

Abstract

For the moment, direct-current transmission has gotten comprehensive application in our country, and at a few decades, for the future, direct-current transmission will have more extensive potential application. But, the interaction of HVDC system and generator sets shafting quality piece, which may create a type of shape complicated electric stabilization problem, i.e. subsynchronous oscillation. In this paper, the problem of subsynchronous oscillation (SSO) of HVDC is studied systematically, and the control for subsynchronous oscillation damping is investigated. The main works are recapitulated as follows:

1. Briefly generalize and summarize the method of analysis for subsynchronous oscillation in electric power system, and the method of monitor and control for subsynchronous oscillation.
2. The analytical method is used to analyse subsynchronous oscillation in HVDC system, the stimulating conditions of subsynchronous oscillation are revealed, which lay the solid foundation for subsynchronous oscillation in HVDC system further analysis and control.
3. Establishing the small-perturbance system model for the study of subsynchronous oscillation in HVDC system, including the generator shaft system model, electromagnetism loop model, excitation system model, AC/DC network transient model and DC control system model.
4. Using the eigenvalue method and complex torque coefficient method, a detailed analysis of subsynchronous damping for HVDC system and AC/DC hybrid system are performed. The impacts of the DC power level, the firing delay angle in converting station, parameter setting of HVDC rectifier control system and impedance value of AC line on the subsynchronous damping also are discussed.
5. A supplemental subsynchronous damping controller (SSDC) for HVDC system is designed with using output feedback linear optimal control theory, time domain

simulations using PSCAD/EMTDC show that the designed damping controller can effectively damp the subsynchronous oscillation of HVDC system.

Key Words: HVDC, subsynchronous oscillation, the eigenvalue method, the complex torque coefficient method, output feedback optimal control

西南交通大学

学位论文版权使用授权书

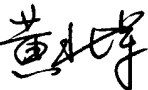
本学位论文作者完全了解学校有关保留、使用学位论文的规定，同意学校保留并向国家有关部门或机构送交论文的复印件和电子版，允许论文被查阅和借阅。本人授权西南交通大学可以将本论文的全部或部分内容编入有关数据库进行检索，可以采用影印、缩印或扫描等复印手段保存和汇编本学位论文。

本学位论文属于

1. 保密 ，在 年解密后适用本授权书；
2. 不保密 ，使用本授权书。

(请在以上方框内打“√”)

学位论文作者签名:



日期: 2008.4.15

指导老师签名:



日期: 2008.4.16

西南交通大学学位论文创新性声明

本人郑重声明：所提交的学位论文，是在导师指导下独立进行研究工作所得的成果。除文中已经注明引用的内容外，本论文不包含任何其他个人或集体已经发表或撰写过的研究成果。对本文的研究做出贡献的个人和集体，均已在文中作了明确的说明。本人完全意识到本声明的法律结果由本人承担。

本学位论文的主要创新点如下：

- 1、推导出完整的用于直流输电系统的次同步振荡研究所用的线性化数学模型。
- 2、利用特征根分析法和复数力矩系数法分析直流输电系统次同步振荡问题，并验证了两种分析方法的一致性。
- 3、采用输出反馈最优控制理论设计了直流输电系统的次同步阻尼控制器，并利用 PSCAD/EMTDC 仿真软件验证了其抑制次同步振荡的良好效果。

第 1 章 绪论

1.1 课题的背景和意义

电力工业作为国民经济的先行对经济建设起着极为重要的作用。众所周知,我国地域辽阔,能源分布及负荷发展极不平衡,水利资源主要集中在西部和西南部地区,可开发容量占全国 83%,煤炭资源主要集中在华北和西北部地区,占全国 80%,而负荷则主要集中在东南部沿海地区,占全国电力消费的 78%,因此远距离大容量输电是不可避免的。另一方面,这种资源和经济发展的不平衡客观上要求必须加快全国联网,推动西电东送和南北互供,以促进全国范围内的资源优化配置^[1],这都为高压直流输电在中国的应用开辟了广阔的前景。

自 1954 年世界上第一条高压直流输电线路(哥特兰岛工程)在瑞典投入运行以来^[2],至今已有几十条直流输电线路在不同的国家和地区投入运行。在我国,直流输电线路已经得到广泛的应用^[3]:1989 年 7 月投产的葛洲坝至上海南桥直流工程,2000 年投运的广西天生桥至广东的直流输电工程,2003 年双极调试成功的三峡至常州直流输电工程,2004 年至 2005 年,三峡至广东惠州以及贵州安顺至广东的两项直流工程相继投运,设备完全国产化的灵宝背靠背直流工程,全国高压直流输电工程已达到 6 项,线路总长度达到 4800 公里,输电容量达到 12360MW。另外,“十一五”期间还计划建设的直流工程有:三峡右岸至上海黄渡直流工程,贵州兴仁至广东惠州直流工程等。从 2011 年到 2020 年的 10 年间,还将有一大批直流工程投运。

直流输电在带来巨大经济效益的同时,也给电力系统工作者带来了许多新的挑战,例如,发电机组轴系的弹性质量块系统与直流系统间相互作用引起一种形态很复杂的电力系统稳定问题—电力系统次同步振荡。这种振荡可能导致发电机组轴系过应力而使大轴损坏,严重威胁电力系统的安全运行。第一次由直流输电系统引起的次同步振荡于 1977 年在美国的 Square Butte 高压直流输电系统中出现^[4]。随后,在加拿大的 Nelson 河直流输电系统中也发生了次同步振荡问题^[5],另外,在美国的 CU、IPP,印度的 Rihand-Deli,瑞

典的 Fenno-Skan 等直流输电工程中, 都表明有或可能引起次同步振荡^[6]。在我国, 华中-华东超高压直流输电系统两端接有大机组, 据 ABB 公司提供的资料表明: 葛-上线路有可能在某些情况下激发机组的次同步振荡。

直流输电系统引起的次同步振荡问题研究涉及到机理分析、数学模型、分析方法及控制方案、监测保护等一系列问题, 研究这一问题既要考虑机械轴系和电网之间的相互作用, 又要考虑交流一直流系统的相互作用, 特别是直流控制系统与机械轴系的相互作用, 中间要经直流输电系统-交流输电系统-发电机电磁特性-轴系机械特性的层层关联相互作用, 机理研究十分复杂。且由于次同步振荡研究的是非工频量, 不能采用常规的发电机实用模型和网络准稳态模型, 必须计及发电机的定子暂态而常采用派克方程描述, 网络要用电磁暂态模型^[7]。因而, 模型复杂, 阶数极高, 这又引起分析方法的复杂性。由于需把轴系考虑为多质块弹性轴系及机电系统的相互作用, 因此监测、控制也相对困难。

综上所述, 直流输电系统引起的次同步振荡问题是一个具有深刻的理论和实际意义、难度较大的研究课题。

1.2 次同步振荡的定义

交流输电系统中采用串连电容补偿是提高线路输送能力、控制并行线路之间功率分配和增强电力系统暂态稳定性的一种十分经济的方法。但如果电气谐振频率和发电机轴系的自然扭振频率之间成互补关系(或近似互补), 此时处于平衡状态下的系统受到扰动后, 电气网络与汽轮发电机组之间就可能以系统的一个或数个低于同步频率的频率进行大量的功率交换, 此类现象称为次同步谐振 (Subsynchronous Resonance, SSR)。而由直流输电引起的汽轮发电机组的轴系扭振, 与由串联电容补偿引起的汽轮发电机组轴系扭振在机理上是不一样的, 因为前者并不存在谐振回路, 故不再称为次同步谐振, 而称作次同步振荡(Subsynchronous Oscillation, SSO), SSO 比 SSR 含义更广泛。

根据产生的原因和造成的影响, 次同步振荡问题可从三个方面进行描述, 即异步发电机效应 (Induction Generator Effect)、机电扭振互作用 (Electromechanical Torsional Interaction) 和暂态力矩放大作用 (Transient Torque Amplification)^[7]。

在次同步频率下, 发电机的视在负电阻特性会产生异步发电机效应。当

某个系统谐振频率使发电机的负电阻超过系统电阻，将导致该频率下振荡电流的自激，所以异步发电机效应也称作电气自激。

当电气谐振频率与发电机机组轴系的某一个机械振荡频率“互补”时，可能发生机电扭振相互作用。如果电气系统产生的电气负阻尼作用超过轴系的机械阻尼，则这一相互耦合的电气-机械系统的振荡过程将持续很长时间并有可能逐渐增大。

在系统受到大扰动的暂态过程中，如故障或开关动作，此时如果暂态电磁转矩中有接近轴系某机械振荡频率的分量，且该分量具有较大的幅值，则将导致很大的轴系扭矩，对发电机组轴系可能造成极大的破坏，这种现象称为暂态力矩放大作用。

对次同步振荡问题，主要关心的是由扭转应力而造成的轴系损坏。轴系损坏可由长时间的低幅扭振引起的疲劳积累造成，也可能由短时间的高幅值振荡所致。

1.3 电力系统次同步振荡分析方法

目前，对次同步振荡产生的原因和机理^[8,9]已经有了清晰的认识，除了交流线路加串联电容和直流输电有可能引起次同步振荡外，其他如电力系统稳定器(PSS)、静止无功补偿器(SVC)、汽轮机高压电液调速系统、电机调速所用的换流器都有可能引起汽轮发电机组次同步振荡；另外，电力系统大扰动，如短路、重合闸、误并列等也可能引起次同步振荡^[10-14]。一般地说，任何对次同步振荡范围内的功率和速度变化响应灵敏的装置，都是潜在的次同步振荡激发源，而由此引起的发电机组次同步扭振问题通常被称为“装置引起的次同步振荡”^[15]。

影响研究电力系统次同步振荡和计算方法的因素至少有 3 个：所能提供的原始数据的详细程度和正确性；所要研究的次同步振荡类型；次同步振荡问题研究的目的。

以工程实用的观点，可以把目前使用的电力系统次同步振荡问题分析方法分为两大类^[16]：一类是用于分析电力系统是否会发生次同步振荡以及哪些机组会发生次同步振荡。这类方法可以从众多的发电机组中逐机筛选出确实需要进行次同步振荡研究的机组，因此称这类方法为研究电力系统次同步振荡问题的“筛选法”，这类方法具有计算方法简单，物理概念明确等特点。所

得结果是近似的，可以作为进一步精确分析次同步振荡问题的基础。

这类方法的典型代表有：用于分析串联电容补偿引起的次同步振荡问题的“频率扫描分析法”和用于研究由直流输电引发的次同步振荡问题的“机组作用系数法”。

另一类方法可以比较精确和定量地研究次同步振荡的详细特性。这类方法主要有“复转矩系数法”或“复数力矩系数法”、“特征值分析法”和“时域仿真法”，它们的共同特点是需要较为详细和精确的原始数据，而其不足之处在于一般情况下，这些原始数据都是较难获取的，尤其是在电力系统规划阶段。

1.3.1 频率扫描分析法

频率扫描分析法是一种近似的线性方法^[16-18]，利用该方法可以筛选出具有潜在次同步谐振问题的系统条件，同时可以确认不对 SSR 问题起作用的系统部分。

使用该方法时，需将研究的系统用正序网络来模拟；除待研究发电机之外的网络中其他发电机用次暂态电抗等值；待研究的发电机采用其异步发电机等效模型。针对某一特定的频率，计算从待研究的发电机转子后向系统侧看过去的 SSR 等效阻抗，并根据 SSR 等效阻抗的实部(SSR 等值电阻)和虚部(SSR 等值电抗)随频率变化的曲线，对次同步谐振的三个问题(即异步发电机效应、机电扭振相互作用和暂态扭矩放大作用)做出初步估计。不过，同步发电机的异步发电机等效模型一般较难获取，文献[17]认为，如果得不到待研究机组的异步发电机等效模型，那么最佳的估计是，待研究机组及其升压变压器合在一起的等效电阻为零，而等效电抗为待研究机组的次暂态电抗与升压变压器的短路阻抗之和。

SSR 的分析通常从频率扫描开始，因为它是一种最省力而且有效的方法。利用频率扫描分析多种系统结构和多种串联电容补偿度的 SSR 问题所需要的成本比采用其它模型方法要低的多。但该方法存在以下缺点：因为其理论基础是线性系统的叠加原理，因此如果系统中含有 HVDC 换流装置或 FACTS 设备等非线性元件时，该方法就将遇到困难；同时，该方法没能考虑到运行工况变化以及控制器动态特性对 SSR 的影响，难以用于分析机电扭振相互作用引起的轴系扭振问题；而且，作为 SSR 问题分析中最重要的元件，同步发

电机的模型被简化, 因此会影响最终的分析精度。所以, 对用频率扫描法确认的 SSR 问题, 其可靠程度还需要通过其他模型方法加以校核。

1.3.2 机组作用系数法

对于一个规划好了的直流输电系统, 估计其是否会引起次同步振荡问题, 相对来说是比较简单的。

IEC 919-3 标准提出了一种定量的筛选工具, 用来表征发电机组与直流输电系统相互作用的强弱。这种方法称为机组作用系数法(UIF, Unit Interaction Factor)。该方法的具体内容为^[19]: 直流输电整流站与第 i 台发电机组之间相互作用的程度可用下式表达

$$UIF_i = \frac{S_{HVDC}}{S_i} \left(1 - \frac{SC_i}{SC_{TOR}}\right)^2 \quad (1-1)$$

式中, UIF_i 为第 i 台发电机组的作用系数; S_{HVDC} 为直流输电系统的额定容量 (MW); S_i 为第 i 台发电机组的额定容量 (MVA); SC_i 为直流输电整流站交流母线上的三相短路容量, 计算该短路容量时不包括第 i 台发电机组的贡献, 同时也不包括交流滤波器的作用; SC_{TOR} 为直流输电整流站交流母线上包括第 i 台发电机组贡献的三相短路容量, 计算该短路容量时不包括交流滤波器的作用。

判别准则: 若 $UIF_i < 0.1$, 则可以认为第 i 台发电机组与直流输电系统之间没有显著的相互作用, 不需要对次同步振荡问题作进一步的研究。

从式(1)可见, 若 $\left(1 - \frac{SC_i}{SC_{TOR}}\right)^2 \rightarrow 0$, 则 $UIF_i \rightarrow 0$ 。 $\left(1 - \frac{SC_i}{SC_{TOR}}\right)^2 = 0$ 的条件是

$SC_i = SC_{TOR}$, 也就是说, 当 $SC_i \approx SC_{TOR}$ 时, UIF_i 就会很小。根据短路电流水平研究的经验知道: 当某机组离整流站电气距离很远时, $SC_i \approx SC_{TOR}$; 当交流系统联系紧密, 系统容量很大时, 也有 $SC_i \approx SC_{TOR}$ 。

值得指出的是, 用来计算机组作用系数的公式只适用于联接于同一母线上的所有发电机组各不相同的情况, 此时, 各发电机组具有不同的固有扭振频率, 一个发电机组的扭振不对另一个发电机组的扭振产生作用。但如果联接于同一母线上的几台发电机组是相同的, 例如一个电厂具有几台相同的发电机组, 则在扭振激励作用下, 几台发电机组将有相同的扭振响应, 它们便不再是独立的了。因此在分析扭振相互作用时, 须将这几台相同的发电机组当

作一等值机组来处理, 该等值机组的容量就等于这几台发电机组容量之和, 然后再用上述公式来计算该等值机组的 UIF^[20]。

作为一种用于筛选的方法, 机组作用系数法用于研究由直流输电引起的次同步振荡问题是非常简单而有效的。它所需要的原始数据很少, 不需要知道直流输电控制系统的特性, 也不需要发电机组的轴系参数。式(1)中的 S_{HVDC} 和 S_i 在计算时是已知的, 是系统研究的基础数据; SC_i 和 SC_{TOT} 可由电力系统常规短路电流计算得到。因此, 判断一个新规划或设计的直流输电系统是否会与电网中的发电机组发生次同步振荡, 用机组系数法可以非常容易地得出结论。

1.3.3 复转矩系数法

复转矩系数法是 I.M.canay(BBc 公司)于 1982 年提出的^[21], 该方法的基本思想是: 令发电机转子在轴系自然频率附近作等幅振荡, 分别计算求出机械部分和电气部分的转矩对这一振荡的响应(表现为复转矩系数), 然后比较转矩响应的机械和电气阻尼以判断该振荡能否被阻尼, 从而确定次同步振荡 SSO 是否会发生。

复转矩系数法的具体作法为^[16,21,22]: 对系统中的某一发电机转子相对角度 δ 施加一个频率为 $h(h < 50\text{Hz})$ 的强制小值振荡 $\Delta\delta$, 通过计算可以分别得到该发电机电气系统和机械系统的响应电气复转矩 $\Delta\dot{T}_e$ 和机械复转矩 $\Delta\dot{T}_m$, 定义电气复转矩系数

$$\dot{K}_e(jh) = \Delta\dot{T}_e / \Delta\dot{\delta} = K_e + jhD_e \quad (1-2)$$

机械复转矩系数

$$\dot{K}_m(jh) = \Delta\dot{T}_m / \Delta\dot{\delta} = K_m + jhD_m \quad (1-3)$$

式中 K_e 和 D_e 分别为电气弹簧系数和电气阻尼系数; K_m 和 D_m 分别称为机械弹簧系数和机械阻尼系数。

通过比较这些系数, 就能分析这一系统在频率为 h 时的振荡特性。当 $K_e + K_m \rightarrow 0$ 时, 则系统处于临界状态, 如果此时 $D_e + D_m < 0$, 则系统对于这一频率 h 的轴系振荡模式是不稳定的。

1.3.4 特征根分析法

通过建立系统小扰动下的线性化状态方程 ($\dot{X} = AX$), 可以计算系统的系数矩阵 A 的特征根、特征向量、状态变量的相关因子和机电回路相关比^[23,24]。据此可以分析轴系扭振模式及其阻尼特性, 以及轴系质量块的扭振幅值和相位的相对关系; 可以找出与扭振模式强相关的质量块, 以便进行检测; 可以对扭振模式, 特别是有次同步振荡危险的模式, 进行灵敏度分析, 以便采取有效的预防措施。

特征根分析法的优点是理论严格, 可得到大量有用信息, 分析准确度高, 物理透明度高, 可用于除暂态力矩放大作用外的各种 SSO 问题, 容易进行控制对策研究, 并可校验控制对策施加前后特征根的变化, 且只要形成系统线性化状态方程 $\dot{X} = AX$, 就可调用特征根分析的通用软件包进行分析。

但特征值分析法的缺点也是很明显的, 系统状态方程 $\dot{X} = AX$ 形成较困难, 且有“维数灾”问题, 并且随着现代电力系统的规模越来越大, 该问题就显得越来越严重。故只能计算小系统, 同时计算还要求准确的轴系参数, 否则无法计算。此外, 特征分析法只能得到若干孤立频率点 (特征根相应频率处) 的电气阻尼特性, 而不能得到电气阻尼随扰动频率变化的曲线, 因而不利于抑制对策的确定。一般工程中可将系统做简化后用特征根分析法进行分析。

1.3.5 时域仿真法

所谓时域仿真法就是利用数值积分的方法求解描述整个系统的微分方程组。该方法采用的数学模型可以是线性的, 也可以是非线性的; 网络元件可以采用集中参数模型, 也可以采用分布参数模型; 发电机轴系的弹簧质量块也可以划分的更细。这种方法可以详细地模拟发电机、系统控制器以及系统故障、开关动作等各种网络操作。由于 SSO 问题的分析必须采用系统元件的电磁暂态模型, 因此可以借助的大型仿真软件比较有限, 典型的软件有 PSCAD/E MTDC 和 EMTP 类型的电磁暂态仿真软件, 以及 NETOMAC 等电磁暂态、机电暂态集成类仿真软件^[16]。

时域仿真法的优点是直观、逼真, 可以容易的得到各个变量随时间变化

的曲线，可适应各种非线性元件，因此可以很容易地考虑晶闸管等具有离散时间特性的元器件。时域仿真分析法既可以用于大扰动下的次同步振荡研究，也可用于小扰动下的次同步振荡研究，同时也是研究暂态力矩放大作用的基本工具。其缺点是：对于单一模式的 SSO，从时间曲线上难以取得 SSO 控制所需的信息，方法的物理透明度小，对 SSO 产生的机理、影响因素及控制不易提供信息；对于多种模式的 SSO，难以鉴别扭振频率以及阻尼特性；另外，该方法还存在工作量大，信息利用率低的缺陷。在实际的 SSO 仿真研究中经常会遇到的另一个问题是，机组轴系需要使用弹簧-质量块模型，需要输入质量块的机械阻尼系数和弹簧块的弹性系数，而目前机械阻尼测得的是模态下的阻尼，将它转化为弹簧-质量块模型一般是很困难的。

1.4 电力系统次同步振荡的监护与控制

对于电力系统次同步振荡的防止，目前主要有两方面的工作，一方面是 SSO 的监测保护，另一方面是 SSO 的控制。

SSO 的监测保护按测量信号可以分为两大类^[7]。

一类基于电流量测的监护仪，可用于报警及保护，利用微机技术还可方便地记录和分析。基于电流量测的 SSO 监护仪可以只测量三相瞬时值电流，也可以同时测量三相瞬时值电流和电压，以计算瞬时电磁功率，然后滤出量测信号中次同步频段的信号，将它和整定值比较，做出逻辑判断，并经延时予以报警或保护动作。基于电量测量的 SSO 监护仪由于采用 CT（电流互感器）及 PT（电压互感器）二次绕组输出信号作输入信号，因而结构简单、价格便宜、可靠性高、便于维护。但它也有一定的缺点，由于不直接量测机械量，不能进行轴应力分布及轴系疲劳寿命分析，故有局限性，且较难以准确判别扭振是否发生。另外，扭振电信号一般较弱，对信号的滤波、信号处理技术要求较高。此外，CT 的饱和及 CT 和 PT 的过渡过程对 SSO 监护仪的响应速度及量测精度会有一定影响，应予以注意，采用线性度较好的带小气隙的 CT 有助于 SSO 监护仪正确测量一次系统的电流。

另一类是基于机械量量测的 SSO 监护仪，在发电机轴系两端装设齿轮片，利用电磁感应效应或光电效应快速测量轴系的瞬时速度，通过信号滤波及分析可准确判别轴系是否发生扭振及其严重程度，并进行动作告警或保护跳闸。若装置能同时测电磁功率（通过测发电机三相电流和电压）及间接测

量高、中、低压缸的机械功率，则在轴系多质块模型和参数已知的条件下，可进一步分析轴系的扭振应力分布及做轴系疲劳寿命分析。这是这一类 SSO 监护仪的最大优点。而其主要缺点是：装置复杂、测量点多，需要采用性能优良的测速装置，以便高速、高精度地测量瞬时速度，装置分析计算较复杂；此外价格较贵，可靠性略差。

上述两类 SSO 监护仪均有工业产品已投入使用^[25,26]。

次同步振荡控制是一种保护发电机机组免受危害的最经济有效方法^[27,28]，一般可以分为两大类：一类是通过附加或改造一次设备去防止次同步振荡，主要措施有：静止阻塞滤波器^[29]、线路滤波器、旁路阻尼滤波器、动态滤波器^[28]、动态稳定器^[26,30,31]；另一大类是通过二次设备（即控制装置）来抑制 SSO，其本质是通过提供对扭振模式的阻尼来抑制 SSO，它与用 PSS（电力系统稳定器）抑制低频振荡有相似之处^[7]。从目前发表的文献来看，这类控制主要有：励磁系统辅助控制^[32-34]、调速系统辅助控制^[35,36]、静止无功补偿器(SVC)辅助控制^[37-40]、可控串联补偿装置（TCSC）辅助控制^[41,42]和直流系统辅助控制^[23,43-47]。在这两类控制方案中，采用一次设备来抑制 SSO，是希望把电力系统的次同步振荡电流限制在发电机之外，避免机电扭振作用，其保护发电机的效果较好，但需要增加一次设备和相应的控制系统，价格昂贵，设备可靠性要求高，且一般无源装置需要调谐，受系统运行方式变换和串补度变化影响较大。特别是当有多个扭振模式需要抑制时，设备设计及其参数的整定较复杂，设备的能耗一般也较大，从而并不经济。通过二次设备来抑制 SSO 是适当地引入附加辅助控制增加次同步阻尼达到防止次同步振荡的目的，具有价格便宜、能耗小、控制效果良好，可靠性比一次设备高的优点，所以是一种应优先考虑的方案。

1.5 本文的主要内容

本文以直流输电系统引起的次同步振荡为主要研究对象，从机理、数学模型、分析方法以及控制方案等方面进行了研究，主要包括以下内容：

- 1、用解析的方法研究直流输电系统引起的发电机组次同步振荡和轴系扭振产生的机理，揭示了系统发生次同步振荡的条件，为直流输电系统的次同步分析打下良好的基础。

- 2、建立了适合直流输电系统次同步振荡研究所用的小扰动数学模型，

其中详细考虑了发电机多质块轴系、电磁回路、励磁系统及交直流线路的暂态特性和直流控制系统的特性，建模难度大，是一种较精确描述系统动态行为的数学模型。

3、利用复数力矩系数法和特征根分析法对直流输电系统次同步振荡问题进行分析，并将复数力矩系数法和特征根分析法的结果进行比较，验证了两种分析方法结论的一致性。

4、将输出反馈最优控制理论应用到直流输电系统的次同步振荡控制中，时域仿真技术表明所设计的控制器具有良好的抑制次同步振荡效果。

第 2 章 直流输电系统次同步振荡问题的机理分析

在次同步振荡中, 发电机大轴被看做是若干弹性连接的集中质量块, 次同步振荡的本质是受扰轴系中各质块在同步旋转的同时, 还会发生相对的扭转振荡。若系统对此扭转是负阻尼, 则发电机轴系可能造成持续的, 甚至加强的扭转, 以致引起轴系的疲劳损坏^[7]。本章将介绍发电机多质块轴系的解耦模型及直流输电系统引起的次同步振荡机理。

2.1 发电机多质块轴系模式的解藕

设汽轮发电机多质块轴系由高压、中压和两个低压缸 (A 和 B) 以及发电机、励磁机等 6 个质块组成, 如图 2-1 所示。

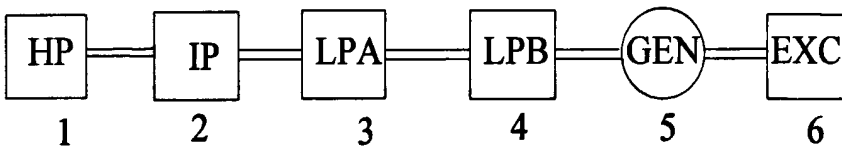


图 2-1 发电机六质块轴系

当不考虑机械阻尼时, 可用下列矩阵形式的线性化动态方程表示发电机的轴系模型 (p.u.):

$$M\Delta\ddot{\delta} + K\Delta\delta = \Delta T \quad (2-1)$$

式中: $M = \text{diag}(M_1, \dots, M_6)$, 质块惯性时间常数;

$$K = \begin{pmatrix} K_{12} & -K_{12} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -K_{12} & K_{12} + K_{23} & -K_{23} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -K_{23} & K_{23} + K_{34} & -K_{34} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -K_{34} & K_{34} + K_{45} & -K_{45} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -K_{45} & K_{45} + K_{56} & -K_{56} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -K_{56} & K_{56} \end{pmatrix}, \text{ 质块间扭转弹性系数};$$

性系数;

$\Delta\delta = (\Delta\delta_1, \Delta\delta_2, \dots, \Delta\delta_6)^T$ 为质块转角偏差量;

$\Delta T = (\Delta T_1, \Delta T_2, \dots, \Delta T_6)^T$ 为各质块加速力矩阵。

式(2-1)可按以下步骤转换为模式解耦的等效二阶系统模型: 令 $A = \sqrt{M}$,

取 $P = AKA$, 对于发电机轴系 P 为非负定 (因为 $K \geq 0, A \geq 0$), 设 P 的特征根对角阵为 $\Lambda = \omega_n^2 = \text{diag}(\omega_{n1}^2, \omega_{n2}^2 \cdots \omega_{n6}^2)$, 其特征向量阵为 U , 则有: $PU = U\Lambda$, 由于 $P^T = P$ 对称, 故 U 可取为正交阵, 即 $U^{-1} = U^T$ 。

若定义线性变换阵 $Q = AUS$, 及线性变换

$$\Delta\delta = Q\Delta\delta^{(m)} \quad (2-2)$$

右上角标“ m ”表示解耦模式, S 为对角阵, 其对角元素的选择是使发电机质块 (即为第 5 质块) 对应的 Q 阵行元素 (即第 5 行元素) 均等于 1。

对式 (2-1) 两边左乘以 Q^T , 并做 (2-2) 式变换, 经推到可得:

$$M^{(m)}\Delta\ddot{\delta}^{(m)} + K^{(m)}\Delta\delta^{(m)} = Q^T\Delta T \triangleq \Delta T^{(m)} \quad (2-3)$$

式中: $M^{(m)} = Q^T M Q = S^2$, $K^{(m)} = Q^T K Q = M^{(m)}\omega^2$, 均为对角阵。

由于 Q 的第 5 行元素 (发电机质块对应行) 为 1, 即 Q^T 的 5 列元素为 1, 则 $\Delta T^{(m)}$ 在不计及调速器动态时, 具有以下形式:

$$\Delta T^{(m)} = (-\Delta T_e, -\Delta T_e, \cdots, -\Delta T_e)^T \quad (2-4)$$

式中, ΔT_e 为发电机输出电磁力矩。

式 (2-4) 表示选取适当的变换矩阵 Q , 可使发电机电磁力矩对各解耦模式的激励作用相同, 便于分析发电机轴系的扭振原理。另外由于 Q 的第 k 行的元素均为 1, 故由式 (2-2) 可知, 发电机转子角 $\Delta\delta_5 = \sum_{i=1}^6 \Delta\delta_i^{(m)}$, 即: 发电机转子角增量为各解耦模式等效转子角增量的代数和。还可进一步证明 $Q^{-1}M^{-1}KQ = \Lambda$, 从而对 Q 实际计算时, 即取 $M^{-1}K$ 的特征向量阵, 并使 Q 的第 5 行元素为 1, 这样求得的 Q 阵是唯一的, 计算十分方便。

当考虑机械阻尼时, $Q^T D Q$ 并不一定能成为对角阵 $D^{(m)}$, 但一般可以认为其非对角元素很小, 即各模式间几乎无耦合及影响, 从而 $Q^T D Q = D^{(m)}$ 近似为对角矩阵, 则有:

$$M^{(m)}\Delta\ddot{\delta}^{(m)} + D^{(m)}\Delta\dot{\delta}^{(m)} + K^{(m)}\Delta\delta^{(m)} = \Delta T^{(m)} \quad (2-5)$$

式 (2-4), (2-5) 构成了发电机轴系模式的等效二阶系统模型, 当 $\Delta T^{(m)} = 0$ 时, 式 (2-5) 的机械方程对于 6 个质块的弹性轴系有 5 对共轭复根, 反映了 5 个扭振模式, 另外一个零根, 一个负实根 ($D^{(m)} = 0$ 时为零重根)。当 $\Delta T^{(m)} \neq 0$, 即接入系统时, 这两个根转化为一对共轭复根, 它反映了整个轴系作为一个刚体相对电力系统中其他发电机轴系的摇摆, 这就是低频振荡根, 在扭振中又称之为轴系的“共模” (common mode)。在发电机接入系统后, 轴系的扭振频率变化极小, 它主要由质块间的弹性系数决定, 而扭振阻尼则

受电气阻尼影响极大，在忽略原动机调速器动态时，可以说电气负阻尼是轴系扭振不稳定的根本原因。

设第 i 个扭振模式振频为 μ ，且相应的解耦二阶系统的等效转子角 $\Delta\delta_i^{(m)}$ 存在频率为 μ 的正弦扰动，则发电机转子角扰动为 $\Delta\delta_s = \Delta\delta_i^{(m)}$ ，则相应的电磁扰动可表示为算子形式

$$\Delta T_e = K_E(p)\Delta\delta_i \tag{2-6}$$

式中 $K_E(p)$ 为算子形式的电磁力矩系统，

$$\text{若令 } p = j\mu, \text{ 设 } K_E(p)|_{p=j\mu} = K_e(\mu) + j\mu D_e(\mu)$$

通常称 $K_e(\mu)$ 为电气同步力矩系统， $D_e(\mu)$ 为电气阻尼力矩系数， $K_e(\mu) + j\mu D_e(\mu)$ 为复数力矩系数，则由是 (2-5) 的第 i 个方程可知， K_e 只影响扭振频率（一般较小）， D_e 将影响扭振阻尼，且当 $D_e + D_i^{(m)} < 0$ 时，该扭振模式不稳定，由于 $D_i^{(m)} > 0$ ，故第 i 个扭振模式不稳定的条件应该改为：

$$\begin{cases} D_e < 0 \\ |D_e| > D_i^{(m)} \end{cases} \tag{2-7}$$

式 (2-7) 构成了复数力矩系数分析法的基础理论，也反映了电气阻尼特性的重要性。

2.2 直流输电引起的次同步振荡分析

在电力系统中含有 HVDC，SVS 等有源快速控制装置时，若其控制参数不合理，均有可能引起次同步振荡。PSS 装置参数不合理也可以通过励磁系统、发电机励磁绕组起作用，引起次同步振荡，文献中将此统称为装置引起的次同步振荡。其原理可用复数力矩系数法进行分析

下面将以高压直流输电系统为例近似用解析法说明装置引起的次同步振荡原理。设有图 2-2 所示的单机无穷大系统，发电机通过一条双端直流输电线和无穷大母线相连。

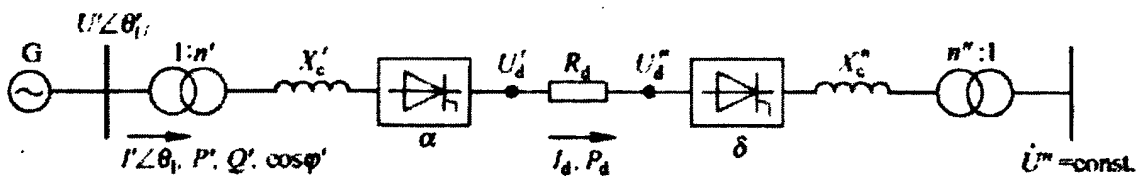


图 2-2 HVDC 引起的 SSO 分析用系统图

作如下简化假设，即发电机和直流输电线直接耦合，换流站采用平均值

模型，直流线路只计及电阻 R_d ，重点分析整流侧直流控制的作用。设逆变侧作定电压控制，并设 $V_i = \text{const}$ 。整流侧为定电流控制。根据上述假定，换流站采用准稳态模型，则直流系统的模型为（单位为 $p.u.$ ）：

$$\begin{cases} V_r = an_r V' \cos \alpha - \frac{3}{\pi} x_{cr} I_d \\ V_r - V_i = R_d I_d \\ I' = an_r I_d \\ \cos \varphi' = \frac{V_r}{an_r V'} \\ \Delta \alpha_c = \frac{K}{1+Tp} \Delta I_d \\ \Delta \alpha = \Delta \alpha_c + \Delta \theta_v \\ \Delta \theta_l = \Delta \theta_v - \Delta \varphi' \end{cases} \quad (2-8)$$

式中， K ， T 为定电流控制的放大倍数和时间常数； $p = \frac{d}{dt}$ 为微分算子； Δ 表示偏差； $a = \frac{3\sqrt{2}}{\pi}$ 为常数； $\cos \varphi'$ 为整流侧功率因数； $V' \angle \theta_v$ 和 $I' \angle \theta_l$ 分别表示整流侧交流母线的电压和电流对应的空间向量在同步坐标下的幅值和相位； V_r 和 V_i 分别表示整流侧和逆变侧的直流电压； n_r 和 n_i 分别为整流侧和逆变侧换流变压器的变比； x_{cr} 和 x_{ci} 分别表示整流侧和逆变侧内电抗； $\Delta \alpha_c$ 为整流侧控制器的输出； $\Delta \alpha$ 为整流侧实际触发角。

将式(2-8)线性化后即得所需的小扰动分析模型，可解得 ΔI_d ， $\Delta \alpha$ 及 $\Delta V'$ ， $\Delta \theta_v$ 之间的关系：

$$\begin{bmatrix} \Delta \alpha \\ \Delta I_d \end{bmatrix} = \frac{1}{A} \begin{bmatrix} R_{d\Sigma} & \frac{an_r K \cos \alpha}{1+Tp} \\ -an_r V' \sin \alpha & an_r \cos \alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta \theta_v \\ \Delta V' \end{bmatrix} \quad (2-9)$$

式中， $A = R_{d\Sigma} + \frac{an_r V' K \sin \alpha}{1+Tp}$ ； $R_{d\Sigma} = R_d + \frac{3}{\pi} x_{cr}$ 。

由式(2-8)和(2-9)可得，由发电机端电压摄动引起的发电机电流摄动为：

$$\begin{bmatrix} \Delta I' \\ \Delta \theta_l \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A(p) & B(p) \\ C(p) & D(p) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta \theta_v \\ \Delta V' \end{bmatrix} \quad (2-10)$$

式中, $A(p) = \frac{1}{A}(-a^2 n_r^2 V' \sin \alpha)$; $B(p) = \frac{1}{A}(a^2 n_r^2 \cos \alpha)$;

$$C(p) = 1 - \frac{1}{A}(R_d \frac{\sin \alpha}{\sin \varphi}); \quad D(p) = \frac{1}{A}(\frac{R_d \cos \alpha}{V' \sin \varphi}) - \frac{V_r}{an_r V'^2 \sin \varphi}.$$

设发电机转子除作同步速旋转外有一微小的频率为 μ 的正弦摄动, 并设发电机质块的角位移为: $\Delta\delta = \Delta\theta$, 则 $\Delta\dot{\delta} = \Delta\omega$ 。

根据同步电机速度电势性质, 整流侧交流母线电压的幅值和相位摄动近似为:

$$\begin{cases} \Delta V' = \Delta\omega\psi_0 \\ \Delta\theta_r = \Delta\theta \end{cases} \quad (2-11)$$

式中, $\psi_0 = \sqrt{\psi_{d0}^2 + \psi_{q0}^2}$ 为定子绕组稳态磁链的幅值。

将式 (2-11) 代入到式 (2-10), 可得:

$$\begin{bmatrix} \Delta I' \\ \Delta\theta_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A(p) & \psi_0 B(p) \\ C(p) & \psi_0 D(p) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta\theta \\ \Delta\omega \end{bmatrix} \quad (2-12)$$

与式 (2-12) 的电流摄动相对应的发电机定子等效绕组中的电流摄动为:

$$\begin{bmatrix} \Delta i_a \\ \Delta i_b \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A(p) \cos \beta - I_0' C(p) \sin \beta & \psi_0 [B(p) \cos \beta - I_0' D(p) \sin \beta] \\ A(p) \sin \beta + I_0' C(p) \cos \beta & \psi_0 [B(p) \sin \beta - I_0' D(p) \cos \beta] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta\theta \\ \Delta\omega \end{bmatrix} \quad (2-13)$$

式中, $\beta = \omega_0 t + \theta_{i0}$, 下标“0”表示初值。

则, 此电流增量对应的电磁力矩 ΔT_e 为:

$$\Delta T_e = \begin{pmatrix} -\psi_{q0} & -\psi_{d0} \end{pmatrix} \begin{bmatrix} \cos \theta_0 & \sin \theta_0 \\ -\sin \theta_0 & \cos \theta_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta i_a \\ \Delta i_b \end{bmatrix} = K_e \Delta\theta + D_e \Delta\omega \quad (2-14)$$

式中, $\theta_0 = \delta_0 - \frac{\pi}{2} + \omega t$ 为 $\Delta\theta = 0$ 时, d 轴领先 a 轴的角度; D_e 即为电气阻尼系数, 其表达式为:

$$D_e = \psi_0^2 [B(p) \sin \varepsilon + I_0' D(p) \cos \varepsilon] \quad (2-15)$$

式中, $\varepsilon = \theta_{i0} - \theta_{r0}$ 。

将 $B(p)$, $D(p)$ 表达式代入式 (2-15), 令 $p = j\mu$, 并设 $V_0' = 1(p.u.)$, $\psi_0 = 1(p.u.)$, 则 D_e 表达式变为:

$$D_e = \frac{a^2 n_r^2 \sin \varphi \sin \varepsilon + R_d I_0' \cos \varepsilon}{\sin \varphi [(R_{d\Sigma} + a n_r \sin \alpha K)^2 + (T \mu R_{d\Sigma})^2]} \times [(T^2 \mu^2 + 1) R_{d\Sigma} \cos \alpha + an_r \sin \alpha K (\cos \alpha - T \sin \alpha)] - \frac{V_r I_0' \cos \varepsilon}{a n_r \sin \varphi} \quad (2-16)$$

以下采用一组典型数据进行阻尼特性分析（标么值）：

$V_r' = 1.0$ ； $n_r = 0.815$ ； $I_0' = 1.0$ ； $I_d = 1.0$ ； $R_d = 0.1$ ； $\frac{3}{\pi} x_{cr} = 0.1$ ； $\alpha = 15^\circ$ 。则

$V_r = 0.9625$ ； $V_i = 0.8625$ ； $\cos \varphi' = 0.875 (\varphi' = 28.95^\circ)$ ； $\varepsilon = 90^\circ - \varphi' = 61.05^\circ$ ； $R_{d\Sigma} = 0.2$ 。代入式 (2-16) 后，可得 $D_e = f(T, K, \mu)$ 的表达式，取 $\mu = 0 \sim 2p.u.$ （即 $0 \sim 100\text{Hz}$ ），对于不同的 K, T 值，相应的 $D_e = g(\mu)$ 曲线如图 2-3 所示。

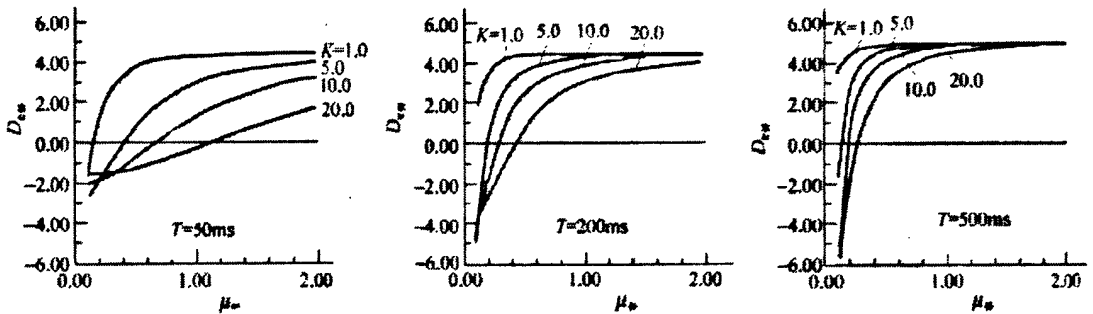


图 2-3 D_e 与 K, T, μ 关系曲线

对计算结果进行讨论如下：

(1) 对于某些 K, T 值， D_e 曲线有明显的负阻尼区，因此当直流输电的控制参数设定得不合理时，可能引起机电扭振相互作用导致的扭振不稳定。一般大型汽轮机的主要扭振频率在 $15 \sim 70\text{Hz}$ 之间，由图 2-2 可见，直流输电系统主要对较低的扭振频率引起负阻尼作用，发生扭振时，如果减少 K ，加大 T ，一般会缓解或消除扭振。一般 L_d （直流线路及平波电抗）的存在，会减少 ΔI_d ， $\Delta I'$ 的作用，对减小扭振有利。

(2) 当直流输电系统整流侧采用定功率控制时，参考式 (2-8) 可知：

$$\Delta \alpha_c = \frac{K}{1 + T_p} \frac{\Delta P_d}{V_r} \quad (2-17)$$

式中， ΔP_d 表示直流线路功率偏差。而 $\Delta P_d = V_r \Delta I_d + I_d \Delta V_r$ ，在 $\Delta V_i \approx 0$ 的假定条件下， $\Delta V_d \approx R_d \Delta I_d$ ，从而 $\Delta P_d = (V_r + I_d R_d) \Delta I_d$ ，将其代入到 (2-17) 中可得：

$$\Delta \alpha_c = \frac{K}{1 + T_p} \left(1 + \frac{R_d I_d}{V_r}\right) \Delta I_d = \frac{K'}{1 + T_p} \Delta I_d \quad (2-18)$$

其中, $K' = (1 + \frac{R_d I_d}{V_r})K > K$ 。

故一般认为当电气系统为负阻尼时, 直流输电系统整流侧采用定功率控制比定电流控制更容易激发扭振, 且当直流输电线压降大(阻抗大, 重负荷)时扭振问题更突出。

从以上分析可知, 直流输电系统引起的扭振可用示意图 2-4 加以解释。

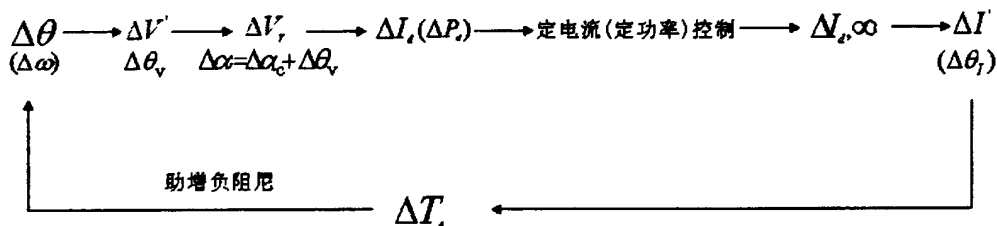


图 2-4 直流输电系统引起的扭振示意图

若与整流站紧耦合的发电机 G 上有微小转子机械扰动 $\Delta\delta = A\sin\mu t$, 将引起发电机端电压的幅值和相位扰动 $\Delta V'$ 及 $\Delta\theta_r$ 。其中, $\Delta\theta_r$ 会使整流站的实际触发角和预期的触发角间有同样大小的偏差, 从而造成整流侧直流电压 V_r 的扰动; $\Delta V'$ 的扰动也会引起 V_r 的扰动。 V_r 的扰动会引起扰动 ΔI_d (及 ΔP_d), 而整流侧的定电流(定功率)控制企图防止 I_d (P_d) 的扰动, 但是最终不可能完全消除 ΔI_d , ΔP_d , 从而造成发电机电磁力矩的扰动 ΔT_c 。一旦相位合适, 这个 ΔT_c 会助增初始扰动 $\Delta\delta$, 即出现电气负阻尼, 如果这个负阻尼的绝对值在大于相应频率下轴系呈现的机械阻尼, 发电机轴系就会出现 HVDC 控制系统引起的扭振不稳定。

2.3 本章小结

本章通过对直流输电引起的次同步振荡问题的解析研究, 辨明了直流输电系统引起次同步振荡的机理, 为进一步分析直流输电系统的次同步振荡问题打下了基础。

第 3 章 直流输电系统的次同步振荡问题研究的线性化数学模型

线性化数学模型

电力系统次同步振荡问题研究采用的线性化数学模型在忽略调速系统动态作用时，由发电机及励磁控制系统、交流网络、直流系统及其控制系统等几个部分。本文的直流输电系统结构如图 3-1 所示，为单机经交直流并联接于无穷大母线的电力系统。

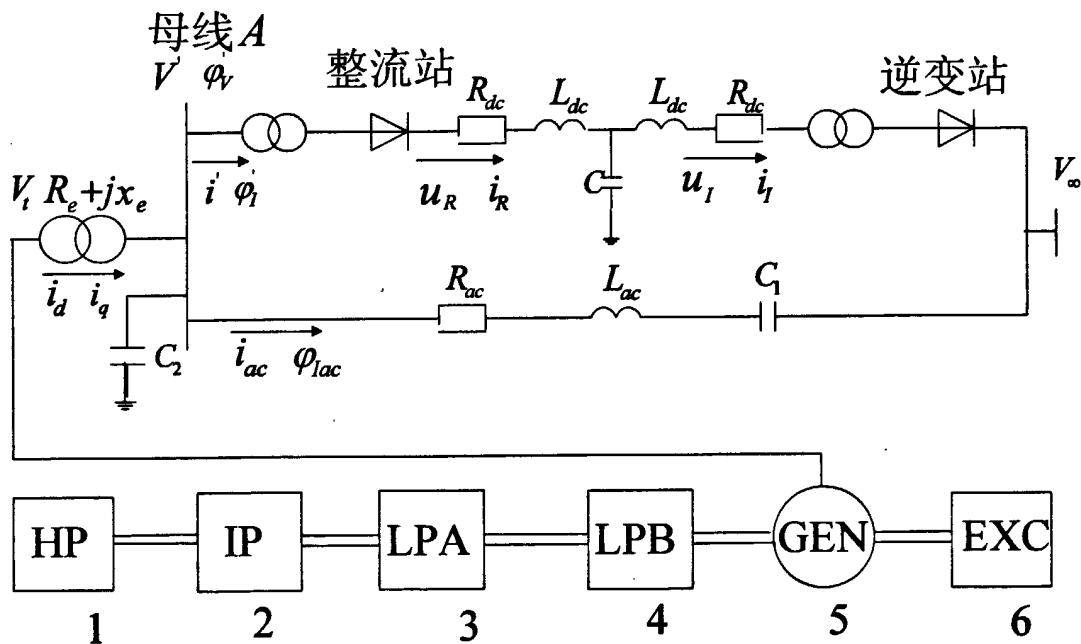


图 3-1 交直流电力系统

图 3-1 中各符号表示的意义如下：

HP、IP、LPA、LPB、GEN 和 EXC 分别表示发电机轴系质块的高压缸质块、中压缸质块、低压缸 A 质块、低压缸 B 质块、发电机质块及励磁机质块；

V_t 表示发电机端电压；

i_d 、 i_q 表示在 dq 坐标系下发电机定子电流；

$R_e + jx_e$ 为变压器的等效阻抗；

V' 、 ϕ_v' 为极坐标下母线 A 电压幅值和相位；

C_2 表示无功补偿线路的等效电容；

i_{ac} 、 φ_{iac} 为极坐标下与直流输电系统并联的交流线路电流幅值与相位；

R_{ac} 、 L_{ac} 、 C_1 分别为与直流输电系统并联的交流线路等值电阻、等值电感、等值电容；

i'_l 、 φ'_l 为极坐标下直流输电整流侧交流电流的幅值与相位；

u_R 、 i_R 为直流输电系统整流侧直流电压与电流；

u_I 、 i_I 为直流输电系统逆变侧直流电压与电流；

R_{dc} 、 L_{dc} 、 C 直流线路等值电阻、等值电感、等值电容；

V_∞ 为无穷大母线电压。

3.1 系统各元件的小扰动数学模型

状态方程形式的直流输电系统 SSO 分析数学模型，若忽略原动机的调速系统动态，将包括以下状态变量：多质块弹性轴系各质块的转速及转子角增量（即 $\Delta\omega$ ， $\Delta\delta$ ），记作 X_S ；发电机的磁链增量（即 $\Delta\psi_{dqDQ}$ ），记作 X_G ；发电机励磁系统状态量增量，记作 X_E ；与直流输电线路并联的交流线路支路电流增量（即 ΔI_{ac} ， $\Delta\varphi_{iac}$ ）和电容上压降增量（即 ΔV_c ， $\Delta\varphi_{Vc}$ ），分别记作 X_A 和 X_B ；直流输电系统整流侧母线的电压量增量（即 $\Delta V'$ ， $\Delta\varphi'_v$ ），记作 X_C ；直流输电系统的状态量增量，记作 X_D 。以下将推导各元件状态方程形式的数学模型。

一、发电机电磁部分的数学模型

发电机采用派克方程模型，则发电机电磁回路方程为（ dq 坐标， $p.u.$ ）

$$\begin{cases} u_d = p\psi_d - \omega\psi_q - r_a i_d \\ u_q = p\psi_q + \omega\psi_d - r_a i_q \\ u_f = p\psi_f + r_f i_f \\ 0 \equiv u_D = p\psi_D + r_D i_D \\ 0 \equiv u_Q = p\psi_Q + r_Q i_Q \\ \psi_{dqDQ} = L_G i_{dqDQ} \end{cases} \quad (3-1)$$

式中， $p = d/dt$ ，为对时间的导数算子；

ψ_d 、 ψ_q 、 ψ_f 、 ψ_D 、 ψ_Q 分别为定子绕组 d 轴、定子绕组 q 轴、转子 f 绕组、转子 D 绕组、转子 Q 绕组的磁链；

u_d 、 u_q 、 u_f 、 u_D 、 u_Q 分别为定子绕组 d 轴、定子绕组 q 轴、转子 f 绕组、转子 D 绕组、转子 Q 绕组的电压；

i_d 、 i_q 、 i_f 、 i_D 、 i_Q 分别为定子绕组 d 轴、定子绕组 q 轴、转子 f 绕组、转子 D 绕组、转子 Q 绕组的电流；

r_a 、 r_f 、 r_D 、 r_Q 分别为定子各相绕组、转子 f 绕组、转子 D 绕组、转子 Q 绕组的电阻；

$$L_G = \begin{pmatrix} -X_d & 0 & X_{ad} & X_{ad} & 0 \\ 0 & -X_q & 0 & 0 & X_{aq} \\ -X_{ad} & 0 & X_f & X_{ad} & 0 \\ -X_{ad} & 0 & X_{ad} & X_D & 0 \\ 0 & -X_{aq} & 0 & 0 & X_Q \end{pmatrix} = \text{const};$$

X_d 、 X_q 、 X_f 、 X_D 、 X_Q 分别为定子绕组 d 轴、定子绕组 q 轴、转子 f 绕组、转子 D 绕组、转子 Q 绕组的自感标么值； X_{ad} 为定子绕组 d 轴、转子 f 绕组、 D 绕组之间的互感标么值^[7]； X_{aq} 为定子绕组 q 轴与转子 Q 绕组的互感标么值。

发电机经升压变压器（令变压器的短路阻抗为 $R_e + jX_e$ ）连接至直流输电系统，所以可得：

$$\begin{bmatrix} R_e & 0 \\ 0 & R_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \omega_s \begin{bmatrix} 0 & -x_e \\ x_e & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + P \begin{bmatrix} x_e & 0 \\ 0 & x_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} V'_d \\ V'_q \end{bmatrix} \quad (3-2)$$

式中， u_d 、 u_q 表示在 dq 坐标系下发电机端电压； V'_d 、 V'_q 表示在 dq 坐标系下母线 A 的电压。

由于发电机端没有并联充电电容，因此，不选择发电机端电压作为状态量，应该将上式中的 u_d 和 u_q 消去，并消去 i_d 和 i_q ，以 ψ_{dqfDQ} 为状态量。经过线性化后，最终可得：

$$\begin{aligned} \Delta \dot{\psi}_{dqfDQ} = & [I - K_{11}] \Gamma^{-1} C \begin{pmatrix} \Delta V' \\ \Delta \phi'_v \end{pmatrix} + [I - K_{11}] \Gamma^{-1} [K_{12} + R_a L_G^{-1} - N_1] \Delta \psi_{dqfDQ} + \\ & [I - K_{11}] \Gamma^{-1} [K_{13} - N_2] X_s + [I - K_{11}] \Gamma^{-1} E \Delta E_f \end{aligned} \quad (3-3)$$

式中： I 为单位矩阵； $K_{11} = \text{diag}(x_e, x_e, 0, 0, 0) L_G^{-1}$ ；

$$C = \begin{bmatrix} \sin(\delta_s - \phi'_v) & -V' \cos(\delta_s - \phi'_v) \\ \cos(\delta_s - \phi'_v) & V' \sin(\delta_s - \phi'_v) \\ 0_{3 \times 1} & 0_{3 \times 1} \end{bmatrix};$$

$$K_{12} = \begin{pmatrix} R_e & -x_e & 0_{1 \times 3} \\ x_e & R_e & 0_{1 \times 3} \\ 0_{3 \times 1} & 0_{3 \times 1} & 0_{3 \times 3} \end{pmatrix} L_G^{-1}; \quad R_a = \text{diag}(r_a, r_a, -r_f, -r_D, -r_Q);$$

$$N_1 = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0_{1 \times 3} \\ 1 & 0 & 0_{1 \times 3} \\ 0_{3 \times 1} & 0_{3 \times 1} & 0_{3 \times 3} \end{bmatrix}; \quad N_2 = \begin{bmatrix} 0_{1 \times 6} & -\psi_q & 0_{1 \times 5} \\ 0_{1 \times 6} & \psi_d & 0_{1 \times 5} \\ 0_{2 \times 6} & 0_{2 \times 1} & 0_{2 \times 5} \\ 0_{1 \times 6} & 0 & 0_{1 \times 5} \end{bmatrix};$$

$$K_{13} = \begin{bmatrix} 0 & V' \cos(\delta_5 - \varphi'_V) & 0_{1 \times 5} & (0 \ -x_e \ 0 \ 0 \ 0) L_G^{-1} \psi_{dqfDQ} & 0_{1 \times 4} \\ 0 & -V' \sin(\delta_5 - \varphi'_V) & 0_{1 \times 5} & (x_e \ 0 \ 0 \ 0 \ 0) L_G^{-1} \psi_{dqfDQ} & 0_{1 \times 4} \\ 0_{3 \times 1} & 0_{3 \times 1} & 0_{3 \times 5} & 0_{3 \times 1} & 0_{3 \times 4} \end{bmatrix};$$

$$X_S = (\Delta\delta_1 \ \dots \ \Delta\delta_6 \ \Delta\omega_1 \ \dots \ \Delta\omega_6)^T;$$

$$E = (0 \ 0 \ 1 \ 0 \ 0)^T;$$

将式 (3-3) 简写, 可得:

$$\dot{X}_G = A_{GG} X_G + A_{GS} X_S + A_{GE} X_E + A_{GC} X_C \quad (3-4)$$

其中: $X_G = (\Delta\psi_d \ \Delta\psi_q \ \Delta\psi_f \ \Delta\psi_D \ \Delta\psi_Q)^T$;

$$A_{GG} = [I - K_{11}]^{-1} [K_{12} + R_a L_G^{-1} - N_1]; \quad A_{GS} = [I - K_{11}]^{-1} [K_{13} - N_2];$$

$$A_{GE} = [I - K_{11}]^{-1} E; \quad X_E = \Delta V_f; \quad A_{GC} = [I - K_{11}]^{-1} C; \quad X_C = \begin{pmatrix} \Delta V' \\ \Delta \varphi'_V \end{pmatrix}.$$

在上述推导中, 需要用到 $xy \rightarrow dq$ 的坐标变化如下 (参考图 3-2):

$$\begin{bmatrix} \Delta V'_d \\ \Delta V'_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin(\delta_5 - \varphi'_V) & -V' \cos(\delta_5 - \varphi'_V) \\ \cos(\delta_5 - \varphi'_V) & V' \sin(\delta_5 - \varphi'_V) \end{bmatrix} \begin{pmatrix} \Delta V' \\ \Delta \varphi'_V \end{pmatrix} + \begin{bmatrix} V'_d \\ V'_q \end{bmatrix} \Delta \delta_5;$$

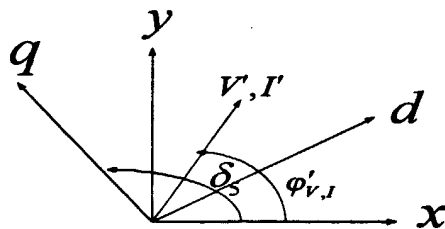


图 3-2 dq-xy 坐标以及极坐标关系

二、发电机轴系部分的数学模型

发电机的轴系设为六质块，分别为高压缸 HP、中压缸 MP、低压缸 LPA 及 LPB、发电机 GEN 和励磁机 EXC。编号分别为 1~6，如图 2-1 所示。则相应线性化轴系方程为：

$$\begin{cases} Mp\Delta\omega + D\Delta\omega + K\Delta\delta = \Delta T_m - \Delta T_e \\ p\Delta\delta = \Delta\omega \end{cases} \quad (3-5)$$

式中， $M = \text{diag}(M_1, \dots, M_6)$ ，质块惯性时间常数；

$D = \text{diag}(D_1, \dots, D_6)$ ，质块自阻尼系数（设互阻尼系数为 0）

$$K = \begin{pmatrix} K_{12} & -K_{12} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -K_{12} & K_{12} + K_{23} & -K_{23} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -K_{23} & K_{23} + K_{34} & -K_{34} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -K_{34} & K_{34} + K_{45} & -K_{45} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -K_{45} & K_{45} + K_{56} & -K_{56} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -K_{56} & K_{56} \end{pmatrix}, \text{ 质块间}$$

扭转弹性系数；

$\Delta\delta = (\Delta\delta_1, \Delta\delta_2, \dots, \Delta\delta_6)^T$ 为质块转角偏差量； $\Delta\omega = (\Delta\omega_1, \Delta\omega_2, \dots, \Delta\omega_6)^T$ 为质块角速度偏差量；

令 $\Delta T_m \approx 0$ 为机械外力矩增量； $\Delta T_e = (0, \dots, 0, \Delta T_e, 0)$ 为电气力矩增量。由于电磁力矩 $T_e = \psi_d i_q - \psi_q i_d$ ，所以式 (3-5) 中

$$\Delta T_e = (\Delta\psi_d i_{q0} + \psi_{d0} \Delta i_q) - (\Delta\psi_q i_{d0} + \psi_{q0} \Delta i_d) \quad (3-6)$$

即可得：

$$\Delta T_e = a^T X_G \quad (3-7)$$

式中： $a^T = (-\psi_q \quad \psi_d \quad 0 \quad 0 \quad 0) L_G^T + (i_q \quad -i_d \quad 0 \quad 0 \quad 0)$

将式 (3-7) 代入到 (3-5) 中并简化得：

$$\dot{X}_S = A_{SS} X_S + A_{SG} X_G \quad (3-8)$$

其中： $A_{SS} = \begin{bmatrix} 0_{6 \times 6} & I_{6 \times 6} \\ M^{-1}K & M^{-1}D \end{bmatrix}$ ； $A_{SG} = \begin{bmatrix} 0_{6 \times 5} \\ -M^{-1}C_1 \end{bmatrix}$ ； $C_1 = \begin{bmatrix} 0_{4 \times 5} \\ a^T \\ 0_{1 \times 5} \end{bmatrix}$

三、励磁系统模型

励磁系统采用一阶惯性环节，则：

$$\frac{\Delta E_f}{-\Delta V_t} = \frac{K_E}{1+T_E p} \quad (3-9)$$

式中, K_E 、 T_E 分别为励磁控制的放大倍数和时间常数; E_f 表示发电机励磁电动势。

而

$$\begin{cases} \Delta V_t = \frac{1}{V_t} (u_d \Delta u_d + u_q \Delta u_q) \\ \Delta E_f = \frac{X_{ad}}{r_f} \Delta u_f \end{cases} \quad (3-10)$$

将式 (3-10) 代入到式 (3-9), 可得:

$$\Delta \dot{u}_f = -\frac{1}{T_E} \Delta u_f - \frac{r_f K_E}{x_{ad} V_t} \begin{pmatrix} u_d & u_q \end{pmatrix} \begin{bmatrix} \Delta u_d \\ \Delta u_q \end{bmatrix} \quad (3-11)$$

将式 (3-2) 和式 (3-3) 代入到式 (3-11) 消去 Δu_d , Δu_q 和 $\Delta \psi_{dqfDQ}$, 转换到 xy 坐标下, 并线性化可得:

$$\Delta \dot{u}_f = (A_E + B_E D_1) \Delta u_f + B_E D_2 X_S + B_E D_3 X_G + B_E D_4 X_C \quad (3-12)$$

$$\text{式中: } A_E = -\frac{1}{T_E}; \quad B_E = \begin{pmatrix} -\frac{r_f K_E}{x_{ad} V_t} u_d & -\frac{r_f K_E}{x_{ad} V_t} u_q \end{pmatrix};$$

$$D_1 = \begin{bmatrix} x_e & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & x_e & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} L_G^{-1} [I - K_{11}]^{-1} E;$$

$$D_2 = \begin{bmatrix} x_e & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & x_e & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} L_G^{-1} [I - K_{11}]^{-1} [K_{13} - M_2] +$$

$$\begin{bmatrix} 0 & V' \cos(\delta_5 - \varphi'_v) & 0_{1 \times 5} & (0 & -x_e & 0 & 0 & 0) L_G^{-1} \psi_{dqfDQ} & 0_{1 \times 4} \\ 0 & -V' \sin(\delta_5 - \varphi'_v) & 0_{1 \times 5} & (x_e & 0 & 0 & 0 & 0) L_G^{-1} \psi_{dqfDQ} & 0_{1 \times 4} \end{bmatrix};$$

$$D_3 = \begin{bmatrix} x_e & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & x_e & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} L_G^{-1} [I - K_{11}]^{-1} [K_{12} + R_a L_G^{-1} - M_1] +$$

$$\begin{bmatrix} R_e & -x_e & 0 & 0 & 0 \\ x_e & R_e & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} L_G^{-1};$$

$$D_4 = \begin{bmatrix} \sin(\delta_5 - \varphi'_v) & -V' \cos(\delta_5 - \varphi'_v) \\ \cos(\delta_5 - \varphi'_v) & V' \sin(\delta_5 - \varphi'_v) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} x_e & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & x_e & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} [I - K_{11}]^{-1} C$$

将式 (3-12) 化简, 可得:

$$\dot{X}_E = A_{EE} X_E + A_{ES} X_S + A_{EG} X_G + A_{EC} X_C \quad (3-13)$$

其中: $A_{EE} = A_E + B_E D_1$; $A_{ES} = B_E D_2$; $A_{EG} = B_E D_3$; $A_{EC} = B_E D_4$ 。

四、与直流输电系统并联的交流线路数学模型

$$\begin{cases} [R + (p + j\omega)L_{ac}](i_{acx} + ji_{acy}) + (V_{c1x} + jV_{c1y}) = (V'_x + jV'_y) - (V_{\infty x} + jV_{\infty y}) \\ C_1(p + j\omega)(V_{c1x} + jV_{c1y}) = (i_{acx} + ji_{acy}) \end{cases} \quad (3-14)$$

将实部与虚部分开, 并取增量到极坐标下的状态变量, 则有 ($\omega=1$):

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} \Delta i_{ac} \\ \Delta \dot{\phi}_{lac} \end{bmatrix} = H_1 \begin{bmatrix} \Delta i_{ac} \\ \Delta \phi_{lac} \end{bmatrix} + G_1 X_C + G_2 \begin{bmatrix} \Delta V_{c1} \\ \Delta \phi_{Vc1} \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} \Delta \dot{V}_{c1} \\ \Delta \dot{\phi}_{Vc1} \end{bmatrix} = H_2 \begin{bmatrix} \Delta i_{ac} \\ \Delta \phi_{lac} \end{bmatrix} + G_3 \begin{bmatrix} \Delta V_{c1} \\ \Delta \phi_{Vc1} \end{bmatrix} \end{cases} \quad (3-15)$$

$$\text{式中: } H_1 = - \begin{bmatrix} \cos \phi_{lac} & \sin \phi_{lac} \\ -\frac{\sin \phi_{lac}}{I_{ac}} & \frac{\cos \phi_{lac}}{I_{ac}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{R_{ac}}{L_{ac}} & -1 \\ 1 & \frac{R_{ac}}{L_{ac}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \phi_{lac} & -I_{ac} \sin \phi_{lac} \\ \sin \phi_{lac} & I_{ac} \cos \phi_{lac} \end{bmatrix};$$

$$G_1 = \begin{bmatrix} \cos \phi_{lac} & \sin \phi_{lac} \\ -\frac{\sin \phi_{lac}}{I_{ac}} & \frac{\cos \phi_{lac}}{I_{ac}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{ac}} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_{ac}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \phi'_V & -V' \sin \phi'_V \\ \sin \phi'_V & V' \cos \phi'_V \end{bmatrix};$$

$$G_2 = - \begin{bmatrix} \cos \phi_{lac} & \sin \phi_{lac} \\ -\frac{\sin \phi_{lac}}{I_{ac}} & \frac{\cos \phi_{lac}}{I_{ac}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{ac}} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_{ac}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \phi_{Vc1} & -V_{c1} \sin \phi_{Vc1} \\ \sin \phi_{Vc1} & V_{c1} \cos \phi_{Vc1} \end{bmatrix};$$

$$H_2 = \begin{bmatrix} \cos \phi_{Vc1} & \sin \phi_{Vc1} \\ -\frac{\sin \phi_{Vc1}}{V_{c1}} & \frac{\cos \phi_{Vc1}}{V_{c1}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{1}{C_1} & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \phi_{lac} & -I_{ac} \sin \phi_{lac} \\ \sin \phi_{lac} & I_{ac} \cos \phi_{lac} \end{bmatrix};$$

$$G_3 = \begin{bmatrix} 0 & V_{c1} \\ -\frac{1}{V_{c1}} & 0 \end{bmatrix}。$$

将式 (3-15) 化简, 可得:

$$\begin{cases} \dot{X}_A = A_{AA}X_A + A_{AC}X_C + A_{AB}X_B \\ \dot{X}_B = A_{BB}X_B + A_{BA}X_A \end{cases} \quad (3-16)$$

$$\text{其中: } X_A = \begin{bmatrix} \Delta i_{ac} \\ \Delta \varphi_{iac} \end{bmatrix}; \quad X_B = \begin{bmatrix} \Delta V_{c1} \\ \Delta \varphi_{Vc1} \end{bmatrix};$$

$$A_{AA} = H_1; \quad A_{AC} = G_1; \quad A_{AB} = G_2; \quad A_{BB} = G_3; \quad A_{BA} = H_2$$

五、直流系统数学模型

若直流输电系统的整流侧控制系统采用定电流控制，逆变侧控制系统采用定熄弧角控制，即 $I_d - \delta$ 控制。直流系统的方程如下^[48]：

1、整流站

$$\begin{cases} u_R = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} n_R V' \cos \alpha - \frac{3}{\pi} x_{CR} i_R \\ i' = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} n_R i_R \\ \Delta \alpha_c = \frac{K_\alpha}{1 + pT_\alpha} \Delta i_R \\ \Delta \alpha = \Delta \alpha_c + \Delta \varphi'_v \\ \cos \varphi' = \cos \alpha - \frac{x_{CR} i_R}{\sqrt{2} n_R V'} \end{cases} \quad (3-17)$$

式中， $\varphi' \in$ 第一象限， $\varphi' = \varphi'_v - \varphi'_i$ ； n_R 、 x_{CR} 分别为整流侧换流变压器变比和内电抗； α_c 为整流控制器的输出， α 为整流器实际触发角； K_α 、 T_α 分别为整流侧控制器的放大倍数和时间常数。

2、逆变站

$$\begin{cases} u_I = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} n_I V_\infty \cos \beta + \frac{3}{\pi} x_{CI} i_I \\ \Delta \beta = \frac{-K_\beta}{1 + pT_\beta} \Delta \gamma \\ \cos \gamma = \cos \beta + \frac{\sqrt{2} x_{CI} i_I}{n_I V_\infty} \end{cases} \quad (3-18)$$

式中， n_I 、 x_{CI} 分别为逆变侧换流变压器变比和内电抗； β 为逆变器的触发超前角， γ 为逆变器换相角； K_β 、 T_β 分别为逆变侧控制器的放大倍数和时间常

数。

3、直流输电线路动态方程

$$\begin{cases} R_{DC}i_R + L_{DC}pi_R = u_R - u_C \\ Cpu_C = i_R - i_I \\ R_{DC}i_I + L_{DC}pi_I = u_C - u_I \end{cases} \quad (3-19)$$

式中, u_C 为直流线路的电容电压。

将式 (3-17)、(3-18) 和 (3-19) 联合并线性化, 可得直流系统的状态方程:

$$\begin{cases} \Delta\dot{\alpha}_c = -\frac{1}{T_\alpha}\Delta\alpha_c + \frac{K_\alpha}{T_\alpha}\Delta i_R \\ \Delta\dot{u}_C = \frac{1}{C}(\Delta i_R - \Delta i_I) \\ \Delta\dot{i}_R = \frac{1}{L_{DC}}\left[\frac{3\sqrt{2}}{\pi}n_R \cos\alpha\Delta V' - \frac{3\sqrt{2}}{\pi}n_R V' \sin\alpha(\Delta\alpha_c + \Delta\phi'_V) - \Delta u_C - (R_{DC} + \frac{3}{\pi}x_{CR})\Delta i_R\right] \\ \Delta\dot{i}_I = \frac{1}{L_{DC}}\left[\Delta u_C + \frac{3\sqrt{2}}{\pi}n_I V_\infty \sin\beta\Delta\beta - (R_{DC} - \frac{3}{\pi}x_{CI})\Delta i_I\right] \\ \Delta\dot{\beta} = -\frac{1}{T_\beta}\left(1 + \frac{K_\beta \sin\beta}{\sin\gamma}\right)\Delta\beta + \frac{\sqrt{2}K_\beta x_{CI}}{T_\beta n_I V_\infty \sin\gamma}\Delta i_I \end{cases} \quad (3-20)$$

若直流输电系统的整流侧控制系统采用定功率控制, 逆变侧控制系统采用定熄弧角控制, 即定 $P_d - \delta$ 控制。直流系统的方程如下^[48]:

整流站

$$\begin{cases} u_R = \frac{3\sqrt{2}}{\pi}n_R V' \cos\alpha - \frac{3}{\pi}x_{CR}i_R \\ i'_R = \frac{3\sqrt{2}}{\pi}n_R i_R \\ \Delta\alpha_c = \frac{K_\alpha}{1 + pT_\alpha} \frac{\Delta P_d}{u_R} \\ \Delta\alpha = \Delta\alpha_c + \Delta\phi'_V \\ \cos\phi' = \cos\alpha - \frac{x_{CR}i_R}{\sqrt{2}n_R V'} \end{cases} \quad (3-21)$$

其中: $\phi' \in$ 第一象限, $\phi' = \phi'_V - \phi'_I$; P_d 为直流线路功率。

逆变站和直流输电线路动态方程分别为式 (3-18)、式 (3-19)，功率方程为

$$P_d = u_R i_R \quad (3-22)$$

将式 (3-18)、(3-19)、(3-21) 和 (3-22) 联合并线性化，可得直流系统的状态方程：

$$\left\{ \begin{array}{l} \Delta \dot{\alpha}_c = -\frac{1}{T_\alpha} \Delta \alpha_c + \frac{K_\alpha}{T_\alpha} \Delta i_R + \frac{K_\alpha i_R}{T_\alpha u_R} \left[\frac{3\sqrt{2}}{\pi} n_R \cos \alpha \Delta V' \right. \\ \quad \left. - \frac{3\sqrt{2}}{\pi} n_R V' \sin \alpha (\Delta \alpha_c + \Delta \phi'_V) - \frac{3}{\pi} x_{CR} \Delta i_R \right] \\ \Delta \dot{u}_C = \frac{1}{C} (\Delta i_R - \Delta i_I) \\ \Delta \dot{i}_R = \frac{1}{L_{DC}} \left[\frac{3\sqrt{2}}{\pi} n_R \cos \alpha \Delta V' - \frac{3\sqrt{2}}{\pi} n_R V' \sin \alpha (\Delta \alpha_c + \Delta \phi'_V) \right. \\ \quad \left. - \Delta u_C - (R_{DC} + \frac{3}{\pi} x_{CR}) \Delta i_R \right] \\ \Delta \dot{i}_I = \frac{1}{L_{DC}} \left[\Delta u_C + \frac{3\sqrt{2}}{\pi} n_I V_\infty \sin \beta \Delta \beta_c - (R_{DC} - \frac{3}{\pi} x_{CI}) \Delta i_I \right] \\ \Delta \dot{\beta}_c = -\frac{1}{T_\beta} \left(1 + \frac{K_\beta \sin \beta}{\sin \gamma} \right) \Delta \beta_c + \frac{\sqrt{2} K_\beta x_{CI}}{T_\beta n_I V_\infty \sin \gamma} \Delta i_I \end{array} \right. \quad (3-23)$$

式 (3-20)、(3-23) 都可化简为：

$$\dot{X}_D = A_{DD} X_D + A_{DC} X_C \quad (3-24)$$

其中： $X_D = (\Delta \alpha_c \quad \Delta u_C \quad \Delta i_R \quad \Delta i_I \quad \Delta \beta_c)^T$ ；

若直流控制系统采用 $I_d - \delta$ 控制，则

$$A_{DD} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_a} & 0 & \frac{K_a}{T_a} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{C} & -\frac{1}{C} & 0 \\ \frac{3\sqrt{2}n_R V' \sin \alpha}{\pi L_{DC}} & \frac{1}{L_{DC}} & \frac{\pi R_{DC} + 3x_{CR}}{\pi L_{DC}} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_{DC}} & 0 & \frac{-\pi R_{DC} + 3x_{CI}}{\pi L_{DC}} & \frac{3\sqrt{2}n_I V_\infty \sin \beta}{L_{DC}\pi} \\ 0 & 0 & 0 & \frac{\sqrt{2}K_\beta x_{CI}}{T_\beta n_I V_\infty \sin \gamma} & -\frac{\sin \gamma + K_\beta \sin \beta}{T_\beta \sin \gamma} \end{bmatrix}$$

$$A_{DC} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ \frac{3\sqrt{2}n_R \cos \alpha}{\pi L_{DC}} & -\frac{3\sqrt{2}n_R V' \sin \alpha}{\pi L_{DC}} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

若直流控制系统采用 $P_d - \delta$ 控制, 则

$$A_{DD} = \begin{bmatrix} \frac{\pi u_R + 3\sqrt{2}K_a i_R n_R V' \sin \alpha}{\pi T_a u_R} & 0 & \frac{\pi u_R K_a - 3K_a i_R x_{CR}}{\pi T_a u_R} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{C} & -\frac{1}{C} & 0 \\ \frac{3\sqrt{2}n_R V' \sin \alpha}{\pi L_{DC}} & \frac{1}{L_{DC}} & \frac{\pi R_{DC} + 3x_{CR}}{\pi L_{DC}} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_{DC}} & 0 & \frac{-\pi R_{DC} + 3x_{CI}}{\pi L_{DC}} & \frac{3\sqrt{2}n_I V_\infty \sin \beta}{L_{DC}\pi} \\ 0 & 0 & 0 & \frac{\sqrt{2}K_\beta x_{CI}}{T_\beta n_I V_\infty \sin \gamma} & -\frac{\sin \gamma + K_\beta \sin \beta}{T_\beta \sin \gamma} \end{bmatrix}$$

$$A_{DC} = \begin{bmatrix} \frac{3\sqrt{2}K_{\alpha}i_R n_R \cos \alpha}{\pi T_{\alpha} u_R} & -\frac{3\sqrt{2}K_{\alpha}i_R n_R V' \sin \alpha}{\pi T_{\alpha} u_R} \\ 0 & 0 \\ \frac{3\sqrt{2}n_R \cos \alpha}{\pi L_{DC}} & -\frac{3\sqrt{2}n_R V' \sin \alpha}{\pi L_{DC}} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

六、交流系统与直流系统接口状态方程

将式 (3-17) 中的方程 $i' = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} n_R i_R$ 、 $\cos \varphi' = \cos \alpha - \frac{x_{CR} i_R}{\sqrt{2} n_R V'}$ 及方程 $\varphi' = \varphi'_V - \varphi'_I$ 线性化后, 可得:

$$\begin{cases} \Delta i' = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} n_R \Delta i_R \\ \Delta \varphi'_I = \Delta \varphi'_V - \frac{\sin \alpha}{\sin \varphi'} (\Delta \alpha_c + \Delta \varphi'_V) - \frac{x_{CR}}{\sqrt{2} n_R V' \sin \varphi'} \Delta i_R + \frac{x_{CR} i_R}{\sqrt{2} n_R V'^2 \sin \varphi'} \Delta V' \end{cases} \quad (3-25)$$

化为标准形式, 则有:

$$\begin{bmatrix} \Delta i' \\ \Delta \varphi'_I \end{bmatrix} = I_1 X_D + I_2 X_C \quad (3-26)$$

$$\text{其中: } I_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{3\sqrt{2}n_R}{\pi} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{x_{CR}}{\sqrt{2}n_R V' \sin \varphi'} & 0 & 0 \end{bmatrix}; \quad I_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ \frac{x_{CR} i_R}{\sqrt{2}n_R V'^2 \sin \varphi'} & 1 - \frac{\sin \alpha}{\sin \varphi'} \end{bmatrix}.$$

七、交流母线上并联电容支路数学模型

$$C_2(p+j)(V'_x + jV'_y) = i_{x_2} + j i_{y_2} \quad (3-27)$$

将式 (3-27) 实部、虚部分开后增量化并转换到极坐标方程, 则有:

$$\begin{bmatrix} \Delta V'_x \\ \Delta \varphi'_V \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & V' \\ -\frac{1}{V'} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta V' \\ \Delta \varphi'_V \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \cos \varphi'_V & \sin \varphi'_V \\ -\frac{\sin \varphi'_V}{V'} & \frac{\cos \varphi'_V}{V'} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1/C_2 & 0 \\ 0 & 1/C_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta i_{x_2} \\ \Delta i_{y_2} \end{bmatrix}$$

(3-28)

式中, 电容电流 (Δi_{x_2} , Δi_{y_2}) 为非状态变量, 根据此系统的网络拓扑关系及节点电流平衡方程可以将其消去。

由节点电流平衡方程可得:

$$\begin{bmatrix} \Delta i_{xc_2} \\ \Delta i_{yc_2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Delta i_x \\ \Delta i_y \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \Delta i_{xac} \\ \Delta i_{yac} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \Delta i'_x \\ \Delta i'_y \end{bmatrix} \quad (3-29)$$

根据坐标变换以及式 (3-1)、(3-25) 可得:

$$\begin{bmatrix} \Delta i_{xc_2} \\ \Delta i_{yc_2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin \delta_5 & \cos \delta_5 \\ -\cos \delta_5 & \sin \delta_5 \\ 0_{3 \times 1} & 0_{3 \times 1} \end{bmatrix} L_G^{-T} X_G + \begin{bmatrix} 0_{1 \times 4} & i_d \cos \delta_5 - i_q \sin \delta_5 & 0_{1 \times 7} \\ 0_{1 \times 4} & i_d \sin \delta_5 + i_q \cos \delta_5 & 0_{1 \times 7} \end{bmatrix} X_S - \begin{bmatrix} \cos \varphi_{lac} & -I_{ac} \sin \varphi_{lac} \\ \sin \varphi_{lac} & I_{ac} \cos \varphi_{lac} \end{bmatrix} X_A - \begin{bmatrix} \cos \varphi'_l & -I' \sin \varphi'_l \\ \sin \varphi'_l & I' \cos \varphi'_l \end{bmatrix} (I_1 X_D + I_2 X_C) \quad (3-30)$$

将式 (3-30) 代入到式 (3-28) 中, 则有:

$$\dot{X}_C = A_{CC} X_C + A_{CG} X_G + A_{CS} X_S + A_{CA} X_A + A_{CD} X_D \quad (3-31)$$

$$\text{其中: } A_{CC} = \begin{bmatrix} 0 & V' \\ -\frac{1}{V'} & 0 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \cos \varphi'_v & \sin \varphi'_v \\ -\sin \varphi'_v & \cos \varphi'_v \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1/C_2 & 0 \\ 0 & 1/C_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \varphi'_l & -I' \sin \varphi'_l \\ \sin \varphi'_l & I' \cos \varphi'_l \end{bmatrix} I_2;$$

$$A_{CG} = \begin{bmatrix} \cos \varphi'_v & \sin \varphi'_v \\ -\sin \varphi'_v & \cos \varphi'_v \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1/C_2 & 0 \\ 0 & 1/C_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sin \delta_5 & \cos \delta_5 \\ -\cos \delta_5 & \sin \delta_5 \\ 0_{3 \times 1} & 0_{3 \times 1} \end{bmatrix} L_G^{-T};$$

$$A_{CS} = \begin{bmatrix} \cos \varphi'_v & \sin \varphi'_v \\ -\sin \varphi'_v & \cos \varphi'_v \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1/C_2 & 0 \\ 0 & 1/C_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0_{1 \times 4} & i_d \cos \delta_5 - i_q \sin \delta_5 & 0_{1 \times 7} \\ 0_{1 \times 4} & i_d \sin \delta_5 + i_q \cos \delta_5 & 0_{1 \times 7} \end{bmatrix};$$

$$A_{CA} = - \begin{bmatrix} \cos \varphi'_v & \sin \varphi'_v \\ -\sin \varphi'_v & \cos \varphi'_v \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1/C_2 & 0 \\ 0 & 1/C_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \varphi_{lac} & -I_{ac} \sin \varphi_{lac} \\ \sin \varphi_{lac} & I_{ac} \cos \varphi_{lac} \end{bmatrix};$$

$$A_{CD} = - \begin{bmatrix} \cos \varphi'_v & \sin \varphi'_v \\ -\sin \varphi'_v & \cos \varphi'_v \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1/C_2 & 0 \\ 0 & 1/C_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \varphi'_l & -I' \sin \varphi'_l \\ \sin \varphi'_l & I' \cos \varphi'_l \end{bmatrix} I_1.$$

以上推导中用到的 $xy \rightarrow dq$ 的坐标变换如下: (参考图 3-2)

$$\begin{bmatrix} \Delta i_x \\ \Delta i_y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin \delta_5 & \cos \delta_5 \\ -\cos \delta_5 & \sin \delta_5 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta i_d \\ \Delta i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \cos \delta_5 & -\sin \delta_5 \\ \sin \delta_5 & \cos \delta_5 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \Delta \delta_5$$

3.2 系统总体数学模型

通过上一节的推导，式 (3-4)、式 (3-8)、式 (3-13)、式 (3-16)、式 (3-21) 和式 (3-31) 构成了直流输电系统的次同步振荡分析的状态空间线性化模型，可合并写作

$$\begin{bmatrix} \dot{X}_G \\ \dot{X}_S \\ \dot{X}_E \\ \dot{X}_A \\ \dot{X}_B \\ \dot{X}_D \\ \dot{X}_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{GG} & A_{GS} & A_{GE} & 0 & 0 & 0 & A_{GC} \\ A_{SG} & A_{SS} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ A_{EG} & A_{ES} & A_{EE} & 0 & 0 & 0 & A_{EC} \\ 0 & 0 & 0 & A_{AA} & A_{AB} & 0 & A_{AC} \\ 0 & 0 & 0 & A_{BA} & A_{BB} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & A_{DD} & A_{DC} \\ A_{CG} & A_{CS} & 0 & A_{CA} & 0 & A_{CD} & A_{CC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_G \\ X_S \\ X_E \\ X_A \\ X_B \\ X_D \\ X_C \end{bmatrix}$$

记为

$$\dot{X} = AX \quad (3-32)$$

式 (3-32) 即为系统特征根分析所用的数学模型

3.3 本章小结

本章推导出了完整的直流输电系统次同步振荡分析所用的状态空间线性化数学模型，为下一章利用特征根分析法研究次同步振荡问题奠定了基础。此模型能够全面准确地反映直流输电引起的发电机组次同步振荡问题，具有较强的通用性。

第 4 章 直流输电系统次同步振荡问题的分析

本章利用复数力矩系数法和特征根分析法对直流输电系统次同步振荡问题进行分析研究，重点分析由直流输电系统和交、直流并联输电系统引起的次同步振荡问题，并将复数力矩系数法和特征根分析法的结果进行比较，验证两种分析方法结论的一致性。所研究系统如图 3-1 所示。系统的参数及潮流分布情况如下：

发电机六质块轴系参数

$M_1 = 0.092897s$; $M_2 = 0.155589s$; $M_3 = 0.858670s$; $M_4 = 0.884215s$;
 $M_5 = 0.868495s$; $M_6 = 0.034217s$; $K_{12} = 19.303p.u.$; $K_{23} = 34.929p.u.$;
 $K_{34} = 52.038p.u.$; $K_{45} = 70.858p.u.$; $K_{56} = 2.822p.u.$; 自阻尼取为 0。

同步发电机参数 (单位为 $p.u.$)

$X_d = 1.790$; $X_{d'} = 0.04$; $X_{kd} = 0.006$; $X_{ad} = 1.660$; $X_q = 1.710$; $X_{q'} = 0.115$;
 $X_{kq} = 0.245$; $X_{aq} = 1.580$; $R_a = 0.0015$; $R_{d'} = 0.001$; $R_{kd} = 0.0037$; $R_{q'} = 0.0053$;
 $R_{kq} = 0.00182$ 。

励磁系统参数

$K_E = 50.0p.u.$; $T_E = 0.002s$ 。

变压器及交直流线路参数 (单位为 $p.u.$)

$R_e = 0.01$; $X_e = 0.14$; $R_{ac} = 0.02$; $X_{Lac} = 0.56$; $R_{dc} = 0.05$; $X_{Ldc} = 0.92$;
 $X_C = 0.833$; $X_{C_1} = 0.336$; $X_{C_2} = 10$ 。

运行条件

$V_i = 1.05p.u.$; $\gamma = 15^\circ$; $V' = 0.9901p.u.$; $\tan \phi' = 0.7$; $\phi_v' = 80^\circ$; $V' = 0.9349p.u.$;
 $V_\infty = 1p.u.$; $i_R = 0.5183p.u.$; $I' = 0.5183p.u.$; $f = 50Hz$ 。

对于六质块轴系的发电机，其五个扭振模式的扭振频率及模式的机械阻尼比如表 4-1 所示，发电机轴系各扭振模式的机械阻尼比均为正值，在整个发电机轴系的扭振频率段上 (5-100Hz)，发电机轴系的机械阻尼力矩系数 D_j 特性曲线如图 4-1 所示 (图中纵坐标采用对数坐标，对应关系为 $0.0 \rightarrow \pm 10^{-2}$, $\pm 1.0 \rightarrow \pm 10^{-1}$, $\pm 2.0 \rightarrow \pm 10^0$, ... , 下同)。

表 4-1 发电机扭振模式频率及阻尼比

扭振模式	模式 1	模式 2	模式 3	模式 4	模式 5
扭振频率 (Hz)	79.2	53.3	33.3	28.6	17.9
模式阻尼比	5.47×10^{-6}	9.36×10^{-4}	1.43×10^{-3}	8.34×10^{-4}	1.001×10^{-6}

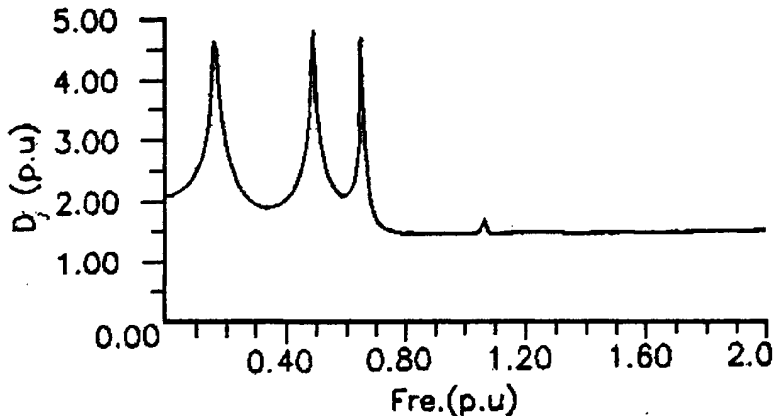


图 4-1 发电机的机械阻尼力矩系数曲线

由图 4-1 可以看出：在整个发电机轴系扭振频率范围内，机械阻尼力矩系数特性曲线都为正值。表 4-1 及图 4-1 说明：发电机未接入系统时，轴系本身是稳定的。由于复数力矩系数法在不考虑发电机组调速器动态特性时可以将电气和机械阻尼力矩分开研究，且机械阻尼力矩系数与电网运行状态、运行参数无关，因此，只要发电机组的电气阻尼力矩系数不出现负值，发电机组将不会发生次同步振荡。这一点对实际系统的次同步振荡分析很有好处，实际系统中，发电机轴系参数较难准确获取，这时可主要研究发电机组的电气阻尼力矩系数特性。以下将着重以发电机组的电气阻尼力矩系数特性来研究发电机组的次同步振荡问题。

4.1 直流输电引起的次同步振荡分析

研究图 3-1 所示系统中由直流输电系统引起的次同步振荡，假设与直流输电线路并联运行的交流线路停运。

当直流输电系统的控制方式为整流站定功率 P_d 控制、逆变站定熄弧角 δ 控制、运行参数分别取为： $K_\alpha = K_\beta = 10$ ， $T_\alpha = T_\beta = 50ms$ ， $\alpha = 20^\circ$ ， $P_d = 1.0(p.u.)$

时，发电机轴系各扭振模式阻尼比 ξ 如表 4-2 所示。在轴系各扭振频率上的发电机综合阻尼力矩系数 D_Σ 也列于表 4-2 中。由表 4-2 可以看出：电气系统

接入后，发电机各扭振模式的频率变化很小，而各扭振模式的阻尼比却发生了很大的变化，其中最低频率的扭振模式阻尼比变为负值，表明发电机组将在这个模式上发生次同步振荡。发电机在整个轴系扭振频率段内的电气阻尼力矩系数和机、电综合阻尼系数 D_{Σ} 见图 4-2。可见：综合阻尼力矩系数在 14.05Hz~20.7Hz, 34.5Hz~49Hz 的频段上出现负值，最低频的扭振频率恰好落在此频段，这也说明了发电机将在最低频率的扭振模式上发生次同步振荡，由此可见特征根分析与复数力矩系数分析法结果是一致的。

表 4-2 全系统特征根中与轴系扭振相关的特征根、
扭振模式阻尼比、扭振频率及综合阻尼力矩系数

	σ (1/sec)	f (Hz)	ξ	ω (p.u.)	D_{Σ}
模式 1	-0.01619	79.1965	3.2540×10^{-5}	1.5839	1.5002
模式 2	-0.31359	53.3034	9.3634×10^{-4}	1.0661	4.0378
模式 3	-0.28879	33.2923	1.3806×10^{-3}	0.6658	25.0317
模式 4	-0.03669	28.5644	2.0442×10^{-4}	0.5713	0.3255
模式 5	0.05545	18.0199	-4.8971×10^{-4}	0.3604	-0.3676

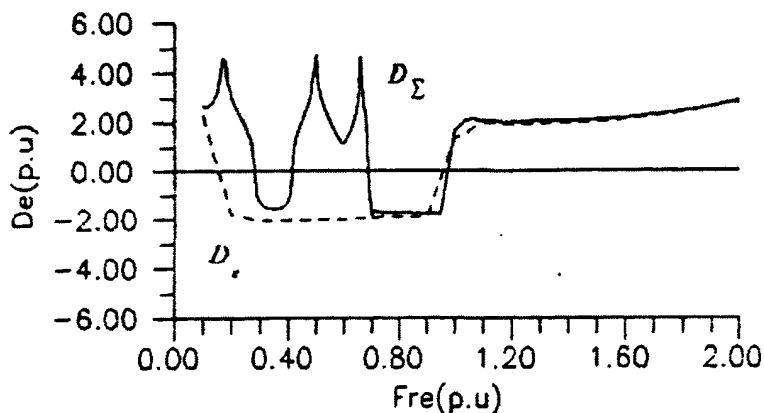


图 4-2 发电机的电气机综合阻尼力矩系数曲线

由第二章机理分析可知：直流输电系统整理站的控制方式、控制参数对发电机的次同步振荡有较大的影响，以下给出分析结果。

表 4-3 整流站不同控制方式下各扭振模式的阻尼比及综合阻尼力矩系数

	定 $I_d - \delta$ 控制		定 $P_d - \delta$ 控制	
	ξ	D_Σ	ξ	D_Σ
模式 1	3.5480×10^{-5}	1.5567	3.2540×10^{-5}	1.5002
模式 2	9.3631×10^{-4}	4.4340	9.3634×10^{-4}	4.0378
模式 3	1.4323×10^{-3}	25.7998	1.3806×10^{-3}	25.0317
模式 4	9.2172×10^{-4}	1.4464	2.0442×10^{-4}	0.3255
模式 5	1.5214×10^{-4}	1.1530	-4.8971×10^{-4}	-0.3676

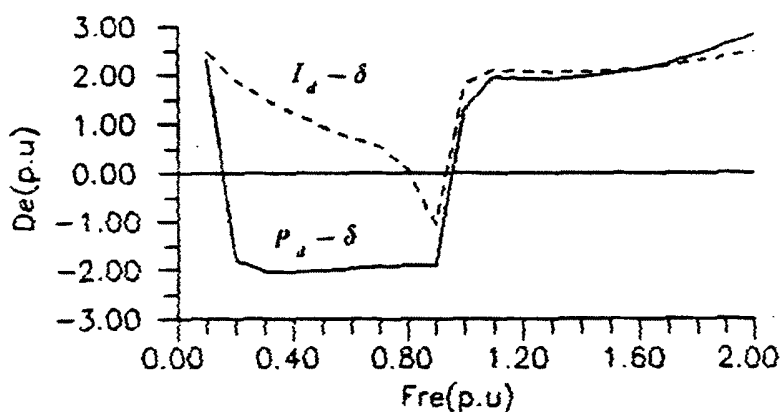


图 4-3 整流侧不同控制方式下，发电机的电气力矩系数特性曲线

当直流输电系统整流站分别采用定电流和定功率控制（逆变站采用定熄弧角控制）时，发电机轴系各扭振模式的阻尼比及在各扭振频率上的综合力矩系数如表 4-3 所示，发电机的阻尼力矩系数曲线如图 4-3 所示，这时直流输电系统参数取 $K_\alpha = K_\beta = 10$ ， $T_\alpha = T_\beta = 50ms$ ， $\alpha = 20^\circ$ ， $P_d = 1.0(p.u.)$ 。由图 4-3 可以看出：采用定功率控制时，电气阻尼力矩系数的负值区比采用定电流控制时大得多，说明采用定功率控制比采用定电流控制更容易激发发电机组的次同步振荡。

直流输电系统采用定 $P_d - \delta$ 控制，整流站控制系统的放大倍数 K_α 变化时，发电机的电气阻尼力矩系数变化情况如图 4-4 所示，这时 $K_\beta = 10$ ， $T_\alpha = T_\beta = 50ms$ ， $\alpha = 20^\circ$ ， $P_d = 1.0(p.u.)$ 。图 4-5 给出了 K_α 变化时轴系各扭振模式的阻尼比变化曲线（阻尼比特性曲线中的纵坐标采用对数坐标，对应关

系为 $0.0 \rightarrow \pm 10^{-6}$, $1.0 \rightarrow \pm 10^{-6}$, ..., 下同)。由图 4-4、4-5 可以看出：直流输电系统整流站控制系统放大倍数 K_a 的增大会使发电机的电气阻尼力矩系数曲线负值区增大，且主要影响两个低频扭振模式。整流侧控制系统高放大倍数易激发发电机组的次同步振荡。

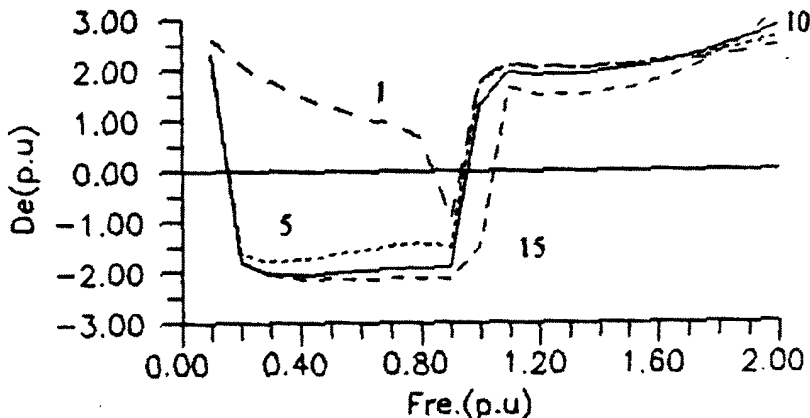


图 4-4 K_a 变化时，发电机的电气阻尼力矩系数曲线

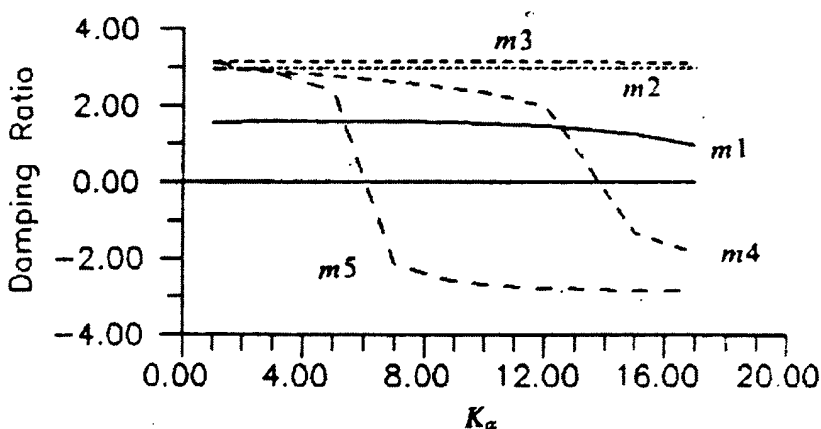


图 4-5 K_a 变化时，发电机各扭振模式阻尼比变化曲线

直流输电系统采用定 $P_d - \delta$ 控制，整流站控制系统的时间常数 T_a 变化时，发电机的电气阻尼力矩系数及各扭振模式阻尼比的变化情况如图 4-6、4-7 所示，这时直流输电系统参数取 $K_a = K_\beta = 10$, $T_\beta = 50ms$, $\alpha = 20^\circ$, $P_d = 1.0(p.u.)$ 。从这两个曲线图可以看出：时间常数 T_a 变化主要影响两个低频扭振模式， T_a 较小时，发电机电气阻尼力矩系数曲线的负值较大，易激发发电机组次同步振荡， T_a 较大时（此例中大于 $100ms$ ），各扭振模式的阻尼比均为正值，不会出现次同步振荡。

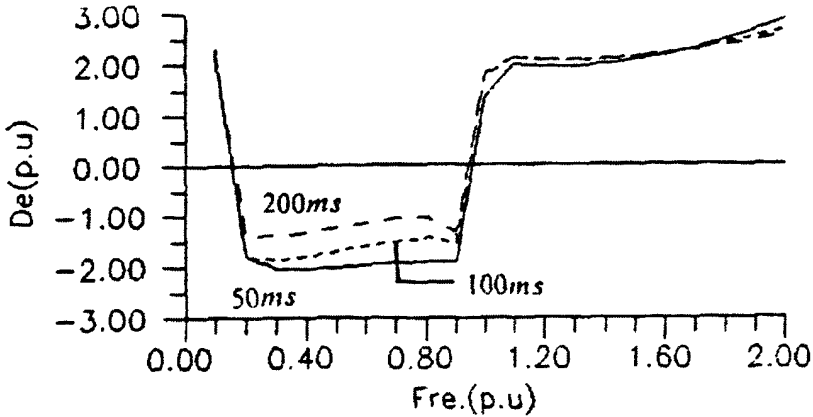


图 4-6 T_α 变化时, 发电机的电气阻尼力矩系数曲线

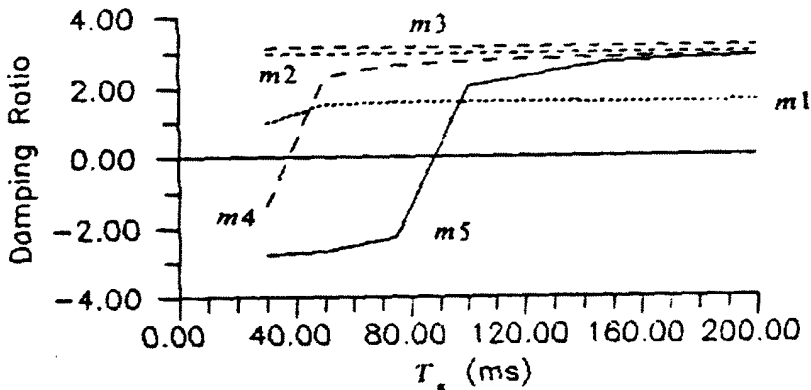


图 4-7 T_α 变化时, 发电机各扭振模式阻尼比变化曲线

以上分析结果表明: 直流输电整流站控制系统的参数 (K_α 和 T_α) 变化, 主要影响低频的扭振模式, 在某些参数取值范围内, 可能激发发电机组的次同步振荡。

直流输电系统采用定 $P_d - \delta$ 控制, 直流输电系统参数取 $K_\alpha = K_\beta = 10$, $T_\beta = 50ms$, $P_d = 1.0(p.u.)$ 、整流站触发角 α 变化时, 发电机的电气阻尼力矩系数变化曲线与各扭振模式阻尼比曲线如图 4-8、4-9 所示。触发角 α 增大时, 发电机电气阻尼力矩系数的负值区增大, 且主要影响两个低频扭振模式。因为触发角 α 增大, 使得整流侧的功率因数 $\cos \varphi'$ 减小, 需要交流系统向其提供更多的无功功率, 而这部分无功功率由发电机提供, 加强了发电机与直流系统的联系, 恶化了发电机的电气阻尼力矩系数, 所以容易激发发电机组的次同步振荡。

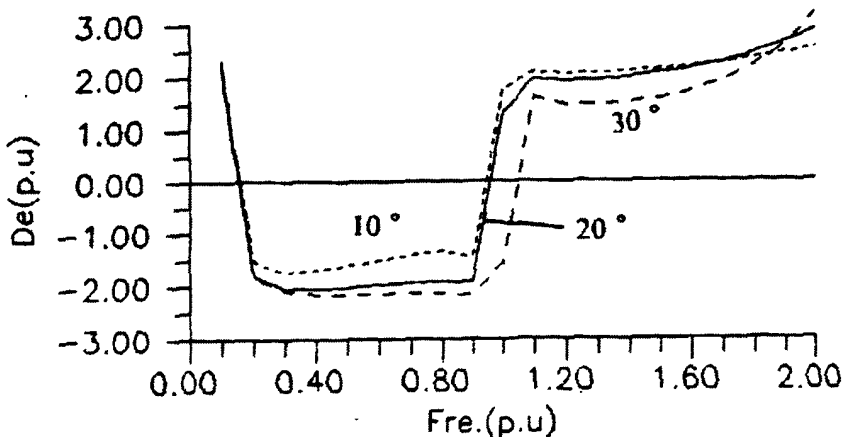
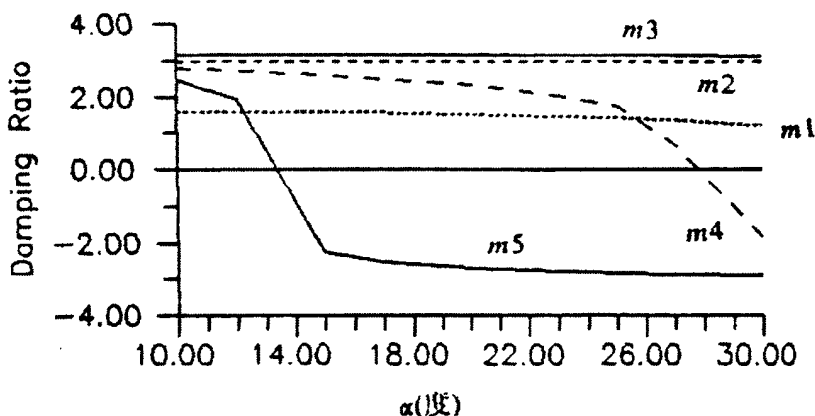
图 4-8 α 变化时, 发电机的电气阻尼力矩系数曲线图 4-9 α 变化时, 发电机各扭振模式阻尼比变化曲线

图 4-10 是直流输电系统在不同的输送功率 P_d 情况下, 发电机的电气阻尼力矩系数曲线(直流输电系统参数取为: $K_\alpha = K_\beta = 10$, $T_\beta = 50ms$, $\alpha = 20^\circ$, 换流站为定 $P_d - \delta$ 控制)。当功率 P_d 较小时, 发电机输出的有功功率较小, 与直流输电系统的联系较弱, 故发电机组的电气阻尼力矩系数负值区较小, 反之, 当功率 P_d 较大时, 发电机输出的有功功率较大, 与直流输电系统的联系加强, 恶化了发电机的电气阻尼力矩系数, 利于发电机组次同步振荡的发生。表 4-4 给出了此情况下, 发电机轴系各扭振模式的阻尼, 可见受影响的仍是低频扭振模式。

表 4-4 不同直流输送功率下各扭振模式阻尼比

	$P_d = 0.1(p.u.)$	$P_d = 0.5(p.u.)$	$P_d = 1.0(p.u.)$
模式 1	1.72×10^{-5}	2.145×10^{-5}	3.254×10^{-5}
模式 2	9.3624×10^{-4}	9.363×10^{-4}	9.3634×10^{-4}
模式 3	1.418×10^{-3}	1.4143×10^{-3}	1.3806×10^{-3}
模式 4	7.8501×10^{-4}	7.0131×10^{-4}	2.0442×10^{-4}
模式 5	1.2725×10^{-3}	8.5266×10^{-3}	-4.8971×10^{-3}

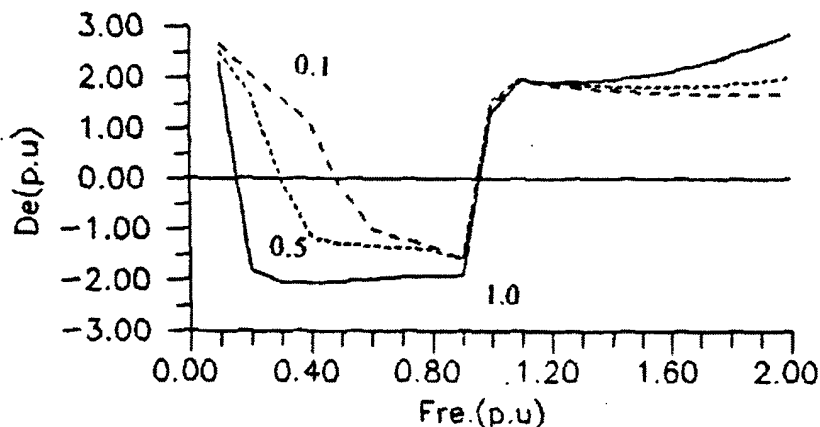


图 4-10 直流系统不同直流输送功率时，发电机电气阻尼力矩系数曲线

4.2 交直流并联输电系统的次同步振荡分析

交直流并联输电系统引起的次同步振荡是一个复杂的问题，它涉及到交、直流系统的相互作用和交直流系统与发电机组轴系之间的相互作用，以下给出分析结果。

图 4-11 虚线表示交直流并联输电系统中直流系统在不同输送功率时，发电机的电气阻尼力矩系数曲线，实线表示仅用直流输电系统输送同样功率时，发电机的电气阻尼力矩系数曲线（直流系统的参数取为： $K_\alpha = K_\beta = 10$ ，

$T_p = 50ms$ ， $\alpha = 20^\circ$ ，换流站为定 $P_d - \delta$ 控制）。由该图可以看出：由于交直

流线路并联运行，减弱了直流系统与发电机的电气耦合程度，发电机的电气阻尼力矩系数负值区减小，对防止发电机组的次同步振荡有利。由图中三条虚线可以看出：直流输送功率与交流输送功率比值不同是，发电机的电气阻尼力矩系数曲线不同（这是交直流并联输电系统共输送 $1.0(p.u.)$ 的有功功

率), 当直流输送功率比例较高时, 发电机的电气阻尼力矩系数负值区较大, 易激发发电机组的次同步振荡, 反之亦然。

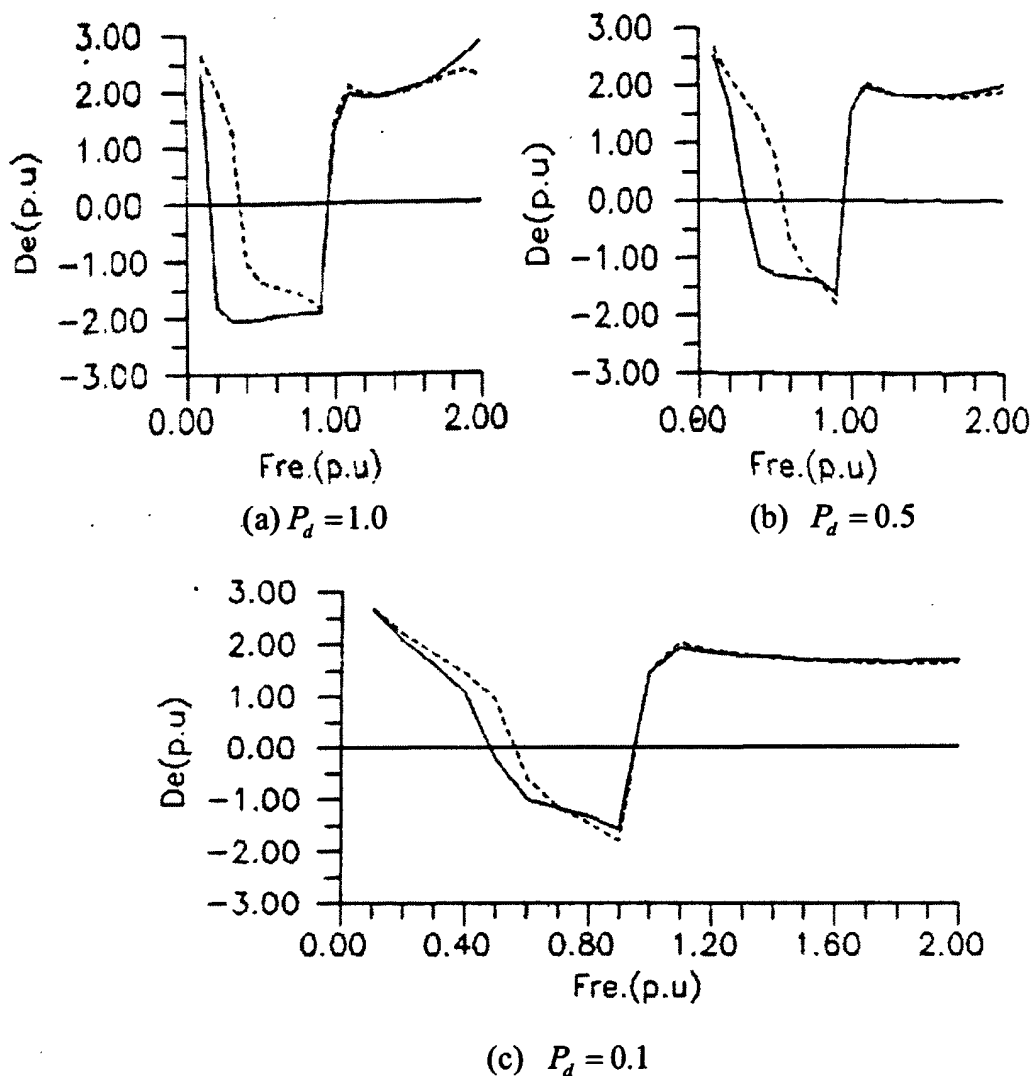


图 4-11 交直流并联输电时, 发电机的电气阻尼力矩系数曲线

图 4-12 是交直流并联输电系统在不同直流输送功率下, 直流系统整流站控制系统的放大倍数 K_a 变化时, 发电机的电气阻尼力矩系数曲线 (直流系统的参数为: $K_\beta = 10$, $T_\beta = 50ms$, $\alpha = 20^\circ$, 换流站为定 $P_d - \delta$ 控制), 由此图可见, 当直流输送功率比例较大时, 放大倍数变化对发电机的电气阻尼力矩系数影响较明显, 因为这是直流系统与发电机组的联系程度较强, 反之, 当直流输送功率比例较小时, 由于直流系统与发电机组的联系程度较弱, 直流系统整流站控制参数 K_a 对发电机电气阻尼力矩系数的影响较小。

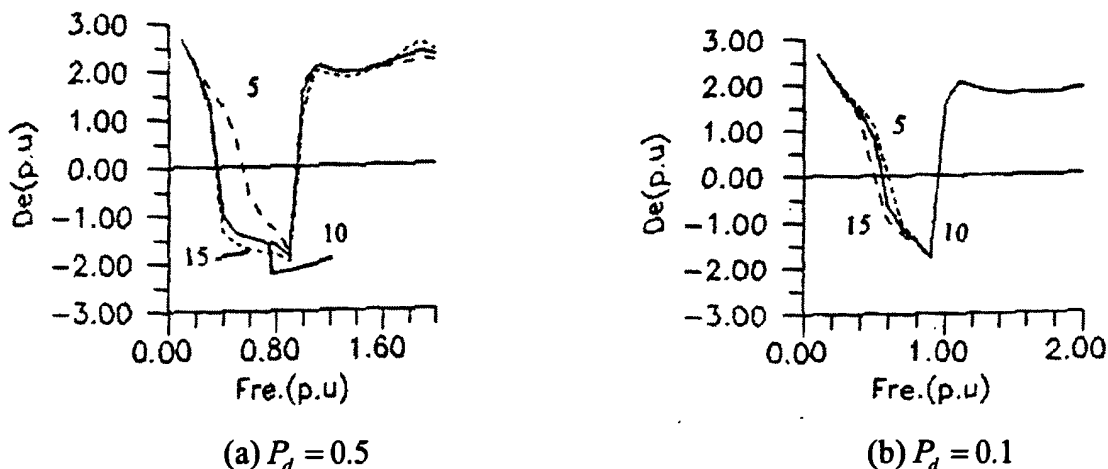


图 4-12 放大倍数 K_α 变化时, 发电机的电气阻尼力矩系数曲线

图 4-13 是与直流线路并联的交流线路阻抗值 ($R_{ac} + jX_{ac}$) 取值不同时, 发电机的电气阻尼力矩系数曲线 (直流系统的参数为: $K_\alpha = K_\beta = 10$, $T_\beta = 50ms$, $\alpha = 20^\circ$, $P_d = 0.5(p.u.)$, 换流站为定 $P_d - \delta$ 控制), 由图可看出: 当直流输送功率一定时, $R_{ac} + jX_{ac}$ 值越大, 则发电机的电气阻尼力矩系数负值区越大, $R_{ac} + jX_{ac}$ 的增大实际上加强了直流输电系统与发电机组间的联系程度, 更容易激发发电机组的次同步振荡。

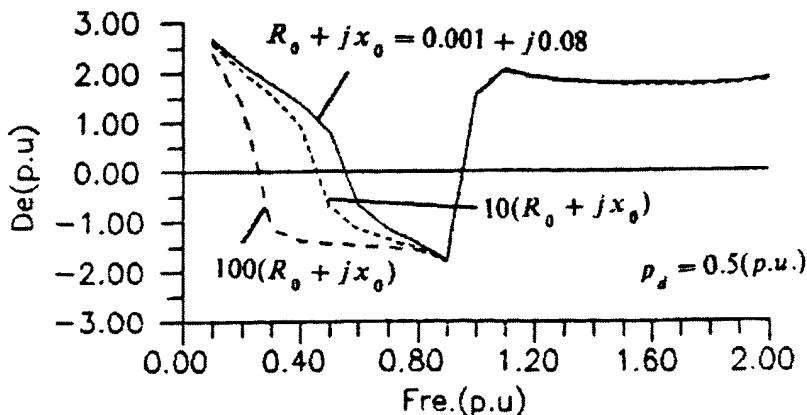


图 4-13 交流线路阻抗变化时, 发电机的电气阻尼力矩系数曲线

4.3 本章小结

本章通过对直流输电系统和交直流并联输电系统引起的次同步振荡问题进行分析, 得出了以下结论:

1、直流输电系统和交直流并联输电系统均可能激发发电机组的次同步振

荡,在交直流系统中的发电机组是否发生次同步振荡与直流系统的控制方式、控制参数、运行工况以及交直流并联输电系统间的输送功率比等因素有关;

2、直流系统整流站采用定功率控制比采用定电流控制更容易激发发电机组的次同步振荡。

3、直流系统整流站控制系统的放大倍数的增大、时间常数的减小一般会恶化发电机组的电气阻尼特性,易激发发电机组的次同步振荡;

4、直流系统输送功率的加大,整流侧触发角的增大都将恶化发电机组的电气阻尼,易激发发电机组的次同步振荡;

5、交直流并联输电系统中,交直流输送功率比例不同以及直流系统与发电机组电气联系程度的强弱都将对发电机组的电气阻尼特性有较大的影响,直流系统与发电机组的电气联系程度越强,越容易激发发电机组的次同步振荡。

第 5 章 直流输电系统次同步振荡的控制

应用全状态量反馈或全维输出量反馈线性最优控制理论设计的控制器，其反馈信号必须取全系统所有状态量或输出量，这在复杂电力系统中无论从反馈量的数目考虑还是信息传输的地域考虑都是无法实现的，也是没有必要的。因为，在全状态量反馈中，也只有取与最终控制效果紧密相关的一些状态量作为反馈才对控制起明显的作用，弱相关的状态量间对反馈控制并不起明显的作用。文献[49]对该控制理论进行实例分析，结果表明：其控制的效果并不逊色于全状态量反馈或全维输出量反馈控制的效果。本文将输出反馈控制理论引入到直流控制系统以抑制发电机轴系次同步振荡。

5.1 输出反馈最优控制理论

在全状态量反馈线性最优控制中，每个控制量必须反馈全系统所有状态变量或同维输出量，实际系统中，这一点有时很难做到。特别是在多机系统中，全状态反馈或同维输出量反馈需要过多的反馈通道，实现起来较为困难。由于以上原因，设计者往往希望通过部分状态量或部分输出量进行反馈控制。将二者统一称之为输出反馈控制。输出反馈控制的概念最初是由 Levine 和 Athans 于 1970 年提出的^[50]。

5.1.1 部分输出量反馈控制

已知系统状态方程为

$$\begin{cases} \dot{X}(t) = AX(t) + BU(t) \\ X(0) = X_0 \end{cases} \quad (5-1)$$

输出方程为

$$Y(t) = CX(t) \quad (5-2)$$

式中， $X \in R^n$ ， $U \in R^r$ ， $Y \in R^m$ 分别为状态向量、控制向量和输出向量。

输出量反馈控制所要解决的问题是求控制规律

$$U(t) = KY(t) \quad (5-3)$$

或

$$U(t) = KCX(t) \quad (5-4)$$

亦即求输出反馈增益 K , 使得性能指标

$$J = \int_0^{\infty} [X^T(t)QX(t) + U^T(t)RU(t)]dt \quad (5-5)$$

为极小

将 (5-4) 式代入 (5-1) 式, 将原系统状态方程重写为

$$\dot{X}(t) = (A + BKC)X(t) \quad (5-6)$$

其解为

$$X(t) = \Phi(t)X_0 \quad (5-7)$$

其中

$$\Phi(t) = e^{(A+BKC)t}$$

为 (5-6) 式所描述系统的转移矩阵。

将 (5-4) 式, (5-7) 式代入到性能指标 (5-5) 式, 可得

$$J = X_0^T \left[\int_0^{\infty} \Phi^T(t)(Q + C^T K^T RKC)\Phi(t)dt \right] X_0 \quad (5-8)$$

令

$$P = \int_0^{\infty} \Phi^T(t)(Q + C^T K^T RKC)\Phi(t)dt$$

且易知, P 是矩阵方程

$$(A + BKC)^T P + P(A + BKC) + Q + C^T K^T RKC = 0 \quad (5-9)$$

的解, 将 (5-9) 式转置, 可发现 P^T 也是该方程的解。所以 $P^T = P$, 即 P 为对称阵。

原性能指标式可改为

$$J = X_0^T P X_0 \quad (5-10)$$

由矩阵迹的定义可知当 A, B 为不同维向量时下式成立:

$$B^T A = \text{tr}(AB^T)$$

因此可将性能指标 (5-10) 式改写成

$$J = \text{tr}(P X_0 X_0^T) \quad (5-11)$$

性能指标 (5-11) 式与初始状态 X_0 有关, 要根据此性能指标来求反馈增益阵 K , 需消除其对初始状态 X_0 的依赖性。为此, 可将 X_0 设为无数分布于 n 维单位超平面上的随机向量, 这样, $X_0 X_0^T$ 的期望值为

$$E(X_0 X_0^T) = \frac{1}{n} I$$

式中, n 为状态向量的个数; I 为单位矩阵。

将 $X_0 X_0^T$ 的期望值代替 (5-11) 式中的 $X_0 X_0^T$, 则可得

$$J = \text{tr}\left(P \frac{1}{n} I\right) = \frac{1}{n} \text{tr} P$$

由于 $1/n$ 为常数, 对性能指标的优化没有影响, 可略去。这样, 性能指标成为

$$J = \text{tr} P \quad (5-12)$$

与 (5-11) 式相比较, 这是一个平均化了的性能指标。

经过上述演变后, 输出量反馈控制所要解决的问题可以归结为: 在 (5-9) 式所示的约束条件下, 求使得 (5-12) 式为极小的反馈增益阵 K 。这是一个有约束条件的极值问题, 我们可以用拉格朗日乘法求解。令:

$$G(P, K) = (A + BKC)^T P + P(A + BKC) + Q + C^T K^T R K C$$

则约束条件 (5-9) 式成为

$$G(P, K) = 0$$

做拉格朗日函数

$$L = \text{tr} P + \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n v_{ij} g_{ij} \quad (5-13)$$

式中, v_{ij} 为对应元素的拉格朗日乘子; g_{ij} 为 $G(P, K)$ 的第 i 行, 第 j 列元素。

根据矩阵迹的定义, (5-13) 式可改为

$$L = \text{tr} P + \text{tr}[V^T G(P, K)] \quad (5-14)$$

式中, V 为由 $v_{ij} (i=1, 2, \dots, n; j=1, 2, \dots, n)$ 所组成的矩阵。

(5-14) 式取得极值的必要条件为:

$$\begin{cases} \frac{\partial L}{\partial K} = 0 \\ \frac{\partial L}{\partial P} = 0 \\ \frac{\partial L}{\partial v} = 0 \end{cases} \quad (5-15)$$

下面利用矩阵迹的基本运算法则导出与上面三个必要条件对应的方程。

(1) 求由 $\partial L / \partial K = 0$ 导出的方程

$$\begin{aligned}
\frac{\partial L}{\partial K} &= \frac{\partial}{\partial K} \{trP + tr[V^T G(P, K)]\} \\
&= \frac{\partial}{\partial K} tr[V^T G(P, K)] \\
&= \frac{\partial}{\partial K} tr[V^T P(A+BKC) + V^T (A+BKC)^T P + V^T Q + V^T C^T K^T RKC] \\
&= \frac{\partial}{\partial K} tr(V^T PBKC) + \frac{\partial}{\partial K} tr(V^T C^T K^T B^T P) + \frac{\partial}{\partial K} tr(V^T C^T K^T RKC)
\end{aligned} \tag{5-16}$$

由矩阵的迹的基本运算法则，并考虑到 P 为对称阵，可得

$$\frac{\partial}{\partial K} tr(V^T PBKC) = \frac{\partial}{\partial K} tr(CV^T PBK) = B^T P^T VC^T = B^T PVC^T \tag{5-17}$$

$$\frac{\partial}{\partial K} tr(V^T C^T K^T B^T P) = \frac{\partial}{\partial K} tr(K^T B^T PV^T C^T) = B^T PV^T C^T \tag{5-18}$$

$$\frac{\partial}{\partial K} tr(V^T C^T K^T RKC) = \frac{\partial}{\partial K} tr(RKCV^T C^T K^T) = RK(CV^T C^T + CVC^T) \tag{5-19}$$

将 (5-17) 式 ~ (5-19) 式代入 (5-16) 式，并由 $\partial L/\partial K = 0$ 可得

$$B^T PVC^T + B^T PV^T C^T + RK(CV^T C^T + CVC^T) = 0 \tag{5-20}$$

由上式可见，将 V 以 V^T 代替，上面方程不变，故 V 为对称阵，因此方程 (5-20) 式可简化为

$$B^T PVC^T + RKCVC^T = 0 \tag{5-21}$$

(2) 求由 $\partial L/\partial P = 0$ 导出的方程

$$\begin{aligned}
\frac{\partial L}{\partial P} &= \frac{\partial}{\partial P} \{trP + tr[V^T G(P, K)]\} \\
&= \frac{\partial}{\partial P} \{trP + tr[V^T P(A+BKC) + V^T (A+BKC)^T P + V^T Q + V^T C^T K^T RKC]\} \\
&= \frac{\partial}{\partial P} trP + \frac{\partial}{\partial P} tr[V^T (A+BKC)^T P] + \frac{\partial}{\partial P} tr[V^T P(A+BKC)]
\end{aligned} \tag{5-22}$$

由矩阵的迹的基本运算法则，可得

$$\frac{\partial}{\partial P} trP = I \tag{5-23}$$

$$\frac{\partial}{\partial P} tr[V^T (A+BKC)^T P] = V^T (A+BKC)^T = (A+BKC)V \tag{5-24}$$

$$\begin{aligned}\frac{\partial}{\partial P} \text{tr}[V^T P(A+BKC)] &= \frac{\partial}{\partial P} \text{tr}[(A+BKC)V^T P] \\ &= (A+BKC)V^T = V(A+BKC)^T\end{aligned}\quad (5-25)$$

将 (5-23) 式 ~ (5-25) 式代入 (5-22) 式, 并由 $\partial L/\partial P = 0$ 可得

$$(A+BKC)V + V(A+BKC)^T + I = 0 \quad (5-26)$$

(3) 求由 $\partial L/\partial V = 0$ 导出的方程

$$\begin{aligned}\frac{\partial L}{\partial V} &= \frac{\partial}{\partial V} \{ \text{tr}P + \text{tr}[V^T G(P, K)] \} \\ &= \frac{\partial}{\partial V} [V^T G(P, K)] \\ &= G(P, K)\end{aligned}\quad (5-27)$$

可见, 与 $\partial L/\partial V = 0$ 对应的方程即为原约束条件 $G(P, K) = 0$, 亦即

$$(A+BKC)^T P + P(A+BKC) + Q + C^T K^T R K C = 0 \quad (5-28)$$

将 (5-21) 式, (5-26) 式, (5-28) 式写在一起, 得

$$\begin{cases} B^T P V C^T + R K C V C^T = 0 \\ (A+BKC)V + V(A+BKC)^T + I = 0 \\ (A+BKC)^T P + P(A+BKC) + Q + C^T K^T R K C = 0 \end{cases} \quad (5-29)$$

上式即为著名的 Levine-Athans 方程组, 求解该方程组即可得出输出量 (非同维) 反馈增益阵 K 。

5.1.2 Levine-Athans 方程组的求解

自从 Levine 和 Athans 于 1970 年提出输出反馈控制方法及对应的方程组以来, 人们对这种类型的方程组进行了深入研究, 并提出了一系列求解方法。文献[51]提出了用于求解不考虑分散的一般输出反馈协调控制的共轭梯度法; 文献[52]提出了用于求解按子系统状态量反馈分散协调控制的梯度法; 文献[53]提出了用于求解部分输出量反馈分散协调的直接迭代法。为节省篇幅, 下面仅介绍本论文采取的直接迭代法, 其他求解方法的介绍可参考文献[49]。

1、直接迭代法

将 (5-21) 改写为

$$K = -R^{-1}B^T P V C^T (C V C^T)^{-1} \quad (5-30)$$

具体的迭代步骤如下:

(1) 选择一个使 $[A+BK^{(0)}C]$ 初始稳定的 $K^{(0)} \in \Omega$, 给定允许误差 $\varepsilon > 0$, 并选取迭代初始步长 $\theta > 0$, 令 $i=0$, $K^{(i)} = K^{(0)}$;

(2) 由

$$(A+BKC)^T P + P(A+BKC) + Q + C^T K^T R K C = 0$$

求 $P^{(i)}$;

(3) 由

$$(A+BKC)V + V(A+BKC)^T + I = 0$$

求 $V^{(i)}$

(4) 由 (5-30) 式计算可得

$$K_0^{(i+1)} = -R^{-1}B^T P V C^T (C V C^T)^{-1} \quad (5-31)$$

(5) 计算迭代精度, 如果

$$\|K_0^{(i+1)} - K^{(i)}\| < \varepsilon \quad (5-32)$$

停止迭代, $K^{(i)}$ 即为所求反馈增益矩阵, 否则进行下一步。

式 (5-32) 中的范数定义为

$$\|A\| = \left(\sum_{i=1}^m \sum_{j=1}^n a_{ij}^2 \right)^{\frac{1}{2}}$$

(6) 计算

$$K^{(i+1)} = (1-\theta)K^{(i)} + \theta K_0^{(i+1)} \quad (5-33)$$

(7) 由

$$(A+BKC)^T P + P(A+BKC) + Q + C^T K^T R K C = 0$$

求 $P^{(i+1)}$;

(8) 检验 $J[K^{(i+1)}] < J[K^{(i)}]$, 亦即检验 $tr P^{(i+1)} < tr P^{(i)}$ 是否成立, 若成立, 则令 $\theta = 1.2\theta$, $i = i+1$, 回到步骤 (3); 否则, 令 $\theta = 0.5\theta$, 回到步骤 (6)。

2、 $K^{(0)}$ 的求法

使用直接迭代法求解 Levine-Athans 方程组时, 必须找到一个 $K^{(0)}$, 使 $[A+BK^{(0)}C]$ 初始稳定。

对于一般的状态量反馈控制系统, 文献[54]提出了用特征值灵敏度方法将右半复平面的特征值逐步移到左半复平面, 但该方法仅适用于状态量反馈

控制，且需要多次求解主导特征值的右特征向量和左特征向量，求解过程相当复杂。

对于电力系统控制设计，采用以下方法均可使初始稳定的 $K^{(0)}$ 的求解过程大为简化。

(1) 当系统 A 矩阵初始稳定时

此时取 $K^{(0)}$ 为零矩阵即可

(2) 当系统 A 矩阵初始不稳定时

此时可采用以下几种不同的方法：

a 适当降低系统的运行点，亦即适当降低系统负荷和各发电机出力，这样总可使系统 A 矩阵由不稳定变为稳定。此时用零矩阵作为初始反馈增益阵，求解降低运行点后系统的左右反馈增益 K^* ，再以 K^* 作为原始系统的初始反馈增益阵 $K^{(0)}$ ，一般均可使 $[A+BK^{(0)}C]$ 初始稳定；

b 开始计算时对各发电机的转子运行方程假设一个人为的大机械阻尼，总可使系统 A 矩阵由不稳定变为稳定，此时用零矩阵作为初始增益阵，求解增大阻尼后系统的最优控制增益阵 K^* ，再以 K^* 作为原始系统的初始反馈增益阵 $K^{(0)}$ ，也可使 $[A+BK^{(0)}C]$ 初始稳定；

c 根据各反馈变量的物理意义和实际计算经验，对各反馈参数给定一个大致数值，由此确定使 $[A+BK^{(0)}C]$ 初始稳定的 $K^{(0)}$ 。这种方法最为简单，但要求设计者具有一定的计算经验。

5.2 HVDC 附加次同步阻尼控制器的设计

所研究的系统如图 3-1 所示，通过第四章的分析可知，图 3-1 所示的系统是不稳定的，存在次同步振荡的危险，必须增加系统的次同步阻尼，以提高系统的稳定性。本文将在直流系统的整流侧装设基于输出反馈控制理论的附加次同步阻尼控制器，以达到抑制次同步振荡的效果。

5.2.1 控制器设计方法

在第三章中，已得到图 3-1 中交直流并联输电系统的状态方程 $\dot{X} = AX$ 。其中直流系统采用定 $I_d - \delta$ 控制。参考文献[44]，选取发电机的转速偏差 $\Delta\omega_s$ 以及整流侧触发角的偏差 $\Delta\alpha_R$ 作为附加次同步阻尼控制器 (Supplemental

Subsynchronous Damping Controller, SSDC) 的反馈信号。在下一小节将讨论选取其他状态变量作为反馈变量的次同步阻尼控制控制器的效果, 控制器如图 5-1 所示。

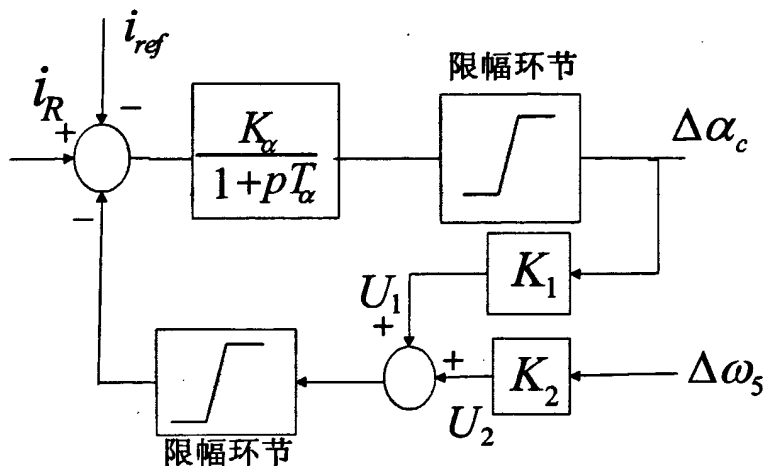


图 5-1 整流侧控制器

由图 5-1 可知:

$$\Delta\alpha_c = \frac{K_\alpha}{1 + pT_\alpha} (\Delta i_R - U_1 - U_2) \quad (5-34)$$

式中: $U_1 = K_1 \Delta\alpha_c$, $U_2 = K_2 \Delta\omega_5$, K_1 , K_2 即为所求的附加控制器参数。

则式 (3-32) 可化为

$$\begin{cases} \dot{X} = AX + BU \\ Y = CX \end{cases} \quad (5-35)$$

式中: 矩阵 A , X 的定义同于第三章;

$$B = \begin{bmatrix} 0_{22 \times 2} \\ -\frac{K_\alpha}{T_\alpha} & -\frac{K_\alpha}{T_\alpha} \\ 0_{6 \times 2} \end{bmatrix} \text{ 为 } 29 \times 2 \text{ 阶系数矩阵; } U = \begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \end{bmatrix} \text{ 为控制量;}$$

$$C = \begin{bmatrix} 0_{1 \times 22} & 1 & 0_{1 \times 6} \\ 0_{1 \times 15} & 1 & 0_{1 \times 14} \end{bmatrix} \text{ 为 } 2 \times 29 \text{ 阶系数矩阵; } Y = \begin{bmatrix} \Delta\alpha_c \\ \Delta\omega_5 \end{bmatrix} \text{ 为反馈变量。}$$

则输出反馈控制所要解决的问题是求控制规律: $U = KY$ 或 $U = KCX$, 亦即求输出反馈增益 K , 使得性能指标:

$$J = \int_0^{\infty} [X^T Q X + U^T R U] dt$$

为极小。

	$\xi_4 = 9.213 \times 10^{-3}$	$\xi_4 = 3.183 \times 10^{-2}$	$\xi_4 = 9.386 \times 10^{-3}$	$\xi_4 = 2.495 \times 10^{-2}$	$\xi_4 = 9.599 \times 10^{-2}$	$\xi_4 = 3.181 \times 10^{-2}$
	$\xi_5 = 4.326 \times 10^{-3}$	$\xi_5 = 5.397 \times 10^{-3}$	$\xi_5 = -1.521 \times 10^{-4}$	$\xi_5 = 7.765 \times 10^{-3}$	$\xi_5 = 4.311 \times 10^{-3}$	$\xi_5 = 5.400 \times 10^{-3}$
性能指标	1417.3	1946.2	2700.3	1210.6	1499.7	1920.9
反馈增益	$K_1 = 63.4$ $K_2 = 86.1$	$K_1 = 72.3$ $K_2 = 32.6$	$K_1 = -92.1$ $K_2 = -18.0$	$K_1 = 53.5$ $K_2 = 48.3$	$K_1 = 42.6$ $K_2 = 60.2$	$K_1 = 85.3$ $K_2 = 41.9$

从表 5-1 可以看出, 高压直流输电系统附加次同步阻尼控制器可以选择不同的反馈变量组合, 表中所列的五组控制器均能不同程度地改善系统的各扭振模式的阻尼特性, 但选取 $\Delta\alpha, \Delta\omega_s$ 作为反馈变量时, 控制器的效果最佳。

5.2.3 运行条件改变时控制器的适应性

5.2.1 节所介绍的 HVDC 附加次同步阻尼控制器实际结果是以系统某一特定运行点的数学模型为基础, 表 5-2 给出在运行条件发电机输出有功功率 P_G , 功率因数 PF , 串联补偿 X_{Lac}/X_{C1} 发生变化, 而控制器的反馈增益不变的情况时, 系统各扭振模式阻尼比的变化结果。

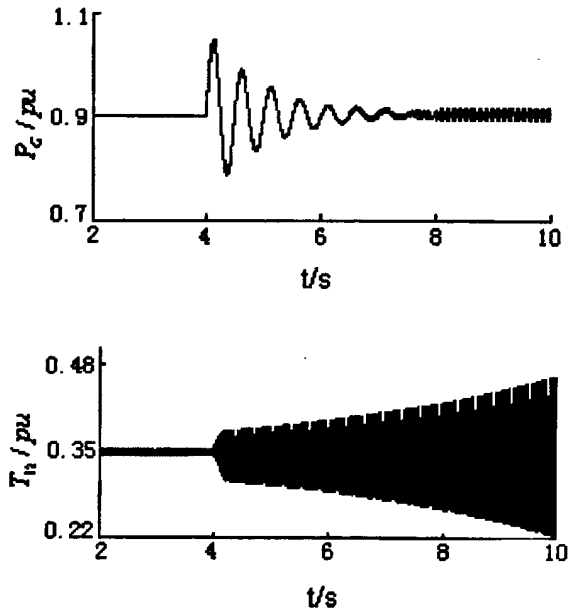
表 5-2 系统运行点变化时, 控制器的效果

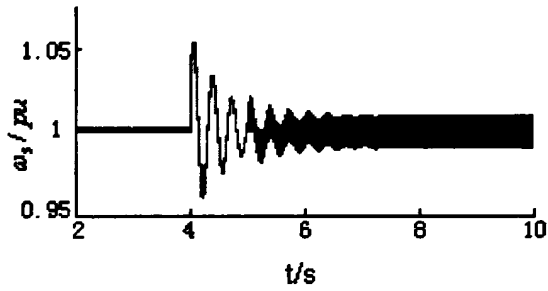
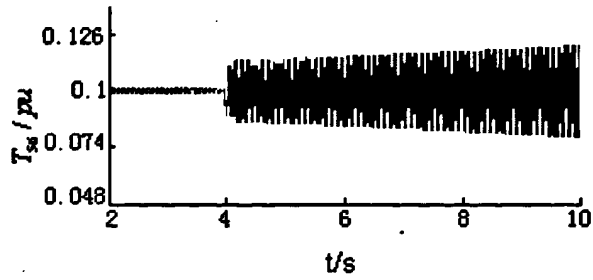
运行点	$P_G = 0.7 p.u.$ $PF = 0.8$ $X_{Lac}/X_{C1} = 0.3$	$P_G = 0.9 p.u.$ $PF = 0.7$ $X_{Lac}/X_{C1} = 0.6$	$P_G = 0.9 p.u.$ $PF = 0.9$ $X_{Lac}/X_{C1} = 0.7$	$P_G = 1.1 p.u.$ $PF = 0.7$ $X_{Lac}/X_{C1} = 0.8$
阻尼比	$\xi_1 = 6.771 \times 10^{-4}$ $\xi_2 = 4.786 \times 10^{-2}$ $\xi_3 = 1.342 \times 10^{-2}$ $\xi_4 = 2.848 \times 10^{-2}$ $\xi_5 = 7.899 \times 10^{-3}$	$\xi_1 = 6.771 \times 10^{-4}$ $\xi_2 = 4.232 \times 10^{-2}$ $\xi_3 = 1.150 \times 10^{-2}$ $\xi_4 = 2.500 \times 10^{-2}$ $\xi_5 = 7.765 \times 10^{-3}$	$\xi_1 = 6.117 \times 10^{-4}$ $\xi_2 = 3.330 \times 10^{-2}$ $\xi_3 = 6.989 \times 10^{-3}$ $\xi_4 = 2.495 \times 10^{-2}$ $\xi_5 = 7.188 \times 10^{-3}$	$\xi_1 = 4.633 \times 10^{-4}$ $\xi_2 = 3.072 \times 10^{-2}$ $\xi_3 = 6.781 \times 10^{-3}$ $\xi_4 = 2.162 \times 10^{-2}$ $\xi_5 = 4.325 \times 10^{-3}$

由表 5-2 可以看出, 按照一点线性化数学模型所设计的输出反馈控制器可以在很大的范围内很好地工作。

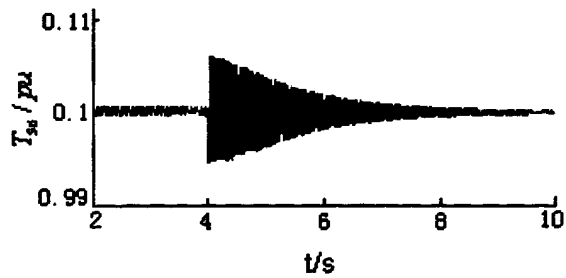
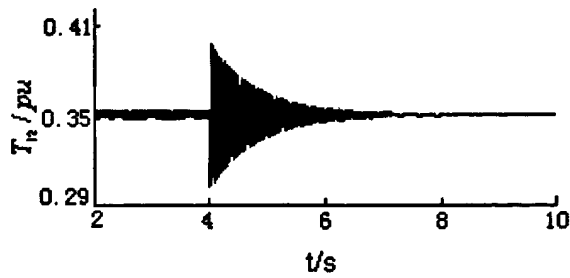
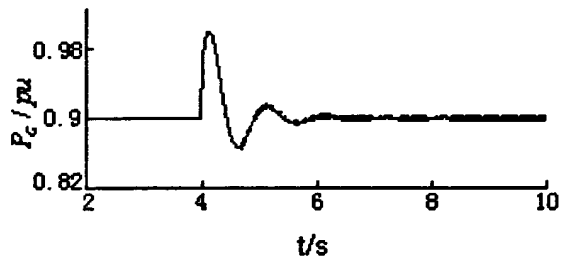
5.2.4 时域仿真结果

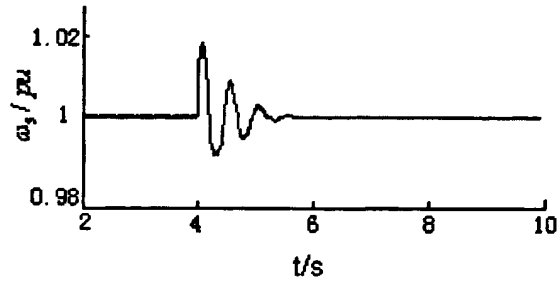
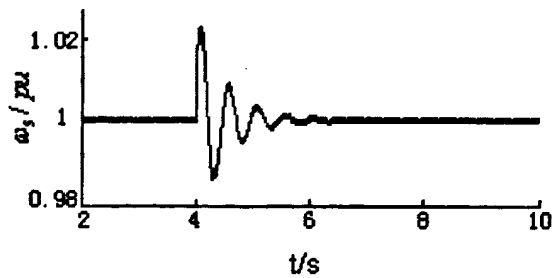
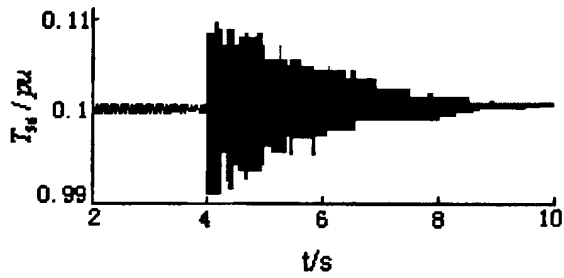
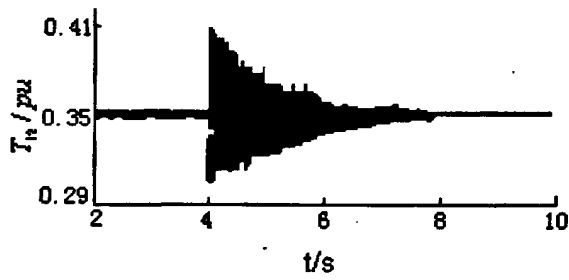
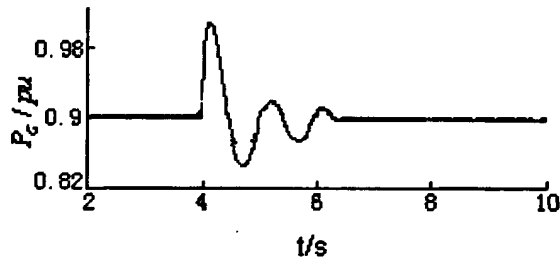
为了验证所设计的附加次同步阻尼控制器的有效性, 本文采用 PSCAD/EMTDC 仿真软件对图 3-1 所示的交直流电力系统进行时域仿真。设其工作条件为发电机输出有功功率 $P_G = 0.9 pu$, 功率因数 $PF = 0.7$, 串联补偿 $X_{Lac}/X_{C1} = 0.6$ 。图 5-2 中分别显示了在交直流电力系统中未装设 SSDC 以及装设了 SSDC 的系统响应曲线。其中, 图 5-2(a) 为交直流电力系统未装设 SSDC 时系统响应曲线; 图 5-2(b) 为交直流电力系统在装设以 $\Delta\alpha, \Delta\omega_s$ 作为反馈变量的 SSDC 时系统响应曲线; 图 5-2(c) 为交直流电力系统在装设以 $\Delta V', \Delta\alpha$ 作为反馈变量的 SSDC 时系统响应曲线; 图 5-2(d) 为交直流电力系统在装设以 $\Delta V', \Delta P_d$ 作为反馈变量的 SSDC 时系统响应曲线。图中的扰动为在 4s 时发电机机械转矩突然增加 15%, 持续时间 0.08s (4 个工频周期)。 T_{12} 表示发电机组的高压缸与中压缸之间的扭矩(pu), T_{56} 表示发电机与励磁机之间的扭矩(pu), $\Delta\omega_s$ 表示发电机角速度增量(pu)。





(a) 未装设 SSDC



(b) 装设 SSDC(反馈变量为 $\Delta\alpha, \Delta\omega_s$)(c) 装设 SSDC(反馈变量为 $\Delta V', \Delta\alpha$)

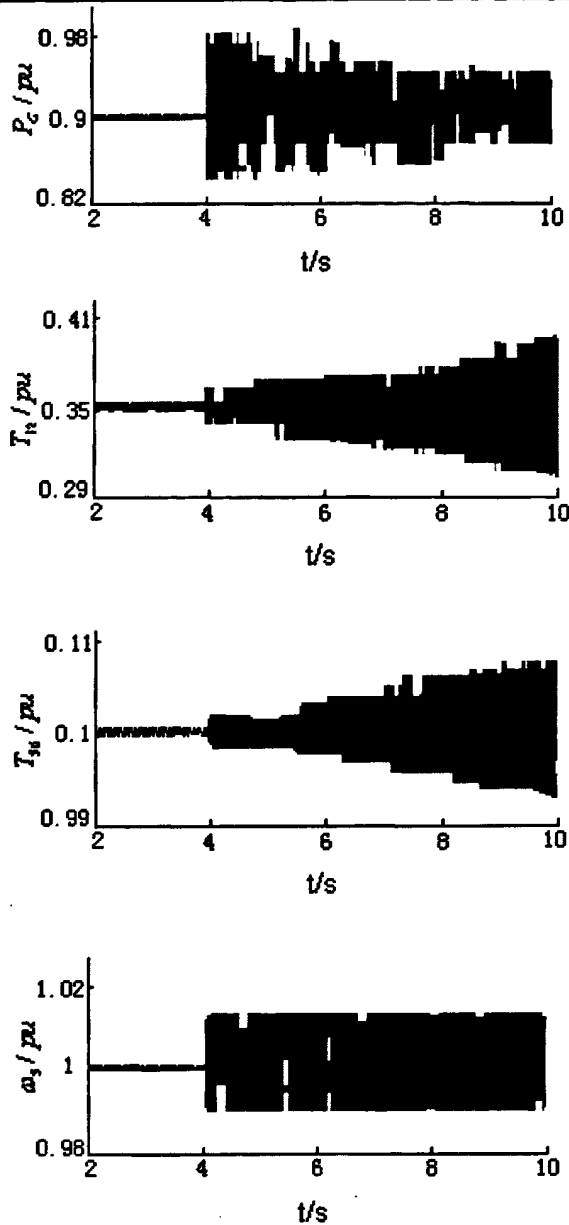
(d) 装设 SSDC(反馈变量为 $\Delta V'$, ΔP_d)

图 5-2 系统响应曲线

由图 5-2 示的仿真结果可知, 在直流输电系统整流侧装设以 $\Delta\alpha, \Delta\omega_s$ 和 $\Delta V', \Delta\alpha$ 作为反馈变量的附加次同步阻尼控制器都具有抑制次同步振荡的良好效果, 以 $\Delta\alpha, \Delta\omega_s$ 作为反馈变量的附加次同步阻尼控制器比以 $\Delta V', \Delta\alpha$ 作为反馈变量的附加次同步阻尼控制器抑制次同步振荡效果更好。当以 $\Delta V', \Delta P_d$ 作为附加次同步阻尼控制器的反馈变量时, 则无法达到抑制次同步振荡的效果。

5.3 本章小结

本章采用输出反馈最优控制理论，设计了直流输电系统的附加次同步阻尼控制，通过分析及仿真计算可以得出以下结论：

- 1、所设计的次同步阻尼控制器具有抑制直流输电系统次同步振荡的良好效果。
- 2、选取状态变量 $\Delta\alpha$ 和 $\Delta\omega_s$ 作为反馈变量时，输出反馈控制器的性能指标最小。
- 3、按照一点线性化数学模型所设计的输出反馈控制器可以在很大的范围内很好地工作。

结论与展望

1. 结论

本文对高压直流输电系统的次同步振荡问题进行了分析、控制研究，得出以下结论：

1、高压直流输电系统次同步振荡是电力系统功角稳定中比较复杂的问题，在数学模型方面，要考虑发电机轴系的动态特性，发电机要计及定子暂态而常采用派克方程描述、励磁系统模型，交直流网络要采用电磁暂态模型、直流控制系统模型。本文通过推导得到详细的高压直流输电系统次同步振荡问题研究所用的小扰动模型。

2、采用复数力矩系数法研究高压直流输电系统次同步振荡问题，可以直观清晰地看到直流输电系统次同步阻尼的大小，且不受系统规模限制，其分析结果与特征值分析法得出的结果一致。

3、直流输电系统的控制参数、控制方式、运行参数及工况对发电机组的次同步振荡有较大的影响，整流侧定功率控制比定电流控制更易激发发电机组的次同步振荡，高放大倍数、高触发角 α 运行及高直流输送功率都将恶化发电机组的电气次同步阻尼，容易发生次同步振荡。

4、首次采用输出反馈控制理论对高压直流输电系统次同步振荡进行控制，可以达到抑制发电机次同步振荡的效果，选取状态变量 $\Delta\alpha$ 和 $\Delta\omega_s$ 作为控制器的反馈信号，所设计出的附加次同步振荡阻尼控制器效果比较优越，且具有较好的鲁棒性。

2. 展望

高压直流输电系统的次同步振荡问题是一个具有深刻的生产背景、难度较大的研究课题，由于作者现有的水平和论文时间等方面的限制，本文只对高压直流输电引起的次同步振荡问题进行了一些初步的研究，还有许多方面的工作有待进一步研究和探索。

1、轻型高压直流输电对发电机组次同步振荡阻尼特性影响的研究。由电压源换流器组成的轻型高压直流输电系统，与传统的高压直流输电系统相比具有很多方面的优势。所以，研究轻型高压直流输电系统是否会引起发电机组次同步振荡的问题是一个很有意义的研究课题。

2、含多个直流换流站的高压直流输电系统次同步振荡问题的研究，目前已有相关文献进行了研究，但所考虑的模型比较简单，进一步的工作应该考虑更为实际和复杂的网络结构，同时，多个换流器的控制系统之间相互作用对次同步振荡的影响问题也值得研究。

3、有关高压直流输电系统非特征谐波，以及异步联结的高压直流输电系统的谐波是否会引起次同步振荡的问题，目前工程界还没有实例，可以作学术方面的探索。

4、输出反馈控制的权矩阵选取问题，目前，在使用输出反馈控制理论设计控制器的文献中(包括本文)，没有给出一种选取权矩阵比较适用而简便的方法。

致 谢

本文是在我的导师王奔教授的悉心指导下完成的。王老师为人谦逊，知识渊博，治学严谨，在学习和生活中给了我们极大的关怀与帮助。在两年多的研究生生涯中，王老师不仅给了我许多专业方面的指导，而且教会了我许多做人处世的原则，让我在专业水平大幅度提高的同时，性格修养、世界观和人生观也有了很大的转变，这将是今后工作和生活的一笔巨大的财富。毕业在即，我首先向王老师表示最衷心的感谢和最崇高的敬意。

在论文遇到困难时，我请教了实验室的师兄杜继伟、张俊波、李泰、郭春平、师弟邹超、黄崇鑫、赵岳恒、邓家泽、鲍鹏、何启明，感谢他们在学习和生活上的给予过的帮助。还有，感谢实验室其他师弟师妹们，和他们在一起让我度过了一段难忘的时光，给我留下了许多美好的回忆。

特别感谢我的好友肖广大、双纪文、王飞飞、欧阳娟一直以来给我的关心与帮助。

最后，我要感谢我的父母、哥哥、妹妹一直对我的关怀与无私的奉献，谨以此文回报他们的付出。

黄北军

2008年3月

参考文献

- [1] 赵遵廉, 中国电网的发展与展望[J]. 中国电力, 2004.37(1): 1-6.
- [2] 浙江大学编, 直流输电[M]. 北京: 水利电力出版社, 1985.
- [3] 浙江大学 HVDC&FACTS GROUP. www.hvdc.cn.
- [4] Bahraman, E. V. Larson, F. J. Piwko, H. S. Patel, Experience with HVDC-Turbine-Generator Torsional Interaction at Square Butte[J]. Paper F79 658-6 IEEE PES Summer Meeting Vancouver, B. C. July 1979.
- [5] M. M. Rashwan, C. V. Thio, Control, Protection, and Operating Performance of the Nelson River HVDC System [J]. IEEE PES Summer Meeting, July 1983.
- [6] K. Mortensen, E. V. Larson, F. J. Piwko, Field Tests and Analysis of Torsional Interaction between the Coal Creek Turbine-Generator and the CU HVDC System [J]. IEEE PES Summer Meeting, July 1980.
- [7] 倪以信, 陈寿孙, 张宝霖, 动态电力系统的理论和分析[M]. 北京: 清华大学出版社, 2002.
- [8] IEEE Subsynchronous Resonance Working Group. Reader's Guide to Subsynchronous Resonance. IEEE Trans on Power Systems [J], 1992. 7(1): 150-157.
- [9] IEEE Subsynchronous Resonance Working Group. Terms, Definitions and Symbols for Subsynchronous Oscillations[J]. IEEE Trans on Power Apparatus and Systems, 1985, 104(6): 1326-1333.
- [10] H. E. Lokay, et al, Turbine-Generator Shaft Loss-of-Life Concepts for Power System Disturbances[J]. Pro. Of the American Power Conference, Vol. 40, 1978.
- [11] John S, Joyce, et al, The Impact of High-Speed Reclosure of Single and Multiphase System Faults on Turbine Generator Shaft Torsional Fatigue, IEEE Trans. On PAS, Vol, PAS-99, No. 1, 1980.
- [12] J. V. Mitsche et al, Shaft Torsional Stress due to a Synchronous Faulty Synchronization[J]. IEEE Trans. On PAS. Vol. PAS-99, No. 5, 1980.
- [13] C. E. Bowler, et al, Evaluation of the Effect of Power Circuit Breaker Reclosing Practices on Turbine Generator Shafts [J]. IEEE Trans. On PAS, Vol, PAS-99, No. 5, 1980.

- [14] IEEE Working Group, Effects of Switching Network Disturbances on Turbine-Generator Shaft Systems[J]. IEEE Trans, Vol. PAS-101, pp.3151—3157, September 1982.
- [15] 徐政. 交直流电力系统动态行为分析[M]. 北京: 机械工业出版社, 2004.
- [16] 徐政, 罗瑞群, 祝瑞金. 电力系统次同步振荡问题的分析方法概述[J]. 电网技术, 1999, 23(6): 36-39.
- [17] B. L. Agrawal, R. G. Farmer. Use of Frequency Scanning Techniques for Subsynchronous Resonance Analysis[J]. IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, 1976, 98(2):341-349.
- [18] 陈陈, 杨. 几种次同步振荡分析方法和工具的阐述[J]. 电网技术, 1998, 22(8):10-13.
- [19] IEC Publication 919-3. Performance of high voltage DC systems, Part 3: Dynamic conditions. 1993.
- [20] EPRI TR-104166s. High-voltage direct current handbook. Electric Power Research Institute, 1994.
- [21] Canay I M. A novel approach to the torsional interaction and electrical damping of the synchronous machine, Part I: Theory, Part II: Application to an arbitrary network[J]. IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, 1982, 101(10): 3630-3647.
- [22] 黄家裕, 岑文辉. 同步电机基本理论及其动态行为分析[M]. 上海: 上海交通大学出版社, 1989.
- [23] Hsu Y Y, Wang L. Modal control of an HVDC system for the damping of subsynchronous oscillations [J]. IEE Proceedings Part C, 1989, 136(2): 78-86.
- [24] 倪以信, 王艳春, 陈寿孙, 张宝霖. 多机系统直流输电引起的次同步振荡的研究[J]. 中国电机工程学报, 1993, 13(2): 64-71.
- [25] B. P. Horne, D. N. Walker, Torsional vibration monitoring[J]. EPRI Workshop on Generator Monitoring and Surveillance, Oct. 1983. Dallas, Texas.
- [26] 倪以信, 荆朝阳等, 次同步扭振监护仪的原理及实现[J]. 中国电机工程学会直流输电技术学术会议论文集, 1991.12. 成都.
- [27] IEEE PES Committee, Symposium on countermeasures for subsynchronous resonance[J]. IEEE PES, Summer Meeting July 30, 1981.
- [28] E. Katz, Subsynchronous resonance-A 1981 review[J]. IEEE Symposium on

Countermeasures for Subsynchronous Resonance, July 1981.

[29] Yao-nan Yu, Electric power system dynamics[M]. Academic Press 1982.

[30] T.H.Putman, D.G.Ramey, Theory of the Modulated Reactance Solution for Subsynchronous Resonance Stabilization [J], IEEE PES Summer Meet, 1982.

[31] D.G.Ramey, etc, Dynamic Stabilizer Verification Thests at the San Juan Station[J], IEEE Trans, Vol. PAS-100, No.12, Dec.1981.

[32] Yao-nan, Yu, M.D.Wrong and K.K.Tse, Multi-mode wide Range Subsynchronous Resonance Stabilization [J], IEEE PES Summer Meet, 1987.

[33] 谢雁鹰, 刘福生. 抑制汽轮发电机组轴系扭振的附加最优励磁控制器对策[J]. 电力系统自动化, 1994, 18(2): 29-32.

[34] WANG Li. Damping of torsional oscillations using excitation control of synchronous generator: the IEEE second benchmark model investigation [J]. IEEE Trans. on EC, 1991, 6(1).

[35] 何学农等, 大型汽轮发电机轴系扭振的次最优控制[J]. 首届全国青年电力系统学术会议文集, 1990. 清华.

[36] 于达仁, 徐基豫. 大型汽轮机调节系统的设计对轴系扭振的影响[J]. 中国电机工程学报, 1992, 12(4): 35-39.

[37] 刘洪涛, 徐政, 周长春. 静止无功补偿器对发电机组次同步振荡特性的影响[J]. 电网技术, 2003, 27(1): PP, 1-4.

[38] R.M.Hamouda, et al, Torsional Oscillations of Series Capacitor Compensated AC/DC Systems[J], IEEE Trans on PS, Vol. 4 No.3, 1989.

[39] HSU Y Y, JENG L H. Damping of sub-synchronous oscillations using adaptive controllers tuned by artificial neural networks [J]. IEE Proc. Gener. Transm. Distrib, 1995, 142(4).

[40] Wang H F, Swift F J. Capability of the static Var compensator in damping power system oscillations[J]. IEEE Proc. Gener. Trans. Distrib., 1996, 143(4): 353-358.

[41] 吕世荣等, TCSC 对抑制次同步谐振的机理分析[J]. 电力系统自动化, 1999, 23(6): 14-18.

[42] Luiz A.S, Pilotto, et al, impact of TCSC control Methodologies on Subsynchronous[J], IEEE Trans on Power Delivery, 2003, 18(1).

[43] 余军, 何富发, 周波. 利用直流输电抑制交直流系统次同步振荡的仿真研

- 究[J]. 中国电机工程学报, 1997, 17(6): 386-390.
- [44] 江全元, 程时杰, 曹一家. 基于遗传算法的 HVDC 附加次同步阻尼控制器的设计[J]. 中国电机工程学报, 2002, 22(11): 87-91.
- [45] 杨秀, 王西田, 陈陈, 基于 H_{∞} 鲁棒控制理论的高压直流输电系统附加次同步振荡阻尼控制设计[J]. 电网技术, 2006, 30(9): 57-61.
- [46] Harley R G, Balda J.C. Subsynchronous resonance damping by specially controlling a parallel HVDC link[J]. IEE Proceedings, 1985, 132(3): 154-160.
- [47] EPRI. HVDC Control for Damping of Subsynchronous Oscillations, EPRI Report, No. EL-2708, Project 1425-1, Oct, 1982.
- [48] 李兴源. 高压直流输电运行与控制[M], 北京: 科学出版社, 1998.
- [49] 韩英铎, 王仲鸿, 陈淮金. 电力系统最优分散协调控制[M]. 北京: 清华大学出版社, 1997.
- [50] Levine W S, Athans M, On the Determination of the Optimal Constant Output Feedback Gains for Linear Multivariable System[J]. IEEE Trans, 1970, AC-15: 44-48.
- [51] Horisberger H P, Belanger P R. Solution of the Optimal Constant Output Feedback Gains for Linear Multivariable System [J]. IEEE Trans. 1974, AC-19: 434-435.
- [52] Germel J C, Bernussou J. Optimal Decentralized Control of Dynamic Systems[J]. Automatica, 1982, 18.
- [53] 陈淮金. 多机电力系统分散最优励磁控制器研究[D]. 清华大学博士论文, 1988.
- [54] Armentano V A, Singh M G. A New Approach to the Decentralized Controller Initialization Problem[J]. Proc. 8th IFAC World Congress, Kyoto, 1981.

攻读硕士学位期间发表的论文

- [1] 黄北军, 王奔, 郭春平, 李泰。基于输出反馈控制理论的 HVDC 附加次同步阻尼控制器, 电气应用 (录用待发)
 - [2] 黄北军, 邹超, 王奔。新型直流输电系统的非线性附加最优控制器的设计, 四川电力技术 (录用待发)
-