

硕士学位论文

电动负载力矩模拟器系统分析

ANALYSIS FOR ELECTRIC LOAD TORQUE
SIMULATOR SYSTEM

王 昊

哈尔滨工业大学

2014 年 7 月

国内图书分类号：TM351
国际图书分类号：621.313

学校代码：10213
密级：公开

工学硕士学位论文

电动负载力矩模拟器系统分析

硕 士 研 究 生 : 王昊
导 师 : 马杰 教授
申 请 学 位 : 工学硕士
学 科 、 专 业 : 控制科学与工程
所 在 单 位 : 控制与仿真中心
答 辩 日 期 : 2014 年 7 月
授 予 学 位 单 位 : 哈尔滨工业大学

Classified Index: TM351

U.D.C: 621.313

Dissertation for the Master Degree in Engineering

ANALYSIS FOR ELECTRIC LOAD TORQUE SIMULATOR SYSTEM

Candidate:	Wang Hao
Supervisor:	Prof. Ma Jie
Academic Degree Applied for:	Master of Engineering
Speciality:	Control Science and Engineering
Affiliation:	Control and Simulation Center
Date of Defence:	July, 2014
Degree Conferring Institution:	Harbin Institute of Technology

摘要

电动式负载力矩模拟器作为力矩加载的地面仿真设备，以小力矩加载，低惯量、转速快等优点广受人们青睐。在经过了数年的研究，对于电动负载模拟器的控制策略及多余力的抑制等方面较为成熟。但是，负载模拟器的一个重要问题并没有得到很好的解决，这个问题就是负载模拟器的通用性问题。由于负载模拟器是针对某一型号舵机进行设计研制，对于舵机特性差异较大的情况，所设计的负载模拟器不能够很好的完成力矩加载任务，在精度及稳定性上存在很大问题。因此，对于引起负载模拟器通用性问题的原因的研究很有实际意义。本文以电动式负载力矩模拟技术为背景，详细地从加载侧被控对象方面分析了力矩加载系统的灵敏度问题，同时针对抑制灵敏度正向峰值给出了解决的办法。

首先，分析课题的背景及研究意义。然后从多余力矩、加载侧和承载侧转动惯量、扭转刚度及控制策略等方面，分析了电动式负载模拟器的研究现状。

其次，以永磁同步电机作为电动式负载模拟器的驱动电机，根据电动负载模拟器和被测舵机的工作机理，分别建立了电动负载模拟器和被测舵机的线性数学模型。给出了以扭矩传感器为连接环节的综合系统数学模型。并针对后面的分析，对闭环系统模型进行了适当的简化整理。

再次，在建立的精确数学模型基础之上，选用两种方法对闭环系统对加载侧被控对象的灵敏度进行分析：一是针对负载模拟器这种多变量系统，在考虑舵机特性的情况下，定义了灵敏度函数矩阵，利用矩阵奇异值来考察灵敏度函数矩阵的增益值。二是由单变量灵敏度函数，针对闭环系统的输出响应，推导出双输入系统的灵敏度函数，分析了输出响应对加载侧被控对象的灵敏度的频率特性。在这两种方法基础之上，分析了加载侧和承载侧的惯量、扭转刚度等参数的变化，对闭环系统灵敏度的影响。

最后，以压低灵敏度函数在中、高频段的正向峰值为目的，对灵敏度函数进行了相应的补偿，并将该补偿环节等效为力矩闭环系统控制器中的串联环节。并对加入补偿环节的灵敏度进行了仿真验证。

关键词 电动负载模拟器；灵敏度；矩阵奇异值；多变量系统

Abstract

As a ground simulation device of loading the moment of force, electric load simulator is widely popular with people, because of the advantages, such as small moment of force load, low-inertia, high speed and so on. After several years of research, the control strategies and the suppression methods of surplus torque and other aspects for electric load simulator is mature. However, an important issue of electric load simulator is not well solved, and this issue is the universality of electric load simulator. Since the design of a electric load simulator is aim at a model of the steering, for the quite different of steering characteristics situation, the designed electric load simulator can't perfectly complete the load task, and there is a big problem in accuracy and stability. Therefore, the research of the cause of the universality of load simulator has great practical significance. In this paper, taking the electric load torque simulation technology as background, detailedly analyze the sensitivity of torque loading system from the controlled object of loading side, while give a solution to suppress the positive peak of sensitivity.

Firstly, analyze the background and significance of this subject. Then, from surplus torque, the rotational inertia of the load-side and the steering-side, torsional stiffness, and the control strategies and so on, analyze the research status of electric load simulator.

Secondly, taking the permanent magnet synchronous motor (PMSM) as the drive motor of electric load simulator, according the working mechanism of electric load simulator and tested steering, respectively establish the linear mathematical models of electric load simulator and the steering. Gives a comprehensive mathematical model, which is taking the torque sensor as a connecting link. And for the subsequent analysis, appropriately simplify the closed-loop system model.

Thirdly, on the basis of precise mathematical model, choose two methods to analyze the sensitivity, which is about the close-loop system and load-side controlled object: First, because the system of load simulator is a multivariable system, with considering the characteristics of steering, define the sensitivity functional matrix, and examine the gain of the sensitivity functional matrix taking advantage of singular values of a matrix. Next, on the basis of the sensitivity of a single variable, aiming at the output response of closed-loop system, deduce the sensitivity of double entry system, and then

analyze the frequency characteristics of the sensitivity of output response, which is about load-side controlled object. Based on the two methods, analyze the influence to closed-loop sensitivity, that is of parameters change of the rotational inertia of the load-side and the steering-side, and torsional stiffness.

Finally, in order to suppress the positive peak value of sensitivity in the middle and high frequency, we compensate the sensitivity function accordingly. And then take the compensation link to be equivalent to the series link of the controller of the torque closed-loop system. At last, the sensitivity function is proved, which is added the compensation link, through the way of simulation.

Keywords electric torque load simulator; sensitivity; singular values of a matrix; multivariate system

目录

摘要	I
Abstract	II
目录	IV
第 1 章绪论	1
1.1 课题背景	1
1.2 负载模拟器的发展现状	2
1.2.1 电动负载模拟器的多余力矩分析研究现状	3
1.2.2 电动负载模拟器的惯量分析研究现状	4
1.2.3 电动负载模拟器的连接刚度分析研究现状	5
1.2.4 电动负载模拟器的谐振分析现状	6
1.2.5 负载模拟器的控制方法研究现状	7
1.3 论文的主要研究内容和各章节安排	9
第 2 章电动负载模拟器数学模型的建立	11
2.1 引言	11
2.2 系统组成及工作原理	11
2.3 系统机理模型	12
2.3.1 电动舵机位置伺服系统数学模型	12
2.3.2 电动转矩加载模拟系统的数学模型	14
2.3.3 负载模拟器系统数学模型	18
2.4 负载模拟器数学模型简化	20
2.5 本章小结	22
第 3 章负载模拟器加载系统灵敏度函数分析	23
3.1 引言	23
3.2 基于矩阵奇异值的系统灵敏度分析	23
3.2.1 矩阵奇异值	23
3.2.2 灵敏度函数矩阵分析	25
3.3 多变量系统灵敏度函数	29
3.3.1 多变量系统灵敏度函数	29
3.3.2 力矩加载系统多变量灵敏度函数分析	30
3.4 系统参数的选取及仿真验证	35

3.5 本章小结	37
第 4 章电动负载模拟器力矩加载系统设计	38
4.1 引言	38
4.2 基于灵敏度分析的控制器设计	38
4.3 力矩加载系统对加载侧被控对象灵敏度仿真验证	42
4.4 本章小结	44
结论	45
参考文献	46
哈尔滨工业大学学位论文原创性声明和使用权限	50
致谢	51

第 1 章绪论

1.1 课题背景

在现代航天航空领域以及其它国防等科学研究中，通常需要在投入使用之前对产品进行测试，来保证产品的性能可以达到指标，尤其对于飞行器一类产品，地面的实验仿真更是不可或缺的一个环节。在早期时候，对于飞行器一类产品测试一般采用具有很强自破坏性的实物实验，这种测试方法，不但成品极高，浪费了巨大的人力物力，而且破坏性极强。更重要是受实验环境等因素的限制，导致实验结果的不准确和不完整，这会使研制的周期明显加长^{[1][2]}。而随着科学技术的提高，利用地面半实物仿真试验，来取代早期的自破坏性试验方法。半实物仿真试验是将飞行器在空中工作过程中的各种环境因素及参数，在实验室的环境下完整复现出来，这将经典的自破坏性试验转化为可预测的实验研究。无论是可靠性、人力物力还是经济性等方面都得到了很好的解决，这是经典的具有自破坏性的实验所无法比拟的^[3]。正是以上种种优点，使得地面仿真技术的到了很好的应用及推广。

负载模拟器是对诸如飞行器、轮船上的舵机进行性能检测和设计的重要地面半实物仿真设备之一。负载模拟器主要用来模拟舵面在工作过程中，所承受的各种铰链力矩。比如飞行器上的舵面，其在空中所承受的力矩与飞行器速度、高度、偏角、攻角等因素有很大关系，这些力矩统称为气动铰链力矩^[4]。在飞行器投入使用之前，需要对这些铰链力矩进行模拟，经过对舵机性能反复的实验和测试，进而来完成对舵机的分析和设计，这对于飞行器的控制精度及准确性十分重要，是保证航空航天产品的精度和性能的基础^[5]。

随着人们对负载模拟器的性能需求的提高，负载模拟器也同样在飞速的发展着。它的发展经历了三个阶段：机械式、电液式、电动式^[6]。最早的机械式加载，比如加入重量块来模拟力和惯量，或者加入弹簧来模拟扭转力矩，都显得相当不便，且不能实现连续加载，这种方法也很快被时代所淘汰^[7]。随后由于液压技术和控制理论的发展，出现了电液式负载模拟器，这种负载模拟器将加载装置从机械式的被动加载提升了很大层次，提供了大力矩、大功率的加载方法，更加科学实用。但同时也由于采用液压加载的方法受到性能、环境、维护等因素的制约，促使人们继续寻找更好的加载方法^[8]，电动式负载模拟器也由此应运而生。近年

来, 电动式被动加载方法被科研人员广泛运用和研究, 不只在控制策略上研究先进的智能控制方法, 在结构上也逐渐考虑有所改善。电动式负载模拟器相比于电液式加载具有很多优点, 其体积小, 结构简单, 试验起来极其简便, 此外, 成本低也使得人们对电动式加载更加青睐, 当然更主要的优点是电动式负载模拟器具有小力矩加载, 低惯量、转速快等优点, 这对于分析研究高性能要求的飞行器舵机有重要意义^[9]。

通常所研制的电动负载模拟器, 只是针对某一特定型号的被测舵机进行调试实验的, 若换取另一种特性差别较大的舵机时, 在实际应用中就会影响整个系统的特性, 以致不能很好地完成仿真实验。一个性能优良的负载模拟器, 应该具备匹配多种不同特性的被测舵机的性能, 所以以提高负载模拟器的通用性为目的, 使得其在应用中更具有实际意义, 可以使负载模拟器的应用在可靠性以及节俭研制经费上得到更大的提升。

本课题以某型电动负载模拟器为研究对象。针对不同型号被测舵机的特性差别较大的问题, 希望通过本课题的研究, 重点从系统模型建立、多变量系统灵敏度问题分析、系统分析等内容进行分析研究。以电动负载模拟器系统的多变量情况分析入手, 来分析各变量在系统中所起到的作用。

1.2 负载模拟器的发展现状

在上世纪 70 年代左右, 负载模拟器完成了从机械式发展为电气化、智能化、数字化仿真设备的转变。以日本科学家池谷光荣先生研制出了世界上第一台电液式负载模拟器原理样机为标志^{[10][11][12]}, 此后, 欧美等国为了适应国防科技的快速进步, 满足导弹等飞行器类产品的性能测试要求, 也相继开发出自己的负载力矩加载设备。经过这半个世纪的飞速发展, 对于负载模拟技术装置的研究也逐渐趋于成熟, 负载模拟器也在实际工况中得到了广泛的应用。负载模拟器的发展, 也逐渐从体积大、使用不方便向轻量化、简便化转变; 从人工控制、控制方法简单向计算机控制、智能化控制转化; 从模拟的加载指令看, 也从单一的力矩加载到各种载荷谱的任意加载, 甚至是现在更加热门的弯扭联合加载^[13]。

而我国在负载模拟器方面的研究, 起步相对于国外较晚。主要的研究集中在各高校及航空航天研究院所, 虽然技术已经发展很迅速, 但是与欧美等国家相距甚远, 仍需要继续努力研究。1990 年北京航空航天大学率先研制出一台为 *YCK-I* 型导弹舵面施加加载力矩的模拟装置^[14], 之后, 哈尔滨工业大学相继研制出电液式和电动式负载模拟器, 并从驱动装置、控制方法等方面进行了很大的改善。

在研究方向上，也逐渐从基本的驱动机构及建模方法转化到负载模拟器对多余力的抑制和智能化方法的应用上。2000 年哈尔滨工业大学机械工程系研制出的带有位置同步补偿系统的电液式负载模拟器，以及 2003 年控制与仿真中心研制采用永磁同步电机作为驱动装置的负载模拟器，都代表了中国在负载模拟器方面研究的飞速发展^{[15][16]}。

近年来，随着负载模拟技术的发展，人们对于其性能要求也越来越高，不仅要求负载模拟器产品只对单一型号或者性能参数相近的舵机施加力矩加载，从经济成本及实用性方面，负载模拟器的通用性逐渐成为大家新的关注点。

迄今为止，对于电动负载模拟器的系统分析已经比较成熟，在进行系统设计及实验之前，系统分析尤为重要，可以为系统的设计及控制方法的选择提供精确地数据和理论依据。

1.2.1 电动负载模拟器的多余力矩分析研究现状

多余力矩的消除一直以来是研究负载模拟器的关键性问题，如何消除多余力矩，引起人们的广泛研究。

文献[17]从物理意义上，分析了多余力矩的产生机理。舵机是按照角位置指令运动的被加载对象^[18]，加载电机的连接轴直接与舵机相连接的，其运动是被动地与舵机共同运动。首先从加载电机的机械特性上来讲，从三个阶段分析多余力矩的产生，分别为启动阶段、正常运行阶段和换向阶段。图 1-1 为加载电机的机械特性曲线，以启动阶段为例，电机初始时刻位于 O 点处，舵机突然启动，带动加载电机运动，电机电枢被迫运动，产生反电势，反电势作用于电枢，产生反向电流，进而产生电磁转矩，此时电磁转矩方向与运动相反，即为瞬时多余力矩。由于力矩信号传输的延迟、电机控制电路的滞后等因素的影响，变化曲线不是由 $O \rightarrow A \rightarrow B$ ，而是沿着 $O \rightarrow C \rightarrow B$ 变化的。而此过程中偏离纵坐标的值即为启动阶段的多余力矩值。另外两种情况与启动过程相类似，在这里不再重复叙述。

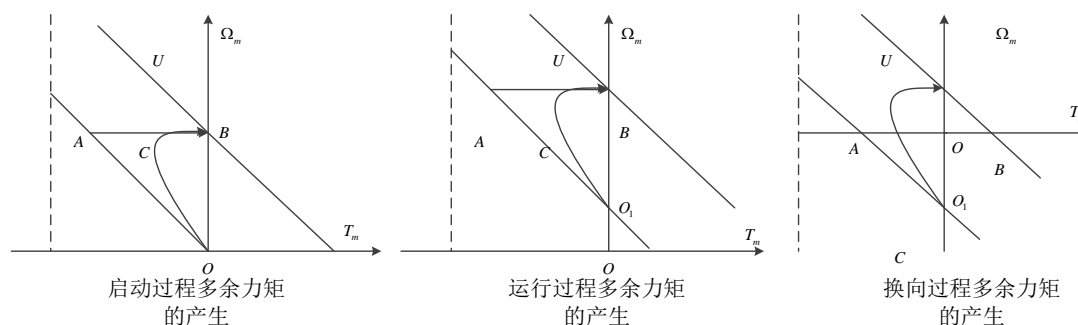


图 1-1 负载模拟器多余力矩产生机理

从负载模拟器的机械结构看，对于多余力矩产生机理的分析也有所研究，文献[19]着重从转动惯量角度分析了由惯量所引起的惯性多余力矩，如图 1-2 所示，转子及传动轴等引入的惯性力矩，由于存在多余的惯量，导致很小的加速度便会产生很大的惯性多余力矩；同时，由于加载误差，即上一时刻的未完全跟踪，所产生的误差，会影响下一时刻的加载跟踪。这两大因素都是产生多余力矩的原因所在。这里所指的多余惯量是由加载侧引起的，等效到尾翼处的惯量，所以真实的被加载侧惯量等于两者之和，由加载侧引起的等效多余惯量所产生的力矩即为多余力矩。

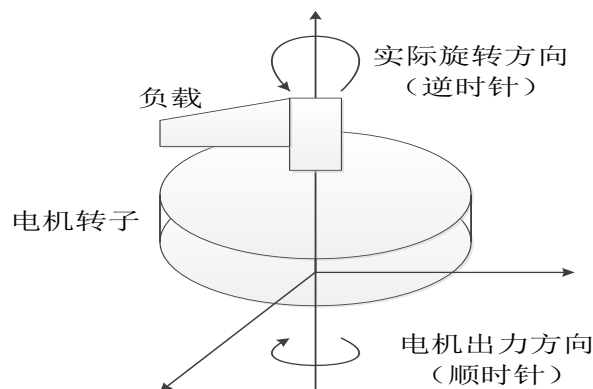


图 1-2 引入的多余力示意图

还有一些研究者，通过对负载模拟器系统的建模，推导出由舵机运动所引起的多余力矩的原因，得出多余力矩的产生主要与被加载侧的运动参数，如速度、加速度、甚至加加速度有直接的关系。通过数学模型，可以很直观的了解被加载侧参数对于多余力矩产生的影响^{[20][21]}。

1.2.2 电动负载模拟器的惯量分析研究现状

由舵面的受力分析可知，其所承受的力矩不仅有空气中的铰链力矩，还有由舵面本身所带来的惯性力矩。通常来讲，负载模拟器在给舵面进行加载测试时，应该满足舵面所承受的力矩除了需求的铰链力矩之外，应符合舵面惯性力矩的真实情况，即由加载侧电机转子、连接轴系以及扭矩传感器的惯量，在被测舵机侧的等效惯量与舵面的真实情况相符合。所以，如何划分整个加载系统的惯量，是否需要以及如何补偿惯量失配的问题，对系统的影响十分重要，目前也有很多人对此方面进行了研究。

首先，考虑到加载系统惯量的划分^[14]，舵轴的受力点在连接轴处的连接面上，舵轴所受的转矩值包含三部分量值，其中不仅仅有转矩加载系统本身要加载的转

矩值，还有舵机带动被加载侧惯量运动所产生的惯性力矩以及负载模拟器带动加载侧侧惯量运动所产生的惯性力矩，因而扭矩传感器将惯量的耦合作用全部作用到负载模拟器的加载转矩上。换句话说，舵面的惯性负载只是以扭矩传感器为中心线划分偏向舵机侧的那部分惯量，而偏向于转矩加载侧的惯量则体现在转矩加载值上。

其次，对于是否应该对惯量进行补偿也产生很大的争议。文献[22]和文献[23]都赞同需要对舵机侧的惯量进行补偿，并且考虑通过加入惯量盘的方式进行结构上的补偿。可是，关于惯量盘的安装位置却有所不同，有的选择将惯量盘放在靠近舵机侧的连接轴轴端处；也有人认为，由于惯性负载是通过加载力矩传递的，所以选择加在加载侧。而文献[24]则选择通过补偿加载力矩来补偿惯量失配的问题，并针对产生的加载误差进行补偿处理。当然，也有研究者认为不存在惯量失配的问题，认为不应该加入惯量盘等进行补偿^[25]。

1.2.3 电动负载模拟器的连接刚度分析研究现状

由于负载模拟器系统是由加载电机和被测舵机通过连接轴相连接，则中间连接轴处的参数对于加载过程的精度及稳定性起着至关重要的作用。连接轴处的连接刚度可分为两部分，一是连接轴系的刚度，另一个是扭矩传感器的连接刚度。

负载模拟器系统可以看做是力矩伺服系统，它的最终目的是要跟踪上所给定的力矩指令，完成对舵机的力矩加载。因此，系统需要通过扭矩传感器得到加载力矩的反馈，所以对扭矩传感器刚度及强度的分析十分重要。文献[26]通过对轴系的刚度和强度的物理参数的分析得到结果，即对于刚性机械轴的同步系统，扭矩传感器的刚度和强度并不是影响系统的主要参数。从另一个角度讲，扭矩传感器的刚度系数与连接轴处的刚度在相同数量级上时，扭矩传感器对系统动态特性的影响就不是那么明显，甚至可以忽略它的影响，将负载模拟器的连接刚度对系统的影响都看作连接轴上的连接刚度的影响^[27]。

最先考虑系统连接刚度问题，是应用在电液负载模拟器上。文献[28]将扭矩传感器与连接轴合并起来看作一个弹性环节，分析了弹性环节对于系统分别在有无惯性负载时，对于系统稳定性及多余力矩的影响，得出弹性环节对于加载侧和被测舵机在工作过程中的“缓冲”作用，使两侧在加载过程中产生角度差值。但同时弹性环节的作用是双向的，带来不利影响，会衰减加载力矩并导致相位滞后。而文献[29]定义了广义连接刚度，其是由连接轴处及负载所决定的，并研究了将多余力矩作为一种补偿的方式，给出了广义连接刚度的一种量化的方法。

之后，随着电动式负载模拟器的发展，人们对电动式加载系统的连接刚度也有了深入的研究。首先是分析刚度对于系统动态性能的影响，最初只是通过改变扭矩传感器的刚度，来改变连接轴系的总体刚度。但是扭矩传感器的刚度仅能从固定的刚度中进行选择，于是，研究者们开始研究类似于电液负载模拟器那样，在连接轴处加入弹簧杆，这对于改变连接轴处的刚度起到了很好的效果。如图 1-3 所示，为一个简化的负载模拟器系统，其中加入弹簧杆在连接轴中，可以起到降低连接刚度的效果。

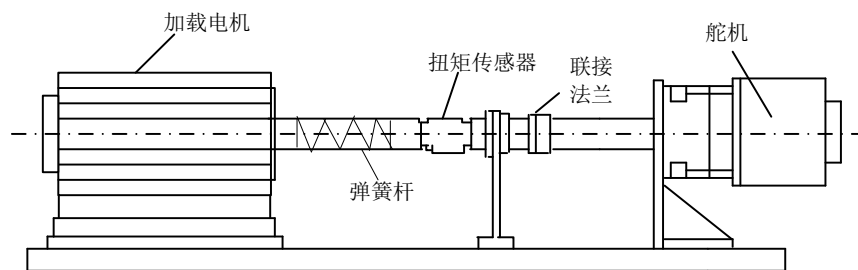


图 1-3 电动负载模拟器机械结构图

同在何位置加入惯量盘的看法一样，对于弹簧杆的加入也有不同的看法，文献[27]与文献[30]就从两种弹簧杆的加入方案分析了其对于系统动态性能的影响，一种是在加载电机的输出端处，另一种是在舵机侧与惯量盘等惯性负载相连接。

文献[31]建立了加入弹簧杆后负载模拟器系统的数学模型，并从稳定性和多余力矩两方面分析弹簧杆的作用。弹簧杆提高了系统传递函数分母的阶次，使得对多余力矩的影响有所减弱，从物理角度讲，即如果没有弹簧杆，相当于舵机的位置干扰直接作用于加载侧，可见，弹簧杆的加入对系统稳定性作用甚大。该文献从控制角度讲，零极点分布也与刚度的选取有关系，并认为弹簧杆刚度的选取与加载梯度有一定关系。

因此，对于连接轴处刚度的选取是十分必要的，选取合适的刚度对于提高负载模拟器系统的加载性能很有意义^[32]。而对于如何选取弹簧杆的刚度系数，也成为近年来大家讨论的热点话题。

1.2.4 电动负载模拟器的谐振分析现状

在负载模拟器系统中，加载电机、扭矩传感器以及被测舵机是通过机械连接装置相互联结的。在力矩加载过程中，机械连接轴会发生某种程度的弯曲和弹性形变。通常情况下，这种弹性形变对控制系统的影响可以忽略掉，但是在负载模

拟加载系统中，高精度、响应快、频宽高等高性能的要求，使得由弯曲和弹性形变所带来的机械谐振对系统的动态特性的影响不能忽略，机械谐振不仅会使控制系统严重不稳定，甚至会损害机械部件^{[33][34]}。

机械谐振与系统的带宽密切相关，如果谐振频率点落入带宽内，那么谐振峰值就会严重影响系统的稳定性，谐振频率处的多余力矩及高频噪声会被放大^[35]。因此，对谐振的抑制通常与提高带宽相联系进行系统设计。

避免机械谐振可以采取提高谐振频率，即提高连接轴系的固有频率，固有频率为 $\omega_n = \sqrt{K/J}$ ，可以提高连接轴的刚度系数或者降低轴系惯量。文献[36]给出了负载模拟器系统在不同刚度情况下的频率特性，指出，在系统其他参数不变情况下，谐振频率随着刚度的增加不断增加，谐振峰值也有所提高。而同时文献[37]和[38]指出，轴系的刚度与加载频宽有直接关系，刚度的增加，系统带宽也会增加，与此同时，文献[39]还研究了连接刚度的增加，会导致系统快速性降低、多余力矩增加。因此，为了避免谐振频率落入带宽之内，需要综合考虑刚度的值，不能盲目取值。

1.2.5 负载模拟器的控制方法研究现状

舵机电动负载模拟器的主要任务是按照力矩指令给被测舵机施加力矩，力矩跟踪需要达到快速、精确的要求。但由于被测舵机与负载模拟器通过机械环节相连，舵机的运动所带来的多余力矩会给负载模拟器带来强干扰，严重影响力矩加载精度及加载系统的动态性能。因此，负载模拟器的控制策略主要集中在两个方面，一是抑制、消除多余力矩，二是提高动态加载性能，拓宽频带，提高加载精度及快速性。研究人员已经对负载模拟器系统的控制方法进行了深入的研究，并且很多方法已应用到实际系统中。常用的控制方法主要分为两类：传统控制方法及智能控制方法。

（1）基于结构不变性原理的控制方法

采用结构不变性原理补偿多余力矩的主要思想，是引入舵机的运动速度或加速度，以前馈补偿的方式，抵消掉由舵机运动所引起的多余力矩。

基于结构不变性原理的前馈补偿原理图如图 1-4 所示。图中， $\theta_r(s)$ 为舵机的角度输出，通过 $G_f(s)$ 环节对负载模拟器的加载力矩形成干扰。前馈补偿通过测量到的舵机输出信号，通过环节 $G_{com}(s)$ 进入前向通道，通过计算得知，所想对舵机的干扰完全抵消，需要 $G_{com}(s) \times G_c(s) = G_f(s)$ 。

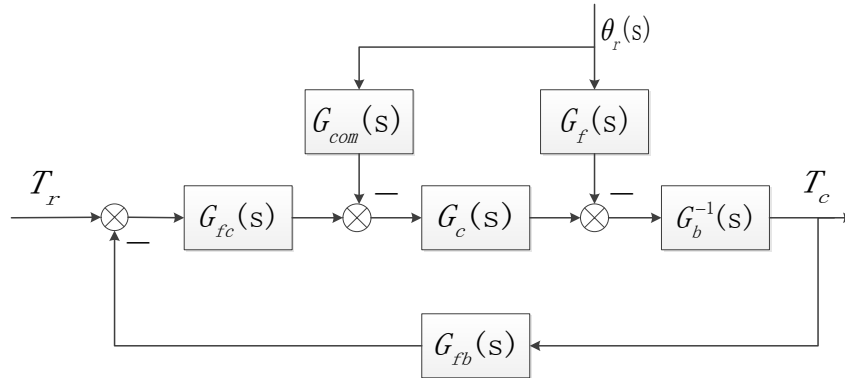


图 1-4 前馈补偿原理图

这种补偿方法简单易用，得到了广泛的应用，但是补偿时所引入的信号有所不同，文献[40]由数学模型分析多余力矩的产生原因后，选择采用舵机的角速度进行前馈补偿，并通过了实验验证，证明其可行。而文献[41]和[42]等则采用了角速度和角加速度信号对多余力矩进行补偿，都取得了良好的效果。这种方法所涉及的前馈控制器输入信号为舵机角速度与角加速度，势必会存在微分环节，在物理实现上很难实现，也就导致了多余力矩的不完全消除。

(2) 基于角位置同步补偿的控制方法

位置同步补偿最开始是应用于电液负载模拟器系统，其机理是在加载马达和承载马达之间加入一个同步马达，同步马达与承载马达受同一个位置信号控制，且同步马达转子与加载马达相连，定子与台体相连。这样，将原来由一个马达承担的加载和跟踪两个任务，分给两个马达来完成，以此来减少多余力矩^[43]。受电液负载模拟器启迪，电动负载模拟器同步补偿控制策略是，在力矩控制主回路外引入一个位置跟踪控制回路，其目的是使加载电机的角位置运动与被测舵机的角位置运动一致，这样也将加载任务与跟踪任务分开，实现对多余力矩的抑制。文献[44]采用这种方法，并经过实验验证，表明其力矩跟踪与抑制多余力矩都有很好的效果。

(3) 基于内模控制的补偿方法

内模控制的结构见如下所示，内模控制是基于系统内部模型的一种控制方法， $P(s)$ 是被控对象模型， $Q(s)$ 是内模控制器， $M(s)$ 是系统内部模型。其控制机理是，当 $P(s)=M(s)$ 时，若 $Q(s)$ 为被控对象的逆模型，则由传递函数知，系统可达到完全跟踪。若模型不匹配，则内模控制结构不仅包含外部扰动信息，还包含模型不匹配对系统输出的影响。

内模控制运用到负载模拟器系统中，即 $P(s)$ 为加载侧数学模型，外部扰动 d 为

舵机输出对加载侧的影响。由于加载系统存在不确定性，所以存在模型失配的问题，即需要加入外回路设计反馈滤波器^[45]。

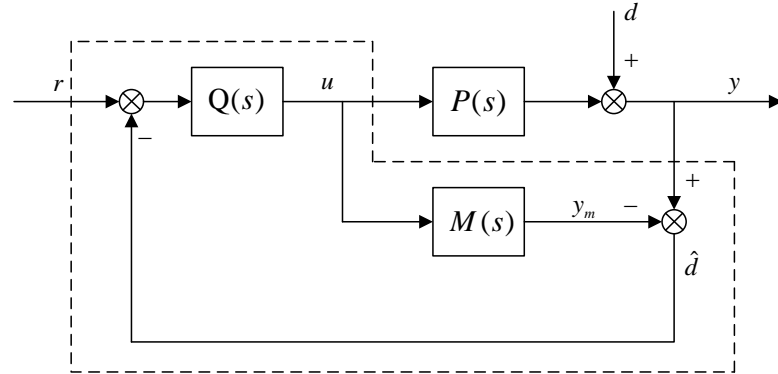


图 1-6 内模控制结构图

(4) 其它传统控制方法

至今应用到负载模拟器上的传统控制方法还有很多，比如基于解耦、状态观测器的补偿方法，鲁棒控制方法等，这些方法虽然经过了很多研究，但还是存在很多问题。比如解耦控制补偿方法，由于在解耦控制器中存在微分环节，在物理实现上比较困难；鲁棒控制方法因为需要兼顾多余力矩和系统模型的双重不确定性，使控制器设计具有较大的保守性。因此这些方法还有待进一步研究。

(5) 智能控制方法

智能控制算法通常是针对力矩伺服系统中某一处的强非线性提出来的，一般与常规的控制方法结合使用。当系统中非线性因素的影响不能忽略时，就需要采用智能算法，如模糊控制、神经网络控制算法等。文献[46]分析了负载模拟器系统的非线性因素、时变参数以及外部扰动等的影响，提出了运用对角回归神经网络与传统 PID 控制相结合的控制方法，并进行了仿真验证。文献[14]也采用了基于 RBF 神经网络的控制方法，并经实验验证其对多余力矩的抑制效果。

1.3 论文的主要研究内容和各章节安排

本文以某型电动负载模拟器力矩加载系统为背景，通过对系统的机理分析，建立了力矩加载系统的完整线性数学模型，并针对本文内容对闭环数学模型进行了适当的简化。针对加载系统对于不同特性舵机系统不能稳定实现力矩加载的问题，从力矩加载侧寻找问题及解决办法，确定了以加载系统被控对象为研究对象，观察整个联合闭环系统对加载侧被控对象的灵敏度频率特性，并分析加载侧被控对象的参数对灵敏度频率特性的影响，得出了两侧惯量匹配的条件及数值。对于灵敏度的求法，针对负载模拟器的多变量耦合系统，提出两种求解闭环系统对加

载侧被控对象灵敏度的方法，并分别进行了频率特性分析。最后，以降低灵敏度频率特性为目标，首先设计了灵敏度函数的补偿环节，然后将其等效成闭环系统中控制器的串联补偿环节，并进行了仿真验证。

本文各章节安排如下：

第 1 章为绪论部分，主要介绍了课题的研究背景，详细介绍有关舵机负载模拟技术的系统分析及控制方法研究现状。

第 2 章基于对电动舵机和电动负载模拟器的机理分析，建立电动舵机和电动负载模拟器的数学模型，并设计控制器建立力矩加载系统的闭环数学模型。最后，对闭环数学模型进行化简，并对系统的参数进行分析。

第 3 章基于电动负载模拟器力矩加载闭环系统的数学模型，采用两种方法考察闭环系统的输出响应对加载侧被控对象的灵敏度：一是根据多变量系统的传递函数阵，定义灵敏度函数矩阵，考察该矩阵的奇异值作为指标；另一个是由单变量系统的灵敏度函数推导出多变量系统的灵敏度函数。然后，分析了在加载侧和承载侧转动惯量、转动惯量以及前向通道增益不同时，闭环系统对加载侧被控对象的灵敏度的影响。最后，根据第二种方法的灵敏度频率特性图，选择两侧转动惯量的参数。

第 4 章以前面建立的数学模型及对多变量系统灵敏度函数分析为基础，并以消除灵敏度函数频率特性在 $0dB$ 之上的正向峰值为目标，设计了灵敏度函数的补偿环节，并将其等效成控制器中的串联环节，最后，进行了仿真验证。

第 2 章电动负载模拟器数学模型的建立

2.1 引言

本章是介绍电动负载模拟器加载系统的组成及工作机理。以永磁同步电机作为力矩加载侧的驱动元件，首先在分析负载模拟器系统工作机理的基础上，建立加载侧与承载侧的数学模型，之后再给出两个系统的联合加载系统的数学模型。并对负载模拟器加载侧可变参数进行分析，进行数学模型的简化，从而为系统灵敏度分析打下基础。

2.2 系统组成及工作原理

电动负载模拟器系统的机械结构如示意图 2-1 所示。

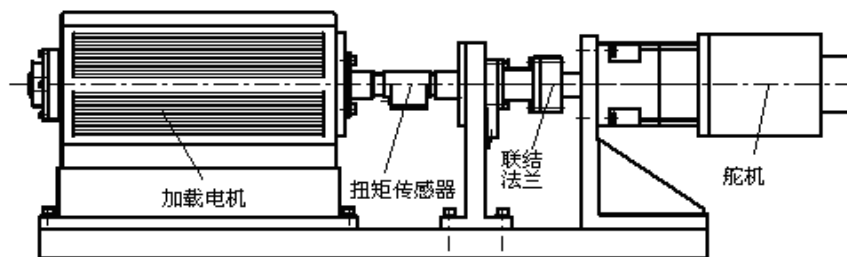


图 2-1 电动负载模拟器系统的机械结构示意图

图 2-1 所示的电动负载模拟器为单通道机械结构，图中左侧为电动加载系统，用于产生加载力矩。右侧为被测舵机，二者通过扭矩传感器和连接法兰同轴连接。

加载电机是负载模拟器的执行机构，它是实现高精度力矩加载的基础。由于加载系统控制的变量为力矩，通常转速比较低，因此选用具有转动惯量低、低速运行平稳、输出力矩大等优点的永磁同步电机作为驱动元件。而对于永磁同步电机的设计，为了使其具有优异的性能，可以采用钕铁硼作为磁钢，钕铁硼永磁电机具有体积小、惯量小、效率高等优点，相比同体积的其它类型电机的输出转矩要高出许多^[47]。此外，采用表面磁钢筒形转子磁路，不但提高转矩惯量比，还可通过降低电机的电感及互感，降低系统的电磁时间常数。对于永磁同步电机的电磁波动力矩、定位力矩等问题，也可以从永磁磁场的优化设计、分数槽等方面进行改善设计。加载电机一般采用矢量控制。对转子位置传感器的精度要求不是很高，可选择一对极的旋转变压器即可。

中间连接环节包括扭矩传感器和联结法兰，扭矩传感器是实现力矩加载闭环

的重要测量元件，由于其采用应变片变形原理，扭矩传感器不只起到测量的作用，还是连接负载模拟器和舵机的联结环节，其刚度的选择对负载模拟器系统的动态性能有直接关系，通常选择非接触式扭矩传感器，适合长时间使用且无损耗，还需具有精度高，非线性度小等特点。加载系统输出轴连接处采用刚性的联结法兰，整轴基本呈刚性，使力矩加载直接传递到舵机侧。通常，对于在被测舵机侧，可加入可调节的惯量盘，来模拟舵面所受的惯性力矩。

图 2-1 中右侧为被测舵机，即负载模拟器系统的承载对象。通常舵机采用直流电机驱动。舵机系统还包含减速器、位置传感器等。舵机系统是位置伺服系统，对传感器精度要求比较高，通常选用多极的旋转变压器或者光电码盘等。

综上所述，电动负载模拟器系统由上位机、D/A 转换卡、永磁同步电机、驱动器、扭矩传感器、旋转变压器及扭矩采集系统组成，并通过减速器与舵机系统相连，电动负载模拟器系统组成如图 2-2 所示。

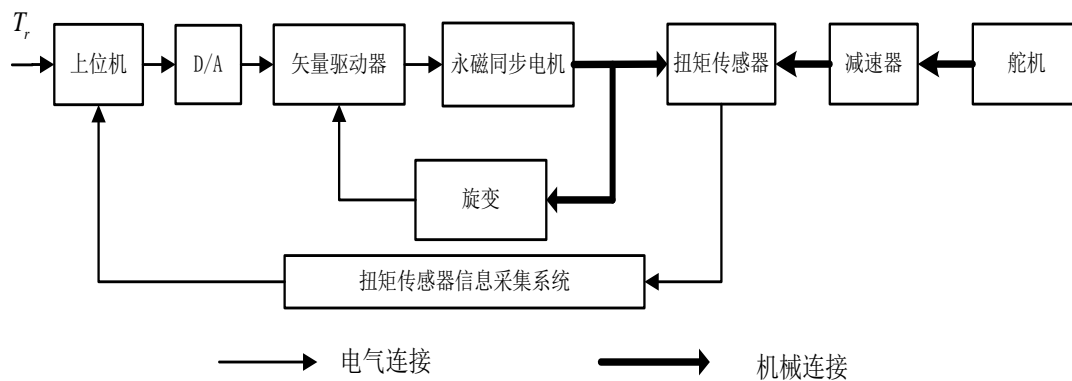


图 2-2 电动负载模拟器系统整体结构图

2.3 系统机理模型

本节首先建立电动舵机的数学模型，然后建立负载模拟器的数学模型，最后根据两侧系统的相互影响确定联合系统的数学模型。

2.3.1 电动舵机位置伺服系统数学模型

如前所述，被测舵机通常选用直流电机作为执行机构。直流电机通过减速器、惯量盘及扭矩传感器，同轴连接到负载模拟器上，直流电机的开环对象模型如图 2-3 所示。

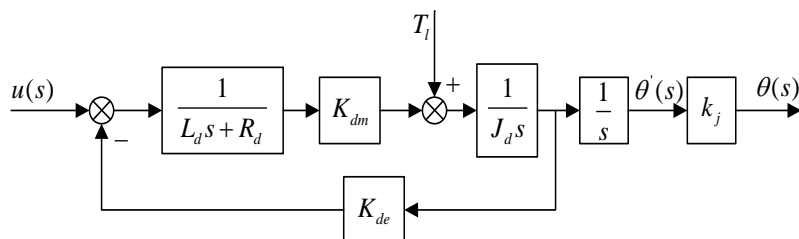


图 2-3 直流电机的开环对象模型

图中，输入信号为控制电压 $u(s)$ ，输出信号为直流电机角位置 $\theta'(s)$ ， $\theta(s)$ 为舵机输出经过减速器后的真实角位置输出， L_d 为直流电机的电枢电感， R_d 为电枢电阻， K_{dm} 为力矩系数， K_{de} 为舵机反电势系数， J_d 为舵机的转动惯量，该惯量包含舵机轴和惯量盘模拟的舵面惯量， k_j 为减速器的减速比， T_l 为舵机的外部干扰力矩。对于直流电机来说，干扰力矩 T_l 主要分为两部分，一部分为由舵机自身摩擦力等因素带来的力矩干扰 T_{l1} ，另一部分为负载模拟器给舵机施加的力矩 T_{l2} 。

由开环对象模型可得，从输入 $u(s)$ 到输出角位置 $\theta(s)$ 的传递函数为

$$\frac{\theta(s)}{u(s)} = \frac{k_j K_{dm}}{s(L_d J_d s^2 + R_d J_d s + K_{de} K_{dm})} \quad (2-1)$$

从外部干扰力矩 $T_l(s)$ 到输出角度 $\theta(s)$ 的传递函数为

$$\frac{\theta(s)}{T_l(s)} = \frac{k_j^2 (R_d + L_d s)}{s(L_d J_d s + R_d J_d s + K_{de} K_{dm})} \quad (2-2)$$

相比于由摩擦力等因素给舵机带来的力矩干扰 T_{l1} 来说，负载模拟器施加的转矩要大很多，这样 T_{l1} 的值很小，基本可以忽略。因此，直流电机的外部干扰力矩可以看成是负载模拟器的加载力矩，即

$$T_l \approx T_{l2} \quad (2-3)$$

又由于安装减速器的原因，设负载模拟器的实际输出转矩为 $T_f(s)$ ，则有

$$T_{l2} = T_f(s) k_j \quad (2-4)$$

综上所述，从负载模拟器的加载力矩 $T_f(s)$ 到舵机的输出角度 $\theta(s)$ 的传递函数，经推导得

$$\frac{\theta(s)}{T_f(s)} = \frac{k_j^2 (R_d + L_d s)}{s(L_d J_d s + R_d J_d s + K_{de} K_{dm})} \quad (2-5)$$

直流电机是典型的位置伺服系统，设其位置环的控制器为 $K_D(s)$ ，将控制器加入到舵系统中，可得其闭环对象的方框图如下所示。

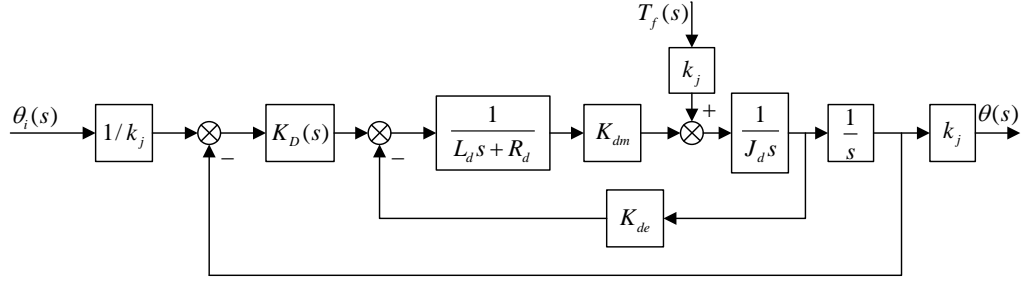


图 2-4 电动舵机闭环对象框图

图中 $\theta_i(s)$ 为舵机的位置指令输入。为了简便起见，位置环的控制器采用 PI 控制，即

$$K_D(s) = K_{pp} + \frac{K_{pi}}{s} \quad (2-6)$$

则由位置指令 $\theta_i(s)$ 到输出角度 $\theta(s)$ 的闭环传递函数为

$$\frac{\theta(s)}{\theta_i(s)} = \frac{K_D(s)K_{dm}}{L_d J_d s^3 + R_d J_d s^2 + K_{de} K_{dm} s + K_D(s)K_{dm}} \quad (2-7)$$

由负载模拟器的加载力矩 $T_f(s)$ 到输出角度 $\theta(s)$ 的闭环传递函数为

$$\frac{\theta(s)}{T_f(s)} = \frac{k_j^2 (R_d + L_d s)}{L_d J_d s^3 + R_d J_d s^2 + K_{de} K_{dm} s + K_D(s)K_{dm}} \quad (2-8)$$

综上所述，可得舵机角位置输出传递函数为

$$\theta(s) = G_1(s)\theta_i(s) + G_2(s)\theta(s) \quad (2-9)$$

式中， $G_1(s) = \frac{\theta(s)}{\theta_i(s)}$ ， $G_2(s) = \frac{\theta(s)}{T_f(s)}$ 。

2.3.2 电动转矩加载模拟系统的数学模型

电动转矩加载模拟系统建模主要包括永磁同步电机的机理模型、 PWM 驱动装置和扭矩传感器的模型。

本系统所用永磁同步电机采用电流反馈型脉宽调制逆变驱动，主要由永磁同步电机本体、转子位置检测装置及矢量控制型逆变驱动器组成。分析永磁同步电机最常用的方法是 $d-q$ 坐标系数学模型，既便于分析稳态性能又利于分析电机的动

态性能，且在同步旋转轴系下， d 轴与 q 轴没有耦合关系，分析简便。

在进行电机模型分析时，需要考虑几点假设：不计磁滞损耗和涡流，磁路不饱和，且不考虑磁场的凸极效应，对于定子绕组通入三相对称电流和转子永磁体，在气隙中的磁势和磁场均成正弦分布，且定子绕组所感应的反电动势也成正弦分布^[48]。通常，永磁同步电机在 d - q 坐标系下状态微分方程描述如下

$$\begin{bmatrix} \frac{di_d}{dt} \\ \frac{di_q}{dt} \\ \frac{d\omega}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -r/L & P_m\omega & 0 \\ -P_m\omega & -r/L & -K_e/L \\ 0 & K_m/J & -D/J \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ \omega \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ K_p K_s K_v / L \\ 0 \end{bmatrix} V_{in} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -1/J \end{bmatrix} T_g \quad (0-10)$$

其中 i_d 、 i_q 分别为直轴、交轴电流， ω 为电机转子的角速度， r 为定子相电阻， L 为 d 、 q 轴电感（由前面假设不考虑凸极效应，所以两轴的电感相等）， J 为折算到电机轴上的等效转动惯量， P_m 为电机极对数， K_p 为电流控制增益， K_f 为电流反馈系数， K_s 为逆变驱动的等效增益（由于 $SPWM$ 驱动的载波频率高达几千赫兹，远高于系统的频宽，所以在这里看成比例环节）， K_e 为反电动势系数， K_m 为力矩系数， V_{in} 为控制输入信号， K_v 为控制输入到交轴电流 i_q 之间的比例系数， T_g 为负载阻力矩值， D 为系统的摩擦系数。

由式(2-10)可知，直轴、交轴坐标系上的变量有耦合关系，不便于模型的分析，因此，采用电流反馈型矢量控制策略。采用电流反馈的永磁同步电机的矢量控制图如图 2-5 所示。坐标变换是矢量控制所必需的环节，首先是定子电流由三相静止坐标系到两相静止坐标系的 *Clarke* 变换，其次由两相静止坐标系到两相旋转坐标系的 *Park* 变换，之后由矢量变换所得到的两相旋转电压到两相静止坐标系的 *Park* 反变换。在上述变换中，都需要由转子的角位置来计算得到。

采用使直轴电流 $i_d = 0$ 的控制方法，交轴电流 i_q 与指令电压输入 V_{in} 成正比。在转子位置检测及处理电路对旋变得到的角位置信号处理后，在解算后与三相电流经过矢量变换，得到直轴、交轴的反馈电流，与指令电流作差后，经过电流控制器，根据转子的位置，经过逆变换得到三相控制电压，再经过逆变驱动器驱动永磁同步电机运动。矢量变换的最终目的就是使电机的输出力矩只与交轴电流 i_q 直接成正比，实现交直轴电流的完全解耦，使力矩控制简单方便。

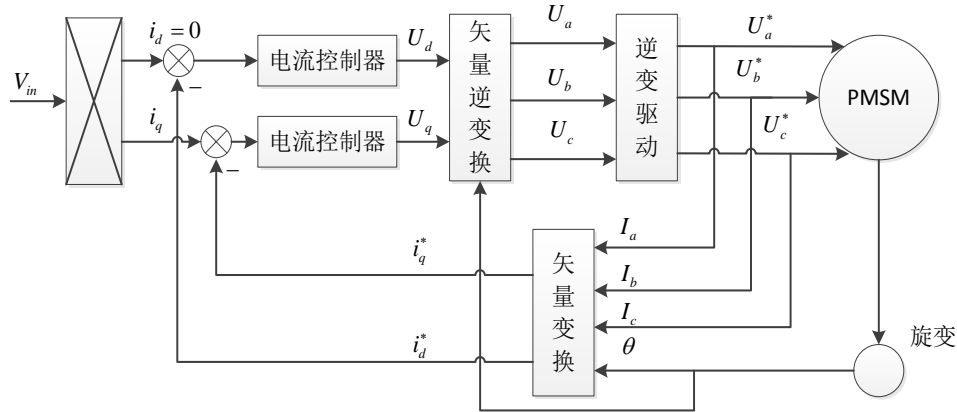


图 2-5 矢量控制驱动永磁同步电机系统结构图

当令 $i_d = 0$ 时，就可以忽略直轴电流到直轴电压的通道，只考虑单相交轴电流所带来的影响，式(2-10)可简化为

$$\begin{bmatrix} \frac{di_q}{dt} \\ \frac{d\omega}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -r'/L & -K_e/L \\ K_m/J & -D/J \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_q \\ \omega \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} K_p K_s K_0/L \\ 0 \end{bmatrix} V_{in} + \begin{bmatrix} 0 \\ -1/J \end{bmatrix} T_g \quad (0-11)$$

由上述状态方程可得，从电压输入 V_{in} 到负载模拟器角速度输出 ω 的传递函数为

$$\frac{\omega(s)}{V_{in}(s)} = \frac{K_v K_p K_s K_m}{(R + Ls)(Js + D) + K_e K_m} \quad (2-12)$$

从负载转矩 T_g 到负载模拟器角速度输出 ω 的传递函数为

$$\frac{\omega(s)}{T_g(s)} = \frac{R + Ls}{(R + Ls)(Js + D) + K_m K_e} \quad (2-13)$$

由角位置和角速度的积分关系可得双输入单输出下，负载模拟器的输出角位置为

$$\theta_f(s) = \frac{K_v K_p K_s K_m}{s[(R + Ls)(Js + D) + K_e K_m]} V_{in}(s) + \frac{R + Ls}{s[(R + Ls)(Js + D) + K_m K_e]} T_g(s) \quad (2-14)$$

上式中， R 为等效电阻， $R = r + K_p K_s K_f$ 。

由此，可得永磁同步电机的开环对象结构框图如图 2-6 所示。

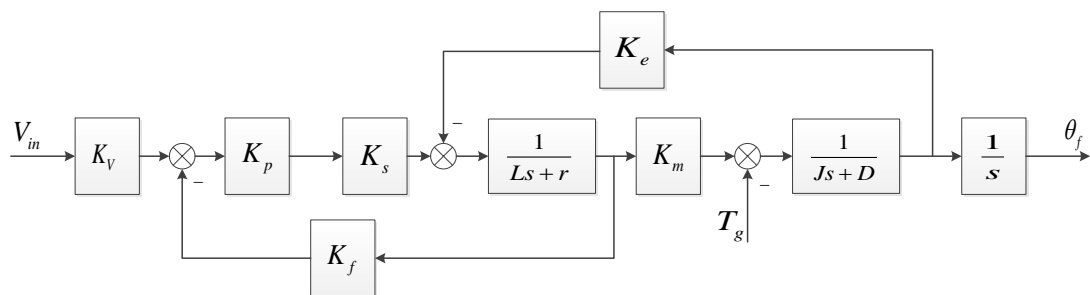


图 2-6 永磁同步电机开环对象结构框图

考虑力矩测量元件的模型，扭矩传感器不仅测量了负载模拟器的加载力矩值，而且连接了负载模拟器和舵机，完整的扭矩传感器数学模型为

$$T_f = J_N \frac{d\omega}{dt} + B_N \omega + T_A \Delta\theta \quad (0-15)$$

其中， T_f 为测量输出力矩， J_N 为扭矩传感器本身的转动惯量， ω 为扭矩传感器自身的角速度， B_N 为扭矩传感器的摩擦系数， T_A 为扭矩传感器的扭转刚度， $\Delta\theta$ 为扭矩传感器两侧的角位置差，用在负载模拟器加载系统中，即为加载电机和被测舵机的输出角度差值。由于扭矩传感器自身的摩擦、转动惯量都非常小，对于加载力矩值的影响也就可以忽略，因此，通常将扭矩传感器看作是一个纯比例环节，即

$$T_f = T_A \Delta\theta \quad (0-16)$$

其中， $\Delta\theta$ 由加载电机和被测舵机的角位置差值得到，即

$$\Delta\theta = \theta_f - \theta \quad (0-17)$$

考虑到扭矩传感器对负载模拟器产生的力矩，是因为两侧角度差形成，因此该力矩作为干扰力矩方向与负载模拟器方向相反，则有

$$T_g = -T_f \quad (0-18)$$

综上，在考虑扭矩传感器及舵机的反作用力的情况后，根据式(2-14)的开环传递函数可以得到，以输入电压指令 V_{in} 和舵机的角位置输出 θ 作为输出，以负载模拟器的输出转矩 T_f 作为输出的拉式变换为

$$T_f(s) = \frac{K_V K_p K_s K_m T_A}{s[(R+Ls)(Js+D) + K_m K_e] + T_A(R+Ls)} V_{in}(s) - \frac{s[(R+Ls)(Js+D) + K_m K_e] T_A}{s[(R+Ls)(Js+D) + K_m K_e] + T_A(R+Ls)} \theta(s) \quad (0-19)$$

式(2-19)对应的带有扭矩传感器的开环负载模拟器系统结构如图 2-7 所示。

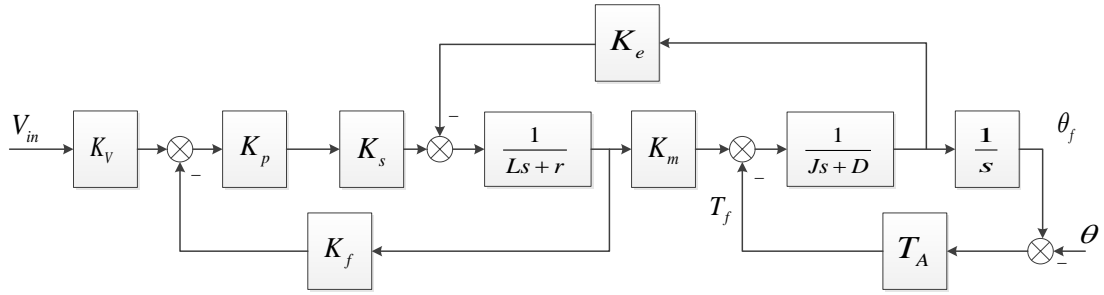


图 2-7 负载模拟器开环系统结构框图

这里舵机的角位置输出看成是对负载模拟器的一种位置干扰，这样虽然使分析变得简单，但是却忽略了舵机位置系统特性对负载模拟器力矩加载特性的影响，它们之间有着强烈的耦合作用，因此下面从负载模拟器和电动舵机联合系统的线性数学模型进行分析。

2.3.3 负载模拟器系统数学模型

将电动舵机的闭环对象数学模型和负载模拟器转矩加载系统的开环对象数学模型通过扭矩传感器的扭转刚度连接起来，可以得到电动负载模拟器力矩加载的综合数学模型，其结构框图如图 2-8 所示，该模型是包含了舵机特性的数学模型。

由图 2-8 可以看出，虽然被测舵机系统为闭环，但是舵机作为被测试的实物，它自身应该是稳定的闭环位置伺服系统。而负载模拟器力矩加载系统为待研制系统，它是一个力矩伺服系统，所以我们定义图 2-8 所示的系统为开环系统。

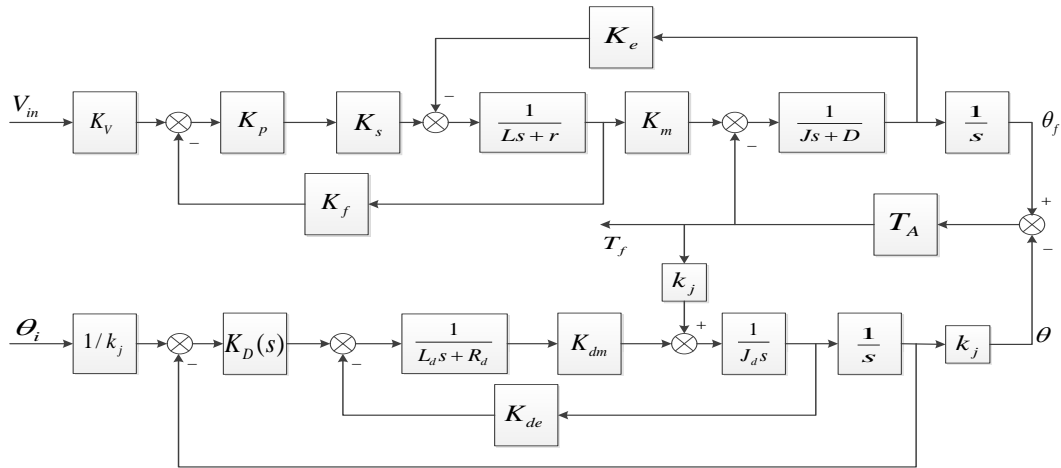


图 2-8 负载模拟器力矩加载联合系统框图

由图 2-8 和式(2-9)可得，负载模拟器的加载力矩表达式为

$$T_f = P(s)V_{in} - L(s)\theta_i \quad (2-20)$$

其中

$$P(s) = \frac{K_V K_p K_s K_m T_A}{s(1 + T_A G_2(s))[(R + Ls)(Js + D) + K_e K_m] + T_A(R + Ls)} \quad (2-21)$$

$$L(s) = \frac{s[(R + Ls)(Js + D) + K_e K_m] T_A G_1}{s(1 + T_A G_2(s))[(R + Ls)(Js + D) + K_e K_m] + T_A(R + Ls)} \quad (2-22)$$

由式(2-20)可知，分母上包含传递函数 $G_2(s)$ ，该传递函数表示的是从加载力矩到舵机的角位置输出的表达式，因此包含了整个舵机的特性。在进行力矩加载系统分析时，应该将舵机特性考虑在内，而不能单一的只将舵机的角位置输出看成力矩加载系统的外部干扰。

本课题旨在分析负载模拟器力矩加载系统的灵敏度问题，需要考虑加入被测舵机系统后，加载力矩对两侧系统中可变参数的灵敏度函数。因此，在舵机侧为闭环稳定的状态下，负载模拟器侧也应该考虑闭环稳定。为便于系统分析，只要求负载模拟器侧是闭环稳定的，暂不考虑对于多余力矩的抑制及系统性能。对于加载侧的控制器，只采用简单的超前、迟后环节来校正加载系统，使其能够达到闭环稳定即可。

令负载模拟器力矩加载侧的控制器为

$$C(s) = K_c \frac{T_s + 1}{\tau s + 1} \quad (2-23)$$

在图 2-8 的基础之上，加入加载侧的控制器，转矩加载闭环系统的方框图如图 2-9 所示。

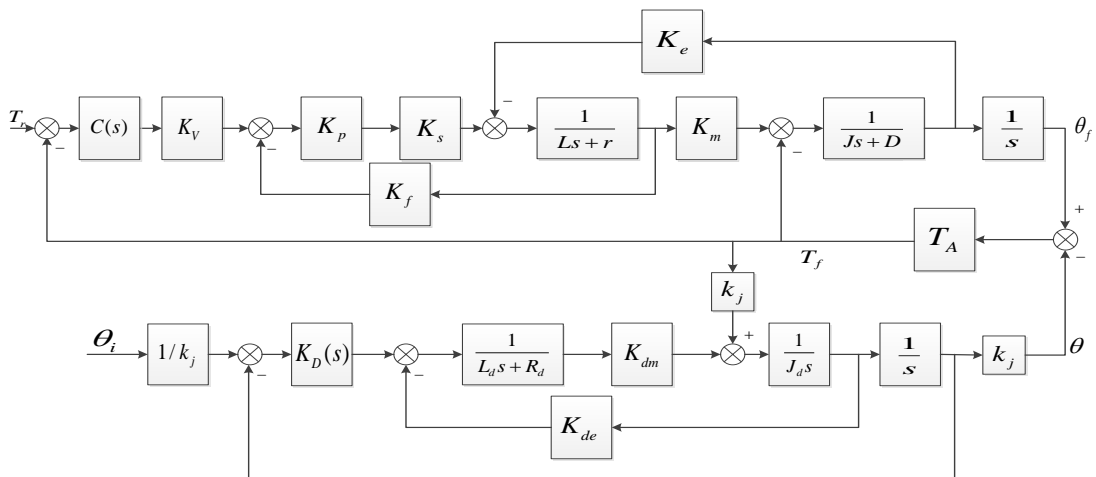


图 2-9 电动负载模拟器加载系统闭环框图

2.4 负载模拟器数学模型简化

上节给出了电动负载模拟器系统的闭环数学模型，在此基础上，为后面便于求取加载力矩响应时加载侧被控对象的灵敏度函数，需要将被控对象进行简化。

通过对图 2-9 闭环框图的化简，考虑式(2-9)关于被测舵机的传递函数，将模型框图化简如图 2-10 所示。

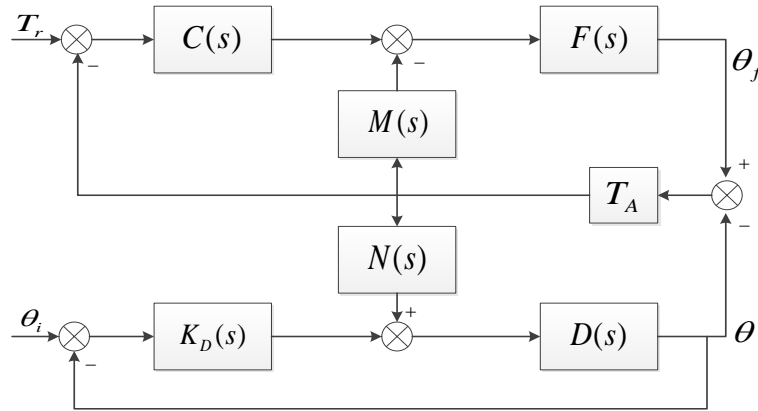


图 2-10 电动负载模拟器系统简化框图

通过推导，可得图中各变量函数为

$$F(s) = \frac{K_v K_p K_s K_m}{s[(Js + D)(Ls + R) + K_e K_m]} \quad (2-24)$$

$$D(s) = \frac{K_{dm}}{J_d L_d s^3 + J_d R_d s^2 + K_{de} K_{dm} s} \quad (2-25)$$

$$M(s) = \frac{Ls + R}{K_v K_p K_s K_m} \quad (2-26)$$

$$N(s) = \frac{L_d s + R_d}{K_{dm}} \quad (2-27)$$

可以看出，电动负载模拟器力矩加载系统是一个多变量的控制系统。因此由方框图建立以负载模拟器力矩指令 T_r 和舵机位置指令 θ_i 为输入，负载模拟器加载力矩 T_f 和舵机的输出角位置 θ 为输出，可得该多变量系统的传递函数矩阵为

$$\begin{bmatrix} T_f \\ \theta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_{11}(s) & G_{12}(s) \\ G_{21}(s) & G_{22}(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T_r \\ \theta_i \end{bmatrix} \quad (2-28)$$

其中

$$G_{11}(s) = \frac{T_A C(s) F(s) [1 + K_D(s) D(s)]}{[1 + K_D(s) D(s)] [1 + T_A C(s) F(s) + T_A M(s) F(s)] + T_A N(s) D(s)} \quad (2-29)$$

$$G_{12}(s) = -\frac{T_A K_D(s) D(s)}{[1 + K_D(s) D(s)] [1 + T_A C(s) F(s) + T_A M(s) F(s)] + T_A N(s) D(s)} \quad (2-30)$$

$$G_{21}(s) = \frac{T_A C(s) F(s) N(s) D(s)}{[1 + K_D(s) D(s)] [1 + T_A C(s) F(s) + T_A M(s) F(s)] + T_A N(s) D(s)} \quad (2-31)$$

$$G_{22}(s) = \frac{K_D(s) D(s) [1 + T_A C(s) F(s) + T_A M(s) F(s)]}{[1 + K_D(s) D(s)] [1 + T_A C(s) F(s) + T_A M(s) F(s)] + T_A N(s) D(s)} \quad (2-32)$$

以实际的电动负载模拟器系统为例，其标称参数如表 2-1 所示

表 2-1 电动负载模拟器模型标称参数值

含义	符号	数值	单位	含义	符号	数值	单位
电流控制增益制益	K_p	2000		加载侧转动惯量	J	0.0235	kg·m ²
逆变驱动增益	K_s	0.0006	A/V	舵机电阻	R_d	4	Ω
电流反馈系数	K_f	1	V/A	舵机电感	L_d	0.01	H
输入电压转换系数	K_v	6.4	A/V	舵机力矩系数	K_{dm}	2	N·m/A
加载电机电枢电感	L	0.0498	H	舵机反电势系数	K_{de}	2	V/rad/s
加载电机电枢电阻	r	3.6453	Ω	舵机转动惯量	J_d	0.01591	kg·m ²
力矩系数	K_m	2.0251	N·m/A	减速比	k_j	1	
反电势系数	K_e	4.16	V/rad/s	扭矩传感器刚度	T_A	400	N·m/rad
摩擦系数	D	0.4	N·m/rad/s				

由前面章节分析，被测舵机的位置环控制器采用经典的 PI 控制，根据舵机的标称参数，设计位置环控制器如下

$$K_D(s) = K_{pp} + \frac{K_{pi}}{s}$$

式中的控制器参数为 $K_{pp} = 100$ ， $K_{pi} = 80$ 。

同理，由电动负载模拟器的标称参数，可得电动负载模拟器的力矩环控制器如下

$$C(s) = K_c \frac{Ts + 1}{\tau s + 1}$$

式中的控制器参数为 $K_c = 0.6$ ， $T = 0.0591$ ， $\tau = 0.0042$ 。

2.5 本章小结

本章首先分析了被测舵机和负载模拟器的工作原理，并以永磁同步电机作为力矩加载的驱动元件，通过机理分析，建立了直流电机位置伺服系统的数学模型和电动负载模拟器的数学模型，并通过扭矩传感器将两侧模型联结起来组成完整的电动负载模拟器力矩加载数学模型，并根据负载模拟器系统闭环模型进行简化，给出了模型的具体参数。

第3章 负载模拟器加载系统灵敏度函数分析

3.1 引言

迄今为止，人们对负载模拟器的设计都是针对某一特定型号的舵机，在实际应用中，负载模拟器的应用也仅限于所对应型号的舵机或者舵机参数变化不大的情况。当更换性能差异较大的舵机时，在给舵机进行力矩加载的试验中，就会出现加载系统不稳定，甚至出现严重的机械谐振，导致力矩加载试验不能够顺利进行。因此，对于负载模拟器的设计，在舵机稳定情况下，应该考虑加载系统被控对象对输出力矩的影响，考虑加载侧哪些参数是影响系统的主要因素，以及如何选择参数或者设计控制器，使负载模拟器能够适应舵机参数的变化。

本章根据电动负载模拟器力矩加载系统的机理模型，采用两种方法分析多变量力矩加载系统的灵敏度函数，一个是根据灵敏度函数阵的奇异值，求取多变量系统的灵敏度函数，并分析在参数变化时灵敏度啊含糊的变化情况；另一个是根据输出响应对求取系统的灵敏度函数，并通过仿真分析在系统的某些参数变化时，负载模拟器被控对象对加载力矩的影响。

3.2 基于矩阵奇异值的系统灵敏度分析

由于电动负载模拟器力矩加载系统是一个多变量控制系统，负载模拟器和舵机通过扭矩传感器相连接，是一个强耦合系统，所以需要从多变量系统的传递函数矩阵来分析系统的灵敏度问题。这样，不仅包含了力矩闭环控制回路，也将舵机特性及两侧的互相影响考虑在内。

3.2.1 矩阵奇异值

首先，设存在矩阵 A ，有 $A=(a_{ij}) \in \mathbb{F}^{m \times n}$ ，则存在公式

$$y = Ax \quad (3-1)$$

其中， $x \in \mathbb{F}^n$ 的任意向量，都有对应的向量 $y \in \mathbb{F}^m$ 存在。

式(3-1)表示了一种映射关系，矩阵 A 就表示映射矩阵，这种映射情况用图表示如下



图 3-1 矩阵映射向量图

这种映射从系统的观点上将，矩阵可以看作是放大器，因此，向量 u 可以看成是输入信号，向量 Au 对应输出信号。

因此，考虑到矩阵代表对输入信号的放大，可以将矩阵的范数作为对信号的放大倍数，可以用输出信号与输入信号的范数的比值，来定义矩阵的范数。但是这种定义的矩阵范数并不是固定的，它会根据输入向量方向的改变而改变。考虑这种原因，采用将对所有输入向量方向的矩阵范数的上确界作为矩阵的范数。这样，矩阵的范数就代表了对于任意方向上，系统最大的放大倍数。其定义如下面三种范数。

$$\begin{aligned}
 \|A\|_1 &= \sup_{u \neq 0} \frac{\|Au\|_1}{\|u\|_1} \\
 \|A\|_2 &= \sup_{u \neq 0} \frac{\|Au\|_2}{\|u\|_2} \\
 \|A\|_\infty &= \sup_{u \neq 0} \frac{\|Au\|_\infty}{\|u\|_\infty}
 \end{aligned} \tag{3-2}$$

尽管矩阵的范数表示的是，针对所有方向的输入向量的最大可能的放大倍数，但是对于不同方向的输入向量，矩阵的放大倍数会不同，不便于系统传递函数矩阵的分析，因此用矩阵的范数表示系统的放大倍数能力有限。

同样，考虑矩阵的参数表示放大倍数的还有矩阵的特征值，但是特征值只是针对方阵定义的，所以引入矩阵的奇异值来解决这个问题。

矩阵 $A=(a_{ij}) \in \mathbb{F}^{m \times n}$ 的奇异值的定义公式为

$$\sigma_i(A) = \sqrt{\lambda_i(A^*A)} \tag{3-3}$$

其中， $\lambda_i(A^*A)$ 表示 A^*A 的特征值，由矩阵性质可知， A^*A 永远是方阵且半正定，所以其特征值均是非负的。

设对应半正定矩阵的特征值 λ_i 的特征向量为 u_i (u_i 为非零向量)，则有

$$A^*Au_i = \lambda_i u_i = \sigma_i^2 u_i \tag{3-4}$$

将上式两边左乘 v_i^* 后再开方，根据通常向量的 2-范数的定义可知

$$\frac{\|Au_i\|_2}{\|u_i\|_2} = \sigma_i \quad (3-5)$$

从式(3-5)来讲,矩阵的奇异值表示的是其对应的奇异向量方向上输入向量的放大倍数。并且当取奇异值的最大值时有

$$\sigma_{\max}(A) = \|A\|_2 \quad (3-6)$$

综上,矩阵奇异值可以代表控制系统中,系统对任何方向上的输入向量的放大倍数,其最大值表示所有方向最大可能的放大倍数。所以在负载模拟器力矩加载系统上,可以采用在每一频率点上,传递函数矩阵针对所有输入方向上的放大倍数。

3.2.2 灵敏度函数矩阵分析

针对第二章建立的电动负载模拟器力矩加载系统数学模型及简化模型,可知该系统为多变量系统。在系统分析时,应考虑被测舵机对于加载系统的影响,所以考察两个输入两个输出的系统模型,构成四个通道分别为:负载模拟器输入力矩指令 T_r 到加载力矩 T_f ;负载模拟器输入力矩指令 T_r 到被测舵机的角位置输出 θ ;被测舵机的位置输入指令 θ_i 到加载力矩 T_f ;被测舵机的位置输入指令 θ_i 到被测舵机的角位置输出 θ 。

本文考察系统的灵敏度以相对灵敏度作为考察工具,如图 3-2 所示的闭环控制系统

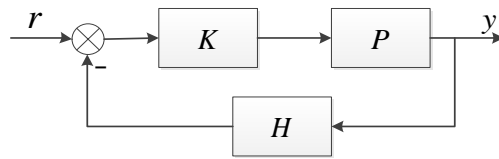


图 3-2 闭环控制系统框图

图中 P 为系统的被控对象, H 为反馈环节, K 为系统控制器, r 、 y 分别为控制系统的输入输出。则该控制系统闭环传递函数为

$$T = \frac{KP}{1 + KPH} \quad (3-7)$$

系统闭环传递函数对系统被控对象 P 的相对灵敏度定义为

$$S_P^T = \frac{\partial \ln T}{\partial \ln P} = \frac{\partial T / T}{\partial P / P} = \frac{\partial T}{\partial P} \frac{P}{T} \quad (3-8)$$

由式(3-7)、(3-8)计算该闭环控制系统的相对灵敏度函数为

$$S_P^T = \frac{1}{1 + KPH} \quad (3-9)$$

对于相对灵敏度的评价指标，当 $|S_P^T| < 1$ ，可以认为闭环系统对被控对象的参数等相对变化的敏感程度很低，。而当 $|S_P^T| > 1$ 时，闭环系统的对被控对象的敏感程度不能忽视，影响很大，且随着灵敏度函数值的越来越大，其敏感程度也越来越大。

以式(2-28)~(2-32)为基础，将简化框图 2-8 中的 F 作为负载模拟器侧的被控对象，分别计算四个通道的相对灵敏度函数，结果如下

$$S_{11} = \frac{\partial G_{11}}{\partial F} \frac{F}{G_{11}} = \frac{1 + K_D(s)D(s) + T_A N(s)D(s)}{T(s)} \quad (3-10)$$

$$S_{12} = \frac{\partial G_{12}}{\partial F} \frac{F}{G_{12}} = -\frac{T_A F(s)(1 + K_D(s)D(s))(C(s) + M(s))}{T(s)} \quad (3-11)$$

$$S_{21} = \frac{\partial G_{21}}{\partial F} \frac{F}{G_{21}} = \frac{1 + K_D(s)D(s) + T_A N(s)D(s)}{T(s)} \quad (3-12)$$

$$S_{22} = \frac{\partial G_{22}}{\partial F} \frac{F}{G_{22}} = \frac{T_A F(s)N(s)D(s)(T_A C(s) + T_A M(s))}{T(s)(1 + T_A C(s)F(s) + T_A M(s)F(s))} \quad (3-13)$$

式中各函数如第二章简化模型中所定义的，其中 $T(s)$ 为

$$T(s) = (1 + K_D(s)D(s))(1 + T_A C(s)F(s) + T_A M(s)F(s)) + T_A N(s)D(s) \quad (3-14)$$

根据上面所求四个通道的相对灵敏度函数，定义灵敏度函数矩阵为

$$S = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \quad (3-15)$$

由上一节的分析，矩阵的最大奇异值代表的意义是针对所有方向的输入向量，矩阵对输入向量最大的放大倍数。因此，对于灵敏度函数矩阵来说，矩阵的奇异值表示多变量系统的所有通道中，各通道系统传递函数对于加载侧被控对象 F 的灵敏度在各频率点上放大倍数的最大值。即灵敏度函数矩阵的奇异值涵盖了所有通道对加载侧被控对象的灵敏度。用这个变量代表系统矩阵对加载侧被控对象的灵敏度，可以保守的估计被控对象参数的变化，对于系统输出力矩的影响。

根据第二章给出的系统标称参数，做出灵敏度函数频率特性图，如图 3-3 所示。

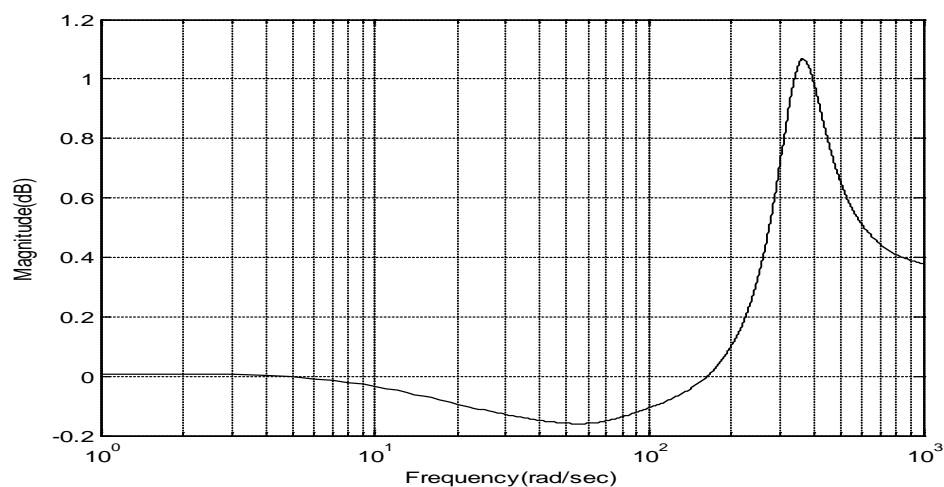


图 3-3 标称参数下灵敏度矩阵奇异值频率特性图

由图 3-3 可以看出,在标称参数下,只在频率范围 $5\text{rad/s} \sim 20\text{rad/s}$ 的低频段上,灵敏度矩阵奇异值的对数幅值在 0dB 以下,而在其他频段,尤其是高频段处,出现很高的峰值,表明灵敏度在这个频段内非常大。说明整个包含四通道的多变量系统,当力矩加载侧的被控对象产生变化时,对系统的影响依据工作频率的不同而有所不同。而对于存在高频处的峰值,说明系统在这个频域段内对被控对象的变化极其敏感,相对于其它频段来说,影响要大得多。

观察灵敏度函数矩阵的奇异值在不同参数下的频率特性图。首先,当力矩加载侧的转动惯量有所改变时,即令转动惯量 J 分别取 $0.0235\text{ kg}\cdot\text{m}^2$ (标称值)、 $0.235\text{ kg}\cdot\text{m}^2$ 、 $2.35\text{ kg}\cdot\text{m}^2$ 和 $23.5\text{ kg}\cdot\text{m}^2$ 时,频率特性图的变化情况,如图 3-4 所示。

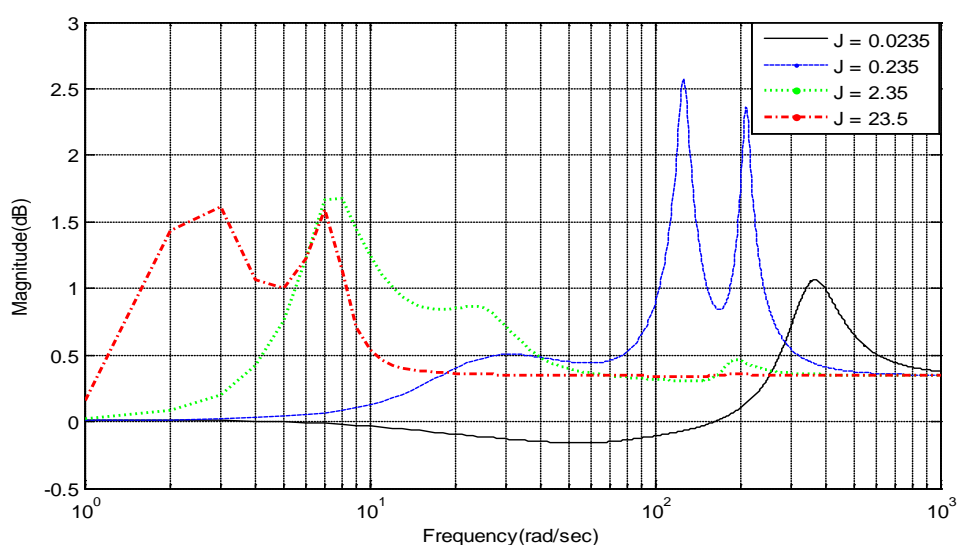


图 3-4 改变加载侧转动惯量时灵敏度函数奇异值频率特性图

由图 3-4 可知,随着转动惯量增加,灵敏度函数矩阵的奇异值频率特性在低频段内增加明显,甚至在 $J = 2.35\text{kg}\cdot\text{m}^2$ 之后,整个函数的频率特性均在 0dB 之上,对于中、高频段,峰值只在 J 取 $0.235\text{kg}\cdot\text{m}^2$ 处非常大,而对于转动惯量大于和小于这个值的时候,峰值均被压下来,但仍旧位于 0dB 之上。可见对于中、高频段的负载模拟器,加载侧被控对象的变化对于系统的加载力矩输出的影响很大。在选取合适的转动惯量后,仍需要从其它方面进行设计,将灵敏度在工作频段内压低。

下面观察前向通道增益对系统灵敏度的影响。在标称参数的基础上,增加开环增益,分别乘以 10、50、100、200 倍。频率特性图如图 3-5 所示。

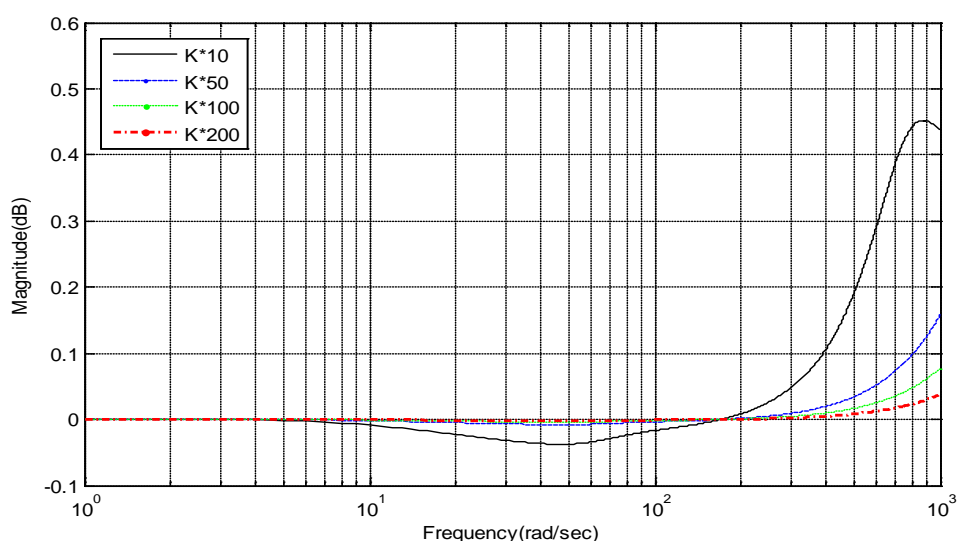


图 3-5 改变前向增益时灵敏度函数奇异值频率特性图

由图 3-5 看出,从灵敏度函数矩阵角度来讲,在标称参数下,前向通道增益的增加对其中、低频段频率特性的影响不是很大,尤其在 50 倍之后,奇异值的频率特性几乎没有改变。而高频段处,则随着增益的增大,频率特性的峰值随着下降,不过依旧较大,即加载侧被控对象,对闭环系统的输出影响还是很大,并且增益的增加,使频率特性曲线上小于 0dB 的部分也变得平缓,且趋于 0,使被控对象的影响变大。

最后,观察扭矩传感器的扭转刚度对灵敏度矩阵奇异值的频率特性的影响,取扭转刚度为 $400\text{N}\cdot\text{m/rad}$ (标称值)、 $1000\text{N}\cdot\text{m/rad}$ 、 $2000\text{N}\cdot\text{m/rad}$ 、 $4000\text{N}\cdot\text{m/rad}$,如下图所示。

由图 3-6 可知,刚度的增加对系统灵敏度的频率特性有很重要影响,对于高频处的峰值,刚度系数直接进入系统的前向通道增益,所以与前向增益变化对灵敏度矩阵奇异值的影响相同,可以降低峰值,并且使峰值的频率点向高频推移。而

对于中、低频处，扭转刚度的增加，可以拓宽灵敏度频率特性曲线中小于 0dB 频率段的范围，这对系统在此频段内的工作性能尤为重要，系统的频宽也因此可以设计的稍宽一些。

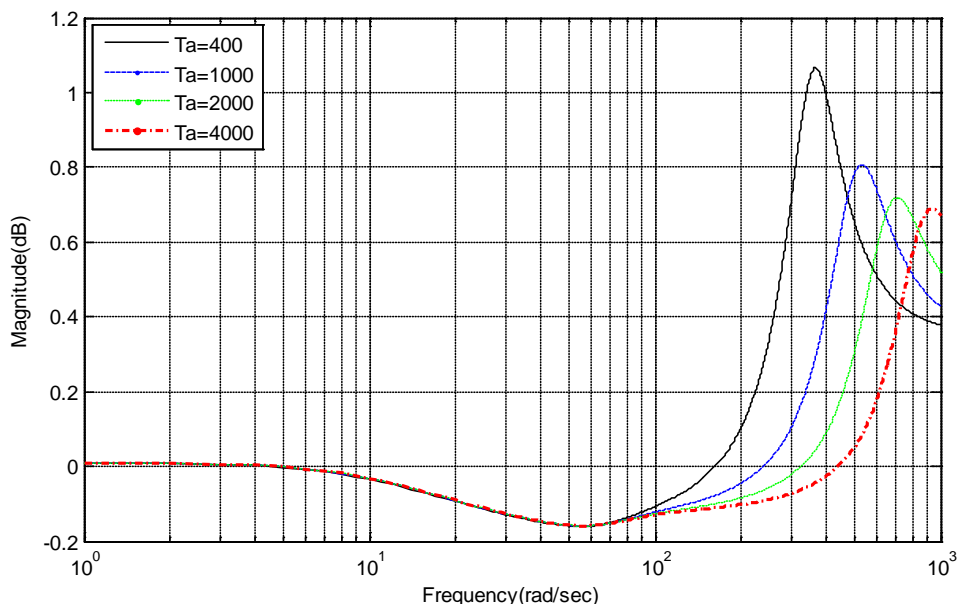


图 3-6 改变扭转刚度时灵敏度函数奇异值频率特性图

通常，稳定系统的灵敏度函数都满足 *bode* 积分定理，但是从上面的频率特性图中看出，图中全频率的频率特性曲线均在 0dB 以上，显然不满足 *bode* 积分定理。这是因为，*bode* 积分定理是针对单一的传递函数对被控对象的灵敏度函数定义的，而我们所求的灵敏度函数矩阵的奇异值，代表是在各个频率点上所有通道中频率特性最大的值，并不是单一的某个灵敏度函数值，因此其不会满足 *bode* 积分定理。

3.3 多变量系统灵敏度函数

上一节给出了针对力矩加载系统传递函数阵的灵敏度分析，虽然矩阵奇异值的方法能够以最大可能值涵盖所有通道中频率值的信息，但是这种方法仅能对不同参数变化时，系统输出对于被控对象的灵敏程度的分析，以及选取可变参数值时给予帮助，但是其并不满足 *bode* 积分定理，也就不能够根据其灵敏度的频率特性对系统的灵敏度进行设计。因此，本节以单变量系统的灵敏度函数为基础，推导出负载模拟器多变量系统对加载侧被控对象的灵敏度函数，然后对灵敏度频率特性进行分析和设计。

3.3.1 多变量系统灵敏度函数

以双输入单输出系统为例，设系统的简化框图如下图所示

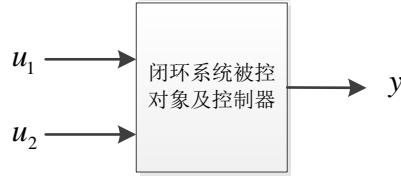


图 3-7 双输入单输出闭环控制系统

图中， u_1 、 u_2 为闭环系统的两个输入量， y 为闭环系统的输出量。

设闭环系统的输出响应有如下形式

$$y = G_1 u_1 + G_2 u_2 \quad (3-16)$$

上式中，两个传递函数 G_1 和 G_2 都包含系统的某一被控对象 P ，多变量系统的灵敏度问题就是求闭环系统的输出响应对被控对象的某些参数的相对变化的敏感程度问题。

在 3.2 节已经介绍关于单变量系统的相对灵敏度的求法，借用这种形式，求闭环系统输出响应对被控对象的相对灵敏度，其定义的表达形式如下

$$S_p^y = \frac{\partial y}{\partial P} \frac{P}{y} \quad (3-17)$$

利用式(3-16)，带入到式(3-17)中，可推得

$$S_p^y = \frac{\partial(G_1 u_1 + G_2 u_2)}{\partial P} \frac{P}{y} = \frac{\partial G_1}{\partial P} \frac{u_1}{y} P + \frac{\partial G_2}{\partial P} \frac{u_2}{y} P \quad (3-18)$$

对于上式中输入比输出的比例，可以看作是每一项输入对输出的比值，从传递函数上讲，其就分别等于每个输入各自对应输出的传递函数，因此，可将上式化简如下

$$S_p^y = \frac{\partial G_1}{\partial P} \frac{P}{G_1} + \frac{\partial G_2}{\partial P} \frac{P}{G_2} \quad (3-19)$$

3.3.2 力矩加载系统多变量灵敏度函数分析

明确了多变量求取灵敏度函数的方法，对负载模拟器系统进行推导，由式(2-28)可知，加载力矩 T_f 表达式为

$$T_f = G_{11} T_r + G_{12} \theta_i \quad (3-20)$$

式中 G_{11} 和 G_{12} 为在闭环系统中，加载力矩指令和舵机位置输入指令到加载力矩的传递函数，其表达式见式(2-29)、(2-30)。

根据式(3-19)得，力矩加载闭环系统的输出响应对加载侧被控对象的灵敏度函数为

$$S = S_{11} + S_{12} \quad (3-21)$$

上式中， S_{11} 和 S_{12} 在上一节中已经求完，见式(3-10)和(3-11)。

在给出的标称参数下，画出闭环系统对加载侧被控对象灵敏度的频率特性图如图 3-8 所示。

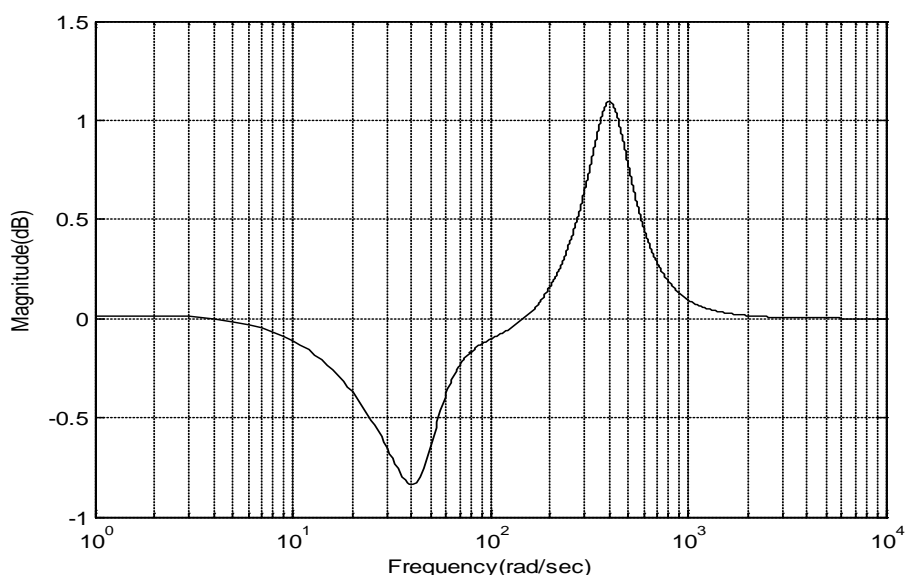


图 3-8 电动负载模拟器闭环系统灵敏度频率特性图

由上图可以看出，比较计算多变量系统的灵敏度和上节中采用灵敏度函数矩阵奇异值频率特性的方式，两者在频率特性曲线的变化趋势是相同的，只是在具体频率点的幅值上有所不同。

由图 3-8 可以看出，在中、低频段的灵敏度频率特性曲线在对数图的 $0dB$ 。说明，在系统工作在这个频段内，加载侧被控对象的相对变化，对系统的闭环输出响应影响很小，对于任何加载对象的扰动，反应在输出响应上都是被缩小的，基本可以忽略。而对于高频段内，也出现了峰值，这说明在这频段内，闭环系统对加载侧被控对象的相对变化非常敏感，扰动被放大的倍数很大，严重影响系统的稳定性。除此之外，该频率特性图可以看出符合 *bode* 积分定理，图中正负面积之和为零，因此选用这种方法来进行系统分析和设计。

在系统设计时需要对灵敏度函数频率特性的峰值进行相应的处理，处理方法可以采用选择合适的参数、设计控制器降低系统灵敏度或者将灵敏度的峰值频率向高频处推移，使其远高出系统的工作频率带。因此，首先从可改变的参数进行分析。

类似于上节中灵敏度矩阵的分析，首先画出在加载侧的转动惯量有所改变时，对系统的灵敏度的影响。依旧令加载侧转动惯量为 $0.0235 \text{ kg}\cdot\text{m}^2$ 、 $0.235 \text{ kg}\cdot\text{m}^2$ 、 $2.35 \text{ kg}\cdot\text{m}^2$ 和 $23.5 \text{ kg}\cdot\text{m}^2$ 。其频率特性图如图 3-9 所示。

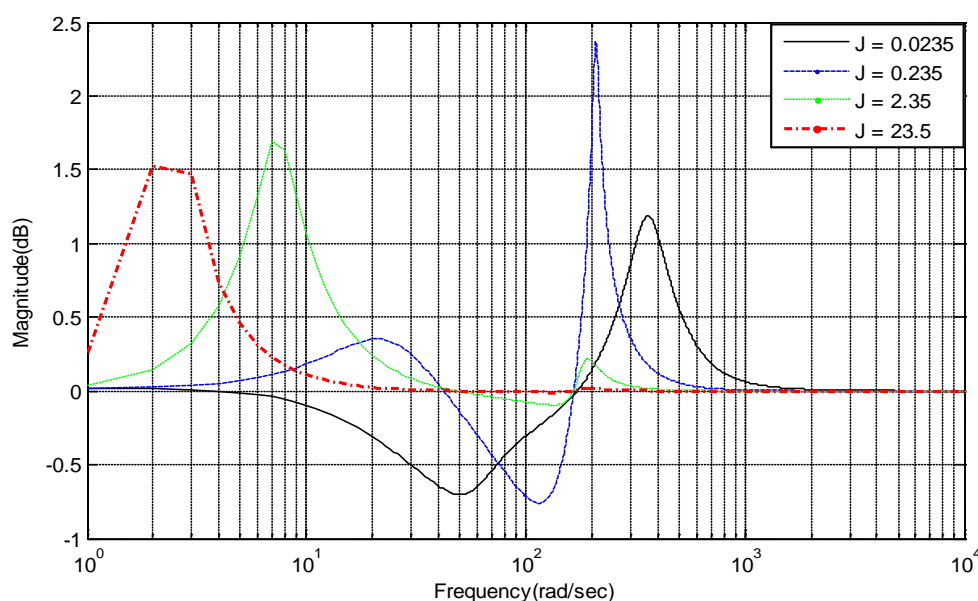


图 3-9 改变加载侧转动惯量时系统灵敏度频率图

图 3-9 关于变转动惯量的灵敏度频率特性曲线，与图 3-4 的变化趋势相同。随着加载侧转动惯量的增加高频峰值频率逐渐减小，但峰值会在 $J = 0.235 \text{ kg}\cdot\text{m}^2$ 左右时达到最大值。而低频处的频率特性则会随着惯量的增加而使正方向上出现峰值，峰值大小也与转动惯量有关系。中频段内小于 0 dB 的部分则随着转动惯量的增加，逐渐变小，直至最后全部位于 0 dB 及其之上。

根据上述情况，可以分析出加载侧转动惯量的增加，使被控对象的相对变化对系统闭环的输出响应的影响越来越大。从之前研究者们所研究的惯量匹配的问题考虑，是否该敏感程度与两侧的惯量比是有直接关系，而不仅仅是单侧的惯量改变？

因此，在上述求取的灵敏度函数基础上，对两侧的惯量比进行规划，观察灵敏度函数的频率特性曲线。为比较方便，因为由图 3-9 知，在 $J \geq 0.235 \text{ kg}\cdot\text{m}^2$ 的时候，低频段会出现正向峰值，因此，在确定惯量比时，加载侧转动惯量也应该含

有这个范围内的取值。首先，固定被测舵机的转动惯量为 $0.1591 \text{ kg}\cdot\text{m}^2$ ，然后，选择加载侧的转动惯量为 J_d 的 $1/3$, $1/2$, 1 , 2 , 3 倍。画出此情况下，灵敏度的频率特性图。

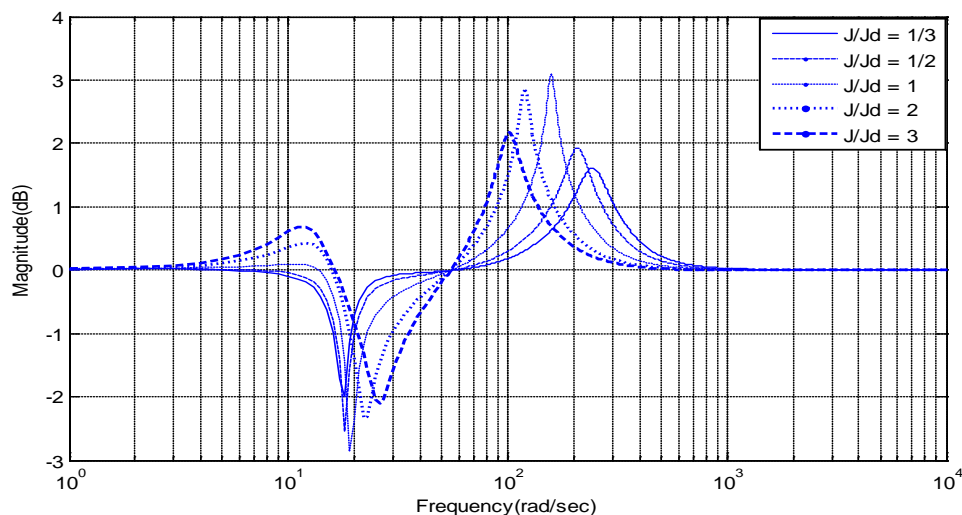


图 3-10 改变两侧惯量比时系统灵敏度频率图

其次，令加载侧转动惯量为标称值，而改变舵机侧的转动惯量，使其分别为 $0.01591 \text{ kg}\cdot\text{m}^2$ 、 $0.1591 \text{ kg}\cdot\text{m}^2$ 、 $1.591 \text{ kg}\cdot\text{m}^2$ 、 $15.91 \text{ kg}\cdot\text{m}^2$ ，画出灵敏度频率特性图

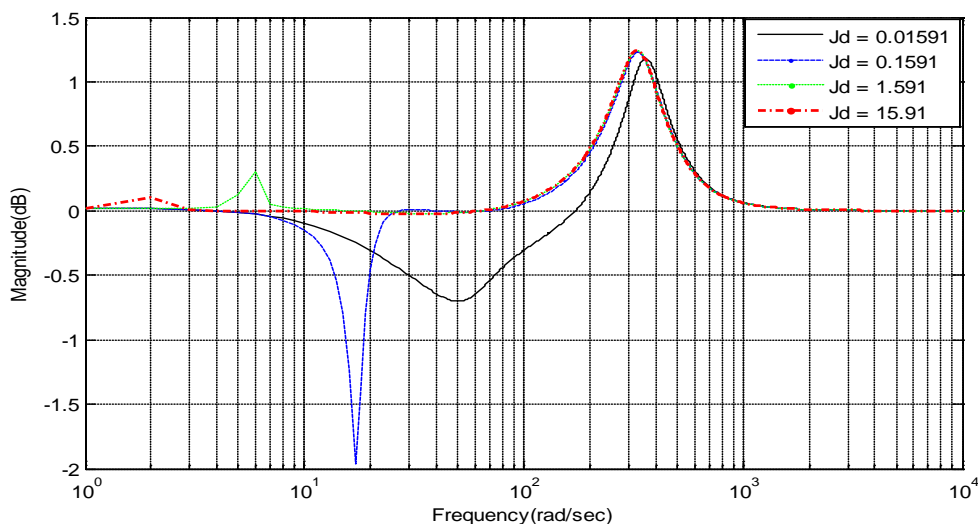


图 3-11 改变舵机侧转动惯量时系统灵敏度

由图 3-9 至图 3-11 比较可得，虽然加载侧转动惯量与被测舵机的惯量成比例变化，但是在加载侧转动惯量 J_d 达到 $0.2 \text{ kg}\cdot\text{m}^2$ 之后时，仍会出现正向的峰值。可知，该峰值的出现与被测舵机的转动惯量没有关系，仅与加载侧转动惯量的增加有关系。而舵机侧转动惯量的增加不会引起低频的灵敏度峰值，但是会严重减小

灵敏度在 0dB 以下的频率带宽度。最终，使灵敏度的频率特性曲线均在正方向上，使得系统对被控对象的变化极其敏感。

综上，从系统的输出响应角度讲，在标称参数下，对于加载侧转动惯量的选取应在 $0.15\text{kg}\cdot\text{m}^2$ 之下，且越小越好。而舵机侧的惯量，也应该尽可能的小。这样，系统的输出响应对加载侧的被控对象敏感程度会有所降低。但是，无论怎么改变两侧转动惯量，均不能使灵敏度频率特性在中、高频处的峰值消去，仅能有所降低，及将峰值频率推向高频。

接下来我们观察扭矩传感器扭转刚度的改变，对系统灵敏度函数的频率特性影响。令扭转刚度 T_A 分别取 $400\text{N}\cdot\text{m/rad}$ 、 $1000\text{N}\cdot\text{m/rad}$ 、 $2000\text{N}\cdot\text{m/rad}$ 、 $4000\text{N}\cdot\text{m/rad}$ ，灵敏度的频率特性图如图 3-12 所示。

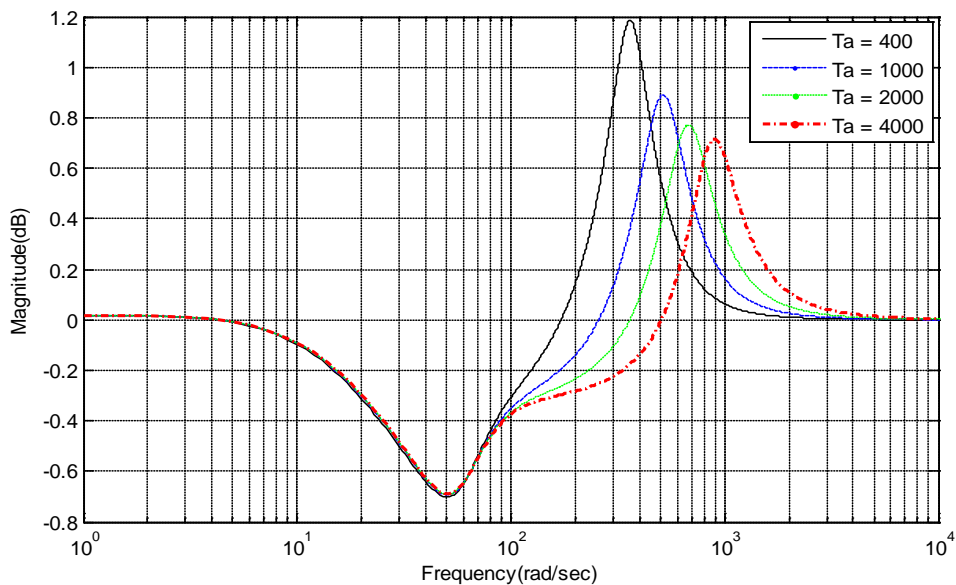


图 3-12 改变扭转刚度时系统灵敏度频率特性图

同根据上节中根据灵敏度函数矩阵求得变化趋势相同，刚度的增加可以减小高频处峰值的大小，同时将峰值频率点向后推移。扭转刚度的增加还可以令中、低频段内小于 0dB 的频率范围拓宽，据此系统的频宽也可以进行相应的拓展。这与通过系统传递函数分析得出来的结论相同，扭转刚度的提高有利于拓宽系统的带宽。但同时，扭转刚度的改变也不能对灵敏度函数频率特性曲线中的正向峰值消除掉，只能有所抑制。

最后，考虑前向通道增益的改变，对闭环系统灵敏度频率特性的影响。同上节变化相同，令前向通道的增益分别增加 10、50、100、200 倍，灵敏度函数频率特性图如图 3-13 所示。

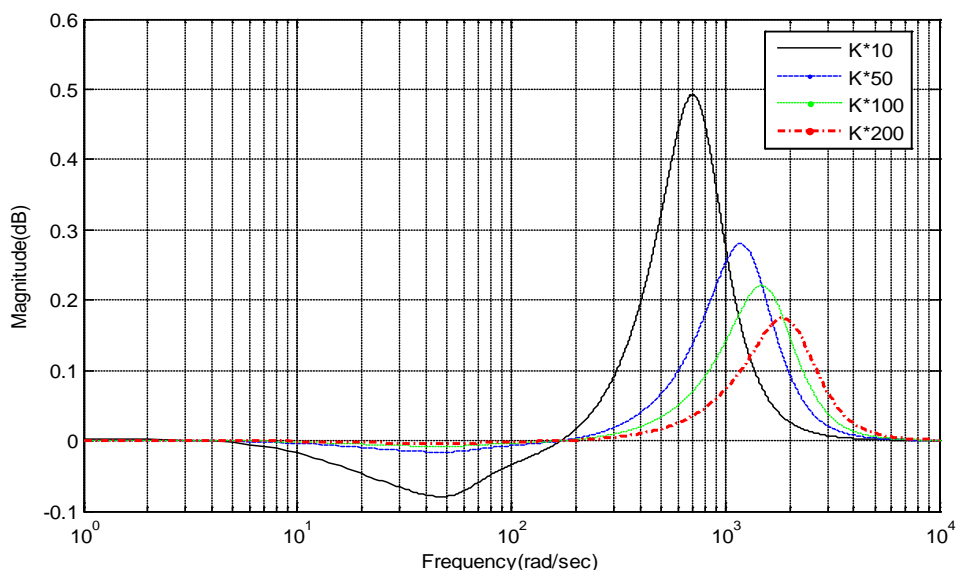


图 3-13 改变前向通道增益时系统灵敏度频率特性图

由上图可知，前向通道增益的增加，对于闭环系统对加载侧被控对象的灵敏度没有很好的收益。仅仅将高频处的灵敏度峰值降低，并推移至更高频率处，最主要的是，前向通道增益的增加，会使低频的灵敏度函数频率值严重增加，使整个频域内的灵敏度函数值趋向于 1，这表明系统输出响应对被控对象变化的敏感程度很大，被控对象的微小变化会使系统变得很不稳定。

3.4 系统参数的选取及仿真验证

从上节仿真图中，可以看出在不加入其它控制环节前提下，如希望改善闭环系统对加载侧被控对象的灵敏度，可以考虑三点要求：一是在低频段频率特性进入 0dB 之下，没有正方向的峰值；二是中、低频段在 0dB 之下的频率范围能够越宽越好；三是高频段内存在正向峰值，峰值大小越小越好且峰值频率能够被推移得越高越好。

根据上节的分析可知，被测舵机的转动惯量值尤为关键。从图 3-11 分析来看，如果被测舵机的惯量值足够大（由上述分析知大于等于 $0.1591\text{ kg}\cdot\text{m}^2$ ）时，对系统中低频段的影响非常严重，即闭环系统对加载侧被控对象的相对变化敏感度很高，严重影响系统稳定性。因此，在根据上述分析确定加载侧转动惯量值时，可以以舵机的惯量划分两个区域。

在其它参数为标称值情况下，缩小舵机侧转动惯量的范围，并以负载模拟器运行的大致频率为界限，改变舵机侧的转动惯量，做出一组曲线，如图 3-14 所示。

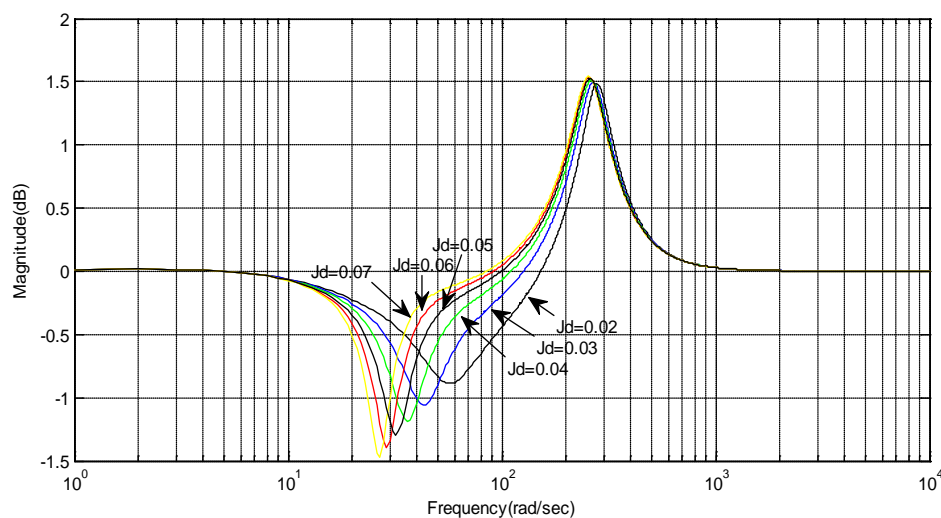


图 3-14 改变舵机侧惯量时系统灵敏度频率特性图

可见，当 J_d 取 $0.05 \text{ kg}\cdot\text{m}^2$ 时，中频段内频率特性曲线在 0dB 以下的频率范围的上限为 100rad/s ，与负载模拟器的力矩加载频宽相近，因此选择被测舵机的转动惯量是 $0.05 \text{ kg}\cdot\text{m}^2$ 时为界，分别分析当大于和小于这个值时，对于其他参数是如何选择的。

当 $J_d \leq 0.05 \text{ kg}\cdot\text{m}^2$ 时，由加载侧的转动惯量对系统灵敏度的影响可知，为了避免低频段内出现正向峰值，加载侧的转动惯量也不能过大。在上述仿真中，当 J 等于于 $0.235 \text{ kg}\cdot\text{m}^2$ 时就已经出现了正向峰值，因此需要寻找一个合适的值。

对此，依旧考察一组对于加载侧转动惯量改变时的灵敏度频率特性，找出相应的满足要求的惯量值。如下图所示。

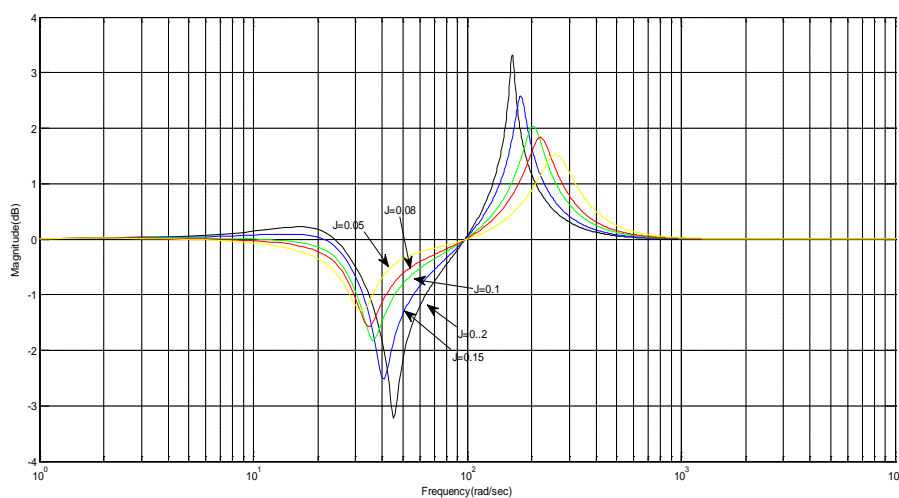


图 3-15 改变加载侧转动惯量系统灵敏度频率特性图

由此可见，加载侧转动惯量的改变，并没有改变中频段内较低灵敏度的频率范围。为了使低频段内，灵敏度函数的频率值均在 0dB 之下，且考虑高频段内峰值频率的推后和峰值大小的降低，可调整加载侧被控对象的转动惯量值为 $J \leq 0.08 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$ 。在这里取其值为 $0.08 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$ 。

由图 3-12 可知，连接轴处扭转刚度的增加，有利于将灵敏度高频峰值的频率点向后推移，但是由文献[38]和[39]可知，连接刚度的增加会使多余力矩放大，因此需要折衷考虑连接刚度的取值。这里选取连接刚度为 $500 \text{ N} \cdot \text{m/rad}$ 时，仿真结果如图 3-16 所示。

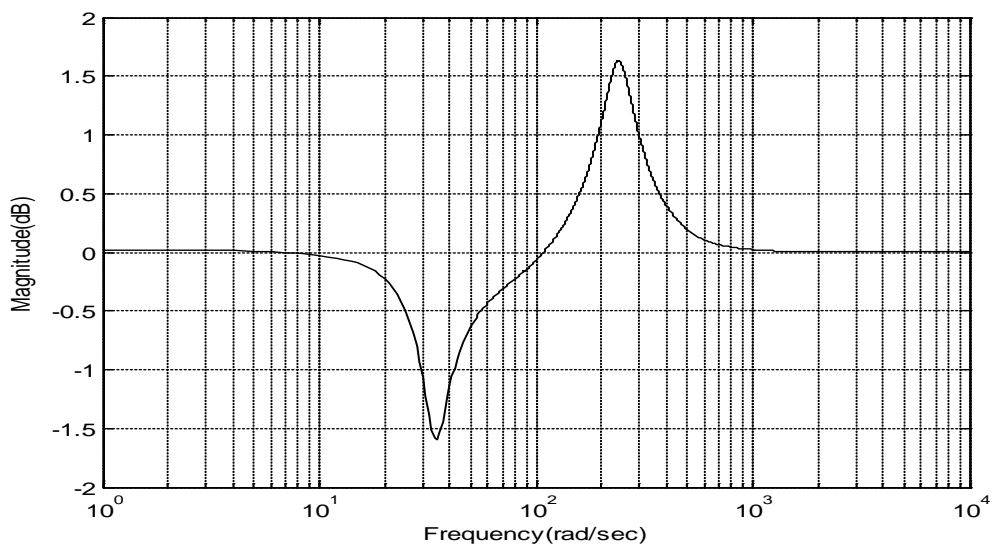


图 3-16 闭环系统对加载侧被控对象灵敏度的频率特性图

3.5 本章小结

本章在前面建立的电动负载模拟器力矩加载系统数学模型的基础上，分别应用灵敏度函数矩阵的奇异值方法和通过单变量相对灵敏度函数推导出多变量系统的灵敏度函数两种方法，求得并分析负载模拟器闭环系统的输出响应对加载侧被控对象的灵敏度。分析了在加载侧和承载侧惯量、扭转刚度以及前向增益的变化，对闭环系统灵敏度的影响。并根据频率特性的仿真曲线，给出了针对灵敏度选择的两侧惯量值。

第 4 章电动负载模拟器力矩加载系统设计

4.1 引言

基于上一章对多变量负载模拟器系统灵敏度的分析，可知中、高频处的灵敏度峰值严重影响系统的性能，对微小的扰动有很大的放大作用。因此，本章从抑制灵敏度中、高频峰值的角度，设计控制器将峰值压低并将峰值频率推向更高的频率点。

4.2 基于灵敏度分析的控制器设计

由上章分析可知，闭环系统对加载侧被控对象灵敏度的频率特性在中、高频处出现了峰值，会导致对微小扰动的严重放大。因此，从这个角度出发，考虑设计控制器能够达到压低灵敏度峰值的指标。

从频率特性上讲，可选择在灵敏度函数中加入一个滤波器（以下简称灵敏度滤波器），使中、高频处的峰值降低，并对其他频率上的灵敏度函数值没有影响。

首先从由上章求得的多变量系统灵敏度函数入手。可考虑给灵敏度函数串联一个滤波器，设所串联的滤波器为 $LT(s)$ 。由于是从灵敏度函数的角度进行考虑，将其频率特性进行整型，但是在实际系统中这个所串联的滤波器并不直接存在于系统中。因此，需要将灵敏度函数中的滤波器函数等效成实际系统中控制器中的环节，即需要设计力矩闭环系统的控制器，来满足灵敏度函数的频率特性在中、高频段峰值被消除的指标。

基于式(3-21)求得的灵敏度函数，对其进行简化整理，并将灵敏度函数 $S(s)$ 看作是 $C(s)$ 的函数形式，得

$$S[C(s)] = \frac{[1 + K_D(s)D(s)][1 - TaC(s)F(s) - TaM(s)F(s)] + TaN(s)D(s)}{[1 + K_D(s)D(s)][1 + TaC(s)F(s) + TaM(s)F(s)] + TaN(s)D(s)} \quad (4-1)$$

令实际系统中的控制器未改变时的灵敏度函数串联滤波环节与改变系统控制器后得到的灵敏度函数的等效关系，可得如下等式关系

$$S[C'(s)] = S[C(s)] \cdot LT(s) \quad (4-2)$$

式中， $C'(s)$ 为对灵敏度频率特性修正后等效成实际系统控制器后的形式。

为了方便起见，可以将等效后的控制器也看成是起初设计的控制器与由灵敏度滤波环节所等效的控制器环节的串联形式，因此有

$$C'(s) = C(s) \cdot G_c(s) \quad (4-3)$$

将式(2-24)~(2-27)分别代入到上面的等效关系后，可推得由灵敏度滤波器等效的控制环节为

$$G_c(s) = \frac{[1 - LT(s)]\{K_1(s)[1 - K_2(s)] + K_3(s)\}}{K_1(s)K_4(s)} + LT(s) \quad (4-4)$$

式中

$$K_1(s) = 1 + K_D(s)D(s) \quad (4-5)$$

$$K_2(s) = TaM(s)F(s) \quad (4-6)$$

$$K_3(s) = TaN(s)D(s) \quad (4-7)$$

$$K_4(s) = TaC(s)F(s) \quad (4-8)$$

综上，给出了求取灵敏度滤波器所等效的控制器环节的方法和公式，下面就确定灵敏度滤波器的形式进行讨论。

降低某一频段的滤波器有很多种，都可以在某一频段降低如机械谐振等频率响应的峰值，避免系统出现不稳定现象。因此，在针对灵敏度的中、高频段的峰值进行设计时，可以借鉴滤波器的形式进行设计。由于仅仅是希望压低灵敏度函数，且灵敏度函数的幅值越低对系统性能越有益处，因此对于在何处压低灵敏度幅值并不进行精确的计算。

首先，针对由式(4-4)得出的等效到控制器中的串联环节形式，可以看出，等式右边的第一项，在除去 $[1 - LT(s)]$ 这一项情况下，根据第二章建模的各个变量函数计算出的控制器是一个分子阶次比分母高出两阶的式子。因此，从分式通分的角度讲， $LT(s)$ 的形式应该至少在与1相减后，分母比分子高出两阶。除此之外， $LT(s)$ 的频率特性还应该是在某一频率点后下降，或者在该频率点之前为小于0dB而后再上升的形式，才能将灵敏度频率特性在正向峰值处向下压低。据此，选择灵敏度滤波器的形式如下

$$LT(s) = \frac{s^2 + T_1}{s^2 + T_2} \quad (4-9)$$

针对上式中的参数，令 $T_1 = 100$ 、 $T_2 = 1000$ ，画出其 *bode* 图，观察它的频率特性，如图 4-1 所示。

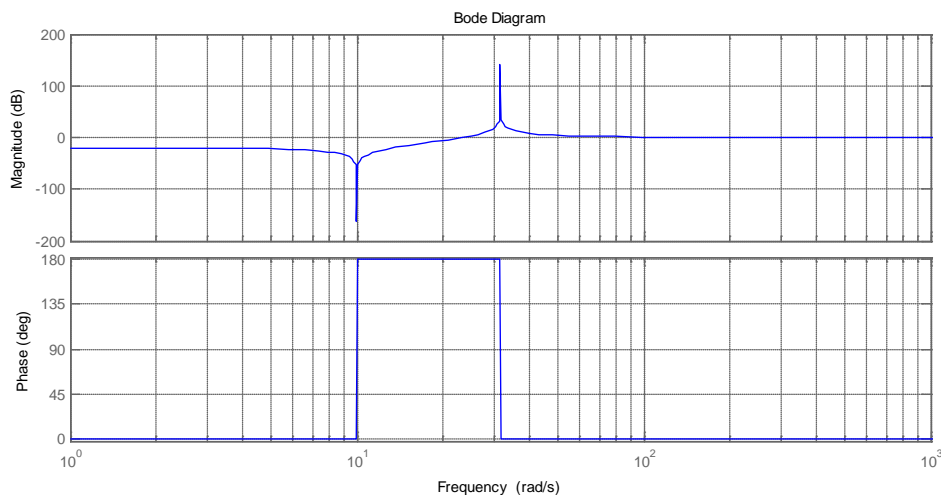


图 4-1 灵敏度滤波器 bode 图

由上图可以看出，负向和正向两个峰值处的频率分别为 10rad/s 和 31.6rad/s ，分别为 $\sqrt{T_1}$ 和 $\sqrt{T_2}$ 。且由在低频处，由于常数项 $T_1 < T_2$ 导致该环节的增益小于 1，进而使低频段的频率曲线在 0dB 之下，这也使得图 3-16 所示的灵敏度函数频率特性图中，低频段的正向的幅值可以被压低至 0dB 之下。除此之外，在中频段处，频率特性曲线上升得较慢，因此只要保证正向峰值频率很大，就可以在很大的频率范围内压低灵敏度。当然，对于高频处的峰值对于系统灵敏度来说，也会带来不好的影响，但是只要将该点频率设计的远大于系统的带宽即可。因此，如此选择压低灵敏度的环节是可行的。

下面针对由第二章给出的标称参数及第三章分析得到的转动惯量值和扭转刚度值，降低灵敏度峰值的控制器设计。

由图 3-16 得出，负载模拟器多变量系统的灵敏度频率特性曲线在约 100rad/s 的频率处，由负向曲线上升至正向曲线，且在随后的 $100\text{rad/s} \sim 1000\text{rad/s}$ 的频段内，出现了最高对数幅值达 1.5dB 的峰值。所以设计的目标是，需要在这个频段内将灵敏度的频率特性变为负向，并且其在穿越 0dB 线时的频率远大于系统的带宽。

首先选择 T_1 的数值，由于在 T_1 频率点之前始终保持负向，所以该频率点可以设计的大于 100rad/s ，为了防止灵敏度原频率图在 100rad/s 之后上升的过快，所以选择 $T_1 = 200^2 = 4 \times 10^4$ 。

然后选择 T_2 的数值。对于它的数值的选取先看低频段，由于图 3-16 所示的频率特性在低频段对数幅值约 0.1，因此，对于这个要求只要保证如下关系式

$$20\lg\left(\sqrt{\frac{T_1}{T_2}}\right) < -0.1 \quad (4-10)$$

即可。

除此之外，还要保证 T_2 数值的选取，可以使的频率特性穿越 0dB 的频率要大于原频率特性曲线正向峰值的最大频率。因此，选择 $T_2 = 2000^2 = 4 \times 10^6$ 即可。

以上述所选择的参数作 *bode* 图如下

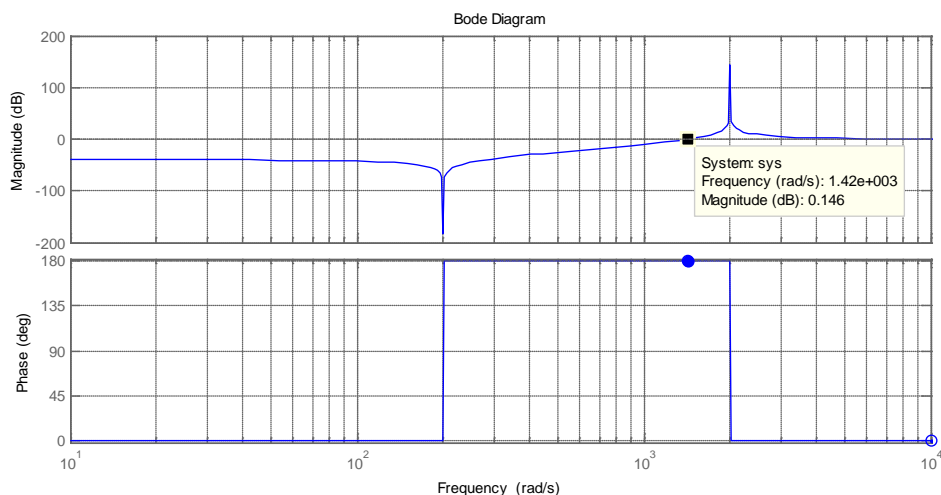


图 4-2 灵敏度滤波器 bode 图

由图 4-2 得，正向峰值频率为 2000rad/s ，换算为赫兹约为 318.47Hz ，该频率已远高于负载模拟器的运行频率。且穿越 0dB 频率点也高出原灵敏度频率特性图的正向部分的最高频率。因此确定对于灵敏度函数进行补偿的滤波器环节为

$$LT(s) = \frac{s^2 + 200^2}{s^2 + 2000^2} \quad (4-11)$$

将式(4-11)代入到式(4-4)中，求得灵敏度滤波器环节在控制器中的等效串联环节为

$$G_c(s) = \frac{a_1 s^6 + b_1 s^5 + c_1 s^4 + d_1 s^3 + e_1 s^2 + f_1 s + g_1}{a_2 s^6 + b_2 s^5 + c_2 s^4 + d_2 s^3 + e_2 s^2 + f_2 s + g_2} \quad (4-12)$$

式中系数为

$$\begin{aligned} a_1 &= 1354, \quad b_1 = 3.721 \times 10^5, \quad c_1 = 2.195 \times 10^7 \\ d_1 &= 1.877 \times 10^9, \quad e_1 = 4.519 \times 10^{10}, \quad f_1 = -1.923 \times 10^{12} \\ g_1 &= -1.539 \times 10^{12}, \quad a_2 = 55.15, \quad b_2 = 2036 \\ c_2 &= 2.207 \times 10^8, \quad d_2 = 8.146 \times 10^9, \quad e_2 = 2.953 \times 10^{11}, \\ f_2 &= 3.909 \times 10^{12}, \quad g_2 = 2.986 \times 10^{12} \end{aligned}$$

4.3 力矩加载系统对加载侧被控对象灵敏度仿真验证

根据前面计算得到的数据，在控制器中串联补偿环节，可得灵敏度传递函数的 *bode* 图如下所示。

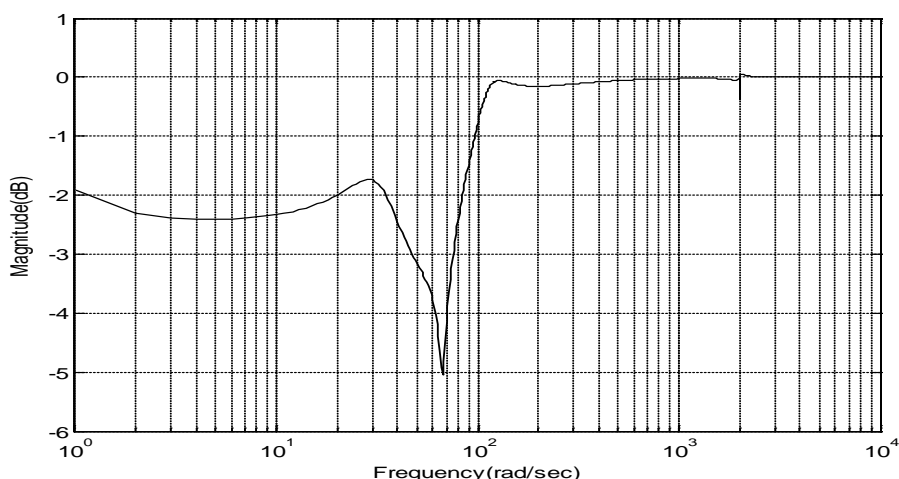


图 4-3 闭环系统对加载侧被控对象灵敏度的频率特性图

由图 4-3 可以看出，与未加控制器中补偿环节相比较，低频段灵敏度频率特性曲线明显在 0dB 线之下。而对于 100rad/s 后，频率特性没有穿越 0dB 进入正向区域。对于中、高频处的灵敏度峰值也被明显消除，且在 1000rad/s 之后才进入正向区域。负载模拟器力矩加载系统的频宽约在 15Hz 左右，因此灵敏度幅值增大的区域已远高于系统的加载频宽，不影响系统的正常运行。因此可以看出，该控制器设计方法为可行的。

如前所述，从灵敏度函数频率特性角度考虑串联滤波器，可以利用滤波器的增益来减小灵敏度在低频段的幅值。因此，对于 $J_d > 0.05\text{kg}\cdot\text{m}^2$ 的情况，以及加载系统转动惯量稍大些的情况，低频段处的正向灵敏度幅值也可以被压低。

首先通过选取加载系统转动惯量和扭转刚度对灵敏度有所抑制，根据前面分析可知，可以选择小惯量加载系统，或者选择大的扭转刚度。为了与上面仿真对比，选择舵机系统转动惯量 $J_d = 0.5\text{kg}\cdot\text{m}^2$ ，加载系统转动惯量 $J = 0.1\text{kg}\cdot\text{m}^2$ ，扭转刚度为 $T_A = 1000\text{N}\cdot\text{m}/\text{rad}$ 。

在未加补偿校正之前，加载系统灵敏度函数幅频特性图如图 4-4 所示

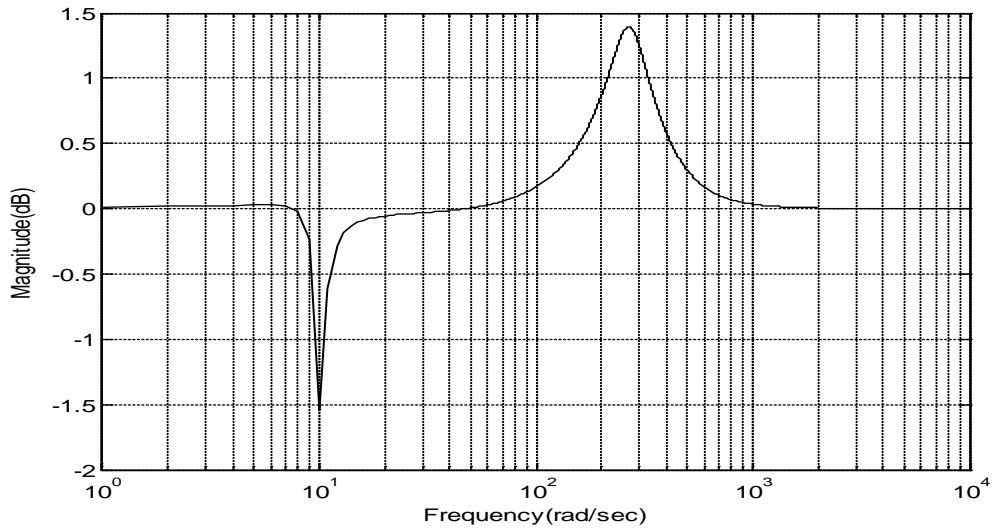


图 4-4 未加补偿控制器的加载系统灵敏度频率特性图

针对其中频段在 50rad/s 左右的穿越频率，令灵敏度滤波器中的参数 T_1 取 40，而参数 T_2 仍取 2000。可得加入补偿控制器后，加载系统灵敏度频率特性图如图 4-5 所示。

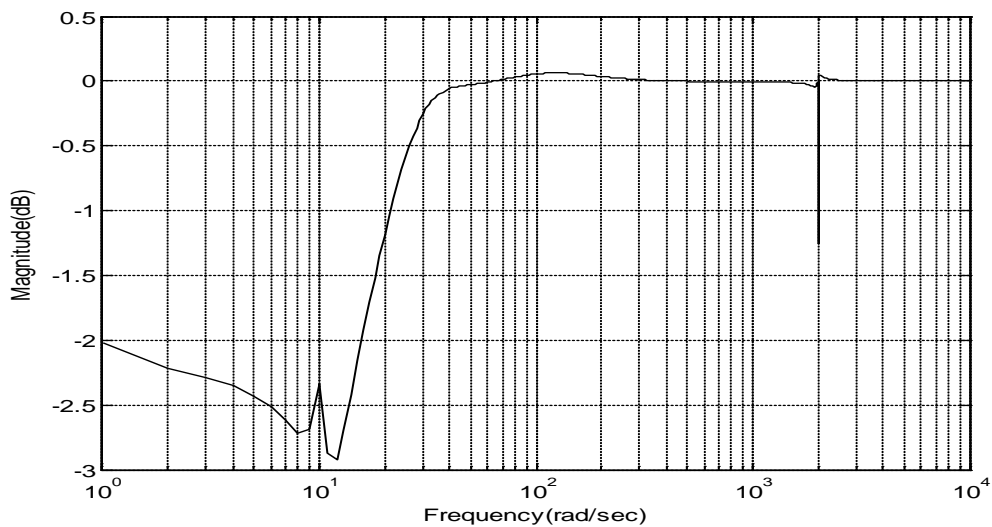


图 4-5 加入补偿控制器的加载系统灵敏度频率特性图

由图 4-5 可以看出，整个频段内的灵敏度相比于补偿前都有所降低。虽然在 100rad/s 左右，灵敏度的对数幅值仍大于 0dB ，但是相比于补偿前的频率特性，已经有了很明显的改善。在此基础上，可以运用同一种补偿方法，将 0dB 之上的频段，也进行相应的补偿。可见，这种方法对于两侧转动惯量值稍大一些的情况，补偿效果也很明显。

4.4 本章小结

本章根据前面对多变量系统灵敏度函数的分析，以降低灵敏度函数频率特性在中、高频段的正向峰值为目的，设计了灵敏度函数的补偿环节，并将其等效为控制器中的串联环节。最后，通过对灵敏度函数的频率特性进行了仿真验证，证明此种方法可行。

结论

电动负载模拟器是测试飞行器舵机性能的地面仿真设备之一，用来模拟舵机在工作过程中所受到的各方面力矩。至今，关于电动负载模拟器的研究无论是在控制方法上，还是多余力矩的抑制上都取得了很大进步。但是对于电动负载模拟器的通用性的研究，还有很大的研究空间。负载模拟器是一个多变量强耦合系统，不能仅从力矩加载侧进行系统的分析，应将舵机的动态特性考虑进去。本文是针对加载系统对于不同特性舵机系统不能稳定实现力矩加载的问题，从力矩加载侧寻找问题及解决办法。针对通过机理分析建立的数学模型，采用两种方法分析力矩加载多变量闭环系统对加载侧被控对象灵敏度的问题，并分析了加载侧的参数变化及两侧的惯量比的变化对灵敏度函数的影响。最后，针对灵敏度的高峰值通过设计控制器进行了相应的补偿。本文取得了以下研究成果：

（1）根据电动负载模拟器和被测舵机的工作机理，分别建立了电动负载模拟器和被测舵机的线性数学模型，然后将两侧数学模型通过中间扭矩传感器等连接环节，联合成一个完整的力矩加载系统模型；之后根据稳定性设计控制器，并建立力矩加载的闭环系统数学模型；考虑系统分析需要，将数学模型进行简化。

（2）采用两种方法分析闭环系统对加载侧被控对象的灵敏度：一是根据多变量系统传递函数阵，定义了灵敏度函数矩阵，采用矩阵奇异值作为多变量系统灵敏度的最大幅值增益，通过考察奇异值的频率特性分析加载侧对力矩加载闭环系统的影响；二是基于单变量灵敏度函数，推导出系统闭环输出响应对加载侧被控对象灵敏度函数，考察多变量系统灵敏度函数的频率特性。在分析灵敏度频率特性基础上，分析了加载侧的参数变化、被测舵机的转动惯量以及扭转刚度对系统灵敏度的影响。并根据标称系统参数，通过上面的分析，分析了如何选取两侧转动惯量及扭转刚度的值。

（3）基于对多变量闭环系统灵敏度频率特性的分析，首先选择补偿环节来降低灵敏度的正向峰值，然后将灵敏度函数的补偿环节等效成力矩加载闭环系统中控制器的串联环节。并对加入补偿之后的灵敏度频率特性进行了仿真验证。

虽然本文选择来了一个新的角度对电动负载模拟器力矩加载系统进行了分析，但仍有一些不足之处：本文分析都是针对精确的数学模型；得出的结果并没有在实际系统中经过验证；在系统控制器设计上过于简单，没有考虑实际的意义。因此，本文得出的结论会有很多的不足，有待于今后的进一步研究验证。

参考文献

- [1] Yuan Z H, Wu J D, Teng J H. Hybrid control of load simulator for unmanned aerial vehicle based on wavelet networks[C].Machine Learning and Cybernetics, 2003 International Conference on. IEEE, 2003, 2: 715-719.
- [2] Bacic M. On hardware-in-the-loop simulation[C].Decision and Control, 2005 and 2005 European Control Conference. CDC-ECC'05. 44th IEEE Conference on. IEEE, 2005: 3194-3198.
- [3] Aghili F, Piedboeuf J C. Contact dynamics emulation for hardware-in-loop simulation of robots interacting with environment[C]. Robotics and Automation, 2002.Proceedings.ICRA'02.IEEE International Conference on. IEEE, 2002, 1: 523-529.
- [4] 王瑞. 电动负载模拟器力矩畸变及性能改善方法研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2010.
- [5] 苏永清, 黄献龙. 国内电液负载仿真台研究与发展现状[J]. 机床与液压, 1999 (2): 17-19.
- [6] Q. Fang, Y. Yao, L. Fan. Modeling and Validating of Electric Torque Load Simulator. Proceedings of the First Asia International Symposium on Mechatronics, Xi'an, China, 2004:83~88
- [7] 史航. 基于内模控制的电动负载模拟器伺服系统设计[D]. 哈尔滨工业大学, 2007.
- [8] Mingyan W, Ben G, Yudong G, et al. Design of electric dynamic load simulator based on recurrent neural networks[C].Electric Machines and Drives Conference, 2003.IEMDC'03.IEEE International. IEEE, 2003, 1: 207-210.
- [9] Lee S Y, Cho H S. A fuzzy controller for an aeroload simulator using phase plane method[J]. Control Systems Technology, IEEE Transactions on, 2001, 9(6): 791-801.
- [10] Mingyan W, Ben G, Yudong G, et al. Design of electric dynamic load simulator based on recurrent neural networks[C]. Electric Machines and Drives Conference, 2003.IEMDC'03.IEEE International. IEEE, 2003, 1: 207-210.
- [11] 池谷光荣. 油圧式模擬負荷系に関する実験的研究[J]. 航空宇宙技術研究所報告. 1975:1-25
- [12] 池谷光荣. 負荷を有する油圧サーボ機構のシミュレーション解析[J]. 航空宇宙技術研究所報告. 1975(8):1-17
- [13] 池谷光荣. 油圧式模擬負荷系の有用性评价[J]. 航空宇宙技術研究所報

告. 1975:1-18

- [14]王帅. 高速飞行器舵机负载力矩仿真技术研究[D]. 哈尔滨工业大学控制科学与工程系硕士学位论文. 2011: 2-3
- [15]袁朝辉, 孙焘. 电动舵机负载模拟系统复合控制方法研究[J]. 计算机测量与控制, 2008, 16(10): 1439-1440.
- [16]史航. 电液负载模拟器多余力矩抑制及其反步自适应控制研究[D]. 哈尔滨工业大学, 2009.
- [17]李成功, 靳红涛, 焦宗夏. 电动负载模拟器多余力矩产生机理及抑制[J]. 北京航空航天大学学报, 2006, 32(2): 204-208.
- [18]于慈远, 赵克定. 飞行器负载仿真台速度反馈克服多余力矩的仿真研究[J]. 哈尔滨工业大学学报, 1997, 29(6): 126-129.
- [19]齐蓉, 林辉, 陈明. 被动式电动加载系统多余力的研究[J]. 控制与决策. 2006(2): 225-228
- [20]Profeta III J A, Vogt W G, Mickle M H. Disturbance estimation and compensation in linear systems[J]. Aerospace and Electronic Systems, IEEE Transactions on, 1990, 26(2): 225-231.
- [21]Kawaji S, Suenaga Y, Maeda T, et al. Control of cutting torque in the drilling process using disturbance observer[C]. American Control Conference, Proceedings of the 1995. IEEE, 1995, 1: 723-728.
- [22]Yalla S K, Kareem A. Dynamic load simulator: Actuation strategies and applications[J]. Journal of engineering mechanics, 2007, 133(8): 855-863.
- [23]Wang X, Wang S. High performance torque controller design for electric load simulator[C]. Industrial Electronics and Applications (ICIEA), 2011 6th IEEE Conference on. IEEE, 2011: 2499-2505.
- [24]陶渝辉, 王战. 舵机负载模拟器惯量失配加载补偿方法[J]. 现代防御技术, 2012, 40(003): 178-181.
- [25]Nam Y, Hong S K. Force control system design for aerodynamic load simulator[J]. Control Engineering Practice, 2002, 10(5): 549-558.
- [26]张德贺. 扭矩传感器的刚度和强度对刚性机械轴同步系统的影响[J]. 仪表技术与传感器, 1997 (5): 41-42.
- [27]任志婷, 焦宗夏. 小转矩电动式负载模拟器的设计[J]. 北京航空航天大学学报, 2003, 29(1): 91-94.
- [28]郝经佳, 赵克定. 刚度, 惯性负载对电流负荷仿真台性能影响的研究[J]. 中国机械工程, 2002, 13(6): 458-460.

- [29]袁锐波, 赵克定, 罗璟, 等. 电液负载模拟器最佳广义连接刚度的分析研究[J]. 机床与液压, 2006 (8): 108-110.
- [30]符文星, 孙力, 于云峰, 等. 大力矩电动负载模拟器设计与建模[J]. 系统仿真学报, 2009 (12): 3596-3598.
- [31]王鑫, 冯冬竹. 引入弹簧杆的电动负载模拟器实验研究[J]. 电机与控制学报, 2012, 16(9): 91-94.
- [32]宋晶, 王学勇. 电动负载模拟器系统模型的建立与辨识[J]. 机械工程与自动化, 2010 (2): 82-83.
- [33]孙炳达. 克服电气传动机械谐振的一种新的控制结构[J]. 电气传动, 1998, 28(1): 45-48.
- [34]肖田元, 钱维德, 吕林, 等. 克服大型雷达伺服系统机械谐振的一种新设计方法及仿真[J]. 信息与控制, 1986, 15(3): 6-15.
- [35]Kaneko K, Komoriya K, Ohnishi K, et al. Accurate torque control for a geared DC motor based on an acceleration controller[C].Industrial Electronics, Control, Instrumentation, and Automation, 1992. Power Electronics and Motion Control., Proceedings of the 1992 International Conference on. IEEE, 1992: 395-400.
- [36]方强. 被动式力矩伺服控制系统设计方法及应用研究 [D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2006.
- [37]王明彦, 郭犇, 王金梁. 惯量和刚度对电动负载模拟器频宽影响的分析[J]. 电机与控制学报, 2004, 8(1): 71-73.
- [38]黄勇, 孙力, 阎杰. 连接刚度对电动负载模拟器性能的影响 [J]. 弹箭与制导学报, 2004, 7.
- [39]符文星, 朱苏朋, 孙力. 弹簧杆刚度对电动负载模拟器的性能影响研究[J]. 弹箭与制导学报, 2009, 29(2): 286-288.
- [40]Kawaji S, Suenaga Y, Maeda T, et al. Control of cutting torque in the drilling process using disturbance observer[C].American Control Conference, Proceedings of the 1995. IEEE, 1995, 1: 723-728.
- [41]邹海峰, 孙力, 阎杰. 飞行器舵机电动伺服加载系统研究[J]. 系统仿真学报, 2004, 16(4): 657-659.
- [42]Profeta III J A, Vogt W G, Mickle M H. Disturbance estimation and compensation in linear systems[J]. Aerospace and Electronic Systems, IEEE Transactions on, 1990, 26(2): 225-231.
- [43]于慈远, 刘庆和. 位置同步补偿克服多余力矩分析[J]. 机床与液压, 1997 (6): 11-12.
- [44]黄勇, 孙力, 闫杰. 电动负载模拟器的同步控制研究[J]. 弹箭与制导学报, 2010, 30(2): 42-44.

- [45]华清, 焦宗夏. 负载模拟器的 DRNN 神经网络控制[J]. 机械工程学报, 2003, 39(1): 15-19.
- [46]王淦绪. 钕铁硼永磁及其在电机中的应用动向[J]. 微电机, 1993, 3: 004.
- [47]吴茂刚. 矢量控制永磁同步电动机交流伺服系统的研究 [D]. 杭州: 浙江大学电气工程学院, 2006.

哈尔滨工业大学学位论文原创性声明和使用权限

学位论文原创性声明

本人郑重声明：此处所提交的学位论文《电动负载力矩模拟器系统分析与设计》，是本人在导师指导下，在哈尔滨工业大学攻读学位期间独立进行研究工作所取得的成果，且学位论文中除已标注引用文献的部分外不包含他人完成或已发表的研究成果。对本学位论文的研究工作做出重要贡献的个人和集体，均已在文中以明确方式注明。

作者签名：日其 王果 2014 6 30

学位论文使用权限

学位论文是研究生在哈尔滨工业大学攻读学位期间完成的成果，知识产权归属哈尔滨工业大学。学位论文的使用权限如下：

(1) 学校可以采用影印、缩印或其他复制手段保存研究生上交的学位论文，并向国家图书馆报送学位论文；(2) 学校可以将学位论文部分或全部内容编入有关数据库进行检索和提供相应阅览服务；(3) 研究生毕业后发表与此学位论文研究成果相关的学术论文和其他成果时，应征得导师同意，且第一署名单位为哈尔滨工业大学。

保密论文在保密期内遵守有关保密规定，解密后适用于此使用权限规定。

本人知悉学位论文的使用权限，并将遵守有关规定。

作者签名： 王果 日期：2014 年 6 月 30 日

导师签名：日其 马杰 月 日 2014 6 30

致谢

本课题的研究及论文的撰写是在导师马杰教授的耐心指导和帮助下完成的。包括最初的选题、中期的理论探索、后期的设备搭建及实验验证乃至最后的论文撰写，都凝聚着马老师的心血。马杰老师不但学识渊博、高屋建瓴，而且为人正直，对待科研工作一丝不苟，这都给我留下了深刻的影响，并为我设立了学习的榜样。在这里，我要最衷心的表达我对马老师的谢意与感激。

此外，在本人硕士期间的学习研究工作中，课题组的姚郁老师、马克茂老师、赵辉老师、陈松林老师、章国江老师、张德成老师等都给予了我很大的帮助，帮我解决了很多的困难，在此，同样表示衷心的感谢。

在两年的学习生活中，我与硕士同学任海青、张彬彬、陈宇飞、孙传鹏、王立斌等经常一起探讨问题，从中学到的很多，我将十分怀念与你们在一起的点点滴滴。

最后，感谢所有的亲朋好友，我将为你们而努力前行。