流线电压 $\sqrt{2} E_l \cos \omega t$ 在 $\left(-\frac{\pi}{6} + \alpha\right)$ 至 $\left(\frac{\pi}{6} + \alpha\right)$ 的平均值即可

$$U_d = \frac{1}{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{6} + \alpha}^{\frac{\pi}{6} + \alpha} \sqrt{2} E_l \cos \omega t d\omega t = \frac{3}{\pi} \sqrt{2} E_l \times 2 \sin \frac{\pi}{6} \cos \alpha$$

$$=1.35E_L \cos \alpha \quad (2-12)$$

在 $\alpha < 90^\circ$ 时, 输出平均电压 U_d 为正, 三相全控桥工作在整流状态。

在 $\alpha > 90^\circ$ 时, 输出平均电压 U_d 为负, 三相全控桥工作在逆变状态。在三相桥式全控整流电路中常将 $\beta (180^\circ - \alpha)$ 称作逆变角, 逆变角 β 总是小于 90° 的。可用下式表示三相桥式全控在逆变工作状态的反向直流平均电压, 即

$$U_p = -1.35E_L \cos(180^\circ - \beta) = 1.35E_L \cos \beta \quad (2-13)$$

对电阻性负载, 在 $\alpha \leq \frac{\pi}{3}$ 时电流连续, 其输出电压平均值仍可用式 (2-12) 进行计算。

当 $\alpha > \frac{\pi}{3}$ 时输出电压波形出现间断, 这时输出直流电压平均值为

$$\begin{aligned} U_d &= \frac{1}{\pi} \int_{\frac{\pi}{3}+\alpha}^{\pi} \sqrt{2} E_L \sin \omega t d\omega t = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} E_L \left[1 + \cos \left(\frac{\pi}{3} + \alpha \right) \right] \\ &= 1.35E_L \left[1 + \cos \left(\frac{\pi}{3} + \alpha \right) \right] \end{aligned} \quad (2-14)$$

由 (2-14) 式可见, 当 $\alpha = 120^\circ$ 时, $U_d = 0$, 所以电阻性负载的最大移相范围是 $0^\circ \sim 120^\circ$ 。

三相桥式半控、全控整流电路输出特性 $U_d = f(\alpha)$ 见图 2-26。

四、整流电路的换流压降及外特性

我们在分析及计算整流电压过程中, 都忽略了各相交流回路中的电感, 认为晶闸管在换流过程中其电流能突变。但实际上整流电路 a 、 b 、 c 各相交流回路中存在电感, 因此相间换流不是瞬间突变完成的, 存在着前一相的电流从 I_d 逐渐降至零, 后一相的电流从零逐渐上升到 I_d 的相间换流过程。在这段换流过程中, 共阴极组或共阳极组的三相桥臂中有两相桥臂元件同时导通, 使换流的两相交流回路通过这两臂元件暂时形成短路, 这时整流

桥有三个桥臂处于同时导通的工作状态。这段换流期间对应的电角度称为换流角 γ , 只要 γ 小于 60° , 整流桥总是处于两臂导通与三臂导通的交替工作状态, 简称 2-3 工作状态。

换流过程中的电流变化要在电感上引起电压降落, 使输出电压 u_d 的波形增加缺口, 导致输出电压平均值 u_d 减小。

如图 2-27 所示, 在 ωt_1 以前是 VS_1 与 VS_2 构成通路, 输出电压的瞬时值为 e_{ac} , 在 ωt_1 时刻, 给 VS_3 以触发脉冲, 由于交流回路电抗 L 的存在, 电流不能突变。从 ωt_1 瞬间开始, 流经 VS_1 的 a 相电流要从 I_d 值逐渐降至零, 流经 VS_3 的 b 相电流要从零逐渐增至 I_d , 如图

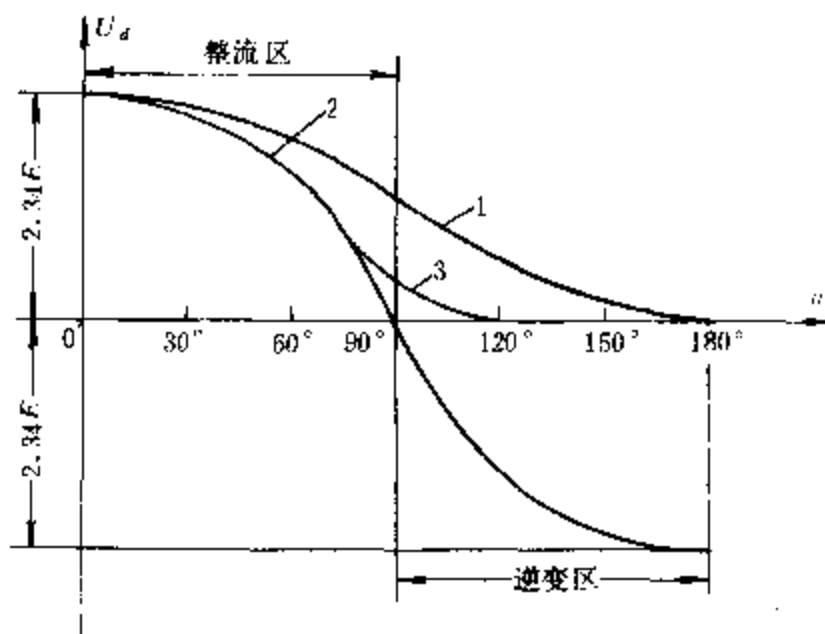


图 2-26 三相桥式半控、全控整流电路输出特性 $U_d = f(\alpha)$

1—三相半控; 2—三相全控电感性负载; 3—三相全控(电阻性负载)

2-27 (b) 所示。经历了换流角 γ 之后的 ωt_2 瞬间，流经负载的电流 I_d 才完全从 a 相的 VS_1 转移到了 b 相的 VS_3 。

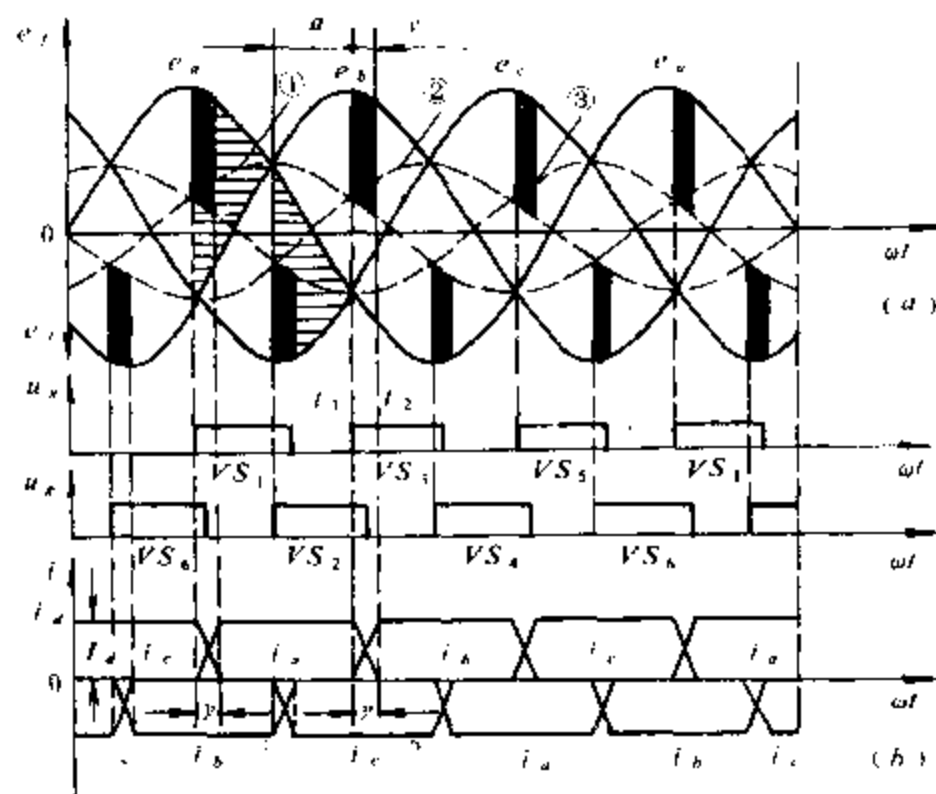


图 2-27 考虑换流电抗 ($\alpha=60^\circ$) 时整流电压和交流侧电流波形

(a) 整流电压波形; (b) 交流侧电流波形

$$\textcircled{1} - \frac{1}{2} (e_a + e_b); \textcircled{2} - \frac{1}{2} (e_b + e_c); \textcircled{3} - \frac{1}{2} (e_c + e_a)$$

在 ωt_1 至 ωt_2 的换流角 γ 期间，共阴极组的 VS_1 与 VS_3 是同时导通的，这时共阴极组的阴极电位则为 a 相与 b 相电位之和的平均值 $\frac{e_a + e_b}{2}$ 。如果在 ωt_1 的瞬间能突变换流（假设交流回路没有电感的理想情况），则阴极电位立即上升到 e_b 。可见计及换流电抗 X_k 与不计 X_k 相比较，输出电压下降为

$$u_v = e_b - \frac{e_a + e_b}{2} = \frac{e_b - e_a}{2} \quad (2-15)$$

在三相对称电源下，设 a 相电压为

$$e_a = E_m \sin(\omega t + 150^\circ)$$

选 a 、 b 相自然换相点为时间基准，则 b 相电压为

$$e_b = E_m \sin(\omega t + 150^\circ - 120^\circ) = E_m \sin(\omega t + 30^\circ)$$

代入 (2-15) 式后电压降落 u_v 的表达式为

$$u_v = \frac{1}{2} (e_b - e_a) = \frac{\sqrt{3}}{2} E_m \sin \omega t \quad (2-16)$$

在换流角 γ 期间电压下降缺口的面积，即图 2-27 (a) 中黑色的部分为

$$\begin{aligned} \Delta A &= \int_{\alpha}^{\alpha+\gamma} u_v d\omega t = \frac{\sqrt{3}}{2} E_m \int_{\alpha}^{\alpha+\gamma} \sin \omega t d\omega t \\ &= \frac{\sqrt{3}}{2} E_m [\cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma)] \end{aligned} \quad (2-17)$$

对于三相桥式整流电路、每个周期内电压下降缺口共有六块，故一周内电压降落的平均值为

$$U_v = \frac{6}{2\pi} \Delta A = \frac{3}{\pi} \times \frac{\sqrt{3}}{2} E_m [\cos \alpha - \cos(\alpha + \nu)] \quad (2-18)$$

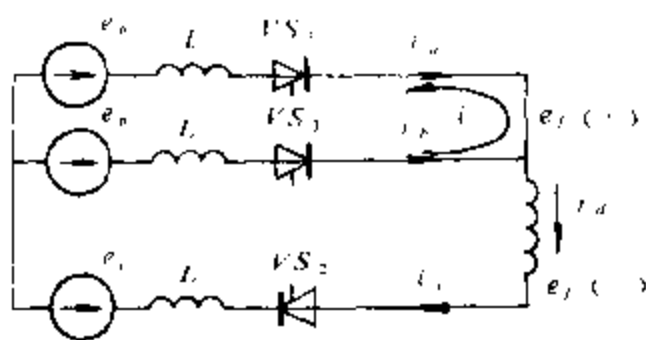


图 2-28 换流期间的等值电路

由图 2-28 所示换流期间的等值电路图，可求得电感 L (或电抗 X_k) 与电压降落平均值 U_v 的关系。设电路正由 a 相向 b 相换流，换流开始时电流 i 为零，换流结束时电流 $i = I_d$ 。

若忽略电阻及整流元件压降，则可列出回路方程为

$$2L \frac{di}{dt} = e_b - e_a = \sqrt{3} E_m \sin \omega t \quad (2-19)$$

$$\begin{aligned} I_d &= \int_{\alpha}^{\alpha+\nu} \frac{di}{dt} dt = \frac{\sqrt{3} E_m}{2L\omega} \int_{\alpha}^{\alpha+\nu} \sin \omega t d\omega t \\ &= \frac{\sqrt{3} E_m}{2X_k} [\cos \alpha - \cos(\alpha + \nu)] \end{aligned} \quad (2-20)$$

从而得到

$$\nu = \cos^{-1} \left(\cos \alpha - \frac{2X_k I_d}{\sqrt{3} E_m} \right) - \alpha \quad (2-21)$$

它说明换流重叠角 ν 的大小与换相电抗 X_k 、负载电流 I_d 、交流电源电压及控制角有关。

将 (2-20) 式代入 (2-18) 式可得换相压降为

$$U_v = \frac{3}{\pi} X_k I_d \quad (2-22)$$

在前面三相桥式全控整流电路的讨论中，忽略了交流回路感抗的存在，认为换流是在瞬刻完成的，故三相桥式全控输出电压的平均值为

$$U_d = 1.35 E_l \cos \alpha$$

现考虑交流回路电抗 X_k 引起换流电压损失，则三相桥式全控整流电路输出电压的平均值为

$$U_d = 1.35 E_l \cos \alpha - \frac{3}{\pi} X_k I_d = U_{d0} \cos \alpha - \frac{3}{\pi} X_k I_d \quad (2-23)$$

式中换相电抗 X_k 与整流装置供电电源有关，当变压器供电时

$$X_k = X_B \quad (2-24)$$

式中 X_B ——变压器短路电抗。

如整流装置供电电源为交流励磁机，则

$$X_k = \frac{X_d'' + X_2}{2} \quad (2-25)$$

式中 X_d'' ——交流励磁机次暂态电抗；

X_2 ——交流励磁机负序电抗。

根据 (2-23) 式可作出如图 2-29 (a) 所示的等值电路。它表示三相桥式全控整流电路带电感负载时的输出直流平均电压 U_d ，等于一个电动势为 $U_{d0}\cos\alpha$ 、内阻抗为 $\frac{3}{\pi}X_K$ 的可变直流电源带负载 R 时所输出的电压。

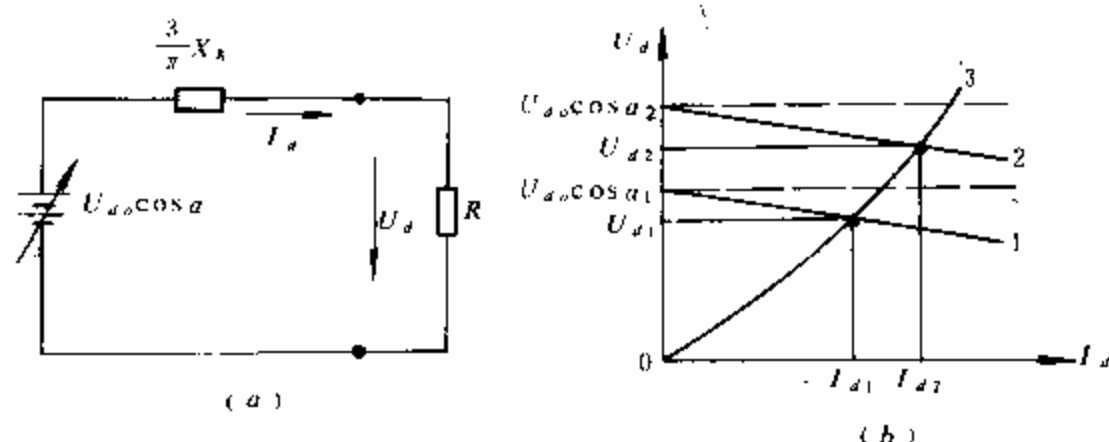


图 2-29 三相桥式全控整流等值电路及外特性
(a) 等值电路; (b) 外特性

如果要考虑每个桥臂元件导通时的正向压降，回路电阻压降及炭刷通过集电环进入转子的压降，则三相桥式全控整流电路输出的直流电压为

$$U_d = U_{d0}\cos\alpha - \Delta U_v - \Delta U_{zz} - \Delta U_T \quad (2-26)$$

式中 ΔU_{zz} ——回路电阻和整流元件正向压降之和。若忽略电阻，则 $\Delta U_{zz} = 2n\Delta U_z$ ， n 为各桥臂串联整流元件数目， ΔU_z 为每个整流元件正向压降（小于 1.2V）；
 ΔU_T ——炭刷通过集电环进入转子的压降，一般为 2V。

在一定的供电电压及控制角 α 下， $U_{d0}\cos\alpha$ 为一确定数值，(2-26) 式表示整流桥输出的平均电压 U_d 与负载电流 I_d 的关系，并称其为三相桥式全控整流电路的外特性，如图 2-29 (b) 中的直线 1 和 2 所示。图中曲线 3 是负载电阻的伏安特性，它与整流桥外特性的交点为该状况的运行点。

以上讨论中均假设换流角 $\nu < 60^\circ$ ，当交流回路中电抗较大，并且直流负载电流较大时，换流角 ν 也会增大。当 $\nu > 60^\circ$ 时，整流回路中换流过程将发生变化，此时不能用 (2-23) 式来计算整流电路输出的直流电压。

五、最小逆变角

由全控桥工作特点可知， $\alpha > 90^\circ$ 是逆变区，负载输出直流平均电压为负值；当 $\alpha = 180^\circ$ 时， $U_{d0} = -2.34E$ ，为负最大值。负电压值越大，表示能量释放给电网越快。但实际上全控桥不能工作在 $\alpha = 180^\circ$ 工况，而必须留出一定裕度角，否则会造成逆变失控或颠覆，即直流侧换极性，交流侧不换极性，换流失败，使晶闸管元件过热而烧毁。

现分析 $\alpha = 180^\circ$ 情况，如图 2-30 所示，在 t_0 前阴影是不考虑换流过程时的逆变波形，因正侧晶闸管 VS_5 导通处低电位，而负侧晶闸管 VS_6 导通处高电位，所以逆变成立。在 t_0 时刻发出触发脉冲 u_{g1} 使 VS_1 导通，由于换流不能瞬时完成， VS_1 中电流应逐渐增大，但是过 t_0 后 $e_c > e_a$ 使 VS_1 承受反向电压而无法导通，即换相不成功，仍由 VS_5 和 VS_6 导通，一直

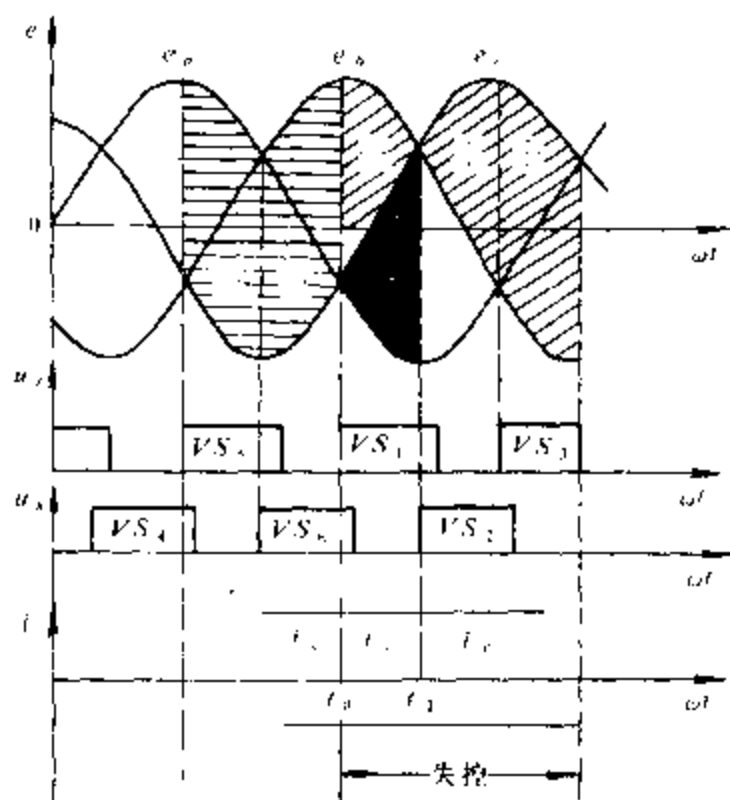


图 2-30 $\alpha=180^\circ$ 时逆变失控分析

到 t_1 。在 $t_0 \sim t_1$ 时间内直流侧向交流侧输送能量。在 t_1 时刻负侧 c 相 u_{c2} 触发 VS_2 ，负侧晶闸管 VS_6 (b 相) 应换流到 VS_2 (c 相)，但因 $e_b < e_c$ ， VS_2 承受反向电压而无法导通，故仍由 VS_5 和 VS_6 导通。在 t_1 后 $e_c > e_b$ ，即交流侧极性返回到整流状态。由此可知，在全控整流电路中， $\alpha=180^\circ$ 时，因换流不能完成而造成逆变失败，晶闸管因连续导通过热而损坏或使快速熔断器熔丝熔断。

若要发电机能利用全控桥进行逆变灭磁，必须使最小逆变角 $\beta_{\min}$ 大于换流角 ν 及晶闸管关断角 δ_{off} 之和，即

$$\beta_{\min} \geq \nu + \delta_{off} \quad (2-27)$$

其中关断角 δ_{off} 是晶闸管关断时间 t_{off} 所对应的电角度。根据经验 $\beta_{\min} = 25^\circ \sim 30^\circ$ 。因此，当需要发电机转子快速灭磁时，要把控制角限制在 $\alpha \leq 150^\circ \sim 155^\circ$ 范围，以确保逆变成功。

第四节 励磁调节装置原理

如前所述，励磁控制系统是由同步发电机、励磁功率单元及励磁调节器共同组成的自动控制系统，其框图如图 2-31 所示。由图可见，励磁调节器检测发电机的电压、电流或其它状态量，然后按给定的调节准则对励磁功率单元发出控制信号，实现控制功能。

随着自动装置元器件的不断更新，励磁调节器经历了机电型、电磁型及半导体型等发展阶段，励磁调节器的任务，也从单一的调节电压功能发展为目前的具有多种综合控制功能。

一、励磁调节器的基本特性与框图

励磁调节器最基本的功能是调节发电机的端电压。常用的励磁调节器是比例式调节器，它的主要输入量是发电机端电压 U_G ，其输出用来控制励磁功率单元。

发电机如没有自动励磁调节器，如图 2-32 所示，只能依靠人工改变直流励磁机的磁场电阻 R_c 来调整其端电压。当运行人员发现发电机电压偏高，就进行增大 R_c 值的操作，减小励磁机的励磁电流 I_{EE} 。随着励磁机电压 U_E 的下降，发电机励磁电流 I_{EF} 将减小，从而使

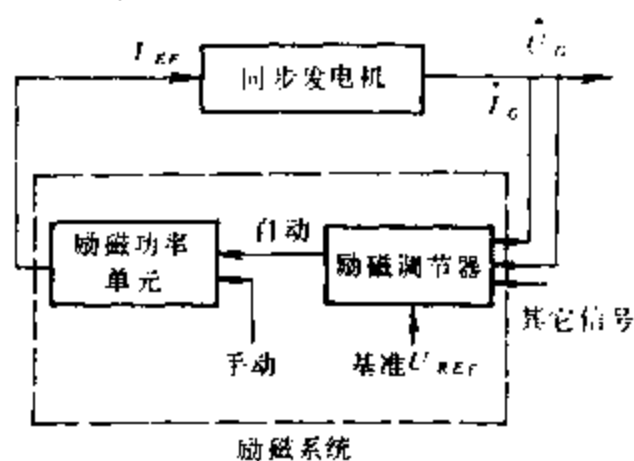


图 2-31 励磁控制系统框图

发电机端电压下降。反之，当发电机电压偏低时，就进行减小 R_C 值的操作，使之上升。

可见，在人工调节发电机电压的过程中，可以分解为测量、判断、执行几个步骤。

比例式励磁调节器就是仿照上述功能对发电机电压进行调节的，其工作特性如图 2-33 所示。发电机电压 U_G 升高时，调节器经测量后，减小输出电流。当 U_G 降低时，它的输出电流就增大。它与励磁机配合，控制发电机的转子电流，组成如图 2-34 所示的闭环控制回路，实现对发电机端电压的自动调节。

在电力系统运行中的各种比例式励磁调节器，无论是机电型的、电磁型、还是半导体型的，它们在 $U_{G0} \sim U_{G\infty}$ 区间内都具有图 2-

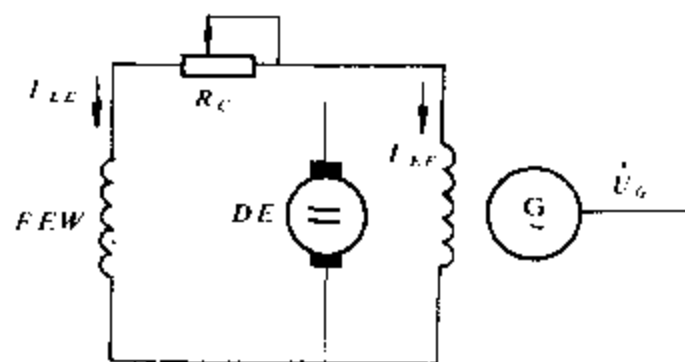


图 2-32 改变 R_C 值调节励磁电流

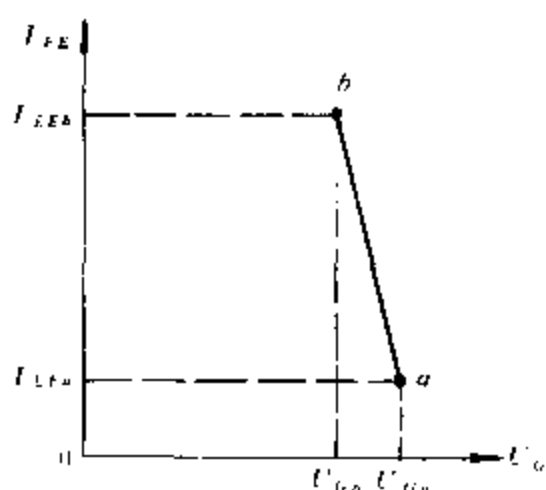


图 2-33 比例式励磁调节器的调节特性

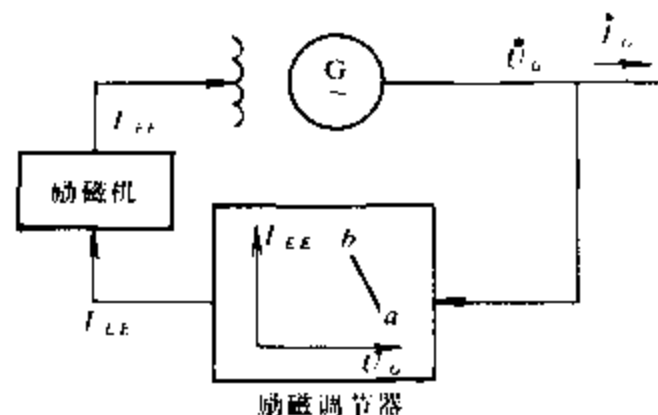


图 2-34 比例式励磁调节器闭环控制示意图

33 中线段 ab 所示的特性，这是比例式自动励磁调节器共有的基本调节特性。

自动励磁调节器的构成环节如图 2-35 所示。图中每个环节的具体电路及工作特性，在不同类型的励磁调节器中可能有相当大的差异，但其构成环节还是大致相同的。

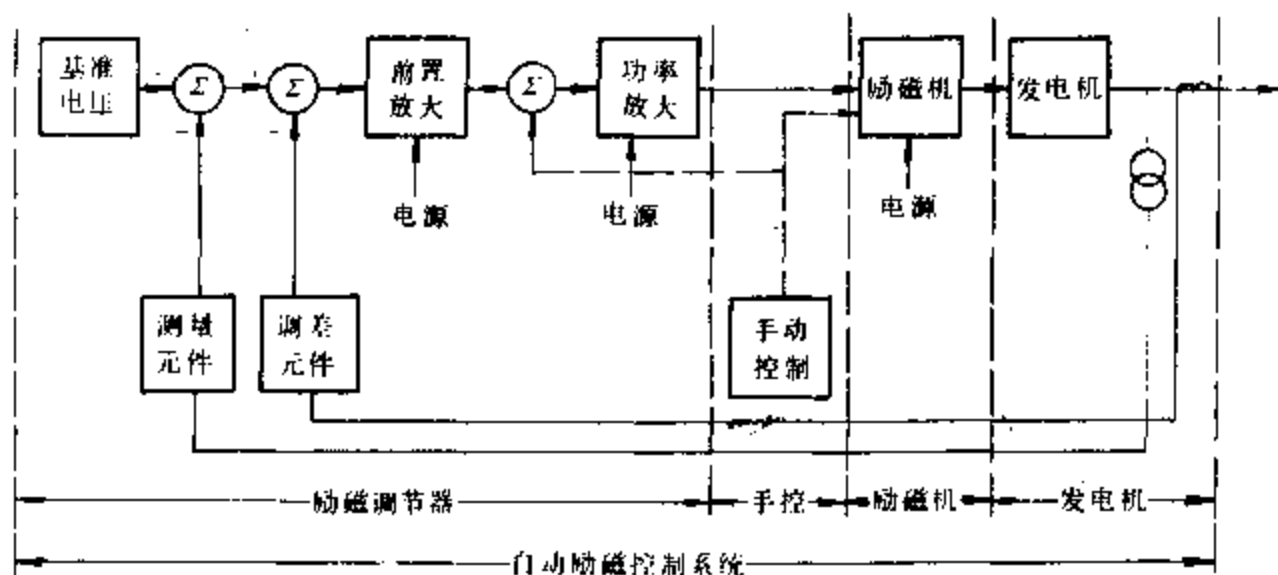


图 2-35 励磁调节器的构成环节

在图 2-35 中测量元件将发电机端电压值与设定的基准电压进行比较,测得与基准电压的差值。励磁调节器按图 2-33 所示特性进行调节。当 U_G 下降时,就增加 I_{EF} (调节器增加 I_{KE} 使 I_{EF} 增大),这样发电机的空载电势 E_0 随即增大,使 U_G 回升到基准值附近;反之,当 U_G 升高时,则减小调节器的输出电流。

二、励磁调节器的发展及分类

最初出现的励磁调节器如图 2-36 所示的机电型电压调节器。它的任务只是调节电压,其调节线圈中的电流与发电机电压成正比,调节线圈中的电流产生磁场力作用于变阻器,从而改变励磁机磁场电阻调节发电机的电压。由于它需要克服磨擦,因此具有不灵敏区。

50 年代磁放大器出现后,电力系统中广泛采用由磁放大器组成的电磁型调节器,各单元皆由电磁元件构成,具有较大的时间常数。其优点是可靠性高,能满足当时电力系统运行的要求。

后来,随着半导体技术的发展,励磁调节器又改由半导体器件组成。半导体元件几乎没有时滞,功率放大倍数也较高。自 60 年代初期半导体励磁调节器开始在中型发电机上采用后,发展非常迅速,到 70 年代初就已得到广泛的应用,并一直延用至今。如今以电子计算机为核心的数字式电压调节器已开始在某些机组上投入运行,这标志着励磁调节器的发展又将跨上一个新的台阶。

如果按调节原理来划分励磁调节器,可分为反馈型和补偿型两类。

反馈型励磁调节器是按被调量与给定量的偏差进行调节,使被调量接近于给定值,因此能较好地维持电压水平。

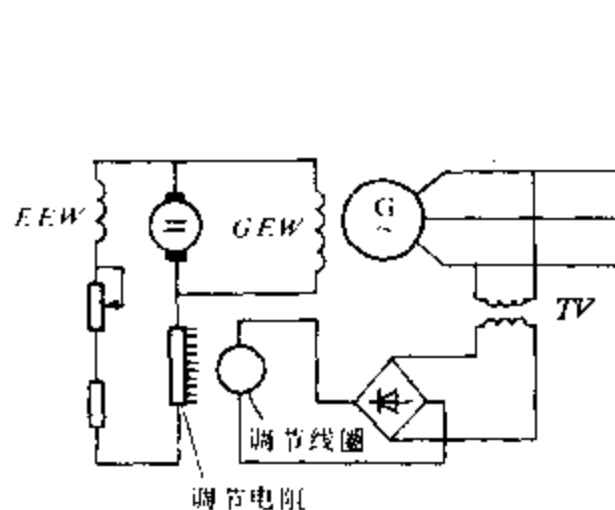


图 2-36 机电型电压调节器

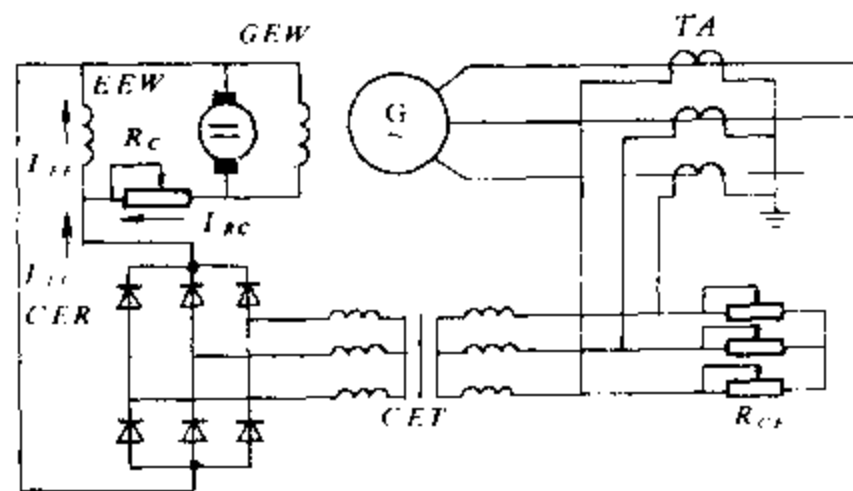


图 2-37 复式励磁装置原理接线图

补偿型励磁调节器是补偿某些因素所引起被调量的变动,使被调量维持在所要求的定值附近。电流复式励磁及相位复式励磁就是补偿型励磁调节器的例子。复式励磁装置的原理接线如图 2-37 所示,主要由复励变压器 CET、复励整流器 CER 和复励调整电阻 R_{CE} 三部分组成。由于它不可能完全补偿所有因素引起被调量的变动,所以维持电压的性能较差,运行中还必须采用电压校正器,才能满足要求。

三、半导体励磁调节器原理

(一) 半导体励磁调节器的基本环节及构成

半导体励磁调节器的型式很多,但构成励磁自动控制的核心部分却很相似。它由基本

控制和辅助控制两大部分组成，其框图如图 2-38 所示。基本控制由调差、测量比较、综合放大和移相触发单元组成，实现电压调节和无功功率分配等最基本的调节功能。而辅助控制是为满足发电机不同工况，改善电力系统稳定性，改善励磁控制系统动态性能而设置的单元——励磁系统稳定器、电力系统稳定器和励磁限制器等。

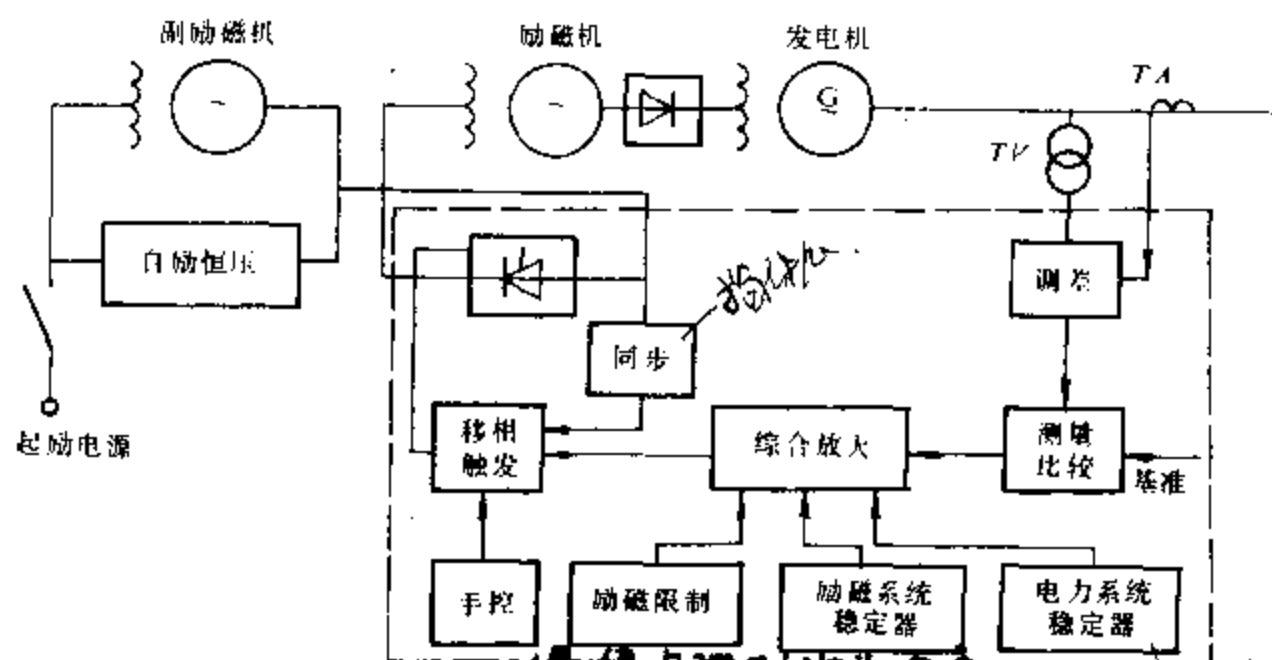


图 2-38 半导体励磁调节器框图

1. 测量比较单元

测量比较单元的作用是测量发电机电压并变换为直流电压，与给定的基准电压相比较，得出电压的偏差信号。测量比较单元由电压测量、比较整定环节组成，如图 2-39 所示。电

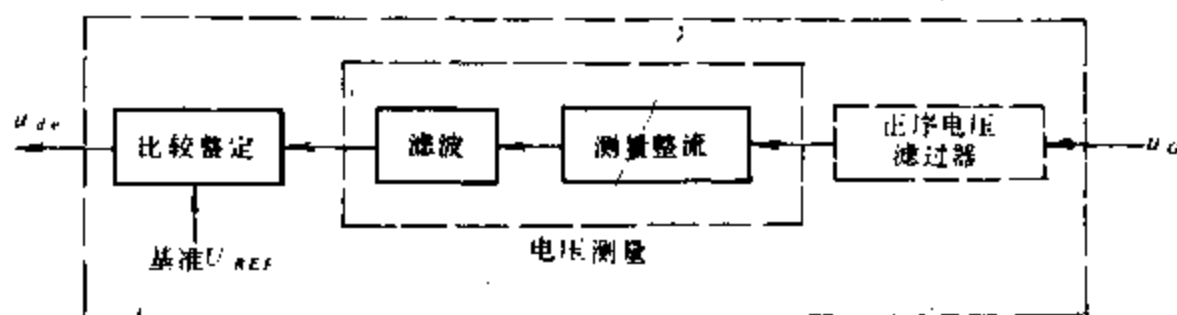


图 2-39 测量比较单元的构成环节

压测量环节包括测量整流电路、滤波电路。目前，某些调节器还设有正序电压滤过器。

2. 综合放大单元

综合放大单元对测量单元输出的信号起综合和放大的作用。为了得到调节系统良好的静态和动态性能，除了由电压测量比较单元来的电压偏差信号外，有时还根据要求综合来自其它装置送来的信号，如励磁系统稳定器信号、最小励磁限制信号、最大励磁限制信号等，如图 2-40 所示。综合

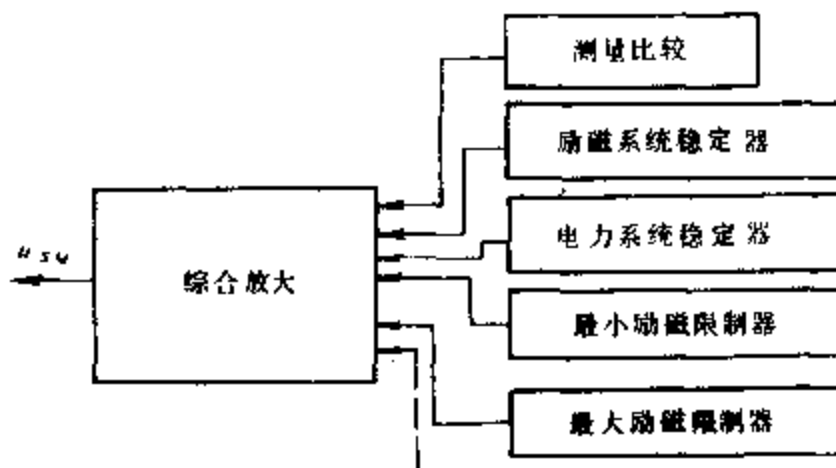


图 2-40 综合放大单元的输入信号

放大后的控制信号输出到移相触发单元。

3. 移相触发单元

移相触发单元包括同步、移相、脉冲形成和脉冲放大等环节，如图 2-41 所示。移相触发单元根据输入控制信号 U_{SM} 的大小，改变输送到晶闸管的触发脉冲相位，即改变控制角 α ，以控制晶闸管整流电路的输出，从而调节发电机的励磁电流。为了使触发脉冲能可靠地工作，还需要采用脉冲放大环节。

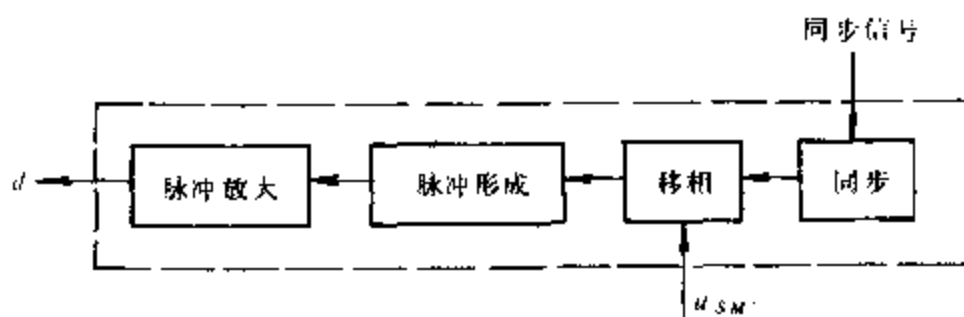


图 2-41 移相触发单元的构成环节

(二) 主要环节的工作原理及特性

1. 电压测量比较单元

电压测量比较单元的基本任务是把发电机电压变换为直流电压信号，与给定的直流基准电压进行比较，得到两者的偏差信号。对测量比较单元的要求如下：

(1) 测量电路应具有足够高的灵敏度，直流基准电压应稳定，电压给定电路的调整范围必须满足运行要求。

(2) 测量电路应具有优良的动态性能，即反应要迅速，电路的时间常数要小。

(3) 输出的直流偏差电压必须平稳，其纹波系数要小。

电压测量比较单元通常是由测量变压器、多相整流电路、滤波电路和电压比较整定电路等环节组成。分别阐述如下。

(1) 测量变压器及整流电路。由电压互感器测得的发电机三相电压，经测量变压器降压，再经整流、滤波电路变换成与发电机电压成比例的、平稳的直流电压。为了使变换后的直流电压平稳，通常采用多相整流电路及相应的滤波电路。一般来说，整流电路相数愈多，整流后的交流分量愈小，滤波电路的时间常数就相应减小，从而减小测量单元的时间常数。整流相数的增加要根据实际需要而定。目前采用较为普遍的是三相或六相桥式整流电路。

六相桥式整流的测量变压器 TS 分别采用 D, d0 和 D, y11 接线组，两组二次侧绕组移相 30° 。其电路和相量图如图 2-42 (a)、(b) 所示。三相桥式不可控整流电路前面已作过分析，它的输出电压波形是线电压波形包络，分别为 $\dot{U}_{ab}$ 、 $\dot{U}_{ac}$ 、 $\dot{U}_{bc}$ 、 $\dot{U}_{ba}$ 、 $\dot{U}_{ca}$ 、 $\dot{U}_{cb}$ ，相量差为 $\frac{\pi}{3}$ 。二次侧电压 $\dot{U}_{a_2b_2}$ 超前 $\dot{U}_{a_1b_1}$ 为 $\frac{\pi}{6}$ ，为使幅值相等，星形绕组每相匝数是三角形绕组每相匝数的 $1/\sqrt{3}$ 。将两个二次侧绕组的电压相量分别画出，见图 2-42 (c)。

两组三相整流桥同时工作，并在直流侧并联。对于一组整流桥的工作，另一组在直流

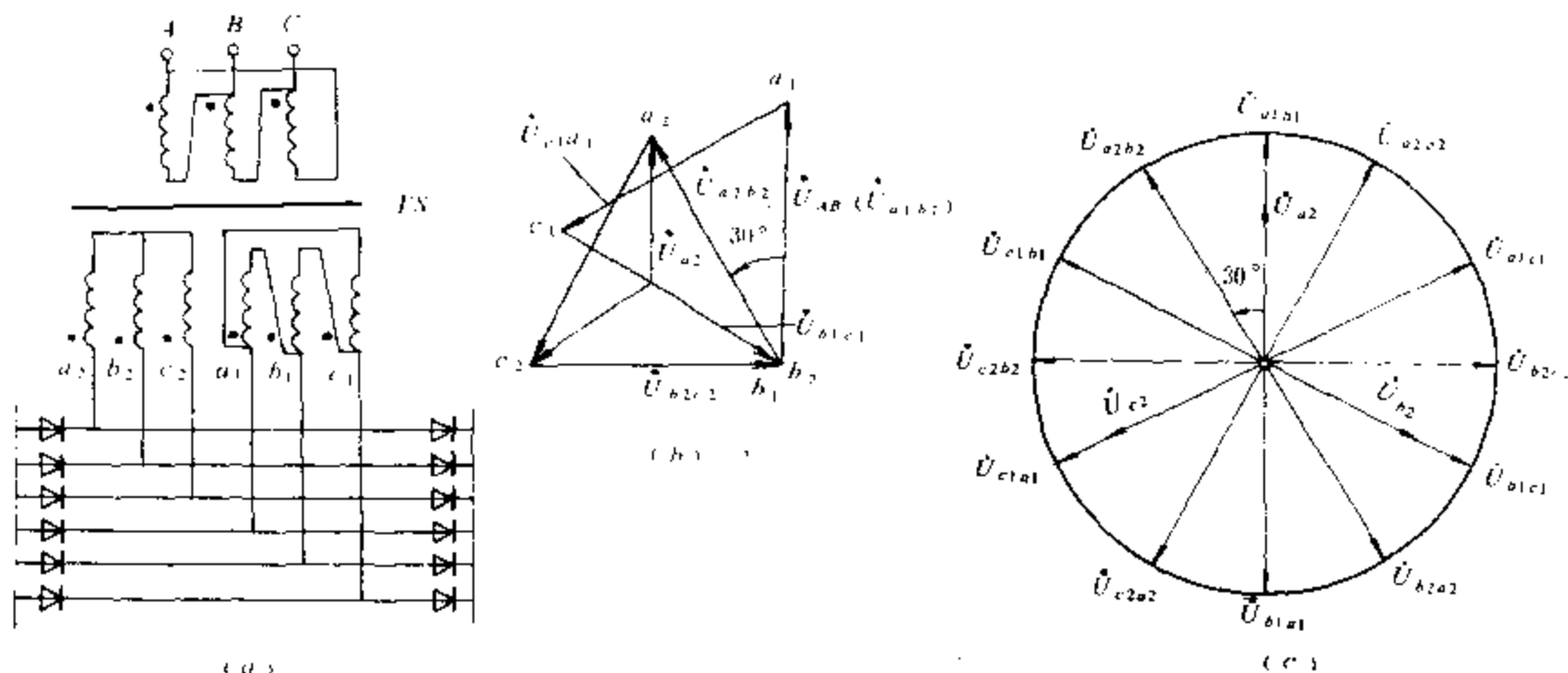


图 2-42 六相整流变压器接线及二次侧电压相量图

(a) 接线图；(b) 二次侧相量；(c) 六相整流电压相量

侧有封锁作用，导通情况与多相整流的原则一样，输出电压波形是一个周期内有 12 个波头的脉动电压。

对六相桥式整流的直流电压按富氏级数展开，得到包括直流分量及各次谐波分量的表达式为

$$u_d = 0.987E_m \left(1 + \frac{2}{11 \times 13} \cos 12\omega t - \frac{2}{23 \times 25} \cos 24\omega t + \dots \right) \quad (2-28)$$

式中 E_m ——二次侧绕组线电压幅值， $E_m = \sqrt{2} E_{12}$ 。

由此可知，六相桥式整流输出电压中最低次谐波频率为基波频率的 12 倍，为 600Hz，其幅值为直流分量的 1.4%。其它高次谐波，频率愈高其幅值愈小，六相桥式整流后的直流电压较为平稳。

三相、六相、十二相桥式整流电路的性能比较见表 2-1 所示。

表 2-1 多相桥式整流电路比较表

多相桥式 整流电路	整 流 元件数	输出波头 的相带	直流分量 幅值 $K = \frac{U_{d0}}{U_m}$	交流分量 中最低次谐 波次数	最低次谐 波的频率 (Hz)	纹波系数 (%)
三相桥式	6	60°	0.955	6	300	5.71
六相桥式	12	30°	0.987	12	600	1.4
十二相桥式	24	15°	0.998	24	1200	0.35

(2) 滤波电路。由于整流电路输出的直流电压中含有谐波分量，为了得到平稳的直流

电压，必须进行滤波。

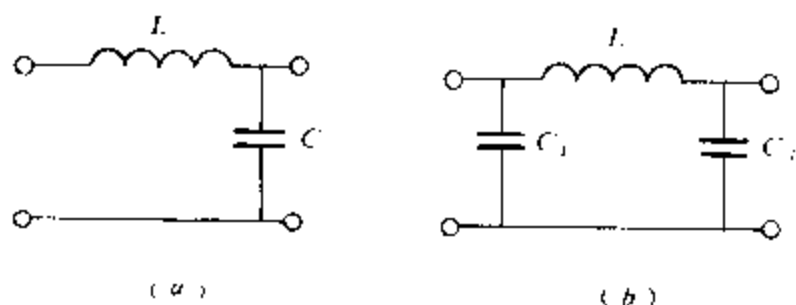


图 2-43 滤波电路
(a) Γ 型滤波; (b) Π 型滤波

滤波电路有多种形式，常用的有 Π 型滤波和 Γ 型滤波，如图 2-43 所示。滤波电路是利用电容和电感的频率特性，加以适当组合的无源四端网络。从阻抗观点看，电感 L 的直流电阻很小，而交流电抗很大，因此一般串联在负载电路中，使得整流后的交流脉动成分大部分都降在 L 上，而直流成分在 L 上的压降却很小。电容一般并联在负载电路中，用来旁路交流分量。为了简单起见，也可用电阻 R 代替滤波电感 L 。

另一种滤波电路是由电阻、电容组成的桥式滤波器，其电路图如图 2-44 所示。A、B 为电桥输入端，输入电压为 U_{sr} ；C、D 为输出端，输出电压为 U_{sc} ，再经下一级滤波后送到比较整定环节。

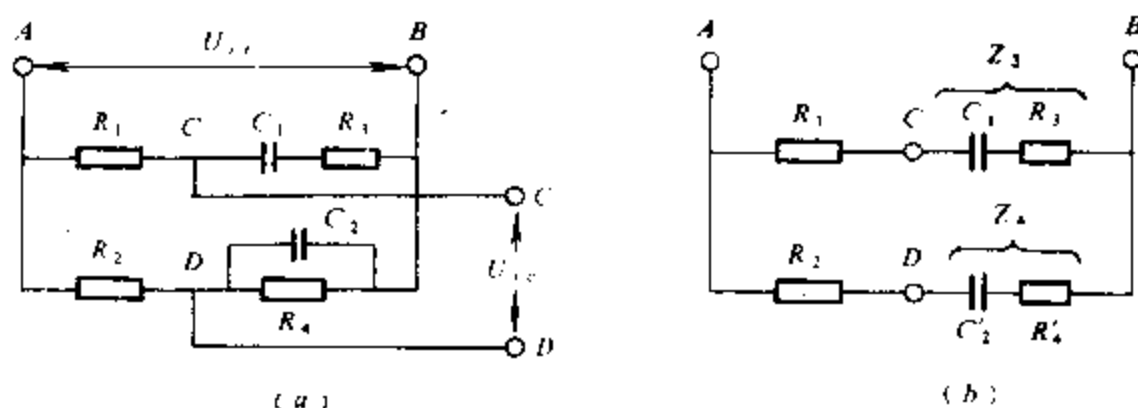


图 2-44 桥式滤波电路
(a) 电路; (b) 等值电路

桥式滤波器是采用电桥平衡原理滤掉某一频率的谐波电压，而对直流电压只有很小的衰减。由于它能快速地反应输入电压的变化，所以又称为快速滤波器。这种电路是一个无源四端网络，在图 2-44 中若保持下式成立，即

$$R_1/R_2 = Z_3/Z_4$$

式中 Z_3 —— R_3 、 C_1 串联支路阻抗；

Z_4 —— R_4 、 C_2 并联支路阻抗。

则输入的谐波电压在 C、D 点输出处的开路电压为零，即该谐波电压被滤掉。因为只有某一选定频率才能使上式成立，故桥式滤波电路具有选频特性。对于直流电压，由于电容 C_1 的隔直作用，C 点与 A 点电位相等。输出电压 U_{sc} 为

$$U_{sc} = \frac{R_2}{R_2 + R_4} U_{sr}$$

所以，只要适当选择 R_2 、 R_4 的阻值，使 $R_2 \gg R_4$ 就可使直流电压仅有很小的衰减。

多相整流中最低次谐波的幅值最大，称为主谐波，是选频滤波的对象。对于六相桥式整流、滤波应选频为 600Hz。

(3) 比较整定电路。比较整定电路是把测量整流电路输出的电压与基准电压相比较，得到一个反映发电机电压偏差的直流电压 U_{de} ，输出到综合放大单元。另外，它还对发电机电压给定值进行整定，使电压（或无功功率）能满足运行工况的要求。

图 2-45 (a) 所示为一对称比较电路，由两个稳压值相同的稳压管 VZ_1 、 VZ_2 和两个阻值相等的电阻 R_1 、 R_2 组成。两条并联支路的输出特性如图 2-45 (b) 中 1、2 所示。其合成输出特性如 3 所示。由此可见，当 $U_{ab} = 2U_{VZ}$ 时，比较桥平衡，输出电压 $U_{de} = 0$ 。使比较桥输出为零的励磁调节器输入电压，我们称为整定电压，以 U_{REF} 表示，并以系数 K 表示 U_{ab} 与 U_G 之比 (K 数值大小与电位器 RP 阻值有关)。这样， $U_{ab} = KU_G$ ，且 $2U_{VZ} = KU_{REF}$ 。当 $U_{ab} \geq 2U_{VZ}$ 时

$$U_{de} = U_{ab} - 2U_{VZ} = K(U_G - U_{REF}) = K\Delta U_G \quad (2-29)$$

它正比于发电机端电压与给定值的偏差。

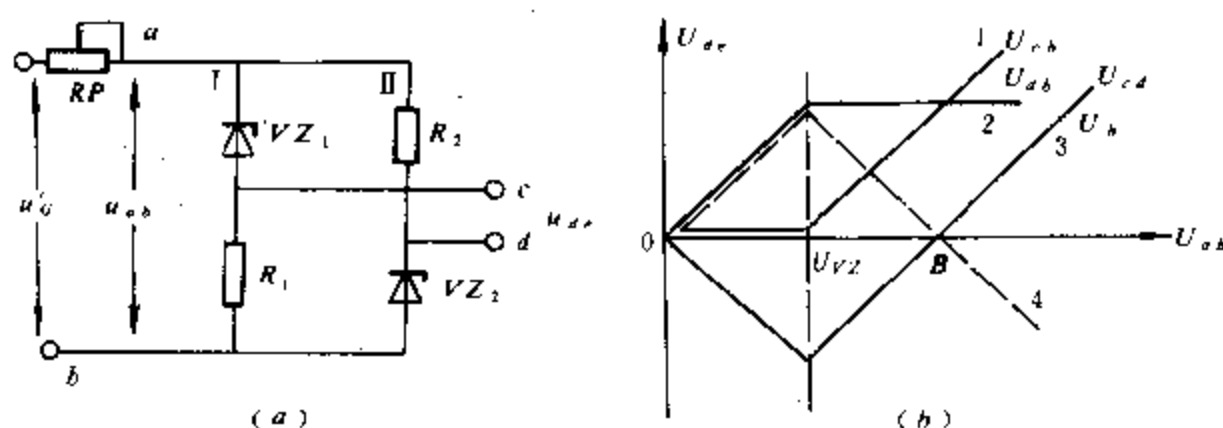


图 2-45 对称比较电路
(a) 对称比较电路；(b) 电路输出特性

为了可以人为地调整发电机运行工况，采用电位器 RP 降压或分压的方法，使比较桥输出特性在一定范围内移动。

采用集成运算放大器按比例加法原理可构成的比较整定电路，图 2-46 (a) 是一个例子。从测量整流电路来的电压 U_u 正比于发电机电压 U_G ，作为加法器的一个输入量，加法器的另二个输入量是比较整定电路的整定电压，其中 U_{VZ1} 是取自稳压管 VZ 的恒定负电压， U_{VZ2} 是可变的整定电压。先考虑前二个输入量（即设 $U_{VZ2} = 0$ ），若该二路运放的闭环放大倍数分别为 K_{C1} 、 K_{C2} $\left[K_{C1} = -\frac{R_f}{R_3}, K_{C2} = -\frac{R_f}{R_4} \right]$ ，则比较整定电路输出电压为

$$U_{de} = + (K_{C1}U_u - K_{C2}U_{VZ1})$$

上式中第一项为随发电机端电压而变化的量，第二项是一恒定量。两者叠加可得图 2-46 (b) 中①+②所示特性。计及第三个输入量 U_{VZ2} 后，测量单元特性可向右平移，如图中虚线所示。因此调节电位器 RP 可起改变发电机整定电压的作用。此时

$$U_{de} = + (K_{C1}U_u - K_{C2}U_{VZ1} - K_{C3}U_{VZ2})$$

其中 $K_{c3} = -\frac{R_f}{R_5}$ ，将各通道增益进行归算

$$\begin{aligned} U_{de} &= +K_{c1} \left(U_{se} - \frac{K_{c2}}{K_{c1}} U_{VZ1} - \frac{K_{c3}}{K_{c1}} U_{VZ2} \right) \\ &= +K_{c1} (U_{se} - U_{REF}) \end{aligned} \quad (2-30)$$

其中 $U_{REF} = \frac{K_{c2}}{K_{c1}} U_{VZ1} + \frac{K_{c3}}{K_{c1}} U_{VZ2}$

由此可见，整定电压 U_{REF} 随 U_{VZ2} 而变化，而固定整定电压 U_{VZ1} 与调节器最小整定电压值有关。

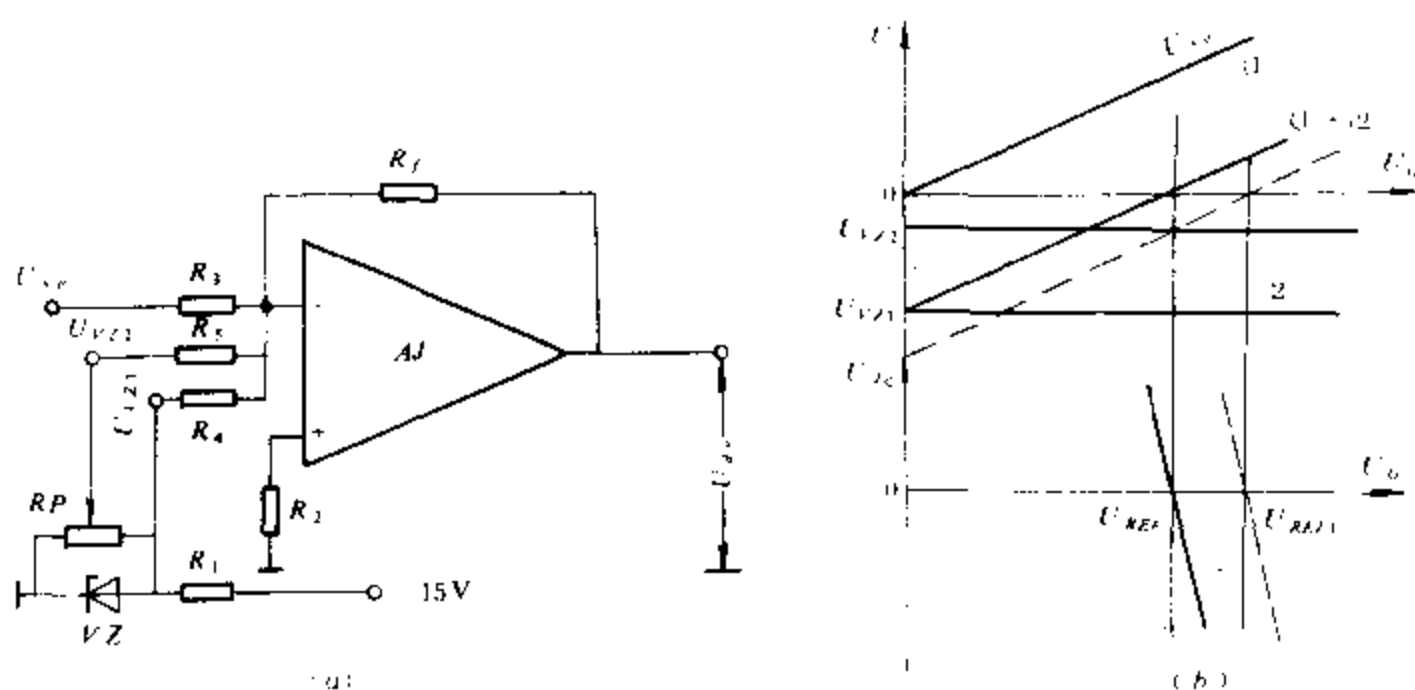


图 2-46 线性集成元件构成测量比较和整定电路

(a) 原理电路；(b) 输出特性

(4) 电压测量比较单元实例。图 2-47 是励磁调节器采用的电压测量比较电路。它采用三相桥式整流电路，由端子 8、10、12 输入发电机电压，整流后经 R - C 滤波后输入到运算放大器输入端，在这里与负偏置电压进行比较，运放输出即为电压偏差信号。

偏置电压由两部分组成，固定部分经 R_9 输入运放，变动部分由端子 19 输入，经电阻 R_{16} 、 R_{17} 、电位器 R_8 输入运放。图中 R_5 用来整定最小整定电压，电位器 R_8 用来整定励磁调节器电压调整范围。

运算放大器 AJ 另二个输入端（端子 2 及端子 3）可输入励磁调节器的稳定信号（辅助控制信号）因此 AJ 有综合信号能力。

电压测量比较单元增益可根据要求调节增益电位器 R_{12} 获得。

2. 综合放大单元

基本原理框图如图 2-38 所示，综合放大单元输入信号中，除基本控制部分电压偏差信号外，为适应发电机各种工况的工作，还需要多种辅助控制信号，如最大、最小励磁限制信号，为改善励磁系统动态性能的微分反馈信号（励磁系统稳定信号）及提高电力系统稳定的（电力系统稳定器）信号等。

各输入控制信号按其性质可分成三种类型：被调量控制量（基本控制量）、反馈控制量（为改善控制系统动态性能的辅助控制量）、限制控制量（按发电机运行工况要求的特殊限

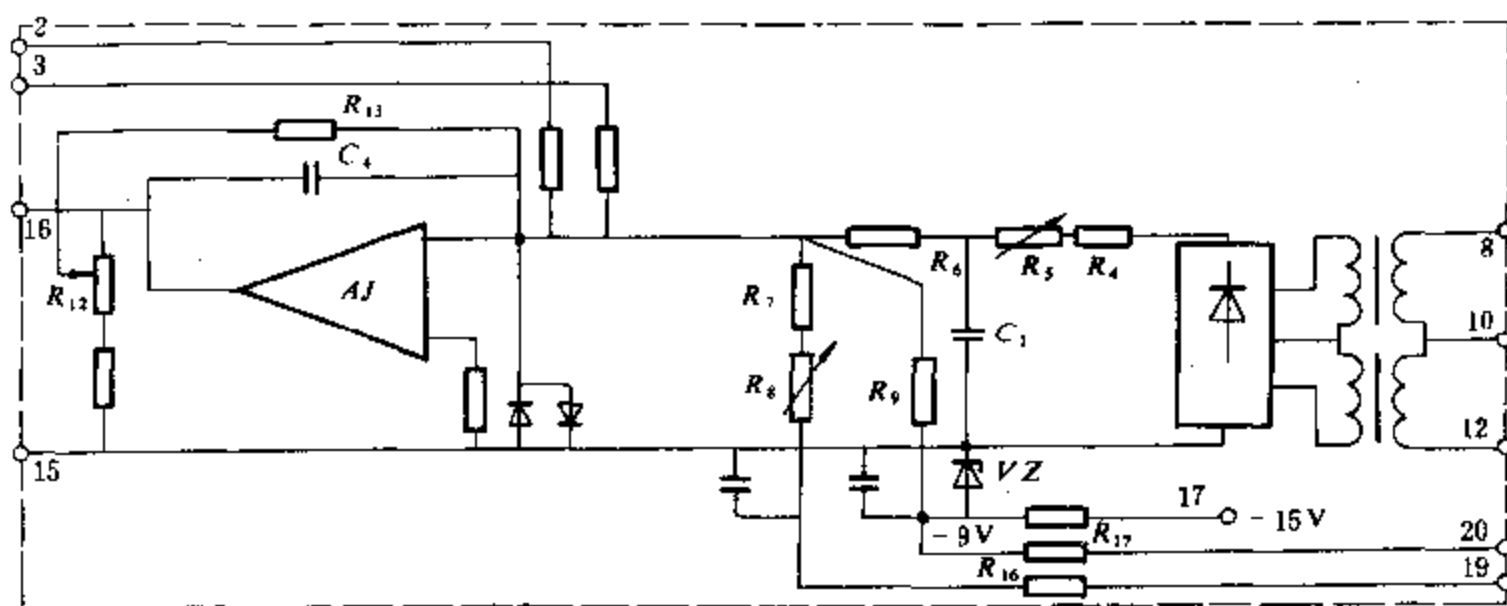


图 2-47 电压测量比较电路

制量)。前两种是在正常情况按预定规律调节对励磁系统实施控制，而后一种限制控制量在正常工况下不参与作用，在异常情况需要时（危及发电机或系统运行）才进行限制控制。为此，综合放大单元必须有信号运算限制控制功能。

图 2-48 是控制信号综合放大单元原理接线图，它由正竞比电路，负竞比电路、信号综合放大电路和互补输出电路组成。

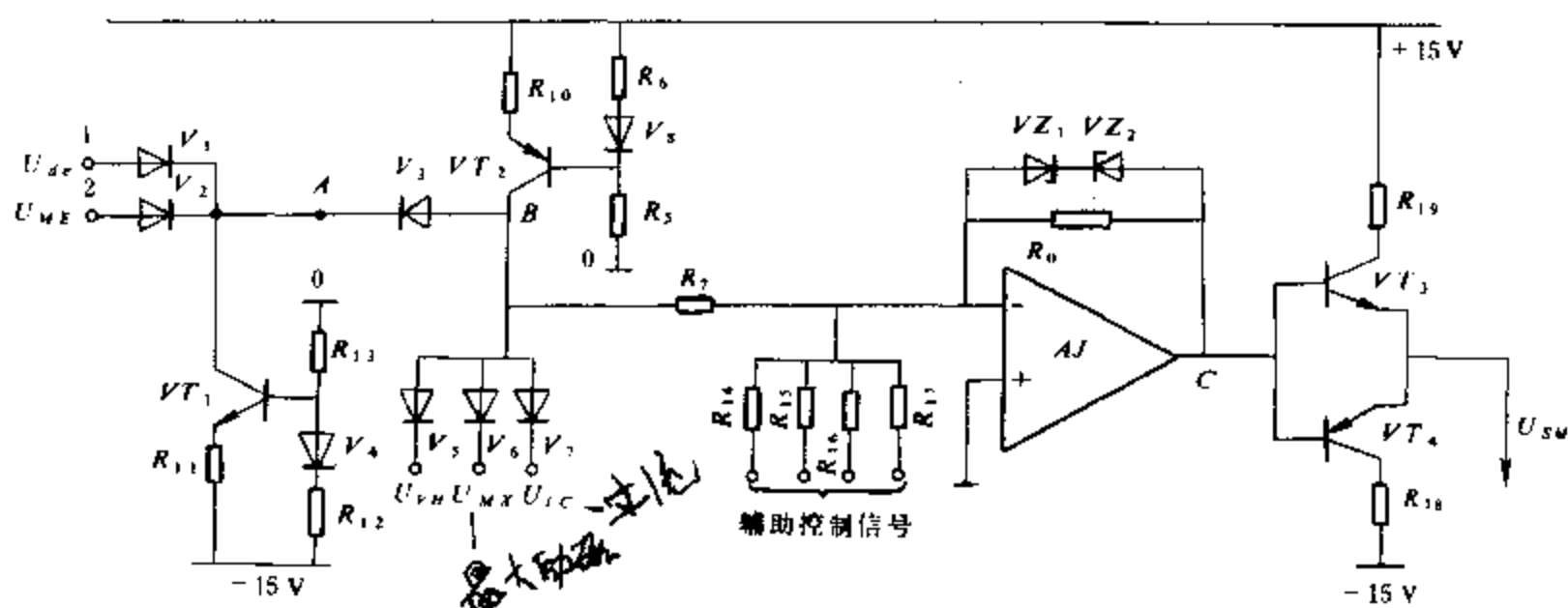


图 2-48 控制信号综合放大单元原理接线

(1) 正竞比电路。如图 2-48 中前级电路所示。它由 VT_1 、 $V_1 \sim V_2$ 、 $R_{11} \sim R_{13}$ 所组成。 VT_1 有固定正偏置，处于恒流状态，是一恒流管。它有二个输入：测量比较电路输出信号 U_{de} ，由 V_1 输入；低励限制信号（最小励磁限制） U_{ME} ，由 V_2 输入；在正常情况下低励限制信号为负，即 $U_{ME} \leq 0$ 。 U_{de} 为正， V_1 导通，A 点电位 $U_A = U_{de} - 0.6V$ （管压降）。若发电机由于某种原因，励磁电流小于最小励磁限制单元起动值时， U_{ME} 由小于零变为正电平，且 $U_{ME} > U_{de}$ ，这时 V_2 导通； V_1 受反向电压而阻断，将 U_{de} 信号闭锁，励磁控制由 U_{ME} 决定，使发电机在低励限制信号的作用下进行励磁调节，保证与系统并列运行的稳定性。正竞比门工作区别于一般逻辑门，电路受输入信号中最高电平信号控制，即正值竞比，且 A 点电位反映

输入信号大小。

(2) 负竞比电路。如图 2-48 中第二级电路所示, 由 VT_2 、 $V_5 \sim V_7$ 、 V_8 、 R_5 、 R_6 、 R_{10} 等组成。其中 VT_2 也是恒流管。负竞比门的输入信号均应为负电平, 即输入信号中最低者能准予通过, 它是进行负值竞比。负竞比门的输入信号都属限制信号, 其中有: 最大励磁限制信号 U_{MX} , 由 V_6 输入; 瞬时过电流限制信号 U_{IC} , 由 V_7 输入; 电压/频率限制器信号 U_{VH} , 由 V_5 输入。有关这些限制信号的工作原理下面还要讨论。限制信号作用的共同目的是一样的, 去减小励磁电流, 把励磁电流分别限制在相应允许范围之内。正常情况, 这些限制信号都处正电平, 均为 $+10V$ 左右, V_5 、 V_6 、 V_7 均阻断。只要其中有一个限制信号动作, 由正电平变为负电平, 相应二极管导通, 就使 B 点电位变负。正竞比门输出就被封锁, 即 V_3 受反压阻断, 使正竞比门所有输入信号都被闭锁住。此时励磁调节器只能在负竞比门限制信号作用下进行限制控制, 显然, 负竞比门所有限制信号级别高于正竞比门的控制信号。

(3) 信号综合 (运算) 放大。如图 2-48 中第三级电路所示, 由对正、负竞比电路讨论可知, 若正竞比电路工作, 负竞比电路不工作, B 点电位为正电平, 如 A 点 $U_A = U_{de} - 0.6V$, 因 V_3 导通, 故 $U_B = U_{de}$, 经运算放大器输出 $U_C = -\frac{R_0}{R_7} U_{de}$ (设运算放大器的其它输入为零时), 若取 $R_0 = R_7$, 则 $U_C = -U_{de}$ 。经输入电阻 $R_{14} \sim R_{17}$ 输入有关励磁系统稳定的辅助控制信号, 则视机组的励磁系统类型而异, 如励磁 (系统稳定器) 信号, 电力系统稳定器信号, 其它补偿和校正信号等。它们的综合比例可通过适当选择输入电阻数值来取得, 一般情况下其增益为 1。在运算放大器的输出端有

$$U_C = -(U_{de} + U_{aux1} + U_{aux2} + U_{aux3} + U_{aux4}) \quad (2-31)$$

式中 $U_{aux1} \sim U_{aux4}$ ——辅助控制信号。

图中 VZ_1 和 VZ_2 是对运放输出双向限幅, 当运放输出电压 $U_C \geq U_{VZ1}$ 时, VZ_1 击穿, 输出正向被限幅。同理, 当 $U_C \leq -U_{VZ2}$ 时, VZ_2 击穿, 使输出负向被限幅。

(4) 互补输出电路。如图 2-48 中最后一级电路所示, 由 VT_3 、 VT_4 、 R_{18} 和 R_{19} 组成互补推挽射极跟随器, 提高与下一级负载阻抗的匹配能力。 R_{18} 、 R_{19} 为限流电阻。射极跟随器输出的电压 U_{SM} 是下一级移相触发电路的控制电压。

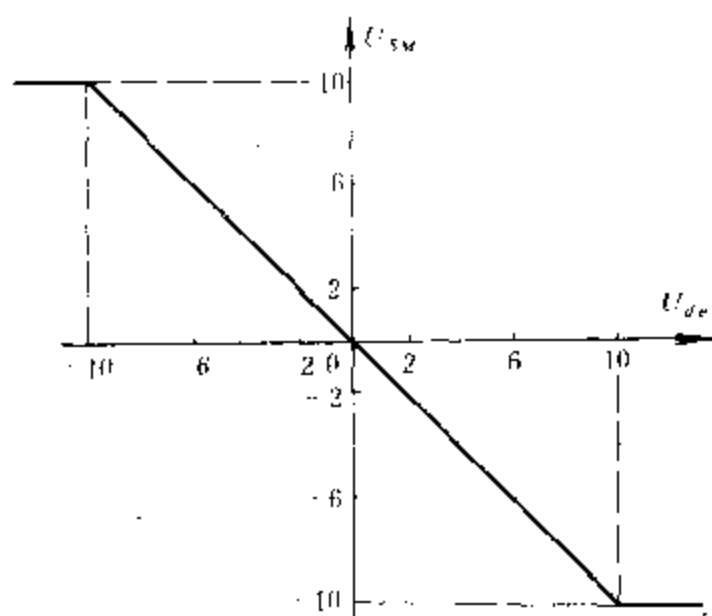


图 2-49 综合运放的输出特性

综合运放的输出特性如图 2-49 所示。

3. 移相触发单元

移相触发单元的任务是产生相位移动的触发脉冲, 用来改变整流桥中晶闸管元件的控制角, 使其输出电压随控制电压 U_{SM} 的大小而改变, 从而达到调节励磁目的。

可控整流电路要求在晶闸管每次承受正向电压的某一时刻, 向它的控制极送出触发脉冲, 才能使晶闸管导通。对应某一控制电

压各相的控制角 α 相同。晶闸管触发脉冲与主电路之间的这种相位配合关系称为同步。

对于不同接线方式的晶闸管整流电路，由于晶闸管在每个周期内导电的区间不同。因此触发电路与主电路同步的相位配合也有些不同。

三相桥式半控整流电路，由于共阳极组的整流元件是不可控的，在自然换流点换流。共阴极组的晶闸管应在其承受的相电动势为正的一段区间内触发导通。三相触发脉冲应按 $+A$ 、 $+B$ 、 $+C$ 相的顺序依次相隔 120° 发出。

三相桥式全控整流电路中，共阴极的晶闸管元件只有在阳极电位最高的一段区间内才有可能导通，触发脉冲应在这一区间内发出。与三相半控桥式整流电路一样，三相触发脉冲按 $+A$ 、 $+B$ 、 $+C$ 相的顺序依次相隔 120° 发出。共阳极的晶闸管只有在阴极电位最低的一段区间内才有可能导通，触发脉冲应在这一区间内发出。三相触发脉冲按 $-C$ 、 $-A$ 、 $-B$ 相的顺序依次相隔 120° 发出。这样六相触发脉冲应按 $+A \rightarrow -C \rightarrow +B \rightarrow -A \rightarrow +C \rightarrow -B$ 相的顺序依次相隔 60° 发出。

上述分析说明，供给移相触发单元的同步电压信号与主电路电源间应具有一定的相位关系，才能保证触发脉冲按要求的相位发出。该同步电压信号是由同步变压器获得。同步变压器的一次绕组接主电路电源，二次绕组供给触发电路作为同步电压信号。在三相桥式半控整流电路中，同步变压器二次侧接成三相星形，在三相桥式全控整流电路中采用六相双星形接法。

(1) 半导体励磁调节器对移相触发单元的要求如下。

1) 触发脉冲移相范围要符合相应可控整流电路的要求。如三相桥式全控整流电路要求移相范围是 $0^\circ \sim 180^\circ$ 。当然，对电感性负载受最小逆变角限制，移相范围要求小些。只要求 $0^\circ \sim 155^\circ$ 左右。

2) 触发脉冲须具有足够的功率（对电压、电流幅度有要求），使晶闸管元件可靠地导通。由于晶闸管元件控制极参数的分散性，所需的触发电压、电流随温度而变化。为了使选用的晶闸管元件均能可靠地导通，选择触发电路输出的电压、电流时，要留有一定的裕量，但也不应大于它的允许值。

3) 触发脉冲的上升前沿要陡，它的上升时间一般在 $10\mu\text{s}$ 左右。触发脉冲要有一定的宽度。在励磁调节器中，由于晶闸管主电路具有较大的电感负载，触发脉冲更应加宽。因为在大电感负载情况下，晶闸管的导通电流由零逐渐上升，如果电流未上升到擎住电流就消失，晶闸管又会重新关断。一般脉冲宽度应不小于 $100\mu\text{s}$ ，通常为 1ms （相当于 50Hz 正弦波的 18° ）。对三相桥式全控整流电路，要求触发脉冲宽度大于 60° 或者用双脉冲触发。

4) 触发单元与主电路应互相隔离以保证安全。

5) 在整个移相范围内应保证各相的触发脉冲控制角 α 一致，否则将使整流桥输出的电压谐波分量增加。一般各相脉冲相位偏差应小于 10° ，在三相桥式全控整流电路中相位偏差角不大于 5° 。

(2) 触发电路原理。在各种励磁调节装置中，触发器的形式是不同的，如单晶体管触发器、单稳态触发器、锯齿波移相触发器和余弦波移相触发电路等。这里介绍在励磁调节器中常用的余弦波移相触发电路。

1) 余弦波移相电路。三相桥式全控电路中输出电压 U_d 与控制角 α 的余弦成正比, 因此整流输出电压与控制电压 U_{SM} 呈非线性特性。为了使它呈线性关系, 采用余弦波作为同步信号, 使控制角 α 等于触发器输入电压与同步电压幅值 U_{sym} 之比的反余弦函数, 即 $\alpha = \arccos \frac{U_{SM}}{U_{sym}}$, 这样 U_d 就与 U_{SM} 呈线性关系。这种特性的移相触发电路称为余弦波移相触发电路。在这电路中使控制电压 u_{SM} 与同步电压 u_{sy} 叠加, 以叠加后的信号 u_Z 过零点所对应的相角为控制角 α , 即 $u_Z = u_{SM} + u_{sy}$, 当 $u_Z = 0$ 时发触发脉冲。当控制电压变化时, u_Z 的过零点位移, α 随之变化, 因而实现了移相控制。现以 +A 相触发器为例说明之。

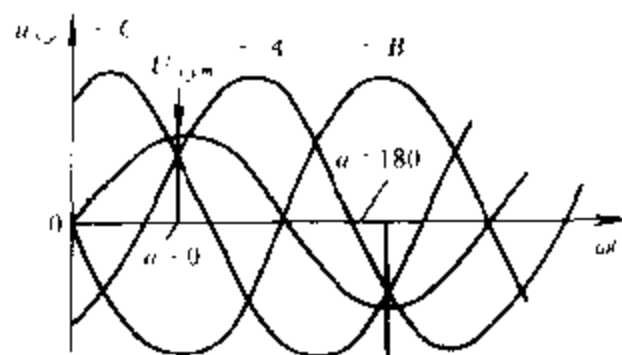


图 2-50 余弦波的移相原理

图 2-50 中, U_{sym} 为 u_{sy} 波的幅值, 当控制电压 $u_{SM} = 0$ 时, 叠加后的信号 $u_Z = u_{SM} + u_{sy}$ 过零发生在 $\alpha = 90^\circ$ 。当 $u_{SM} < 0$ 时, u_Z 过零点前移, $\alpha < 90^\circ$ 。当 $u_{SM} > 0$ 时, u_Z 过零点后移, $\alpha > 90^\circ$ 。

2) 同步电压信号形成和选配。如图 2-51 所示, 同步变压器采用 D, Y11 (5) 接线, 由三个单相变压器组成。各变压器二次绕组中间抽头形成分相, 构成触发要求的 6 个相别。各分相有两个电压: 抽头 I 表示用于触发电路电容充电的电源; 抽头 II 表示同步电压信号源。附在后面的数字表示相对正坐标轴为 0° 的角度。变压器一次侧、二次侧相量关系, 如图 2-52 (a) 所示。图中 $\dot{E}_a$ 表示整流桥 A 相交流电源。为了获得余弦波特性同步电压, 对各相需进一步移相 90° , 如图 2-51 (b) 所示, 它由滤波和移相电路组成。同步电压信号的谐波会使波形失真, 产生干扰脉冲, 直接影响触发电路正常工作, 故须经 L 、 R 滤波。再从 R 抽头

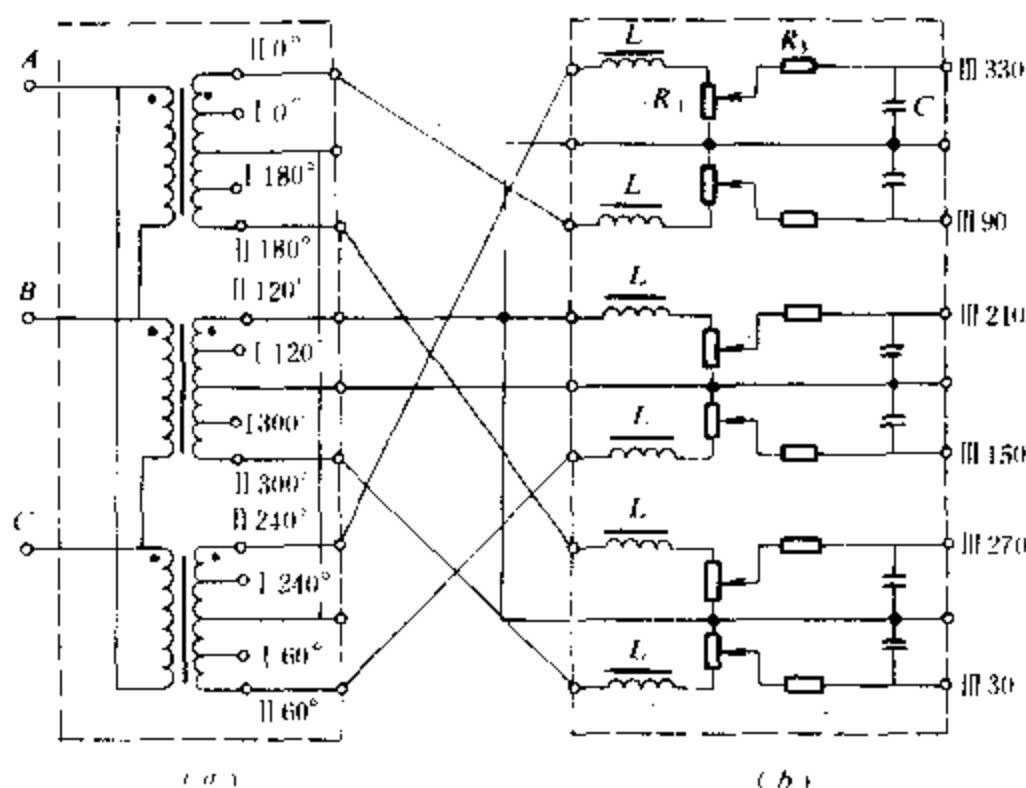


图 2-51 余弦波同步和触发信号形成电路

(a) 同步和触发变压器接线; (b) 同步信号移相接线

抽取分压 $K_a \dot{U}_{R1}$ [见图 2-52 (b)], 经移相电路 R_3 、 C 输出余弦波特性同步电压, 其输入、输出相量关系见图 2-52 (b)、(c)。同步移相输出用 $\dot{U}_{II}$ 表示。显然, $\dot{U}_{II30^\circ}$ 与 $+A$ 相晶闸管电源 $\dot{E}_a$ 重合。

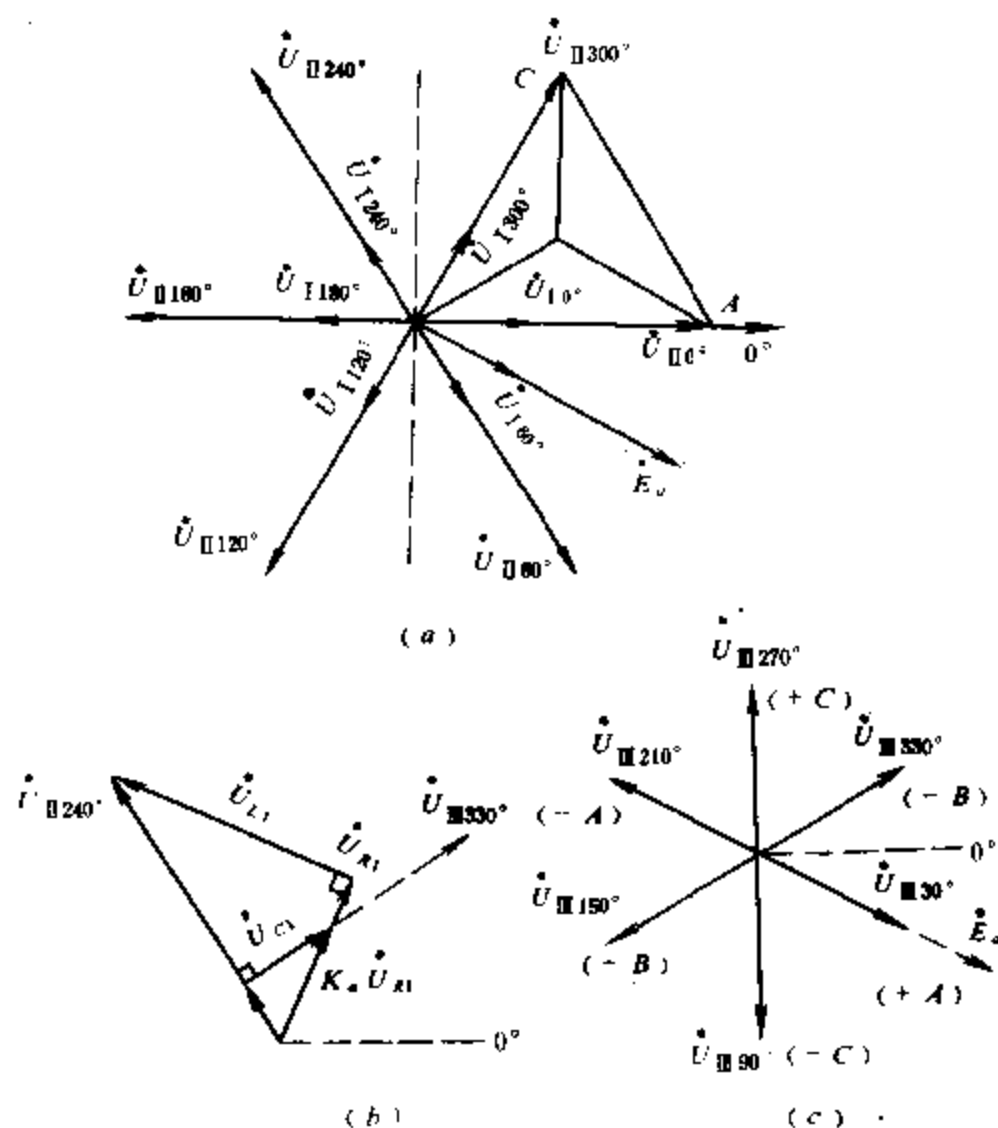


图 2-52 同步变压器一次、二次侧电压和移相输出电压相量图

(a) 同步变压器一次侧、二次侧电压相量; (b) 移相

电路相量关系; (c) 移相 90° 后相量关系

根据余弦波触发特性, 对三相桥式全控整流电路中, 6 个晶闸管对应同步电压信号 U_{sy} 的相别容易获得, 因为同步电压的 $+u_{sym}$ 瞬时是对应该相主电源的自然换相点, 所以 u_{sy} 相位应超前该相主电源波 60° 。如图 2-52 (c) 中 $\dot{U}_{II330^\circ}$ 超前 $\dot{E}_{A1}$ ($+A$ 相) 60° 。同样可得 $\dot{U}_{II90^\circ}$ 超前 $+B$ 相 60° , $\dot{U}_{II210^\circ}$ 超前 $+C$ 相 60° ……。

3) 余弦波移相触发电路实例。余弦波移相触发电路通常由信号输入、控制角限制、脉冲形成及脉冲放大等环节组成, 图 2-53 示出余弦波移相触发电路的实例。

此电路有二个输入控制信号: 交流余弦波同步电压 U_{sy} 和调节器控制电压 U_{SM} , 上述两个信号共同作用于三极管 VT_1 的基极, 控制 VT_1 由导通到截止的时刻, 从而改变输出脉冲的相位。如图 2-53 和图 2-54 (c) 所示, 假定叠加后的电压过零点在 ωt_2 时刻, 则 ωt_2 以前由于基极电位为正, VT_1 是导通的, 其集电极电位接近于零。而在 ωt_2 时间之后, 由于 u_z 变负

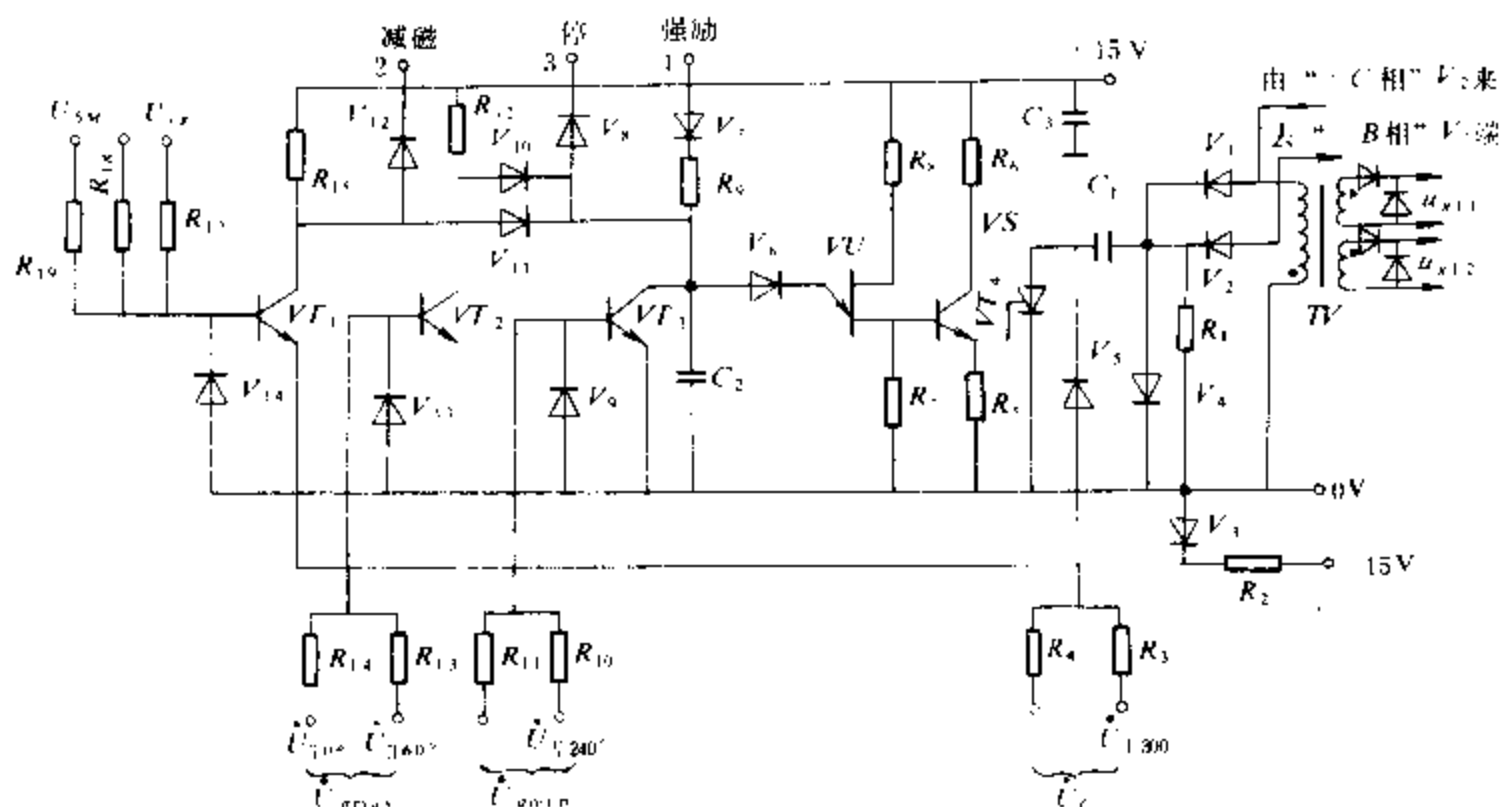


图 2-53 余弦波移相触发电路原理接线

VT_1 由导通变为截止。在 VT_1 由导通变为截止的瞬间， VT_1 集电极电位由低变高，接近工作电压 +15V（先不考虑限制信号的作用），于是电容 C_2 通过 R_{15} 、 V_{11} 形成充电回路，由于 R_{15} 、 C_2 值较小，电容 C_2 两端的电压很快达到单结晶体管 VU 的峰点电压 U_P ，（从 C_2 开始充电至达到 U_P ，这一段延迟时间对应的电角度约为 10° ），使 VU 导通， C_2 对 R_7 放电形成窄的尖脉冲，此脉冲电压经三极管 VT_4 射极跟随，向晶闸管 VS 发出触发脉冲。在晶闸管 VS 被触发前，电容 C_1 已提前充好电，其充电电源取超前同步电压 $30^\circ \sim 60^\circ$ 的电压。例如，对于 +A 相晶闸管，同步信号为 -30° ，充电电压为 -60° ，其波形图如图 2-54 (c)、(e) 所示。当晶闸管 VS 导通时，电容 C_1 通过 V_1 向脉冲变压器 TV 的一次绕组放电，于是 TV 二次侧输出触发脉冲。

图 2-53 所示余弦波移相触发电路有双脉冲功能，每相触发电路同时送出两个脉冲，分别给共阴极组和共阳极组中的一个晶闸管。双脉冲形成是通过 V_1 和 V_2 实现。“+A”相发出主脉冲 u_{g1} 时， C_1 放电通过 V_2 向“-B”相触发电路的脉冲变压器一次绕组放电。因此“-B”相晶闸管得到从脉冲 u_{g6} 。同理，“-C”相触发电路发生脉冲 u_{g2} 时，“+A”相的脉冲变压器一次绕组亦与“-C”相的电容 C_1 构成放电回路，获得从脉冲 u_{g1} 。

当控制电压 U_{SM} 变化时， U_{SM} 与同步电压 U_{iy} 叠加后的电压 U_z 过零点改变，因而改变了 VT_1 由导通到截止的时刻，从而改变了触发脉冲的相位。

当考虑控制角限制电路后，电容器 C_2 是否具备充电条件，不仅取决于三极管 VT_1 由导通变为截止，而且取决于 VT_2 、 VT_3 的状态，而它们的状态是受控制角限制电压 U_{amin} 和 U_{amax} 控制的。在 ωt_1 时刻以前，最小控制角限制电压 U_{amin} 为正，此电压经 R_{10} 加在 VT_3 的基极，使 VT_3 导通，电容 C_2 被三极管 VT_3 短接而不能充电（即使 VT_1 截止，电容 C_2 也不能充电）。只有在 $\omega t > \omega t_1$ 时，电容 C_2 才有可能充电，可见最小控制角 α_{min} 受 U_{amin} 限制。对于触发 +A 相晶闸管的触发电路，其波形如图 2-54 (f) 所示。最小控制角限制电压的相位为 240° ，计及

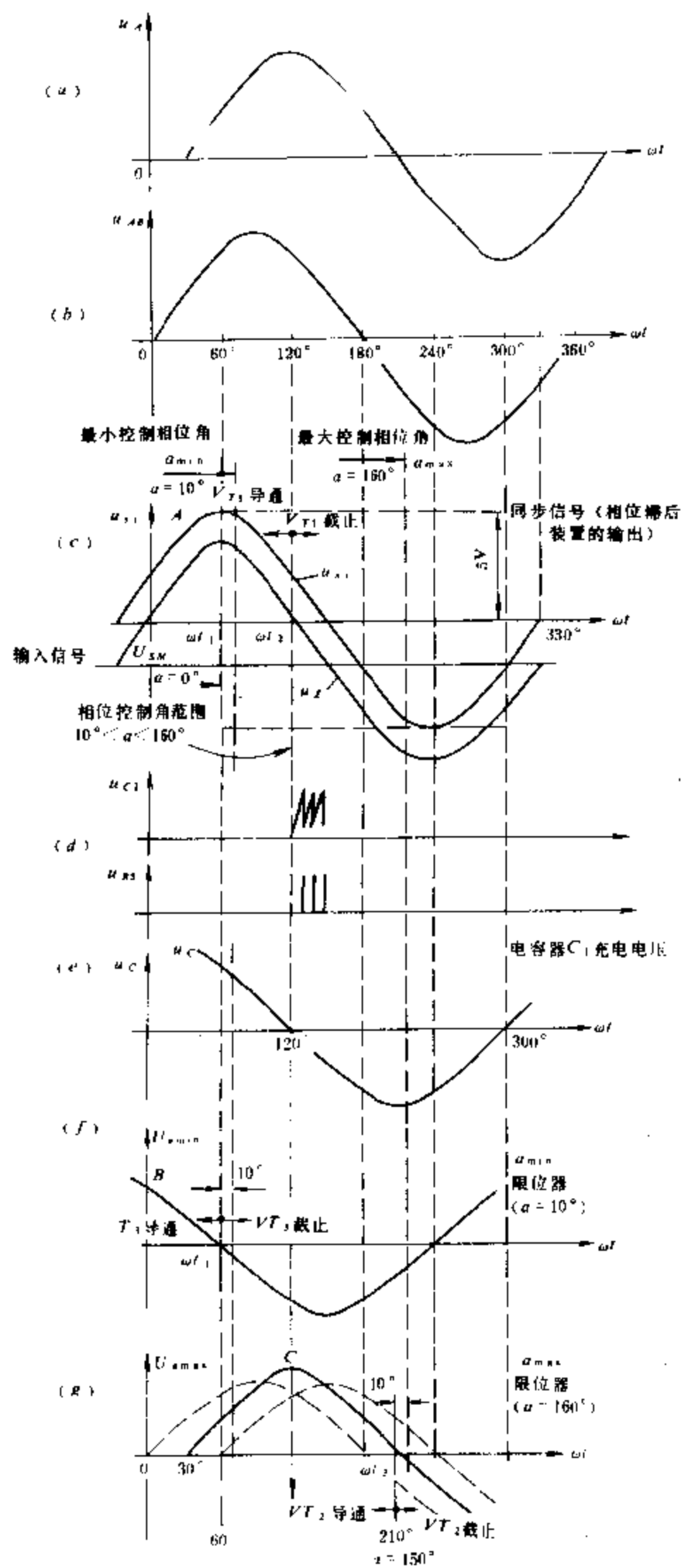


图 2-54 触发电路的移相范围及其与主电路电压的关系

电路充电延时, 最小控制角 $\alpha_{\min} = 10^\circ$ 。

最大控制角 $\alpha_{\max}$ 限制, 其原理与最小控制角 $\alpha_{\min}$ 限制一样, 由 VT_2 基极引入最大控制角限制电压 $U_{\max}$, 在 ωt_3 [图 2-54 (g)] 时刻, 最大控制角限制电压由正变负, 三极管 VT_2 由导通变为截止, 其集电极电位由低变高。电容 C_2 经 R_{12} 、 V_{12} 充电, u_{C2} 达到 VU 峰点电压时, VU 导通发出脉冲触发晶闸管。当输入电压 U_{SM} 使三极管 VT_1 在 ωt_2 时刻前持续导通, 最大控制角限制电压 $u_{\max}$ 通过三极管 VT_2 使触发电路在 ωt_3 时刻发出触发脉冲, 即使在 $\omega t > \omega t_3$ 时, U_{SM} 与 U_{sy} 有交点也失去触发作用。因为在 ωt_3 时晶闸管已处于触发导通状态。可见最大控制角 $\alpha_{\max}$ 受 $U_{\max}$ 的限制。对于触发 +A 相晶闸管的触发电路, 最大控制角限制电压由二个电压合成, 它们的相位分别为 0° 和 60° , 如图 2-54 (g) 中虚线所示。当 $R_{13} = R_{14}$ 时, VT_2 基极的合成电压波形如图 2-54 (g) 中 c 所示, 此电压使 VT_2 管在 $\alpha = 150^\circ$ 时由导通转截止, 计及电容器 C_2 充电时间 $\alpha_{\max} = 160^\circ$ 。

综上所述, $\alpha_{\min}$ 和 $\alpha_{\max}$ 受 $U_{\min}$ 和 $U_{\max}$ 限制, 而在 $\omega t_1 < \omega t < \omega t_3$ 之间, 触发脉冲受控制电压 U_{SM} 和余弦同步电压 U_{sy} 叠加后的电压 U_z 过零点控制。因此, 功率单元中晶闸管的控制角 α 只可能在 $\alpha_{\min}$ 与 $\alpha_{\max}$ 之间变化。

4) 可控整流电路的输入-输出特性。余弦波移相触发电路向三相桥式全控整流电路提供触发脉冲。现讨论此整流电路的输入-输出特性。

图 2-53 所示余弦波触发电路输入电压 U_{SM} 与控制角 α 具有下述关系

$$\alpha = \arccos \frac{U_{SM}}{U_{sym}} \quad (2-32)$$

将 (2-32) 式代入 (2-23) 式整理后可得

$$U_d = U_{AVR} = \frac{1.35E_l}{1 + \frac{3}{\pi} \frac{X_K}{R}} \cdot \frac{U_{SM}}{U_{sym}} \quad (2-33)$$

式中 R ——三相桥式全控整流电路直流侧负载电阻。

(2-33) 式说明整流电路的输入量与输出量之间呈线性关系, 其特性如图 2-55 所示。图中实线表示整流器特性, 虚线表示逆变器特性。

四、励磁调节器静态工作特性

1. 静态工作特性的合成

我们已经分析了励磁调节器各单元的工作原理, 并得到了它们的工作特性, 将这些单元的特性进行合成, 就不难得到整个励磁调节器的工作特性。

励磁调节器的简化框图如图 2-56 所示, 图中 K_1 、 K_2 、 K_3 、 K_4 分别表示各单元的增益, 其间输入量、输出量的符号如图中所示。

测量单元的工作特性示于图 2-57 (a), 它的输出电压 U_d 和发电机电压 U_G 之间的关系为

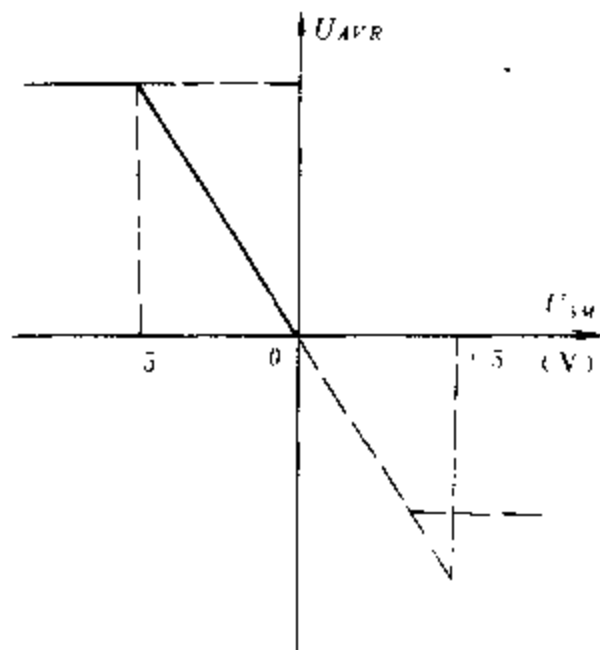


图 2-55 可控整流电路输入-输出特性

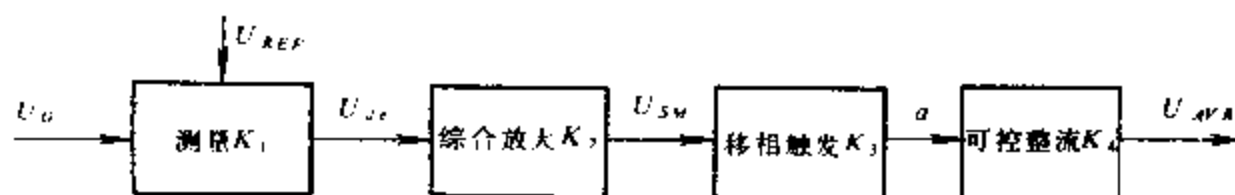


图 2-56 励磁调节器简化框图

$$U_{de} = K_1(U_G - U_{REF}) \quad (2-34)$$

式中 K_1 ——测量单元的放大倍数；

U_{REF} ——发电机电压的整定值。

放大单元是线性元件，在其工作范围内有

$$U_{SM} = K_2 U_{de} \quad (2-35)$$

式中 K_2 ——放大单元的放大系数。

放大单元的特性示于图 2-57 (b)。

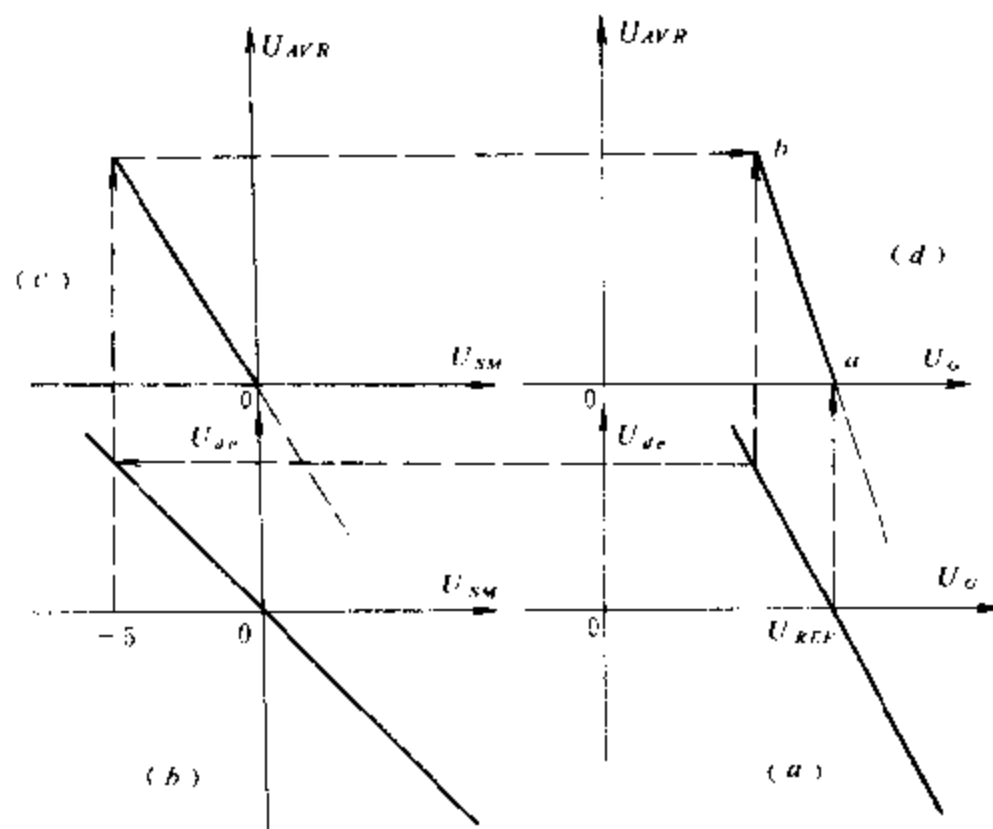


图 2-57 调节器的静态工作特性

采用余弦波触发器的三相桥式全控整流电路具有线性特性，因此

$$U_{AVR} = K_3 K_4 U_{SM}$$

图 2-57 (c) 是其输入-输出特性；将它与测量比较单元、综合放大单元特性相配合，就可方便地求出励磁调节器的静态工作特性。

在图 2-57 中表示了调节器静态工作特性的组合过程。由图 2-57 (d) 可见，在励磁调节器工作范围内： U_G 升高， U_{AVR} 急剧减小； U_G 降低， U_{AVR} 就急剧增加。其中线段 ab 为励磁调节器的工作区，工作区 ab 内发电机电压变化极小，可达到维持发电机端电压水平的目的。

图 2-57 (a) 所示的测量单元工作特性对应于励磁调节器的电压整定为某一定值, 当整定电位器滑动端移向负电源时, 特性曲线将右移, 如图 2-46 所示。反之, 特性曲线将左移。因此, 调节器的静态工作特性曲线将随给定值的变化而移动。

励磁调节器的特性曲线在工作区内的陡度, 是调节器性能的主要指标之一, 即

$$K = \frac{\Delta U_{AVR}}{U_G - U_{REF}}$$

式中 K ——调节器的放大倍数。

调节器放大系数 K 与组成调节器的各单元增益的关系为

$$K = \frac{\Delta U_{AVR}}{U_G - U_{REF}} = \frac{\Delta U_{de}}{U_G - U_{REF}} \cdot \frac{\Delta U_{SM}}{\Delta U_{de}} \cdot \frac{\Delta \alpha}{\Delta U_{SM}} \cdot \frac{\Delta U_{AVR}}{\Delta \alpha} = K_1 K_2 K_3 K_4 \quad (2-36)$$

可见, 励磁调节器总的放大倍数等于各组成单元放大倍数的乘积。

2. 发电机励磁控制系统静态特性

发电机励磁自动控制系统是由励磁系统和被控对象发电机组成, 励磁系统种类很多, 现以图 2-58 所示的他励交流励磁机系统为例, 说明励磁控制系统调节特性的形成。

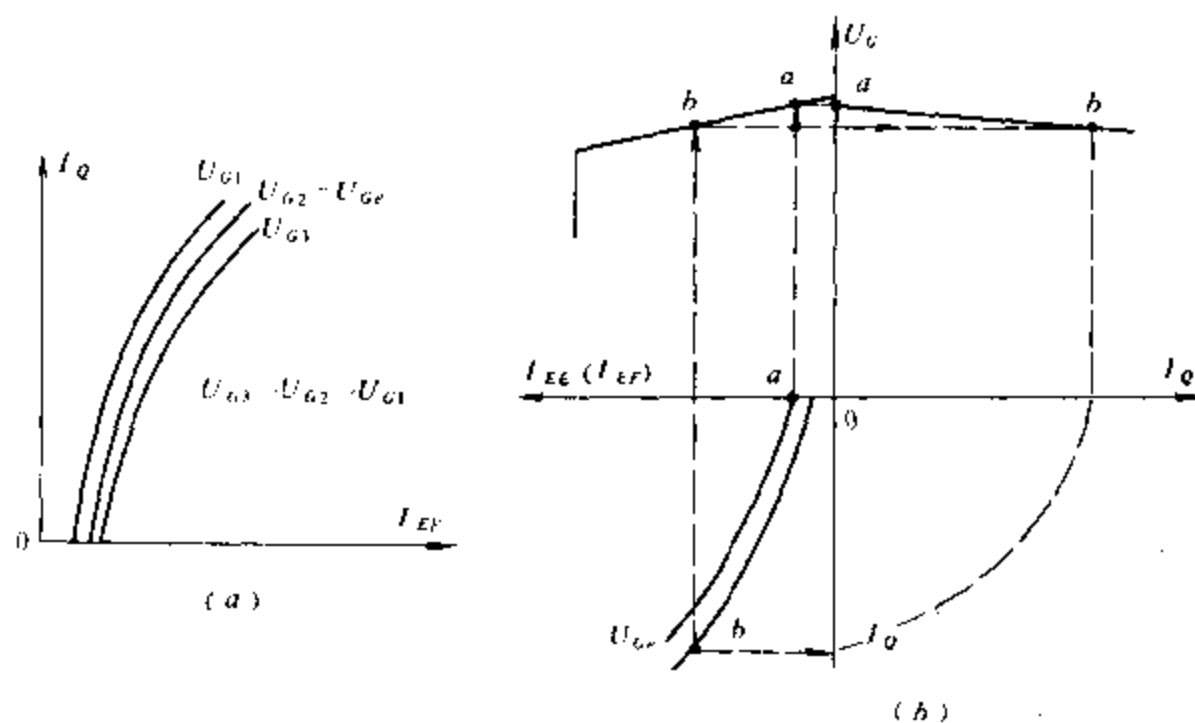


图 2-58 发电机无功调节特性的形成

(a) 发电机的 $I_{EF} = f(I_Q)$; (b) 发电机调节特性

发电机的调节特性是发电机转子电流 I_{EF} 与无功负荷电流 I_Q 的关系。由于在励磁调节器作用下, 发电机电压仅在额定值附近变化, 因此图 2-58 (a) 仅表示发电机额定电压附近的调节特性。励磁机的工作特性在一般情况下是接近线性的, 即励磁机定子电流和励磁机的励磁电流 I_{EE} 之间近似呈线性关系。这样, 发电机转子电流就可直接用励磁机励磁电流 I_{EE} 表示。图 2-58 (b) 是利用作图法作出的发电机无功调节特性曲线 $U_G = f(I_Q)$, 图上用虚线示出工作段 a 、 b 两点的作图过程。

$U_G = f(I_Q)$ 曲线说明, 发电机带自动励磁调节器后, 无功电流 I_Q 变动时, 电压 U_G 基本维持不变。调节特性稍向下倾, 下倾的程度表征了发电机励磁控制系统运行特性的一个重要参数——调差系数。

调差系数用 δ 表示, 其定义为

$$\delta = \frac{U_{G1} - U_{G2}}{U_{Ge}} = U_{G1*} - U_{G2*} = \Delta U_{G*} \quad (2-37)$$

式中 U_{Ge} ——发电机额定电压;

U_{G1} 、 U_{G2} ——分别为空载运行和带额定无功电流时的发电机电压(见图 2-59), 一般取 $U_{G2} = U_{Ge}$ 。

调差系数 δ 也可用百分数表示, 即

$$\delta\% = \frac{U_{G1} - U_{G2}}{U_{Ge}} \times 100$$

由 (2-37) 式可见, 调差系数 δ 表示无功电流从零增加到额定值时, 发电机电压的相对变化。调差系数越小, 无功电流变化时发电机电压变化越小。所以调差系数 δ 表征了励磁控制系统维持发电机电压的能力。

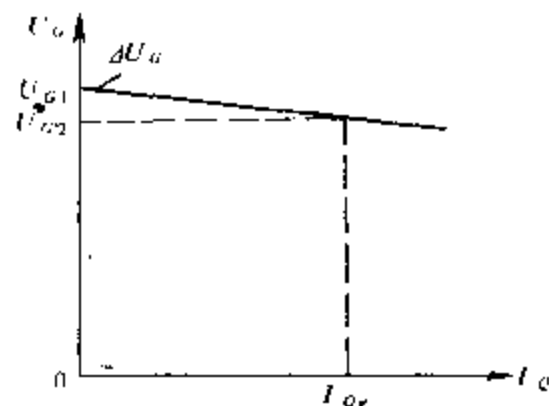


图 2-59 无功调节特性

由于同步发电机在电网运行中情况各异, 对无功调节提出了不同的要求, 因此在励磁调节器中设置了调差单元, 可设定不同的调差系数。

对于按电压偏差进行比例调节的励磁控制系统, 当调差单元退出工作时, 其固有的无功调节特性也是下倾的, 称为自然调差系数, 用 δ_0 表示。其值随控制系统放大倍数的增大而减小。

3. 励磁调节器静态特性的调整

(1) 对静态特性的要求。对励磁调节器特性进行调整, 主要是为了满足运行方面的要求, 这些要求是: ①发电机投入和退出运行时, 能平稳地改变无功负荷, 不致发生无功功率的冲击; ②保证并联运行的发电机组间无功功率的合理分配。

为此在励磁调节器中设置了电压整定及调差单元。在公共母线上并联运行的发电机组间无功功率的分配, 主要取决于各台电机的无功调节特性。而无功调节特性是用调差系数 δ 来表征的。

图 2-60 为发电机调节特性的三种类型。由 (2-37) 式可知, $\delta > 0$ 为正调差系数, 其调节特性下倾, 即发电机端电压随无功电流增大而降低。 $\delta < 0$ 为负调差系数, 调差特性上翘, 发电机端电压随无功电流增大而上升。 $\delta = 0$ 称为无差特性, 这时发电机电压恒为定值。

(2) 调差单元工作原理。调差单元的接线按引用电流信号的相数可分为单相、两相和三相三种方式。现以三相式, 单相式调差单元为例, 简述其基本原理。

1) 三相式调差单元。三相式调差单元原理接线如图 2-61 所示。它由隔离电流互感器和接在其二次侧的同轴可变电阻组成。电阻元件与电压互感器的二次输出串接, 其接线方式使输出电压幅值只反映电流的无功分量。

现设 A、B、C 相电压分别与 BC、CA、AB 线电流在电阻上产生的电压降合成, 即 $\dot{U}'_A = \dot{U}_A - \dot{I}_{BC}R_A$, $\dot{U}'_B = \dot{U}_B - \dot{I}_{CA}R_B$, $\dot{U}'_C = \dot{U}_C - \dot{I}_{AB}R_C$ 。

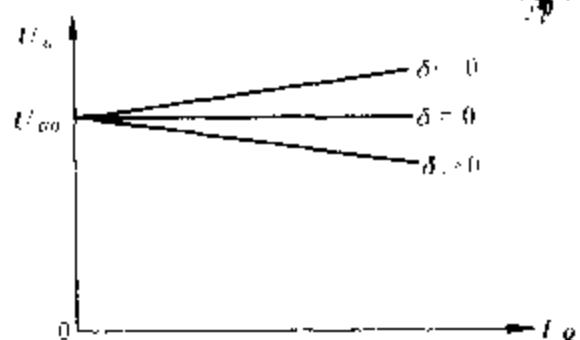


图 2-60 发电机调节特性

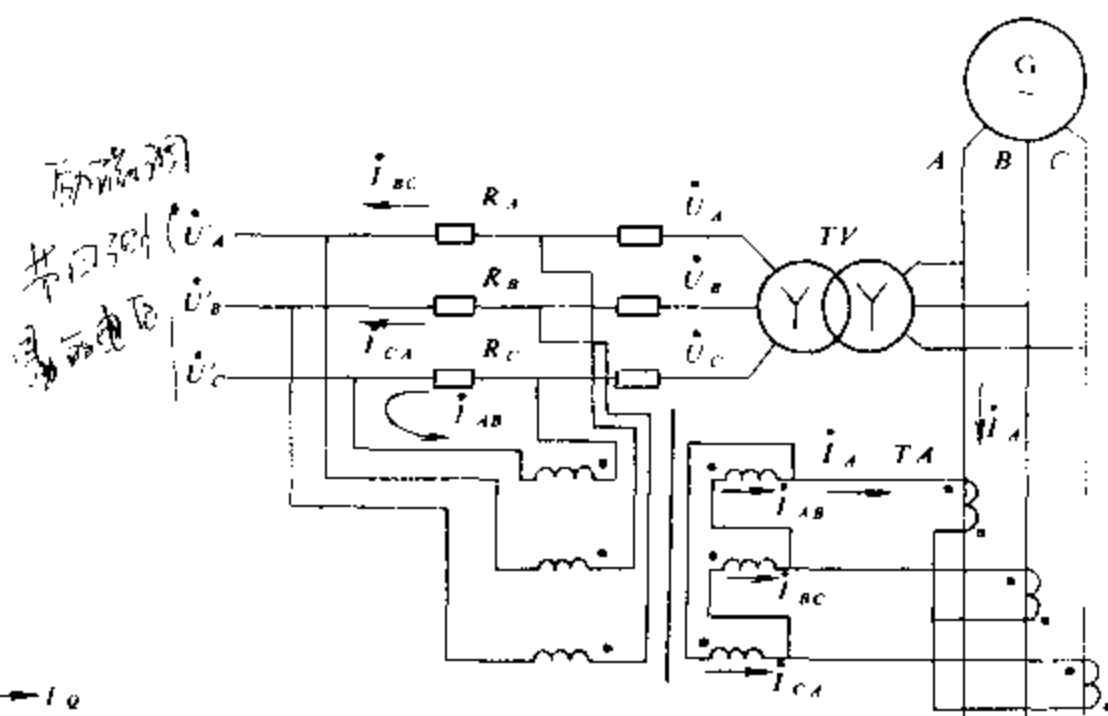


图 2-61 三相式调差单元的原理接线

电压互感器二次侧电压分别为 $\dot{U}_A$ 、 $\dot{U}_B$ 、 $\dot{U}_C$ ，当 $\cos\varphi=1$ 时，用作图法可求得 $\dot{U}'_A$ 、 $\dot{U}'_B$ 、 $\dot{U}'_C$ ，它们仍是一个等边三角形，如图 2-62 所示。由于电阻上的压降仅为额定电压的 5% 左右，所以移位后的电压三角形的线电压和原来的线电压相差无几。调节器所测量到的电压基本上和有功电流无关。

当功率因数 $\cos\varphi=0$ 时，调差单元的电压相量如图 2-63 所示。

此时加于测量单元的三相电压 $\dot{U}'_A$ 、 $\dot{U}'_B$ 、 $\dot{U}'_C$ 仍为一等边三角形，测量到的电压幅值和 无功电流有关。调差单元输出的电压与无功电流成正比。

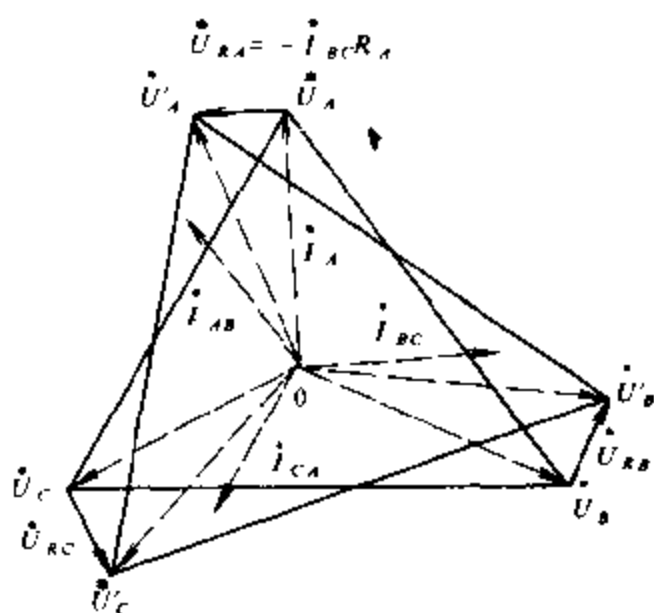


图 2-62 $\cos\varphi=1$ 时的调差单元相量图

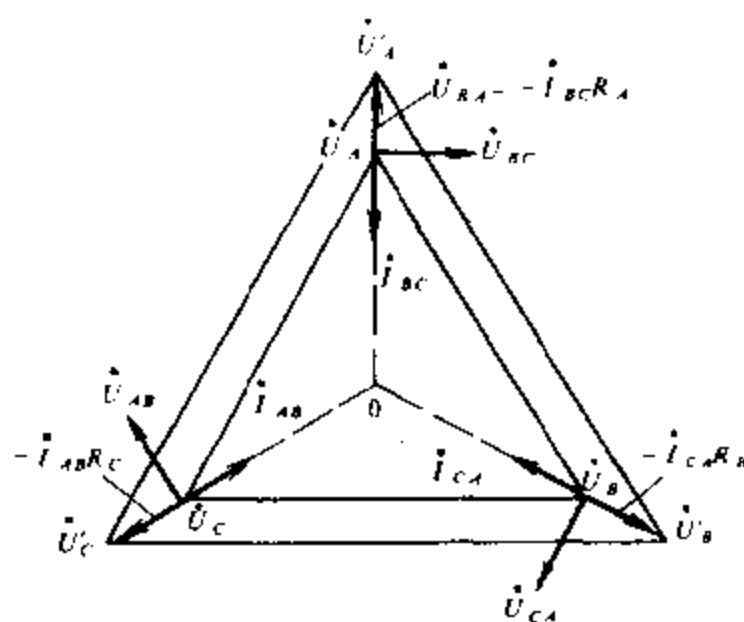


图 2-63 $\cos\varphi=0$ 时的调差单元相量图

在一般情况下，发电机电流可分解为有功电流和无功电流两个分量。同样可运用上面的分析得到调差单元的相量图，如图 2-64 所示。

2) 单相式调差单元。单相式调差单元原理接线图如图 2-65 所示。它由按 V 型接法的

两个电压互感器 TV_1 、 TV_2 和一个电流-电压转换器 T_{IV} 以及两个变压器 T_1 、 T_2 组成。单相式调差单元的特点是只取用一相发电机电流，可少用昂贵的高压电流互感器。

发电机 B 相电流 $\dot{I}_B$ 经 TA 输入 T_{IV} 。 T_{IV} 是由电阻 R_1 、 R_2 和电感 L 串联组成，电阻 R_1 上压降 $\dot{U}_1$ 引到 T_1 的一次侧，电阻 R_2 和电感 L 上压降 $\dot{U}_3$ 引到 T_2 的一次侧。适当选择参数使 $\dot{U}_1$ 和 $\dot{U}_3$ 的幅值相等，而 $\dot{U}_3$ 超前 $\dot{U}_1$ 相位 60° 。在 T_1 、 T_2 二次侧电压 $K\dot{U}_1$ 、 $K\dot{U}_3$ 与一次侧电压相位相同，它们分别与 TV_1 、 TV_2 二次侧的 C 相和 B 相电压串联，相量合成后获得经补偿的三相电压 $\dot{U}_{a'b'}$ 、 $\dot{U}_{b'c'}$ 、 $\dot{U}_{c'a'}$ ，作为发电机端电压信号输入电压侧量比较环节。

根据图 2-65 所示接线，经电流补偿后的发电机电压为

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_{a'b'} &= \dot{U}_{ab} + K\dot{U}_3 \\ \dot{U}_{c'a'} &= \dot{U}_{ca} - K\dot{U}_1 \end{aligned} \right\} \quad (2-38)$$

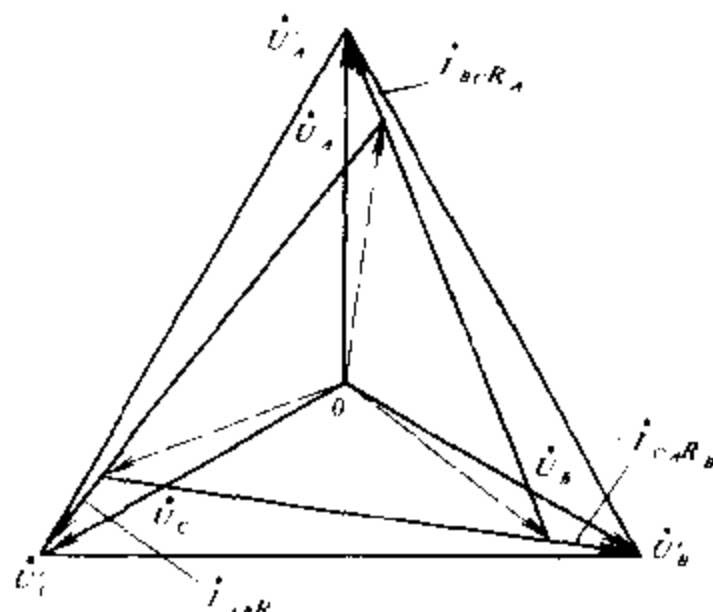


图 2-64 一般情况下发电机调差单元相量图

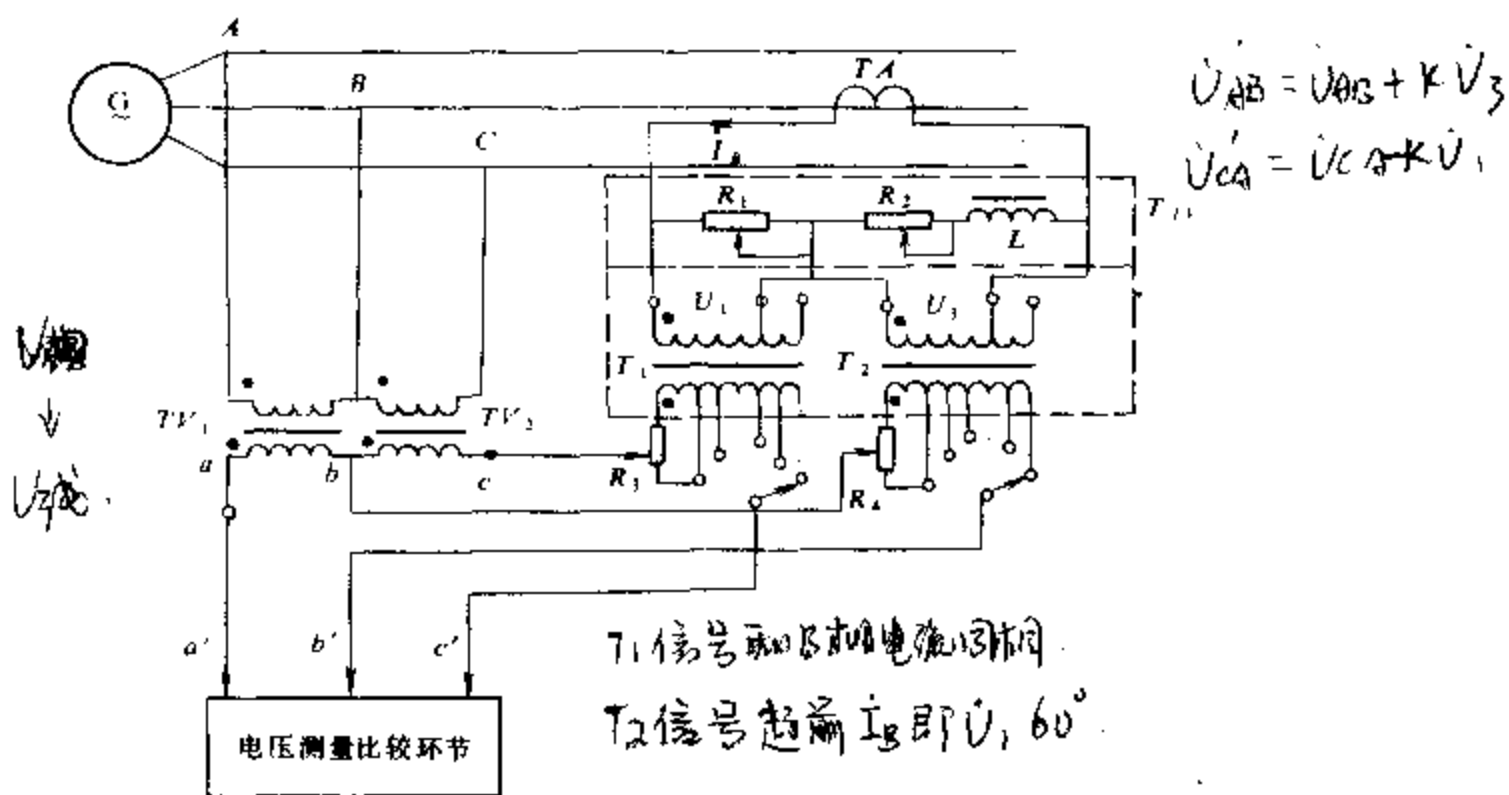


图 2-65 单相式调差单元原理接线（负调差）

分析发电机功率因数变化时，补偿后发电机端电压的相位变化。若 $\cos\varphi=1$ 时，如图 2-66 (a) 所示，由于实际补偿电压在 8% 以内（图中为清楚起见， $K\dot{U}_1$ 、 $K\dot{U}_3$ 未按比例画），因此经补偿后的 $\Delta a'b'c'$ 近似与 Δabc 相等，可见调差回路对有功电流分量不敏感。图 2-66

(b) 是 $\cos\varphi=0$ (滞后) 时补偿相量图, 由于补偿电压 $K\dot{U}_3$ 、 $K\dot{U}_1$ 分别与 $\dot{U}_{ab}$ 、 $\dot{U}_{ca}$ 形成相减, 使补偿后等边三角形 ($\triangle a'b'c'$) 明显减小, 相当于电压偏差单元测得发电机电压降低 (实际发电机电压并未降低)。在这个感受电压作用下, AVR 增加励磁电流, 发电机电压升高, 形成负调差特性。若将 T_1 和 T_2 变压器极性对换, 则随发电机无功电流增加形成的三角形 ($\triangle a'b'c'$) 增大, 从而获得正调差特性。因此, 调差电路输出电压对发电机无功电流分量反映敏感。图 2-65 中 T_1 、 T_2 的分接头可改变调差系数的大小。

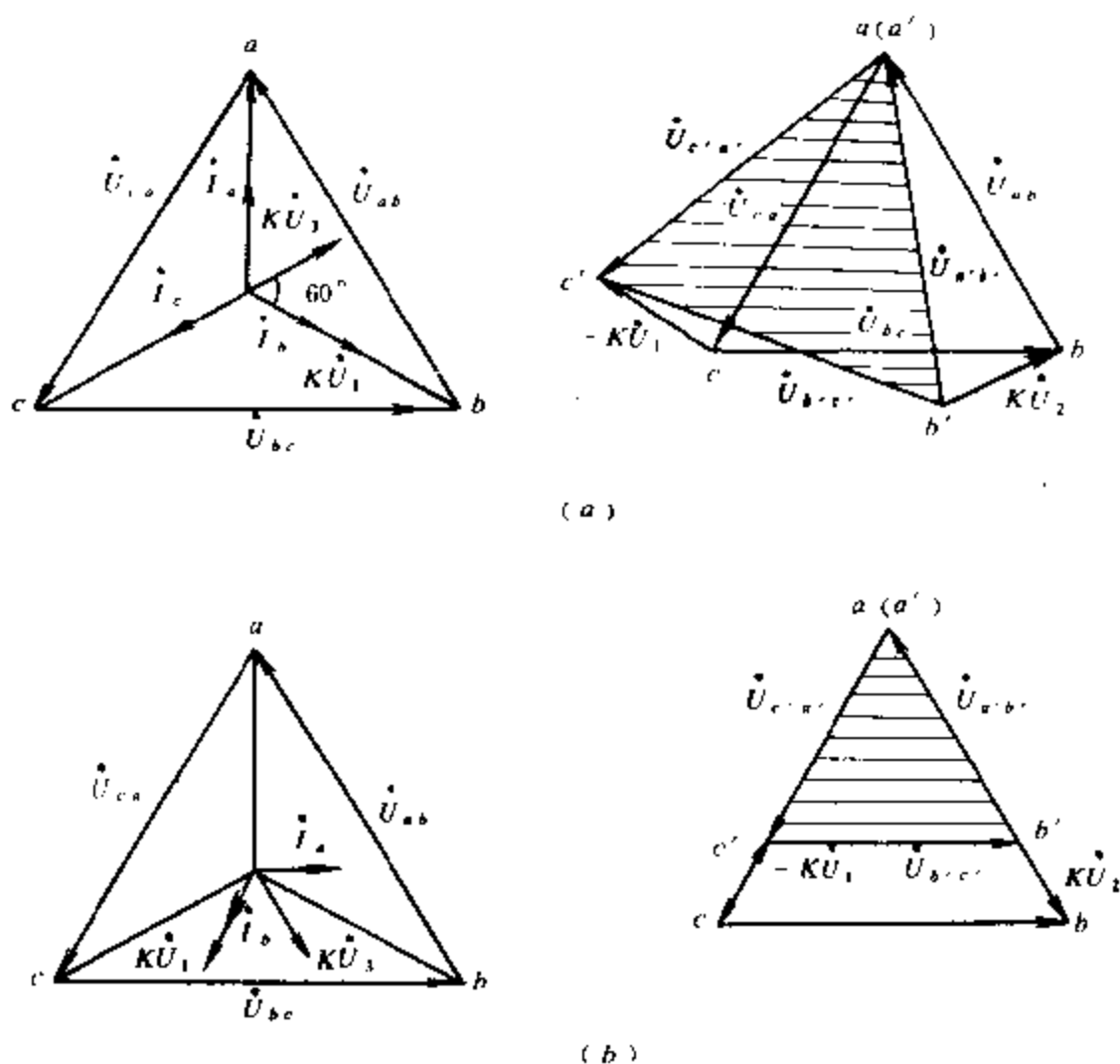


图 2-66 单相式调差补偿相量图

(a) $\cos\varphi=1$; (b) $\cos\varphi=0$ (滞后)

(3) 调差单元特性。综上所述, 调差装置中输入、输出量之间有如下关系

$$U_G = U_G \pm KU_{RL} \quad (2-39)$$

式中 U_G ——调节器测量单元感受电压, 即 (2-38) 式中 $U_{a'b'}$;

KU_{RL} ——调差装置输出电压中与无功电流同相的分量。

由于按偏差调节的励磁调节器不能维持 U_G 为定值, 其特性曲线是向下倾斜的, 通常用自然调差系数 δ_0 来描述它的调节特性。计及自然调差特性后调差单元对发电机无功调节特性的影响如图 2-67 所示。图中直线 1 为励磁调节器固有的调节特性即自然调差系数 δ_0 , KU_{RL} 反映调差单元输出电压对调节特性的影响, 它与特性 1 综合后形成直线 2 所示的正调差特性。

如改变电流的方向, 由 (2-39) 式可知, 将得到直线 3 所示的负调差特性。

4. 发电机调节特性的平移

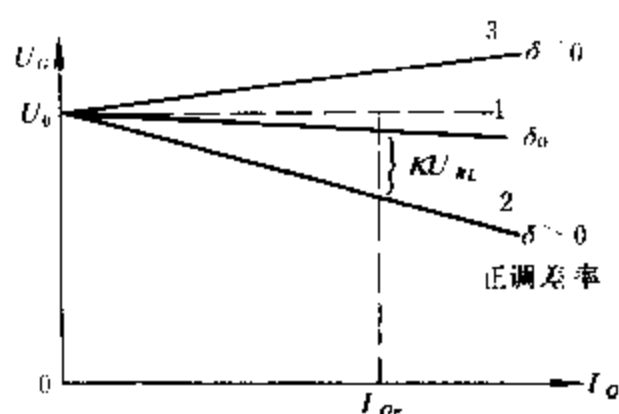


图 2-67 接入调差装置后的
发电机调节特性

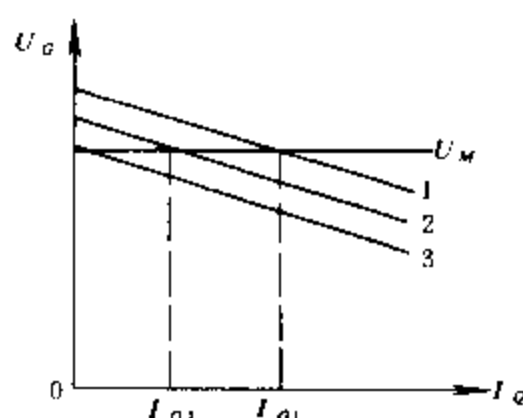


图 2-68 调节特性的平移
与机组无功功率的关系

发电机投入或退出电网运行时，要求能平稳地转移负荷，不要引起对电网的冲击。

假设某一台发电机带有励磁调节器，与无限大母线并联运行。由图 2-68 可见，发电机无功电流从 I_{Q1} 减小到 I_{Q2} ，只需要将调节特性由 1 平移到 2 的位置。如果调节特性继续向下移动到 3 的位置时，则它的无功电流将减小到零，这样机组就可退出运行，不会发生无功功率的突变。

同理，发电机投入运行时，只要令它的调节特性处于 3 的位置，待机组并入电网后再进行向上移动特性的操作，使无功电流逐渐增加到运行要求值。

移动发电机调节特性的操作是通过改变励磁调节器的整定值来实现的。

图 2-57 表示了调节器工作特性的合成过程。由图可见，当整定单元的整定值增加时，调节器的测量特性将向右移，所对应的调节器工作特性也将右移。与此相对应在图 2-58 (b) 中，当整定单元的整定值增加时，调节器输出特性 $I_{EF} = f(U_G)$ 曲线平行上移，发电机无功调节特性也随之上移。反之，整定值减小，无功调节特性平行下移。因此，现场运行人员只要调节机组的励磁调节器中的整定电位器就可控制无功调节特性上下移动，实现了无功功率的转移。

五、自动励磁调节器中的辅助控制

随着电力系统的发展，发电机容量不断增大。大容量发电机组对励磁控制提出了更高的要求，例如，在超高压电力系统中输电线的电压等级很高，此时输电线的电容电流也相应增加。因此，当线路输送功率较小时，线路的容性电流引起的剩余无功功率使系统电压上升，以致超过允许的电压范围。使发电机进相运行吸收剩余无功功率是一个比较经济的办法，但发电机进相运行时，容许吸收的无功功率和发出的有功功率有关，此时发电机最小励磁电流值应限制在发电机静态稳定极限及发电机定子端部发热允许的范围内。为此，在自动励磁调节器中设置了最小励磁限制。又如，对大容量发电机组由于系统稳定的要求，励磁系统应具有高起始响应特性，这对于带有交流励磁机的无刷励磁系统而言，必须采取相应措施才能达到高起始响应特性。这些措施之一是提高晶闸管整流装置电压，使发电机励磁顶值电压大大超过其允许值。励磁电流过大，超过规定的强励电流会危及发电机的安全。为此，在调节器中必须设置瞬时电流限制器以限制强励顶值电流。对励磁调节器这些新功

能的要求，由调节器的辅助控制完成。

辅助控制与励磁调节器正常情况下的自动控制的区别是，辅助控制不参与正常情况下的自动控制，仅在发生非正常运行工况，需要励磁调节器具有某些特有的限制功能时，通过信号综合放大电路中的竞比电路闭锁正常的电压控制使相应的限制器起控制作用。

励磁调节器中的辅助控制对提高励磁系统的响应速度、提高电力系统稳定及保护发电机、变压器、励磁机等的安全运行有极重要的作用。下面将对自动励磁调节器中常用的几种励磁限制功能作一些简述。

(一) 最小励磁限制

发电机欠励磁运行时，发电机吸收系统的无功功率，这种运行状态称进相运行。发电机进相运行受静态稳定极限的限制，这里以图 2-5 所示单机-无限大系统为例来讨论这个问题。

在图 2-5 中发电机输出功率为

$$P_G = U_G I_G \cos(\psi - \delta_G) = U_G I_G (\cos\psi \cos\delta_G + \sin\psi \sin\delta_G) \quad (2-40)$$

$$Q_G = U_G I_G \sin(\psi - \delta_G) = U_G I_G (\sin\psi \cos\delta_G - \cos\psi \sin\delta_G) \quad (2-41)$$

因为 $I_G \sin\psi = I_d = (U_G \cos\delta_G - U \cos\delta) / X_e$

且 $I_G \cos\psi = I_q = U_G \sin\delta_G / X_d$

把此关系代入 (2-40) 式和 (2-41) 式中，经整理可以得到

$$P_G = \frac{U_G^2}{2} \left(\frac{1}{X_e} + \frac{1}{X_d} \right) \sin 2\delta_G - \frac{U_G U}{X_e} \cos\delta \sin\delta_G \quad (2-42)$$

$$Q_G = \frac{U_G^2}{2} \left(\frac{1}{X_e} - \frac{1}{X_d} \right) + \frac{U_G^2}{2} \left(\frac{1}{X_e} + \frac{1}{X_d} \right) \cos 2\delta_G - \frac{U_G U}{X_e} \cos\delta \cos\delta_G \quad (2-43)$$

由 (2-42) 式和 (2-43) 式可知， P_G 、 Q_G 是 δ 和 δ_G 的函数。将静态稳定极限时 $\delta = 90^\circ$ ，代入该两式，可得

$$\left. \begin{aligned} P_m &= \frac{U_G^2}{2} \left(\frac{1}{X_e} + \frac{1}{X_d} \right) \sin 2\delta_G \\ Q_m &= \frac{U_G^2}{2} \left(\frac{1}{X_e} - \frac{1}{X_d} \right) + \frac{U_G^2}{2} \left(\frac{1}{X_e} + \frac{1}{X_d} \right) \cos 2\delta_G \end{aligned} \right\} \quad (2-44)$$

将上式消去 δ_G ，得

$$P_m^2 + \left[Q_m - \frac{U_G^2}{2} \left(\frac{1}{X_e} - \frac{1}{X_d} \right) \right]^2 = \left[\frac{U_G^2}{2} \left(\frac{1}{X_e} + \frac{1}{X_d} \right) \right]^2 \quad (2-45)$$

(2-45) 式表示在静态稳定极限情况下，有功功率极限 P_m 和无功功率极限 Q_m 之间的函数关系，发电机进相运行必须满足静稳定条件。由 (2-45) 式可知， P_m 和 Q_m 关系是圆轨迹方程。

此圆圆心在 Q 轴上，即 $\left[0, \frac{U_G^2}{2} \left(\frac{1}{X_e} - \frac{1}{X_d} \right) \right]$ ，半径 $R = \frac{U_G^2}{2} \left(\frac{1}{X_e} + \frac{1}{X_d} \right)$ ，如图 2-69 所示曲线 M 。凡曲线 M 上的各点坐标都是静态稳定功率极限 (P_m, Q_m) ，且满足 (2-45) 式。 M 曲线外侧的阴影区属不稳定区，而圆内任意点属稳定区。

发电机进相运行要考虑的第二个限制条件是发电机定子端部发热在允许范围内。发电机由滞相转进相运行时，转子电流减少，吸收无功增加，使定子端部合成磁通越来越大，造

成端部发热。第二个限制条件也可以根据机组设计试验数据或端部漏磁温升试验结果,作出功率圆图如图 2-69 中虚线 N 所示。实际运行中还必须计及静稳定储备及一些无法确定的因素,因此励磁调节器中最小励磁限制曲线如图 2-69 中曲线 N' 所示。

如图 2-69 所示,假设发电机进相运行于 A 点,当电网电压升高时,在励磁调节器的作用下,发电机减少励磁,运行点沿 AC 向下移动,当达到 C' 点即达到静稳定极限,再超过就失去稳定。在 A 点运行,如增加有功输出,运行点往 AB 方向移动,到达 B' 点后若继续沿 AB 方向移动同样会失去稳定。为确保发电机安全运行,在励磁调节器中设置了最小励磁限制器,它可根据发电机不同运行状态,对发电机励磁电流实施与该运行状态相适应的最小励磁限制。若发电机运行状态超过限制线,最小励磁限制器就输出正电压,通过综合放大器正竞比电路闭锁正常的电压自动控制,由正竞比电路控制励磁,即由最小励磁限制器与综合放大器构成调节器,使最小励磁电流自动维持在图 2-69 N' 所示的限制线上。

(二) 瞬时电流限制

由于电力系统稳定的要求,大容量发电机组的励磁系统必须具有高起始响应的性能。交流励磁机-旋转整流器励磁系统(无刷励磁)在通常情况下很难满足这一要求。唯有采用高励磁顶值的方法才能提高励磁机输出电压的起始增长速度,如图 2-70 所示,当加在励磁机

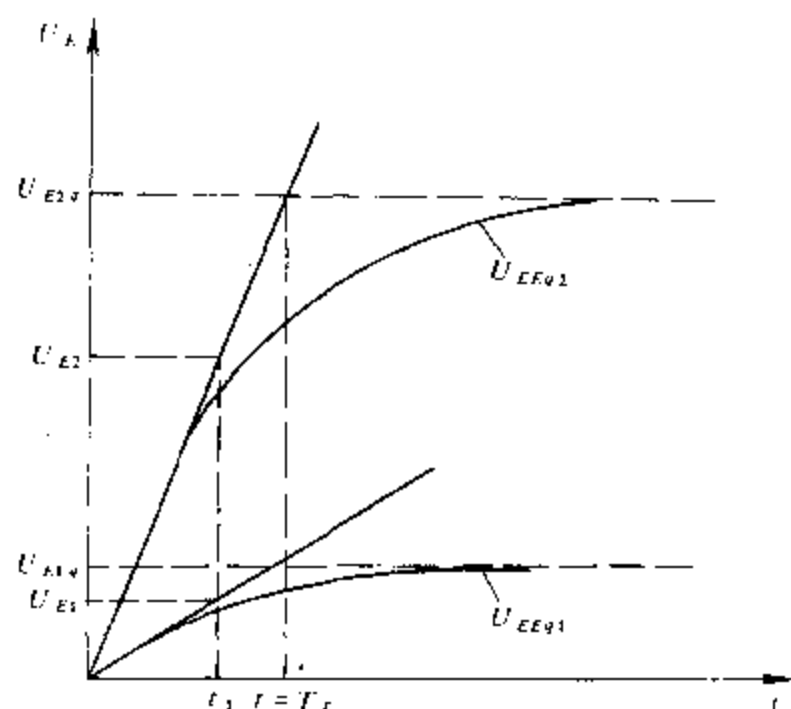


图 2-70 励磁机励磁电压对励磁机电压响应的影响

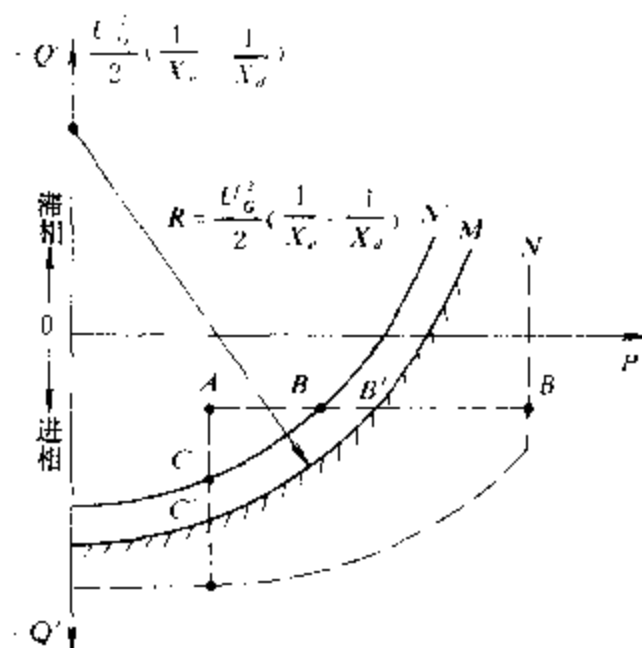


图 2-69 功率极限 P_m 、 Q_m 圆图

励磁绕组上的励磁顶值电压 $U_{EEg2} > U_{EEg1}$ 时,对同一时间 t_1 而言, $U_{E2} > U_{E1}$, 即 U_{EEg} 之值越高,励磁机输出电压 U_E 的起始增长速度越快。这样,励磁系统的响应速度得到了改善。但是高值励磁电压将会危及励磁机及发电机的安全,为此,当励磁机电压达到发电机允许的励磁顶值电压倍数时,应立即对励磁机的励磁电流加以限制,以防止危及发电机的安全运行。

励磁调节器内设置的瞬时电流限制器检测励磁机的励磁电流,一旦该值超出发电机允许的强励顶值,限制器输出立即由正变负。通过信号综合放大器的负竞比门闭锁正常的电压控制,由负竞比门控制励磁,即瞬时电流限制器与信号综合放大器构成调节器,使

励磁机强励顶值电流自动限制在发电机允许的范围内。图 2-71 是其控制框图。

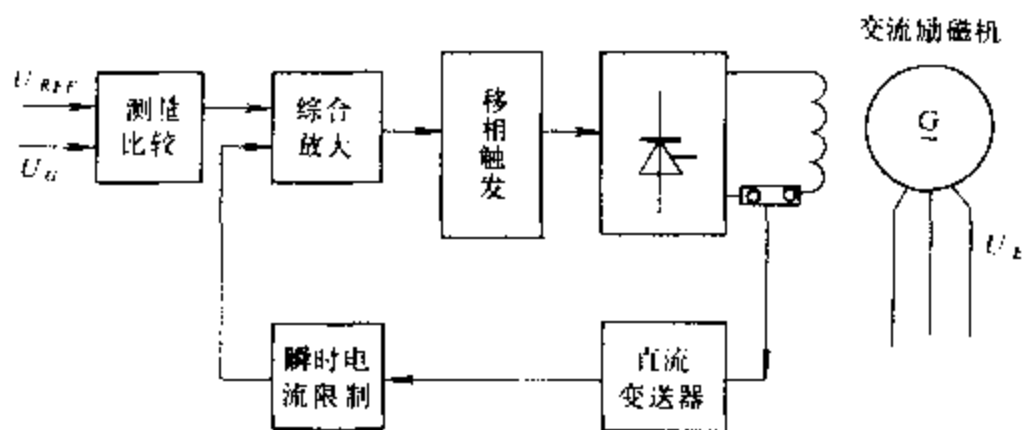


图 2-71 瞬时电流限制控制框图

由于瞬时电流限制器的工作与发电机、励磁机的安全密切相关，因此其工作可靠性非常重要。为此瞬时电流限制器必须设置多级，一般为三级，其限制定值分别为 1.0、1.05、1.1 倍顶值电流，以此来确保发电机、励磁机的运行安全。

（三）最大励磁限制

最大励磁限制是为了防止发电机转子绕组长时间过励磁而采取的安全措施。按规程要求，当发电机端电压下降至 80%~85% 额定电压时，发电机励磁应迅速强励到顶值电流，一般为 1.6~2 倍额定励磁电流。由于受发电机转子绕组发热的限制，强励时间不允许超过规定值。制造厂给出的发电机转子绕组在不同励磁电压时的允许时间见表 2-2。

为使机组安全运行，对过励磁应按允许发热时间运行，若超过允许时间，励磁电流仍不能自动降下来，则应由最大励磁限制器执行限制功能。它具有反时限特性，如图 2-72 所示。

表 2-2 不同励磁电压时的允许时间

转子电压 标么值	允许时间 (s)	转子电压 标么值	允许时间 (s)
1.12	120	1.46	30
1.25	60	2.08	10

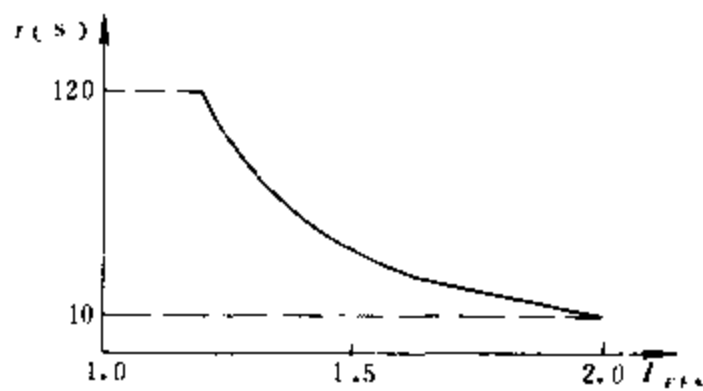


图 2-72 最大励磁限制器反时限特性

第五节 并联运行机组间无功功率的分配

几台发电机在同一母线上并联运行时，改变任何一台机组的励磁电流不仅影响该机组的无功电流，而且还影响同一母线上并联运行机组的无功电流。与此同时也引起母线电压的变化。这些变化与机组的无功调节特性有关。

一、无差调节特性

(一) 一台无差调节特性的机组与有差调节特性机组的并联运行

假设两台发电机组在公共母线上并联运行，其中第一台发电机为无差调节特性，其特性如图 2-73 中曲线 I；第二台发电机为有差调节特性，调差系数 $\delta > 0$ ，其特性如图中曲线 II。这时母线电压必定等于 U_1 并保持不变，第二台发电机无功电流为 I_{Q1} 。如果无功负荷改变，则第一台发电机的无功电流将随之改变，而第二台发电机的无功电流维持不变，仍为 I_{Q1} 。移动第二台发电机特性曲线 II 可改变发电机之间无功负荷的分配。如果需要改变母线电压，可移动第一台机组调节特性曲线 I。

以上分析可知：一台无差调节特性的发电机可以和多台正调差特性的发电机组并联运行。但在实际运行中，由于具有无差调节特性的发电机将承担无功功率的全部增量，机组间无功功率的分配很不合理，这种运行方式很少采用。

若第二台发电机的调差系数 $\delta < 0$ (即特性向上翘)，那么，虽然两台机组也有交点，但它不是稳定运行点。如由于偶然因素使第二台机组输出的无功电流增加，则根据机组的调节特性 (图 2-73 中虚线所示的特性)，励磁调节器将增大发电机的励磁电流，力图使机端电压升高，从而导致发电机输出的无功功率进一步增加，而第一台机组则力图维持端电压，使其励磁电流减小，于是无功电流也将减小，这个过程将一直进行下去，以至不能稳定运行。同理不难推论，具有负调差特性的发电机是不能在公共母线上并联运行的。

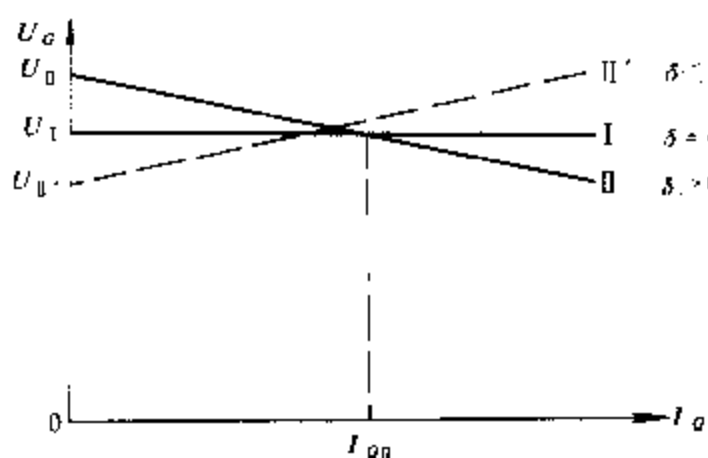


图 2-73 并联运行机组间的无功功率分配

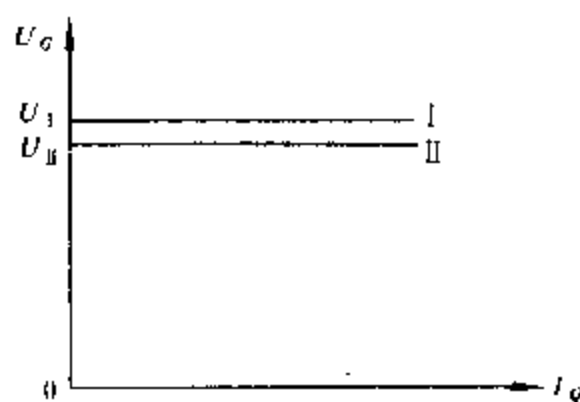


图 2-74 两台无差调节特性机组的并联运行

(二) 两台无差调节特性的机组不能并联运行

假定有两台无差调节特性的发电机在公共母线上并联运行，图 2-74 为其无差调节特性曲线。图中 U_I 为第一台发电机的电压整定值， U_{II} 为第二台发电机的电压整定值。由于在实际调试中很难做到 U_I 和 U_{II} 正好重合，若 $U_I \neq U_{II}$ ，参照上述分析不难得出，它们是不能并联运行的。

二、正调差特性的发电机的并联运行

假设两台正调差特性的发电机在公共母线上并联运行，如图 2-75 所示，其调节特性分别为曲线 I 和曲线 II。由于两台发电机端电压是相同的，等于母线电压 U_{G1} 。每台发电机所负担的无功电流是确定的，分别为 I_{Q1} 和 I_{Q2} 。

现假定无功负荷增加，于是母线电压下降，调节器动作，增加励磁电流，设新的稳定

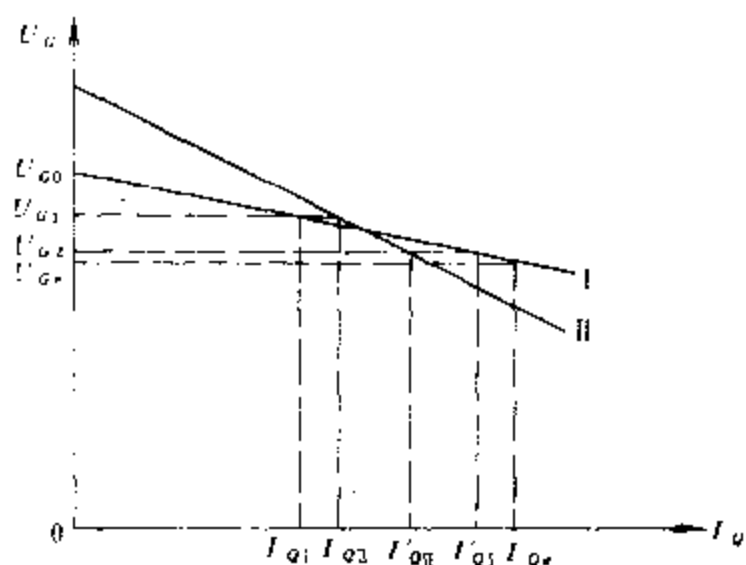


图 2-75 有正调差特性的机组
并联运行

电压值为 U_{G2} ，这时每台发电机负担的无功电流分别为 I'_{Q1} 和 I'_{Q2} 。机组 1 和机组 2 分别承担一部分增加的无功负荷。机组间无功负荷的分配取决于各自的调差系数。

设发电机的调节特性如图 2-75 曲线 I 所示。无功电流为零时发电机端电压为 U_{G0} ，无功电流为额定值 I_{Qe} 时，发电机端电压为 U_{Ge} ，母线电压为 U_G 时发电机的无功电流可由下式表示

$$I_Q = \frac{U_{G0} - U_G}{U_{G0} - U_{Ge}} I_{Qe} \quad (2-46)$$

其标么值表示为

$$I_{Q*} = \frac{U_{G0*} - U_{G*}}{U_{G0*} - U_{Ge*}} = \frac{1}{\delta} (U_{G0*} - U_{G*}) \quad (2-47)$$

若母线电压从 U_{G*} 变到 U'_{G*} ，则由上式可得机组的无功电流变化量的标么值为

$$\Delta I_{Q*} = -\frac{\Delta U_{G*}}{\delta} \quad (2-48)$$

(2-48) 式清楚地表明，当母线电压波动时，发电机无功电流的增量与电压偏差成正比，与调差系数成反比，而与电压整定值无关。(2-48) 式中负号表示在正调差情况下 ($\delta > 0$) 当母线电压降低时，发电机无功电流将增加。

两台正有差调节特性的发电机在公共母线上并联运行，当系统无功负荷波动时，其电压偏差相同。由 (2-48) 式可知，调差系数较小的发电机承担较多的无功电流增量。通常要求各台发电机无功负荷的波动量与它们的额定容量成正比，即希望各发电机无功电流波动量的标么值 ΔI_{Q*} 相等，这就要求在公共母线上并联运行的发电机组具有相同的调差系数。

例 2-1 某电厂有两台发电机在公共母线上并联运行，1 号机的额定功率为 25MW，2 号机的额定功率为 50MW。两台机组的额定功率因数都是 0.85，励磁调节器的调差系数都为 0.05。若系统无功负荷波动使电厂无功增量为它们总无功容量的 20%，问各机组承担的无功负荷增量是多少？母线上的电压波动是多少？

解 1 号机额定无功功率 $Q_{G1e} = P_{G1e} \tan \varphi_1 = 25 \tan(\arccos 0.85) = 15.49 (\text{Mvar})$

2 号机额定无功功率 $Q_{G2e} = P_{G2e} \tan \varphi_2 = 50 \tan(\arccos 0.85) = 30.99 (\text{Mvar})$

因为两台机的调差系数均为 0.05，所以公共母线上等值机的调差系数 δ_z 也为 0.05。

母线电压波动 $\Delta U_* = -\delta_z \Delta Q_{z*} = -0.05 \times 0.2 = -0.01$

各机组无功负荷波动量 $\Delta Q_{G1*} = -\frac{\Delta U_*}{\delta_1} = -\frac{-0.01}{0.05} = 0.2$

$$\Delta Q_{G1} = \Delta Q_{G1*} \cdot Q_{G1e} = 0.2 \times 15.49 = 3.10 (\text{Mvar})$$

$$\Delta Q_{G2*} = -\frac{\Delta U_*}{\delta_z} = -\frac{-0.01}{0.05} = 0.2$$

$$\Delta Q_{G2} = \Delta Q_{G1} \cdot Q_{G2} = 0.2 \times 30.99 = 6.20(\text{Mvar})$$

1号机组无功负荷增加 3.10Mvar, 2号机组的无功负荷增加 6.2Mvar。因为调差系数相等, 无功的波动量与它们的容量成比例。

母线上的电压降低了 $0.01U_n$ 。

例 2-2 在例 2-1 中若 1 号机调差系数为 0.04; 2 号机调差系数仍为 0.05。当系统无功负荷波动仍使无功增加为总无功容量的 20%, 问各机组的无功负荷增量是多少? 母线上的电压是多少?

解

$$\begin{aligned} \Delta Q_{\Sigma} &= (\Delta Q_1 \cdot Q_{G1} + \Delta Q_2 \cdot Q_{G2}) / (Q_{G1} + Q_{G2}) \\ &= \Delta U \cdot \left(\frac{Q_{G1}}{\delta_1} + \frac{Q_{G2}}{\delta_2} \right) / (Q_{G1} + Q_{G2}) \\ &= \Delta U \cdot \frac{Q_{G1} + Q_{G2}}{\left(\frac{Q_{G1}}{\delta_1} + \frac{Q_{G2}}{\delta_2} \right)} \\ &= \Delta U \cdot \delta_{\Sigma} \end{aligned}$$

$$\delta_{\Sigma} = \frac{\sum Q_i}{\sum \frac{Q_i}{\delta_i}}$$

等值调差系数

$$\delta_{\Sigma} = \frac{Q_{G1} + Q_{G2}}{\left(\frac{Q_{G1}}{\delta_1} + \frac{Q_{G2}}{\delta_2} \right)} = \frac{15.49 + 30.99}{\frac{15.49}{0.04} + \frac{30.99}{0.05}} = 0.046$$

母线电压波动 $\Delta U_n = -\delta_{\Sigma} \Delta Q_{\Sigma} = -0.046 \times 0.2 = -0.0092$

各机组的无功增量

$$\Delta Q_1 = -\frac{\Delta U_n}{\delta_1} = -\frac{-0.0092}{0.04} = 0.23$$

$$\Delta Q_1 = \Delta Q_1 \cdot Q_{G1} = 0.23 \times 15.49 = 3.56(\text{Mvar})$$

$$\Delta Q_2 = -\frac{\Delta U_n}{\delta_2} = -\frac{-0.0092}{0.05} = 0.185$$

$$\Delta Q_2 = \Delta Q_2 \cdot Q_{G2} = 0.185 \times 30.99 = 5.73(\text{Mvar})$$

1 号机组的无功负荷增加 3.56Mvar, 2 号机组无功负荷增加 5.73Mvar。调差系数小的机组承担的无功负荷增量的标么值较大。

母线电压降低 $0.0092U_n$, 比例 2-1 的要小, 因为等值调差系数 δ_{Σ} 较小。

以上讨论, 同样适用于多台发电机并联运行情况。运行中需要改变发电机组的无功负荷时, 调整调节器的整定元件, 使特性曲线上移动即可。如果要求改变发电机母线电压又不改变无功负荷的分配比例, 那就需要移动所有并联运行发电机的调节特性。

第六节 数字式自动电压调节器

一、概述

随着计算机控制技术的发展及其可靠性的提高, 又由于微机控制系统硬件简单、功能灵活等优点, 许多工业控制领域原来常规的模拟式电子设备正逐渐被微处理器等大规模集成电路数字式电子系统所替代。数字式自动电压调节器(DAVR)在大型汽轮发电机组

(600MW 机组)成功地投入运行,标志着发电机电压调节器的数字控制技术已步入成熟阶段。

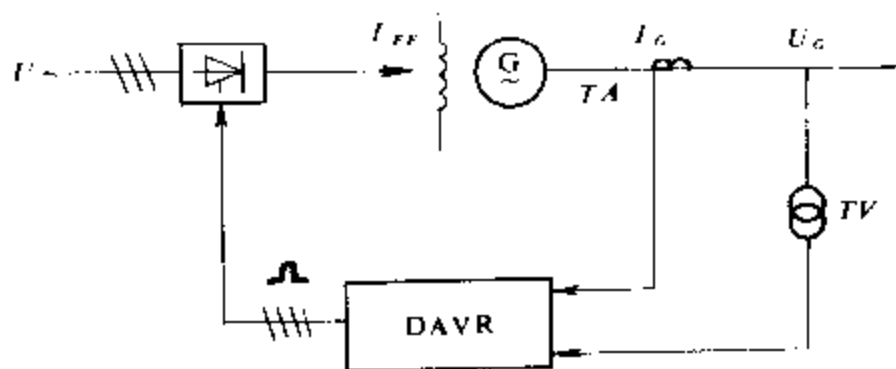


图 2-76 数字式自动电压调节器控制系统

如图 2-76 所示,数字式自动电压调节器的输入信息来自电压互感器和电流互感器,调节输出量也去控制功率柜,和模拟式调节器没有区别,但数字式调节器借助其软件优势,在调节规律和辅助功能等方面可以有很大灵活性。值得指出的是数字式是离散数字信号处理环节,因此在调节系统动态特性分析

时和模拟式连续系统有很大区别。

二、数字式自动电压调节器的组成

不论数字式或者模拟式,自动电压调节器都是由测量、调节计算、控制输出和脉冲放大、功率柜以及保护等功能单元组成。由于数字式自动电压调节器是一台专用计算机控制系统,如按计算机控制系统来划分,则由硬件和软件两部分组成。

(一) 硬件结构

计算机控制系统的硬件结构在第一章中已经讲到由主机、接口电路和输入、输出过程通道等环节组成。由于大规模集成电路技术日益进步,计算机技术不断更新,具体的系统从单微处理器(CPU)、多微处理器向分布式、网络方向发展。所以数字式自动电压调节器的硬件也将随之变化,无固定模式可言。它的典型框图可表达如图 2-77 所示。

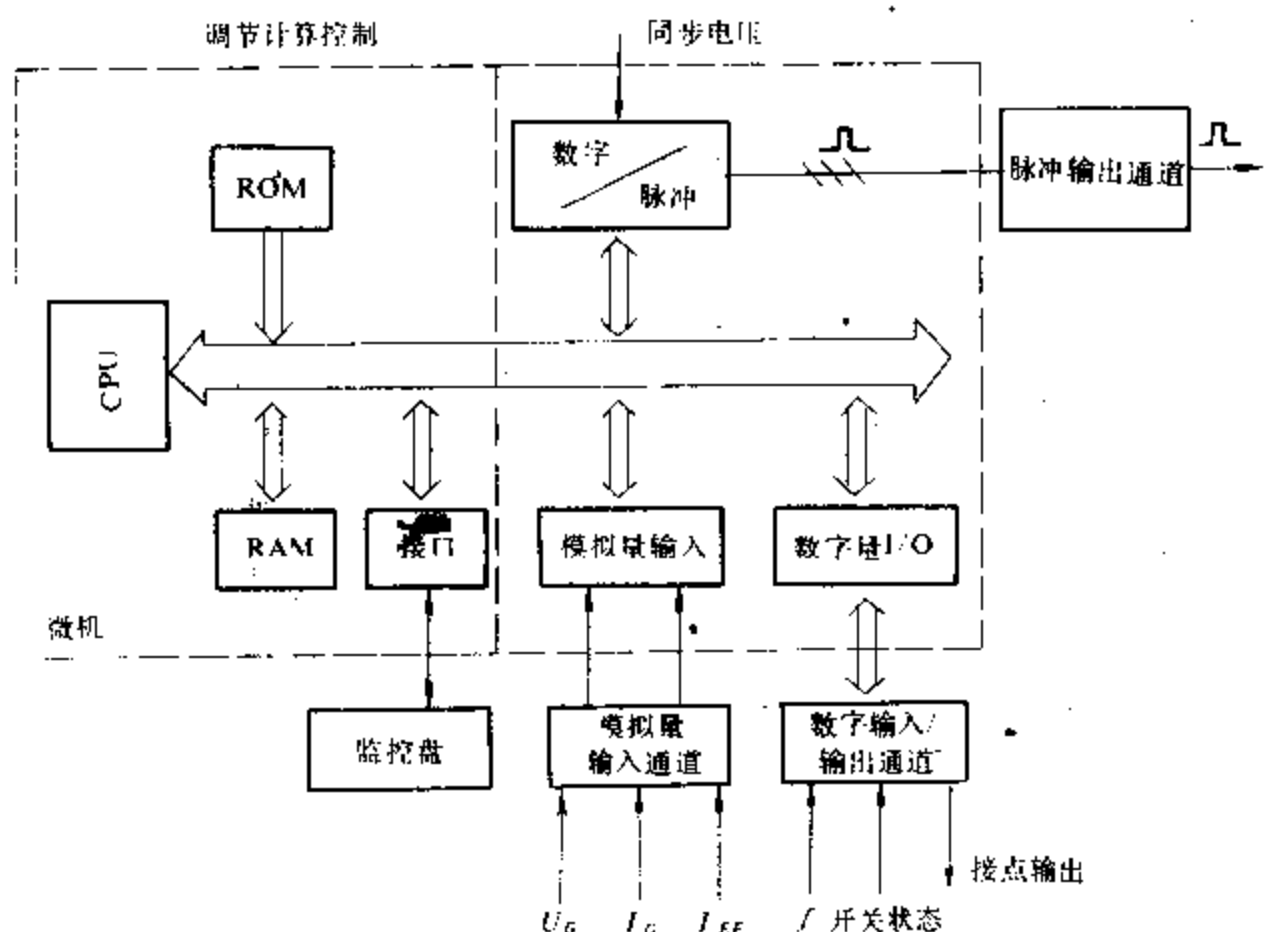


图 2-77 数字式自动电压调节器框图

(1) 主机：由微处理器 (CPU)、RAM、ROM 存储器等器件组成的主机是调节器的核心部件，它根据输入通道采集来的发电机运行状态变量的数值进行调节计算和逻辑判断，按照预定的程序进行信息处理求得控制量，通过数字移相脉冲接口电路发出与控制角 α 对应的脉冲信号，以实现励磁电流的控制。

(2) 模拟量输入通道：为了维持机端电压水平和机组间无功功率分配，须测得发电机的运行电压 U_G 、无功功率 Q 、有功功率 P 和励磁电流 I_{EE} (I_{EF}) 等，这就需要按这些物理量的具体情况，选用恰当的传感器和输入通道与 A/D 接口电路相匹配。

(3) 开关量输入、输出通道：电压调节器也需采集发电机运行状态信息，如断路器、灭磁开关等的状态信息。这些两状态信号经转换后与数字量输入接口电路连接。

励磁控制系统运行中异常情况的告警或保护等动作信号从接口电路输出后，也需变换以便驱动相应的设备，如灯光、音响等。

(4) 脉冲输出通道：输出的控制脉冲信号需经中间放大、末级放大后，才能触发大功率晶闸管控制其输出电流。

(5) 接口电路：前已述及，在计算机控制系统中，输入、输出过程通道是不能直接与主机交换信息的，必须由接口电路来完成两者间传递信息的任务。数字电压调节器除采用通用的接口电路如并行和管理接口（中断、计数/定时等）外，在图示的数字电压调节器中，还设置了专用的数字移相脉冲特殊接口。这些通用接口电路在微机原理课程中已有详细介绍，本书限于篇幅不再重复。数字移相脉冲接口电路原理下面将作介绍。

(6) 运行操作设备：数字电压调节器有一套供运行人员操作的控制设备，用于增、减励磁和监视调节器运行。另外还有一套供程序员使用的操作键盘，用于调试程序、设定参数等。

(二) 软件

硬件是控制系统传递信息的载体，而软件（也称为程序）则决定其控制规律，对运行特性有重大影响，人们比拟它为“智能”或“电脑”。软件通常分为系统软件和应用软件。主机用于完成对发电机电压的调节，实现 AVR 的功能，为这种控制目的编写的程序为应用程序。其它系统软件是为它服务的，如操作系统、编译程序、监控程序等。由于计算机系统硬件发展迅速，系统软件也日益丰富，应用软件编写的语言也向可读性较好的高级语言方向发展，以往用汇编语言编写，现在采用 C 语言的较为普遍。

三、模拟量输入通道

数字式电压调节对发电机电压、有功功率、无功功率、转子电流等模拟量测量有两种方案可供选择。

(一) 采用电量变送器

电量变送器（传感器）输出的直流量与其输入电量成比例，经 A/D 转换接口电路读入主机的数值直接反映了所测变量之值。这种方法容易实现，也可保证足够精度，如图 2-78 所示是一般采用的多路模拟量输入到主机的框图。

多路模拟量公用一个 A/D 转换器接口进入主机，采用的是时分制多路切换原理，由多路采样开关把各输入量按预定顺序接入。变送器把交流电量转换成直流量时往往需要滤波

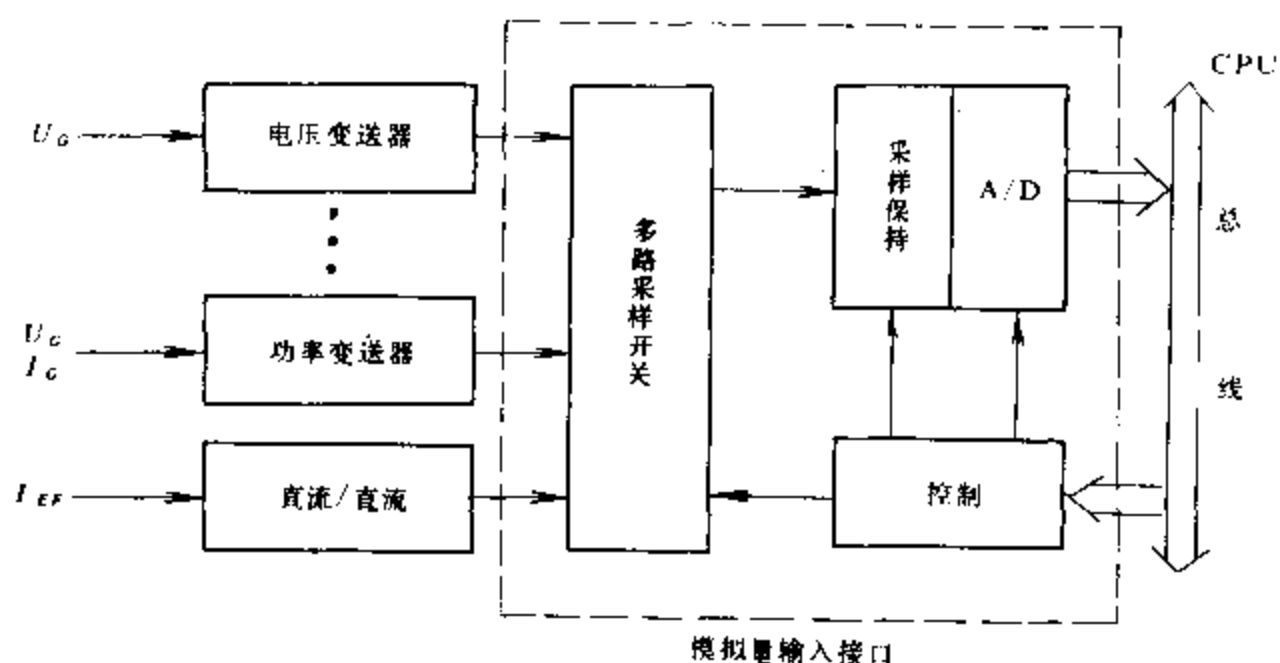


图 2-78 模拟量输入及其接口电路

电路，从调节器的响应速度考虑，变送器的时间常数应尽可能的小，尤其是电压变送器的时间常数应特殊设计。

调节器的输出电流是发电机励磁系统运行中重要变量，DAVR 须特别加强对它的检测以保证发电机组的安全。为此对它的采样可考虑采用双重化电路，调节器输出电流量须经隔离后才能接入电子系统，可采用时间常数很小的直流/直流传感器。

（二）交流采样

对于发电机电压、有功功率和无功功率测量的另一种方法是不用变送器转换为直流量，而是直接对交流电压和交流电流信号采样，用富氏全波算法分别算出它们的实部和虚部，进一步求得电压的有效值、电流有效值以及有功功率和无功功率。考虑到接入信号与接口电路 A/D 的电平匹配，把电压互感器、电流互感器二次侧的电量转换成同相位的低电压交流信号。下面给出每个周期采样 12 个点，即采样间隔为 30° 的计算公式。

对于一个周期性信号 $f(t) = f(t+T)$ ，在满足一定条件下可展开为富氏级数，其各次谐波为

$$f(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos n\omega_0 t + b_n \sin n\omega_0 t) \quad (2-49)$$

式中 n 为自然数， a_n 和 b_n 分别为 n 次谐波的余弦和正弦的振幅，根据富氏级数可得

$$\left. \begin{aligned} a_n &= \frac{2}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} f(t) \cos n\omega_0 t dt \\ b_n &= \frac{2}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} f(t) \sin n\omega_0 t dt \\ \omega_0 &= \frac{2\pi}{T} \\ a_0 &= \frac{2}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} f(t) dt \end{aligned} \right\} \quad (2-50)$$

因此基频分量 ($n=1$) 的富氏余弦和正弦系数分别为

$$\left. \begin{aligned} a_1 &= \frac{2}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} f(t) \cos \omega_0 t dt \\ b_1 &= \frac{2}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} f(t) \sin \omega_0 t \cdot dt \end{aligned} \right\} \quad (2-51)$$

于是 $f(t)$ 中的基波分量为

$$f_1(t) = a_1 \cos \omega_1 t + b_1 \sin \omega_1 t \quad (2-52a)$$

整理得

$$\begin{aligned} f_1(t) &= \sqrt{2} F \cos(\omega_1 t + \theta) \\ &= \sqrt{2} F (\cos \omega_1 t \cos \theta - \sin \omega_1 t \sin \theta) \end{aligned} \quad (2-52b)$$

比较 (2-52a) 式和 (2-52b) 式, 得

$$\begin{aligned} a_1 &= \sqrt{2} F \cos \theta \\ b_1 &= -\sqrt{2} F \sin \theta \end{aligned}$$

所以

$$F = \sqrt{\frac{a^2 + b^2}{2}} \quad (2-53)$$

对于离散数字信号 (2-51) 式积分改为求和; 如果每周采样 N 次, 则得第 K 次采样时的电压基频分量的富氏余弦和正弦系数分别为

$$\left. \begin{aligned} \text{实部为} \quad U_R &= \frac{2}{N} \sum_{m=0}^{N-1} U_{[K-(N-1-m)]} \cdot \cos\left(\frac{2\pi}{N} \cdot m\right) \\ \text{虚部为} \quad U_I &= -\frac{2}{N} \sum_{m=0}^{N-1} U_{[K-(N-1-m)]} \sin\left(\frac{2\pi}{N} \cdot m\right) \end{aligned} \right\} \quad (2-54)$$

$$U = \sqrt{U_R^2 + U_I^2} \quad (2-55)$$

令当前采样点数 $K=11$, 每周采样点数 $N=12$ 并代入 (2-54) 式得

$$\left. \begin{aligned} U_R &= \frac{1}{6} \left[U_0 - U_6 - \frac{\sqrt{3}}{2} (U_1 + U_{11} - U_5 - U_7) + \frac{1}{2} (U_2 + U_{10} - U_4 - U_8) \right] \\ U_I &= -\frac{1}{6} \left[U_3 - U_9 + \frac{\sqrt{3}}{2} (U_2 + U_4 - U_8 - U_{10}) + \frac{1}{2} (U_1 + U_5 - U_7 - U_{11}) \right] \end{aligned} \right\} \quad (2-56)$$

式中 $U_0, U_1, \dots, U_{11}$ ——一个周波内 12 个采样点的各采样点电压值。应用 (2-55) 式可求得交流电压有效值。

同理, 可求得电流基频分量的实部 I_R 和虚部 I_I 的公式与 (2-56) 式相类同。应用 (2-55) 式, 将 I 代换 U , 可求得电流的幅值。

发电机的输出功率为

$$S = \dot{U} \dot{I} = U_R I_R + U_I I_I + j(U_I I_R - U_R I_I) = P + jQ \quad (2-57)$$

于是得

$$P = U_R I_R + U_I I_I$$

$$Q = U_I I_R - U_R I_I \quad (2-58)$$

这种测量发电机电压、功率的方法不仅硬件少,时间常数也较小。由可编程计数/定时器实现采样间隔 30° 的控制。上述 12 点富氏算法能滤去 2、3、4、5 次谐波及直流分量。在计算机运算能力允许条件下交流采样是可取的方案。

数字式电压调节器对频率的测量,可参见第一章介绍的有关内容。

四、调节量计算

数字式电压调节器在硬件配置基本相同的情况下,采用不同的算法可以灵活地实现不同的调节规律。按偏差的比例、积分和微分进行调节的,称为 PID 调节器;是连续系统中技术成熟、应用最广的一种调节器。特别在工业过程控制中,由于控制对象的精确数学模型难以建立,系统参数又经常变化,人们往往采用 PID 调节,根据经验在线整定,可得到满意的控制效果。

现在 PID 控制算法已能用微机简单实现。由于软件的灵活性 PID 算法可以得到修正而更加完善。其算法的原理框图如图 2-79 所示。在应用中按控制要求又可取其中一部分形成所需的控制算法,例如比例调节器,比例积分 (PI) 调节器,比例微分 (PD) 调节器等。

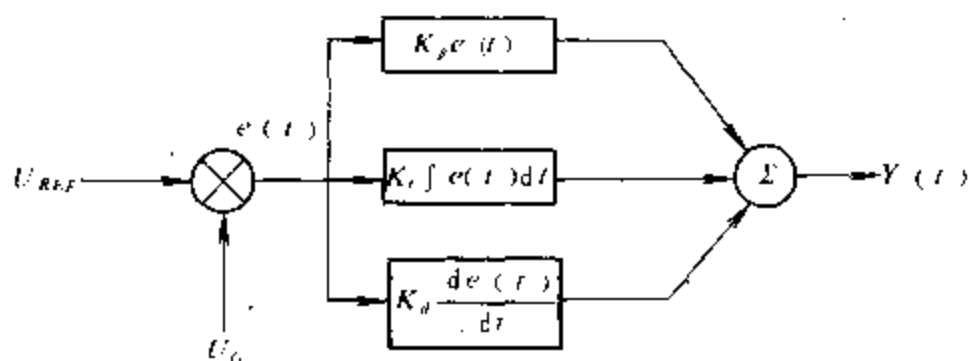


图 2-79 PID 调节算法原理框图

模拟式励磁调节器 PID 调节算法可用微分方程表示为

$$Y(t) = K_p \left[e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(t) dt + T_d \frac{de(t)}{dt} \right] \quad (2-59)$$

式中 $Y(t)$ ——控制输出;

$e(t)$ ——电压偏差信号, $e(t) = U_{REF} - U_G$;

其中 $K_p; T_i; T_d$ ——分别为比例系数,积分、微分时间常数;

U_{REF} ——发电机电压设定值(基准值);

U_G ——发电机电压测量值。

数字式电压调节器是一种采样控制,用差分方程代替微分方程,因此(2-59)式中的积分和微分项用数值计算的方法逼近。在采样时刻 $t = KT$ (T 为采样周期),可得

$$Y(k) = K_p \left\{ e(k) + \frac{T}{T_i} \sum_{j=1}^k e(j) + \frac{T_d}{T} [e(k) - e(k-1)] \right\} \quad (2-60)$$

式中 $e(k)$ 为(第 k 次采样时电压偏差值, $e(k) = U_{REF} - U_G(k)$)(2-60)式表示的算法提供了执行机构的位置 $Y(k)$ (如阀门开度),所以称为位置式 PID 算法。如采样周期 T 足够小,这

种逼近相当准确。当需要的不是控制输出的实际值而是其增量时,(2-60)式中的 k 用 $(k-1)$ 置换,并将两式相减,可以推导得出

$$\begin{aligned}\Delta Y(k) &= Y(k) - Y(k-1) \\ &= K_p \left\{ [e(k) - e(k-1)] + \frac{T}{T_i} e(k) \right. \\ &\quad \left. + \frac{T_d}{T} [e(k) - 2e(k-1) + e(k-2)] \right\} \\ \therefore Y(k) &= Y(k-1) + K_p [e(k) - e(k-1)] + K_i e(k) \\ &\quad + K_d [e(k) - 2e(k-1) + e(k-2)]\end{aligned}\quad (2-61)$$

式中 K_i ——积分系数, $K_i = K_p \frac{T}{T_i}$;

K_d ——微分系数, $K_d = K_p \frac{T_d}{T}$ 。

位置式算法每次输出与整个过去状态有关,式中用到过去偏差的累加值 $\sum_{j=1}^k e(j)$,容易产生积累误差。而增量式计算误差或精度对控制量的影响较小,且增量算式只与最近几次的采样值有关,所需内存也少,因此在实际应用中增量式算法更为广泛。

五、数字移相脉冲

(一) 数字移相原理

主机(微机)计算输出的控制量是一个数字量,要把它转换为晶闸管的导通角 α 的触发脉冲,这就需要数字/脉冲电路。它是主机与脉冲输出过程通道间的一个接口电路,而且是一个专用的特殊接口,它的组成框图如图2-80(a)所示,由同步、数字移相和脉冲形成三个环节。实现的方法较多,利用可编程定时/计数器(如8253、或CTC等芯片)是较为常用的电路,例如8253可编程定时/计数器内有三路独立的16位二进制或二十进制计数器,它的计数速率范围小于2MHz,所有计数器都是减法计数器,工作方式由控制字定义并存入控制寄存器中,其中自动脉冲方式为在硬件触发输入信号的上升沿时,计数器开始计数;计数结束时,输出端将以低电平输出。图2-80(b)是用8253实

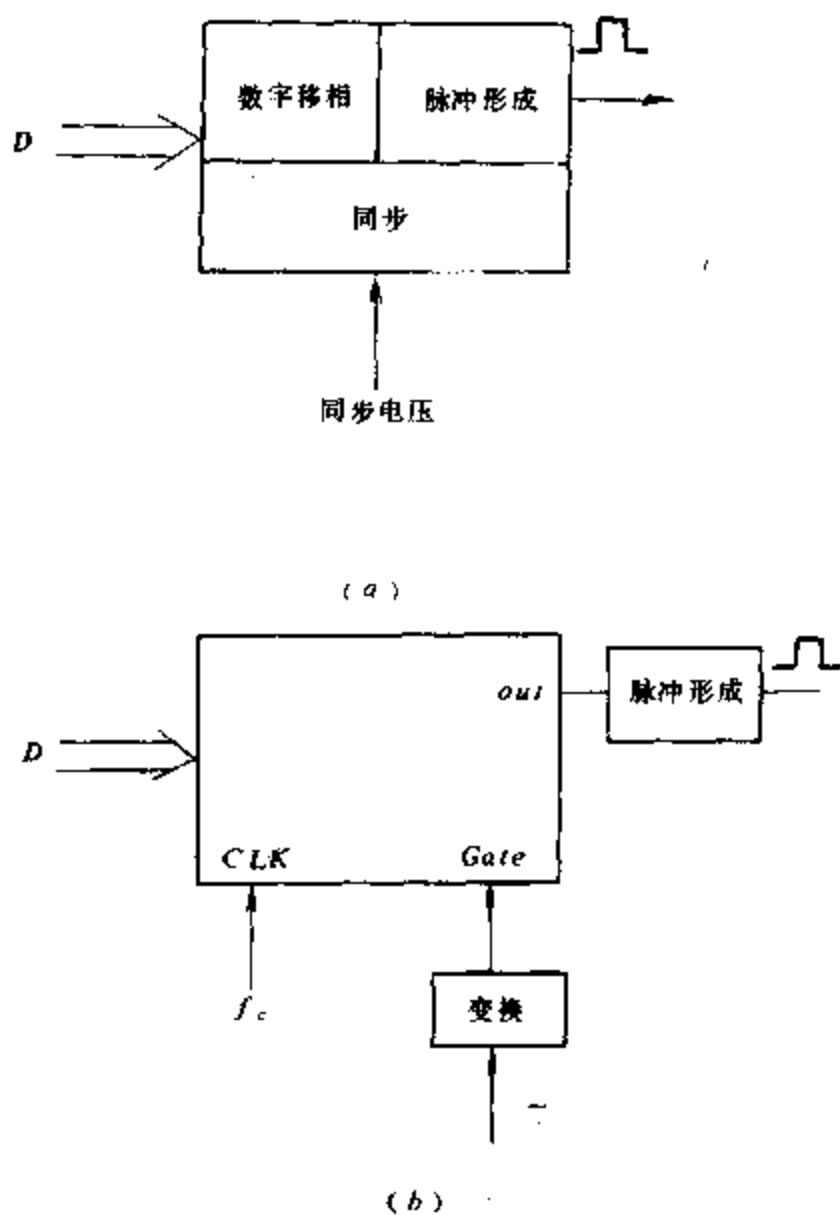


图 2-80 数字移相脉冲原理
(a)框图;(b)用计数定时器实现移相原理

现数字移相脉冲的原理接线。控制输出数字量 D 装入计数寄存器。同步电压经隔离、电平变换，在电压过零点处形成正脉冲加到 $Gate$ 端使计数器开始计数（即做减法）。计数结束时输出端的低电平信号经转换后形成触发脉冲输出。它与同步电压过零点间相差的时间即为相移角 α 。

这一移相原理是把控制触发角 α 换算成对应的延时 t_a ，再折算成对应的计数脉冲个数 D 。 α 换算为 t_a 的公式为

$$t_a = \frac{\alpha}{360} T \quad (2-62)$$

式中 T ——晶闸管交流电源的周期。

如加到 8253 计数脉冲的频率为 f_c ，则与 t_a 对应的计数脉冲数为

$$D = t_a f_c = \frac{\alpha}{360} \cdot T \cdot f_c \quad (2-63)$$

如果已知控制角 α ，用（2-63）式就可求得计算机的写入数 D 。

（二）同步电路

同步电路的任务是将同步变压器二次侧电压整形成方波，控制 8253 定时计数器的 $Gate$ 端指明控制角 α 的计时起始点，以触发相应的晶闸管，图 2-81 为三相同步整形电路的例子，图中采用二个 8253 芯片，输出六个触发脉冲，作为三相全控桥的双脉冲触发，脉冲间隔为 60° 。

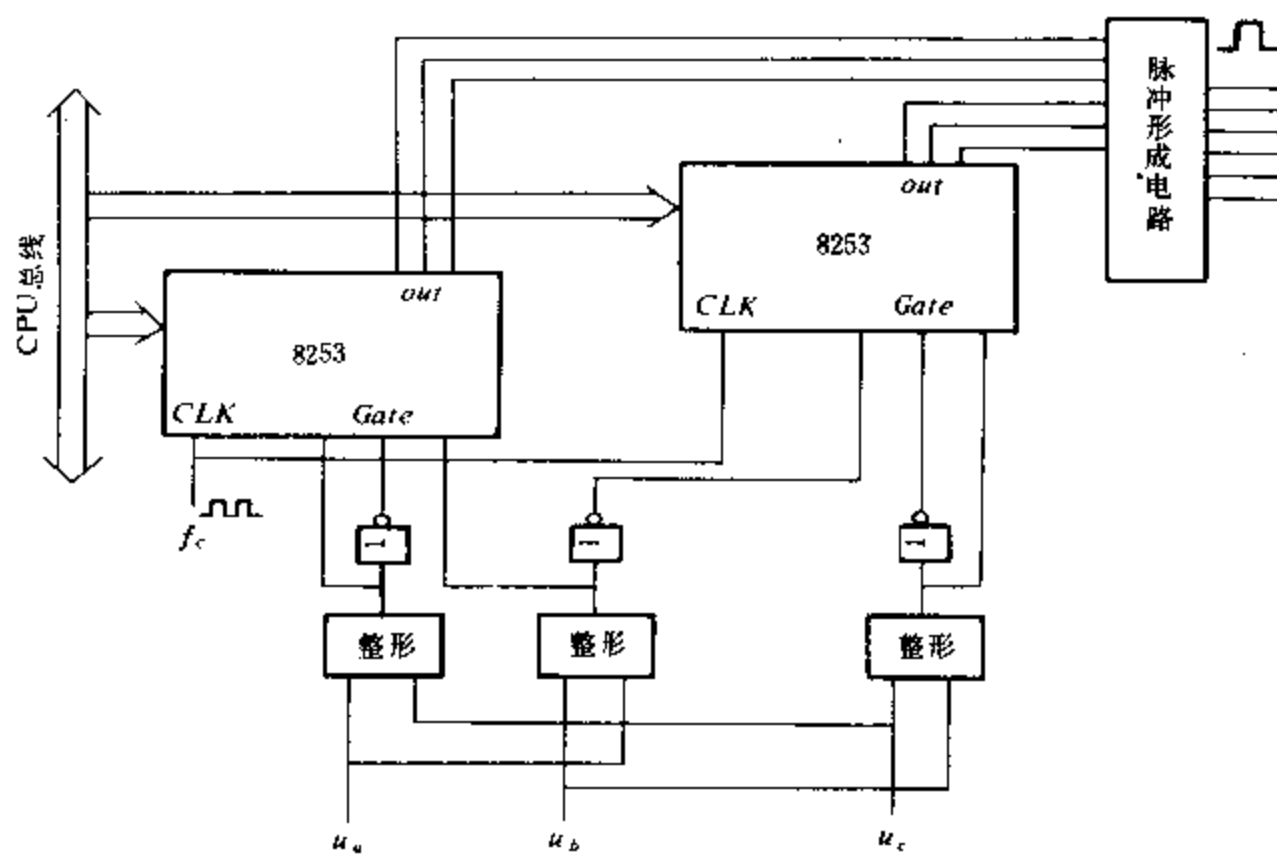


图 2-81 三相数字移相脉冲原理

如图 2-81 所示，线电压 u_{ac} 、 u_{ba} 、 u_{cb} 可形成宽度为 180° 相距 120° 的三个方波，它们各自的反相器也是三个宽 180° 相距 120° 的方波。这六个方波间隔 60° ，它们的上升沿正好与六个自然换流点对应，正好把它们分别接到二个 8253 芯片的六个 $Gate$ 端，作为三相全控桥各桥臂控制角 α 的计时起点，六个输出端信号经转换后得到输出的触发脉冲信号。经中间放

大、末级功率放大后控制所对应各晶闸管，控制脉冲的导通角为 α ，这些脉冲放大环节和模拟式电压调节器相同。这里不再重复。

六、电压调节器的辅助功能

数字式电压调节器可以发挥其软件优势，方便地实现所需的功能，除了上面提到的各种调节算法可以灵活地选用外，其它还有模拟式调节器的辅助功能，一般讲均可用软件使之实现。例如，调差系数无需附加硬件就可用下述算式给予实现，即

$$U_{REF} - (U_G + \delta Q) = 0 \quad (2-64)$$

式中 δ ——调差系数， $\alpha > 0$ 为正调差；

Q ——为无功功率。

δ 值可按要求设定，这和模拟式调节器依赖于补偿装置有很大区别。

辅助功能如：V/Hz 限制，最小励磁限制，最大励磁限制和过励限制等均可按给定算式用软件实现。

另外，大容量发电机组励磁系统的功率柜组数较多时，数字式电压调节器可按功率柜实际运行的组数来确定允许的强励倍数，“智能化”地计及运行中有关因素，这些优点模拟式调节器是无法与之比拟的。

第三章 励磁自动控制系统的动态特性

第一节 概 述

自动励磁控制系统一般可用图 2-35 所示的基本框图来描述,按控制理论来划分,图中发电机是控制对象,励磁调节器是“控制器”,励磁机是励磁调节器的执行环节,它们组成一个反馈控制系统。

在第二章中主要介绍了励磁自动控制系统的静态特性,但对于一个反馈控制系统来说,稳定运行是工作的首要条件。关于自动调节系统的稳定性问题,在《自动控制理论》课程中已经作了详细的介绍。这里不再重复。同步发电机的励磁自动控制系统在电力系统运行中的某些特点,则是本课程需要介绍的内容。

大家知道,同步发电机在未投入电网运行之前,要求其电压能维持在给定值,即发电机在空载运行条件下,其励磁自动控制系统必须稳定运行。当发电机并入电网以后,就与电力系统中所有发电机组并联运行,因此要求发电机的励磁自动控制系统能对电力系统稳定运行产生有益的影响。

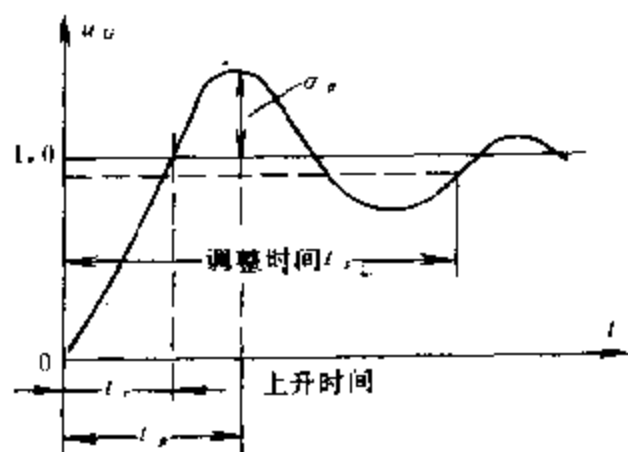


图 3-1 典型时域特性

在电力系统稳定计算中,如果忽略了励磁调节系统的作用是很难求得令人满意的结果。

除了稳定问题外,在运行中往往对励磁控制系统其它动态性能指标提出要求。例如第二章中讲到的励磁电压响应比,实际上就属于一种动态性能指标。图 3-1 为发电机在额定转速空载条件下,突然加入励磁使发电机端电压从零升至额定值时的时间响应曲线、它可以作为励磁控制系统动态特性的典型曲线。

实际运行中常用下列几种指标:

(1) 上升时间 t_r 。响应曲线从稳态值的 10% 上升到 90% 或从 5% 上升到 95% 或从 0 上升到 100% 所需的时间。对于欠阻尼二阶系统,通常采用从 0 到 100% 的上升时间。对于过阻尼二阶系统,通常采用从 10% 到 90% 的上升时间。

(2) 超调量 σ_p 。发电机端电压的最大瞬时值与稳态值之差对稳态值之比的百分数。设瞬态响应曲线的第一个峰值为 $u_G(t_p)$, 稳态值为 $u_G(\infty)$, 超调量 σ_p 的定义为

$$\sigma_p = \frac{u_G(t_p) - u_G(\infty)}{u_G(\infty)} \times 100\% \quad (3-1)$$

(3) 调整时间 t_s 。当其输出量与稳态值之差达到了而且不再超过某一允许误差范围(通常取稳态值的 5% 或 2%) 时,认为调整时间结束。

我国大、中型同步发电机励磁系统基本技术条件 (GB7409—87) 对同步发电机动态响应的技术指标作如下规定:

1) 同步发电机在空载额定电压情况下, 当电压给定阶跃响应为 $\pm 10\%$ 时, 发电机电压超调量应不大于阶跃量的 50% , 摆动次数不超过 3 次, 调节时间不超过 10s。

2) 当同步发电机突然零起升压时, 自动电压调节器应保证其端电压超调量不得超过额定值的 15% , 调节时间应不大于 10s, 电压摆动次数不大于三次。

在分析励磁自动控制系统的动态特性及其对电力系统稳定性影响的过程中, 应先列出励磁自动控制系统各单元的传递函数, 应用《自动控制理论》课程中所讲的方法进行分析, 在分析过程中, 可以揭示励磁自动控制系统的特性, 从而进一步加深对励磁自动调节器作用的理解。

第二节 励磁控制系统的传递函数

对励磁控制系统进行分析, 首先要求写出控制系统各个单元的传递函数。典型的励磁控制系统结构框图如图 3-2 所示。

一、励磁机的传递函数

如前所述, 励磁机有直流励磁机和交流励磁机两类。在讨论中假设它们的转速为恒定。

(一) 直流励磁机的传递函数

直流励磁机有他励和自励两种方式, 描述它们的动态特性方程式是不同的。现以他励直流励磁机为例, 说明传递函数的推导过程。

励磁调节器的输出加于励磁绕组输入端、输出为励磁机电压 u_E , 如图 3-3 所示。励磁机励磁绕组两端的电压方程为

$$\frac{d\lambda_E}{dt} + R_E i_{EE} = u_{EE} \quad (3-2)$$

式中 λ_E —— 励磁机励磁绕组的磁链;

R_E —— 励磁机励磁绕组的电阻;

i_{EE} —— 励磁机励磁绕组的电流;

u_{EE} —— 励磁绕组的输入电压。

用磁通 ϕ_E 代换磁链 λ_E , 并且假定磁通与 N 匝键链, 则可得下式

$$N \frac{d\phi_E}{dt} + R_E i_{EE} = u_{EE} \quad (3-3)$$

只要把 ϕ_E 、 i_{EE} 用 u_E 表示, 就可求得励磁机电压 u_E 与 u_{EE} 之间的微分方程式。由于励磁电流

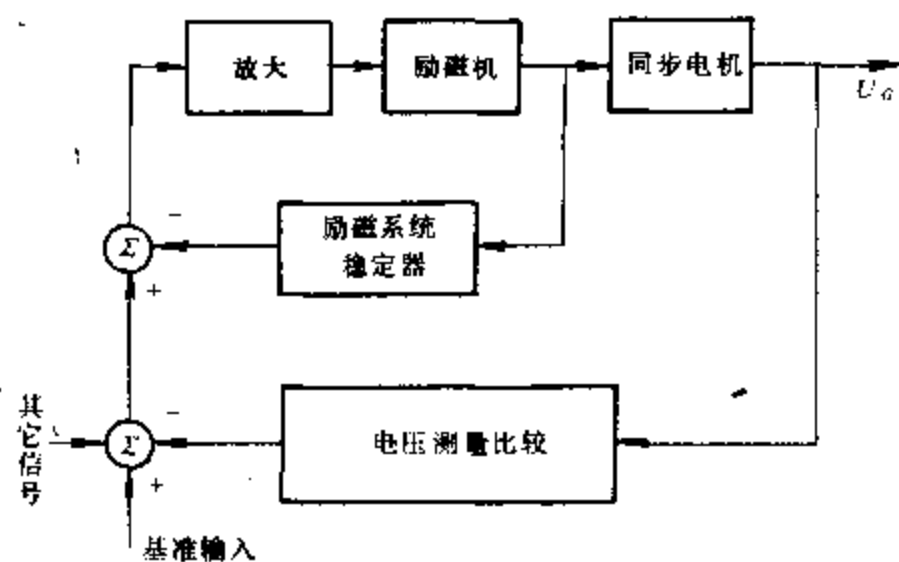


图 3-2 典型的励磁控制系统结构框图

i_{EE} 与励磁机电压 u_E 之间是非线性关系，通常采用图 3-4 所示的方法来计及其饱和影响。定

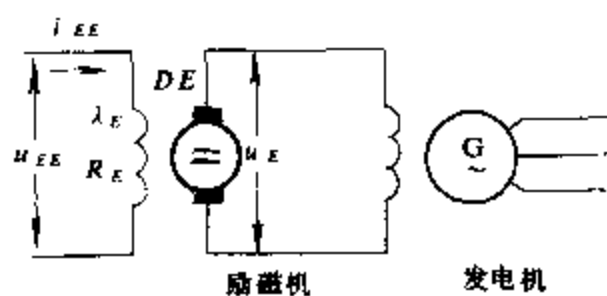


图 3-3 他励直流励磁机

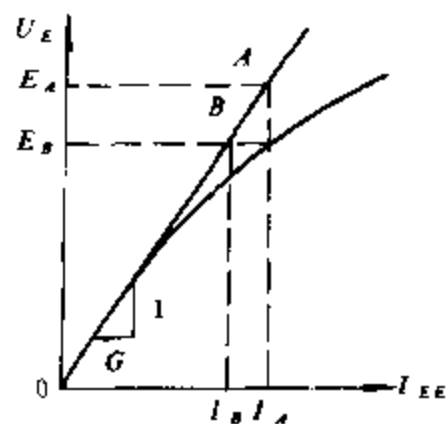


图 3-4 励磁机的饱和曲线

义饱和函数为

$$S_E = \frac{I_A - I_B}{I_B} \quad (3-4)$$

于是可写出

$$I_A = (1 + S_E)I_B \quad (3-5)$$

$$E_A = (1 + S_E)E_B \quad (3-6)$$

S_E 随运行点而变，它是非线性的，在整个运行范围内可用某一作线性函数来近似地表示。如果气隙特性的斜率是 $1/G$ ，则可写出励磁机电压与励磁电流间的关系式，即

$$i_{EE} = Gu_E(1 + S_E) = Gu_E + Gu_E S_E \quad (3-7)$$

在恒定转速下，电压 u_E 与气隙磁通 ϕ_a 成正比，即

$$u_E = K\phi_a \quad (3-8)$$

在确定 ϕ_a 与 ϕ_E 之间的关系时，注意到 ϕ_E 穿过空气隙时，存在漏磁，通常假定漏磁通 ϕ_l 与 ϕ_a 成正比，即

$$\phi_l = C\phi_a \quad (3-9)$$

式中 C ——常数。

因为

$$\phi_E = \phi_a + \phi_l \quad (3-10)$$

由此可得

$$\phi_E = (1 + C)\phi_a = \sigma\phi_a \quad (3-11)$$

式中 σ ——分散系数，取 $1.1 \sim 1.2$ 。

将 (3-7) 式、(3-8) 式、(3-11) 式代入 (3-3) 式得

$$T_E \frac{du_E}{dt} = u_{EE} - R_E i_{EE} = u_{EE} - R_E Gu_E - R_E GS_E u_E \quad (3-12)$$

如表示为典型的传递函数型式，则为

$$G_E(s) = \frac{u_E(s)}{u_{EE}(s)} = \frac{1}{T_E s + R_E G + R_E GS_E} = \frac{1}{T_E s + K_E + S'_E} \quad (3-13)$$

式中 $T_E = N_s / K$;

σ ——一般假定为常数;

$$K_E = R_E G;$$

$$S'_E = R_E G S_E.$$

所以, 他励直流励磁机的传递函数框图如图 3-5 (a) 所示。在图 3-5 中还考虑了励磁机端电压 u_E 与其所对应的同步发电机励磁电动势 E_{de} 的换算关系。图 3-5 (b) 是其规格化后的框图。

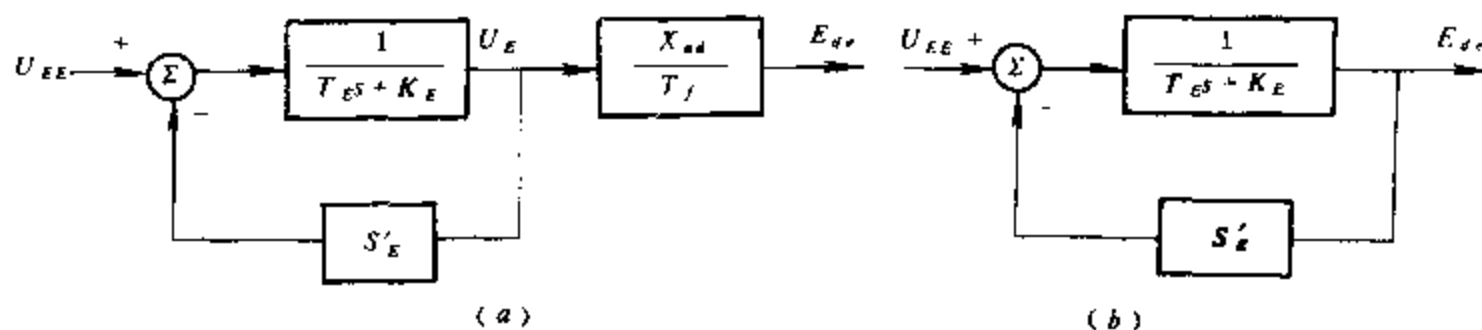


图 3-5 他励直流励磁机传递函数

(a) 他励直流励磁机的传递函数框图; (b) 他励直流励磁机规格化框图

(二) 交流励磁机的传递函数

交流励磁机通常是一台频率为 100~150Hz 的同步发电机, 其输出经三相桥式整流后供给发电机励磁绕组。交流励磁机端电压与励磁绕组电流间的关系较为复杂, 但在求交流励磁机传递函数时, 若忽略其电枢回路的暂态过程, 那么励磁机输入与输出之间的关系就得到了简化。此时, 交流励磁机的等效电路见图 3-6, 其饱和和特性曲线见图 3-7。

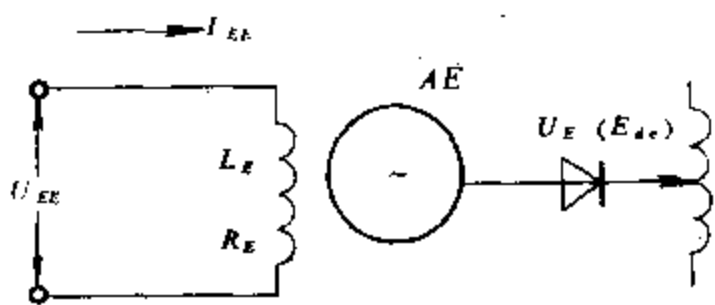


图 3-6 交流励磁机的等效电路

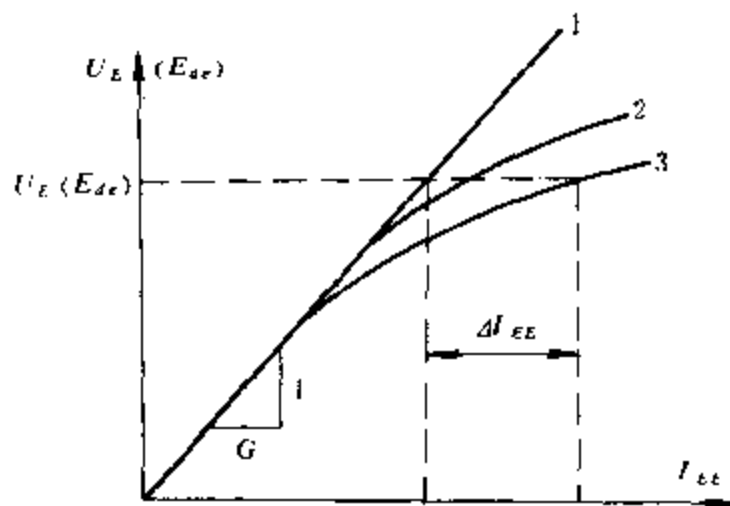


图 3-7 励磁机饱和和特性曲线

1—气隙线; 2—空载饱和特性; 3—恒值电阻负载特性

根据图 3-6 和图 3-7, 求得励磁机励磁回路方程

$$u_{EE} = i_{EE} R_E + L_E \frac{di_{EE}}{dt} \quad (3-14)$$

$$i_{EE} = G U_E + \Delta i_{EE} = G U_E (1 + S_E) \quad (3-15)$$

如以标么值表示上式中各量, 取励磁机空载特性曲线 (气隙线) 上产生单位额定励磁

电压对应的励磁电流值作为励磁机的励磁电流基值。则上二式可写为

$$i_{EE*} = U_{E*} (1 + S_E) \quad (3-16)$$

$$\begin{aligned} u_{EE*} &= U_{E*} (1 + S_E) + \frac{L_E}{R_E} \cdot \frac{di_{EE*}}{du_{E*}} \cdot \frac{du_{E*}}{dt} \\ &= U_{E*} (1 + S_E) + T_e \cdot \frac{di_{EE*}}{du_{E*}} \cdot \frac{du_{E*}}{dt} \\ &= U_{E*} (1 + S_E) + T_E \cdot \frac{du_{E*}}{dt} \end{aligned} \quad (3-17)$$

式中 T_e ——励磁机不饱和时间常数；

T_E ——励磁机时间常数，随励磁机饱和程度 $\frac{di_{EE*}}{dE_{d*}}$ 而变化；

S_E ——励磁机恒值电阻负载时的饱和系数。

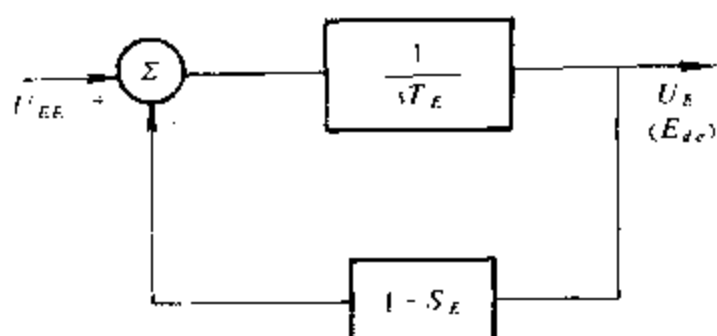


图 3-8 交流励磁机 I 型模型
等效方框图

由 (3-17) 式可求得交流励磁机的 I 型模型等效方框图，该框图对于励磁电压响应比较低的励磁系统是适用的。因为在此类励磁系统中，强励时交流励磁机电压的变化比较缓慢，发电机励磁电流与励磁电压的变化较接近，即此时交流励磁机按恒定电阻负载运行（忽略发电机励磁绕组电感），这与前面推导 I 型模型时用恒值电阻负载特性计算饱和系数的条件相同。I 型

模型中饱和系数 S_E 不仅考虑了空载饱和因素，而且还包括励磁机电枢反应及整流器换弧压降的效应。

对于高响应比的励磁系统（例如响应比为 2.0），应用 I 型模型是不合适的。这是由于强励时，发电机励磁电压增加的同时其励磁电流因励磁绕组有很大的电感而变化不大。这时交流励磁机按恒定电流负载特性运行，经过暂态过程之后，励磁电流才回到恒值电阻负载特性上运行。

基于上述情况，美国电气与电子工程师协会提出了用于高响应比无刷励磁系统的 AC-1 模型。AC-1 模型中交流励磁机方框图见图 3-9。图中励磁机负载电流的电枢反应对励磁电动势的影响用系数为 K_D 的反馈支路表示，电枢反应系数 K_D 是励磁机直轴同步电抗的函数。整流器换弧特性所引起的换弧压降则用换弧压降系数 K_C 表示， K_C 是励磁机换弧电抗的函数。

交流励磁机 AC-1 与 I 型模型的主要区别是：

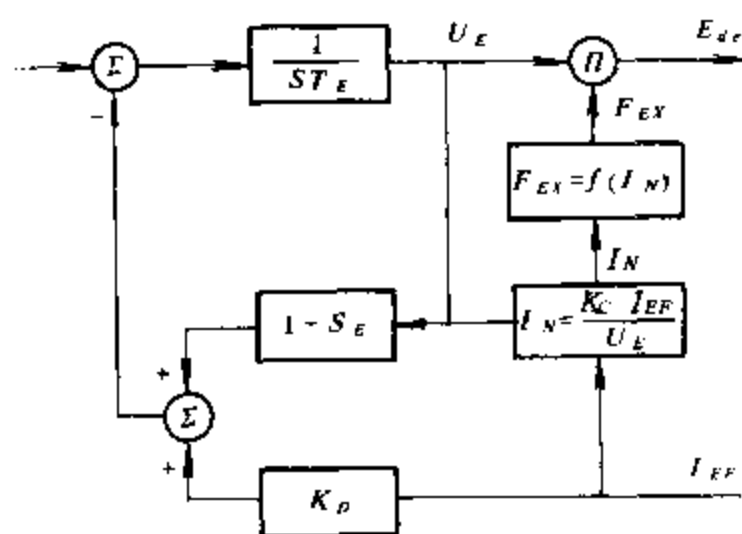


图 3-9 交流励磁机 AC-1 模型框图

(1) 图 3-9 中交流励磁机饱和系数、电枢反应与换弧压降三者分别考虑且饱和系数 S_E 只计及空载饱和因素, 它可由励磁机空载饱和特性曲线求得, 如图 3-10 所示。饱和因素对励磁机励磁电流的影响如图中线段 $b'c'$ 所示。

(2) 励磁机端电压的降落 ΔE_{de} 是电枢反应和换弧压降两个因素引起的, 所增加的励磁电流对应于图 3-10 中的 ab 。由于 S_E 、 K_D 、 K_C 等因素分别考虑, 并引入了发电机励磁电流 I_{EF} , 所以能更恰当地反映交流励磁机的电磁关系。

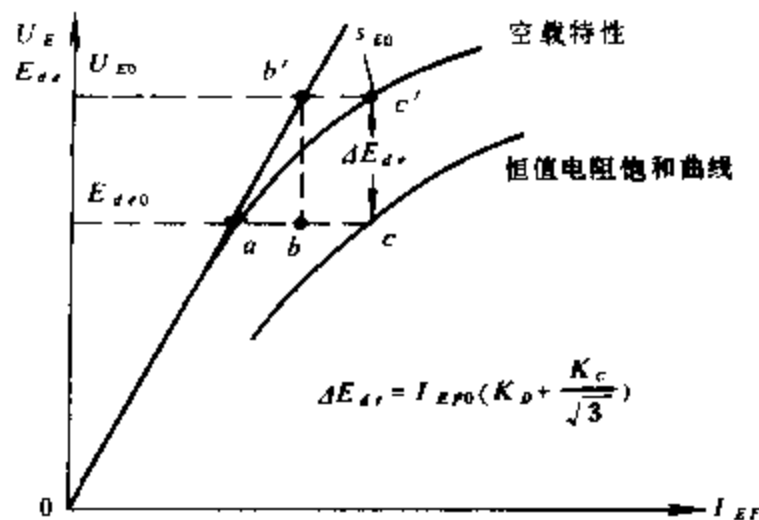


图 3-10 励磁机饱和特性曲线

二、励磁调节器各单元的传递函数

励磁调节器主要由电压测量比较、综合放大及功率放大等单元组成。这里以本书介绍的励磁调节器电路为例列出它们的传递函数。各种励磁调节器可能采用不同的元件, 但可参照所介绍的方法求得它们的传递函数。

(一) 电压测量比较单元的传递函数

电压测量比较单元由测量变压器、整流滤波电路及测量比较电路组成。其中整流滤波电路略有延时, 可用一阶惯性环节来近似描述。其它电路一般可以忽略它们的延时。

因此, 测量比较电路的传递函数可用下式表示

$$G_R(S) = \frac{U_{de}(s)}{U_G(s)} = \frac{K_R}{1 + T_R S} \quad (3-18)$$

式中 K_R ——电压比例系数;

T_R ——电压测量回路的时间常数。

时间常数 T_R 是由滤波电路引起的, T_R 的数值通常在 0.02~0.06s 之间。

(二) 综合放大单元的传递函数

综合放大单元在半导体型调节器中是由运算放大器组成, 在电磁型调节器中则采用磁放大器。它们的传递函数通常都可视为放大系数为 K_A 的一阶惯性环节, 其传递函数为

$$G_A(s) = \frac{K_A}{1 + T_A s} \quad (3-19)$$

式中 K_A ——电压放大系数;

T_A ——放大器的时间常数。

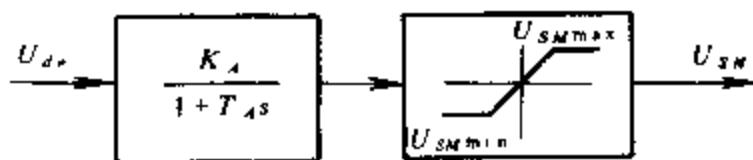


图 3-11 综合放大单元框图和工作特性

对于运算放大器, 由于其响应快, 可近似地认为 $T_A \approx 0$ 。此外, 放大器具有一定的工作范围, 输出电压如下式所示

$$U_{SMmin} \leq u_{SM} \leq U_{SMmax}$$

综合放大单元的框图和工作特性如图 3-11 所示。

(三) 功率放大单元的传递函数

半导体励磁调节器中的功率放大单元是晶闸管整流器。由于晶闸管整流元件工作是断续的，因而它的输出与控制信号间存在着时滞。

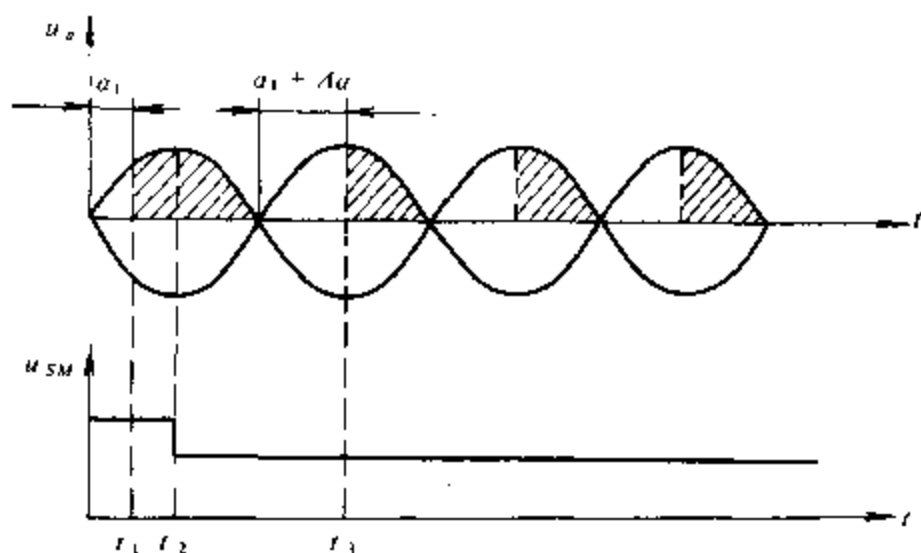


图 3-12 晶闸管整流器输出的滞后

众所周知，一个在正向电压作用下的晶闸管整流元件，从控制极加上触发脉冲到晶闸管导通，通常只经历几十微秒的时间；这对控制系统的动态而言是可以忽略不计的。然而，一旦晶闸管元件导通后，控制极任何脉冲信号都不能改变它的状态，直到该元件受到反向电压作用而关断为止。晶闸管的这一断续控制现象就有可能造成输出平均电压 u_d 滞后于触发器控制电压信号 u_{SM} 。

晶闸管整流器输出平均电压滞后于控制电压 u_{SM} 的现象，可用单相全波整流电路的波形来说明。在图 3-12 中，设元件在 t_1 时刻导通，现为了改变其输出电压，控制电压 u_{SM} 在 t_2 时刻就作了改变。但是由于晶闸管元件已经导通，所以在 t_2 时刻控制电压的信号对它已不起作用，直到下一个晶闸管导通时，即 t_3 时刻才作相应的改变。可见 u_d 的响应滞后于 u_{SM} 一段时间。

晶闸管整流器输出平均电压滞后于触发器控制电压的时间与整流电路有关，其最大可能滞后的时间用电角度来表示，单相全波电路为 180° ，三相半控桥式电路为 120° ，三相全控桥式电路为 60° 。因此最大可能滞后的时间可按下式确定

$$T_r = \frac{1}{mf} \quad (3-20)$$

式中 m ——整流电路控制的相数；

f ——电源的频率。

按上述分析可以得到晶闸管整流电路输出电压的方程

$$u_d = K_r u_{SM}(t - T_r) \quad (3-21)$$

式中 K_r —— u_d 和 u_{SM} 之间的放大系数。

将 (3-21) 式进行拉普拉斯变换，得

$$u_d(s) = K_r e^{-T_r s} u_{SM}(s) \quad (3-22)$$

因此，包括触发器在内的晶闸管整流器的传递函数为

$$G(s) = \frac{u_d(s)}{u_{SM}(s)} = K_r e^{-T_r s} \quad (3-23)$$

(3-23) 式引入因子 $e^{-T_r s}$ 后，使计算复杂化，考虑到 T_r 数值很小，可将 (3-23) 式中 $e^{-T_r s}$ 展开为泰勒级数，于是得

$$G(s) = \frac{u_d(s)}{u_{SM}(s)} = K_z \left[\frac{1}{1 + T_z s + \frac{1}{2} T_z^2 s^2 + \dots} \right]$$

略去高次项就得到简化后的传递函数为

$$G(s) = \frac{K_z}{1 + T_z s}$$

(3-24)

三、同步发电机的传递函数

要仔细分析同步发电机的传递函数是相当复杂的，但如果我们只研究发电机空载时励磁控制系统的有关性能，则可对发电机的数学描述进行简化。发电机的传递函数可以用一阶滞后环节来表示。

用 K_G 表示发电机的放大系数， T'_{do} 表示其时间常数，若忽略饱和现象，则得同步发电机的传递函数为

$$G_G(s) = \frac{K_G}{1 + T'_{do} s}$$

(3-25)

四、励磁控制系统的传递函数

求得励磁控制系统各单元的传递函数后，按图 3-2 可组成励磁控制系统的传递函数框图，如果励磁机采用图 3-5 (b) 的框图，则励磁控制系统传递函数框图如图 3-13 所示。

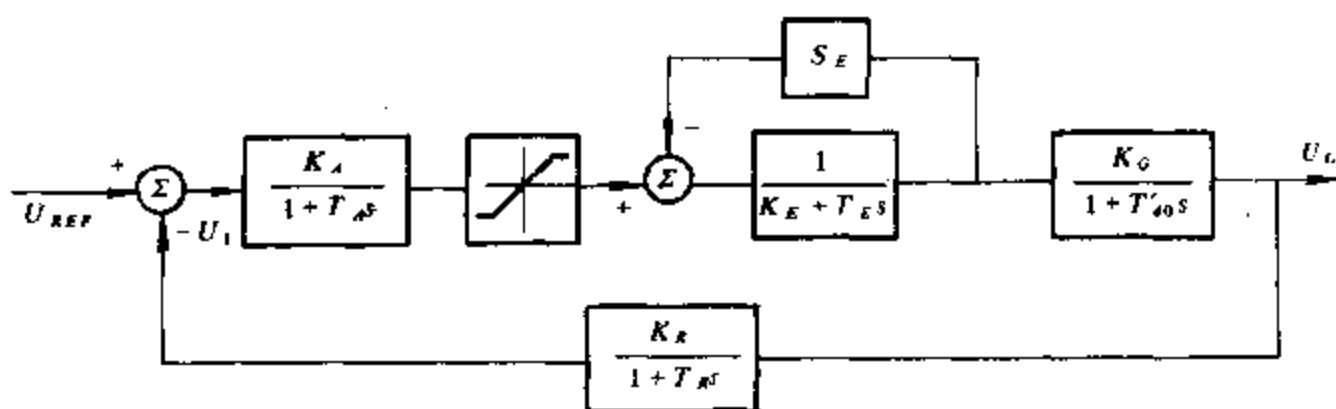


图 3-13 励磁控制系统的传递函数框图

在图 3-13 中，如果用 $G(s)$ 表示前向传递函数， $H(s)$ 表示反馈传递函数，该系统的传递函数为

$$\frac{U_G(s)}{U_{REF}(s)} = \frac{G(s)}{1 + G(s)H(s)}$$

为简化起见，忽略励磁机的饱和特性和放大器的饱和限制，则由图 3-13 可得

$$G(s) = \frac{K_A K_G}{(1 + T_A s)(K_E + T_E s)(1 + T'_{do} s)} \quad (3-26)$$

$$H(s) = \frac{K_R}{1 + T_R s} \quad (3-27)$$

所以

$$\frac{U_G(s)}{U_{REF}(s)} = \frac{K_A K_G (1 + T_R s)}{(1 + T_A s)(K_E + T_E s)(1 + T'_{do} s)(1 + T_R s) + K_A K_G K_R} \quad (3-28)$$

上式即为同步发电机励磁控制系统的传递函数。

第三节 励磁自动控制系统的稳定性

对任一线性自动控制系统，求得其传递函数后，可根据特征方程式，按照稳定判据来确定其稳定性。当系统稳定性不满足要求时，须采用适当的校正措施加以改善。在这方面根轨迹法是较为有用的方法，利用它能迅速地获得近似的结果。

为了得到高阶系统动态特性的精确结果，也可列出状态方程，直接求解系统的特征值。随着计算机应用的普及，这种方法已得到了广泛的应用。

发电机空载条件下，励磁控制系统的稳定性是励磁调节器工作的先决条件。根据励磁控制系统的传递函数，对系统的稳定性分析可以有多种方法，这里运用根轨迹法对典型机组的空载稳定性进行剖析。

一、典型励磁控制系统的稳定计算

设某励磁控制系统的参数如下：

$$T_A = 0s, T_{do}' = 8.38s, T_E = 0.69s, T_R = 0.04s, K_E = 1, K_G = 1$$

由图 3-13 可求得系统的开环传递函数为

$$\begin{aligned} G(s)H(s) &= \frac{4.32K_A K_G K_R}{(s + 0.12)(s + 1.45)(s + 25)} \\ &= \frac{K}{(s + 0.12)(s + 1.45)(s + 25)} \end{aligned}$$

式中 $K = 4.32K_A K_G K_R$ 。

开环极点为

$s = -0.12, s = -1.45, s = -25$ ，它们是根轨迹的起始点。

为了确定根轨迹的形状，需进行下列计算。

(1) 根轨迹渐进线与实轴的交点及倾角：

$$\sigma_a = -\frac{\sum_{j=1}^n P_j - \sum_{i=1}^m z_i}{n - m} = -8.86$$

$$\beta = \frac{(2k + 1)\pi}{n - m} \quad k = 0, 1, 2$$

$$\beta_1 = \frac{\pi}{3}, \quad \beta_2 = \pi, \quad \beta_3 = \frac{5\pi}{3}$$

(2) 根轨迹在实轴上的分离点：

闭环特征方程为

$$(1 + T_A s)(K_E + T_E s)(1 + T_{do}' s)(1 + T_R s) + K_A K_G K_R = 0$$

用给定值代入，得

$$K = -(s^3 + 26.57s^2 + 39.424s + 4.32)$$

由 $\frac{dk}{ds}=0$, 及 $k>0$

解得 $s=-0.775$, 这就是根轨迹在实轴上的分离点。

(3) 在 $j\omega$ 轴交叉点的放大系数:

闭环特征方程

$$\Phi(s) = s^3 + 26.57s^2 + 39.424s + K + 4.32$$

运用劳斯判据, 可解得 $K<1044$ 即 $K_A K_R < 241$

由 s^2 项的辅助多项式可计算根轨迹与虚轴交叉点。解得

$$s = \pm j6.28$$

因此, 根轨迹与虚轴的交点为 $+j6.28$, $-j6.28$ 。

由此可画出该励磁控制系统的根轨迹图如图 3-14 所示。

由图 3-14 可见, 发电机、励磁机的时间常数所对应的极点都很靠近坐标的原点, 系统的动态性能不够理想, 并且随着闭环回路增益的提高, 其轨迹变化趋向转入右半平面, 使系统失去稳定。为了改善控制系统的稳定性, 必须限制调节器的放大倍数, 而这又与系统的调节精度要求相悖。由此分析可知, 在发电机励磁控制系统中, 需增加校正环节, 才能适应稳定运行的要求。

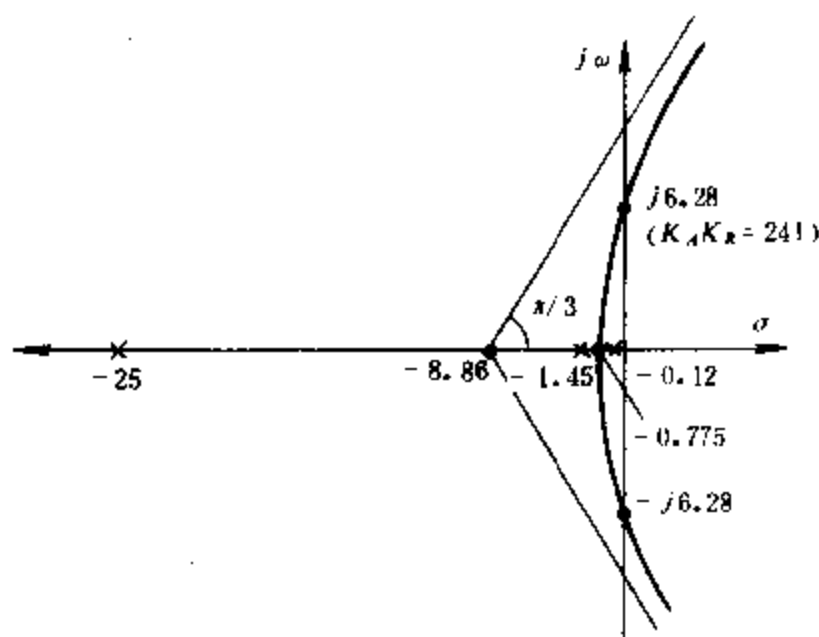


图 3-14 某励磁系统的根轨迹图

在励磁控制系统中通常用电压速率反馈环节来提高系统的稳定性, 即将励磁系统输出的励磁电压微分后, 再反馈到综合放大器的输入端。这种并联校正的微分负反馈网络即为励磁系统稳定器。

二、励磁控制系统空载稳定性的改善

图 3-14 的根轨迹说明, 要想改善该励磁自动控制系统的稳定性, 必须改变发电机极点与励磁机极点间根轨迹的射出角, 也就是要改变根轨迹的渐近线, 使之只处于虚轴的左半平面。为此必须增加开环传递函数的零点, 使渐近线平行于虚轴并处于左半平面。这可以在发电机转子电压 u_E 处增加一条电压速率负反馈回路, 同样将其换算到 E_{de} 处后, 其传递函数为 $K_{FS}/(1+T_F s)$, 典型补偿系统方框图如图 3-15 所示。

为了分析转子电压速率反馈对励磁控制系统根轨迹的影响, 可以对图 3-15 所示框图进行简化, 其简化过程如图 3-16 所示。

由图 3-16 (c) 得增加转子电压速率反馈后 ($T_A=0s$) 励磁控制系统的等值前向传递函数为

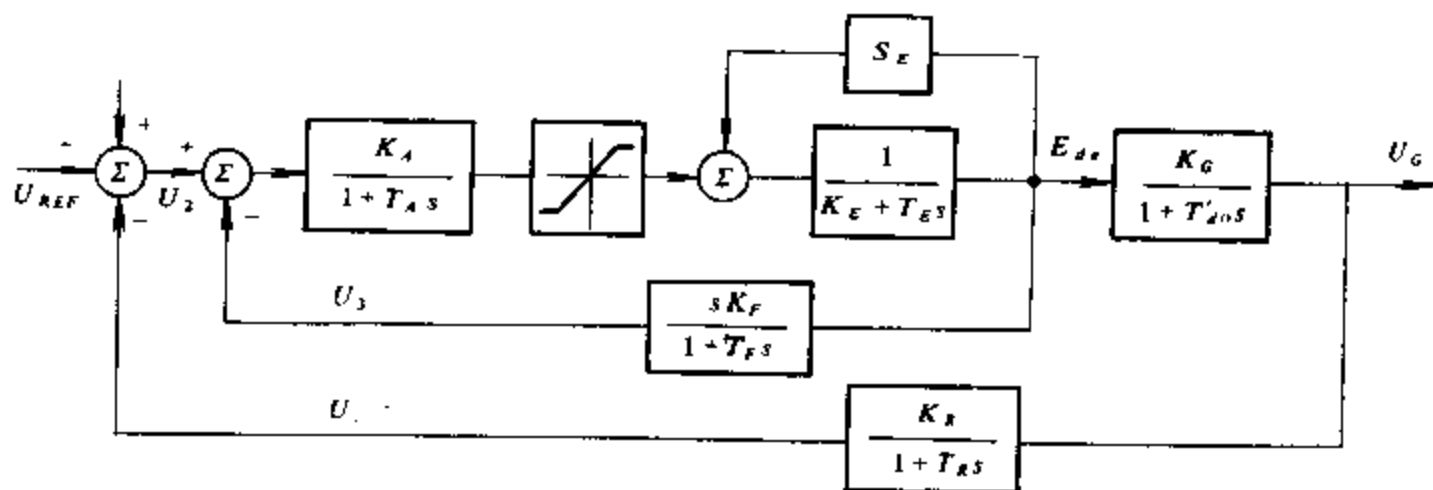


图 3-15 典型补偿系统的框图

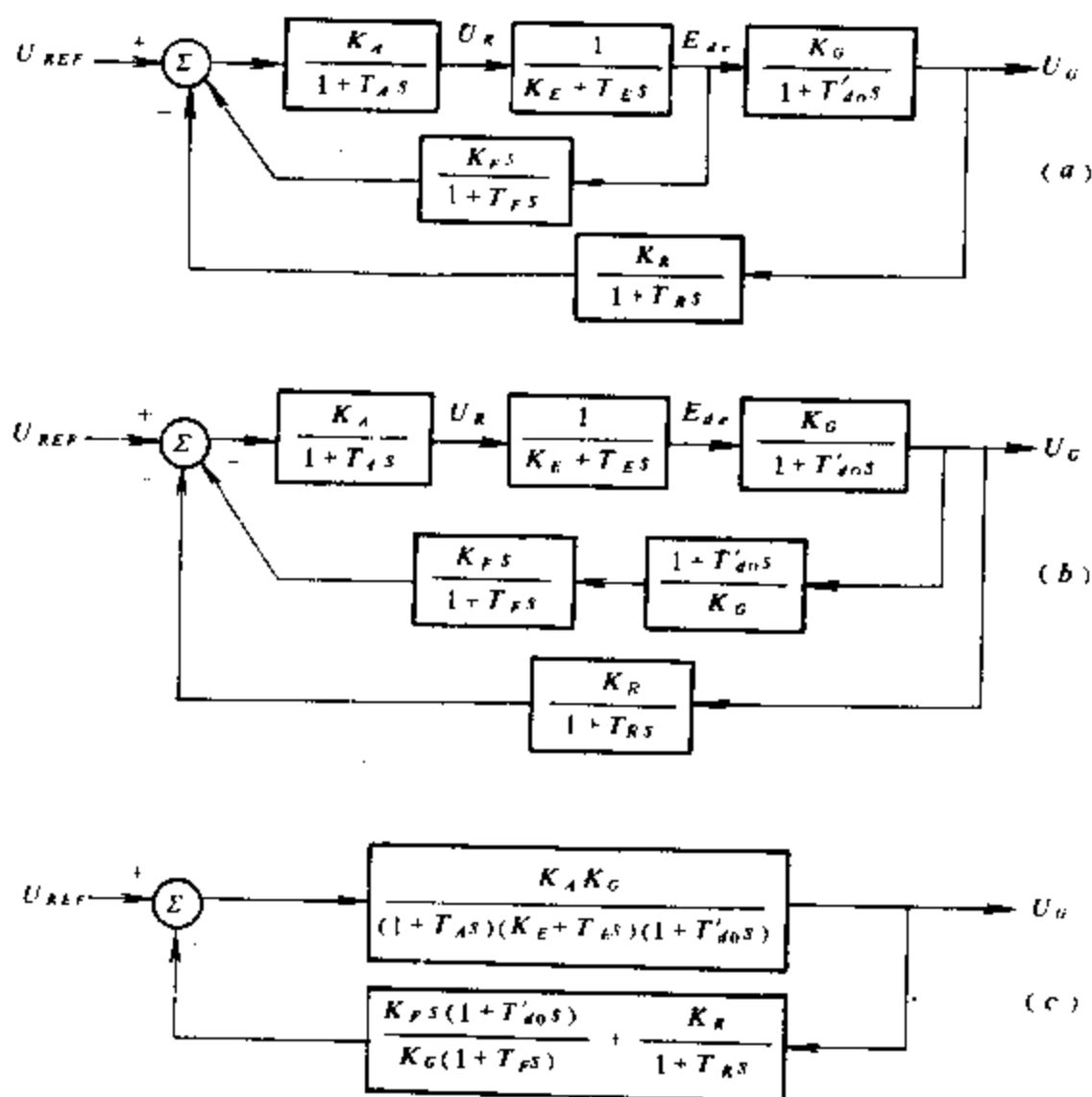


图 3-16 具有转子电压速率反馈的励磁系统框图的简化

$$G(s) = \frac{K_A K_G}{T_E T'_{do}} \cdot \frac{1}{(s + \frac{K_E}{T_E})(s + \frac{1}{T'_{do}})} \quad (3-29)$$

反馈传递函数为

$$H(s) = \frac{T'_{do} K_F}{K_G T_F} \cdot \frac{s(s + \frac{1}{T'_{do}})(s + \frac{1}{T_R}) + \frac{K_R}{T_R}(s + \frac{1}{T_F}) \frac{K_G T_F}{K_F T'_{do}}}{(s + \frac{1}{T_F})(s + \frac{1}{T_R})} \quad (3-30)$$

于是得励磁控制系统的开环传递函数为

$$G(s)H(s) = \frac{K_A K_F}{T_E T_F} \cdot \frac{s(s + \frac{1}{T'_{do}})(s + \frac{1}{T_R}) + \frac{K_G K_R T_F}{T'_{do} T_R K_F}(s + \frac{1}{T_F})}{(s + \frac{1}{T'_{do}})(s + \frac{K_E}{T_E})(s + \frac{1}{T_R})(s + \frac{1}{T_F})} \quad (3-31)$$

将前面已知的数据及 $K_R=1$ 代入上式, 得

$$G(s)H(s) = 1.45 \cdot \frac{K_A K_F}{T_F} \cdot \frac{s(s + 0.12)(s + 25) + 2.985 \frac{T_F}{K_F} \left(s + \frac{1}{T_F} \right)}{(s + 0.12)(s + 1.45)(s + 25) \left(s + \frac{1}{T_F} \right)} \quad (3-32)$$

此式说明, 增加了电压速率反馈环节后, 系统就有四个极点, 三个零点。当 T_F 值给定后, (3-32) 式的所有极点就被确定了。轨迹的形状还与零点的位置有关, 为此求 (3-32) 式的零点, 方程可写为

$$s(s + 0.12)(s + 25) + 2.985 \times \frac{T_F}{K_F} \left(s + \frac{1}{T_F} \right) = 0 \quad (3-33)$$

由上式可知, (3-32) 式的零点位置随 T_F 、 K_F 而变, 为了探求最佳的零点位置, 就需绘制其变化轨迹, 因此把 (3-33) 式转化为如下形式

$$1 + \frac{K(s + \frac{1}{T_F})}{s(s + 0.12)(s + 25)} = 0 \quad (3-34)$$

式中 $K = 2.985 T_F / K_F$ 。

(3-34) 式与某一控制系统的闭环特征方程相似, 因此 (3-34) 式可视为开环传递函数 $G_0(s)H_0(s) = \frac{K(s + 1/T_F)}{s(s + 0.12)(s + 25)}$ 的闭环系统特征方程, 作出 $G_0(s)H_0(s)$ 的根轨迹, 其轨迹上的每一点都是 (3-34) 式的根, 也就是 (3-32) 式的零点。

由 (3-34) 式可知, 其零点的确切位置与 K_F 、 T_F 的值有关。当 $0.12 < \frac{1}{T_F} < 25$ 时, $G_0(s)H_0(s)$ 的根轨迹的形状如图 3-17 所示, 其渐近线与实轴交点的横坐标为 m , m 的范围为 $-12.5 < m < 0.06$ 。当 K 值给定后, 由图 3-17 即可确定 (3-32) 式的零点, 其位置如图 3-18 中 z_1 、 z_2 、 z_3 。这样, 引入电压速率反馈后, 励磁控制系统的根轨迹图就如图 3-18 所示。

由图 3-18 的根轨迹可见, 引入电压速率反馈后, 由于新增加了一对零点, 把励磁系统的根轨迹引向左半平面, 从而使控制系统的稳定性大为改善。

因此, 在发电机的励磁控制系统中, 一般都附有励磁系统稳定器, 作为改善发电机空载运行稳定性的重要部件。

三、励磁系统稳定器电路

励磁系统稳定器原理如图 3-19 所示。它由一级微分放大器组成。励磁机磁场电流经分流器、直流变换器由端子 1 输入, 经微分放大器获得励磁机磁场电流的速率信号。微分放大器的传递函数是

$$H(s) = \frac{R_6 + R_5}{R_6 + \alpha R_5} \cdot \frac{s(R_3 + R_4)C_1}{[1 + s(R_1 + R_2)C_1]} \quad (\alpha < 1) \quad (3-35)$$

从上式可知，改变电位器 R_1 、 R_3 （两者同轴且阻值相等），即可改变微分时间常数，其范围是 $0.2 \sim 2s$ 。而改变电位器 R_5 ，即可改变励磁系统稳定器的增益。

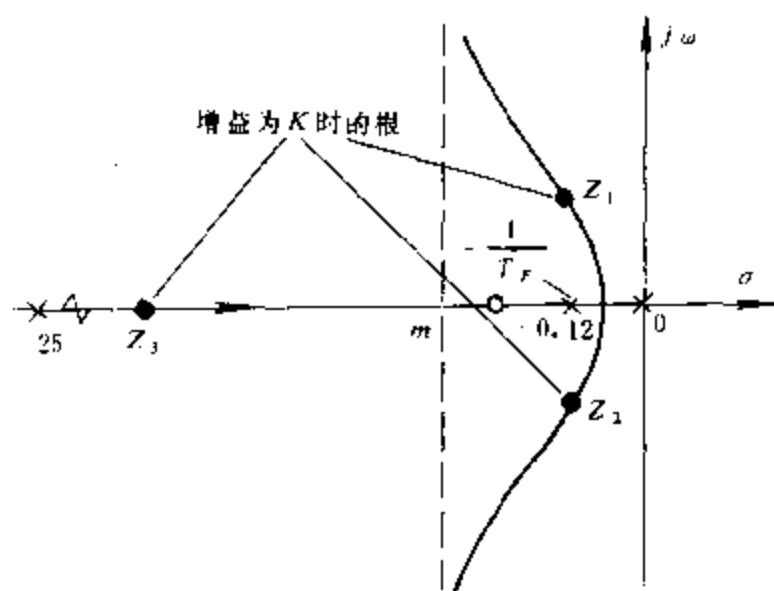


图 3-17 (3-34) 式开环传递函数的根轨迹图

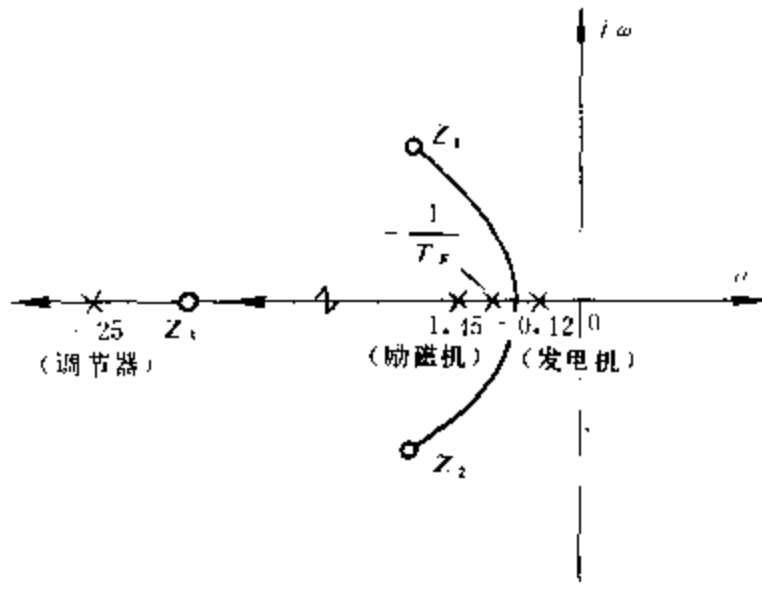


图 3-18 (3-32) 式的根轨迹图

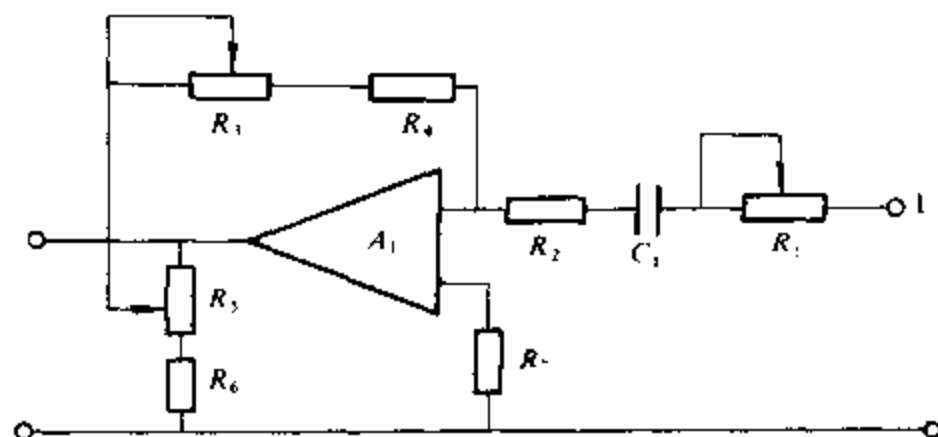


图 3-19 励磁系统稳定器原理图

A_1 输出励磁机磁场电流速率信号到电压测量比较单元的输入端。当磁场电流跃增时，励磁系统稳定器输出正微分信号，使电压测量比较单元瞬时输出负信号去减弱励磁机磁场电流。反之，则增强励磁机磁场电流，而在稳态运行时励磁系统稳定器无输出。从而构成了软反馈，改善了系统阻尼特性。

第四节 励磁自动控制系统对电力系统稳定的影响

励磁控制系统对提高电力系统稳定的作用，一直是人们关心的课题和努力的目标，长期以来已进行了大量的研究工作。早期的研究认为，无失灵区的励磁调节器可以提高电力系统的静稳定功率极限。同时，在空载和负载两种情况下，对励磁调节器放大系数的要求是不一样的。在 50 年代初期，人们已注意到新型励磁调节器所引起的不稳定现象，因而普遍采用了提高稳定的反馈校正电路。在 60 年代，大型互联系统增长性的振荡，破坏了大型系统之间的并联运行。研究发现，互联系统本身固有的自然阻尼微弱性是发生这种现象的

主要原因，而励磁调节器的调节又使系统产生负阻尼效应，导致电力系统产生低频振荡。进一步研究得知，励磁系统引入适当的信号，可以增强系统的阻尼，对于克服增长性的振荡是一种较为有效的措施。

励磁控制系统对电力系统稳定的影响与同步发电机的动态特性密切相关，因此下面先简单地介绍一下同步发电机的动态方程式，并由此得到同步发电机的动态特性框图。

一、同步发电机的动态方程式

(一) 同步发电机动态方程式线性化的条件

在研究电力系统稳定问题时，一般以一台同步发电机经外接阻抗 $R_e + jX_e$ 接于无限大母线为典型例子，有时还计及地区负荷影响，如图 3-20 所示。

在描述同步发电机动态方程时，假设系统处于小扰动情况下（即偏离运行点不大），其运动方程式可进行线性化，此外对发电机还作如下假定：

- 1) 忽略阻尼效应；
- 2) 忽略定子绕组的电阻；
- 3) 在定子和负荷的电压方程中， d 、 q 轴感应电动势中的 $\frac{d\lambda_d}{dt}$ 和 $\frac{d\lambda_q}{dt}$ 项与转速电动势 $\omega\lambda_q$ 和 $\omega\lambda_d$ 相比可以忽略；

4) 感应电动势中的 ω_1 项近似等于 $\omega_0\lambda$ ， ω_0 是同步角速度；

5) 选定初始点后，饱和效应可以忽略。

经简化后的线性动态方程能够突出各量之间基本的关系，既易理解，又不过于繁琐。

在编写同步发电机动态方程时，定子三相电流用相应的 I_d 与 I_q 来代替，如图 3-21 所示。所有参数都取标么值，以发电机的额定容量，相电压及相电流额定值为基准。转子磁链以其在定子侧感应的旋转电动势的标么值来表示。由于转子绕组的匝数与电阻是定值，所以转子电压及电流都可以通过等值磁链的标么值用定子侧相应的电动势来表示。

(二) 暂态电势 E'_q 的方程式

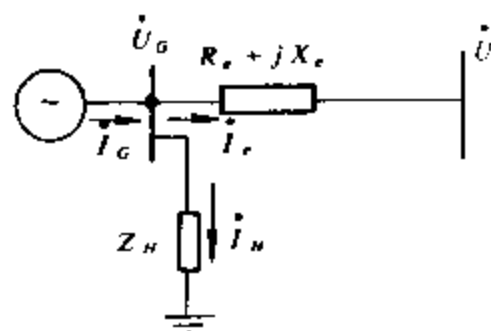


图 3-20 具有地区负荷的发电机经输电线路接至无限大母线的系统接线图

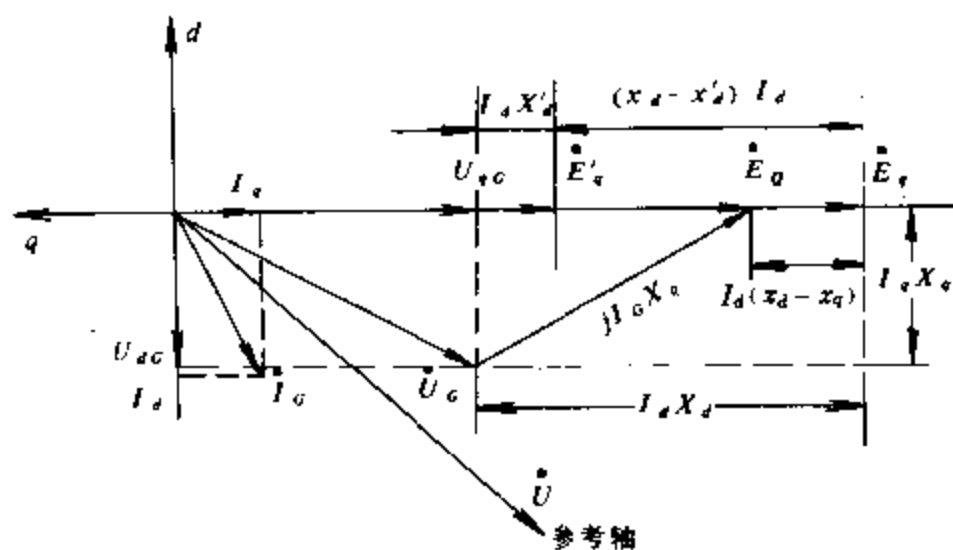


图 3-21 同步发电机矢量图

根据《电力系统暂态分析》课程的分析, E'_q 就是转子合成磁链 λ_{EF} 在定子侧的等值电动势的标么值。同时, E_q 是转子电流 I_{EF} 产生的总磁链在定子侧的等值电动势的标么值。 E_{de} 是转子端电压 U_E 在定子侧的等值电动势的标么值。

从同步发电机电动势矢量图 (图 3-21) 可见, 在 q 轴 (交轴) 方向上有

$$E'_q = E_q - (X_d - X'_d) I_d \quad (3-36)$$

根据转子回路方程式有

$$U_E = R_{EF} I_{EF} + \frac{d\lambda_{EF}}{dt} \quad (3-37)$$

用定子侧相应的感应电动势可将此式表示为

$$E_{de} = E_q + T'_{do} \frac{dE'_q}{dt} \quad (3-38)$$

将 (3-36) 式代入 (3-38) 式整理后得其运算形式为

$$E_{de} = (1 + T'_{do} s) E'_q + (X_d - X'_d) I_d \quad (3-39)$$

现在研究发电机经过外接阻抗 $R_e + jX_e$ 接到无限大母线的情况。选取无限大母线电压为参考轴, 由图 3-22 矢量图 (忽略图 3-20 中的地区负荷电流 I_H)

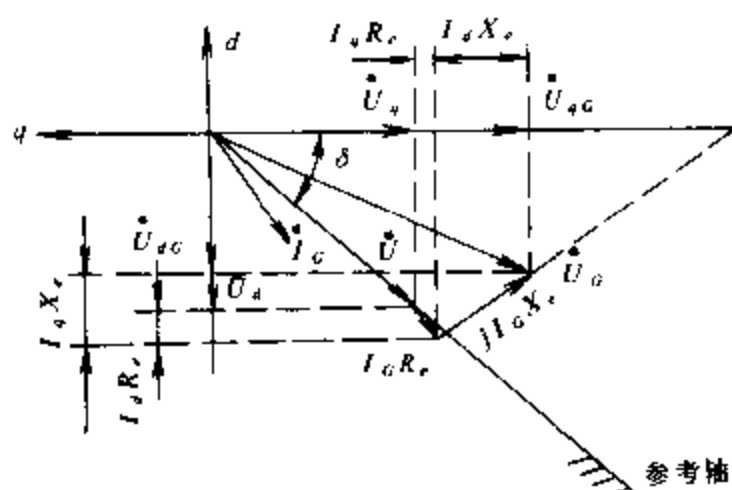


图 3-22 同步发电机经 $R_e + jX_e$ 接到无限大母线的矢量图

得无限大母线电压 U 与发电机端电压 U_G 之间的关系为

$$U_q = U \cos \delta = U_{qG} - X_e I_d - R_e I_q$$

$$U_d = -U \sin \delta = U_{dG} - R_e I_d + X_e I_q$$

解得

$$\left. \begin{aligned} U_{qG} &= U \cos \delta + X_e I_d + R_e I_q \\ U_{dG} &= U \sin \delta + R_e I_d - X_e I_q \end{aligned} \right\} \quad (3-40)$$

考虑到无限大母线的电压幅值为恒定, 上式的偏差方程为

$$\begin{aligned} \Delta U_{qG} &= \frac{\partial(U \cos \delta)}{\partial U} \Delta U + \frac{\partial(U \cos \delta)}{\partial \delta} \Delta \delta + \frac{\partial(X_e I_d)}{\partial I_d} \Delta I_d + \frac{\partial(R_e I_q)}{\partial I_q} \Delta I_q \\ &= -U \sin \delta_0 \Delta \delta + X_e \Delta I_d + R_e \Delta I_q \end{aligned} \quad (3-41)$$

同理

$$\Delta U_{dG} = U \cos \delta_0 \Delta \delta + R_e \Delta I_d - X_e \Delta I_q$$

从图 3-21 得

$$U_{qG} = E_q - X_d I_d \quad (3-42)$$

则

$$\Delta U_{qG} = \Delta E_q - X_d \Delta I_d$$

将 (3-36) 式的偏差方程代入 (3-42) 式得

$$\Delta U_{qG} = \Delta E'_q - X'_d \Delta I_d \quad (3-43)$$

再将上式代入 (3-41) 式的第一式并整理之, 得

$$(X'_d + X_e) \Delta I_d + R_e \Delta I_q = \Delta E'_q + U \sin \delta_0 \Delta \delta \quad (3-44)$$

同理可得

$$-R_e \Delta I_d + (X_q + X_e) \Delta I_q = U \cos \delta_0 \Delta \delta \quad (3-45)$$

将 (3-44)、(3-45) 两式写成矩阵形式为

$$\begin{bmatrix} X'_d + X_e & R_e \\ -R_e & X_q + X_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta I_d \\ \Delta I_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & \sin \delta_0 \\ 0 & \cos \delta_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta E'_q \\ U \Delta \delta \end{bmatrix} \quad (3-46)$$

因此

$$\begin{bmatrix} \Delta I_d \\ \Delta I_q \end{bmatrix} = \frac{1}{A} \begin{bmatrix} X_q + X_e - R_e \cos \delta_0 + (X_q + X_e) \sin \delta_0 \\ R_e & (X'_d + X_e) \cos \delta_0 + R_e \sin \delta_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta E'_q \\ U \Delta \delta \end{bmatrix} \quad (3-47)$$

这里

$$A = R_e^2 + (X_q + X_e)(X'_d + X_e)$$

若电阻 R_e 数值很小, 可将它忽略, 则

$$\Delta I_d = (\Delta E'_q + U \sin \delta_0 \Delta \delta) / (X'_d + X_e) \quad (3-48)$$

$$\Delta I_q = (U \cos \delta_0 \Delta \delta) / (X_q + X_e) \quad (3-49)$$

为了得到暂态电动势增量 $\Delta E'_q$ 与 ΔE_{de} 及 $\Delta \delta$ 的关系式, 将 (3-48) 式代入 (3-39) 式的偏差方程, 得

$$\Delta E_{de} = \left[\frac{1}{K_3} + T'_{do} s \right] \Delta E'_q + K_4 \Delta \delta \quad (3-50)$$

上式可改写成

$$\Delta E'_q = \frac{K_3}{1 + K_3 T'_{do} s} \Delta E_{de} - \frac{K_3 K_4}{1 + K_3 T'_{do} s} \Delta \delta \quad (3-51)$$

式中

$$K_3 = (X'_d + X_e) / (X_d + X_e) \quad (3-52)$$

$$K_4 = U \sin \delta_0 (X_d - X'_d) / (X'_d - X_e) \quad (3-53)$$

由此可见, K_3 是只与阻抗有关, 而与发电机的运行状态无关的阻抗系数; K_4 则与转子相位角 δ 有关。由 (3-51) 式可知, 当外加转子电压 U_E 恒定不变时, 即 E_{de} 恒定, 转子绕组磁链随转子相位角的变化而变化, 而稳态偏移率与 K_4 成正比, 即

$$K_4 = \frac{1}{K_3} \times \left. \frac{\Delta E'_q}{\Delta \delta} \right|_{\Delta E_{de}=0}$$

(3-51) 式中, $\Delta E'_q$ 的第一个分量与励磁电压偏差成正比, 由此所引起转子磁链的变化要经过一个惯性环节, 其时间常数为

$$T_G = K_3 T'_{do} = \frac{X'_d + X_e}{X_d + X_e} T'_{do} \quad (3-54)$$

它就是发电机在运行工况下励磁绕组的时间常数。这一分量实际反映了与励磁电流增量成正比的转子磁链增量所对应的暂态电动势增量。 $\Delta E'_q$ 的另一分量是与转子相位角增量 $\Delta \delta$ 成正比, 它实际上反映了转子相位角变化所产生的定子电流增量的祛磁效应。所以式前冠以负号, 因为 $\Delta E'_q$ 与 λ_{EF} 成正比, 而 $\lambda_{EF} = I_{EF} X_{EF} - I_d X_{ad}$ 。当励磁电流不变时, 如果定子负荷电流 I_d 增大, 达到稳态时, λ_{EF} 及 $\Delta E'_q$ 要减小。由于在暂态过程开始时, λ_{EF} 保持不变, 所以 ΔI_d 祛磁效应的时间常数也为 T_G , (3-51) 式中的第二个分量实际上也代表一个惯性环节。

(三) 发电机转子运动方程和发电机电磁转矩方程

同步发电机的转子运动方程为

$$J \frac{d^2\theta}{dt^2} = M_o = M_m - M_e \quad (3-55)$$

式中 θ ——机械角位移, rad;

J ——转动惯量, $\text{kg} \cdot \text{m}^2$;

M_o ——转子轴上的净加速转矩, $\text{N} \cdot \text{m}$;

M_m ——原动机的机械转矩, $\text{N} \cdot \text{m}$;

M_e ——发电机的电磁转矩, $\text{N} \cdot \text{m}$ 。

经过从机械量到电气量的换算, 并以标么值表示时, 转子的运动方程为

$$T_j \frac{d\omega_*}{dt} = M_{m*} - M_{e*} \quad (3-56)$$

式中 M_{m*} ——原动机机械转矩标么值;

M_{e*} ——发电机电磁转矩标么值;

ω_* ——角速度的标么值;

T_j ——转子的惯性时间常数, s。

上式的偏差方程为 (为了书写简便起见, 以下各式均省略 “*” 符号)

$$T_j \frac{d\Delta\omega}{dt} = \Delta M_m - \Delta M_e \quad (3-57)$$

同步发电机电磁转矩的标么值等于发电机输出功率的标么值, 即

$$M_e = P_G = U_{dG} I_d + U_{qG} I_q \quad (3-58)$$

$$\text{因为 } U_{dG} = X_q I_q, U_{qG} = E'_q - X'_d I_d \quad (3-59)$$

所以得

$$M_e = [E'_q + (X_q - X'_d) I_d] I_q$$

其偏差方程为

$$\Delta M_e = I_{q0} \Delta E'_q + [E'_{q0} + (X_q - X'_d) I_{d0}] \Delta I_q + (X_q - X'_d) I_{q0} \Delta I_d \quad (3-60)$$

由图 3-21 有

$$E_{q0} = E'_{q0} + (X_q - X'_d) I_{d0}$$

于是

$$\Delta M_e = I_{q0} \Delta E'_q + E_{q0} \Delta I_q + (X_q - X'_d) I_{q0} \Delta I_d \quad (3-61)$$

再将 (3-48) 式、(3-49) 式代入 (3-61) 式, 则发电机电磁转矩增量为

$$\begin{aligned} \Delta M_e &= \left[\frac{X_q - X'_d}{X'_d + X_e} I_{q0} U \sin \delta_0 + \frac{U \cos \delta_0}{X_q + X_e} E_{q0} \right] \Delta \delta + \frac{X_q + X_e}{X'_d + X_e} I_{q0} \Delta E'_q \\ &= K_1 \Delta \delta + K_2 \Delta E'_q \end{aligned} \quad (3-62)$$

式中 K_1 ——在恒定的转子 d 轴磁链下, 当转子相位角有小变化时所引起的电磁转矩变化的系数, 此系数即 $\Delta E'_q$ 恒定时同步转矩系数, 而

$$K_1 = \frac{\partial M_e}{\partial \delta} \Big|_{E'_q = E'_{q0}} = \frac{X_q - X'_d}{X'_d + X_e} I_{q0} U \sin \delta_0 + \frac{U E_{q0}}{X_q + X_e} \cos \delta_0 \quad (3-63)$$

K_2 ——在恒定的转子相位角下，相应于小的 d 轴磁链变化所引起的电磁转矩变化的系数，而

$$K_2 = \frac{\partial M_e}{\partial E'_q} \Big|_{\delta=\delta_0} = \frac{X_q + X_e}{X'_d + X_e} I_{q0} \quad (3-64)$$

(四) 发电机端电压方程

根据同步发电机相量图有

$$U_G^2 = U_{dG}^2 + U_{qG}^2$$

在运行点的偏差方程为

$$\Delta U_G = \left(\frac{U_{dG0}}{U_{G0}} \right) \Delta U_{dG} + \left(\frac{U_{qG0}}{U_{G0}} \right) \Delta U_{qG} \quad (3-65)$$

将 (3-59) 式的偏差方程代入上式，得

$$\Delta U_G = \left(\frac{U_{dG0}}{U_{G0}} \right) X_q \Delta I_q - \left(\frac{U_{qG0}}{U_{G0}} \right) (X'_d \Delta I_d - \Delta E'_q)$$

再以 (3-48) 式、(3-49) 式代入上式，消去 ΔI_d 、 ΔI_q 后得

$$\begin{aligned} \Delta U_G &= \left[\frac{-UX'_d U_{qG0}}{U_{G0}(X'_d + X_e)} \sin \delta_0 + \frac{UX_q U_{dG0}}{U_{G0}(X_q + X_e)} \cos \delta_0 \right] \Delta \delta + \frac{U_{qG0} X_e}{U_{G0}(X'_d + X_e)} \Delta E'_q \\ &= K_5 \Delta \delta + K_6 \Delta E'_q \end{aligned} \quad (3-66)$$

式中 K_5 ——在恒定 d 轴磁链下，转子相位角小的变化所引起的发电机端电压变化的系数；

K_6 ——在恒定的转子相位角下， d 轴磁链小的变化所引起的发电机端电压变化的系数。

(五) 同步发电机动态方程组

将 (3-51) 式、(3-57) 式、(3-62) 式、(3-66) 式汇总起来，得到同步发电机的动态方程组为

$$\left. \begin{aligned} \Delta E'_q &= \frac{K_3}{1 + K_3 T'_{do} s} \Delta E'_d - \frac{K_3 K_4}{1 + K_3 T'_{do} s} \Delta \delta \\ \Delta M_e &= K_1 \Delta \delta + K_2 \Delta E'_q \\ \Delta U_G &= K_5 \Delta \delta + K_6 \Delta E'_q \\ \Delta \omega &= \frac{\Delta M_m - \Delta M_e}{T_J s} \\ \Delta \delta &= \frac{\omega_0}{s} \Delta \omega \end{aligned} \right\} \quad (3-67)$$

根据上式可得同步发电机框图，见图 3-23。

上面在最简单的情况下，导出了偏差量的基本方程、框图以及系数 $K_1 \sim K_6$ 的表达式。由 $K_1 \sim K_6$ 的表达式可见， K_3 只与外接串联阻抗有关，与发电机的运行工况无关，而其它系数均随运行点的改变而变化。图 3-24 分别表明了远距离输电系统中，这些系数随发电机有功负荷、无功负荷变化的情况。由图可知， K_1 、 K_2 、 K_4 和 K_6 均为正值，而系数 K_5 当

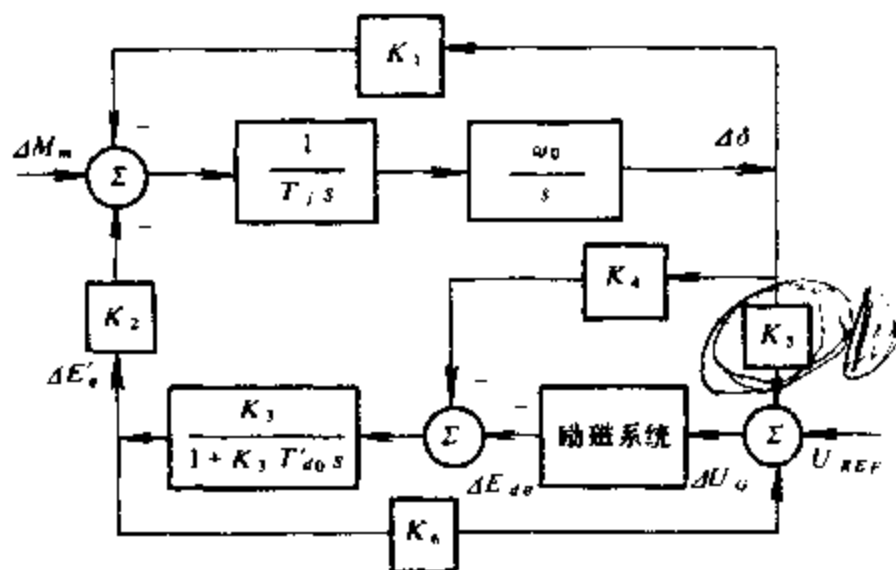


图 3-23 经外阻抗接于无限大母线的同步发电机的传递函数框图

负荷较重时，即功率角增大时其值由正变为负。这是一个非常重要的现象。

上述数学模型，由于保留了同步发电机在小扰动过程中的重要变量，并且物理概念十分清楚，所以被广泛采用。

二、励磁控制对电力系统静态稳定的影响

在分析远距离输电系统稳定性时，图 3-23 的传递函数框图是讨论问题的主要依据。我们首先讨论没有励磁控制时，同步发电机的动态特性，然后分析励磁控制对发电机动态特性的影响，进

一步研究励磁控制与电力系统静态稳定间的关系和某些改善系统静态稳定的措施。

(一) 同步发电机的固有特性

所谓同步发电机的固有特性是指不计励磁调节时发电机所具有的动态特性。为了研究

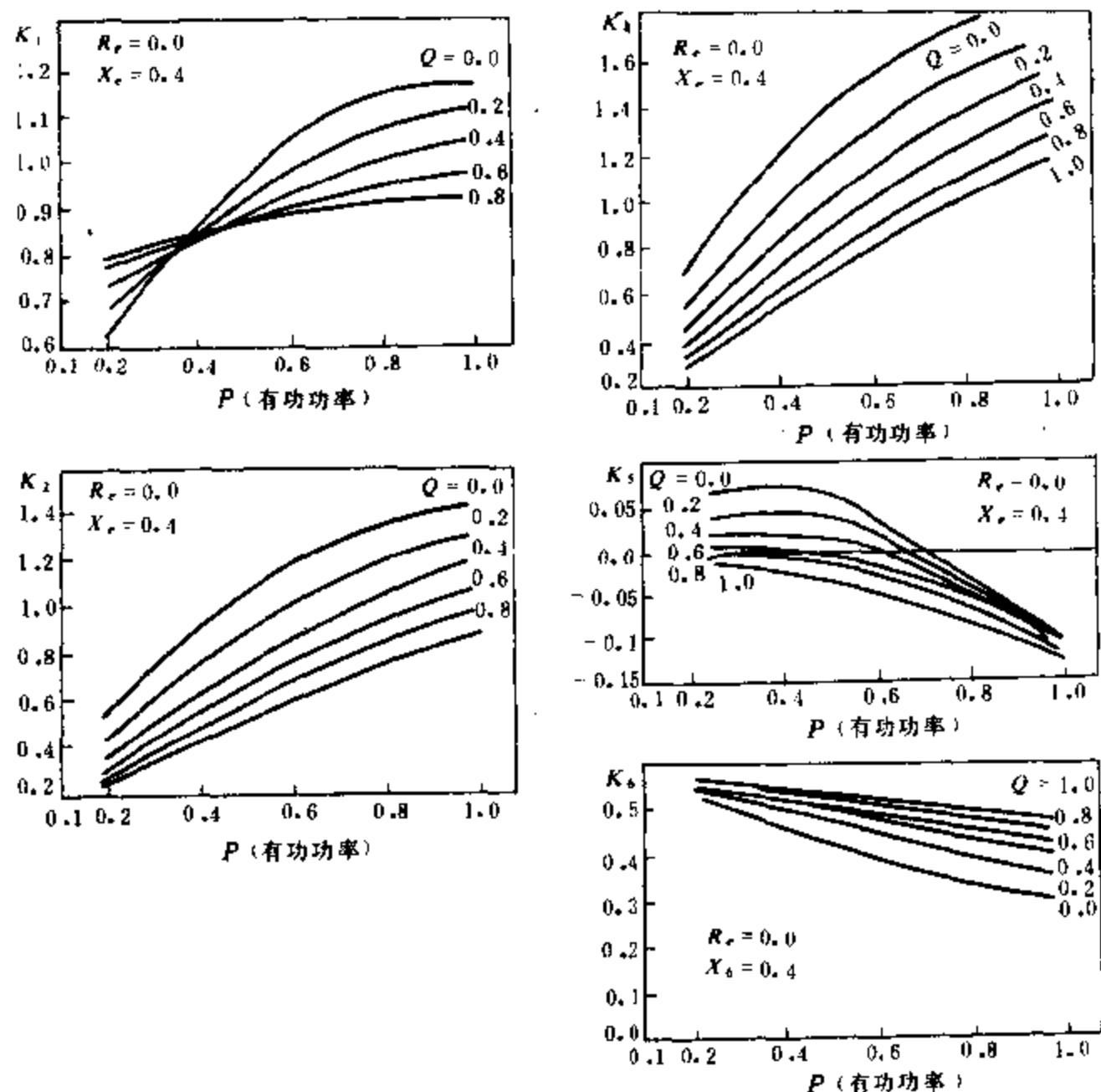


图 3-24 参数 K_1 、 K_2 、 K_4 、 K_5 、 K_6 随负荷变化的曲线

的方便，暂不考虑转子相位角变化所引起的祛磁效应，即认为 $\Delta E'_d = 0$ 。这样，图 3-23 可简化成图 3-25，其特征方程为

$$T_j s^2 + K_1 \omega_0 = 0$$

特征方程的根为

$$s = \pm j \sqrt{\frac{K_1 \omega_0}{T_j}}$$

十分明显， K_1 必须大于零，否则发电机就是不稳定的。当 $K_1 > 0$ 时，发电机处于稳定的边界。它的动态特性是振荡的，其振荡频率称为同步发电机的固有振荡频率，可以从方程直接求得。

假设在框图中增加虚线所示的部分，则特征方程中将增加一项 Ds ， D 称为阻尼系数，它反映了实际存在于发电机转子上的阻尼作用。引入阻尼系数后，特征方程变为

$$T_j s^2 + Ds + K_1 \omega_0 = 0$$

其根为

$$s = \frac{-D \pm \sqrt{D^2 - 4K_1 \omega_0 T_j}}{2T_j}$$

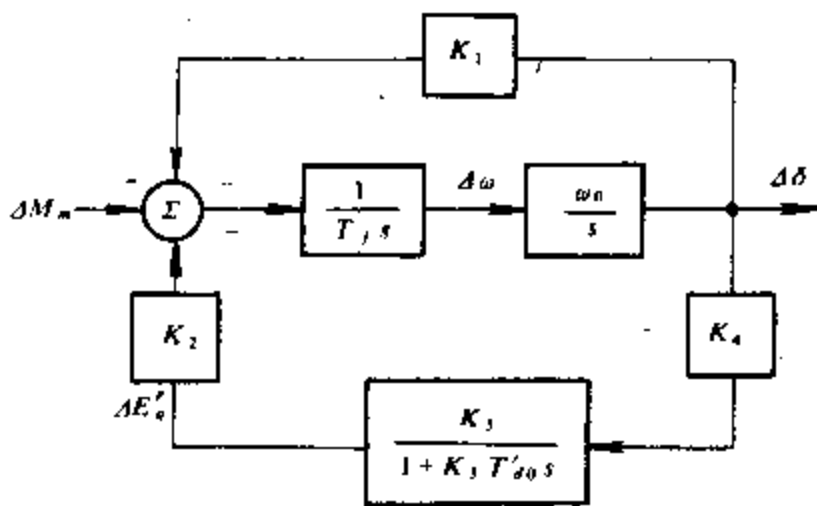


图 3-26 计及励磁绕组动态特性的同步发电机传递函数框图

图 3-25 发电机的固有振荡框图

由此可以得出两点结论：

(1) $K_1 > 0$ ，即同步功率系数必须大于零，否则同步发电机将以滑动方式失去稳定；

(2) $D > 0$ ，即阻尼系数必须大于零，否则同步发电机将以振荡方式失去稳定。

现在考虑转子相位角变化所引起的祛磁效应对稳定的影响，即取消 $\Delta E'_d = 0$ 的限制，于是可得图 3-26 所示的发电机传递函数框图。

系统的闭环传递函数是

$$\frac{\Delta \delta(s)}{\Delta M(s)} = \frac{(1 + K_3 T'_{do} s) \omega_0}{(T_j s^2 + K_1 \omega_0)(1 + K_3 T'_{do} s) - K_2 K_3 K_4 \omega_0}$$

由闭环传递函数得到的系统特征方程为

$$s^3 + \frac{1}{K_3 T'_{do}} s^2 + \frac{K_1 \omega_0}{T_j} s + \frac{\omega_0}{T_j K_3 T'_{do}} (K_1 - K_2 K_3 K_4) = 0$$

运用劳斯准则，同步发电机稳定运行的条件为

$$K_1 - K_2 K_3 K_4 > 0$$

$$K_2 K_3 K_4 > 0$$

由此可见，在计及转子相位角变化所引起的祛磁效应后，同步发电机稳定运行的条件发生了变化。下面讨论这两个条件的物理意义。

当外加的励磁电压不变时，即 $\Delta E_{de}=0$ ，由 (3-51) 式可得

$$\Delta E'_q = \frac{-K_3 K_4}{1 + K_3 T'_{do} s} \Delta \delta$$

将此式代入 (3-62) 式，得

$$\Delta M_e = K_1 \Delta \delta - \frac{K_2 K_3 K_4}{1 + K_3 T'_{do} s} \Delta \delta \quad (3-68)$$

设 $\Delta \delta$ 以角频率 ω_d 振荡，按反馈电路频率特性可求得 ΔM_e 的幅值及相角关系。将 $s = j\omega_d$ 代入 (3-68) 式，得

$$\begin{aligned} \Delta M_e &= \left(K_1 - \frac{K_2 K_3 K_4}{1 + j\omega_d K_3 T'_{do}} \right) \Delta \delta \\ &= \left(K_1 - \frac{K_2 K_3 K_4}{1 + K_3^2 T_{do}^2 \omega_d^2} \right) \Delta \delta + j \frac{\omega_d K_2 K_3^2 K_4 T'_{do}}{1 + K_3^2 T_{do}^2 \omega_d^2} \Delta \delta \\ &\quad - \Delta M_e + j \Delta M_D \end{aligned} \quad (3-69)$$

式中 ω_d ——由转子机械转动惯量决定的振荡频率；

ΔM_e ——同步转矩增量；

ΔM_D ——阻尼转矩增量。

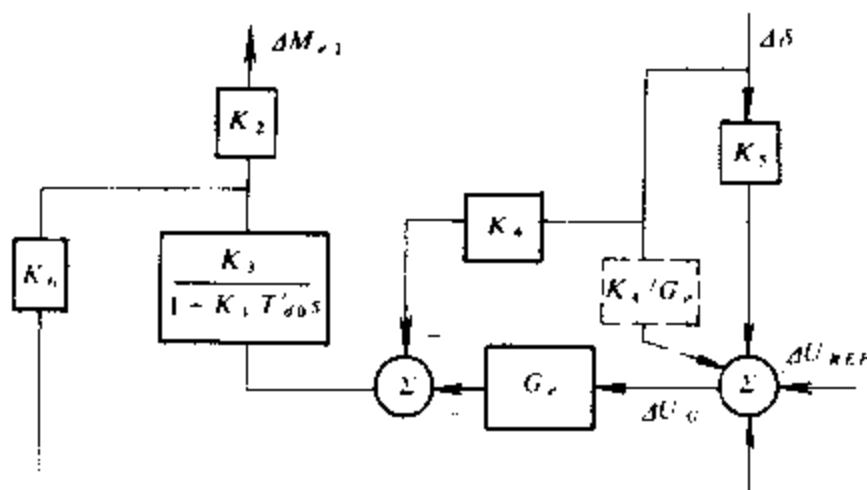


图 3-27 计及励磁系统发电机反馈传递函数

可见，当 $\Delta \delta$ 以 ω_d 角频率振荡时，反馈至发电机的输入转矩可以分解为两个分量，其中与 $\Delta \delta$ 同相位的分量为同步转矩，与 $\Delta \delta$ 成 90° 的分量为阻尼转矩。阻尼转矩的阻尼作用与电机本身固有阻尼系数 D 的作用一致的为正阻尼，相反的为负阻尼。(3-69)式中等号右面第二项中的系数 K_2 、 K_3 、 K_4 恒为正值，因此稳态时（即 $\omega_d = 0$

时）这一祛磁转矩分量为 $-(K_2 K_3 K_4) \Delta \delta$ ，与第一项同步转矩 $K_1 \Delta \delta$ 符号相反，所以稳定运行的条件变为 $K_1 - K_2 K_3 K_4 > 0$ ，即同步转矩系数必须大于零，只不过由于计及电枢反应，使 $\Delta E'_q$ 发生了变化，同步转矩系数下降了。上式中虚部是阻尼转矩分量，其中 $K_2 K_3 K_4 > 0$ ，即在这种情况下阻尼转矩大于零。计及同步发电机本身所具有的阻尼作用后，这一条件变为 $D + K_2 K_3 K_4 > 0$ 。可见，机组的正阻尼转矩加大了，因而机组运行更稳定。

(二) 计及励磁调节后的系统特性

现在进一步讨论励磁控制对电力系统静态稳定的影响，从图 3-23 所示的框图可以看出，励磁调节器是通过改变 $\Delta E'_q$ 来改变转矩增量 ΔM 的，在框图上则表示为因 $\Delta \delta$ 变化而产

生的转矩变化,如图 3-27 所示。图中 G_e 代表励磁系统的传递函数。

在图 3-27 中,根据相加点前移的规则将 K_4 输出的相加点移至 G_e 的前面,如虚线所示,这样就可求出计及励磁系统后,它的反馈回路的传递函数为

$$\frac{\Delta M_{e2}(s)}{\Delta \delta(s)} = - \frac{K_2 G_3 (K_4 + K_5 G_e)}{1 + G_3 G_e K_6} \quad (3-70)$$

式中 $G_3 = K_3 / (1 + K_3 T'_{do} s)$ 。

图 3-23 整个系统的闭环传递函数为

$$\frac{\Delta \delta(s)}{\Delta M_e(s)} = \frac{\omega_0 (1 + G_3 G_e K_6)}{(T_j s^2 + K_1 \omega_0) (1 + G_3 G_e K_6) - K_2 G_3 \omega_0 (K_4 + K_5 G_e)}$$

由闭环传递函数可得系统的特征方程为

$$T_j T'_{do} s^3 + T_j \left(\frac{1}{K_3} + K_6 G_e \right) s^2 + K_1 T'_{do} \omega_0 s + K_1 K_6 \omega_0 G_e + \frac{K_1 \omega_0}{K_3} - K_2 K_4 \omega_0 - K_2 K_5 \omega_0 G_e = 0 \quad (3-71)$$

在讨论励磁控制对电力系统稳定的影响时,如果将图 3-15 所示的励磁系统框图引入图 3-23 中分析,将会遇到较大的困难。在不影响其主要特征的前提下,可以对励磁系统进行简化,如图 3-28 所示。

将励磁控制系统简化成一个等值的一阶惯性环节,它的等值放大系数为 K_e ,时间常数为 T_e 。因此

$$G_e = \frac{K_e}{1 + T_e s}$$

在快速励磁控制系统中, K_e 的值较大,而时间系数 T_e 很小,以 $G_e = K_e$ 代入 (3-71) 式并运用劳斯准则,可得同步发电机稳定运行条件为

$$(1) \frac{K_1 - K_2 K_5 / K_6}{K_6} > 0; \quad (3-72)$$

$$(2) \frac{K_2 K_5 \omega_0 T'_{do}}{K_6} > 0; \quad (3-73)$$

这两个条件的物理意义仍是同步转矩系数及阻尼转矩系数必须大于零。用前面所述的方法,可以推导出图 3-27 所示的励磁系统反馈回路的同步转矩及阻尼转矩表示式为

$$\Delta M_{d2} = \frac{- \left[\frac{K_2 K_4}{K_6 K_e} + \frac{K_2 K_5}{K_6} \right]}{1 + \left(\frac{T'_{do}}{K_6 K_e} \right)^2 \omega_d^2} \cdot \Delta \delta \approx \frac{- \frac{K_2 K_5}{K_6}}{1 + \left(\frac{T'_{do}}{K_6 K_e} \right)^2 \omega_d^2} \cdot \Delta \delta \quad (3-74)$$

$$\Delta M_{d2} = \frac{\frac{K_2 K_4}{K_6 K_e} + \frac{K_2 K_5}{K_6}}{1 + \left(\frac{T'_{do}}{K_6 K_e} \right)^2 \omega_d^2} \cdot \frac{T'_{do} \omega_d}{K_6 K_e} \Delta \delta \approx \frac{\frac{K_2 K_5}{K_6}}{1 + \left(\frac{T'_{do}}{K_6 K_e} \right)^2 \omega_d^2} \cdot \frac{T'_{do}}{K_6 K_e} \omega_d \Delta \delta \quad (3-75)$$

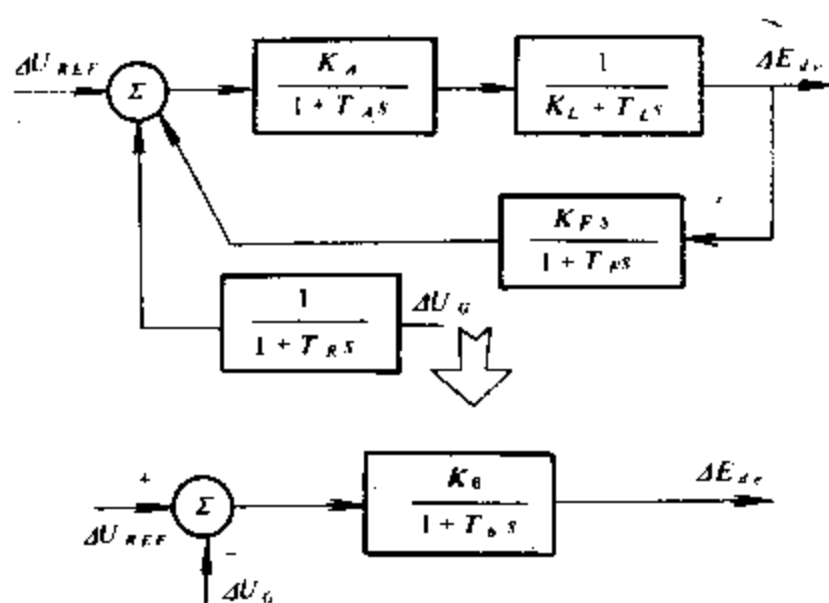


图 3-28 励磁系统简化传递函数

计及电机本身所具有的同步转矩分量 $K_1 \Delta\delta$ 及阻尼转矩系数 D 的作用后, 参照 (3-72) 和 (3-73) 式的条件可以得出同步发电机不发生滑动失步及振荡失步的条件为

$$\Delta M_s = K_1 \Delta\delta + \Delta M_{s2} = \left[K_1 - \frac{K_2 K_5 / K_6}{1 + (T'_{d0} / K_6 K_e)^2 \omega_d^2} \right] \Delta\delta > 0 \quad (3-76)$$

$$\Delta M_D = D \Delta\delta + \Delta M_{d2} = \left[D + \frac{K_2 K_5 / K_6}{1 + (T'_{d0} / K_6 K_e)^2 \omega_d^2} \times \frac{T'_{d0}}{K_6 K_e} \omega_d \right] \Delta\delta > 0 \quad (3-77)$$

下面再讨论远距离输电情况下, 发电机同步转矩与阻尼转矩的变化。

1. 输电线轻负荷运行

当输电线输送功率较小时, 由图 3-24 可知, 此时 $K_5 > 0$ 。由 (3-74) 式 ΔM_{s2} 的表达式可知, $\Delta M_{s2} < 0$ 。但因机组本身的同步转矩系数 K_1 较大, 故仍能保证 $\Delta M_s > 0$ 。所以在输电线输送功率较小时, 即在发电机的功率角较小时, 不会因励磁调节器的作用使 $\Delta M_s < 0$ 而发生滑行失步。

另外, 由 (3-75) 式 ΔM_{d2} 的表达式可知, 此时 $\Delta M_{d2} > 0$ 。这说明励磁调节器加入后, 机组的阻尼转矩增大了, 有利于电力系统的稳定运行。

2. 输电线重负荷运行

当输电线输送功率较大时, 由图 3-24 可知, 此时 $K_5 < 0$ 。这样 $\Delta M_{s2} > 0$, 即励磁调节器加入后, 增强了系统的同步能力。

但是, 由于 $K_5 < 0$ 使 $\Delta M_{d2} < 0$, 即励磁调节器加入后, 反而减小了机组的阻尼转矩, 使机组平息振荡的能力减弱了, 并且随着电压放大系数 K_e 的增加, ΔM_{d2} 也将增大 [见 (3-75) 式]。当机组总阻尼转矩 $\Delta M_D < 0$ 时, 系统将发生振荡。这就是励磁调节器恶化机组阻尼的后果。

上述分析表明, 在远距离输电并且联系薄弱的电力系统中, 采用励磁调节器后, 由于 K_5 变负反而减弱了系统的阻尼能力, 导致电力系统可能出现低频振荡现象。因此, 必须采取适当的措施来改善电力系统运行的稳定性。

三、改善电力系统稳定性的措施——电力系统稳定器

(一) 低频振荡的产生及校正

在远距离输电系统中, 励磁控制系统会减弱系统的阻尼能力, 引起低频振荡。其原因可以归结为两条:

- 1) 励磁调节器按电压偏差比例调节;
- 2) 励磁控制系统具有惯性。

当输电线负荷较重、转子相位角发生振荡时, 由于励磁调节器是采用按电压偏差比例调节方式, 所以提供的附加励磁电流的相位具有使振荡角度加大的趋势。但是, 励磁调节器维持电压是发电机运行中对其最基本的要求, 又不能取消其维持电压的功能。研究表明, 采用稳定器去产生正阻尼转矩以抵消励磁控制系统引起的负阻尼转矩, 是一个比较有效的办法。

电力系统稳定器所采用的信号可以是角速度 ω 或过剩功率 ΔP_T 等, 一般采用信号是角速度 ω 、频率 f 或功率。

这里讨论以角速度 ω 为信号的电力系统稳定器的设计。

(二) 电力系统稳定器的传递函数

如图 3-29 所示, 设转速信号经传递函数 $G_s(s)$ 后被引入到励磁调节器的参考点。

根据图 3-29 可以得出由稳定器提供的附加转矩为

$$\Delta M_{sd}(s) = \frac{K_2 G_s(s) G_3(s) G_e(s)}{1 + K_6 G_3(s) G_e(s)} \Delta \omega(s)$$

(3-78)

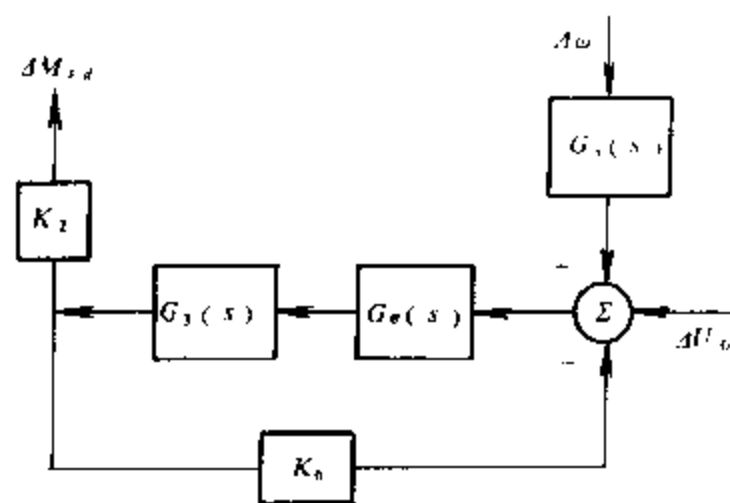


图 3-29 转速稳定器信号的引入

分别把 $G_3(s)$ 、 $G_e(s)$ 代入, 可得

$$\Delta M_{sd}(s) = \frac{G_s(s) K_2 \cdot K_e}{T'_{do} T_e s^2 + \left(T'_{do} + \frac{T_e}{K_3} \right) s + \frac{1}{K_3} + K_6 K_e} \cdot \Delta \omega(s) \quad (3-79)$$

因为 $K_6 K_e \gg \frac{1}{K_3}$, 可将 $\frac{1}{K_3}$ 略去, 则

$$\begin{aligned} \Delta M_{sd}(s) &= \frac{G_s(s) K_2 K_e}{\left[s^2 + \left(\frac{T_e + K_3 T'_{do}}{K_3 T_e T'_{do}} \right) s + \frac{K_6 K_e}{T'_{do} T_e} \right] T'_{do} T_e} \cdot \Delta \omega(s) \\ &= \frac{G_s(s) K_2 K_e}{(s^2 + 2\xi_x \omega_x s + \omega_x^2) T'_{do} T_e} \cdot \Delta \omega(s) \\ &= \frac{G_s(s)}{d(s)} \times \frac{K_2 K_e}{T'_{do} T_e} \Delta \omega(s) \end{aligned} \quad (3-80)$$

式中 $d(s) = s^2 + 2\xi_x \omega_x s + \omega_x^2$

ω_x ——励磁控制系统的无阻尼自然振荡频率, $\omega_x = \sqrt{K_6 K_e / T'_{do} T_e}$ (3-81)

ξ_x ——系统的阻尼比, $\xi_x = (T_e + K_3 T'_{do}) / (2\omega_x K_3 T'_{do} T_e)$ (3-82)

由此可见, 如果稳定器的传递函数准确地与 $d(s)$ 相消, 则可使稳定器提供的附加转矩与转速 ω 成正比, 即超前 $\Delta\delta$ 相位 90° , 也就是提供正阻尼转矩。实际上, $G_s(s)$ 与 $d(s)$ 准确相消是难以做到的, 而且也没有必要。只要使 $G_s(s)$ 与 $d(s)$ 具有相似的相频特性, 即在支配机组振荡频率时, $G_s(s)$ 与 $d(s)$ 有相近的幅角, 稳定器就能提供正阻尼转矩。

支配机组振荡的频率, 是由发电机的机械惯性环节决定的, 如图 3-25 所示。化简上述框图, 可得下列传递函数为

$$-\frac{\Delta\delta}{\Delta M_{e2}} = \frac{\omega_0 / T_j}{s^2 + \frac{D}{T_j} s + \frac{K_1 \omega_0}{T_j}} = \frac{\omega_0 / T_j}{s^2 + 2\xi_n \omega_n s + \omega_n^2} \quad (3-83)$$

式中 ω_n ——机械环节的无阻尼自然振荡频率,

$$\omega_n = \sqrt{K_1 \omega_0 / T_j} \quad (3-84)$$

ξ_n ——机械环节的阻尼比,

$$\xi_n = \frac{D}{2 \sqrt{T_j K_1 \omega_0}} \quad (3-85)$$

在欠阻尼 ($0 < \xi_n < 1$) 的情况下, 当阶跃输入后, 机械环节的振荡频率是由阻尼自然振

荡频率 ω_{dn} (支配机组振荡频率) 决定的, 其值为

$$\omega_{dn} = \omega_n \sqrt{1 - \xi_n^2} \quad (3-86)$$

综上所述, $G_i(s)$ 通常由以下两部分组成:

1) 相位校正环节的传递函数 $G_\varphi(s)$, 励磁系统含有惯性元件, 它是滞后环节。为了将其滞后角消去, $G_\varphi(s)$ 应具备超前相位角。 $G_\varphi(s)$ 由超前环节构成, 它的传递函数为

$$G_\varphi(s) = \frac{1}{a} \left(\frac{1 + aT_\varphi s}{1 + T_\varphi s} \right)^n \quad (3-87)$$

式中 n ——串联级数。

2) 信号复归环节的传递函数, 从系统稳定运行出发, 不希望稳定器信号对发电机的维持电压产生影响, 即不因稳定器信号的引入而影响发电机的稳态电压。所以稳定器中还需串联一个隔离信号稳定值的环节。这个环节的传递函数为

$$G_{re}(s) = \frac{K_{re}s}{1 + T_{re}s} \quad (3-88)$$

式中 T_{re} ——2~4s;

K_{re}/T_{re} ——10~40。

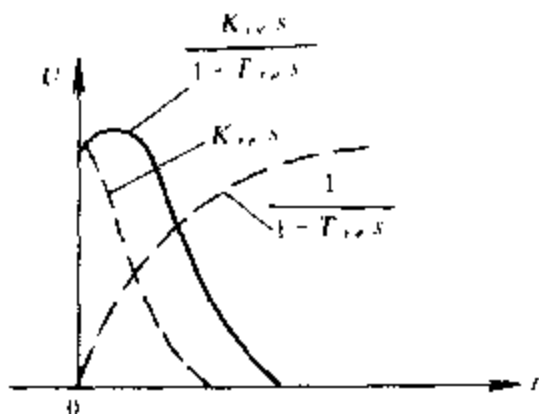


图 3-30 隔离环节在阶跃信号作用下的响应

上述传递函数在阶跃信号作用下的响应特性如图 3-30 所示。由图可见, 在稳态下它的输出为零, 在暂态过程中它可将微分输出展宽。

这样, 电力系统稳定器信号单元总的传递函数为

$$G_i(s) = \frac{K_{re}s}{1 + T_{re}s} \left(\frac{1 + aT_\varphi s}{1 + T_\varphi s} \right)^n \quad (3-89)$$

具有电力系统稳定器的发电机框图如图 3-31 所示。

上述关于同步转矩、阻尼转矩的分析方法对于分析弱联系的电力系统低频振荡的物理

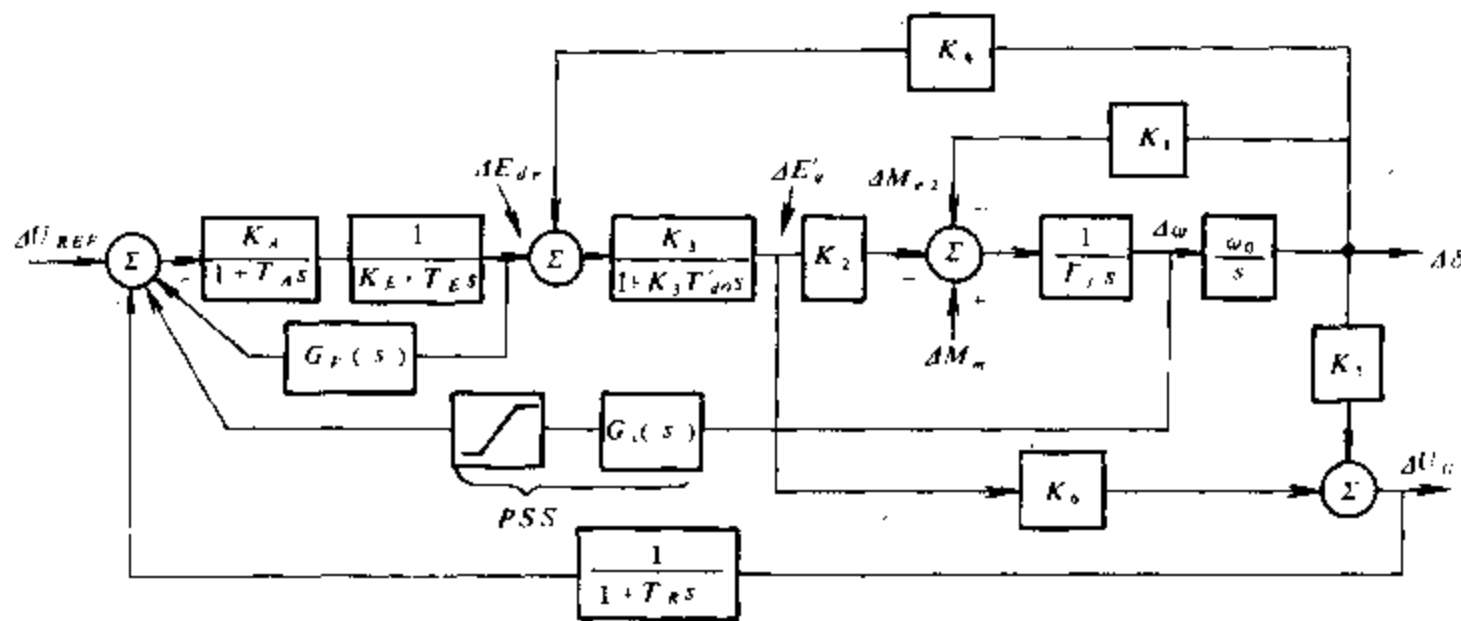


图 3-31 带电力系统稳定器 (PSS) 的励磁系统-发电机联合框图

本质，如何引入电力系统稳定器以及决定适当的相位补偿都是十分有用的。但是，由于略去了特征方程中对应于励磁机，调节器环节的一些根，使得这种方法具有一定的近似性。特别是在励磁调节器和电力系统稳定器的放大系数较大时，就不能反映实际可能出现的不稳定现象。严格的分析方法，可采用状态空间-特征值法，运用计算机求解系数矩阵的特征值，来确定系统的稳定性。

(三) 电力系统稳定器电路简介

用于无刷励磁系统的电力系统稳定器原理方框线路示于图 3-32。它是采用转速信号进行校正的电力系统稳定器。

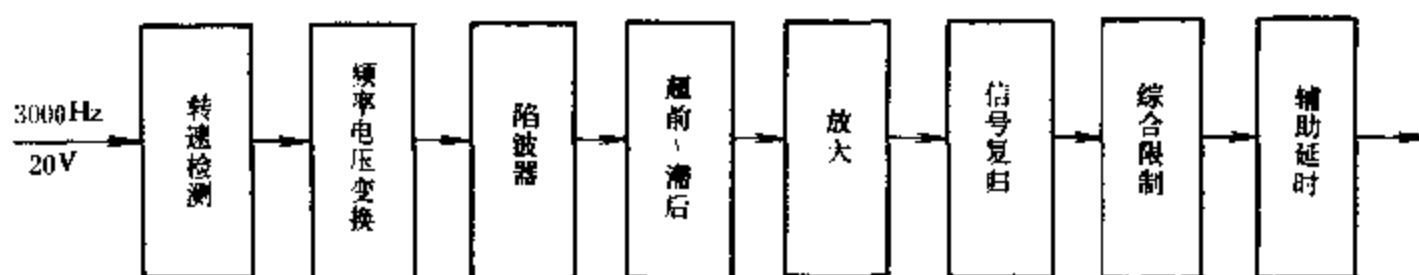


图 3-32 电力系统稳定器方框图

由装于机组轴上的磁阻变换器产生比例于轴转速的电压信号，额定转速时该电压信号为 3000Hz、20V。它经转速检测器及频率-电压变换器转变为转速偏差的稳定信号。其中转速检测器是一分频器，它将 3000Hz 正弦波输入信号转换成 50Hz 方波信号，频率-电压变换器将此信号转换成与转速偏差成比例的稳定信号，其特性如图 3-33 所示。

陷波滤波器的作用是将机组转轴扭振频率的干扰信号滤除，通常由二级滤波器组成。第一级滤掉一阶扭振频率信号，第二级滤波器参数可根据机组二阶扭振频率或二阶和三阶扭振频率综合值整定。

超前-滞后网络是一个具有二个可独立整定时间常数的调节环节，其作用是补偿励磁控制系统惯性时滞，使稳定信号在整个规定的频率范围内获得所需要的输出——输入相位。其中超前时间常数用于补偿励磁系统的相位滞后；而滞后时间常数有降低噪声的作用，使其达到允许水平。

超前-滞后网络由微分-积分器构成，其电路如图 3-34 所示。超前-滞后网络的传递函数 $G_p(s)$ 为

$$G_p(s) = \frac{1 + (K_1 C_1 R + r C_1)s}{(1 + r C_1 s)[1 + (K_2 C_2 R + R C_F)s]} = \frac{1 + (T_a + T_b)s}{(1 + T_b s)[1 + (T_c + T_d)s]} \quad (3-90)$$

式中 T_a ——超前时间常数， $T_a = K_1 C_1 R$ ；

T_b ——滤波时间常数， $T_b = r C_1$ ；

T_c ——滞后时间常数， $T_c = K_2 C_2 R$ ；

T_d ——稳定放大器电路的时间常数， $T_d = R C_F$ 。

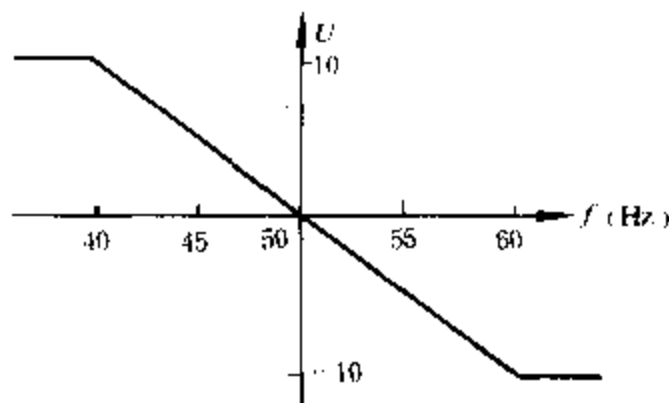


图 3-33 频率-电压变换器特性

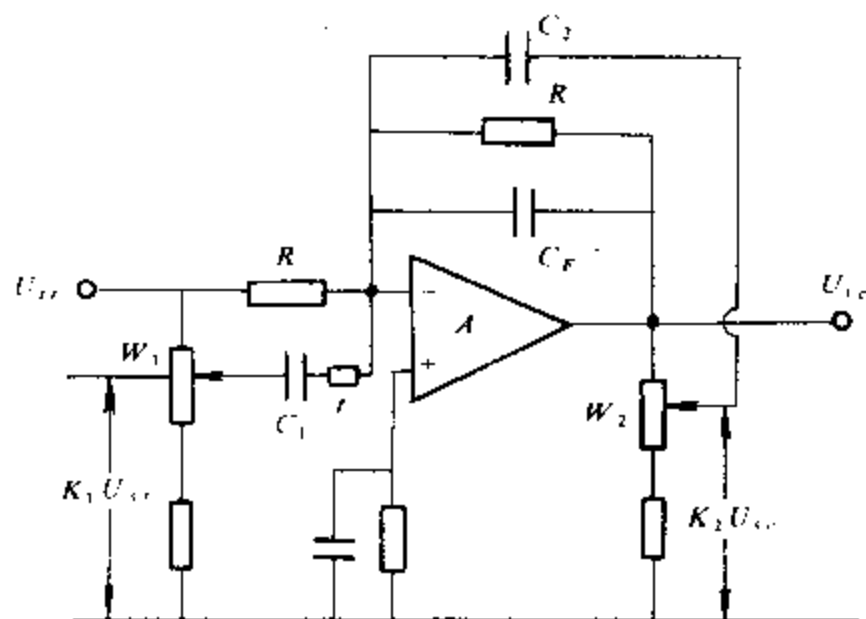


图 3-34 超前-滞后网络

在典型电路中, $T_c=0.01s$ 、 $T_d=0.001s$, 它们与 T_a 、 T_b 相比均很小, 所以 (3-90) 式可写为

$$G_p(s) = \frac{1 + T_a s}{1 + T_c s} \quad (3-91)$$

超前时间常数 T_a 的整定范围为 $0.25 \sim 2s$, 由调节电位器 W_1 获得, 滞后时间常数 T_c 的整定范围为 $0.02 \sim 0.15s$, 由调节电位器 W_2 获得。

放大电路提供一可调增益, 满足稳定信号对增益选择的要求。

信号复归电路是一个具有时间常数范围可选择的微分-积分器, 其电路图如图 3-35 所示。其传递函数为

$$G_{re}(s) = \left(\frac{RCs}{1 + RCs} \right) \left(\frac{1}{1 + RC_F s} \right) = \left(\frac{T_{re}s}{(1 + T_{re}s)(1 + T_f s)} \right) \quad (3-92)$$

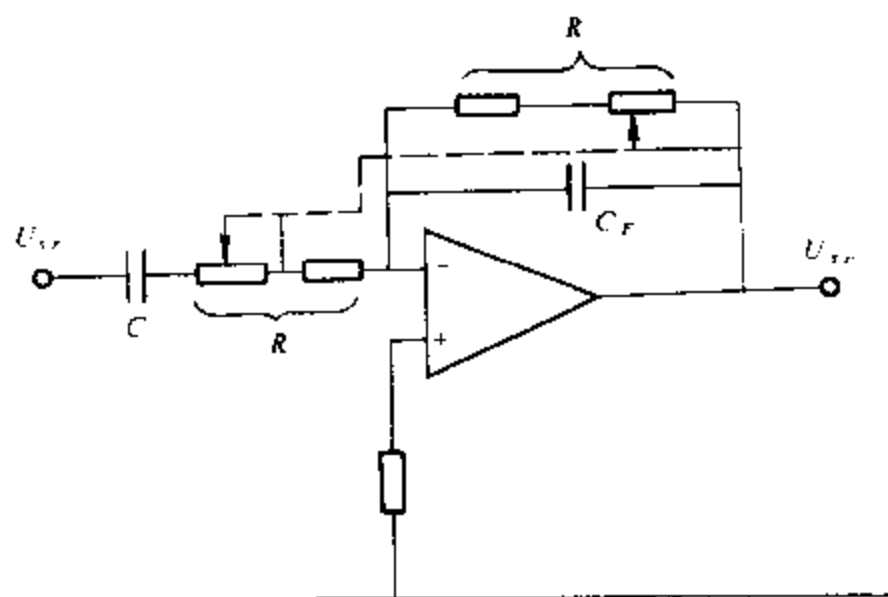


图 3-35 信号复归电路

其中 $T_{re}=RC$ 超前时间常数 $5 \sim 50s$;

$$T_f = RC_F$$

在典型电路中 $T_f=0.001 \sim 0.01s$, 其值很小, 故

$$G_{re}(s) = \frac{T_{re}s}{1 + T_{re}s} \quad (3-93)$$

综合限制的功能是在放大信号的同时对输出信号进行限幅, 其限幅值可由限幅电位器整定。本单元的另一功能是当辅助输入信号超过整定值时, 切断输出信号使电力系统稳定器 (PSS) 装置自动退出运行。

最后一个环节——辅助延时器是一监视保护装置, 它的功能是监视稳定器的输出。当稳定器输出超过预定值, 并且时间超过辅助延时器设定时间时, 将稳定器输出信号切除, 防止由于稳定器内部元件故障而造成不必要的长时间误强励。

第四章 电力系统频率及有功功率的 自动调节

第一节 电力系统的频率特性

一、概述

频率是电能质量的重要指标之一，在稳态条件下，电力系统的频率是一个全系统一致的运行参数。系统频率 f 与发电机组转速 n 有如下关系式

$$f = \frac{Pn}{60} \quad (4-1)$$

式中 P ——发电机极对数；
 n ——机组每分钟转数。

设系统中有 m 台机组，各机组原动机的输入总功率为 $\sum_1^m P_{Ti}$ ，各机组的电功率总输出为 $\sum_1^m P_{Gi}$ 。当忽略机组内部损耗时， $\sum_1^m P_{Ti} = \sum_1^m P_{Gi}$ ，输入输出功率平衡。如果这时由于系统中的负荷突然变动而使发电机组功率增加 ΔP_L ，而由于机械的惯性，输入功率还来不及作出反应，这时

$$\sum_1^m P_{Ti} < \sum_1^m P_{Gi} + \Delta P_L$$

则机组输入功率小于负荷要求的电功率，为了保持功率平衡，机组只有把转子的一部分动能转换成电功率，致使机组转速降低，系统频率下降。其间的关系如下式

$$\sum_1^m P_{Ti} = \sum_1^m P_{Gi} + \Delta P_L + \frac{d}{dt} \left(\sum_1^m W_{Ki} \right) \quad (4-2)$$

式中 W_{Ki} ——机组的动能。

可见，系统频率的变化是由于发电机的负荷功率与原动机输入功率之间失去平衡所致，因此调频与有功功率调节是不可分开的。电力系统负荷是不断变化的，而原动机输入功率的改变则较缓慢，因此系统中频率的波动是难免的。图 4-1 是电力系统中负荷瞬时变动情况的示意图。从图中可以看出，负荷的变动情况可以分成几种不同的分量：第一种是频率较高的随机分量，其变化周期一般小于 10 s；第二种为脉动分量，变化幅度较大，变化周期在 10 s~3 min 之间；第三种为变化很缓慢的持续分量。

负荷的变化必将导致电力系统频率的变化，由于电力系统本身是一个惯性系统，所以对频率的变化起主要影响的是负荷变动的第二、三种分量。

电力系统频率的变化，对生产率以及发电厂间的负荷分配都有直接的影响。例如频率变化时，使发电机组和厂用电辅机等设备偏离额定工况，因而它们的效率降低，电厂在不

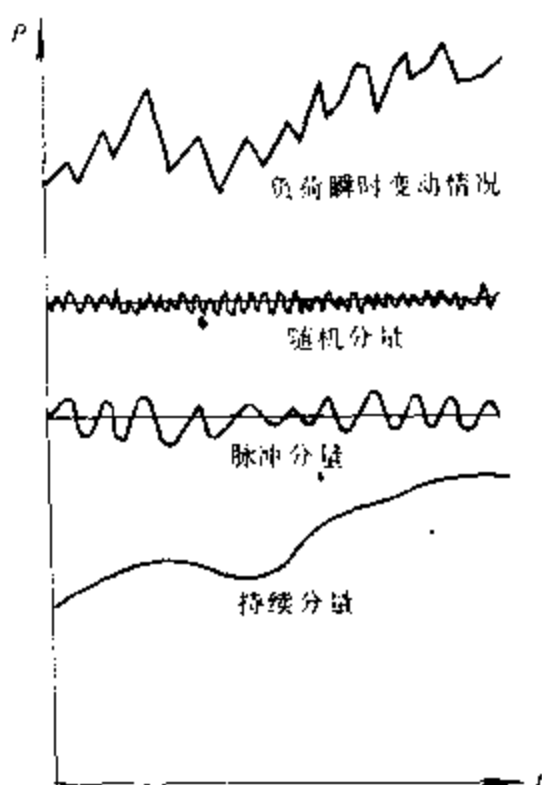


图 4-1 电力系统负荷变动情况

经济的状况下运行,还影响整个电网的经济运行。频率过低时,还会危及全系统的安全运行。

所以,电力系统运行中的主要任务之一,就是对频率进行监视和控制。当系统机组输入功率与负荷功率失去平衡而使频率偏离额定值时,控制系统必须调节机组的出力,以保证电力系统频率的偏移在允许范围之内(一般允许偏差不得超过 $\pm 0.2 \text{ Hz}$)。

调节频率或调节发电机组转速的基本方法是改变单位时间内进入原动机的动力元素(即蒸汽或水)。当用一台或几台机组来调节频率时还会引起机组间负荷分配的改变,这就涉及电力系统经济运行问题。因此,频率的调节与电力系统负荷的经济分配有密切的关系。在调整系统频率时,要求维持系统频率在规定范围内,此外,还要力求使系统负荷在发电机组之间实现经济分配。

为了分析电力系统频率调节系统的特性,首先要讨论调节系统各单元的数学表达式。其中负荷和发电机组是两个最基本的单元。

二、电力系统负荷的功率-频率特性

当系统频率变化时,整个系统的有功负荷也要随着改变,即

$$P_L = F(f)$$

这种有功负荷随频率而改变的特性叫做负荷的功率-频率特性,是负荷的静态频率特性。

电力系统中各种有功负荷与频率的关系,可以归纳为以下几类:

- (1) 与频率变化无关的负荷,如照明、电弧炉、电阻炉、整流负荷等;
- (2) 与频率成正比的负荷,如切削机床、球磨机、往复式水泵、压缩机、卷扬机等;
- (3) 与频率的二次方成比例的负荷,如变压器中的涡流损耗,但这种损耗在电网有功损耗中所占比重较小;
- (4) 与频率的三次方成比例的负荷,如通风机、静水头阻力不大的循环水泵等;
- (5) 与频率的更高次方成比例的负荷,如静水头阻力很大的给水泵等。

负荷的功率-频率特性一般可表示为

$$P_L = a_0 P_{L_e} + a_1 P_{L_e} \left(\frac{f}{f_e} \right) + a_2 P_{L_e} \left(\frac{f}{f_e} \right)^2 + a_3 P_{L_e} \left(\frac{f}{f_e} \right)^3 + \cdots + a_n P_{L_e} \left(\frac{f}{f_e} \right)^n \quad (4-3)$$

式中

f_e ——额定频率;

P_L ——系统频率为 f 时,整个系统的有功负荷;

P_{L_e} ——系统频率为额定值 f_e 时,整个系统的有功负荷;

$a_0, a_1, \dots, a_n$ ——为上述各类负荷占 P_{L_e} 的比例系数。

将 (4-3) 式除以 P_{L_e} , 则得标么值形式,即

$$P_{L*} = a_0 + a_1 f_* + a_2 f_*^2 + \cdots + a_n f_*^n \quad (4-4)$$

显然，当系统的频率为额定值时， $P_{L*}=1$ ， $f_*=1$ ，于是

$$a_0 + a_1 + a_2 + \cdots + a_n = 1 \quad (4-5)$$

在一般情况下，应用（4-3）式及（4-4）式计算时，通常取到三次方项即可，因为系统中与频率高次方成比例的负荷很小，一般可忽略。

（4-3）式或（4-4）式称为电力系统有功负荷的静态频率特性方程。当系统负荷的组成及性质确定后，负荷的静态频率特性方程也就确定了，因此也可以用曲线来表示，如图 4-2 所示。

由图可知，在额定频率 f_e 时，系统负荷功率为 P_{Le} （图中 a 点），当频率下降到 f_b 时，系统负荷功率由 P_{Le} 下降到 P_{Lb} （图中 b 点）。如果系统的频率升高，负荷功率将增大。也就是说，当系统内机组的输入功率

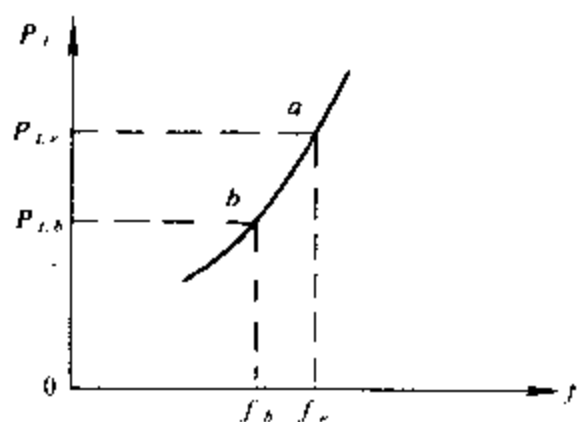


图 4-2 负荷的静态频率特性

$\sum_1^n P_{Ti}$ 和负荷功率间失去平衡时，系统负荷也参与了调节作用，它的特性有利于系统中有功功率在另一频率值下重新平衡。这种现象称为负荷的频率调节效应。通常用

$$\frac{dP_{L*}}{df_*} = K_{L*}$$

来衡量调节效应的大小。 K_{L*} 称为负荷的频率调节效应系数。

$$\begin{aligned} K_{L*} &= \frac{dP_{L*}}{df_*} = a_1 + 2a_2 f_* + 3a_3 f_*^2 + \cdots + na_n f_*^{n-1} \\ &= \sum_1^n m a_m f_*^{m-1} \end{aligned} \quad (4-6)$$

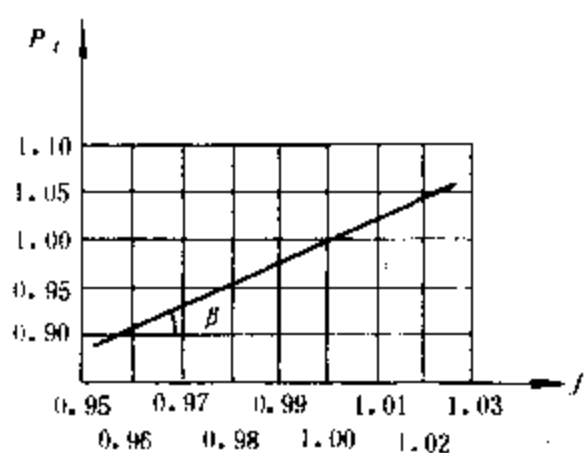


图 4-3 有功负荷的静态频率特性

由（4-6）式可知，系统的 K_{L*} 值决定于负荷的性质，它与各类负荷所占总负荷的比例有关。

在电力系统运行中，允许频率变化的范围是很小的，在此较小的频率变化范围内，例如在 48~51 Hz 之间，根据国内外一些系统的实测，有功负荷与频率的关系曲线接近于一直线，如图 4-3 所示。

直线的斜率为

$$K_{L*} = \operatorname{tg} B = \frac{\Delta P_{L*}}{\Delta f_*} \quad (4-7)$$

也可用有名值表示为

$$K_L = \frac{\Delta P_L}{\Delta f} \text{ (MW/Hz)} \quad (4-8)$$

有名值与标么值间的换算关系为

$$K_{L*} = K_L \frac{f_e}{P_{L*}} \quad (4-9)$$

K_L 和 K_{L*} 都是负荷的频率调节效应系数, K_{L*} 是系统调度部门要求掌握的一个数据。在实际系统中, 需要经过测试求得, 也可根据负荷统计资料分析估算确定。对于不同的电力系统, 因负荷的组成不同, K_{L*} 值也不相同, 一般在 1~3 之间。同时每个系统的 K_{L*} 值亦随季节及昼夜交替而有所变化。

K_{L*} 是个无量纲的常数, 它表明系统频率变化 1% 时负荷功率变化的百分数。

例 4-1 某电力系统中, 与频率无关的负荷占 30%, 与频率一次方成比例的负荷占 40%, 与频率二次方成比例的负荷占 10%, 与频率三次方成比例的负荷占 20%。求系统频率由 50 Hz 下降到 47 Hz 时, 负荷功率变化的百分数及其相应的 K_{L*} 值。

解 由 (4-4) 式可以求出当频率下降到 47 Hz 时系统的负荷为

$$\begin{aligned} P_{L*} &= a_0 + a_1 f_* + a_2 f_*^2 + a_3 f_*^3 \\ &= 0.3 + 0.4 \times 0.94 + 0.1 \times 0.94^2 + 0.2 \times 0.94^3 \\ &= 0.3 + 0.376 + 0.088 + 0.166 = 0.930 \end{aligned}$$

则 $\Delta P_L \% = (1 - 0.930) \times 100 = 7$

于是 $K_{L*} = \frac{\Delta P_L \%}{\Delta f \%} = \frac{7}{6} = 1.17$

例 4-2 某电力系统总有功负荷为 3200 MW (包括电网的有功损耗), 系统的频率为 50 Hz, 若 $K_{L*} = 1.5$, 求负荷频率调节效应系数 K_L 值。

解 从 (4-9) 式得

$$K_L = K_{L*} \times \frac{P_{L*}}{f_e} = 1.5 \times \frac{3200}{50} = 96 \quad (\text{MW/Hz})$$

若系统的 K_{L*} 值不变, 负荷增长到 3650 MW 时, 则

$$K_L = 1.5 \times \frac{3650}{50} = 109.5 \quad (\text{MW/Hz})$$

即频率降低 1Hz, 系统负荷减少 109.5 MW, 由此可知, K_L 的数值与系统的负荷大小有关。调度部门只要掌握了 K_{L*} 值后, 很容易求出 K_L 的值, 从而得到频率偏移量与功率调节量间的关系。

三、发电机组的功率-频率特性

发电机组转速的调整是由原动机的调速系统来实现的。因此, 发电机组的功率-频率特性取决于调速系统的特性。当系统的负荷变化引起频率改变时, 发电机组的调速系统工作, 改变原动机进汽量 (或进水量), 调节发电机的输入功率以适应负荷的需要。通常把由于频率变化而引起发电机组输出功率变化的关系称为发电机组的功率-频率特性或调节特性。

(一) 发电机的功率-频率特性

为了便于说明问题, 先讨论发电机组假定未配置调速器的功率-频率特性。

发电机组的转矩方程可近似表示为

$$M_G = A - B\omega \quad (4-10)$$

故功率方程为

$$P_{G*} = C'_1 \omega_* - C'_2 \omega_*^2 \quad (4-11)$$

或

$$P_{G*} = C_1 f_* - C_2 f_*^2 \quad (4-12)$$

式中 A 、 B 、 C'_1 、 C'_2 和 C_1 、 C_2 ——均为常数，通常 $C_1 = 2C_2$ 。

(4-11) 式和 (4-12) 式可用图 4-4 所示的曲线来表示。

由图可知，输出功率最大值是在额定条件下，即转速和转矩都为额定值时出现。

当发电机组配有调速系统后，情况就发生了变化。由于调速器的作用，随着转速的变动而不断地改变进汽（或进水）量，使原动机的运行点不断地从一根静态特性向另一根静态特性过渡，如图 4-5 所示。

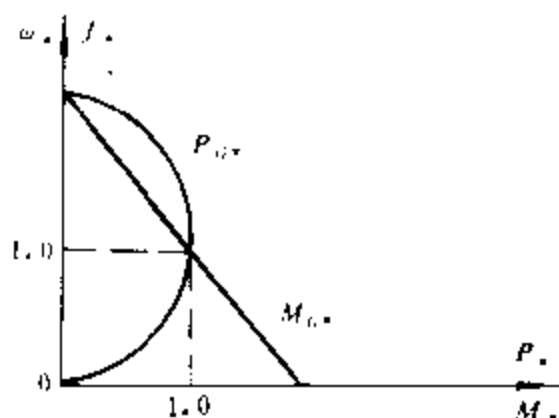
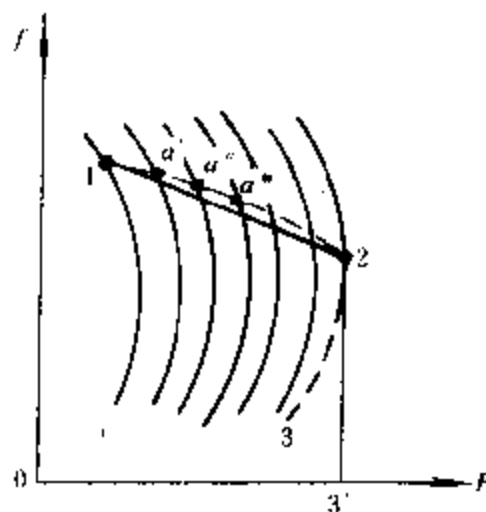


图 4-4 未配调速器的发电机组
功率-频率特性



4-5 配有调速器的发电机组
的功率-频率特性

即由 a' 到 a'' 到 a''' ...等，连接这些不同曲线上的运行点 a' 、 a'' 、 a''' ...所成的曲线（图中的虚线）即为有调速器时的静态功率-频率特性。一般近似地以直线段 1—2—3' 来代替线段 1—2—3。其中 2—3 之所以下降是由于原动机的进汽（或进水）量已达到最大值，调速器已不能发挥作用，以致频率（或转速）进一步下降时，运行点只能沿对应于最大进汽量的频率特性移动。

配有调速系统的发电机组的功率-频率特性，如图 4-6 所示。如发电机以额定频率 f_e 运行时（相当于图中 a 点），其输出功率为 P_{Ga} ；当系统负荷增加而使频率下降到 f_1 时，则发电机组由于调速器的作用，使输出功率增加到 P_{Gb} （相当于图中 b 点）。可见，对应于频率下降 Δf ，发电机组的输出功率增加 ΔP_G 。很显然，这是一种有差调节，其特性称为有差调节特性。特性曲线的斜率为

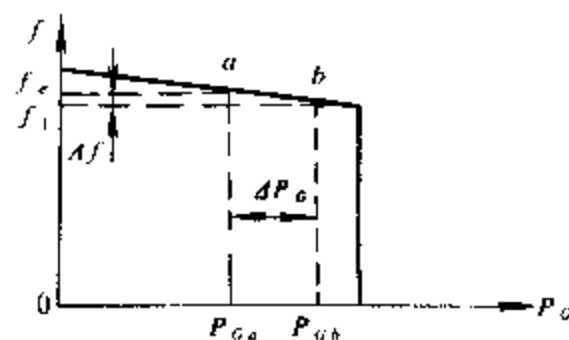


图 4-6 发电机组的功率-频率特性

$$R = - \frac{\Delta f}{\Delta P_G} \quad (4-13)$$

式中 R ——发电机组的调差系数。

负号表示发电机输出功率的变化和频率的变化符号相反。

调差系数 R 的标么值表示式为

$$R_* = - \frac{\Delta f / f_*}{\Delta P_G / P_{G*}} = - \frac{\Delta f_*}{\Delta P_{G*}} \quad (4-14a)$$

或写成

$$\Delta f_* + R_* \Delta P_{G*} = 0 \quad (4-14b)$$

(4-14b) 式又称为发电机组的静态调节方程。

在计算功率与频率的关系时，常常采用调差系数的倒数，

$$K_{G*} = \frac{1}{R_*} = - \frac{\Delta P_{G*}}{\Delta f_*}$$

即

$$K_{G*} \Delta f_* + \Delta P_{G*} = 0 \quad (4-15)$$

式中 K_{G*} ——发电机组的功率-频率静特性系数，或原动机的单位调节功率。它也可用有名值表示为

$$K_G = - \frac{\Delta P_G}{\Delta f} \quad (4-16)$$

一般发电机组的调差系数或单位调节功率，可采用下列数值：

对汽轮发电机组 $R_* = (4 \sim 6)\%$ 或 $K_{G*} = 16.6 \sim 25$ ；

对水轮发电机组 $R_* = (2 \sim 4)\%$ 或 $K_{G*} = 25 \sim 50$ 。

发电机组功率-频率特性的调差系数主要决定于调速器的静态调节特性，它与机组间有功功率的分配密切相关，而调节特性的失灵区又造成机组间有功功率分配的不确定性。下面分别加以讨论。

(二) 调差特性与机组间有功功率分配的关系

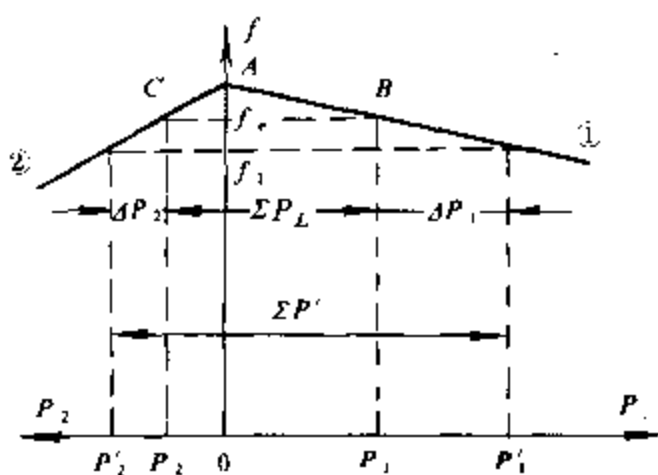


图 4-7 两台发电机并联运行情况

调差特性与机组间有功功率分配的关系，可用图 4-7 来说明。图中表示两台发电机并联运行的情况，曲线①代表 1 号发电机组的调节特性，曲线②代表 2 号发电机组的调节特性。假设此时系统总负荷为 ΣP_L ，如线段 CB 的长度所示，系统频率为 f_* ，1 号机承担的负荷为 P_1 ，2 号机承担的负荷为 P_2 。于是有

$$P_1 + P_2 = \Sigma P_L$$

当系统负荷增加，经过调速器的调节后，系统频率稳定在 f_1 ，这时 1 号发电机组的负荷为 P'_1 ，增加了 ΔP_1 ；2 号发电机组的负荷为 P'_2 ，增加了 ΔP_2 ，两台发电机组增量之和等于 ΔP_L 。

根据 (4-14b) 式，可得

$$\frac{\Delta P_{1*}}{\Delta P_{2*}} = \frac{R_{2*}}{R_{1*}} \quad (4-17)$$

此式表明，发电机组的功率增量用各自的标么值表示时，在发电机组间的功率分配与机组的调差系数成反比。调差系数小的机组承担的负荷增量标么值要大，而调差系数大的机组承担的负荷增量标么值要小。

上述结论可以推广到系统中多台发电机组并联运行的情况，按（4-14b）式，得系统中第 i 台发电机组的调节方程为

$$\Delta P_{Gi} = -\frac{1}{R_{i*}} \times \frac{\Delta f}{f_e} P_{Gi} \quad (i = 1, 2, \dots, n) \quad (4-18)$$

对上式求总和，并考虑到稳态时整个系统内频率的变化 Δf 是相同的，则得

$$\Delta P_{\Sigma} = \sum_{i=1}^n \Delta P_{Gi} = -\frac{\Delta f}{f_e} \times \sum_{i=1}^n \frac{P_{Gi}}{R_{i*}} \quad (4-19)$$

如用一台等值机组来代替时，则有

$$\Delta P_{\Sigma} = -\frac{1}{R_{\Sigma}} \times \frac{\Delta f}{f_e} P_{\Sigma} \quad (4-20)$$

式中 P_{Σ} ——全系统总额定容量，即

$$P_{\Sigma} = \sum_{i=1}^n P_{Gi}$$

R_{Σ} ——系统等值机组的调差系数（或称平均调差系数）。

比较（4-19）式和（4-20）式，可得系统的等值调差系数为

$$R_{\Sigma} = \frac{P_{\Sigma}}{\sum_{i=1}^n \frac{P_{Gi}}{R_{i*}}} \quad (4-21)$$

由（4-18）式及（4-20）式，得

$$-\Delta f_e = \frac{R_{1*} \Delta P_1}{P_{G1e}} = \frac{R_{2*} \Delta P_2}{P_{G2e}} = \dots = \frac{R_{\Sigma} \Delta P_{\Sigma}}{P_{\Sigma}} \quad (4-22)$$

所以，当系统中负荷变化后，每台发电机所承担的功率可按下式确定

$$\Delta P_{Gi} = \frac{R_{\Sigma} \Delta P_{\Sigma}}{P_{\Sigma}} \cdot \frac{P_{Gi}}{R_{i*}} \quad (4-23)$$

应指出，在应用（4-21）式求系统的等值调差系数时，对没有调节容量的机组应以 P_{Gi}/R_{i*} 为零代入。因为对这些机组即使系统频率变化 Δf ，但其输出功率仍不变化，即调节功率 ΔP_{Gi} 为零，亦即毫无调节能力，相当于其调差系数趋于无限大。

在电力系统中，如果多台机组调差系数等于零是不能并联运行的，其理由已在第二章中讨论过了。如果其中一台机组的调差系数等于零，其余机组均为有差调节，这样虽然可以运行，但是由于目前系统容量很大，一台机组的调节容量已远远不能适应系统负荷波动的要求，因此也是不现实的。所以，在电力系统中，所有机组的调速器都为有差调节，由它们共同承担负荷的波动。

(三) 调节特性的失灵区

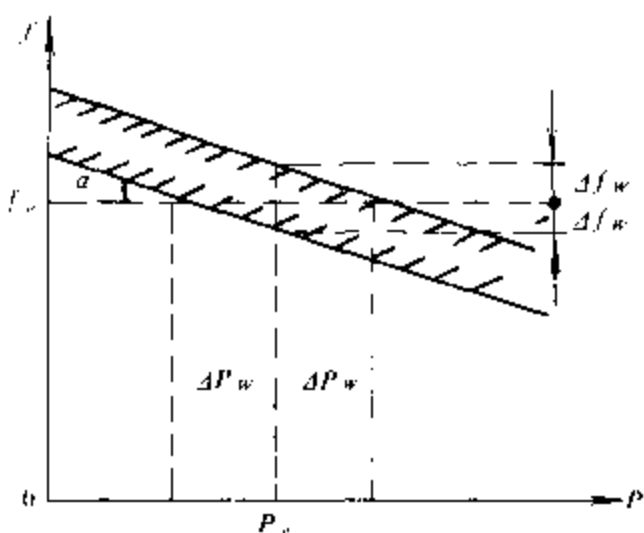


图 4-8 调速器的不灵敏区

以上讨论中，我们都是假定机组的调节特性是一条理想的直线。但是实际上，由于测量元件的不灵敏性，对微小的转速变化不能反应，特别是机械式调速器尤为明显。这就是说，调速器具有一定的失灵区，因而调节特性实际上是一条具有一定宽度的带子，如图 4-8 所示。

不灵敏区的宽度可以用失灵度 ϵ 来描述，即

$$\epsilon = \frac{\Delta f_w}{f_e} \quad (4-24)$$

式中 Δf_w ——调速器的最大频率呆滞。

由于调速器的频率调节特性是条带子，因此导致并联运行的发电机组间有功功率分配产生误差。从图中可以看出，对应于一定的失灵度 ϵ 来说，最大误差功率与调差系数存在如下关系

$$\Delta f_w / \Delta P_w = \operatorname{tga} = R \quad (4-25)$$

以标么值表示为

$$\Delta f_{w*} / \Delta P_{w*} = R_* \quad (4-26)$$

或

$$\epsilon / \Delta P_{w*} = R_* \quad (4-27)$$

式中 ΔP_w ——机组的最大误差功率。

由 (4-27) 式可知， ΔP_w 与失灵度 ϵ 成正比，而与调差系数 R_* 成反比。过小的调差系数将会引起较大的功率分配误差，所以 R_* 不能太小。

还必须指出，不灵敏区的存在虽然会引起一定的功率误差或频率误差，但是，如果不灵敏区太小或完全没有，那么当系统频率发生微小波动时，调速器也要调节，这样会使阀门的调节过分频繁，因而在一些非常灵敏的电液调速器中，通常要采用外加措施，形成一个人为的不灵敏区。

通常，汽轮发电机组调速器的不灵敏区为 0.1%~0.5%；水轮发电机组调速器的不灵敏区为 0.1%~0.7%。

四、电力系统的频率特性

电力系统主要是由发电机组、输电网络及负荷组成，如果把输电网络的功率损耗看成是负荷的一部分，则电力系统功率-频率关系可以简化为图 4-9 (a) 所示。在稳态频率为 f 的情况下， P_T 、 P_G 和 P_L 都相等，因此在讨论它们的功率频率特性曲线时，就可以看成为由两个环节构成的一个闭环系统。发电机组的功率-频率特性与负荷的功率-频率特性曲线的交点就是电力系统频率的稳定运行点，例如图 4-9 (b) 中的 a 点。

如果系统中的负荷增加 ΔP_L ，则总负荷静态频率特性变为 P_{L1} ，假设这时系统内的所有机组均无调速器，机组的输入功率恒定为 P_T 且等于 P_L ，则系统频率将逐渐下降，负荷所取用的有功功率也逐渐减小。依靠负荷调节效应系统达到新的平衡，运行点移到图中 b 点，

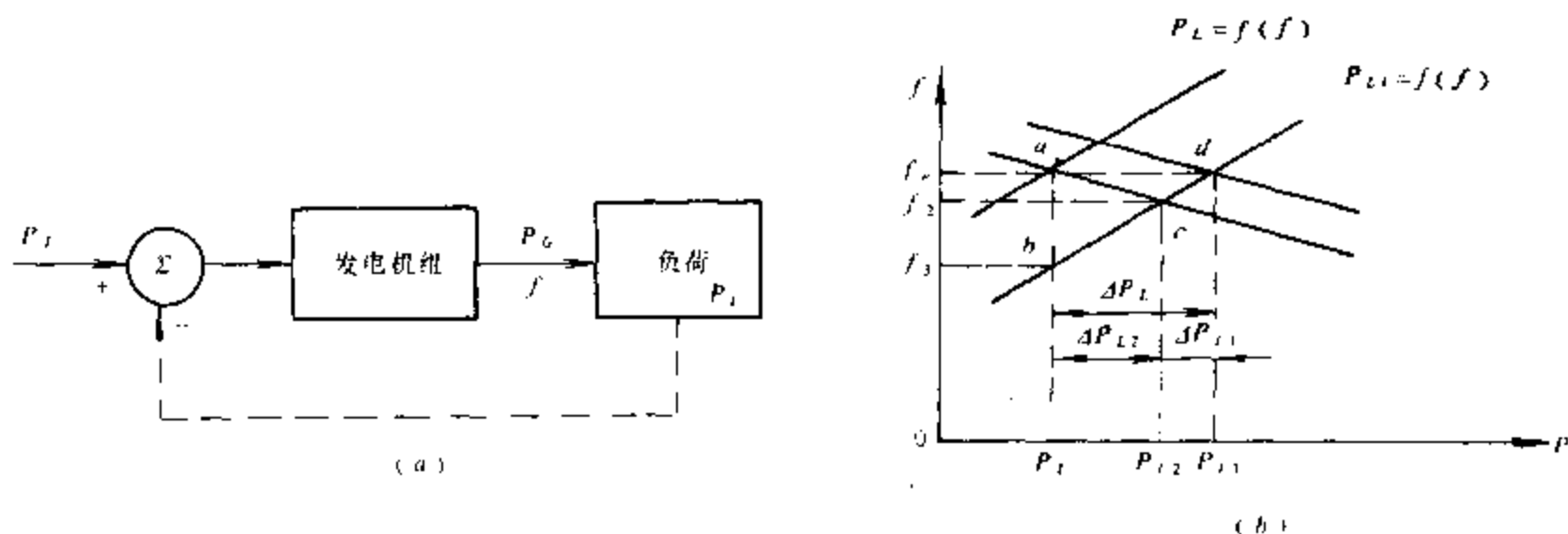


图 4-9 电力系统的功率-频率关系及频率特性
(a) 电力系统功率-频率关系；(b) 电力系统频率特性

频率稳定值下降到 f_3 ，系统负荷所取用的有功功率仍然为原来的 P_L 值。在这种情况下，频率偏差值 Δf 决定于 ΔP_L 值的大小，一般是相当大的。但是，实际上各发电机组都装有调速器，当系统负荷增加，频率开始下降后，调速器即起作用，增加机组的输入功率 P_T 。经过一段时间后，运行点稳定在 c 点，这时系统负荷所取用的功率为 P_{L2} ，小于额定频率下所需的功率 P_{L1} ，频率稳定在 f_2 。此时的频率偏差 Δf 要比无调速器时小得多了。由此可见，调速器对频率的调节作用是很明显的。调速器的这种调节作用通常称为一次调节。

由图 4-9 (b) 可见，负荷功率减少量 ΔP_{L1} 可由 (4-7) 式或 (4-8) 式求得；发电机组功率增量 ΔP_{L2} 可用 (4-14) 式或 (4-16) 式求得，二者之和必然等于负荷在额定频率时所需要的增量 ΔP_L 。

第二节 调速器原理

一、概述

调速器通常分为机械液压调速器和电气液压调速器（简称电液调速器）两类，如按其控制规律来划分，又可分为比例积分（PI）调速器和比例-积分-微分（PID）调速器等。

早期用的调速器是机械型的，用一只离心飞摆直接控制进汽阀，这种型式的调速器至今还用于柴油机上。机械液压型调速器是后来发展起来的，至本世纪 30 年代已相当完善。

机械液压型调速器死区较大，动态性能指标较差，难于综合其它信号参与调节，于是发展了电液型调速器，按电子器件的不同，又有模拟与数字电液调速器之分。

二、机械液压调速器

(一) 工作原理

图 4-10 是简化的凝汽式汽轮机的机械液压式调速系统原理图。

测速是由汽轮机主轴带动的齿轮传动机构和离心飞摆组成。当转速升高时，离心飞摆转动加快，由于离心力作用，飞摆的重锤向上运动，带动 A 点向上移动，可见 A 点的位移表示了机组转速的变化。

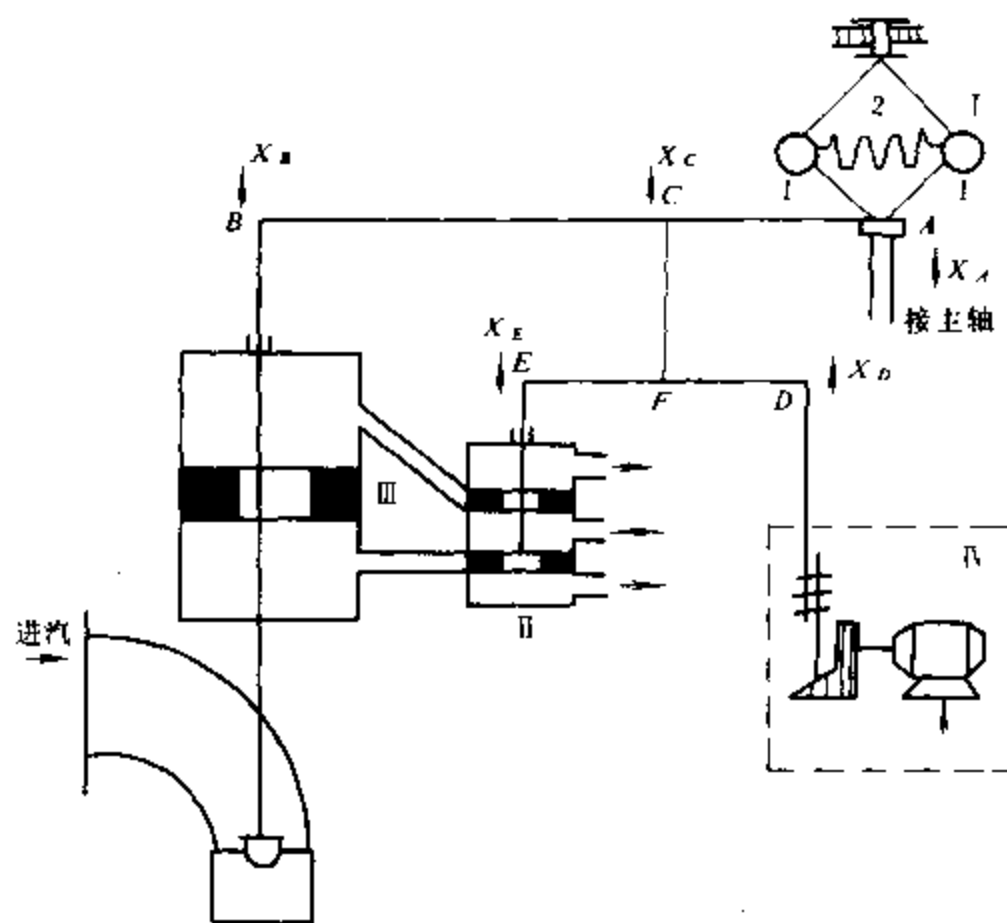


图 4-10 机械液压调速器原理

1—重锤；2—弹簧；I—离心飞摆；II—错油门；III—油动机；N—调频器（同步器）

执行机构是油动机，它的动作受错油门控制，图 4-10 所示位置，错油门的两个凸肩正好堵住了油动机的上、下腔油路，因此油动机活塞静止不动，汽轮机的调节汽阀保持开度不变。当错油门凸肩向上移动一个距离 ΔE 时，油动机的上、下腔分别与压力油和排油接通，在油压作用下油动机活塞向下移动，于是关小调节汽阀，减少进汽量，即减小原动机的输入功率。下节将要谈到这是一个积分环节，只有当 ΔE 等于零， E 点回到原来位置时，调节才终止。油动机和错油门实际上又是一个放大器，通过机液机构所产生的强大作用力，把 E 点的微小位移转移为调节汽阀开度的变化。

机械杠杆 ACB 和 DFE 联合作用组成了一个加法器和位移反馈环节。如果 B 点和 D 点不动， A 点向上移动时，带动 E 点也向上移动。如 A 、 D 点不动， B 点向下移动时，带动 E 点向下移动。因此， E 点的位移正比于 A 、 B 两点位移之和，具有加法特性。如果 C 点不动， B 点移动时，将使 A 点产生位移，具有反馈特性，按自动控制观点来分析，图 4-10 可简化为图 4-11 所示的框图。

现举例说明它的调节过程。假设发电机组在某一稳定状态下运行时负荷突然减少，机组转速随即升高，离心飞摆的重锤上移。 A 、 C 、 E 、 F 点位置和错油门凸肩向上移动；在油压推动下，油动机活塞向下关小调节汽阀，减小汽机的输入功率。 B 、 C 、 F 、 E 点随油动机活塞同时下移，当错油门凸肩重新回到图 4-10 所示位置，堵住油动机上、下腔油路不再移动时，调节汽阀开度即维持在该位置不再变化，这时调节结束，机组处于一个新的状态运行。

当调节结束时， B 点位置已下移，而 C 点位置又不变，因此 A 点的位置也就不可能返回到原来调节前的位置，应较原来位置略高，即转速略高于调节前，如图 4-6 所示为有差调

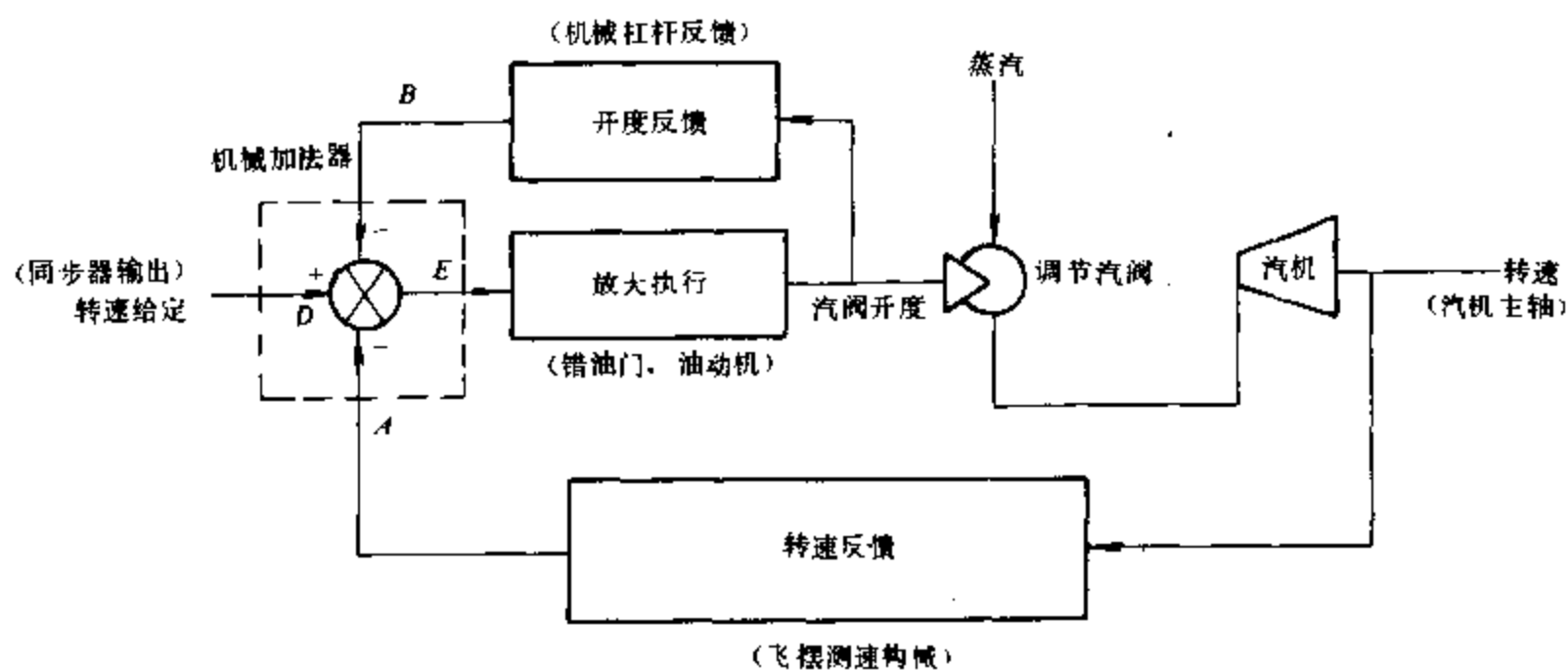


图 4-11 简化的调速系统框图

节特性，相当于图 4-6 的 b 点移到 a 点运行。

机组增加负荷时，调速器的调节过程与上述情况相反。

(二) 转速给定装置

在图 4-10 中，电动机的正转或反转可以使 D 点位置作上下移动。用于控制调节特性的上下移动。人们称它为同步器或调频器。

图 4-12 中实线是调节前各机件所处的状态，当 D 点向上移动时，由于转速和油动机活塞还来不及变化，所以 A 、 B 、 C 、 F 各点都不会移动，只有推动 E 点下移，使油动机活塞上移，增加进入汽轮机的功率。机组未并网时，调节到 A' 、 D' 、 F' 、 C' 、 B' 位置时结束，结果是转速升高。机组并网运行时，由于电网频率基本不变，即 A 点位置基本不变， D 点向上移动时， B 点移到 B'' 时调节才结束，调节汽阀增大开度使输出功率增大。这可用图 4-13 来说明，由于转速不变而功率从 P_a 增加为 P_b ，调整结果使机组静特性平行移动。

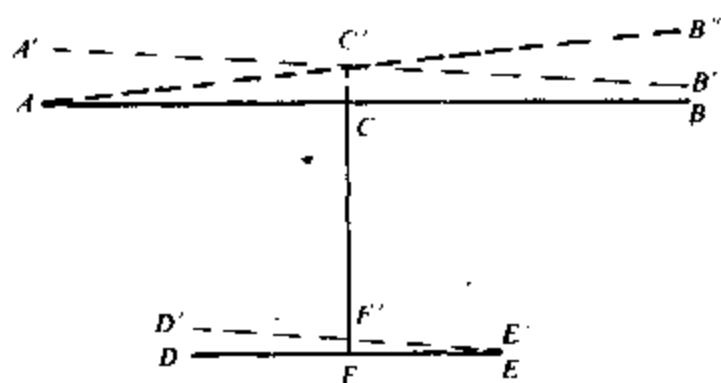


图 4-12 调节转速给定时机构的动作情况

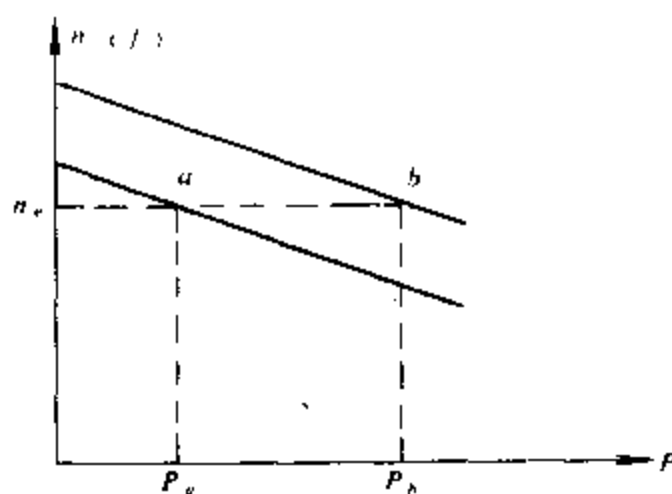


图 4-13 改变转速给定使静特性平移

三、功率-频率电液调速器

经简化的功率-频率电液调速系统原理，如图 4-14 所示。它由转速测量、功率测量及其给定环节，电量放大器和电液转换及液压系统等部件组成。

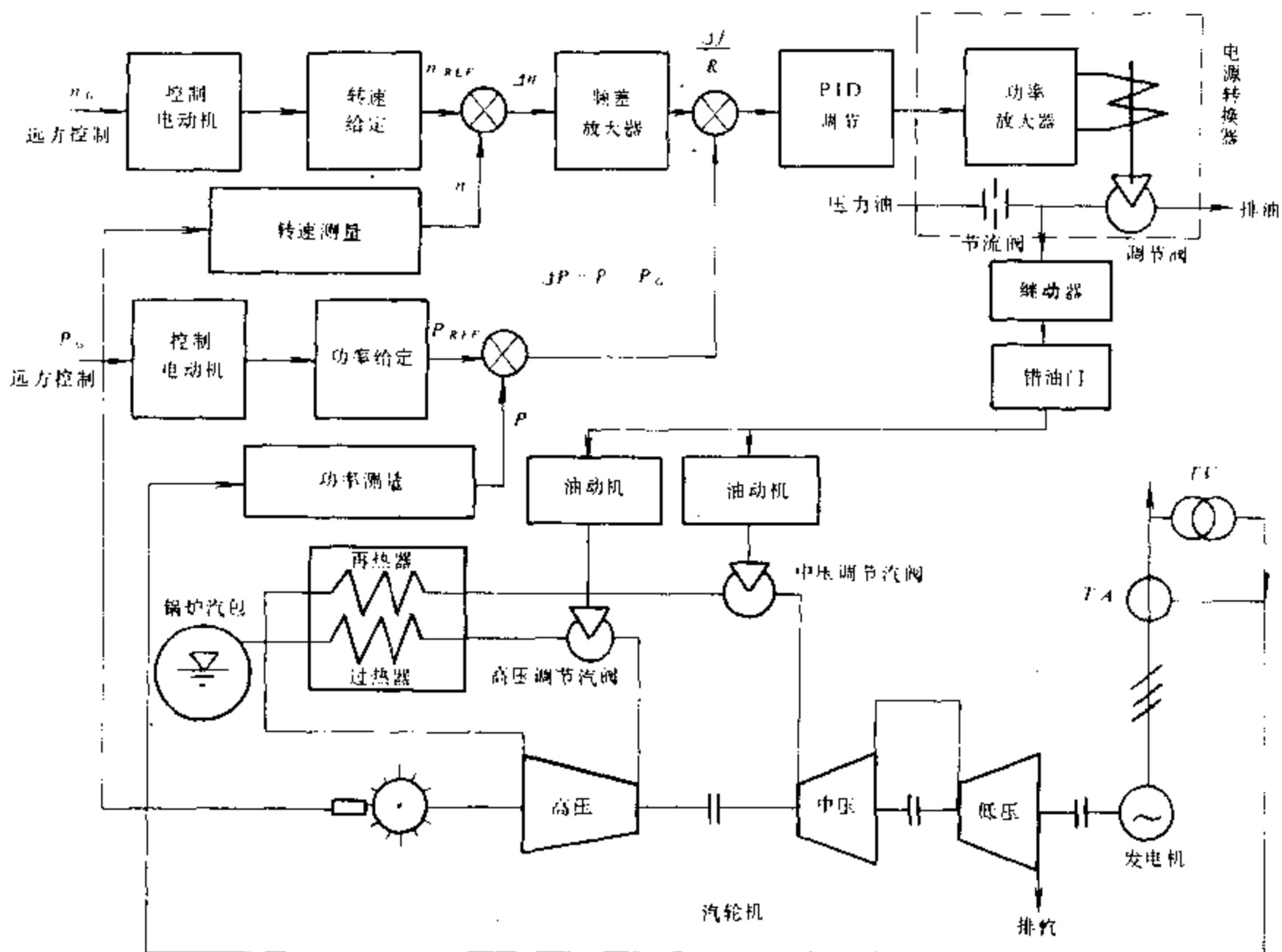


图 4-14 功率-频率电液调速系统原理图

（一）转速测量

由磁阻发送器和频率-电压变送器完成转速测量。

1. 磁阻发送器

磁阻发送器的作用是将转速转换为相应频率的电压信号，其结构如图 4-15 所示。它有齿轮和测速磁头两部分组成，齿轮与主轴联在一起。测速磁头由永久磁钢和线圈组成，且与齿轮相距一定间隙 δ 。当汽轮机转动时带动齿轮一起旋转。测速磁头所对的齿顶及齿槽交替地变化，这种磁阻的变化导致通过测速磁头磁通的相应变化，于是在线圈中感应出微弱的脉动信号，该信号的频率与机组转速成正比。

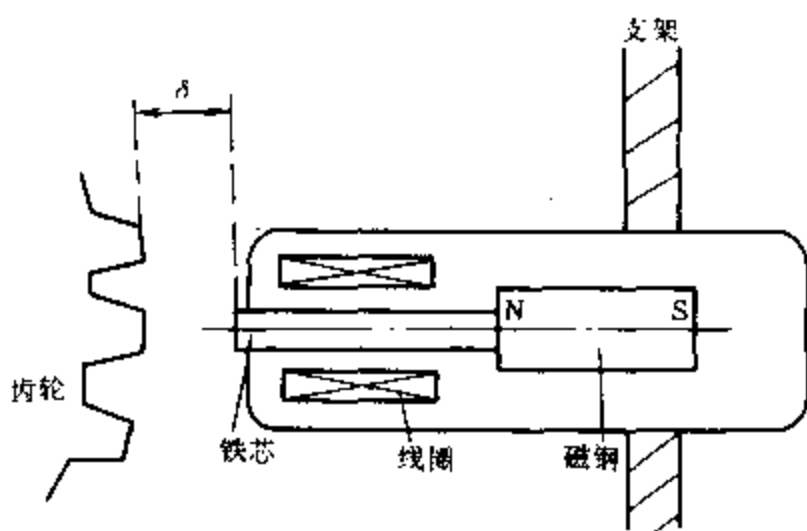


图 4-15 磁阻发送器

2. 频率-电压变送器

频率-电压变送器的作用是将磁阻发送器输出的脉冲信号转换成与转速成正比的输出电压值 U_n ，其电路原理框图如图 4-16 所示。

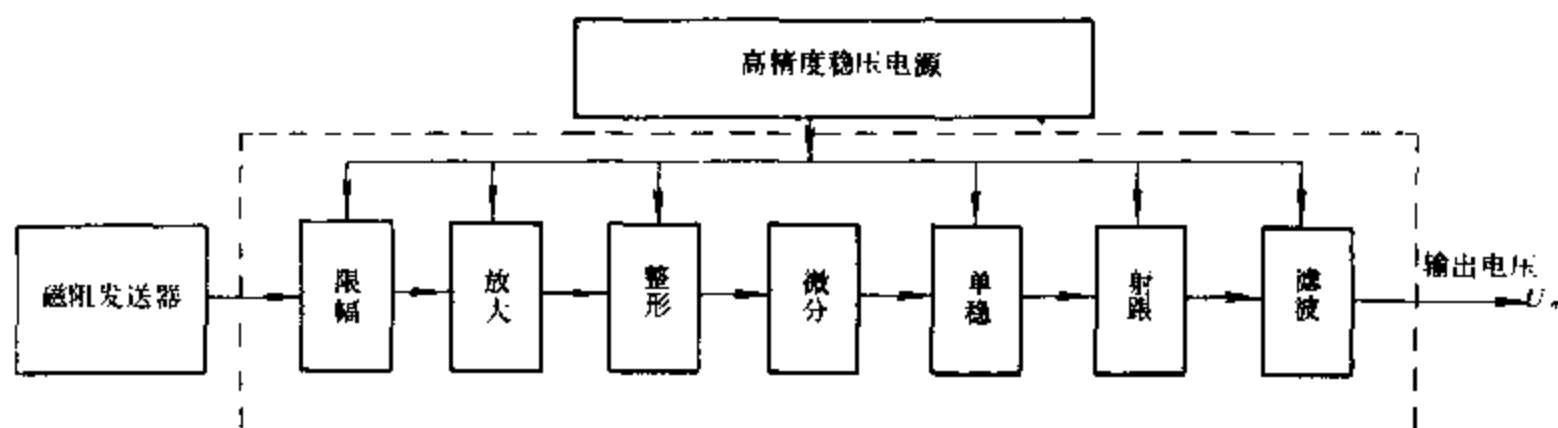


图 4-16 频率-电压变送器的方框图

磁阻发送器输出的脉动信号经限幅、放大后得到近似于梯形的脉冲波,如图 4-17 所示。整形电路是一个施密特触发器,于是把梯形波转换为方波。

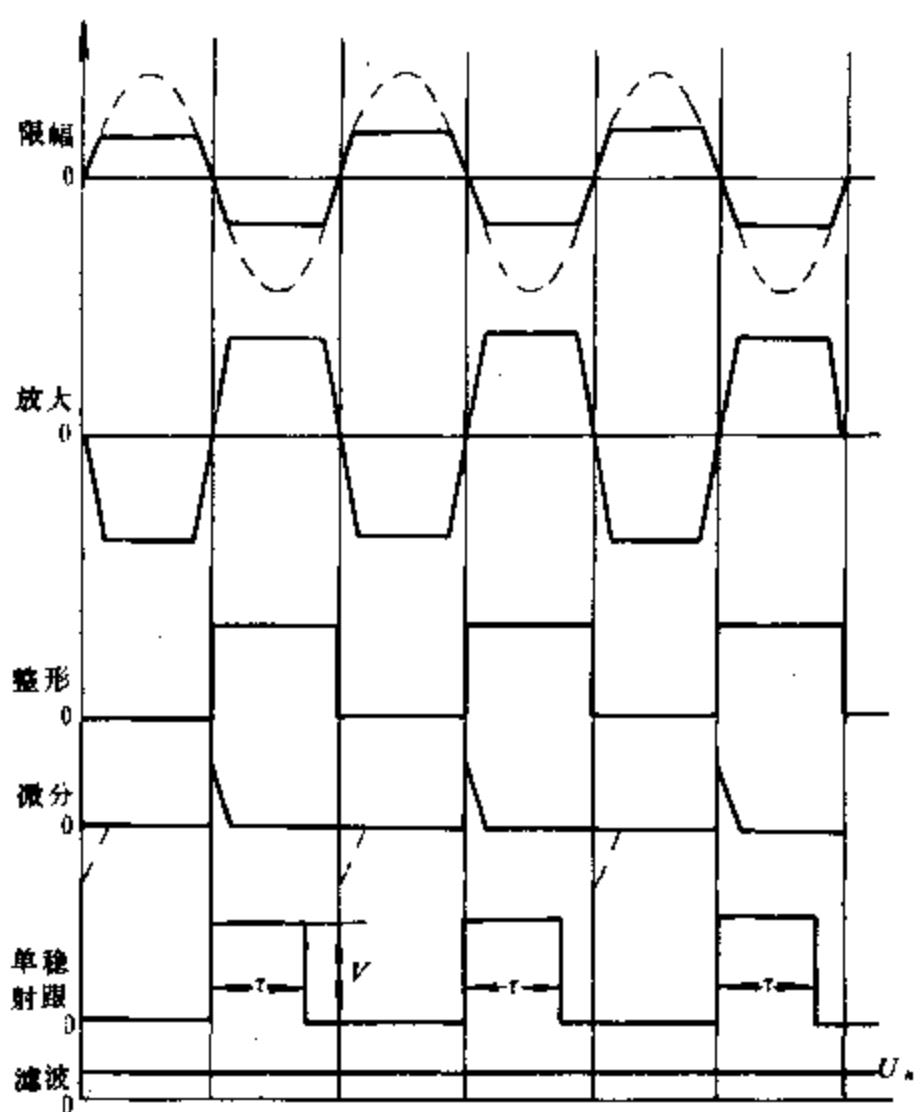


图 4-17 频率-电压变送器的工作波形

微分电路在方波的上升沿时,获得正向尖峰脉冲,去触发一个单稳态触发器,单稳电路翻转后,输出一个幅度为 V 、宽度为 τ 的正向方波脉冲。可见,在单位时间内,单稳态触发器输出正脉冲所占时间与磁阻变送器输出信号的频率成正比。也就是与汽轮机的转速 n 成正比,滤波后输出电压 U_o 的特性如图 4-18 所示。

(二) 功率测量

将发电机的有功功率转换成与之成正比的直流电压,即有功功率变送器。功率测量通常用磁性乘法器和霍尔效应原理等,限于篇幅,只介绍霍尔功率变送器。

霍尔效应是物理学家 E·H·Hall 于 1879 年发现的半导体基本电磁效应之一。如果把

一片半导体材料的薄片放在磁场中，并使磁场磁力线与薄片平面垂直，当在薄片的 1、2 端通以电流 I 时，则在垂直于磁场方向和电流方向的 3、4 端就会有电动势 E_H 产生，如图 4-19 所示，这一物理现象称为霍尔效应， E_H 称为霍尔电动势。

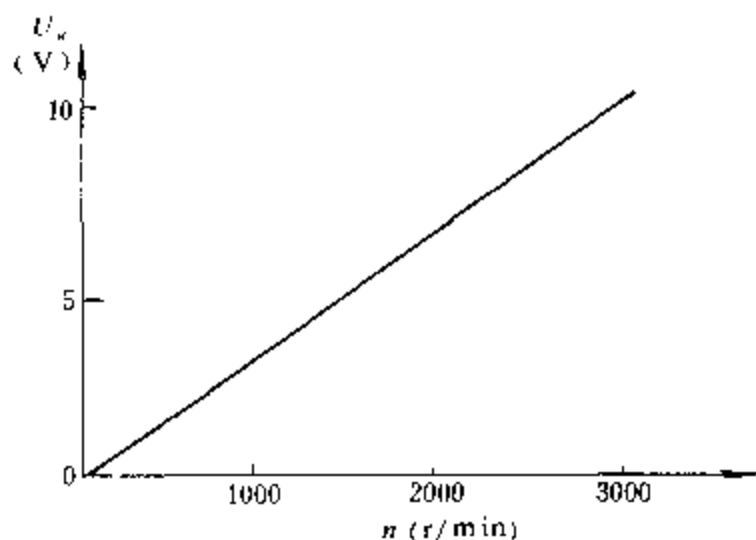


图 4-18 频率-电压变送器的输出特性

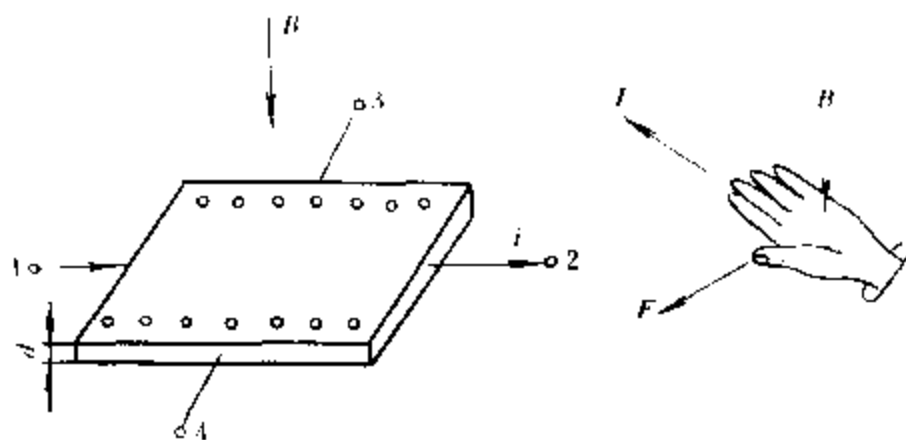


图 4-19 霍尔效应

根据实验及经典统计得知，霍尔电动势可表示为

$$E_H = \frac{R_H}{d} i_c B \cos \theta \times 10^{-8} \quad (4-28)$$

式中 R_H ——霍尔系数，与材料性质有关， cm^3/C ；

d ——薄片厚度， cm ；

i_c ——控制电流， A ；

B ——磁感应强度， T ；

θ ——磁感应强度 B 与薄片平面法线的夹角。

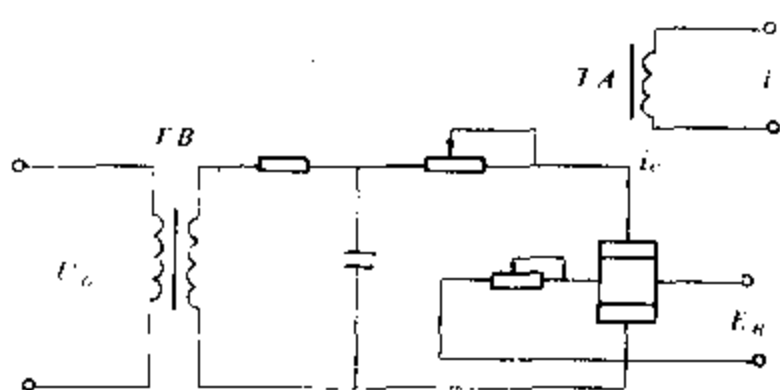


图 4-20 单相霍尔功率变送器电路原理

霍尔元件的应用范围极广，这是由于它的输出比例于两个输入量的乘积，可以方便而准确地实现乘法运算，输出信号的信噪比大；频率范围广，最高可达 10^{12}Hz ；体积小，重量轻，可靠性高，稳定性好，寿命长。

图 4-20 为单相霍尔功率变送器电路原理，发电机电压互感器二次侧电压 U_G

加在带气隙变压器 TB 的一次侧，其二次侧通过微调电阻接到霍尔片的控制端上，产生控制电流 i_c ，则有

$$i_c = K_1 u_G = K_1 U_M \sin \omega t \quad (4-29)$$

电流互感器二次侧的电流 i 接至变流器 TA 的绕组上，在气隙内产生磁场强度 H ，霍尔片置于气隙内，则磁感应强度 B 为

$$B = K_2 i = K_2 I_M \sin(\omega t + \varphi) \quad (4-30)$$

因此

$$E_H = K_3 i_c B = K_1 K_2 K_3 U_M \sin \omega t I_M \sin(\omega t + \varphi) \quad (4-31)$$

$$E_H = K \frac{U_M I_M}{2} [\cos \varphi - \cos(2\omega t + \varphi)] \quad (4-32)$$

式中第一项即为正比于所测有功功率的直流分量；第二项为二倍频率的交流分量； $\cos \varphi$ 为功率因数。

霍尔电动势 E_H 的平均值正比于有功功率，这就是霍尔元件测量单相有功功率的基本原理。图 4-20 中的电容用于对相位误差的补偿作用。如果将控制电流移相 90° （或将电压移相 90° ），则可测得无功功率。如果将控制电流、激磁电流都加以整流，则可测视在功率。稍加变换还可用作其它电量的测量变送器。

（三）转速和功率给定环节

转速和功率给定环节可用高精度稳压电源供电的精密多转电位器构成。其输出电压值即可表示为给定转速或功率，多转电位器由控制电机带动，以适应当地或远方控制的需要。

图 4-14 中的放大器和 PID 调节，由运算放大器组成，由于 PID 输出功率很小，不能驱动电液转换器，因此加入一个功率放大环节。

（四）电液转换及液压系统

电液转换器把调节量由电量转换成非电量油压。液压系统由继动器、错油门和油动机组成，见图 4-21。

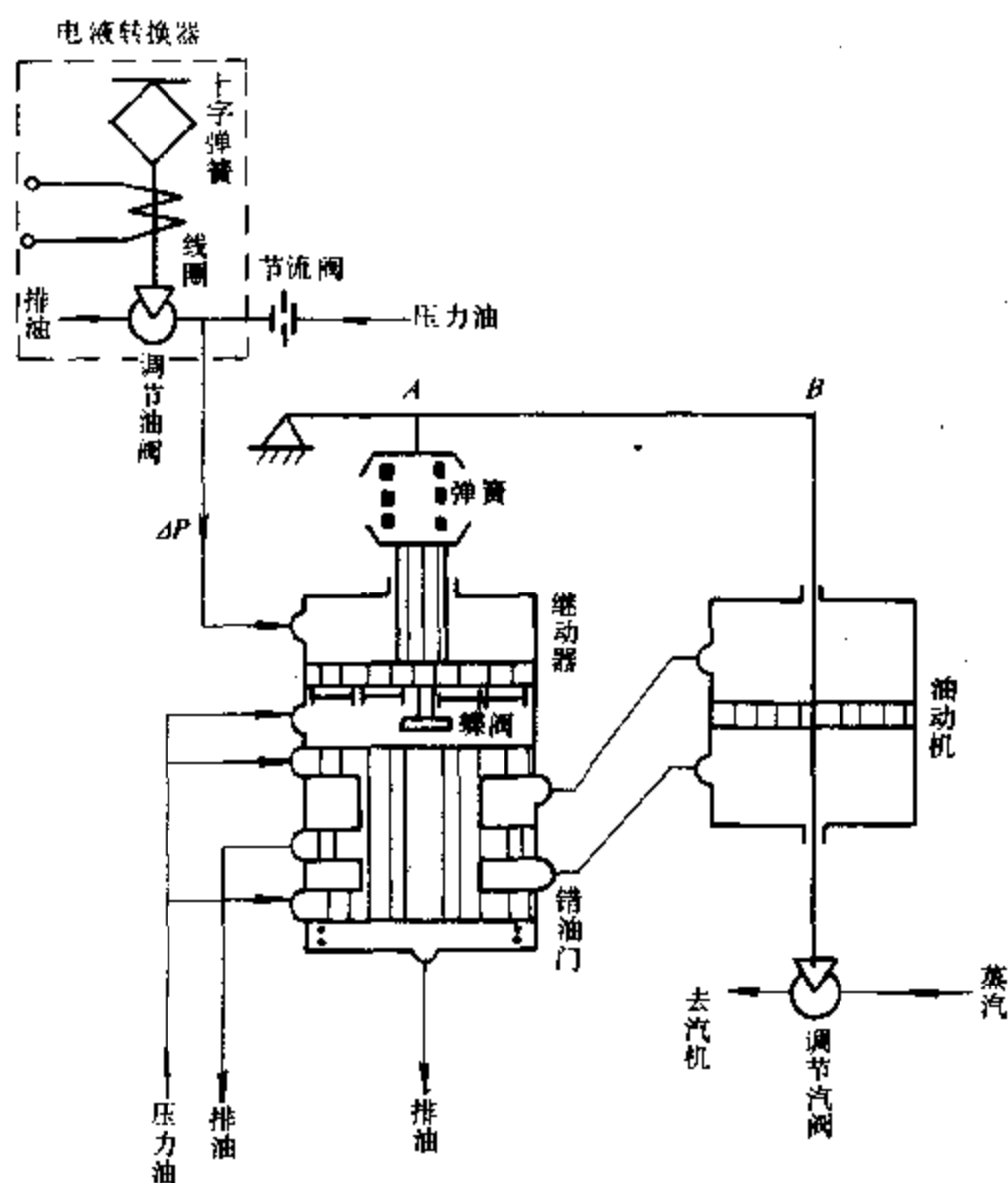


图 4-21 电液转换器及液压系统结构原理

电液转换器线圈将功率放大器输出的变化量转换为调节油阀开度的变化。当调节油阀

关小时，油压上升，进入继动器上腔的油压升高，将活塞压下，带动继动器蝶阀向下移动。错油门内腔是一个“王”字形滑阀。滑阀中间有一个油孔和底部排油孔相通，当蝶阀下移时使滑阀中间排油孔的排油量减小，其上腔油压升高，推动滑阀向下移动，使油动机上腔与排油接通，下腔与压力油接通，因而开大调节汽阀，增加汽轮机的输入功率。

油动机活塞向上移动时 B 点上移，带动 A 点也上移，继动器活塞是差动式的，下边面积大于上边面积，因此在 A 点向上移动时，在油压的推动下继动器蝶阀将向上移动，使错油门内滑阀中间排油孔的排油量增加，其压力减小，在错油门底部弹簧作用下，“王”字滑阀向上移动，当它又回到图 4-21 所示位置时，即进入新的平衡状态，调节汽阀也稳定在一个新的开度，调节随即结束。调节汽阀开度的变化与功率放大器输出的变化量成正比。

(五) 调整器的工作

按发电机组是否并入电网两种情况来讨论调整器的工作。

1. 发电机组未并网时

图 4-14 中的功率测值及功率给定值信号均为零。运行人员操作增速或减速按钮，控制电动机正转或反转，使它驱动转速给定电位器，改变转速给定值 n_{REF} 的电压。频率-电压变送器输出电压与机组运行转速 n 相对应。可见这两个电压的差值与 $(n_{REF} - n)$ 成正比，即

$$m_n(n_{REF} - n) \quad (V)$$

这里 m_n 为比例系数，把它送入频差放大器，经 PID 调节，功率放大器等环节，由电液转换器去控制调节汽阀的开度，改变机组的转速，使 $m_n(n_{REF} - n) = m_n \Delta n$ 的值趋于零，转速 n 趋于给定转速 n_{REF} 为止。即达到调速目的。

2. 机组在并网情况下运行时

假设电网频率恒定且为额定值，频差放大器输出的 Δf 信号为零。同样理由，如果改变功率设定值 P_{REF} 电压，功率测值 P 的电压与 P_{REF} 电压之差值信号为

$$m_p(P_{REF} - P) \quad (V)$$

通过 PID 等环节的调节作用，将使 $(P_{REF} - P)$ 差值电压为零。即发电机功率 P 与给定值 P_{REF} 相等。达到调节发电机组输出功率目的。

现设电网频率波动，机组在并网运行，这时转速给定值 n_{REF} 和功率给定值 P_{REF} 为某一定值，调速器工作随输入 PID 的两个信号之和调节汽阀开度，改变机组的输出功率。

设频差放大器输出电压正比于 $\frac{\Delta f}{R}$ ，为

$$m_f \frac{\Delta f}{R} \quad (V)$$

发电机输出功率与功率给定之差的电压值为

$$m_p \Delta P \quad (V)$$

上述二信号之和给 PID 调节，控制电液转换器调节汽阀开度，稳态时输入 PID 的电压信号应为零，即

$$m_f \frac{\Delta f}{R} + m_p \cdot \Delta P = 0$$

令功率和频率为标么值， m_p 和 m_f 取相同值，这时调速器的特性为

$$K_G \Delta f + \Delta P = 0 \quad \left(K_G = \frac{1}{R_*} \right)$$

调速器的静态调节特性如 (4-15) 式或 (4-14) 式所示。图 4-14 中的频差放大器可用于改变调差系数 R_* 。

四、数字式电液调速器

目前数字式电液调速器已开始在发电机组上应用,其基本框图 4-22 所示。它与模拟电液调速器主要区别是控制电路部分的功能用微机来实现。由图可见,主机与控制对象发电机组(包括原动机)间的输出、输入过程通道和模拟式电液调速器是相同的,如电/液压转换,液压伺服系统以及转速和功率传感器等。它们由 D/A 或 A/D 转换电路与主机接口交换信息,这些部件已在前面介绍,这里不再重复。

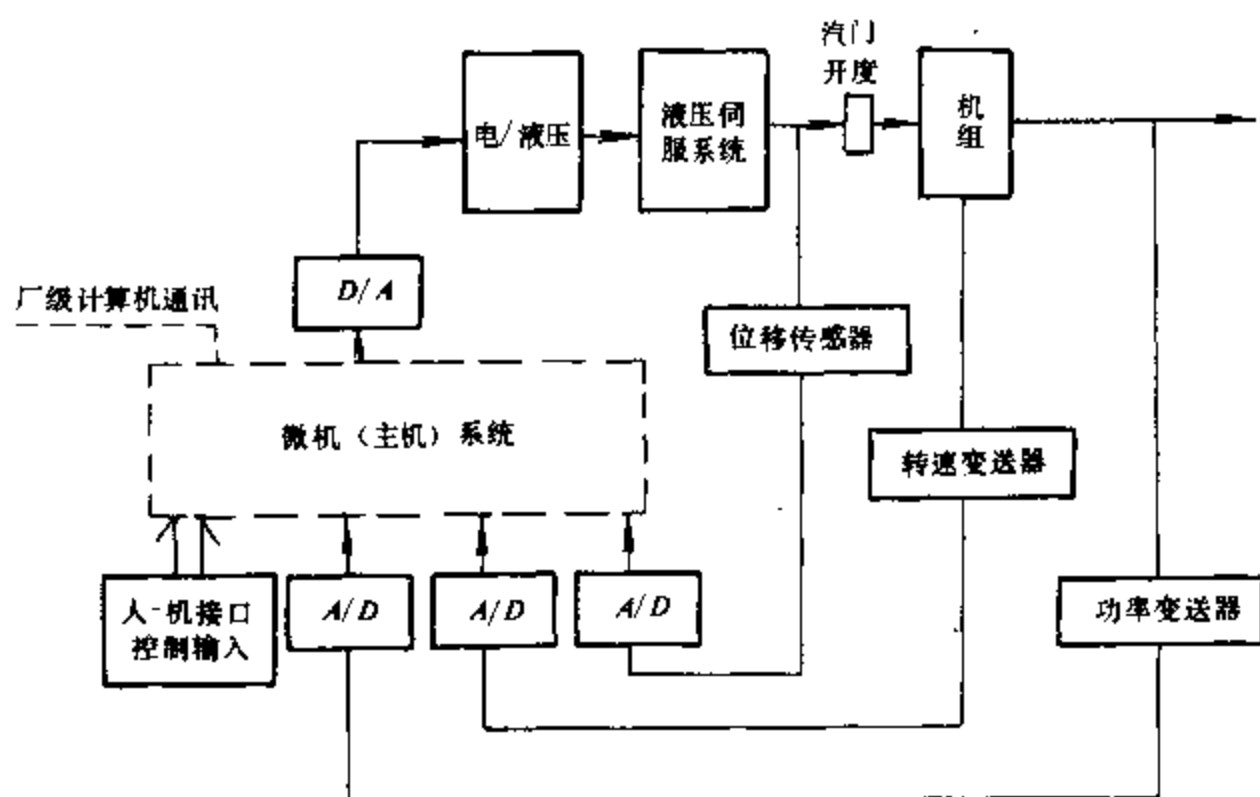


图 4-22 数字式电液调速器基本框图

调速器的调节控制规律由计算机实现,首先要建立数学模型以及制订运行中的控制原则,然后编程用软件实现其控制规律。也就是主机根据采集到的实时信息,按预先确定控制规律进行调节量计算,计算结果经 D/A 输出去控制电/液压转换,再由液压伺服系统控制原动机的输入功率,完成调速或调节功率的任务。

数字式电液调速器引入了 CPU 主机后,可以充分发挥计算机高速运算和逻辑判断优势,除了完成调速和负载控制功能外,还可实现机组自起动控制功能,在接近额定转速时,可使发电机转速跟踪电网频率快速同期并列等功能,如果是汽轮机,在起动过程还附有热应力管理功能等,从而极大地提高了电厂自动化程度。

第三节 电力系统频率调节系统及其特性

一、调节系统的传递函数

传递函数是分析调节系统性能的重要工具,电力系统频率和有功功率调节系统,主要

是由调速器，发电机组包括原动机和电网等环节组成，它们的传递函数分别讨论如下。

(一) 调速器

如图 4-23 所示，进入原动机的动力元素是由调速器控制的。频率变化时，调速器首先反应，进行频率的一次调节。它的动作较快，是电力系统频率和有功功率调节系统基本组成部分，是电力系统调频特性的基础。

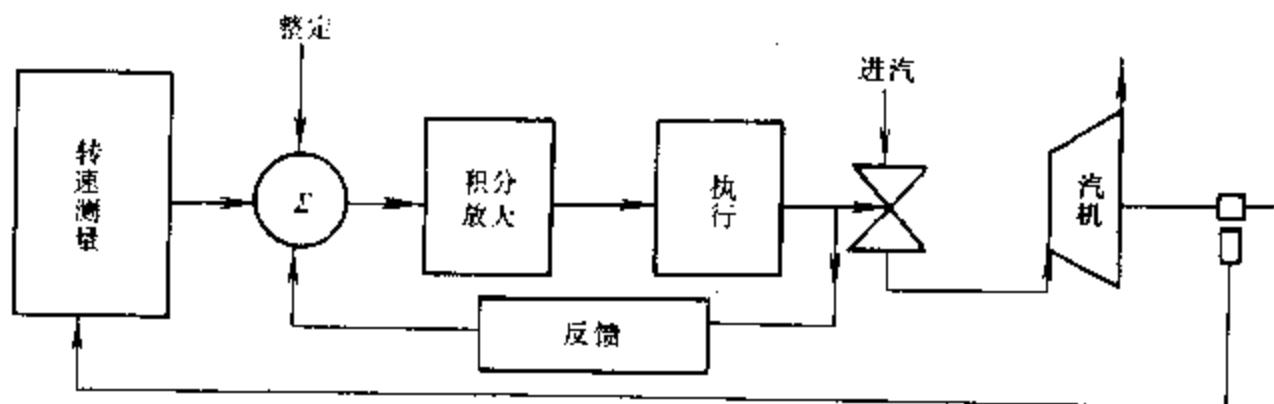


图 4-23 调速系统示意图

前已述及，调速器一般由测量、积分放大、执行等环节组成，不论是汽轮机还是水轮机，调速器的执行环节都是利用液压放大原理控制汽门（或导水叶）的开度。各种调速器的构成器件各异，但是它们主要部件微分方程式的型式是相同的。为了直观起见，这里不妨用图 4-10 机械液压调速器为例来描述。通常只讨论小偏离的情况，因此可以作如下考虑。

(1) 系统稳态时的频率为 f_c （或 ω_c ），对应的原动机汽阀位置为 X_B ，发电机输出功率为 P_G ；

(2) D 点移动微小距离 ΔX_D ，正比于发出增加功率指令信号 ΔP_c ，即 $\Delta X_D \propto \Delta P_c$ ；

(3) 当 D 点升高时，引起 E 点降低 ΔX_E ，通过错油门作用，使 B 点升高 ΔX_B ，从而原动机的输入功率增加 ΔP_T ，发电机的输出功率增加 ΔP_G ，稳态时两者相等；

(4) 由于发电机功率增加，使系统的频率发生微小的变化 Δf ，引起调速器响应，使 A 点向上移动 ΔX_A 。在不考虑不灵敏区和延时的情况下，则 ΔX_A 正比于 Δf ；

(5) 所有联接点的位移正方向如图中箭头所示。

由于所有联接点移动的距离很小，下列方程成线性关系

$$\Delta X_E = K'_1 \Delta X_A - K'_2 \Delta X_D + K_4 \Delta X_B \quad (4-33)$$

式中 $\Delta X_A = k_1 \Delta f$ ； $\Delta X_D = k_2 \Delta P_c$ 。

因此 (4-33) 式可写成：

$$\Delta X_E = K_1 \Delta f - K_2 \Delta P_c + K_4 \Delta X_B \quad (4-34)$$

式中 K_1 、 K_2 、 K_4 ——比例系数，取决于联杆的杆臂长度等因素，

$$K_1 = K'_1 k_1; \quad K_2 = K'_2 k_2$$

假定流入液压伺服机（油动机）的油量与导油阀（配压阀）的位置 ΔX_E 成比例，那么油动机活塞移动的速度 $d\Delta X_B/dt$ 正比于 ΔX_E ，即

$$\frac{d\Delta X_B}{dt} = K_3 (-\Delta X_E)$$

或写成
$$\Delta X_B = K_3 \int (-\Delta X_E) dt \quad (4-35)$$

式中 K_3 ——系数，取决于油孔和活塞的几何形状及油压等因素。

对 (4-34) 和 (4-35) 式进行拉氏变换，然后消去 ΔX_E ，把输出量 ΔX_B 表达为给定值 ΔP_c 和频率 Δf 两输入量间的关系，得

$$\Delta X_B(s) = \frac{K_2 \Delta P_c(s) - K_1 \Delta F(s)}{K_4 + \frac{s}{K_3}}$$

整理后得

$$\begin{aligned} \Delta X_B(s) &= \frac{K_n}{1 + sT_n} \left[\Delta P_c(s) - \frac{1}{R} \Delta F(s) \right] \\ &= G_n(s) \left[\Delta P_c(s) - \frac{1}{R} \Delta F(s) \right] \end{aligned} \quad (4-36)$$

式中 $\Delta F(s) = L[\Delta f]$;

$\Delta P_c(s) = L[\Delta P_c]$;

$\Delta X_B(s) = L[\Delta X_B]$;

K_n ——调速器静态增益， $K_n = \frac{K_2}{K_4}$;

T_n ——调速器时间常数， $T_n = \frac{1}{K_4 K_3}$ ，通常 T_n 值小于 0.1 s;

R ——调速器的调差系数， $R = \frac{K_2}{K_1}$;

G_n ——调速器传递函数， $G_n = \frac{K_n}{1 + sT_n}$ 。

(4-36) 式表示了原动机调节量与控制指令信号及系统频率间的动态特性。

(二) 原动机

调速器根据转速变化控制进入原动机的动力元素，下面进一步讨论原动机的传递函数。

对于汽轮机，由于汽阀位置 X_B 的改变导致进汽量的改变，使汽轮机输入功率变动 ΔP_T ，因而引起发电机功率 ΔP_G 变化。

汽轮机由于调节汽门和第一级喷嘴之间有一定的空间存在，当汽门开启或关闭时，进入汽门的蒸汽量虽有改变，但这个空间的压力却不能立即改变，这就形成了机械功率滞后于汽门开度变化的现象，称为汽容影响。在大容量汽轮机中，汽容对调节过程的影响很大。

汽容影响在数学上可以用一个一阶惯性环节来模拟，这样汽轮机的传递函数可表示为

$$G_T(s) = \frac{\Delta P_T(s)}{\Delta X_B(s)} = \frac{K_T}{1 + sT_T} \quad (4-37)$$

式中 T_T ——汽容时间常数，一般为 0.2~0.3 s;

K_T ——增益，通常与 K_n 一起考虑。

这是最简单的汽轮机的传递函数，对于再热式汽轮机，还要考虑再热段充汽时延，其传递函数可表示为

$$G_T(s) = \frac{\Delta P_T(s)}{\Delta X_B(s)} = \frac{K_T(1 + sK_r T_r)}{(1 + sT_r)(1 + sT_r)} \quad (4-38)$$

式中 T_r ——再热时间常数，一般在 10 s 左右；

K_r ——再热系数，它大致等于 (0.2~0.3) 倍汽机总功率。

当不考虑再热时，即 T_r, K_r 均为零，则 (4-38) 式就成为 (4-37) 式。

对于水轮机，则要考虑到水锤效应的影响。水锤效应是由流动着的水的惯性所引起的。压力导管中的水在稳态情况下，水的流速是一定的，但当迅速关小导向叶片的开度时，导管中的压力将急剧上升，而当迅速开大导向叶片的开度时，导管中的压力将急剧下降。这种现象称为水锤现象。它使水轮机功率不能追随开度的变化而有一个滞延。水轮机的传递函数为

$$G_w(s) = \frac{1 - T_w s}{0.5 T_w s + 1} \quad (4-39)$$

式中 T_w ——水锤时间常数。

(三) 汽轮发电机组的传递函数

根据上面求得的传递函数，就可以作出如图 4-24 所示的带有调速器的非再热式汽轮发电机组的模型框图。图 4-24 (b) 是把 $G_w(s)$ 和 $G_T(s)$ 合并，且考虑了 $K_n K_T = 1$ 时的情况，对于图 4-24 (a) 的汽轮发电机的模型示意图如图 4-25 所示。其中飞摆反应频率的变化。增、减功率指令是通过调速电动机改变发电机组的功率频率特性来实现的。

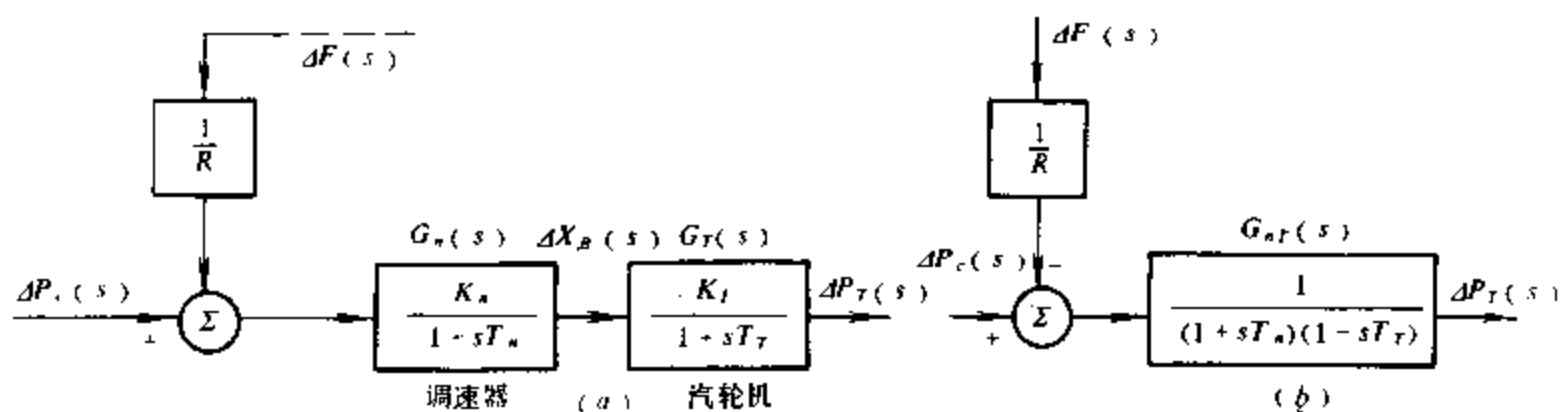


图 4-24 非再热式汽轮发电机的模型框图

下面就图 4-24 (a) 的框图来分析汽轮发电机组的调速特性，最简单的情况是发电机组与无限大系统并联运行，这时，发电机功率变化对系统的频率没有影响。由于转速恒定， $\Delta F(s)$ 等于零，且 ΔP_T 等于 ΔP_G ，由图 4-24 (a) 可得

$$\Delta P_T(s) = \Delta P_G(s) = \frac{K_n}{1 + sT_n} \cdot \frac{K_T}{1 + sT_r} \Delta P_c(s) \quad (4-40)$$

由控制理论可知，假使我们在此系统上加一个单位阶跃变化的控制功率 ΔP_c ，就可以了解发电机功率的变化过程。

对单位阶跃输入 ΔP_c 进行拉氏变换，即

$$\Delta P_c(s) = \frac{\Delta P_c}{s}$$

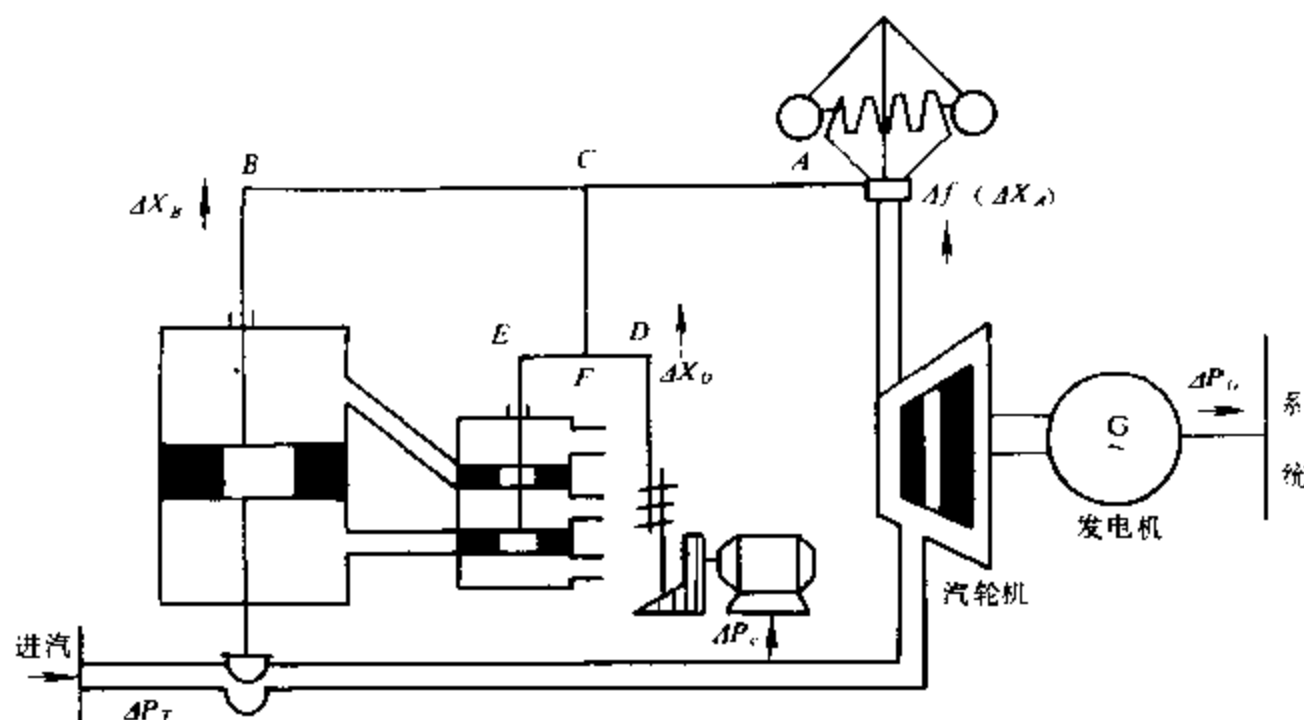


图 4-25 汽轮发电机模型原理示意图

则 (4-40) 式变为

$$\Delta P_G(s) = \frac{K_n}{1 + sT_n} \cdot \frac{K_T}{1 + sT_T} \cdot \frac{\Delta P_c}{s} \quad (4-41)$$

因此，发电机输出功率增量的稳态值 ΔP_G ，可由终值定理求得

$$\Delta P_G = \lim_{s \rightarrow 0} [s \Delta P_G(s)] = K_n K_T \Delta P_c \quad (4-42)$$

(4-42) 式表明，对于一台强迫以同步速运行的发电机来说，发电机的稳态输出功率增量 ΔP_G 与控制指定信号 ΔP_c 成正比。并且由于两个时间常数均为正值，在调节过程中不可能出现振荡现象，其过程始终是衰减的，而且因 $T_n < T_T$ ，所以衰减过程主要取决于汽轮机的时间常数 T_T 。

(四) 单区域系统

现代电力系统的规模越来越大而且互联，即一个地区的电力系统与另一个地区的电力系统相互联接起来构成更大的系统。因此，系统的频率和功率调节以地区系统为基础作为控制区，把每个控制区作为一个等效的同步发电机群来进行调节。现在来研究一个通过联络线与其它控制区相互联接的控制区 i 的一次调节系统的传递函数。

图 4-26 为互联系统的示意图。假设在控制区 i 中，突然有一个量值为 ΔP_L 的负荷变化。由于调速器的作用，这个区域频率变化为 Δf_i ，发电机组的输入功率相应变化了 ΔP_{Ti} ，在此过程中， ΔP_{Ti} 与 ΔP_L 两者是不相等的，两者之差由以下三方面的功率来平衡：

- (1) 发电机组动能提供的功率增量；
- (2) 因负荷的频率调节效应而引起的负荷功率变化；

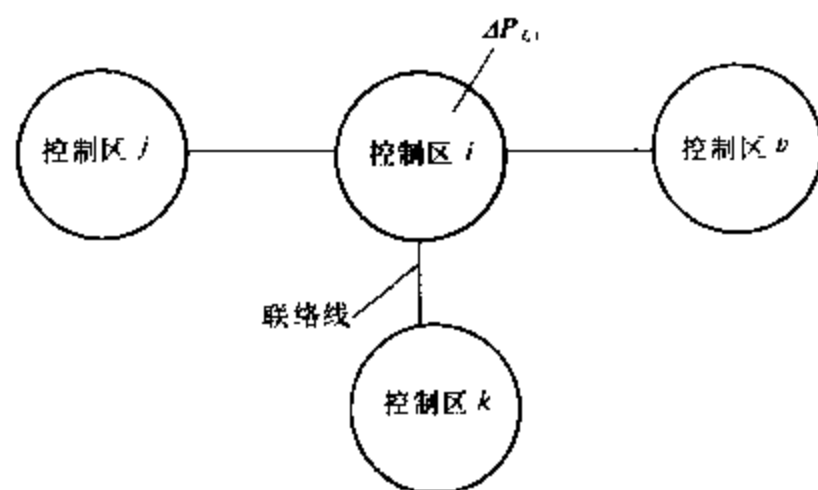


图 4-26 互联系统示意图

(3) 联络线上功率的变化。

根据功率平衡关系可得

$$\Delta P_{Ti} - \Delta P_{Li} = \frac{dW_{ki}}{dt} + K_{Li}\Delta f_i + \Delta P_{ii} \quad (4-43)$$

式中 ΔP_{ii} ——联络线上总功率的变化；

$K_{Li}\Delta f_i$ ——由于负荷调节效应引起的功率变化；

$\frac{dW_{ki}}{dt}$ ——由于发电机动能引起的功率变化， W_{ki} 为 i 区域内发电机组的动能。

动能 W_{ki} 是随控制区等效同步发电机转速（或频率）的平方变化，即

$$W_{ki} = \left(\frac{f_i}{f_e} \right)^2 W_{kie} \quad (4-44)$$

式中 W_{kie} ——控制区域 i 在额定频率 f_e 时的动能。

如控制区 i 瞬时频率为 f_i ，则可写为

$$f_i = f_e + \Delta f_i \quad (4-45)$$

考虑到 $f_e \gg \Delta f_i$ ，因此 (4-44) 式可写成

$$W_{ki} = \left(\frac{f_e + \Delta f_i}{f_e} \right)^2 W_{kie} \approx \left(1 + 2 \frac{\Delta f_i}{f_e} \right) W_{kie} \quad (4-46)$$

故

$$\frac{dW_{ki}}{dt} = \frac{2W_{kie}}{f_e} \cdot \frac{d\Delta f_i}{dt} \quad (4-47)$$

联络线的功率增量 ΔP_{ii} 为控制区 i 输出的总有功功率增量，它等于与区域 i 相联的各联络线中功率增量之和，即

$$\Delta P_{ii} = \sum_{j=1}^n \Delta P_{ij} \quad (4-48)$$

由电网理论知，传输线中的功率为

$$P_{ij} = -P_{ji} = \frac{U_i U_j}{X_L} \sin \delta_{ij} \quad (4-49)$$

式中 U_i, U_j ——传输线两端母线的电压；

$\delta_{ij} = \delta_i - \delta_j$ ——两母线电压相角之差；

X_L ——输电线的电抗。

当联络线中功率发生微小变化时，其值可表示为

$$\Delta P_{ij} = \frac{dP_{ij}}{d\delta} \cdot \Delta \delta_{ij} \quad (4-50)$$

故由 (4-49) 式得

$$\Delta P_{ij} = \frac{U_i U_j}{X_L} \cos \delta_{ij} \Delta \delta_{ij} = \frac{U_i U_j}{X_L} [\cos(\delta_i - \delta_j)] (\Delta \delta_i - \Delta \delta_j) \quad (4-51)$$

令 $P_{\max ij} = \frac{U_i U_j}{X_L}$, 称为输电线的极限传输容量,

$T_{ij} = P_{\max ij} \cos \delta_{ij}$, 称为传输线的同步系数。

$$\text{则} \quad \Delta P_{ij} = T_{ij} \Delta \delta_{ij} = T_{ij} (\Delta \delta_i - \Delta \delta_j) \quad (4-52)$$

式中 $\Delta \delta_i$ 、 $\Delta \delta_j$ ——输电线两端母线电压相角的变化量。

$$\text{因} \quad \Delta \delta = 2\pi \int \Delta f dt$$

$$\text{故} \quad \Delta P_{ij} = 2\pi T_{ij} \left(\int \Delta f_i dt - \int \Delta f_j dt \right) \quad (4-53)$$

控制区 i 的总输出功率增量为

$$\Delta P_{Ti} = \sum_{j=1}^n 2\pi T_{ij} \left(\int \Delta f_i dt - \int \Delta f_j dt \right) \quad (4-54)$$

把 (4-47) 式代入 (4-43) 式, 并改写为以控制区 i 的总额定有功功率 P_e 为基准值的标么值表示式, 得

$$\Delta P_{Ti} - \Delta P_{Li} = \frac{2H_i}{f_e} \cdot \frac{d\Delta f_i}{dt} + K_{Li} \Delta f_i + \Delta P_{ei} \quad (4-55)$$

式中 ΔP_T , ΔP_L , H_i 和 K_{Li} ——均以功率 P_e 为基准的标么值 (注意, 这里频率不是标么值)。

$H_i = W_{ki} / P_e$ 它是一个标么惯性时间常数, 量纲为秒 (s)。一般在 2~8 s 左右, 通常也可以由发电机组有关参数求得, 在一般手册上给出的发电机组的惯性时间常数 T_G 为

$$T_G = 2W_{kGe} / S_{Ge} \quad (\text{s})$$

式中 W_{kGe} 即为发电机组在额定转速时的动能, S_{Ge} 为该机组的额定容量, 所以发电机组的动能

$$W_{kGe} = \frac{T_G S_{Ge}}{2}$$

电网 i 区域发电机组的总动能 W_{ki} 为区域内各发电机组动能 W_{kGe} 之和, 因此, 我们就不难求得以 P_e 为基准的标么惯性时间常数 H_i 。

把 (4-54) 式化为以 P_e 为基准值的标么值表示式, 然后进行拉氏变换, 得

$$\Delta P_{ei}(s) = \frac{2\pi}{s} \sum_j T_{ij} [\Delta F_i(s) - \Delta F_j(s)] \quad (4-56)$$

对 (4-55) 进行拉氏变换, 得

$$\Delta P_{Ti}(s) - \Delta P_{Li}(s) = \left(\frac{2H_i}{f_e} s + K_{Li} \right) \Delta F_i(s) + \Delta P_{ei}(s) \quad (4-57)$$

$$\text{令} \quad K_{Pi} = \frac{1}{K_{Li}} \quad (4-58)$$

$$T_{Pi} = \frac{2H_i}{f_e K_{Li}} \quad (4-59)$$

$$G_{Pi}(s) = \frac{K_{Pi}}{1 + sT_{Pi}} \quad (4-60)$$

将 (4-58), (4-59), (4-60) 式代入 (4-57) 式, 整理后得

$$[\Delta P_{Ti}(s) - \Delta P_{Li}(s) - \Delta P_{ui}(s)]G_{Pi}(s) = \Delta F_i(s) \quad (4-61)$$

根据 (4-56), (4-61) 式, 可相应地得到图 4-27 和图 4-28 所示的框图。

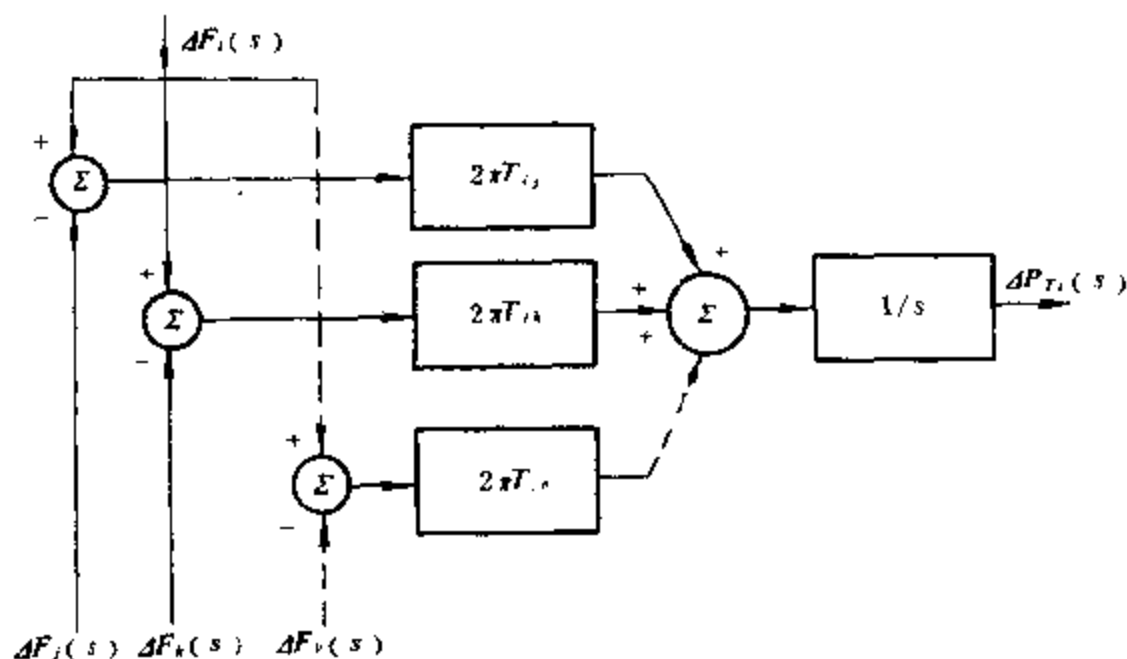


图 4-27 方程 (4-56) 式的框图

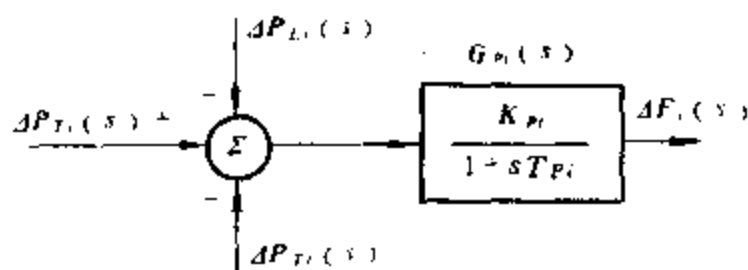


图 4-28 方程 (4-61) 式的框图

然后, 再把图 4-28 与图 4-24 (b) 合并。若不考虑互联系统就可得到单区域的闭环调节框图, 如图 4-29 所示。

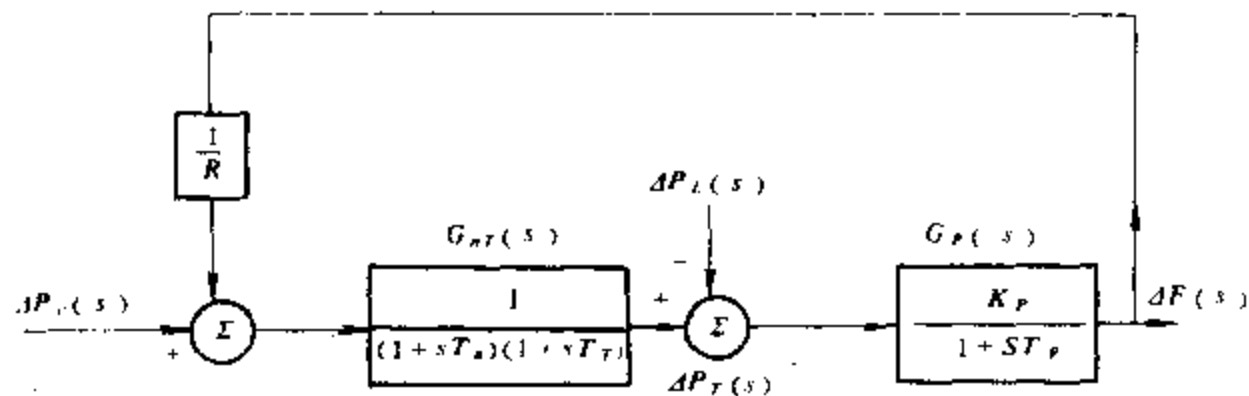


图 4-29 单个区域的闭环调节框图

考虑互联系统时, 计及图 4-27 的框图, 控制区 i 一次调节系统的闭环框图如图 4-30 所示。

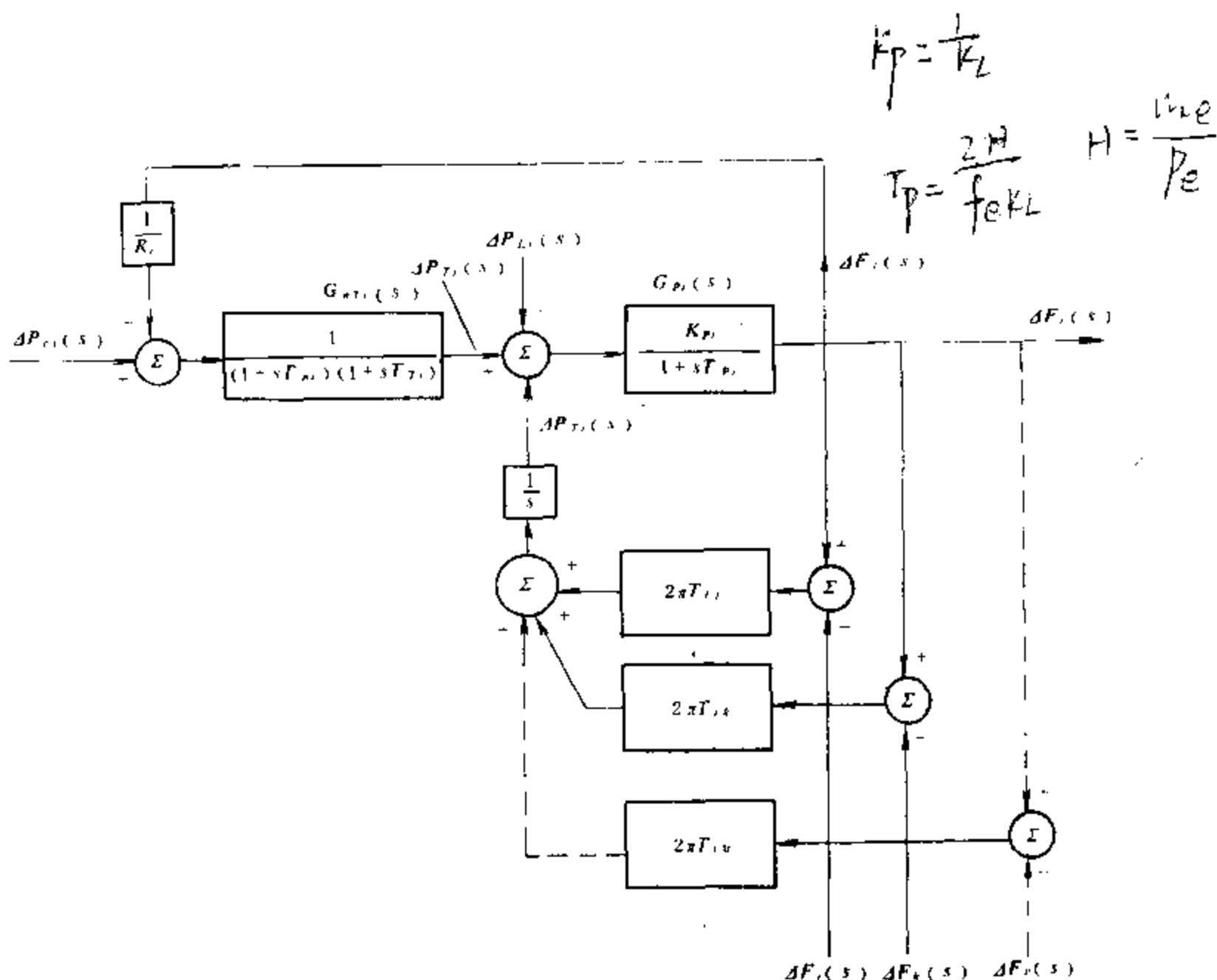


图 4-30 控制区 i 的闭环框图

二、电网的频率调节特性

这里讨论的是电网中发电机组在调速器工作情况下，即一次调频时电网的频率特性。

(一) 单区域电网的频率特性

现在的电力系统总是由许多区域电网互联运行。为了便于理解，我们从最简单的单区域电网开始讨论。

由于它没有联络线与外界联系，是一个孤立系统，其调节系统框图即为图 4-29。因不加控制，即控制功率 ΔP_c 为零。为使问题更为明了，我们以典型具体数据来讨论。

算例 系统总额定容量 $P_e = 2000 \text{ MW}$
 正常运行的负荷 $P_L = 1000 \text{ MW}$
 惯性常数 $H = 5.0 \text{ s}$
 调差系数 $R_e = 4.8\%$
 负荷调节效应系数 $K_{L*} = 0.5$ (以系统总功率容量为基准)

由 (4-58) 式、(4-59) 式得

$$K_p = \frac{1}{K_L} = \frac{1}{0.5} = 2$$

$$T_p = \frac{2H}{f_e K_L} = \frac{2 \times 5}{50 \times 0.5 \times \frac{1}{50}} = 20(\text{s}) \quad \left(\text{此处 } K_L = K_{L*} \cdot \frac{1}{f_e} \right)$$

对于阶跃负荷作用下的稳态频率降落，可以由图 4-29 在 ΔP_c 为零时，求得负荷扰动量

与频率量间传递函数

由调节系统闭环传递函数得出

$$\Delta F(s) = - \frac{G_P(s)}{1 + \frac{1}{R} G_P(s) G_{nT}(s)} \Delta P_L(s) \quad (4-62)$$

当 ΔP_L 为单位阶跃负荷时, 其 $\Delta P_L(s) = \Delta P_L/s$, 则 4-62 式变为

$$\Delta F(s) = - \frac{G_P(s)}{1 + \frac{1}{R} G_P(s) G_{nT}(s)} \Delta P_L \times \frac{1}{s} \quad (4-63)$$

应用终值定理求稳态频降, 可得

$$\Delta f = \lim_{s \rightarrow 0} [s \Delta F(s)] = \frac{K_P}{1 + \frac{K_P}{R}} \Delta P_L = - \frac{\Delta P_L}{K_L + \frac{1}{R}} \quad (4-64)$$

令
$$\beta = K_L + \frac{1}{R} = K_L + K_f \quad (4-65)$$

β 称为系统功率频率特性系数, 或称为系统的单位调节功率, 它标志了系统负荷增加或减少时, 在原动机调速器调节特性和负荷调节效应共同作用下, 系统频率下降或上升的数值, 也可由此求取在允许的频率偏移范围内, 系统能承受负荷的增减量, 由 (4-64) 式得

$$\Delta f = - \frac{\Delta P_L}{\beta} \quad (4-66)$$

$$\Delta f_* = - \frac{\Delta P_{L*}}{\beta_*} \quad (4-67)$$

将前面的数据代入, 即可求出稳态频降 Δf 。

$$\beta_* = K_{L*} + \frac{1}{R_*} = 0.5 + \frac{1}{4.8\%} = 21.33$$

假设负荷增量为 $\Delta P_L = 20 \text{ MW}$, 则 $\Delta P_{L*} = \frac{20}{2000} = 0.01$

故
$$\Delta f_* = - \frac{\Delta P_{L*}}{\beta_*} = - \frac{0.01}{21.33} = -4.688 \times 10^{-4}$$

所以
$$\Delta f = \Delta f_* f_* = -4.688 \times 10^{-4} \times 50 = -0.0234 \text{ (Hz)}$$

即系统的稳态频率降低了 0.0234 Hz。

下面讨论此系统的动态特性。

(4-62) 式的分母中有三个时间常数, 是三阶的, 取它的反变换, 即可求得 Δf 与时间 t 的关系。一般调速器加上汽轮发电机的时间常数最多为 2s 左右。在本题中 T_P 的数值为 20 s, 相比之下 T_n 、 T_r 很小, 为简便起见, 将其忽略, 则 (4-63) 式简化为

$$\Delta F(s) = - \frac{\frac{K_P}{1 + sT_P}}{1 + \frac{1}{R} \frac{K_P}{1 + sT_P}} \cdot \frac{\Delta P_L}{s}$$

$$\begin{aligned}
 &= \frac{K_P R}{RT_P s + R + K_P} \cdot \frac{\Delta P_L}{s} \\
 &= \frac{K_P R}{K_P + R} \cdot \frac{1}{\frac{RT_P}{R + K_P} s + 1} \cdot \frac{\Delta P_L}{s} \\
 &= \frac{1}{\beta} \cdot \frac{1}{\frac{RT_P}{R + K_P} s + 1} \cdot \frac{\Delta P_L}{s}
 \end{aligned} \tag{4-68}$$

(4-68) 式表明负荷阶跃信号加于一个典型的一阶惯性环节，它的时间常数 T_s 为

$$T_s = \frac{R}{R + K_P} \cdot T_P \tag{4-69}$$

将上述算例参数代入，得 $T_s = 0.4687 \text{ s}$ ，稳态频率降低 0.0234 Hz （见前面算例）
可以把 4-68 式进一步写成更简单形式

$$\Delta F(s) = - \frac{\Delta P_L}{\beta} \left[\frac{1}{s} - \frac{1}{s + \frac{R + K_P}{RT_P}} \right] \tag{4-70}$$

将数据代入上式，得

$$\Delta F(s) = - 0.0234 \left(\frac{1}{s} - \frac{1}{s + 2.13} \right) \tag{4-71}$$

再对 (4-71) 式进行拉氏反变换得

$$\Delta f = - 0.0234(1 - e^{-2.13t}) \tag{4-72}$$

根据 (4-72) 式可以绘出 Δf 随时间变化的曲线，如图 4-31 所示。为了便于比较，图中还绘出了计及时间常数 T_s ， T_T 时的响应曲线。

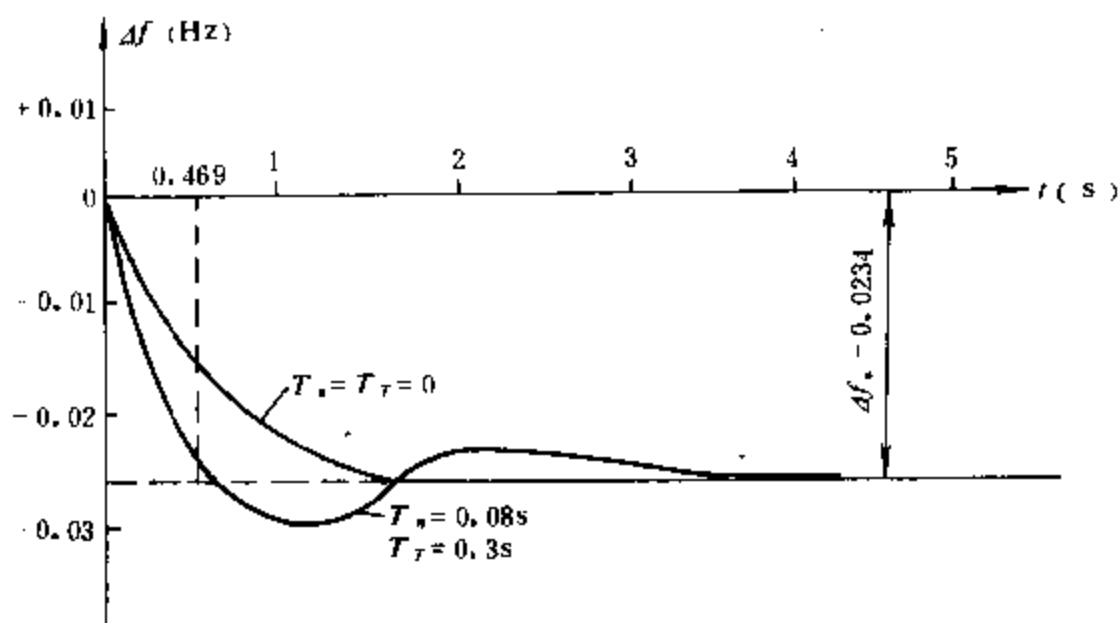


图 4-31 Δf 随时间变化曲线

从以上分析中我们可以得出：

(1) 总的闭环系统的时间常数只有 $\frac{1}{2.13} \text{ s}$ ，即 0.4687 s ，比表征电厂本身的时间常数 T_P （为 20 s ）要小得多，这主要是由于闭环系统中的反馈所起的作用（即调速器的作用）。由

(4-62) 式可见, 减小调速器的调差系数 R , 即增大控制环节的增益, 可加大其调节作用;

(2) 由 (4-65) 式可见, 减小 R 值使 β 增大, 可以减小稳态频率偏差;

(3) 当计及 T_s 、 T_r 时, Δf 随时间变化曲线不是纯指数型的, 在初期出现了振荡, 刚开始时形成一个较大的瞬时频率降落;

(4) 上面算例可见, 当负荷变化 20 MW 时, 频率降落为 0.0234 Hz, 如果长期存在, 将会引起较大的累计频率偏差, 这也是不允许的。

对控制功率信号 ΔP_c 进行调节, 移动发电机组的功率频率特性以维持系统频率, 这是本章下一节讨论的自动调频问题。

以上讨论中关于系统变化过程解释如下: 当负荷突然增加 1% (即 20 MW) 时, 系统功率平衡遭到破坏, 起初瞬间由于频率尚未下降, 汽轮发电机的调速系统还未动作, 所以发电机的输入功率不变。因此, 这时负荷所增加的功率是由系统的动能供给的 (动能以 20 MW/s 的速率减小)。随着系统动能的减小, 发电机的转速下降 (即系统频率下降), 调速系统随之动作, 增加发电机的输入功率。与此同时, 由于频率的下降, 负荷的频率调节效应使它吸取的功率有所减小。

总之, 增加的 20 MW 负荷功率是由三部分来平衡的, 即系统动能供给的功率, 发电机增加的输入功率以及负荷少吸收的功率, 在开始瞬间, 后两项为零, 随着频率降低, 它们就逐渐增大, 最后在一个较低的频率下稳定运行。此时, 动能已不再供给功率, 20 MW 的负荷增量仅由后两项来供给。

由前面的数据可知, 在新的稳态情况下, 发电机增加的功率 ΔP_G 为

$$\Delta P_G = -\frac{\Delta f_s}{R_s} P_c = -\frac{-0.0234/50}{4.8\%} \times 2000 = 19.5 \text{ (MW)}$$

负荷调节效应引起负荷功率的变化 ΔP_L 近似为

$$\Delta P_L = K_L \Delta f_s P_c = 0.5 \times \left(\frac{-0.0234}{50} \right) \times 2000 = -0.5 \text{ (MW)}$$

即负荷减小 0.5 MW 的功率。

由上可知, 这两项功率之和为 20 MW, 正好与系统中增加的负荷相平衡, 而其中绝大部分是由发电机增加的输出功率来平衡的, 这主要依赖于调速器的调节作用。

(二) 多区域系统特性

现代电力系统的规模越来越大, 因为大系统在运行方面具有许多优点。在前面讨论的算例子中已经看到, 在负荷发生突然变化后, 开始时负荷增加的功率是由系统的动能供给的。系统越大, 它所贮备的动能越多, 能供给的功率也越多。例如一个 1000 MW 的系统, 突然失去 300 MW 的容量 (相当于总容量的 30%) 时, 在单独运行情况下, 将会造成灾难性的事故。其频率将下降很多, 甚至导致系统解列, 造成大面积停电。如果这一系统是容量为 100000 MW 的大系统的一部分, 同样失去 300 MW 的容量, 而只相当于整个系统容量的 0.3%, 因而频率下降很少, 而且由于调速器的作用, 很快就可以得到恢复。

另一方面, 系统容量越大, 备用容量可相对节省, 因为各子系统的备用容量可以相互

支援。

此外，联合系统的各个区域里，每天的峰值负荷出现的时间是不相同的，峰值负荷与平均负荷的比值，联合系统要比小系统的小得多，因而备用容量可以大为减少。我国各大电网正在日益扩大，并正向着各大电网联合运行的方向发展，所以研究多控制区的调频系统就更有现实意义。

这里研究最基本的两区域控制调节系统。两区域系统可将前面求得的二个单区域控制系统的框图（图 4-29）相互联接起来，就可得到表示两区域系统的控制框图，如图 4-32 所示。

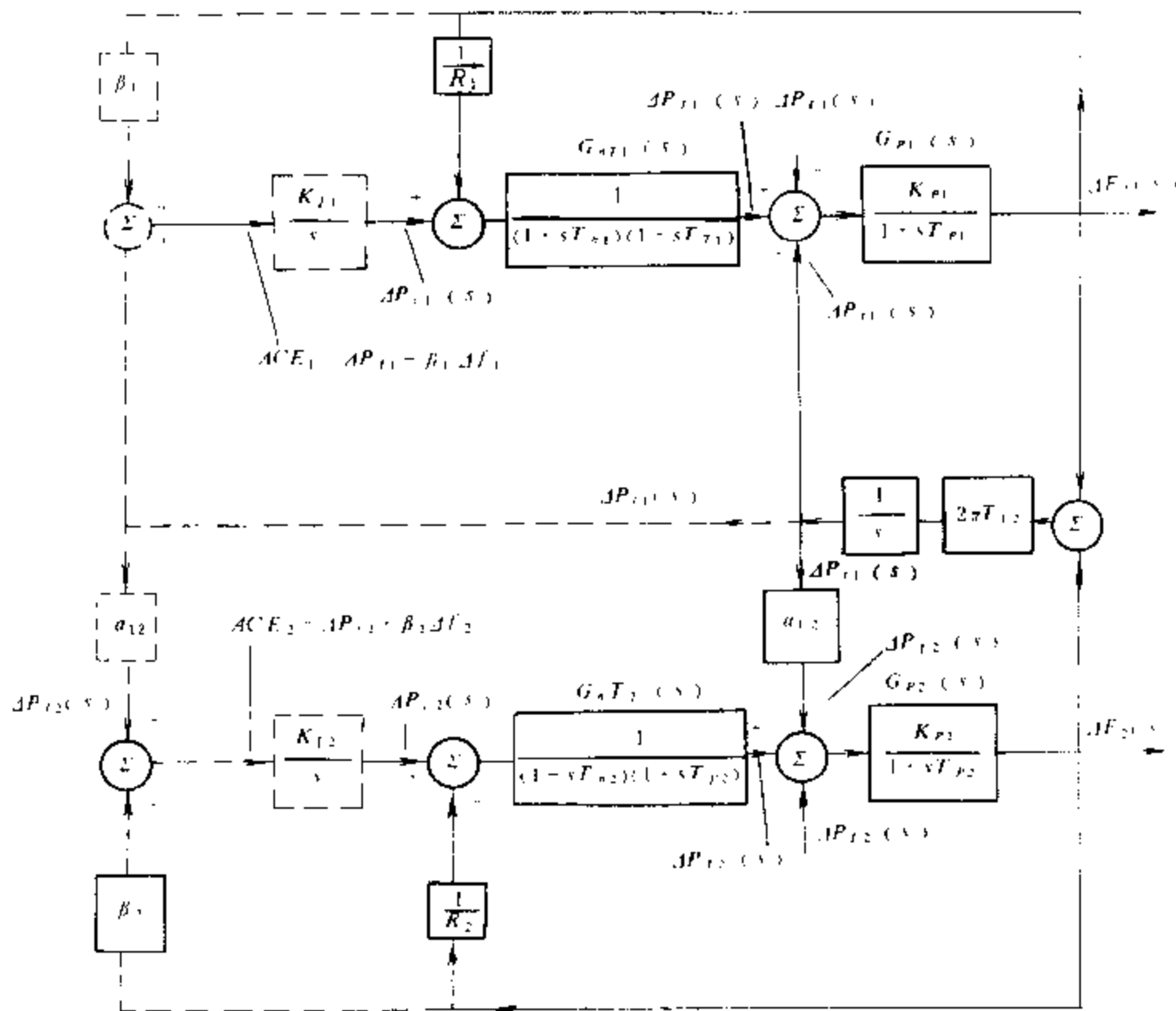


图 4-32 两区域系统的控制框图

图中系数 a_{12} 是两个系统容量之间的换算系数。因为前面单个控制区导出的方程中， ΔP_{1*} 是以区域 i 的额定功率 P_{1e} 为基准的，对两个区域系统来说，联络线中的功率应是相等的，即

$$\Delta P_{1*} P_{1e} = - \Delta P_{2*} P_{2e} \quad (4-73)$$

而

$$\Delta P_{2*} = a_{12} \Delta P_{1*} \quad (4-74)$$

式中

$$a_{12} = - P_{1e} / P_{2e} \quad (4-75)$$

因为这里暂先讨论的是无控制功率的情况，所以图中的虚线部分暂不考虑
即

$$\Delta P_{c1} = 0; \quad \Delta P_{c2} = 0$$

现假设每个区域的负荷均突然增加一个阶跃值 ΔP_{L1} 和 ΔP_{L2} ，由于稳态情况下，发电机的输出功率只决定于调速器的调差系数 R ，故由 (4-13) 式结合图 4-32 可得

$$\left. \begin{aligned} \Delta P_{G1} &= -\frac{1}{R_1} \Delta f_1 \\ \Delta P_{G2} &= -\frac{1}{R_2} \Delta f_2 \end{aligned} \right\} \quad (4-76)$$

考虑到两系统互联，所以 $\Delta f_1 = \Delta f_2 = \Delta f$ ，将此关系代入上式得

$$\left. \begin{aligned} \Delta P_{G1} &= -\frac{1}{R_1} \Delta f \\ \Delta P_{G2} &= -\frac{1}{R_2} \Delta f \end{aligned} \right\} \quad (4-77)$$

由 (4-55) 式，并考虑到 $d\Delta f/dt$ 为零，以及 (4-77) 式后，可得

$$\left. \begin{aligned} -\frac{1}{R_1} \Delta f - \Delta P_{L1} &= K_{L1} \Delta f + \Delta P_{e1} \\ -\frac{1}{R_2} \Delta f - \Delta P_{L2} &= K_{L2} \Delta f + \Delta P_{e2} \end{aligned} \right\} \quad (4-78)$$

从 (4-78) 式和 (4-65) 式可得

$$\left. \begin{aligned} \Delta f &= -\frac{\Delta P_{e1} + \Delta P_{L1}}{\beta_1} \\ \Delta f &= -\frac{\Delta P_{e2} + \Delta P_{L2}}{\beta_2} \end{aligned} \right\} \quad (4-79)$$

由 (4-79) 式和 (4-75) 式可得 Δf 和 ΔP_{e1} ，即

$$\left. \begin{aligned} \Delta f &= -\frac{\Delta P_{L2} - a_{12} \Delta P_{L1}}{\beta_2 - a_{12} \beta_1} \\ \Delta P_{e1} &= \frac{\beta_1 \Delta P_{L2} - \beta_2 \Delta P_{L1}}{\beta_2 - a_{12} \beta_1} \end{aligned} \right\} \quad (4-80)$$

如果两区域具有相同的参数，即 $K_{L1} = K_{L2} = K_L$ ； $R_1 = R_2 = R$ ， $\beta_1 = \beta_2 = \beta$ ， $a_{12} = -1$ 。则上述方程式变得非常简单，即

$$\left. \begin{aligned} \Delta f &= -\frac{\Delta P_{L2} + \Delta P_{L1}}{2\beta} \\ \Delta P_{e1} &= -\Delta P_{e2} = \frac{\Delta P_{L2} - \Delta P_{L1}}{2} \end{aligned} \right\} \quad (4-81)$$

假使在区域 2 中发生一个阶跃负荷变化 ΔP_{L2} ，而在区域 1 中的负荷不变，即

$$\Delta P_{L1} = 0, \text{ 则}$$

$$\Delta f = - \frac{\Delta P_{L2}}{2\beta} \quad (4-82)$$

$$\Delta P_{L1} = \Delta P_{L2} = \frac{\Delta P_{L2}}{2} \quad (4-83)$$

由此可见，控制区域 2 中增加的负荷 ΔP_{L2} 是由两个控制区域共同来承担的，其中 50% 的负荷增量由区域 1 通过联络线供给。将 (4-82) 式与 (4-66) 式相比较可知，当负荷变化时，两区域控制系统的频率偏差比单一孤立系统时的频率偏差减小一半，联络线的功率增量为 P_{L2} 的一半，这说明了联合系统的优越性。需要指出的是 (4-81) 式 ~ (4-83) 式是在两区域具有相同参数条件下得到的，一般情况应按 (4-80) 式计算。

第四节 电力系统自动调频

一、概述

系统频率的波动，主要是由于负荷变化引起的，调频问题实质上是电力系统在正常运行中，控制发电机的输入功率使之与负荷所需功率之间的平衡问题。调频是二次调节，是通过调整机组的输入功率来实现的。机组功率改变时，它所需的燃料费用也就跟着改变，同时全电网的潮流分布以致系统中的网损也都随之而变。在电力系统运行中，燃料费用和线路网损是考虑经济运行的重要因素，所以现代电力系统调频的主要任务，不只是维持系统频率在给定水平，同时还须考虑机组负荷的经济分配和保持电钟的准确性。

调度在确定各发电厂的发电计划和安排调频任务时，一般将运行电厂分为调频厂、调峰厂和带基本负荷的发电厂三类。如图 4-33 所示的日负荷曲线，其中全天不变的基本负荷由带基本负荷的发电厂承担，这类电厂一般为经济性能好的高参数火电厂、热电厂及核电厂。负荷变动部分按计划下达给调峰电厂，调峰电厂一般由经济性能较差的机组担任。在实际运行中，计划负荷与实际负荷不可能完全一致，其差值部分称为计划外负荷，由调频电厂担任。

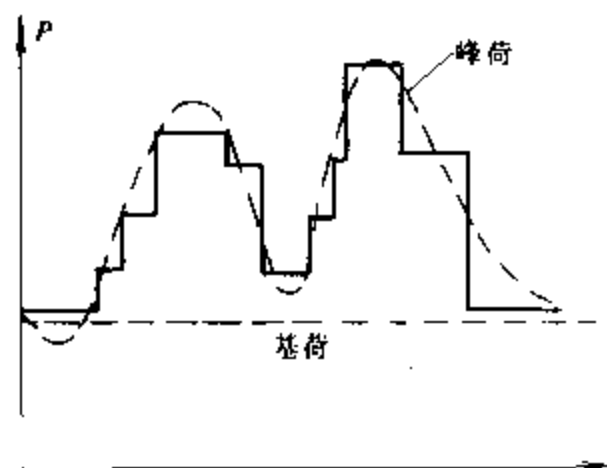


图 4-33 日负荷曲线

为了保证调频任务的完成，系统中需要备有足够容量的调频机组来应付计划外负荷的变动，而且还须具有一定的调整速度以适应负荷的变化，当电网容量较大，一个调频电厂不能满足调节要求时，则选择几个电厂共同完成调频任务。

二、调频方法

前面已经谈到，调频是二次调节，用自动改变功率给定值 ΔP_L ，移动调速器的调节特性的办法，使频率恢复到额定值。调速器的控制电动机称为同步器或调频器，它是一个积分环节，只有在输入信号为零时，才不转动，停止调节。

控制调频器的信号有比例、积分、微分三种基本形式。

(1) 比例调节, 按频率偏移的大小, 控制调频器按比例地增、减机组功率, 即 $\Delta P_i \propto \Delta f$, 这种调频方式只能减小而不能消除系统频率偏移。

(2) 积分调节, 按频率偏移对时间的积分控制调频器, 即 $\Delta P_i \propto \int \Delta f dt$, 这种方式可以实现无差调节, 但负荷变动最初阶段, 因控制信号不大而延缓了调节过程。

(3) 微分调节, 按频率偏移对时间的微分控制调频器, 即 $\Delta P_i \propto \frac{d\Delta f}{dt}$, 在负荷变动最初阶段, 增、减调节较快, 但随着时间推移 Δf 趋于稳定时, 调节量也就趋于零, 在稳态时它就不起作用。

上述三种形式各有优缺点, 应取长补短综合利用。将综合后的信号作为调频器控制信号, 改变 ΔP_i 功率设定值, 直到控制信号为零时为止。电力系统中实现频率和有功功率自动调节的方法大致有如下几种。

(一) 主导发电机法

采用主导发电机法时, 在调频电厂中一台主导机组上装设无差调频器, 其调节准则为

$$\Delta f = 0 \quad (4-84)$$

在其他机组上装设有功功率调整器, 使这些机组的功率随主导机组的功率按比例地变化, 协助主导发电机的调频工作。它们的调节准则是

$$\Delta P_i = a_i \Delta P_1 \quad (i = 2, 3, \dots, n) \quad (4-85)$$

式中 ΔP_1 ——主导发电机的调节功率;

a_i ——第 i 台协助调频机组的比例系数;

ΔP_i ——第 i 台协助调频机组的调节功率。

调频系统的结构图如图 4-34 所示。

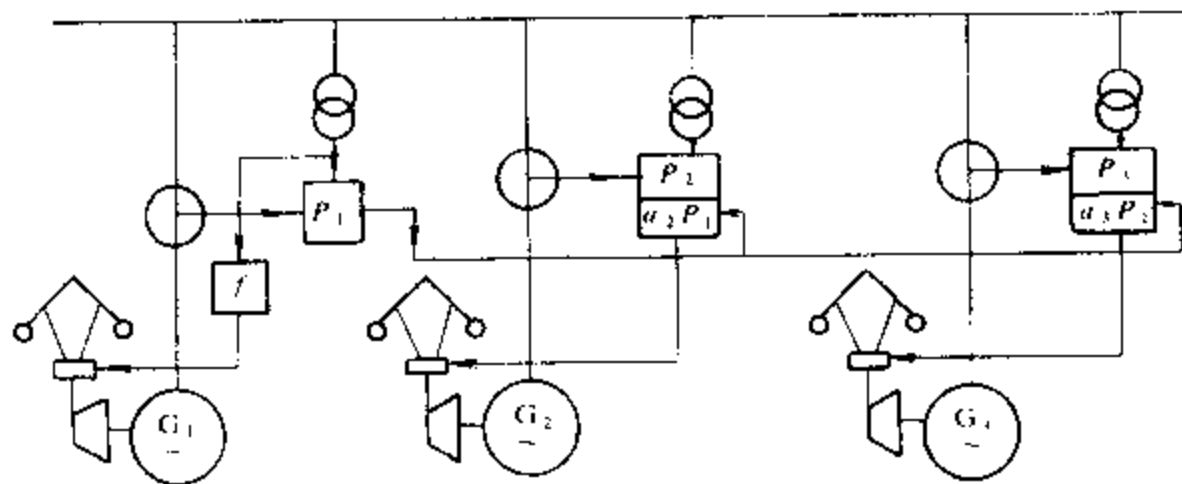


图 4-34 主导发电机法调频系统示意图

当负荷变动系统频率发生变化时, 调频电厂中主导发电机组的调节系统首先动作, 改变主导机组的功率, 力图维持系统频率恒定。这时, 由于主导机组的功率变化, 所以协助调频的其它机组也随之作相应的功率调整, 力图使它们的调节功率与主导机组的调节功率间维持给定的比例关系。在调节过程中, 主导机组按系统频率不断地调节, 协助调频机组也跟随主导机进行调节, 直到系统频率恢复到额定值, 协助调频机组与主导机组的调节功率符合给定比例时为止。这时系统中不参加调频的其余机组的功率维持不变, 计划外负荷

的变动全部由调频机组承担。

采用主导发电机法调频，尽管有好几台机组一起承担系统负荷变动，但开始时只有一台主导机先行调节，因而调节过程就显得缓慢。协助调频机组与主导机组如在同一电厂尚较易实施，因此只适用于中小型电力系统。

(二) 同步时间法（积差调节）

同步时间法是按频率偏差的积分值来进行调节，因为频率偏差的积分反映了在一定时间段内同步时间对标准时间的偏差。

同步时间法的调节方程为

$$\left. \begin{aligned} \int \Delta f dt + k \Delta P_i &= 0 \\ \Delta P_i &= -K_i \int \Delta f dt \end{aligned} \right\} \quad (4-86)$$

或

式中 $\Delta f = f - f_e$;

K_i ——积分控制增益。

调节系统框图如图 4-35 所示。

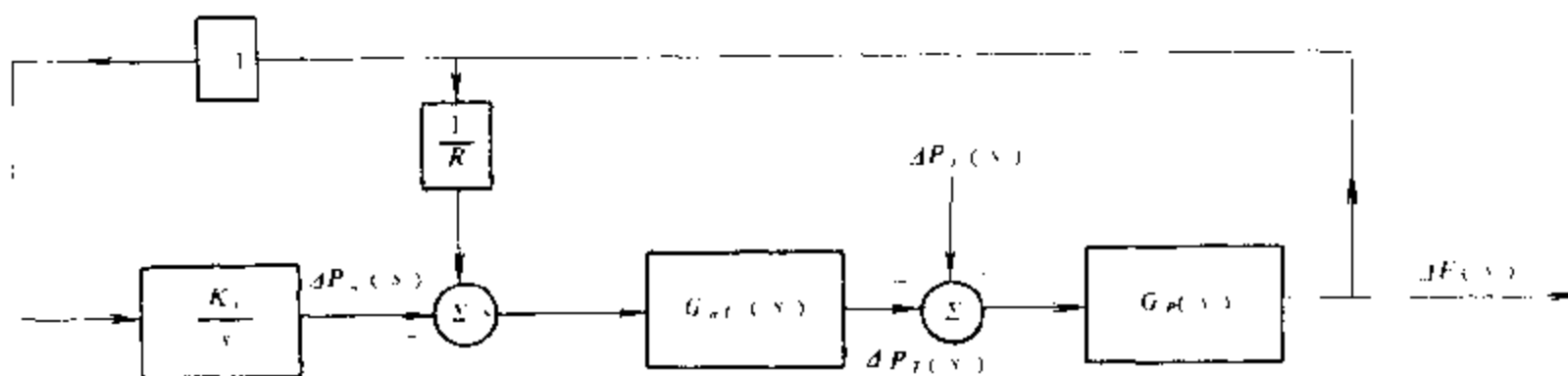


图 4-35 积分控制调节框图

如果负荷增加，频率随之下降，产生频率偏差 Δf ，其积分值 $\int \Delta f dt$ 积累增大，调频器动作移动调速器调节特性，增加进入机组的动力元素使频率回升。调节过程进行到 Δf 等于零，频率恢复额定值为止。这时系统中功率达到新的平衡。

对上述调节过程为了分析方便起见，我们忽略 T_n 、 T_T ，并假设调速器动作无时延，虽然这样处理会引入一些误差，但并不影响问题的本质，而且也只影响暂态过程。

首先对 (4-86) 式进行拉氏变换，得

$$\Delta P_i(s) = -\frac{K_i}{s} \Delta F(s) \quad (4-87)$$

然后根据 $\Delta P_L(s) = \Delta P_L/s$ ， $G_n T(s) = 1$ 由图 4-35 可得出

$$[\Delta P_T(s) - \Delta P_L(s)] G_P(s) = \Delta F(s) \quad (4-88)$$

和

$$\left\{ -\frac{1}{R} \Delta F(s) + \left[-\frac{K_i}{s} \Delta F(s) \right] \right\} G_{GT}(s) = \Delta P_T(s) \quad (4-89)$$

再把 (4-88) 式、(4-89) 式合并，整理后可得

$$\Delta F(s) = - \frac{G_P(s) \Delta P_L}{\left[1 + \left(\frac{1}{R} + \frac{K_i}{s}\right) G_P(s)\right] s} = - \frac{\frac{K_P}{1 + sT_P} \Delta P_L}{\left[1 + \left(\frac{1}{R} + \frac{K_i}{s}\right) \frac{K_P}{1 + sT_P}\right] s}$$

所以

$$\Delta F(s) = - \frac{K_P}{T_P} \cdot \frac{\Delta P_L}{s^2 + s \left[1 + \frac{K_P}{R}\right] / T_P + K_P K_i / T_P} \quad (4-90)$$

对 (4-90) 式进行拉氏反变换, 就可得到 $\Delta f(t)$ 的响应曲线, 如图 4-36 所示。其中图 4-36 (a) 忽略 T_n 和 T_T ; 图 4-36 (b) 计及 T_n 和 T_T 。

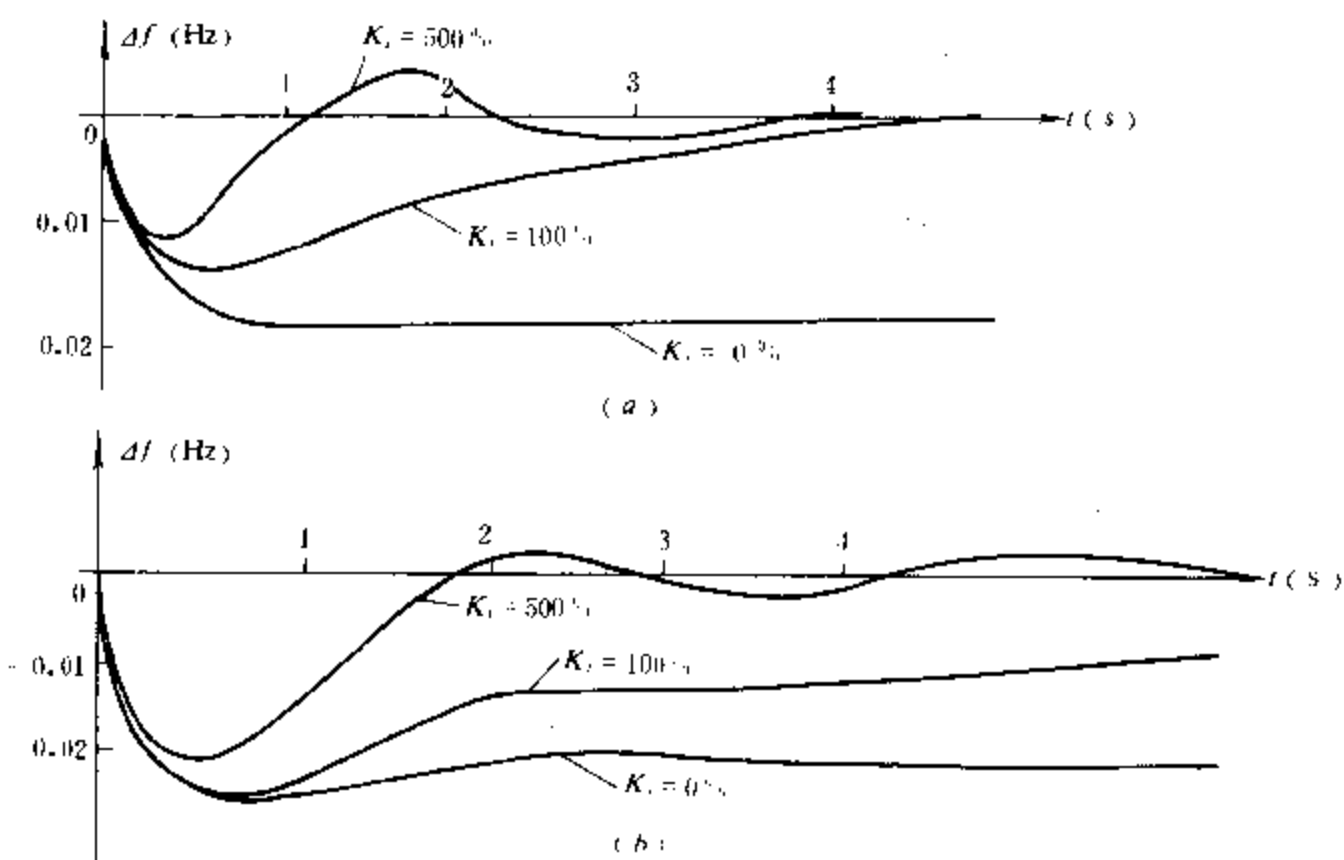


图 4-36 加控制时的 $\Delta f(t)$ 响应曲线
(a) $T_n=0$, $T_T=0$; (b) $T_n=0.08$ s, $T_T=0.3$ s

由于响应取决于 (4-90) 式的极点, 即取决于下式的根,

$$s^2 + s \frac{1 + K_P/R}{T_P} + \frac{K_i K_P}{T_P} = \left(s + \frac{1 + K_P/R}{2T_P}\right)^2 + \frac{K_i K_P}{T_P} - \left(\frac{1 + K_P/R}{2T_P}\right)^2 = 0 \quad (4-91)$$

显然, 极点的性质, 取决于增益 K_i 的值, 若

$$\frac{K_i K_P}{T_P} > \left(\frac{1 + K_P/R}{2T_P}\right)^2$$

即

$$K_i > \frac{1}{4T_P K_P} \left(1 + \frac{K_P}{R}\right)^2$$

令 $a = \frac{1 + K_P/R}{2T_P}$, $\omega^2 = \frac{K_i K_P}{T_P} - \left(\frac{1 + K_P/R}{2T_P}\right)^2$

则 (4-91) 式化为如下形式

$$(s + a)^2 + \omega^2 = 0 \quad (4-92)$$

式中 a 、 ω ——均为正实数；

s 具有两个不同的根， $s_1 = -a + j\omega$ 和 $s_2 = -a - j\omega$ ，它表示在 s 平面上，有一对共轭复根，其 $\Delta f(t)$ 的响应具有阻尼振荡形式，即

$$e^{-at} \sin \omega t \text{ 和 } e^{-at} \cos \omega t$$

当 $K_i = \frac{1}{4T_P K_P} \left(1 + \frac{K_P}{R} \right)^2$ 时， s 具有一对相同的实根， $s_1 = s_2 = -a$ ，这是一种阻尼振荡的临界情况，此时的 K_i 称为临界积分增益，以 K_{ic} 表示。

当 $K_i < K_{ic}$ 时，(4-91) 式变为如下形式：

$$(s + \beta_1)(s + \beta_2) = 0 \quad (4-93)$$

式中 β_1 、 β_2 均为正数，方程 (4-90) 在 s 平面上有两个负实根， $\Delta f(t)$ 的响应对应非振荡衰减的形式，即 $e^{-\beta_1 t}$ 和 $e^{-\beta_2 t}$ 的形式。

总之，无论那种情况下，系统的控制调节总是稳定的。即使在第一种情况下， K_i 较大，调节具有振荡性质，但仍是衰减的。我们并不希望它出现这种振荡情况，虽然它可加快响应，减少时间误差，但控制较难掌握。

一般情况下，总是在 $K_i < K_{ic}$ 的条件下工作，使整个调节过程处于非振荡情况。

由 $\Delta f(t)$ 的曲线可以看出，在开始时，频率的变化与未加控制的情况一样，按指数规律下降。因为这时积分控制还来不及起作用，系统仍按未加控制方式变化。经过一段时间后，积分控制起作用，使频率上升。最后可使频差 Δf 完全消失。也就是说采用积分控制，可以完全消除系统的频率偏差。这一点可以通过由 (4-90) 式求稳态频降值得证实。

稳态时频率是电力系统的统一参数，各点的 $\int \Delta f dt$ 的值也都相同，所以同步时间法可适用于众多电厂参与调整。由于它的调节速度比较缓慢，不能保证频率的瞬时偏差在规定范围内，所以通常并不单纯采用积差调节，而是将频率的瞬时偏差 Δf 和积差 $\int \Delta f dt$ 相结合，构成改进的频率积差调节方程， n 台发电机组参与调频的方程为

$$\Delta f + k_i (\Delta P_i - a_i \int k' \Delta f dt) = 0 \quad (4-94)$$

$$i = 1, 2, \dots, n$$

式中 ΔP_i ——第 i 台机组承担的功率调节量；

k_i ——第 i 台机组的比例系数；

a_i ——第 i 台机组调节功率的分配系数， $\sum_{i=1}^n a_i = 1$ ；

k' ——功率频率换算系数。

在调节过程结束时， Δf 必须为零，否则积差项 $\int k' \Delta f dt$ 就会不断增长，调节过程不会结束。因此调节过程终止时仍有

$$\Delta P_i = a_i \int k' \Delta f dt \quad (4-95)$$

计划外负荷总的调节量 ΔP_c 可按下式求得

$$\Delta P_c = \sum_i \Delta P_i = \sum_i a_i \int k' \Delta f dt = \int k' \Delta f dt$$

所以
$$\Delta P_i = a_i \sum_i \Delta P_i = a_i \Delta P_c \quad (4-96)$$

可见调节结束后，计划外负荷按一定比例在调频机组间分配。计划外的负荷越大，则频率累积误差也越大。

当采用多个调频电厂调频时，可以采用分散方式，即参与调频电厂各有一套频差信号发生器，就地产生 $\int k' \Delta f dt$ 信号进行调频。为了使各调频厂测得的 Δf 值尽可能一致，避免频差积分的差异而造成功率分配上的误差，需设置高稳定性晶体振荡标准频率发生器。

为了克服频差积分信号分散产生的不一致性，同步时间法的频差积分信号也可在电网调度中心集中产生，即一套高精度频率发生器集中产生积差信号，确定各调频机组的调节量，用远动通道送给各调频机组，如图 4-37 所示。

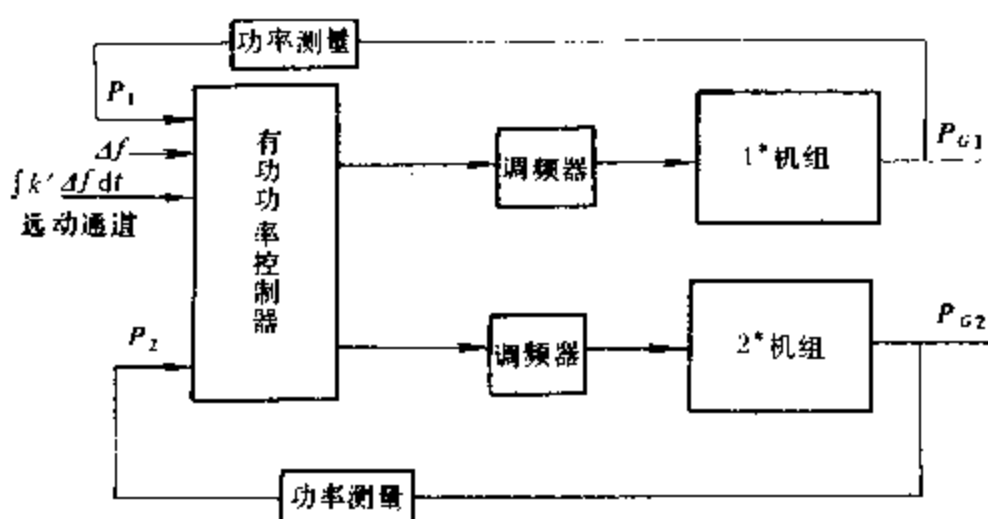


图 4-37 积差集中调频

电网调度中心把频差积分信号值 $\int k' \Delta f dt$ 通过远动通道送到各调频电厂，图中所示为调频电厂，如图 4-37 所示，厂内配置一台有功功率控制器，用于控制全厂调频机组的功率给定值 ΔP_i 。它的输入信息，除了调度所送来的频差积分信号外，还有当地产生的频差 Δf 和厂内各调频机组的输出功率 $P_1, P_2, \dots$ 等。它的输出信号为各调频机组按 (4-94) 式所对应的方程 $\Delta f + k_i \left(\Delta P_i - a_i \int k' \Delta f dt \right)$ 接到相应机组的控制电动机，调节它们的功率给定值，该有功功率控制器可用带 CPU 的数字电子器件组成，它的输出信号可以经 D/A 转换放大后，接到各控制电动机，也可以输出按比例调节的脉冲。

这种集中调频方式优点很明显，但需要远动通道。

(三) 联合自动调频

随着电力系统扩大，主导发电机的调节容量已很难满足要求，而同步时间法虽然可用多个电厂参与调频，但由于信号分设各地很难综合考虑优化控制，无法全面完成调频经济功率分配方面的任务，而自动调频除了维持系统频率为额定值外，还必须使系统的潮流分布符合经济，安全等原则，所以集中式联合调频具有显著优点，是电力系统自动调频的

方向。

随着电力系统运动技术的成熟并广泛应用,电网调度的 SCADA (Supervisory Control And Data Acquisition System) 系统也走上实用化阶段,联合自动调频具备了可实施的基础,调度中心实时监控计算机系统中,可配置 AGC (Automatic Generation Control) 功能软件完成如下任务。

- (1) 维持系统频率为额定值,在正常稳态情况下,其频率偏差在 0.05~0.2 Hz 范围内;
- (2) 控制地区电网间联络线的交换功率与计划值相等,实现各地区有功功率的就地平衡;
- (3) 在安全运行前提下,所管辖系统范围内,机组间负荷实现经济分配。

AGC 所需信息,如各发电机组实发功率 P_G 、线路潮流、节点电压等,由各厂站侧的运动装置送到调度中心,形成实时数据库,AGC 软件按预定数学模型和调节准则确定各调频厂(或机组)的调节量,通过运动下行通道把指令送到各厂站机组,形成各调频机组的调节指令。

在自动调频系统中,机组控制回路是一个简单的伺服系统,如图 4-38 所示。它的任务是使发电机的负荷 P_G 符合设定的功率 P_c ,自动调频虽然结构各异,但它们简化后的近似框图都可用图 4-38 来表示。即根据设定值和

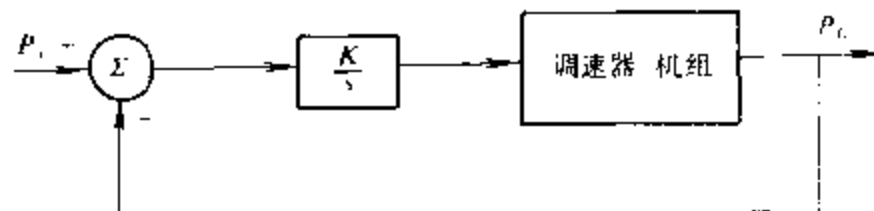


图 4-38 发电机控制回路

实际负荷之差,通过积分放大环节控制调速器的调速特性。调度中心根据遥测得到的发电机组实际功率值和频率偏差信号,通过负荷分配程序,计算得到发电机负荷设定值 P_c ,并通过信息传输系统,将这信息传递到相应机组的控制器,如图 4-39 所示。控制器根据控制信号的极性,使调速器的控制电动机按指定方向旋转,移动调速器的调节特性。

负荷分配是根据测得的发电机功率 P_G 和频率偏差信号,按一定的关系将负荷分配给各发电机组,求得各机组的调节功率。决定各机组调节功率 ΔP_{Gi} 最简单的关系式为

$$\Delta P_{Gi} = a_i \left(\sum_j \Delta P_{Gj} - B_f \Delta f \right) \quad (4-97)$$

式中 B_f ——频率偏差系数。

所以系统调频机组总的设定功率为

$$\sum_i \Delta P_{Gi} = \sum_i a_i \left(\sum_j \Delta P_{Gj} - B_f \Delta f \right) = \sum_j \Delta P_{Gj} - B_f \Delta f \quad (4-98)$$

由图 4-39 的发电机控制回路调节特性可知,当调节过程结束时,系统调频机组总的调节功率与它们的实发调节功率相等,上式中 $\Delta f = 0$,即频率偏差趋近于零。至于分配到每台机组的调节值 ΔP_{Gi} ,则由分配系数 a_i 规定。

调度中心用计算机实现调频如图 4-40 所示。发电机功率等运行参数经遥测装置送到调度中心,调度中心计算得出各调频机组的调节量后,通过下行通道发给各调频机组控制器进行功率调节。

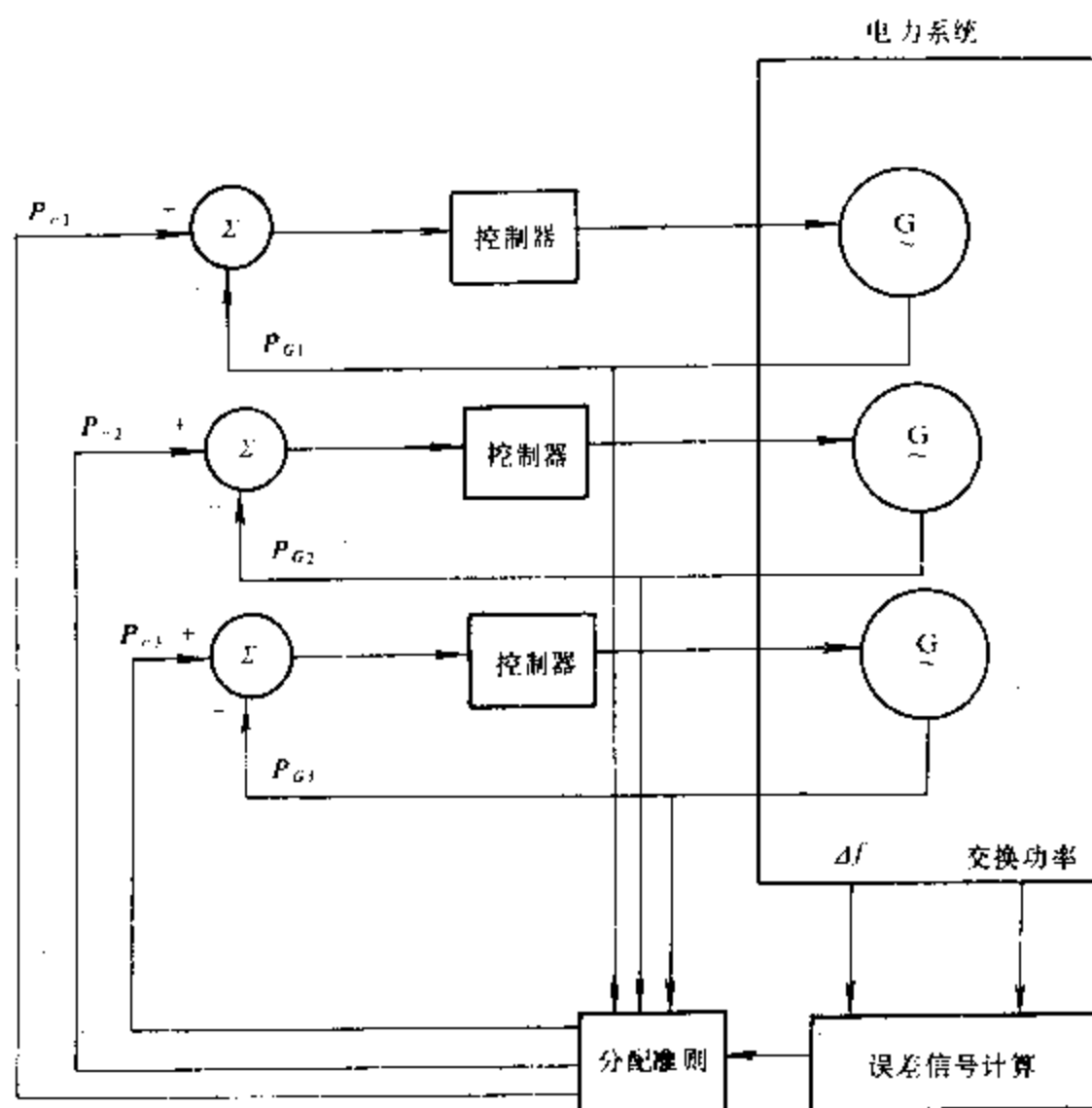


图 4-39 自动调频系统示意图

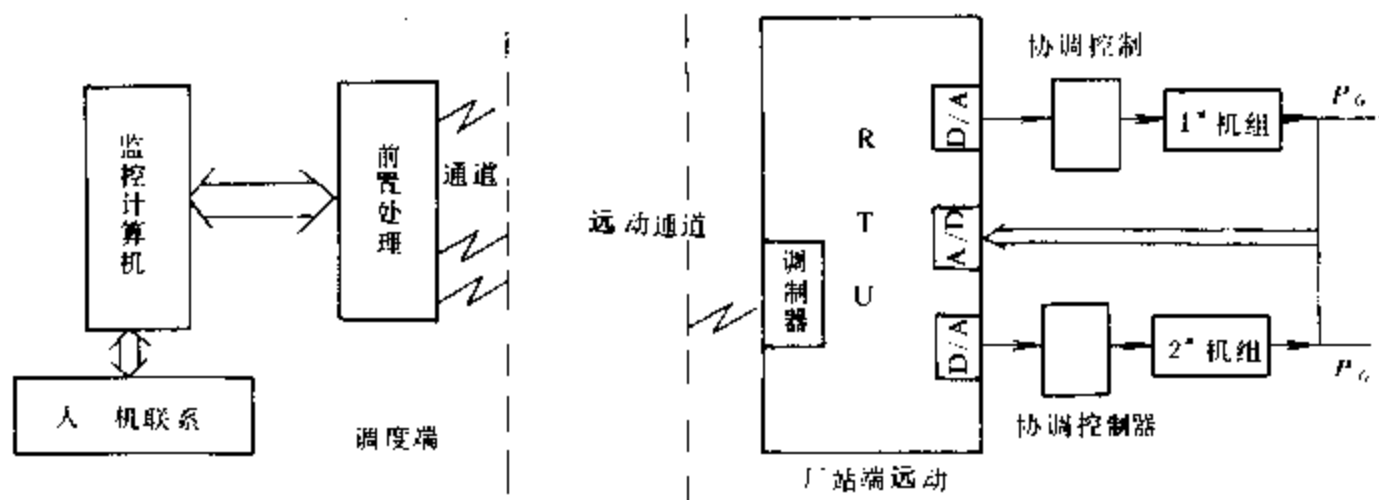


图 4-40 用计算机实现系统调频的结构示意图

三、联合电力系统的调频

（一）概述联合电力系统的调频方式

（1）恒定频率控制 FFC (Flat Frequency Control)，按频率偏差 Δf 进行调节，在 $\Delta f = 0$ 时，调节结束。所以最终维持的是系统频率，而对联络线上的交换功率则不加控制，这实际上是单一系统的观点，因此这种方式只适用于电厂之间联系紧密的小型系统，对于庞大联合电力系统实现起来确有不少困难。

（2）恒交换功率控制 FTC (Flat Tie-Line Control)，控制调频机组保持交换功率 P_t 恒定，而对系统的频率并不控制。这种方式适用于两个电力系统间按协议交换功率的情况。它

要求保持联络线上功率不变，而频率则要通过两相邻系统同时调整发电机的功率来维持。

(3) 频率联络线功率偏差控制 TBC (Tie line load frequency Bias Control)，既按频差又按联络线交换功率调节，最终维持的是各地区电力系统负荷波动就地平衡，这实际上是多系统调频观点，这种调频方式是大型电力系统或联合电力系统中常用的一种方法。

(二) 频率联络线功率偏差控制(TBC)

采用频率联络线功率偏差控制(TBC)方式，不仅要消除频差 ($\Delta f=0$) 而且还要消除联络线中的交换功率偏差 ($\Delta P_L=0$)。这就是说，每个控制区负责本区域的功率调整，通常把本区域调节作用的信号称为区域控制误差 ACE (Area Control Error)。

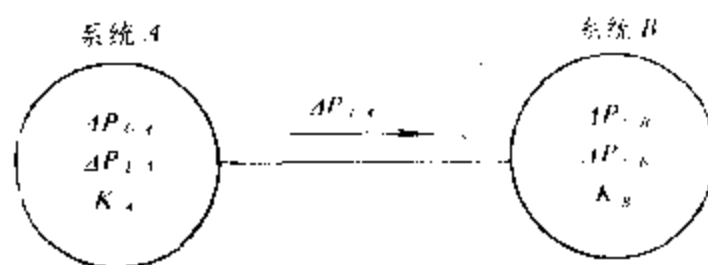


图 4-41 简单的联合系统

现以图 4-41 最简单两个地区的联合系统为例来说明它的调节特点。

$$\left. \begin{aligned} ACE_A &= \Delta P_{LA} - \beta_A \Delta f_A \\ ACE_B &= \Delta P_{LB} + \beta_B \Delta f_B \end{aligned} \right\} \quad (4-99)$$

相应的控制功率

$$\left. \begin{aligned} \Delta P_{GA} &= -K_{LA} \int (\Delta P_{LA} + \beta_A \Delta f_A) dt \\ \Delta P_{GB} &= -K_{LB} \int (\Delta P_{LB} + \beta_B \Delta f_B) dt \end{aligned} \right\} \quad (4-100)$$

式中 K_{LA} , K_{LB} , 为积分增益，常数。

β_A , β_B 是频率偏置参数 (或称频率修正系数)。其中负号表示控制功率与联络线功率增量 ΔP_L 和频率偏差 Δf 的方向相反。即当系统的 Δf 或 ΔP_L 为负值时，调频机组的控制功率 ΔP_G 为正增加输出功率。

任一控制区域内的负荷变动，调整结果在稳态情况下，必须使 ACE_A 、 ACE_B 信号为零，即

$$\begin{aligned} \Delta P_{LA} + \beta_A \Delta f &= 0 \\ \Delta P_{LB} + \beta_B \Delta f &= 0 \end{aligned}$$

符合上述条件时，只有使 $\Delta f=0$, $\Delta P_{LA}=\Delta P_{LB}=0$ ，这正是我们所需要的控制要求。

必须指出的是，如果 A 系统采用了 TBC 调节，而 B 系统采用有差调频或甚至无二次调频，则仍有可能出现 Δf 和 ΔP_L ，为了更好理解起见，从一般情况开始讨论。

设系统 A 有二次调频，系统 B 只有调速器一次调频，系统的负荷增量分别为 ΔP_{LA} 、 ΔP_{LB} ，联络线上功率增量为 $\Delta P_{L, L}$ 。由 (4-43) 式可知，在稳态情况下 $\frac{dW_{ki}}{dt}$ 等于零，得

$$\Delta P_{Ti} - \Delta P_{Li} = K_{Li} \Delta f_i + \Delta P_{Li}$$

即汽机功率增量与负荷增量间差值，由负荷频率调节效应和联络线增量来平衡，又通常 ΔP_T 与 ΔP_G 相等，由 (4-42) 式和 (4-13) 式可知，系统二次调节功率 $\Delta P_T''$ 或 $\Delta P_G''$ 为

$K_n K_T \Delta P_i$; 一次调节功率 $\Delta P'_T$ 或 $\Delta P'_G$ 为 $-\Delta f/R$ 。所以当系统有二次调频时, 调节功率为两者之和。因此对 A、B 系统有下列关系式

$$\left. \begin{aligned} \Delta P_{GA} - \Delta P_{LA} &= K_{LA} \Delta f + \Delta P_{iA} \\ \Delta P_{GB} - \Delta P_{LB} &= K_{LB} \Delta f + \Delta P_{iB} \end{aligned} \right\} \quad (4-101)$$

式中 $\Delta P_{iA} = -\Delta P_{iB}$ 。

考虑到 B 系统仅有一次调节, 所以 (4-101) 式为

$$\left. \begin{aligned} \Delta P_{LA} &= \Delta P''_{GA} - \left(\frac{1}{R_A} + K_{LA} \right) \Delta f - \Delta P_{iA} \\ \Delta P_{LB} &= - \left(\frac{1}{R_B} + K_{LB} \right) \Delta f + \Delta P_{iA} \end{aligned} \right\} \quad (4-102)$$

所以

$$\left. \begin{aligned} \Delta P_{LA} &= \Delta P''_{GA} - \beta_A \Delta f - \Delta P_{iA} \\ \Delta P_{LB} &= -\beta_B \Delta f + \Delta P_{iA} \end{aligned} \right\} \quad (4-103)$$

A 系统按频率及联络线功率进行调节时, 最终使

$$\beta_A \Delta f + \Delta P_{iA} = 0$$

由 (4-103) 式得

$$\begin{aligned} \Delta P''_{GA} &= \Delta P_{LA} \\ \Delta P_{iA} &= -\beta_A \Delta f \end{aligned}$$

代入 (4-103) 式, 得

$$\Delta f = - \frac{1}{\beta_A + \beta_B} \cdot \Delta P_{LB} \quad (4-104)$$

$$\Delta P_{iA} = \frac{\Delta P_{LB} \beta_A}{\beta_A + \beta_B} \quad (4-105)$$

可见, A 系统自动调频的二次调节功率 $\Delta P''_{GA}$ 等于 A 系统的负荷增量 ΔP_{LA} , A 系统维持了功率的就地平衡。整个系统的频率及联络线功率变化只与 B 系统负荷增量 ΔP_{LB} 有关。把 (4-104) 式, (4-105) 式与 (4-82) 式、(4-83) 式、(4-66) 式相比可知, 由于 B 系统无自动调频, 所以整个联合系统对 B 系统的负荷波动, 仍然是只有一次调频似的。

例 设 A、B 两系统由联络线相联, 两系统的单位调节功率 $\beta_A = \beta_B = 1250 \text{ MW/Hz}$, 若它们的负荷增量分别是: ΔP_{LA} 为 100 MW、 ΔP_{LB} 为 50 MW。现 A 系统装设按频率及联络线功率调整的自动调频, B 系统无自动调频, 试计算 Δf 、 ΔP_i 和 $\Delta P''_{GA}$ 。

解: 由 (4-104) 式得

$$\Delta f = - \frac{1}{\beta_A + \beta_B} \Delta P_{LB} = - \frac{50}{2500} = -0.02 (\text{Hz})$$

$$\Delta P_{iA} = \frac{\beta_A}{\beta_A + \beta_B} \Delta P_{LB} = \frac{1}{2} \times 50 = 25 (\text{MW})$$

$$\Delta P''_{GA} = \Delta P_{LA} = 100 \text{ MW}$$

如果 A 、 B 系统采用其它调节准则，也可列出相应方程求解，这里不再详述。

联合系统调频的动态特性，由图 4-32 可以列出方程组求解，由于阶数较高，通常用计算机较为方便，也可绘出 $\Delta f(t)$ 、 $\Delta P_i(t)$ 的响应曲线。

第五节 电力系统的经济调度与自动调频

电力系统的频率调节涉及系统中有功功率平衡和潮流分布。在保证频率质量和系统安全运行前提下，如何使电力系统运行具有良好的经济性，这就是电力系统经济调度控制 (EDC) 的任务。它是联合自动调频的重要目标之一，因此也有人把 EDC 列为 AGC 功能的一部分，称之为 AGC/EDC 功能。可见，EDC 是按数学模型编制的程序，调用时需一定的时间开销，但它可以较长时间起动一次（一般在 5 min 以上）。有人称 EDC 为三次经济调整。

一、等微增率分配负荷的基本概念

在很久以前，曾误认为最经济的分配负荷是，当系统负荷增加时，使效率最好的机组先增加负荷，直至其最高效率；然后再让效率次之的机组也增加负荷直到其最高效率时的负荷为止，以此类推。这种方法已被证明并不经济，最经济的是按等微增率分配负荷。这一方法至今还被广泛应用。

微增率是指输入耗量微增量与输出功率微增量的比值。对发电机组来说，为燃料消耗量（或消耗费用）的微增量与发电机输出功率微增量的比值。所谓等微增率法则，就是运行的发电机组按微增率相等的原则来分配负荷，这样就可使系统总的燃料消耗（或费用）为最小，从而是最经济的。

对于一台发电机组，它包括了锅炉、汽轮机和发电机三个单元。它们在单位时间内所消耗的能量与输出功率之间的关系，称为耗量特性。典型的耗量特性如图 4-42 (a)、(b)、(c) 所示，相应的微增率曲线如图 4-42 (d)、(e)、(f) 所示。

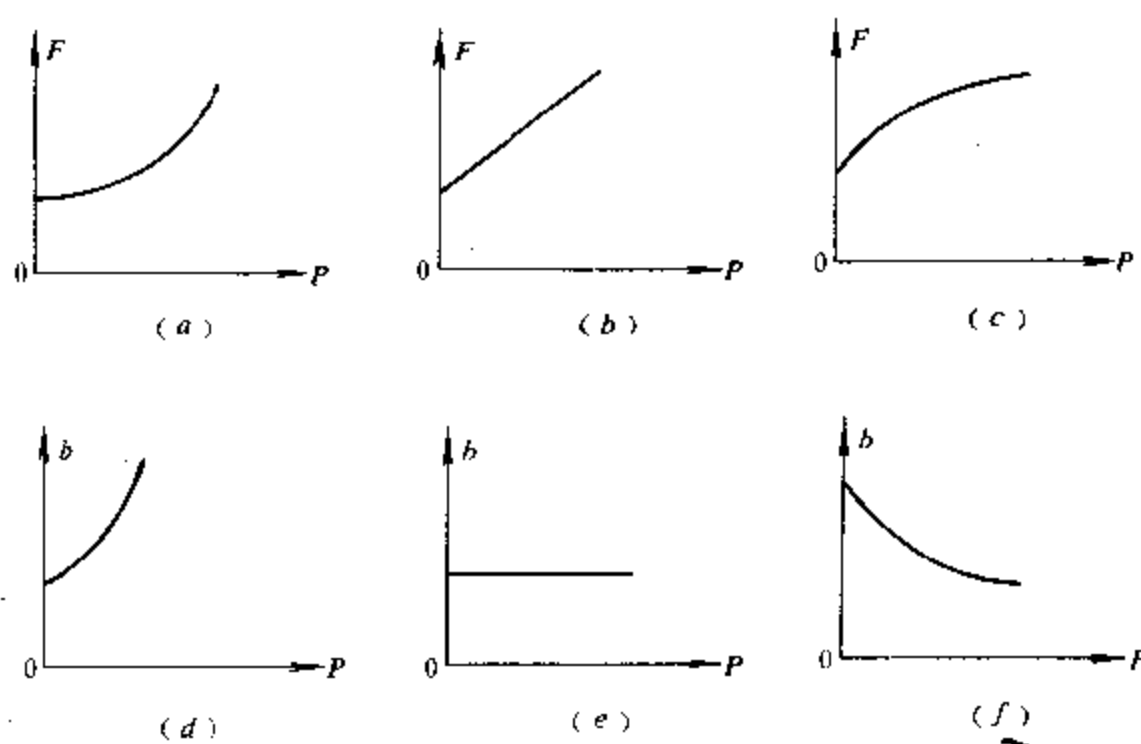


图 4-42 三种典型的耗量特性及其微增率曲线

对应于某一输出功率时的微增率就是耗量特性曲线上对应于该功率点切线的斜率，即

$$b = \frac{\Delta F}{\Delta P} \quad (4-106)$$

式中 b ——耗量微增率（或简称微增率）；

ΔF ——输入耗量微增量；

ΔP ——输出功率微增量。

锅炉的耗量特性，有如图 4-42 (a) 所示的形状，它的微增率特性如图 4-42 (d) 所示。对于节流式汽轮机的耗量特性有如图 4-42 (c) 所示的形状，它的微增率特性如图 4-42 (f) 所示，其微增率随着负荷增大而减小。至于锅炉-汽轮机-发电机组成的单元机组的耗量特性，由于汽轮机的微增率变化不大和发电机的效率接近于 1，所以整个机组的耗量特性和微增率特性可以认为如图 4-42 (a) 和图 4-42 (d) 的形状。这种特性随着输出增加，其耗量增量大于输出功率的增量，因此耗量微增率随输出功率的增加而增大。

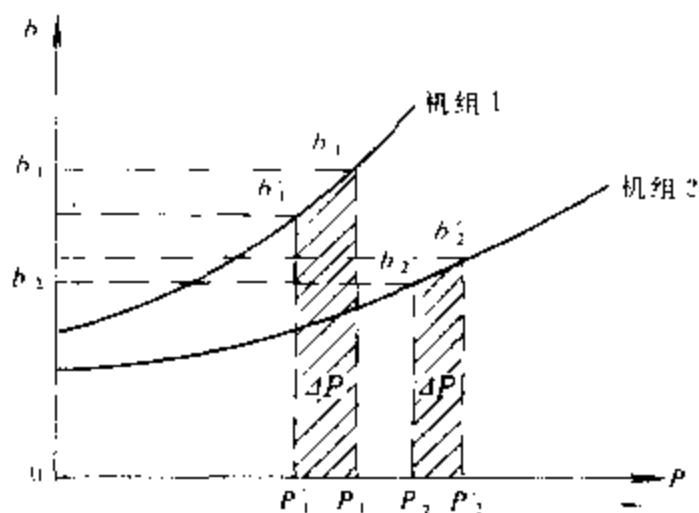


图 4-43 机组负荷改变时耗量的变化示意图

为了说明等微增率法则，我们以最简单的两台机组并联运行为例。图 4-43 中示出了两台发电机组，原来所带的负荷，机组 1 为 P_1 ，微增率为 b_1 ，机组 2 为 P_2 ，微增率为 b_2 ，且 $b_1 > b_2$ ，如果使机组 1 的功率减小 ΔP ，即功率变为 P'_1 ，相应的微增率减小至 b'_1 。而机组 2 增加相同的 ΔP ，其功率变为 P'_2 ，微增率增至 b'_2 ，此时总的负荷不变。由图可知，机组 1 减少的燃料消耗（图中 P_1 、 b_1 、 b'_1 、 P'_1 所围之面积）大于机组 2 增加的燃料消耗（图中 P_2 、 b_2 、 b'_2 、 P'_2 所围之面积）。这两个面积之差即为减少（或增加）的燃料消耗量，如果上述过程是使总的燃料消耗减小，则这样的转移负荷过程就继续下去，总的燃料消耗将继续减小，直至两台机组的微增率相等时为止。即为 b_1 等于 b_2 时，总的燃料消耗为最小。

但是图 4-42 (f) 的微增率曲线，由于微增率随负荷增加而减小，用上述同样方法可以证明，把机组负荷加到最大时则最经济。

当然，等微增率准则的严格证明应由数学推导来获得。

设有 n 台机组，每台机组承担的负荷为 $P_1, P_2, \dots, P_n$ ，其对应的燃料消耗为 $F_1, F_2, \dots, F_n$ ，则总的燃料消耗为

$$F = \sum_{i=1}^n F_i \quad (4-107)$$

而总负荷功率 P_L 为

$$P_L = \sum_{i=1}^n P_i \quad (4-108)$$

现在要使发电机组总的输出在满足负荷的条件下，总的燃料消耗为最小，即使 $F = F_{min}$ 。这时，可应用拉格朗日乘子法来求解

$$\text{取拉格朗日方程} \quad L = F - \lambda \phi \quad (4-109)$$

式中 F ——总燃料消耗；

λ ——拉格朗日乘子；

ϕ ——约束函数。

这里功率平衡就是相应的约束条件，即

$$P_1 + P_2 + \cdots + P_n - P_L = 0$$

$$\text{或} \quad \phi(P_1, P_2, \cdots, P_n) = \sum_{i=1}^n P_i - P_L = 0 \quad (4-110)$$

因此，使总燃料消耗最小的条件是 (4-109) 式对功率的偏导数为零。即

$$\frac{\partial L}{\partial P_i} = \frac{\partial F}{\partial P_i} - \lambda \frac{\partial \phi}{\partial P_i} = 0 \quad (i = 1, 2, \cdots, n) \quad (4-111)$$

因 P_L 是常数，同时各机组的输出功率又是相互无关的，所以

$$\frac{\partial L}{\partial P_i} = \frac{\partial F}{\partial P_i} - \lambda \frac{\partial}{\partial P_i} \left[\sum_{i=1}^n P_i - P_L \right] = 0$$

$$\frac{\partial F}{\partial P_i} - \lambda [1 - 0] = 0$$

$$\frac{\partial F}{\partial P_i} - \lambda = 0$$

$$\text{或} \quad \frac{\partial F}{\partial P_i} = \lambda \quad (4-112)$$

设每台机组都是独立的，那么每台机组燃料消耗只与本身输出功率有关。因此，上式可写成

$$\frac{dF_i}{dP_i} = \lambda \quad (4-113)$$

由此可得

$$\frac{dF_1}{dP_1} = \frac{dF_2}{dP_2} = \cdots = \frac{dF_n}{dP_n} = \lambda$$

$$\text{即} \quad b_1 = b_2 = \cdots = b_n = \lambda \quad (4-114)$$

因此，发电厂内并联运行机组的经济调度准则为：各机组运行时微增率 $b_1, b_2, \cdots, b_n$ 相等，并等于全厂的微增率 λ 。图 4-44 为发电厂内 n 台机组按等微增率运行分配负荷时的示意图。

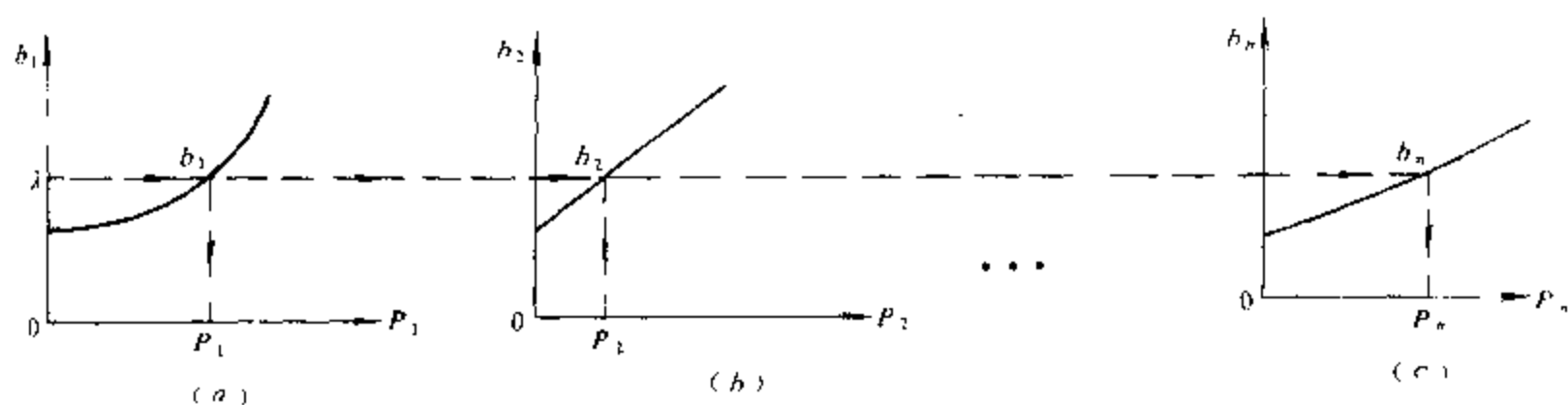


图 4-44 多台机组间按等微增率分配负荷示意图

二、发电厂之间负荷的经济分配

由于发电厂之间通过输电线路相联，所以考虑发电厂之间的负荷经济分配时，要计及线路功率损耗因素。

设有 n 个电厂，每个电厂承担的负荷分别为 $P_1, P_2, \dots, P_n$ ，相应的燃料消耗为 $F_1, F_2, \dots, F_n$ ，则全系统总的燃料消耗为

$$F_1 + F_2 + \dots + F_n = \sum_{i=1}^n F_i \quad (4-115)$$

总的发电功率与总负荷 P_L 及线损 P_e 相平衡，即

$$\psi = \sum_{i=1}^n P_i - P_L - P_e = 0 \quad (4-116)$$

同样，应用拉格朗日乘子法求解，取拉格朗日方程 (4-109) 式

$$\frac{\partial L}{\partial P_i} = \frac{\partial F}{\partial P_i} - \lambda \left(1 - \frac{\partial P_e}{\partial P_i} \right) = 0 \quad (i = 1, 2, \dots, n) \quad (4-117)$$

或
$$\lambda = \frac{\partial F}{\partial P_i} / \left(1 - \frac{\partial P_e}{\partial P_i} \right) = \frac{\partial F_i}{\partial P_i} L_i \quad (4-118)$$

式中 L_i ——线损修正系数， $L_i = \frac{1}{1 - \frac{\partial P_e}{\partial P_i}}$ ；

λ ——系统微增率；

$\frac{dF_i}{dP_i} = b_i$ 电厂微增率。

所以在考虑线损条件下，负荷经济分配的准则是每个电厂的微增率与相应的线损修正系数的乘积相等。

为了求得各电厂的微增率 b_i ，必须计算出线损 P_e （一般事先根据运行工况而选定的线损系数求得），然后算出各电厂的线损微增率 σ_i ，即

$$\begin{aligned} \sigma_i &= \frac{\partial P_e}{\partial P_i}, \text{在 } \lambda \text{ 和 } \sigma_i \text{ 已知后, 就可求出 } b_i, \text{ 即} \\ b_i &= (1 - \sigma_i) \lambda \end{aligned} \quad (4-119)$$

由 (4-119) 式得

$$\frac{b_1}{1-\sigma_1} = \frac{b_2}{1-\sigma_2} = \dots = \frac{b_n}{1-\sigma_n} = \lambda \quad (4-120)$$

调频电厂按 (4-120) 式运行是最经济的负荷分配方案。

三、发电厂机组功率控制

发电厂内各机组间负荷经济分配，如前面所述按等微增率准则。火电厂之间考虑有功负荷经济分配时，须计及网络中的功率损耗。如今随着计算机的广泛应用，计及电网功率损耗的经济功率分配方面还有其他各种算法，这里不一一例举。

厂站内的远动装置 (RTU) 与机组功率控制器配合，完成 AGC 监控功能所需的遥测、遥信、遥调等实时信息的采集、发送和接收任务。它把机组、线路及母线等运行变量送往调度端的控制计算机系统。调度端将 AGC 有关遥调指令传送给调频电厂的 RTU，以实现调频机组的调节控制。

调度所计算机系统执行 AGC 功能给调频电厂的调节指令有两种方式：①直接下达给各调频机组；②下达全厂总调节量。

(一) 调节指令直接下达给各调频机组

采用这种方式时，经济功率分配计算，包括厂内调频机组间的负荷分配，计算工作量全部集中在调度所。

当调频机组为汽轮发电机组时，功率调节涉及机、炉热力系统的协调控制，调度端发给 RTU 的指令，是各个机组的调节量，如图 4-40 所示，RTU 输出分别经 D/A 转换后，控制各机组的协调控制器进行调节。

(二) 调节指令为全厂总调节量

采用这种方式是，调频厂内机组间的负荷分配，由电厂有功功率分配器实行机组间经济功率分配，例如当调频厂是水电厂时，机组间的经济功率分配较为简单，一般小型计算机就能胜任，为了减轻调度端计算机的负担且为简化遥调指令起见，就可采用这一方式。如图 4-45 所示，调度端发给 RTU 的指令是全厂总调节量，RTU 经 D/A 输出后，由有功功率分配器 A/D 输入，按要求对各机组进行调节控制。

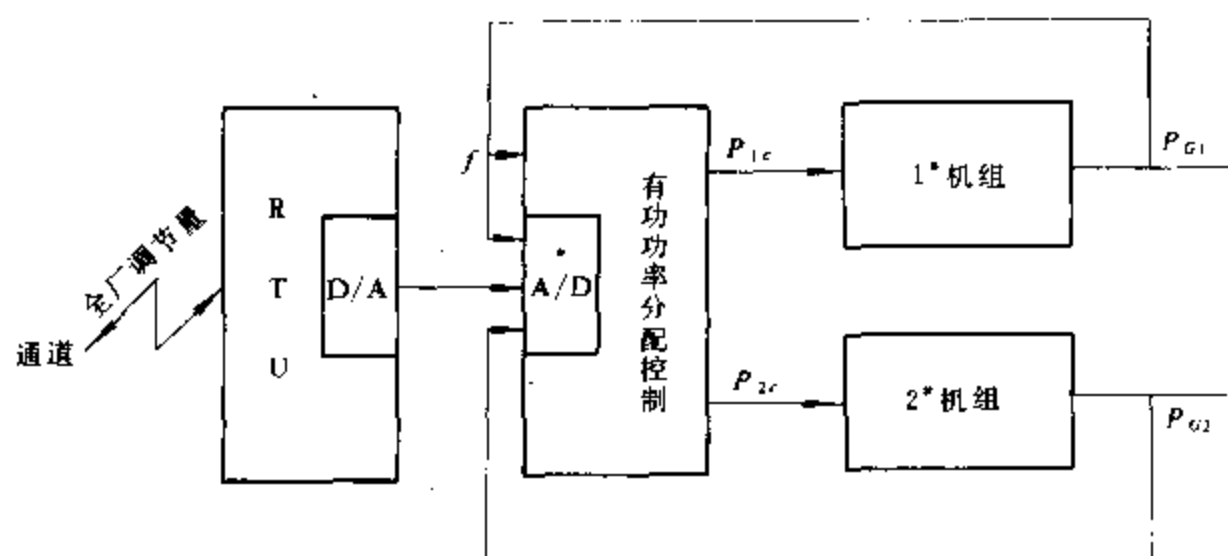


图 4-45 电厂的经济功率分配

机组有功功率控制器的组成框图，方案之一如图 4-46 (a) 所示，它接收 RTU 送来的

调节指令 ΔP ，输入的其它信息还有各发电机的实发功率量与原设定量，经计算可确定各机组的调节量，输出去控制各机组的伺服电机。

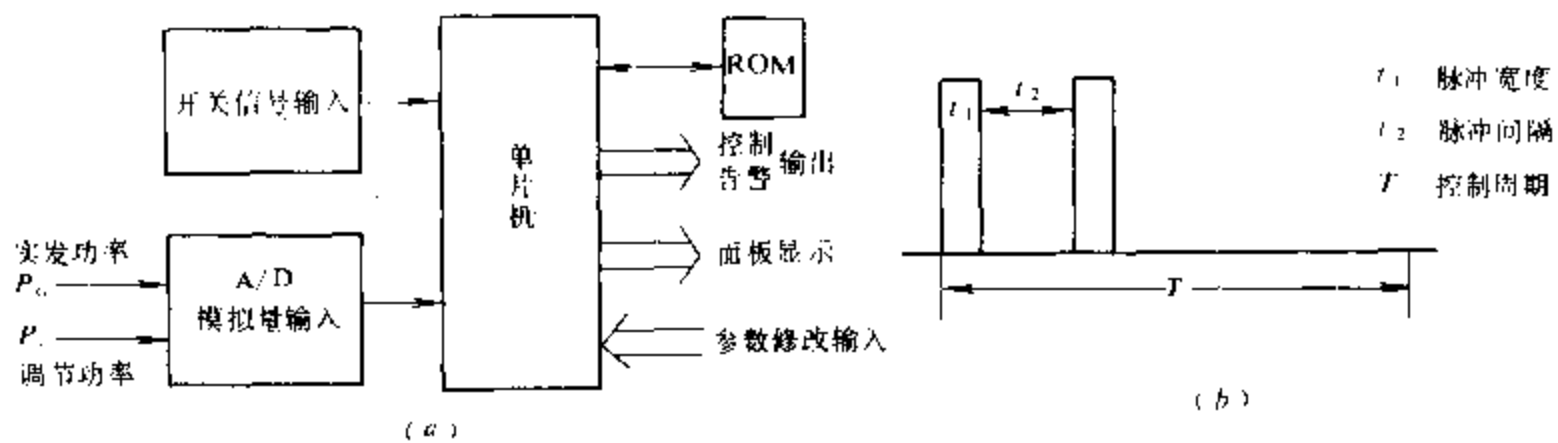


图 4-46 机组有功功率控制器

(a) 机组有功功率控制器硬件框图；(b) 控制输出信号
 t_1 —脉冲宽度； t_2 —脉冲间隔； T —控制周期

有功功率调节量输出如图 4-46 (b) 所示，为周期性脉冲，每个脉冲改变机组一定功率值，根据调节量确定一个控制周期内发出多少个脉冲。控制周期按机组动特性确定，以保证机组功率变化过程迅速平稳。

当实发功率与给定功率差值反向时，控制信号由另一端口输出，波形相同，伺服电机旋转方向也就相反。按预定的要求完成调频和经济功率分配的调整任务。

第五章 电力系统自动低频减载及其他 安全自动控制装置

第一节 概 述

随着电力工业的迅速发展,电力系统的规模日益增大。运行经验表明大系统事故将使国民经济蒙受巨大损失,给人民生活造成极大困难。例如1965年11月9日美国电力系统事故大约20万 km^2 的区域停电13h以上,停电负荷达2500万kW。所以,对于系统性事故采取有效对策,以提高电力系统运行的可靠性具有特别重要的实际意义。

当电力系统发生某些故障时,如不及时采取措施,就有可能引起连锁反应,使事故扩大,以致危及整个系统的安全运行。本章所介绍的电力系统中常见的几种自动装置就是针对危及系统安全运行的故障所采用的自动化对策,它们的主要任务是,当系统发生某些故障时,按照预定的控制准则迅速作出反应,采取必要措施避免事故扩大。

为了阐明这类属于电力系统安全性自动控制装置的意义,现举例说明如下。

在电力系统中,大型水电站或坑口电厂一般都远离负荷中心,经输电线路向受端电网远距离供电(见图5-1所示)。

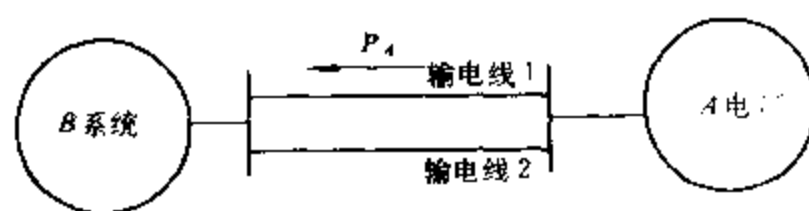


图 5-1 输电系统示例

电厂A向系统B输送的功率为 P_A ,设事故情况如下两种:

(1) 当电厂A发生故障时,系统B中的发电功率突然减少了 P_A ,如果这时运行机组的备用容量远较 P_A 为小,则将造成电网严重的功率缺额,引起电网频率大幅度下降,此时如不及时采取果断措施切除部分负荷,则将威胁电力系统的安全运行,严重时甚至使整个系统崩溃,造成重大损失。

(2) 设双回输电线路输送的功率 P_A 较大,当其中一回线发生三相短路时,继电保护正确动作将故障线路切除,但是由于输送的功率 P_A 已超出了一回线的暂态稳定极限功率,如不迅速减小输送功率,则可能由于系统稳定遭到破坏而导致系统解列,造成受端系统更严重的功率缺额。

由上述分析可见,当发生第一种事故时,如能迅速切除系统B的部分负荷,发生第二种事故时,如能迅速减少输送功率,就可以避免事故的进一步扩大。然而,要求调度人员在极短的时间内迅速作出正确判断,并完成上述操作,是不切实际的,因为远动信息往返传递需要一定时间,当运行人员作出反应并采取措施所需时间就更长。这样做势必失去处理事故的良机,因此,这种紧急操作任务必须依靠自动装置来完成。

第二节 自动低频减载

一、概述

电力系统的频率反映了发电机组所发出的有功功率与负荷所需有功功率之间的平衡情况。第四章中已经讲过当电厂发出的有功功率不满足用户要求出现差额时，系统频率就会下降。

但第四章所讨论的系统频率和有功功率自动调节的内容，是指系统在正常运行情况下由于计划外负荷所引起的频率波动。这时系统动用发电厂的热备用容量，即系统运行中的发电机容量就足以满足用户的需要。而本章所讨论的内容是当系统发生较大事故时，系统出现严重的功率缺额，其缺额值超出了正常热备用可以调节的能力，这时即使令系统中运行的所有发电机组都发出其设备可能胜任的最大功率，仍不能满足负荷功率的需要，所引起的系统频率下降值，将远远超出系统安全运行所允许的范围。在这种情况下从保障系统安全运行的观点出发，为了保证对重要用户的供电，不得不采取应急措施，切除部分负荷，以使系统频率恢复到可以安全运行的水平以内。

当电力系统因事故而出现严重的有功功率缺额时，其频率将随之急剧下降，其下降值与功率缺额有关，根据负荷频率特性曲线不难求得下降频率的稳态值。

频率降低较大时，对系统运行极为不利，甚至会造成严重后果，现依次介绍。

（一）对汽轮机的影响

运行经验表明，某些汽轮机长时期在频率低于 $49\sim 49.5\text{ Hz}$ 以下运行时，叶片容易产生裂纹，当频率低到 45 Hz 附近时，个别级的叶片可能发生共振而引起断裂事故。

（二）发生频率崩溃现象

当频率下降到 $47\sim 48\text{ Hz}$ 时，火电厂的厂用机械（如给水泵等）的出力将显著降低，使锅炉出力减少，导致发电厂发电功率进一步减少，致使功率缺额更为严重。于是系统频率进一步下降，这样恶性循环将使发电厂运行受到破坏，从而造成所谓“频率崩溃”现象。

（三）发生电压崩溃现象

当频率降低时，励磁机、发电机等的转速相应降低，由于发电机的电动势下降和电动机转速降低，加剧了系统无功不足情况，使系统电压水平下降。运行经验表明，当频率降至 $46\sim 45\text{ Hz}$ 时，系统电压水平受到严重影响，当某些中枢点电压低于某一临界值时，将出现所谓“电压崩溃”现象，系统运行的稳定性遭到破坏，最后导致系统瓦解。

一旦发生上述恶性事故，将会引起大面积停电，而且需要较长时间才能恢复系统的正常供电，世界上一些大型电力系统曾发生过这种不幸事故，应该引起我们高度重视。

自动低频减载装置是防止发生上述事故的重要对策之一，当频率下降时，采用迅速切除不重要负荷的办法来制止频率下降，以保障系统安全，防止事故扩大。

二、电力系统频率静态特性

在电力系统出现较大功率缺额时，如能在较低的频率维持运行，主要是依靠了负荷频率特性所起的调节作用。有关内容已在第四章中负荷频率调节效应中作了阐述。其物理概

念是,当频率降低时,负荷按照自身的频率特性,自动地减少了从系统中所取用的功率,使之与发电机所发出的功率保持平衡。

根据负荷调节效应能自动减少从系统取用功率的概念,不难确定系统负荷所减少的功率就等于功率缺额。

令 ΔP_k 表示功率缺额值,由 (4-8) 式可得

$$\Delta f = \frac{1}{K_L} \Delta P_k$$

当功率缺额为已知时,系统频率降低值 Δf 可按负荷静态频率特性求得。

在实际系统中 K_L 往往用标么值表示,则由 (4-7) 式可得

$$\Delta f = \frac{50 \Delta P_k}{K_{L*} P_{L*}} \quad (5-1a)$$

$$\Delta f = \frac{\Delta P_k \%}{2 K_{L*}} \quad (5-1b)$$

式中 P_{L*} ——额定频率工况下系统的有功负荷。

(5-1b) 式是用功率缺额的百分数来表示。

通过对负荷静态频率特性的分析,可以较方便地得出功率缺额与频率降低值之间的关系,求得系统频率的降低值。

例 5-1 电力系统在某一运行方式时,运行机组的总额定容量为 450 MW,此时系统中负荷功率为 430 MW,负荷调节效应为 $K_{L*} = 1.5$,设这时发生事故,突然切除额定容量为 100 MW 的发电机组,如不采取任何措施,求事故情况下的稳态频率值。

解 当时系统的热备用为 20 MW,所以实际功率缺额为 80 MW。将有关数据代入 (5-1b) 式得

$$\Delta f = \frac{50 \times 80}{1.5 \times 430} = 6.2 \text{ (Hz)}$$

所以该事故后的系统稳态频率将降至 43.8 Hz。

三、电力系统频率动态特性

电力系统在稳态运行情况下,各母线电压的频率为统一的运行参数 $\omega_x/2\pi$,各母线电压的表达式为

$$u_i = U_i \sin(\omega_x t + \delta_i) \quad (5-2)$$

式中 ω_x ——全网统一的角频率。

如图 5-2 所示,设系统受到微小扰动,频率仍能维持为 f_x ,但是由于原线路传输的功率发生了变化,节点 i 的输入功率和输出功率 (P_{Ai} 和 P_{Bi}) 也发生了变化,于是 δ_i 也将随之发生变化。这时电压的瞬时角

频率 ω_i 可表示为

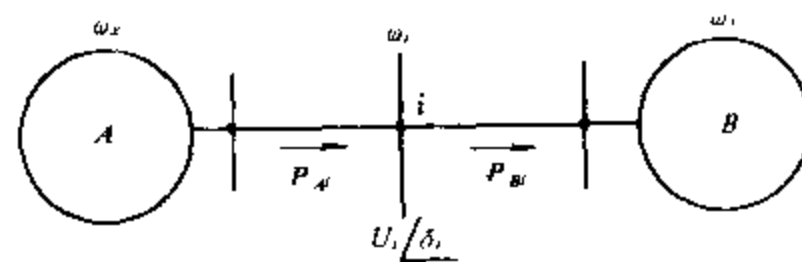


图 5-2 节点 i 的瞬时频率

$$\omega_i = \frac{d}{dt}(\omega_x t + \delta_i) = \omega_x + \frac{d\delta_i}{dt} = \omega_x + \Delta\omega_i \quad (5-3)$$

所以该节点的频率 f_i 为

$$f_i = f_x + \Delta f_i \quad (5-4)$$

可见，在扰动过程中，各母线电压的相角不可能具有相同的变化率，因此系统中各母线电压的频率就并不一致，它与全网统一的频率 f_x 相差 Δf_i ，其值决定于相角 δ_i 的变化情况。因此，电力系统在扰动过程中，设系统频率的动态特性为 $f_x(t)$ ，则各母线频率的动态特性严格讲并不相同，需作 $\Delta f_i(t)$ 的修正，这里则用 $f_x(t)$ 来表示电力系统的频率动态特性。

电力系统由于有功功率平衡遭到破坏而引起系统频率发生变化，频率从正常状态过渡到另一个稳定值所经历的时间过程，称为电力系统的动态频率特性。当系统中出现功率缺额时，系统中旋转机组的动能都为支持电网的能耗作出贡献，频率随时间变化的过程主要决定于有功功率缺额的大小与系统中所有转动部分的机械惯性，其中包括汽轮机、同步发电机、同步补偿机、电动机及电动机拖动的机械设备。

现以最简单的一台发电机向负荷供电为例，当出现有功功率缺额时，同步发电机组转子上的不平衡转矩使转子作角加速运动，同步发电机的运动方程式为

$$J \frac{d\Omega}{dt} = \Delta M \quad (\text{N} \cdot \text{m}) \quad (5-5)$$

式中 Ω ——转子机械角速度，rad/s；

J ——转子转动惯性， $\text{kg} \cdot \text{m}^2$ ；

ΔM ——轴上的不平衡转矩， $\text{N} \cdot \text{m}$ ；

t ——时间，s。

当发电机组以额定转速 Ω_e 旋转时，转子动能为

$$W_k = \frac{1}{2} J \Omega_e^2 \quad (\text{J})$$

则

$$J = 2W_k / \Omega_e^2 \quad (5-6)$$

把 (5-6) 式代入 (5-5) 式，得

$$\frac{2W_k}{\Omega_e^2} \cdot \frac{d\Omega}{dt} = \Delta M \quad (5-7a)$$

等式两边同除以转矩基准值 M_B ，(5-7a) 式右边即为转矩标么值 ΔM_* 。考虑到计算方便性，这里以发电机额定有功功率 P_{Ge} 取为功率基准，所以 $M_B = P_{Ge} / \Omega_e$ 代入 (5-7a) 得

$$\frac{2W_k}{P_{Ge} \Omega_e} \cdot \frac{d\Omega}{dt} = \frac{2W_k}{P_{Ge}} \cdot \frac{d\Omega}{dt} = \Delta M_* \quad (5-7b)$$

如果考虑机械角速度的变化不是太大，转矩标么值就可近似地认为等于功率标么值，又机械角速度标么值等于电角速度标么值，(5-7b) 式可表达为

$$\frac{2W_k}{P_{Ge}} \cdot \frac{dW_*}{dt} = T_G \cdot \frac{dW_*}{dt} = P_{T*} - P_{L*} \quad (5-7c)$$

式中 P_{T*} ——以 P_{Ge} 为基准的机组输入功率标么值；

P_{L*} ——以 P_{Ge} 为基准的机组负荷功率标么值。

$$T_G = \frac{2W_k}{P_{Ge}} = \frac{T \Omega_e^2}{P_{Ge}} \quad (5-8)$$

在一般情况下，发电机惯性时间常数 T_G 均以发电机额定容量 S_G 为功率基准，因此可按给出的 T_G 求出动能 W_k ，代入 (5-8) 式，即可求得 (5-7c) 式的 T_G 值。

电网中有很多发电机并联运行，当系统由于功率缺额而频率下降时，在动态过程中各母线电压频率并不一致。如先忽略各节点 Δf_i 的差异，首先求得全系统统一频率 f_x 的变化过程。因此可以把系统所有机组作为一台等值机组来考虑。又计算经验表明，尽管由于负荷电动机的数量要比发电机的数量多得多，但负荷电动机及其拖动机械的转动惯量却比发电机组的转动惯量要小得多，且它们的转动惯量在整个系统中所占的比例很小，可以忽略不计，这样计算所得的结果仍然是够准确的。

根据上述等值观点，电力系统频率变化时等值机组的运动方程可按 (5-7c) 表达为

$$T_x \frac{d\omega_*}{dt} = P_{T*} - P_{L*}$$

式中 P_{T*} 、 P_{L*} ——以系统发电机总额定功率 P_G 为基准的发电机总功率和负荷功率的标么值；

T_x ——系统等值机组惯性时间常数，按 (5-8) 式求得。

由于

$$\begin{aligned} \frac{d\omega_*}{dt} &= \frac{d\Delta\omega_*}{dt} \quad \left(\Delta\omega_* = \frac{\omega - \omega_e}{\omega_e} \right) \\ &= \frac{d\Delta f_*}{dt} \quad \left(\Delta f_* = \frac{f - f_e}{f_e} \right) \end{aligned}$$

把上式改写为以系统负荷在额定频率时的总功率 P_{Le} 为功率基准，则 (5-7) 式又可写成

$$T_x \frac{P_{Ge}}{P_{Le}} \times \frac{d\Delta f_*}{dt} = P_{T*} - P_{L*} \quad (5-9)$$

在事故情况下，自动低频减载装置动作时，可认为系统中所有机组的功率已达最大值。(5-9) 式右端的负荷功率 P_{L*} 随频率变化，计及负荷调节效应由 (4-8) 式 P_L 可表达为 $P_L = P_{Le} + K_L \Delta f$ ，把它写成以 P_{Le} 为基准的标么表达式，同时把功率缺额用 ΔP_{h*} 表示，则 (5-9) 式可改写为

$$T_x \frac{P_{Ge}}{P_{Le}} \cdot \frac{d\Delta f_*}{dt} + K_{L*} \Delta f_* = \Delta P_{h*} \quad (5-10)$$

也可写成

$$T_x \frac{P_{Ge}}{P_{Le} K_{L*}} \cdot \frac{d\Delta f_*}{dt} + \Delta f_* = \frac{\Delta P_{h*}}{K_{L*}}$$

或

$$T_{xf} \frac{d\Delta f_*}{dt} + \Delta f_* = \Delta P_{h*} / K_{L*} \quad (5-11)$$

这是一个典型的一阶惯性环节的微分方程式

式中 T_{xf} ——系统频率下降过程的时间常数，

$$T_{xf} = \frac{P_{Ge}}{P_{Le}} \cdot \frac{T_x}{K_{L*}} \quad (5-12)$$

公式推导表明，当系统中出现功率缺额或功率过剩时，系统频率 f_x 的动态特性可用指数曲线来描述。其时间常数 T_{xf} 与系统的机械惯性时间常数并不相等。 T_{xf} 值与 P_{Ge} 、 P_{Le} 、 T_x

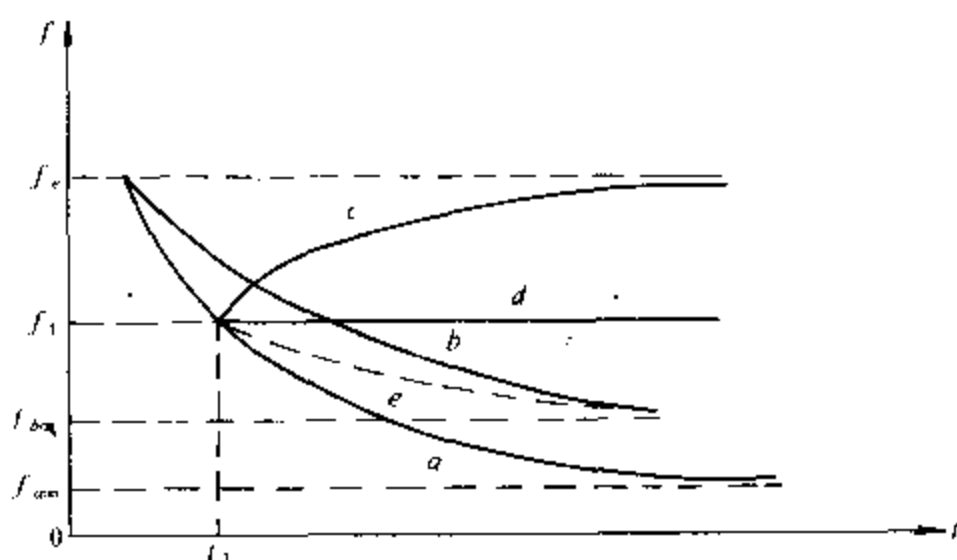


图 5-3 电力系统频率的动态特性

和负荷调节效应 K_L 等数值有关，一般 T_{xf} 的值大约在 4~10 s 之间。频率降的稳态值 Δf_{∞} 与功率缺额 ΔP_{Δ} 成比例，当 ΔP_{Δ} 和 T_{xf} 为已知的情况下，系统频率 f_x 的动态特性也就不难求得，见图 5-3 所示。

上述分析可知，当发电机功率与负荷功率失去平衡时，系统频率 f_x 按指数曲线变化。功率缺额 ΔP_{Δ} 值是一个随机的不定数，但系统频率 f_x 的变化总可归纳为如下

几种情况。

(1) 由于 Δf_{∞} 的值与功率缺额 ΔP_{Δ} 成比例，当 ΔP_{Δ} 不同时，系统频率特性分别如图 5-3 中曲线 a、b 所示。该两曲线表明，在事故初期，频率的下降速率与功率缺额的标么值成比例，即 ΔP_{Δ} 值越大，频率下降的速率也越大。它们的频率稳定值分别为 $f_{a\infty}$ 和 $f_{b\infty}$ 。

(2) 设系统功率缺额为 ΔP_{Δ} ，当频率下降至 f_1 时切除负荷功率 ΔP_L ，如果 ΔP_L 等于 ΔP_{Δ} ，则发电机组发出的功率刚好与切除后的系统负荷功率平衡。系统频率按指数曲线恢复到额定频率 f_e 运行，如图 5-3 中曲线 c 所示。

(3) 上述事故情况下，如果在 f_1 时切除负荷功率 ΔP_L 小于功率缺额 ΔP_{Δ} 值，则系统的稳态频率就低于额定值。设切除负荷 ΔP_{L1} 后，正好使系统频率 f_x 维持在 f_1 运行，那么它的频率特性如图 5-3 中直线 d 所示。

(4) 设频率下降至 f_1 时切除的负荷功率为 ΔP_{L2} ，且 ΔP_{L2} 小于上述情况的 ΔP_{L1} ，这时系统频率 f_x 将继续下降，如果这时系统功率缺额所对应的稳态频率也为 $f_{b\infty}$ ，于是系统频率的变化过程如图 5-3 中曲线 e 所示。比较 b、e 两曲线也可说明，如能及早切除负荷功率，可延缓系统频率下降过程。

四、自动低频减载的工作原理

当系统发生严重功率缺额时，自动低频减载装置的任务是迅速断开相应数量的用户负荷，使系统频率在不低于某一允许值的情况下，达到有功功率的平衡，以确保电力系统安全运行，防止事故的扩大。

(一) 最大功率缺额的确定

在电力系统中，自动低频减载装置是用来对付严重功率缺额事故的重要措施之一，它通过切除负荷功率（通常是比较不重要的负荷）的办法来制止系统频率的大幅度下降，藉以取得逐步恢复系统正常工作的条件。因此，必须考虑即使系统发生最严重事故的情况下，即出现最大可能的功率缺额时，接至自动低频减载装置的用户功率量也能使系统频率恢复在可运行的水平，以避免系统事故的扩大。可见，确定系统事故情况下的最大可能功率缺额，以及接入自动低频减载装置的相应的功率值，是保证系统安全运行的重要措施。确定系统中可能发生的功率缺额涉及到对系统事故的设想，为此应作具体分析。一般应根据最

不利的运行方式下发生事故时，实际可能发生的最大功率缺额来考虑，例如按系统中断开最大机组或某一电厂来考虑，如果系统有可能解列成几个子系统（即几个部分）运行时，还必须考虑各子系统可能发生的最大功率缺额。

自动低频减载装置是针对事故情况的一种反事故措施，并不要求系统频率恢复至额定值，一般希望它的恢复频率 f_k 低于额定值，约为 49.5~50 Hz 之间，所以接到自动低频减载装置最大可能的断开功率 ΔP_{Lmax} 可小于最大功率缺额 ΔP_{hmax} 。设正常运行时系统负荷为 P_L ，额定频率与恢复频率 f_k 之差为 Δf ，根据 (5-1) 式可得

$$\frac{\Delta P_{hmax} - \Delta P_{Lmax}}{P_L - \Delta P_{Lmax}} = K_{L*} \Delta f_*$$

$$\Delta P_{Lmax} = \frac{\Delta P_{hmax} - K_{L*} P_L \Delta f_*}{1 - K_{L*} \Delta f_*} \quad (5-13)$$

上式表明，当系统负荷 P_L 、系统最大功率缺额 ΔP_{hmax} 已知后，只要系统恢复频率 f_k 确定，就可按 (5-13) 式求得接到自动减负荷装置的功率总数。

例 5-2 某系统的负荷总功率为 $P_L = 5000$ MW，设想系统最大的功率缺额为 $\Delta P_{hmax} = 1200$ MW，设负荷调节效应系数为 $K_{L*} = 2$ ，自动低频减载装置动作后，希望系统恢复频率为 $f_k = 48$ Hz，求接入低频减载装置的功率总数 ΔP_{Lmax} 。

解 希望恢复频率偏差的标么值为

$$\Delta f_* = \frac{50 - 48}{50} = 0.04$$

由 (5-13) 式得

$$\Delta P_{Lmax} = \frac{1200 - 2 \times 5000 \times 0.04}{1 - 2 \times 0.04} = 870 \text{ (MW)}$$

接入自动低频减载装置功率总数为 870 MW，这样即使发生如设想那样的严重事故，仍能使系统频率恢复值不低于 48 Hz。

(二) 自动低频减载装置的动作顺序

在电力系统发生事故的情况下，被迫采取断开部分负荷的办法以确保系统的安全运行，这对于被切除的用户来说，无疑会造成不少困难，因此，应力求尽可能少地断开负荷。

如上所述，接于自动低频减载装置的总功率是按系统最严重事故的情况来考虑的。然而，系统的运行方式很多，而且事故的严重程度也有很大差别，对于各种可能发生的事故，都要求自动低频减载装置能作出恰当的反应，切除相应数量的负荷功率，既不过多又不能不足，只有分批断开负荷功率采用逐步修正的办法，才能取得较为满意的结果。

由分析系统频率下降的动态方程 (5-11) 式可知，在频率下降速度 df_{zs}/dt 的信号中，载有功率缺额的信息。从理论上讲它提供了切除相应功率量的数学描述，是较为理想的检测信号。然而，目前得到实际应用的是按频率降低值切除负荷，即按频率自动减载。

自动低频减载装置是在电力系统发生事故时系统频率下降过程中，按照频率的不同数值按顺序地切除负荷。也就是将接至低频减载装置的总功率 ΔP_{Lmax} 分配在不同起动频率值来分批地切除，以适应不同功率缺额的需要。根据起动频率的不同低频减载可分为若干级，

也称为若干轮。

为了确定自动低频减载装置的级数，首先应定出装置的动作频率范围，即选定第一级起动频率 f_1 和最末一级起动频率 f_N 的数值。

1. 第一级起动频率 f_1 的选择

由图 5-3 系统频率动态特性曲线所示的规律可知，在事故初期如能及早切除负荷功率，这对于延缓频率下降过程是有利的。因此第一级的起动频率值宜选择得高些，但又必须计及电力系统动用旋转备用容量所需的时间延迟，避免因暂时性频率下降而不必要地断开负荷的情况，所以一般第一级的起动频率整定在 48.5~49 Hz。在以水电厂为主的电力系统中，由于水轮机调速系统动作较慢，所以第一级起动频率宜取低值。

2. 末级起动频率 f_N 的选择

电力系统允许的最低频率受“频率崩溃”或“电压崩溃”的限制，对于高温高压的火电厂，在频率低于 46~46.5 Hz 时，厂用电已不能正常工作。在频率低于 45 Hz 时，就有“电压崩溃”的危险。因此，末级的起动频率以不低于 46~46.5 Hz 为宜。

3. 频率级差

当 f_1 和 f_N 确定以后，就可在该频率范围内按频率级差 Δf 分成 N 级断开负荷，即

$$N = \frac{f_1 - f_N}{\Delta f} + 1 \quad (5-14)$$

级数 N 越大，每级断开的负荷就越小，这样装置所切除的负荷量就越有可能近于实际功率缺额，具有较好的适应性。

(三) 频率级差 Δf 的选择

关于频率级差 Δf 的选择问题，当前有两种截然不同的原则。

1. 按选择性确定级差

强调各级动作的次序，要在前一级动作以后还不能制止频率下降的情况下，后一级才动作。

设频率测量元件的测量误差为 $\pm \Delta f_e$ ，最严重的情况是前一级起动频率具有最大负误差，而本级的测频元件为最大正误差，如图 5-4 所示。设第 i 级在频率为 $f_i - \Delta f_e$ 时起动，经 Δt 时间后断开负荷，这时频率已下降至 $f_i - \Delta f_e - \Delta f_d$ 。第 i 级断开负荷后如果频率不继续下降，则第 $i+1$ 级就不切除负荷，这才算是有选择性。这时考虑选择性的最小频率级差为

$$\Delta f = 2\Delta f_e + \Delta f_i + \Delta f_d \quad (5-15)$$

式中 Δf_e ——频率测量元件的最大误差频率；

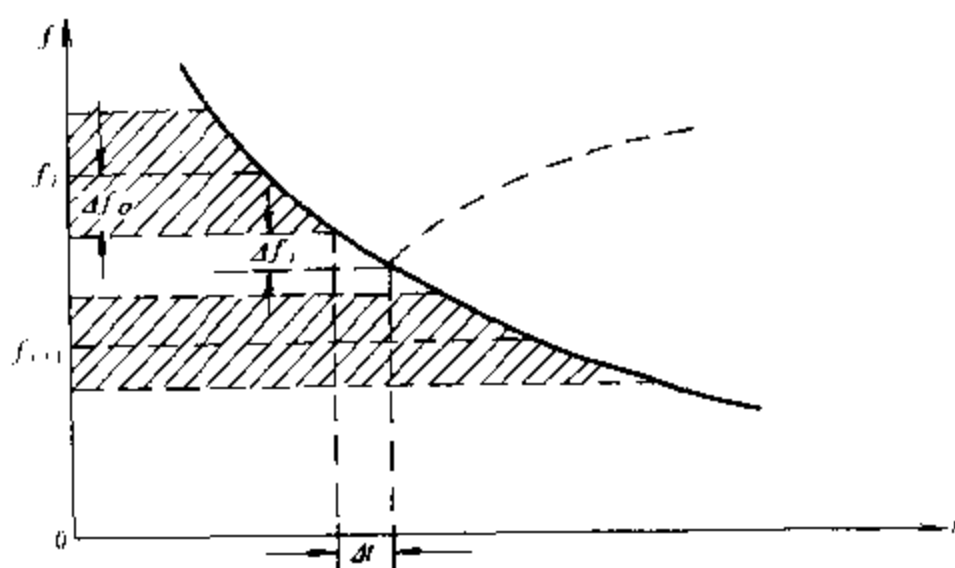


图 5-4 频率选择性级差的确定

Δf_t ——对应于 Δt 时间内的频率变化，一般可取 0.15 Hz；

Δf_y ——频率裕度，一般可取 0.05 Hz。

按照各级有选择性地顺序切断负荷功率，级差 Δf 的值主要决定于频率测量元件的最大误差 Δf_e 和 Δt 时间内频率的下降数值 Δf_t 。当频率测量元件本身的最大误差为 ± 0.15 Hz 时，选择性级差 Δf 一般取 0.5 Hz，这样整个低频减载装置只可分成五至六级。

现在数字式频率继电器已在电力系统中广泛采用，其测量误差已大为减小且动作延时也已缩短，为此频率级差可相应减小为 0.3~0.2 Hz 之间。

2. 级差不强调选择性

由于电力系统运行方式和负荷水平是不固定的，针对电力系统发生事故时功率缺额有很大分散性的特点，低频减载装置遵循逐步试探求解的原则分级切除少量负荷，以求达到较佳的控制效果。这就要求减小级差 Δf ，增加总的频率动作级数 N ，同时相应地减少每级的切除功率，这样即使两轮无选择性起动，系统恢复频率也不会过高。

在电力系统中，自动低频减载装置总是分设在各个地区变电所中，前面已讲到在系统频率下降的动态过程中，如果计及暂态频率修正项 Δf_t ，各母线电压的频率并不一致，所以分散在各地的同一级低频减载装置，事实上也有可能不同时起动。但是如果增加级数 N ，减小各级的切除负荷功率，则两级间的选择性问题并不突出，所以近来的趋势是采用增加级数 N 的方法。

(四) 每级切除负荷 ΔP_L 的限值

低频减载装置采用了分级切除负荷的办法，以适应各种事故条件下系统功率缺额大小不等的情况。在同一事故情况下，切除负荷越多，系统恢复频率就越高，可见每一级切除负荷的功率受到恢复频率的限制。我们不希望恢复频率过高，更不希望频率恢复值大于额定值。

设第 i 级的动作频率为 f_i ，它所切除的用户功率为 ΔP_{Li} 。电力系统频率 f_x 下降特性是与功率缺额相对应的。显然它是随机的，是不确定的。典型的系统频率变化过程总可表达为如图 5-5 所示。其中如果特性曲线的稳态频率正好为 f_i ，这是能使第 i 级起动的功率缺额为最小的临界情况，因此当切除 ΔP_{Li} 后，系统频率恢复值 f_k 达最大值。在其它功率缺额较大的事故情况

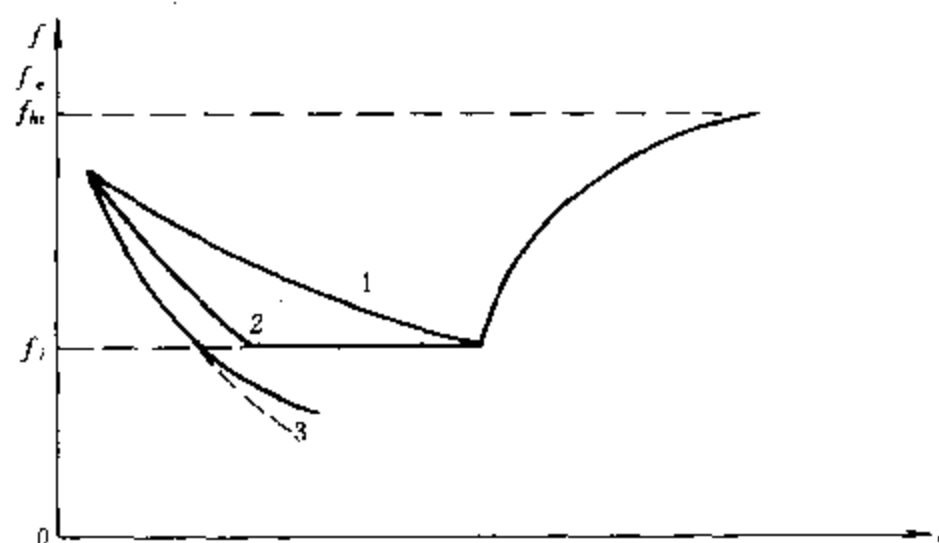


图 5-5 典型的系统频率变化过程

下，也能使第 i 级起动，不过它们的恢复频率均低于 f_k ，如典型曲线 2、3 所示。曲线 2 表示切除 ΔP_{Li} 后，频率正好稳定在 f_i 。曲线 3 表示切除 ΔP_{Li} 后，频率还继续下降。

如上所述，若系统恢复频率 f_k 为已知，则第 i 级切除功率的限值就不难求得，即按第 $(i-1)$ 级动作切除负荷后，系统的稳定频率正好为第 i 级的起动频率 f_i 来考虑。

此时 $\Delta f_i = f_e - f_i$; 系统当时的功率缺额 ΔP_{i-1} , 由负荷调节效应的减少功率来补偿, 因此

$$\frac{\Delta P_{i-1}}{P_L - \sum_{k=1}^{i-1} \Delta P_{Lk}} = K_L \cdot \frac{\Delta f_i}{f_e}$$

式中 $\sum_{k=1}^{i-1} \Delta P_{Lk}$ ——低频减载装置前 $(i-1)$ 级断开的负荷总功率。

为了把所有功率都表示为系统总负荷 P_L 的标么值, 则上式表示为

$$\Delta P_{i-1*} = (1 - \sum_{k=1}^{i-1} \Delta P_{Lk*}) K_L \cdot \Delta f_{i*} \quad (5-16)$$

当第 i 级切除负荷 ΔP_{Li*} 后, 系统频率稳定在 f_h , 同样这时系统的功率缺额相应地由负荷调节效应 ΔP_{h*} 所补偿, 即

$$\Delta P_{h*} = (1 - \sum_{k=1}^i \Delta P_{Lk*}) K_L \cdot \Delta f_{h*}$$

由于 i 级动作前的功率缺额等于第 i 级切除功率与动作后频率为 f_h 时系统功率缺额之和, 即

$$\Delta P_{i-1*} = \Delta P_{Li*} + \Delta P_{h*}$$

所以
$$\Delta P_{Li*} = (1 - \sum_{k=1}^{i-1} \Delta P_{Lk*}) K_L \cdot \Delta f_{i*} - (1 - \sum_{k=1}^i \Delta P_{Lk*}) K_L \cdot \Delta f_{h*}$$

整理后可得

$$\Delta P_{Li*} = (1 - \sum_{k=1}^{i-1} \Delta P_{Lk*}) \frac{K_L \cdot (\Delta f_{i*} - \Delta f_{h*})}{1 - K_L \cdot \Delta f_{h*}} \quad (5-17)$$

一般希望各级切除功率小于按上式计算所求得值, 特别是在采用 N 增大、级差减小的系统中, 每级切除功率值就更应小些。

在自动低频减载装置的动作过程中, 当第 i 级起动切除负荷以后, 如系统频率仍继续下降, 则下面各级会相继动作, 直到频率下降被制止为止。如果出现的情况是: 第 i 级动作后, 系统频率可能稳定在 f_{hi} , 它低于恢复频率的极限值 f_h , 但又不足以使下一级减载装置起动, 例如像图 5-5 中曲线 2 所示的那样, 因此要装设后备段, 以便使频率能恢复到允许的限值 f_h 以上。后备段的动作频率应不低于前面基本段第一级的起动频率, 它是在系统频率已经比较稳定时动作的。因此其动作时限可以为系统时间常数 T_s 的 2~3 倍, 最小动作时间约为 10~15 s。后备段可按时间分为若干级, 也就是其起动频率相同, 但动作时延不一样, 各级时间差可不小于 5 s, 按时间先后次序分批切除用户负荷, 以适应功率缺额大小不等的需要。在分批切除负荷的过程中, 一旦系统恢复频率高于后备段的返回频率, 低频减载装置就停止切除负荷。

接于后备段的功率总数应按最不利的情况来考虑, 即低频减载装置切除负荷后系统频率稳定在可能最低的频率值, 按此条件考虑后备段所切除用户功率总数的最大值, 并且保

证具有足以使系统频率恢复到 f_N 的能力。

(五) 自动低频减载装置的动作时限及防止误动作措施

自动低频减载装置动作时，原则上应尽可能快，这是延迟系统频率下降的最有效措施，但考虑到系统发生事故，电压急剧下降期间有可能引起频率继电器误动作，所以往往采用一个不大的时限（通常用 $0.1 \sim 0.2 \text{ s}$ ）以躲过暂态过程可能出现的误动作。

自动低频减载装置是通过测量系统频率来判断系统是否发生功率缺额事故的，在系统实际运行中往往会出现使装置误动作的例外情况，例如地区变电所某些操作，可能造成短时间供电中断，该地区的旋转机组如同步电动机，同步调相机和异步电动机等的动能仍短时反馈输送功率，且维持一个不低的电压水平，而频率则急剧下降，因而引起低频减载装置的错误起动。当该地区变电所很快恢复供电时，用户负荷已被错误地断开了。

当电力系统容量不大，系统中有很大冲击性负荷时，系统频率将瞬时下跌，同样也可能引起低频减载装置起动，错误地断开负荷。

在上述自动低频减载装置误动作的例子中，可引入其它信号进行闭锁，防止其误动作，如频率急剧变化速率闭锁等。有时可简单地采用自动重合闸来补救，即当系统频率恢复时，将被自动低频减载装置所断开的用户按频率分批地进行自动重合闸，以恢复供电。

按频率进行自动重合以恢复对用户的供电，一般都是在系统频率恢复至额定值后进行，而且采用分组自动投入的方法（每组的用户功率不大）。如果重合后系统频率又重新下降，则自动重合就停止进行。

五、自动低频减载装置

(一) 装置原理接线

电力系统自动低频减载装置的接线原理如图 5-6 所示。图中 f 为低频继电器， Δt 为延时， EX 为跳闸执行回路。它由 N 级基本段以及若干级后备段所组成。它们分散配置在电力系统的变电所中，其中每一段就是一组低频减载装置。典型的接线示例如图 5-7 所示。其中低频测量元件的任务是当系统频率降低至起动频率值时，立即动作，由频率继电器 f 的

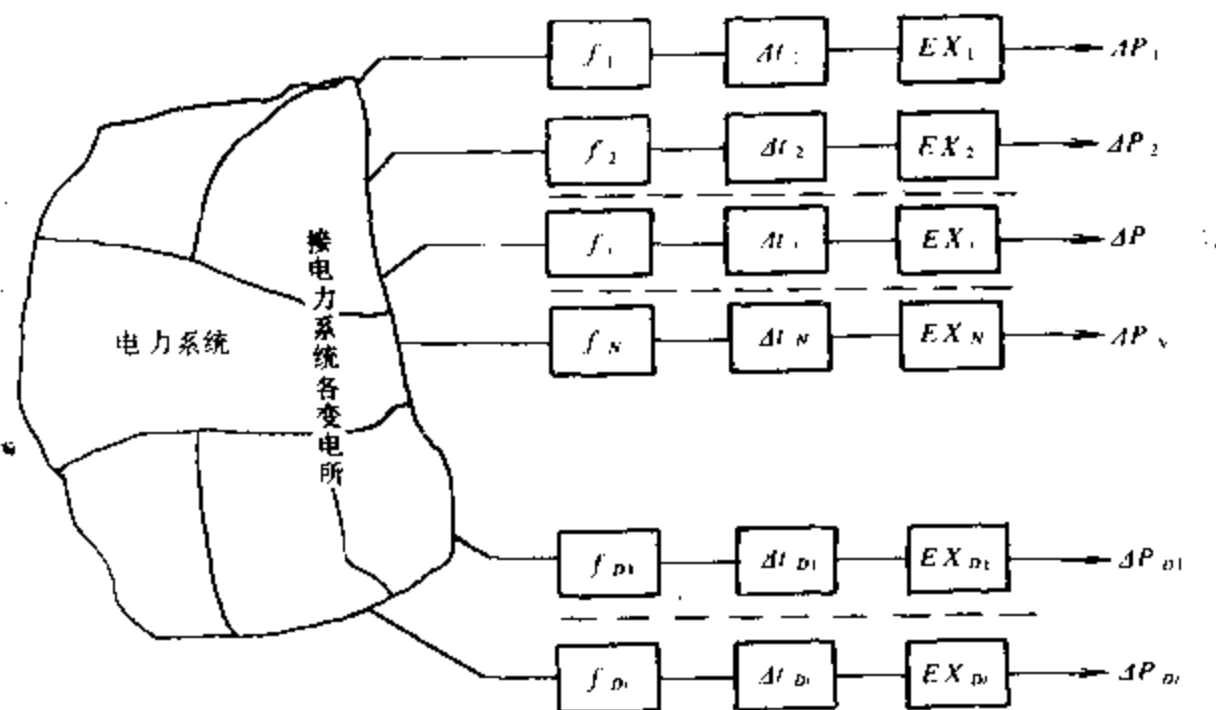


图 5-6 自动低频减载装置的原理图

接点闭合来实现，延时元件由时间继电器组成，并由中间继电器控制这一级用户的断路器跳闸。

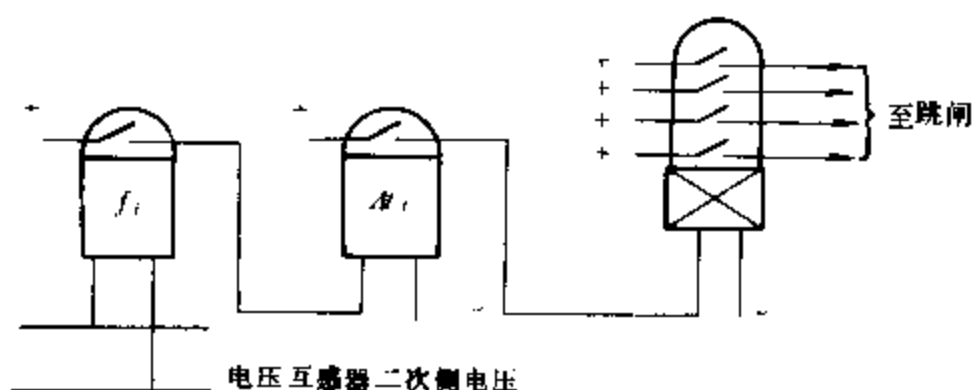


图 5-7 低频减载装置接线图

(二) 频率继电器

按工作原理，频率继电器分模拟式和数字式两种。

1. 模拟式频率继电器

模拟式频率继电器原理接线如图 5-8 所示。电压互感器二次侧电压经输入变压器由二个二次侧绕组分别加到二个串联谐振电路，回路电流有效值 I_1 、 I_2 是频率的函数，两者形成工作和制动关系，工作电流 I_1 回路的谐振频率 $f_{z1} < 50 \text{ Hz}$ ，制动电流 I_2 回路的谐振频率 $f_{z2} > 50 \text{ Hz}$ ， I_1 、 I_2 与频率关系如图 5-9 所示。

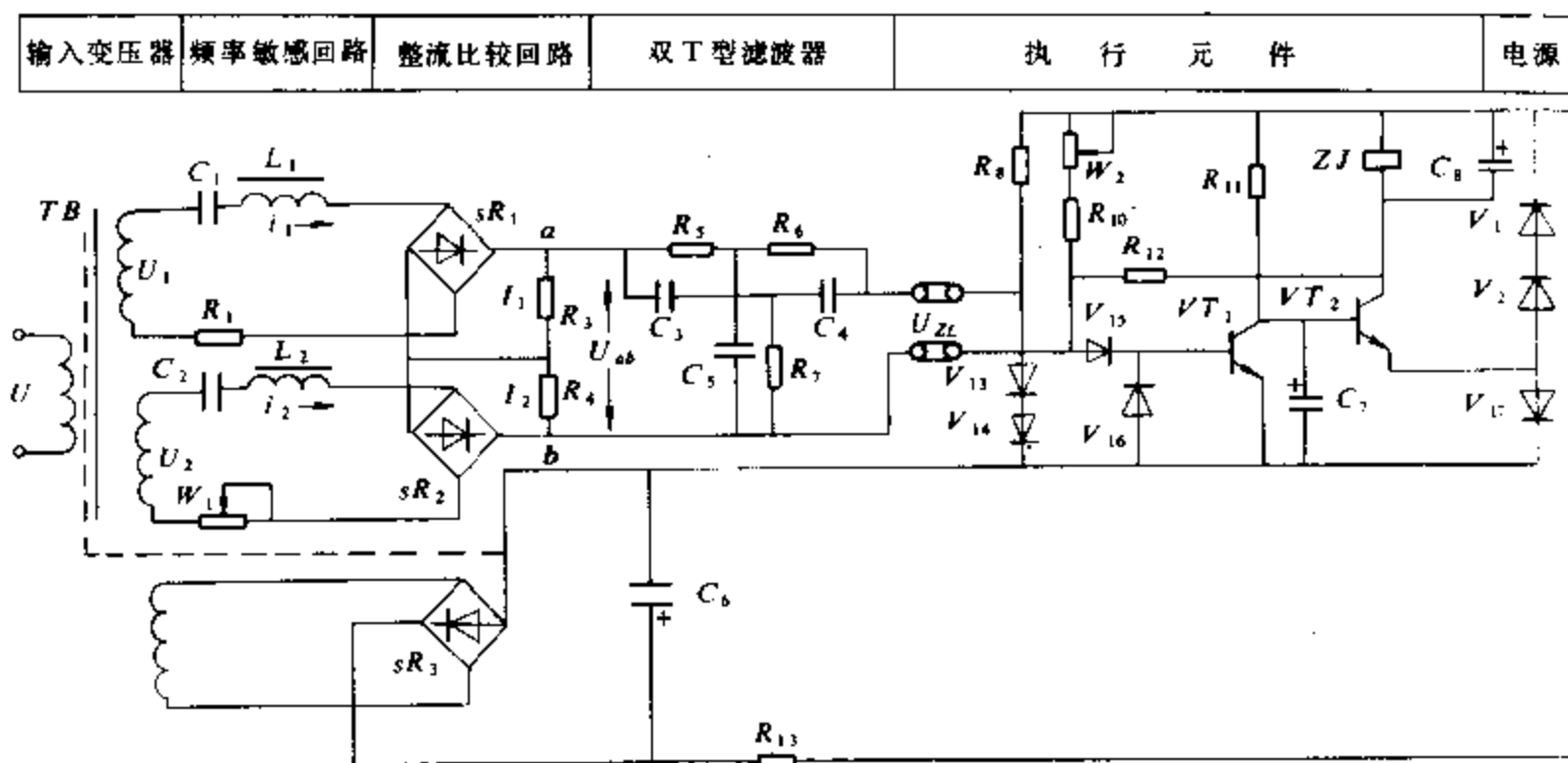


图 5-8 频率继电器原理接线

I_1 、 I_2 经整流在 R_3 、 R_4 上形成电压降，令 $R_3 = R_4$ ， K 为整流系数，则

$$U_{ab} = K(I_1 - I_2)R_3$$

若动作频率为 f_d ，当 $f > f_d$ 时， $I_2 > I_1$ $U_{ab} < 0$

当 $f \leq f_d$ 时， $I_2 \leq I_1$ $U_{ab} \geq 0$

制动回路电阻 W_1 ，用以调节制动回路的输出特性，改变动作频率 f_d 如图 5-9 所示。

式中 f_c ——时钟脉冲频率，为某一定值。

上式表明电力系统频率与计数值 N 成反比，如果频率起动值 f_d 已知，则 N 值也随之确定，例如：设 $f_c=200$ kHz，若电网频率为 50 Hz，则 $N=4000$ 。所以 N 大于 4000 时，频率 f 低于 50 Hz，如低频继电器起动频率 f_d 为 49.5 Hz，代入上式得 $N=4040$ ，所以当 $N \geq 4040$ 时，继电器起动减载。

图 5-10 中， f_d 整定比较单元是数字比较电路，当计数值 N 大于整定值时，使之有正脉冲输出，为了电路工作可靠起见，由倒相器控制比较电路的输出区间为后半周期。为了防止低频减载继电器误动作，还设置了低压闭锁环节。布线逻辑的数字式低频减载装置，当前在电力系统中仍被广泛采用。

第三节 其他安全自动控制装置

一、自动解列装置

从经济和安全出发在正常情况下电力系统实行并联运行是有利的，所以各地区之间，甚至国家之间的电力系统（如有条件的话）根据互利原则一般都实行联网运行。

然而当处理系统振荡性事故时，有时被迫采用解列方法，然后再经并列操作使电力系统恢复并联运行。有时在事故情况下，为了不使事故扩大并把事故控制在有限地区以内，“解列”也是一种很有效的措施。

（一）厂用电系统“解列”的应用

当系统出现严重功率缺额时，将引起系统频率大幅度下降。系统频率过低会引起厂用电动机出力下降，威胁着电厂本身电能生产的安全，前已述及厂用电动机输出功率减小是形成“频率崩溃”事故的主要原因。因此，如能使厂用电系统供电频率维持在额定频率附近运行，则可避免上述事故进一步恶化。

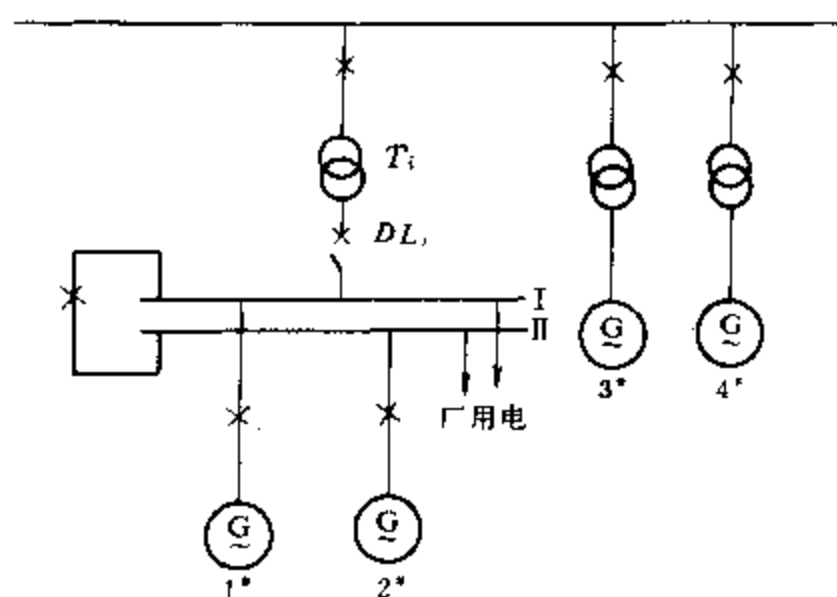


图 5-11 电厂厂用电系统与系统解列原理图

在电力系统运行中，某些发电厂的厂用电系统如果具备独立供电的条件，那么在安排发电厂的运行方式时就可以考虑厂用电系统与系统解列运行的可能性，以确保发电厂自身的安全运行。如图 5-11 所示。正常运行时厂用电由 I、II 组母线供电，并经主变 T_1 与系统相联。1、2 号机的容量与全厂厂用电功率基本平衡，所以当系统频率 f 大幅度下降时，断开断路器 DL_1 就可使厂用电系统与电力系统解列。这时厂用电系统由

本厂 1、2 号机单独供电，不受系统低频率的影响，提高了电厂运行的可靠性对整个系统的安全运行是有利的。

（二）系统解列的应用

在联合电力系统运行中，各区域电力系统之间经联络线相连，系统容量越大，承受功率缺额能力越强，所以联网运行的优点是明显的，但在某些情况下，当存在约束条件时，联合系统的优势就受到了限制，如图 5-12 所示。 A 系统向 B 系统输送的功率为 P_{AB} ，输电线的极限输送功率为 P_{ABM} ，设系统 B 由于事故发生了严重的功率缺额，引起整个系统频率下降，这时 A 系统虽有足够的旋转备用容量，由于受到 P_{ABM} 的约束而不能发挥其支援作用，这时如果频率下降严重，也将威胁着系统 A 的安全运行。此时，为了控制事故范围，不致使它波及邻近区域，将两系统被迫解列运行是有利的。

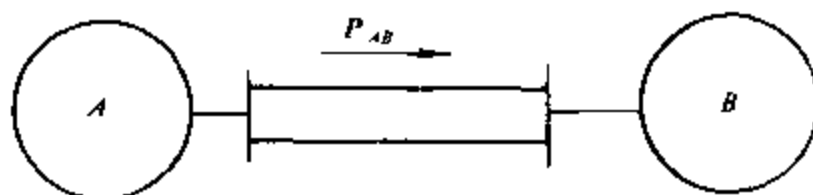


图 5-12 电力系统图示列

在实行解列操作时，必须注意功率平衡问题，解列点的选择，应尽量使解列后本系统发电量既满足本系统用户负荷的需要，又不致造成发电功率过剩。如图 5-11 所示，设 1 号机组、2 号机组的容量与全厂厂用电所需的功率基本平衡，因此选择 D_L 为解列点。在图 5-12 所示的系统中，如在联络线处解列，将使解列后系统 B 又损失了 P_{AB} 的功率，以致使事故更为严重，这对系统运行是不利的，应在其它合适地点解列。解列点选择应考虑一定原则。

(1) 尽量保持解列后各部分系统（子系统）的功率平衡，以防止频率、电压急剧变化，因此解列点应选在有功功率、无功功率分点上，或交换功率最小处。在运行中，根据潮流变化情况进行调整。在上例中，一旦解列后，系统 A 应继续承担系统 B 的一部分功率。

(2) 适当地考虑操作方便、易于恢复且具有较好的远动、通信条件。

解列点选好后，它的解列条件应进行周密分析，因为这是构成控制装置逻辑判断的依据。在图 5-11 所示的发电厂厂用电解列的例子中，装置动作的判据就是频率 f_x 的数值，即不论什么原因只要系统频率低于整定值，自动装置就起动使 D_L 断路器跳闸，如图 5-13 (a) 所示。如果还有其它条件，那应接入相应的信号，构成所需要的控制逻辑。

在图 5-12 所示的系统解列的例子中，若系统 B 发生事故，系统频率 f_x 下降，则 P_{AB} 增加。这时为了保证系统 A 的安全运行，需要进行解列操作。但是，如果是系统 A 发生故障，联络线被切除，致使系统 B 的频率下降，显然这时就没有必要进行这样的解列操作。所以自动解列装置的控制逻辑中除了接入频率信号外还需接入 P_{AB} 的大小和方向等信号，它的控制逻辑如图 5-13 (b) 所示。

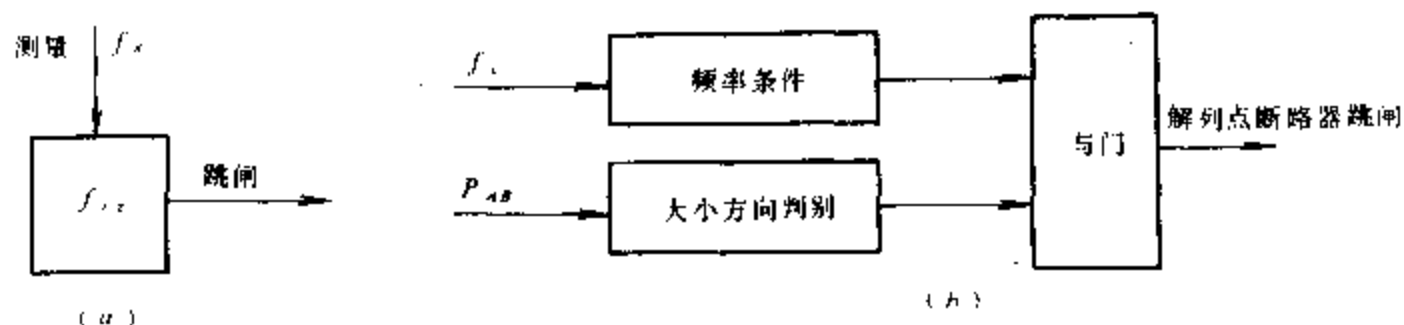


图 5-13 自动解列装置逻辑图

(a) 频率起动；(b) 解列逻辑

二、水轮机组低频自启动装置

汽轮发电机组从冷状态开始启动时，要经历均匀加速、均匀升温等过程，需要时间很长（一般以小时计）才能并入电力系统运行，如果是单元机组，从锅炉点火开始那就更长了。

水轮发电机组的启动过程较汽轮机组的简单得多，一般只需将导水叶放在某个设置位置，打开导水叶放水，机组就会很快加速至正常运转状态，启动过程只需几分钟，甚至几十秒钟。

在电力系统运行中，考虑运行的经济性，机组的旋转备用容量不可能很大，因此当系统发生低频率事故时，希望备用机组能迅速启动并投入电力系统运行，以提高系统运行的可靠性。由于水轮发电机启动较快，所以在电力系统运行中它具有特殊的任务——作为紧急投入运行之用。当系统发生功率缺额、频率降低时，要求水轮发电机迅速启动并投入运行。因此它是提高电力系统安全可靠运行的主要措施之一，在机组上装设了按频率自动启动及快速并列的自动装置，以适应电力系统安全运行的控制需要。

水轮机在启动过程中，转速随时间而变化的曲线称为启动特性，它取决于水轮机的型式、调速器的特性、调速机件的位置和导水叶开度限制器的开度等。

近年来水轮机组的控制已开始采用可编程控制器（PLC）。这种由微处理器和存贮器为基础电路组成的控制装置，与传统的继电器控制相比，具有一系列优点，可充分发挥软件优势，控制功能随运行需要可灵活组织。低频测量与水轮机组启动控制由 PLC 统一完成后，用准同期并列装置快速并网，甚至从接受低频信号至机组启动并网运行综合于一体，替代传统的低频测量、水轮机启动控制和自动并列三个装置。

三、自动切机与电气制动

电力系统安全自动控制装置是当电力系统发生故障时为电网安全运行操作服务的。围绕上述目的，人们研制出多种自动装置。例如在图 5-1 所示的系统中，前面曾分析过当其中一回输电线路发生三相短路时，即使继电保护正确动作，电厂 A 功率过剩，仍有失去稳定的可能，为了保持系统稳定，需要迅速减少输送功率。

迅速减少输送功率的控制似乎是调速系统的功能，然而由于调速系统执行部件固有的机械惯性，使它来不及迅速作出反应，故障期间的过剩功率将导致发电机组转子加速，以致失去稳定。以往采取如下两项自动控制的紧急操作措施：

（1）迅速切除部分机组，以减少输电线的传输功率。为此首先须对系统运行进行深入研究分析，提出自动切机的运行条件并接入相应信号，构成逻辑判断部件。当满足切机条件时，自动装置即自动断开某发电机组的断路器。

随着数字通信和微处理机的应用，完成上述功能的自动装置是不难实现的。

（2）电气制动。这种想法的出发点是把发电机所生产的电能在发电机侧消耗掉，以减少输电线的传输功率，从而达到保持系统稳定的目的。为此在发电机端需要装设足够容量的并联电阻。正常运行时，这些电阻不投入运行，当发生故障需要减少输电线的传输功率时，自动控制装置动作，迅速投入相应数量的并联电阻。

电气制动自动装置的设计也是首先根据实际系统情况提出电气制动的条件，接入所需

的信号，以构成相应的控制判据。

电气制动的主要设备是并联电阻、控制开关等强电设备，占地面积和投资都较大。

电力系统中，有关这类安全自动控制装置的研究和应用都离不开对电力系统在各种事故情况下的分析和了解，然后提出符合系统运行要求的控制准则。随着通信技术的发展和微型计算机性能不断提高和日益普及，电力系统中各种安全自动控制装置正面临着一个技术更新的大好形势。限于篇幅，这里只能作以上原则性的叙述。

参 考 文 献

- [1] 浙江大学主编. 电力系统自动化. 北京: 电力工业出版社, 1980
- [2] 华北电力学院编. 电力系统自动化原理与技术, 电力工业出版社, 1981
- [3] [美] 安德逊 P M, 佛阿德 A A 著. 电力系统的控制与稳定. 电力系统的控制与稳定翻译组译. 水利电力出版社, 1979
- [4] 樊俊等编. 同步发电机半导体励磁原理及应用. 第二版. 水利电力出版社, 1991
- [5] ELGERD O. ELECTRIC ENERGY SYSTEMS THEORY. MCGRAW-HILL BOOK COMPANY. 1971
- [6] 天津大学孙雅明主编. 电力系统自动控制与装置. 水利电力出版社, 1990
- [7] 李基成. 现代同步发电机整流器励磁系统. 水利电力出版社, 1987

实验报告内容:

1. 有所收获. 课堂教学哪些部分易懂. 利用教学软件的优势
2. 哪些部分不应改进? 有何改进意见
3. 今天所学知识什么? 重点在哪些部分

发现错误: 网页标题中曲线 2. 3 颠倒