

基于电磁执行器的智能悬架能量回收研究



重庆大学硕士学位论文

学生姓名：陈 星

指导教师：罗 虹 副教授

专 业：车辆工程

学科门类：工 学

重庆大学机械工程学院

二〇一一年五月

Research on Energy Recovery of Intelligent Suspension based on Electromagnetic Actuator



A Thesis Submitted to Chongqing University
in Partial Fulfillment of the Requirement for the
Degree of Master of Engineering

By
Chen Xing

Supervised by Associate Prof. Luo Hong
Major: Vehicle Engineering

College of Mechanical Engineering of
Chongqing University, Chongqing, China

May 2011

摘 要

主动悬架的作用简单地说就是缓和减振和主动减振，因此，对主动悬架的研究主要集中于主动减振方面。传统车辆悬架系统包括弹性元件和阻尼元件。其中阻尼元件以粘性摩擦的形式将振动能量转变成热能，最终将这部分热能散发到大气中。如果能够将这些能量加以回收利用，则可以降低汽车能耗，从而实现节约能源的目的。

但是，普遍存在的问题是大多数的学者在研究智能悬架能量回收时忽略了主动控制的影响。另外，传统的智能悬架的研究大多是基于理想执行器的基础之上，而忽略了执行器的特性。本文将三相感应异步直线电机作为执行器应用于汽车悬架系统，从而形成了智能悬架系统。

智能悬架采用混合式悬架结构，通过能量分析，发现减振器的阻尼系数对悬架的减振性能及能量回收有较大的影响。当阻尼系数选择恰当时，不仅平顺性性能能够提高，而且智能悬架系统的回收能量将大于悬架系统的耗能，此时可以实现智能悬架系统的能量自给自足，而不需要消耗多余的车载电源能量。

借鉴旋转电机的数学模型，考虑直线电机的边端效应，建立电磁执行器的数学模型，根据该数学模型利用 Matlab/Simulink 建立仿真模型。设计直线电机的减震器台架试验，通过试验验证直线电机数学模型的正确性。

设计智能悬架的控制系统，该控制系统包括最优控制器、电磁力控制器、能量管理控制器。最优控制器采用最优控制方法，电磁力控制器采用直接推力控制方法，电磁力控制器根据最优控制器计算的最优控制力控制电磁执行器跟踪该最优控制力。

通过建立的仿真模型进行仿真分析，仿真结果说明本文设计的控制策略是可行的，达到了提高平顺性和能量回收的效果；同时，汽车行驶的车速对执行器发电的能量及能量回收效率具有一定影响，选用的 SUV 车型采用混合式主动悬架结构，并且在该控制系统的作用下时，以 70km/h 的车速行驶时能量回收的效率最高。

关键词：电磁执行器，智能悬架，能量回收

ABSTRACT

The role of active suspension is simply relaxation and active damping, so the research on active suspension focused on the damping. Traditional vehicle suspension systems include the elastic components and damping elements. The damper convert vibration energy into heat energy due to the viscous friction of fluid in the device, and is finally dissipated to the external environment. If the vibration energy of the vehicle can be recycled, it can reduce vehicle energy consumption in order to achieve energy savings.

However, the prevalence of the problem is that most scholars in the study of energy recovery of the intelligent suspension ignore the active vibration impact. In addition, the traditional study of intelligence suspension is based largely on the basis of an ideal actuator, while ignoring the characteristics of the actuator. This article use a three-phase induction linear motor actuators in automotive suspension systems, thus forming a intelligent suspension system.

Intelligent Suspension adopt with hybrid structure, we found the suspension damping coefficient shock absorber damping performance and energy recovery have a greater impact through the energy analysis. When choosing the appropriate damping coefficient, it can not only improve the ride performance, but also intelligent suspension systems for energy recovery will be greater than the energy suspension system, this time intelligent suspension system can be self-sufficient, without the need to consume excess power energy.

Draw on the mathematical model of rotary motor, considering end effect of the linear motor, mathematical model of electromagnetic actuator is established, according to the mathematical model using Matlab/Simulink simulation model established. The correctness of the mathematical model is verified through the linear motor test stand trial.

Intelligent Suspension Control system is designed, which include the optimal controller, the electromagnetic force controller and power management controller. Optimal controller use optimal control method, the electromagnetic force controller adopt direct thrust control method, the electromagnetic force controller based on optimal control optimal controller calculates the control of electromagnetic actuators to track the optimal control.

Simulation analysis show that the designed control strategy is feasible, which improve comfort and energy recovery effect. Meanwhile, the speed of motor cars and actuators energy generation and energy recovery of a certain influence on the selection of the SUV models in the hybrid structure and use of the active suspension control system to 70km/h speed driving energy recovery the highest efficiency.

Keywords: Electromagnetic actuators, Intellective suspension, Energy recovery

目 录

中文摘要.....	I
英文摘要.....	III
1 绪 论	1
1.1 研究背景及意义	1
1.2 国内外研究现状	2
1.2.1 国外研究现状	2
1.2.2 国内研究现状	4
1.3 论文研究内容与方法	5
2 基于电磁执行器的智能悬架总体方案	7
2.1 智能悬架的结构及工作原理	7
2.1.1 智能悬架的结构	7
2.1.2 智能悬架的工作原理	8
2.1.3 智能悬架的建模	9
2.2 智能悬架的节能原理	10
2.3 理想主动悬架的性能分析	12
2.3.1 理想执行器的智能悬架的控制策略	12
2.3.2 仿真分析	13
2.4 本章小结	16
3 直线电机电磁执行器	17
3.1 直线电机执行器	17
3.1.1 直线电机执行器的工作原理	17
3.1.2 直线电机执行器的结构	18
3.1.3 直线电机的运行状态	19
3.2 电磁执行器的能量回收原理	20
3.3 电磁执行器的数学模型的建立	21
3.3.1 直线电机坐标变换	21
3.3.2 电磁执行器的等效电路	23
3.3.3 电磁执行器的数学模型	25
3.3.4 电磁执行器数学模型的试验验证	26
3.4 本章小结	28
4 智能悬架的控制系统设计	30

4.1 智能悬架系统	30
4.2 IGBT 模块	31
4.2.1 IGBT 简介	31
4.2.2 IGBT 的数学模型	32
4.3 控制系统	33
4.4 直接推力控制器设计	34
4.4.1 直接推力控制原理概述	34
4.4.2 定子磁链扇区	36
4.4.3 滞环调节器	37
4.4.4 速度 PI 调节器	38
4.4.5 电压空间矢量	38
4.4.6 电压空间矢量选择策略	39
4.5 能量管理控制器设计	41
4.5.1 充/放电电路	41
4.5.2 车载电源	42
4.5.3 能量管理控制器	42
4.6 本章小结	44
5 仿真研究及分析	45
5.1 引言	45
5.2 仿真模型的建立	45
5.3 仿真与分析	47
5.3.1 减振效果的仿真与分析	47
5.3.2 能量回收的仿真与分析	48
5.4 本章小结	51
6 全文总结与展望	53
6.1 全文总结	53
6.2 展望	53
致 谢	55
参考文献	56
附 录	60
A. 作者在攻读学位期间发表的论文目录	60
B. 作者在攻读学位期间取得的科研成果目录	60

1 绪 论

悬架是汽车的车架（或车身）与车桥（或车轮）的传力、连接装置的总称，其作用是传递加载在车轮和车架之间的力和力矩，并且缓冲由不平路面传给车架或车身的冲击力，并衰减由此引起的振动，保证汽车的平顺性，而车辆的行驶平顺性是反映车辆性能的重要指标之一。因此，由汽车悬架的性能直接影响到乘员的舒适性，也影响到车辆的动力性和经济性，是车辆在市场竞争中争夺优势的一项重要性能指标。

1.1 研究背景及意义

当前，汽车悬架广泛采用的还是被动悬架系统和半主动悬架系统。由于传统的被动悬架系统不能根据外部信号的变化而自动的改变自身性能，因此较大的制约了车辆性能的进一步提高，另外它也不能适应复杂路况，因而限制了车辆动力学的进一步改善；对于半主动悬架而言，由于不能提供主动力，仅能消耗能量，因而在平顺性与操稳性方面远不及主动悬架系统。

我们知道，在不平路面的激励作用下，汽车车身会发生振动，并且路面情况越恶劣，振动越激烈。通常情况下，这部分振动能量以阻尼器摩擦生热的形式浪费掉，如果能将这部分能量加以回收再利用，则可以降低汽车的能耗，从而使得汽车达到节能的目的。

外国学者 Browne.A 和 Hamburg.J 在 1986 年就已经发现，一辆轿车以 13.4m/s(30mph)的速度在相对不平整的路面上行驶时，每个减振器的能耗功率较高，具有能量回收的意义，减振器耗能的多少主要与路面不平度、车速及汽车质量相关^{[1][2]}，吉林大学于长淼用 CARSIM 仿真软件对汽车减振器的能耗情况进行了分析^[3]，仿真结果如表 1.1。

表 1.1 悬架系统的能量百分比

Table1.1 The percentage of suspension's energy

仿真条件	发动机输出能量(KJ)	减振器耗散能量(KJ)	百分比
10m/s, B 级路面, 仿真 20s	49.8	9.9	20.0%
10m/s, C 级路面, 仿真 20s	78.6	33.2	42.3%
20m/s, B 级路面, 仿真 20s	207.3	65.1	31.4%

由此可见，传统悬架的减振器阻尼力耗散的能量是汽车能耗的重要组成部分，

而至今这部分振动能量一直未被重视与利用。对于混合动力汽车与纯电动汽车，如果能将这部分能量加以回收利用，则可以减轻电池的重量、提高汽车的燃油经济性。由此可见，回收汽车的振动能量，越来越具有实际意义，尤其在全球石油危机、能源日趋紧张的情况下，发展节能技术已成为汽车工业的重要趋势之一。

最近，随着国际石油价格的不断走高，无论是发达国家还是发展中国家，无论是大型企业还是小型作坊，无论是国家元首还是普通百姓，都真真切切地感受到了能源带来的“切肤之痛”。建设节约型社会也是中国面临的一大课题。

在世界范围内来看，从奥巴马上台伊始就宣布，其在任期内全球气候谈判将进入一个“全球合作的新时代”。美国外交智库认为，“全球气候变化对人类的威胁超过了恐怖主义，长期来看影响超过金融危机”。在汽车领域也正在大力推动美国“三大”在节能环保方面的产品结构调整，并作为援助汽车业的一个前提条件。通过一些相关资料显示，在 1990 年到 2003 年的 13 年里，中国汽车保有量年均增长率达到 12%，汽车燃油消耗在中国石油消耗中所占的比例日益增大。2004 年，中国每一辆汽车的年均耗油是 2.1 吨，中国进口的原油有 30% 被汽车消耗，而这一比例在今后将升至 50%。从尾气排放方面，汽车排出的废气已成为城市空气的首要污染源。据国家环保总局测算，2005 年中国汽车排放污染在城市大气污染中所占比例高达 79%。因此，汽车既是耗油大户，又是排放废气的大户，抓好了汽车的节能减排，就是抓住了重点^[4]。

当下国际油价的不断上涨一而再、再而三地颠覆人们的心理预期，现在，世界各国加大力度“开源节流”，以维护国家安全、经济安全和社会安全。在“开源”难的情况下，“节流”成为各国越来越重视的一个战略选择。

因此，对于这种既能够节约能源，又可以相对提高车辆性能的悬架系统的研究，成为一个具有实际意义的研究方向。本课题是基于课题组前期研究成果的基础之上^[5]，即设计加工的用于汽车主动悬架的直线电机的基础之上进行的研究。

1.2 国内外研究现状

1.2.1 国外研究现状

上个世纪九十年代，国外许多学者就开始了对可回收能量式悬架的研究。但是到目前为止，该技术的研究成果还不足以满足商业应用的要求，根据检索到的相关文献，目前只有少数研究机构和企业具体的理论和试验上取得了实质性的成果。

Wendel 提出了将能量再生系统运用于车辆悬架系统^[6]，并且讨论了可能的实现方案。Saito 研究了将振动能量转化为电能存储于蓄电池的方法^[7]。Hsu 通过仿真发现车辆在高速道路上以 96km/h 车速行驶时，平均每车轮上实际可回收 100W

的振动能量，相当于驱动 GM Impact (Wyczalek, 1991) 行驶所需能量的 5%^[8]。Harada 等人利用直线直流电机作为一个阻尼器，再生了汽车的振动能量^[9]。Kim 和 Okada 利用脉宽调节升压斩波器实现了直流电机在低速中将振动能量转化为电能存储在电容器中^[10]，提高了振动能量再生效率。

Suda 在被动悬架的基础之上加入电机式的能量再生阻尼器，提出了一种所谓混合式悬架系统，将振动产生的能量转化为有用能，虽然阻尼器能做到一定程度的可控^[11]，但这种悬架系统本质上还是属于有限带宽阻尼悬架系统，其作动器频响范围有限。Nakano 提出了自供电式主动控制，并针对载重卡车驾驶室悬架系统进行了研究^{[12][13]}，其基本原理是：由底盘前悬架上的电机作动器回收振动能量并储存于蓄电池内，以提供座舱后悬架电机作动器进行主动控制。为了简化系统，Nakano 又提出仅含单个直线直流电机的自供电式主动隔振控制系统，该系统将电机电枢高速运动时的再生能量用于电枢低速运动时驱动电机^[14]。

本世纪初，美国德克萨斯大学在军用车改装项目中将电磁式阻尼器安装在 HMMWV (High Mobility Multi-purpose Wheeled Vehicle) 上，并且对悬架系统结构及其控制算法进行了周密的设计，通过实车实验^{[15][16]}，说明了该系统不仅能够回收、储存并统一管理电能，而且在整车的操控性及动力性方面也有很大的提高。但是由于该试验的主要目的是军用车辆的性能改进，所以研究人员将注意力放在了动力性和平顺性上，因此该车辆在节能方面还有很大潜力可以继续挖掘。



图 1.1 Bose 电磁式悬架系统

Fig 1.1 Bose electromagnetic suspension



图 1.2 Bose 直线电机

Fig 1.2 Bose electromagnetic linear motor

此外，Bose 公司在 2004 年开发了电磁式的悬架系统^[17]，如图 1.1 所示。直线电机取代了弹簧和减振器（Bose 直线电机如图 1.2），其内置线圈与磁铁，它利用直线电机抵消道路冲击的同时回收部分振动能量。线圈通电后可使悬架总成依据电磁执行器的相对位移发生伸张和收缩。当悬架总成收缩时，直线电机工作在发电机模式，将产生的电能存储起来。Bose 悬架系统与传统悬架系统性能对比如图

1.3 所示，从图中可知，汽车转向时装有 Bose 悬架系统的汽车比转有传统悬架系统的汽车的侧倾角小。因此，Bose 悬架系统不仅使得汽车的平顺性得到了改善，而且能够利用直线电机作为发电机回收振动能量。



图 1.3 Bose 电磁式悬架系统与传统悬架系统性能对比

Fig 1.3 Comparison of the performance between the Bose electromagnetic suspension and traditional suspension

1.2.2 国内研究现状

目前，国内从事悬架能量回收研究的高校和科研机构相对还比较少。大多都停留在理论分析、仿真及初步试验的阶段，实际研究成果很少。

何仁教授针对不同的结构方案，对馈能悬架的工作原理及其评价指标进行了详细的阐述^[18]。吉林大学于长淼运用 CARSIM 及 MATLAB/SIMULINK 等仿真软件，分析了电磁馈能悬架的节能情况，结果表明电磁馈能悬架能够在一定程度上回收振动能量^[19]。西安理工大学的陈宏伟等基于节能与主动控制的考虑，提出了一种节能主动悬架系统^{[20][21]}，利用无刷永磁直线电机作动器作为主动悬架的作动器，设计了这种悬架的基本结构，根据车辆行驶路面不同，可以实现对振动能量的回收利用，当执行器速度与电磁力同向时，执行器处于电动状态，为悬架提供一个主动力；当速度和电磁力反向时，执行器处于发电状态，从而实现能量回收，并以 SUV 车辆悬架进行了仿真分析。

喻凡教授利用永磁直流无刷力矩电机并结合滚珠丝杠机构作为主动悬架的执行器，设计了馈能式电动主动悬架系统如图 1.4 所示^[22]，其工作原理为：其工作原理是将悬架动挠度传感器所得编码信号和电机转子位置传感器所得脉冲信号输入微处理器，经无刷电机换相逻辑、电磁蓄能控制算法和主动悬架控制律处理后，通过驱动及蓄能电路和车载电源电路，实时控制电机作动器的电动、反接制动或

再生制动状态，以主动地缓冲和衰减由路面不平激励引起的、由车轮传导至车身的冲击和振动，同时还将再生制动电能回收再利用，并且利用某车型进行了该悬架的减振与馈能特性试验验证。西南交通大学的欧阳冬等也做了类似的仿真研究[23]。

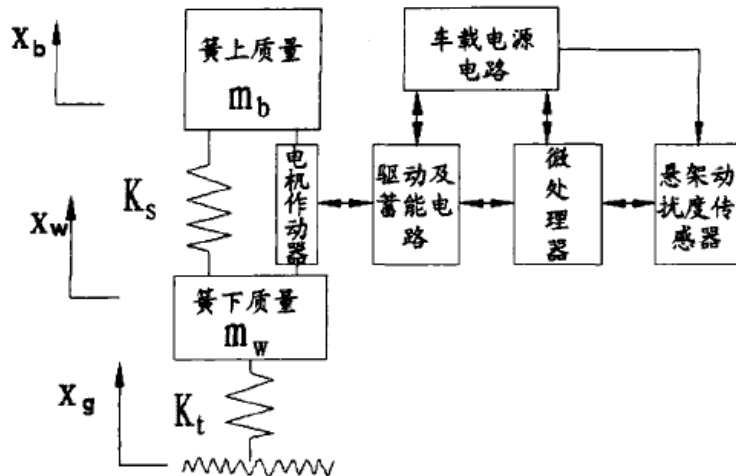


图 1.4 能量回馈式电动主动悬架结构示意图

Fig 1.4 The energy recovery active suspension schematic

1.3 论文研究内容与方法

作者所在课题组在汽车主动悬架的理论及其控制方面做了很多的研究工作，但是这些研究工作将执行器设为理想执行器，即都是没有考虑执行器的特性条件下进行的研究。为了将执行器的特性考虑进来，对汽车主动悬架系统做更深入的研究，课题组并且设计和制作了汽车主动悬架用电磁执行器（直线电机）。

课题组设计和制作了电磁执行器，并且研究了电磁执行器的特性。本课题将研究电磁执行器应用于车辆悬架的控制方法与能量回收。本文采用理论分析与仿真试验相结合的方法，旨在设计出基于该电磁执行器的智能悬架系统，使该智能悬架系统不仅能够主动减振，而且还能实现能量回收。基于上述目的，本文主要内容如下：

(1) 基于电磁执行器的智能悬架总体方案

采用混合式主动悬架结构形式，探讨该悬架系统的能量关系。通过悬架的能量关系可以发现减振器阻尼系数对悬架的能量回收具有相当大的影响。建立智能悬架的仿真模型，针对某款特定车型具体分析阻尼系数对智能悬架减振及能量回收的影响，从而选定该车型采用该悬架结构形式时的阻尼系数。

(2) 电磁执行器的数学模型

借鉴旋转电机的数学模型，考虑直线电机的边端效应，建立直线电机的数学模型，为控制系统的仿真模型奠定基础。设计直线电机的静态试验，通过试验进行数学模型正确性的验证。

(3) 智能悬架控制系统的设计

针对 1/4 车悬架系统，设计智能悬架的控制系统，控制系统包括 LQR 最优控制器，电磁力控制器及其能量管理控制器。

(4) 仿真分析

在 MATLAB 环境下进行建立智能悬架系统的仿真模型。针对选定的车型，对其悬架系统的减振性与能量回收两个方面进行仿真分析，得出设计的控制系统的正确性。

2 基于电磁执行器的智能悬架总体方案

悬架作为现代汽车最重要的总成之一，在汽车的设计、使用方面有着极其重要的作用。随着计算机技术、传感器技术和控制理论的发展和应用，智能控制已引入到汽车悬架研究领域。同时，现代社会对汽车的性能及车速的要求在不断提高，于是就诞生了汽车智能悬架系统。智能悬架参数在车辆行驶过程中能够根据路况和车况的改变而发生改变，保持车辆的舒适性和操纵稳定性一直处于最佳或次佳的状态。

2.1 智能悬架的结构及工作原理

通常，我们根据有无控制环节，将汽车悬架系统分为无控制的被动悬架和有控制的智能悬架两大类^{[24][25][26]}。被动悬架由不可调节参数的悬架元件构成，而智能悬架组成元件中含有可调节参数的悬架部件，例如可调阻尼元件（可控减振器）或可调弹性元件。本课题研究的智能悬架可调参数的悬架部件是电磁执行器，即三相感应异步式直线电机^[4]。

悬架的结构对汽车性能具有相当大的影响，在研究智能悬架的时候首先要选择悬架的结构，因为不同的悬架结构对悬架的性能具有很大的影响，并且对智能悬架的能量回收的影响也很大。

2.1.1 智能悬架的结构

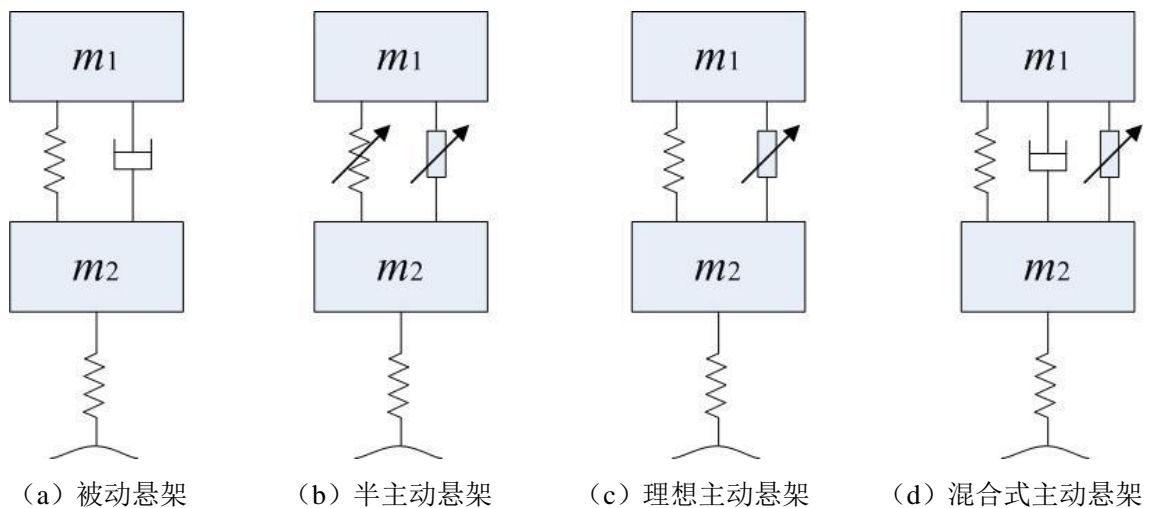


图 2.1 车辆悬架结构

Fig 2.1 Vehicle suspension structure

被动悬架较为普遍，其结构也比较简单，如图 2.1a 所示。智能悬架按照工作原理可以大体分为半主动悬架和主动悬架。半主动悬架结构原理如图 2.1b 所示，悬架参数（弹簧刚度或减振器阻尼系数）可以部分或全部变化，从而调节并优化悬架性能，和被动悬架一样，它的可调阻尼也要消耗能量，车身的振动能量通过阻尼器耗散掉，不能实现能量回馈。主动悬架中，利用执行器代替了传统被动悬架中的相应部分，图 2.3c 和图 2.3d 所示为两种典型主动悬架的结构。图 2.3c 所示主动悬架将执行器与一个弹簧并联；图 2.3d 所示主动悬架将执行器与弹簧、阻尼器进行并联，即在被动悬架的基础上增加了执行器，由于它结合了被动悬架和主动悬架的特点，称之为混合式主动悬架^[25]。

将上述各种智能悬架结构的特性进行对比如表 2.1。

表 2.1 各种悬架结构的性能对比

Table 2.1 Performance comparison of various suspension structure

	半主动悬架	理想主动悬架	混合式主动悬架
能适应的路况和车况	小部分	全部	大部分
平顺性改善	中	大	大
能量消耗	小	大	小
自适应性	无	强	中
可靠性性	高	小	中
成本	低	高	高

从表 2.1 可以看出，除了可靠性，理想主动悬架和混合式主动悬架的性能基本相同。汽车悬架系统经常工作在恶劣环境下，当智能悬架采用电磁执行器时，就对执行器的可靠性有极高的要求。当车辆采用混合式主动悬架结构时，即使在电磁执行器失效不能工作时，悬架仍然能具有被动悬架的性能。

2.1.2 智能悬架的工作原理

汽车悬架是关系到汽车乘坐舒适性的关键部件，但是悬架经常工作在恶劣环境下，如多尘涉水等，采用电磁执行器的智能悬架的安全性和可靠性就得不到保证。因此，本文采用混合式的悬架结构，当电磁执行器失效后，悬架系统仍然按照被动悬架工作。

混合式悬架系统结构工作原理框图如图 2.2 所示。它由簧上质量（或车身）、簧下质量（或轮胎）、悬架弹簧、减振器（或阻尼器）、电磁执行器、驱动及蓄能电路、逆变/整流器、微处理器（ECU）、悬架动扰动传感器、车载电源等组成。

电磁式智能悬架能量回收的原理是：传感器将检测到的车身的振动信号输入

ECU 控制单元，控制单元经过分析、判断后，按照控制策略输出相应的控制指令控制逆变器开关的通断，从而控制输入到直线电机里面的电压，进而达到控制直线电机输出主动力的目的，同时实时控制电磁执行器的电动、反接制动或再生制动状态，以主动地缓冲和衰减车身的振动和冲击，同时还将电磁执行器作为发电机而产生的电能进行回收再利用。由于本文采用的是三相交流异步直线电机作为智能悬架的执行器，而车载电源为直流电，逆变器的作用就是将电流进行 D/A 或 A/D 的转换。

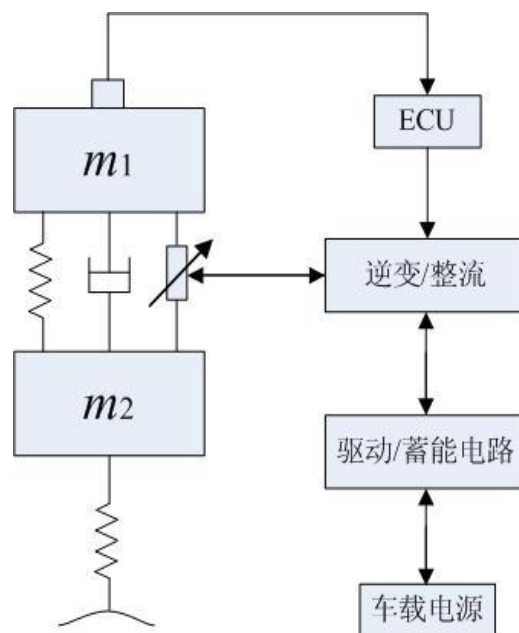


图 2.2 智能悬架系统原理图

Fig 2.2 Schematic of the Intelligent Suspension System

因此，本文研究的重点在于如何通过 ECU 控制逆变/整流器，即设计一定的控制策略，使得直线电机既能输出相应主动力进行主动减振，又能将振动的能量回收利用。能量回收的方式采用电化学和电容复合蓄能，即将蓄电池与电容组合使用。将执行器所得的电能快速大功率存储于蓄能电容中，然后缓冲释放再生能量于蓄电池，这样做可以避免蓄电池以较大的瞬间峰值电流充电，从而提高驱动及蓄能功率，减少对蓄电池的充电次数，提高电池的使用寿命。

2.1.3 智能悬架的建模

针对图 2.2 所示的 1/4 车模型进行控制系统的设计，对该智能悬架系统作如下假设：

- ①悬挂质量与非悬挂质量均为刚体；
- ②悬架系统具有线性刚度；

③悬架在工作过程中不与缓冲块碰撞；

④轮胎具有线性刚度，且在汽车行驶过程中终与地面接触。

因此，1/4 车悬架系统可以简化为具有弹簧和作动器的双质量二自由度振动系统，如图 2 所示，作动器为直线交流感应电机。 m_1 为簧上质量（四分之一车身质量）， m_2 为簧下质量（非簧载质量）， k_1 、 c 为悬架弹簧等效刚度与减振器等效阻尼系数， k_2 为轮胎等效刚度， F_e 为作动器产生的电磁力， z_1 、 z_2 和 z_r 分别为悬挂质量位移、非悬挂质量位移和路面激励。

根据牛顿第二定律，建立 1/4 车主动悬架系统动力学方程：

$$m_1 \ddot{z}_1 + K_1(z_1 - z_2) + c(\dot{z}_1 - \dot{z}_2) = F_e \quad (2.1)$$

$$m_2 \ddot{z}_2 + K_1(z_2 - z_1) + K_2(z_2 - z_r) + c(\dot{z}_2 - \dot{z}_1) = -F_e \quad (2.2)$$

选取悬挂质量位移 z_1 位移和振动速度 \dot{z}_1 ，非悬挂质量位移 z_2 振动速度 \dot{z}_2 为状态变量，状态向量为 $X = [z_1, \dot{z}_1, z_2, \dot{z}_2]$ ，控制输入向量为 $U = [F_e]$ ，路面扰动为 $W = [z_r]$ 。选取悬挂质量垂直振动加速度 \ddot{z}_1 、悬架动行程 $(z_1 - z_2)$ 、轮胎动变形 $(z_2 - z_r)$ 为输出变量。令 $Y = [\ddot{z}_1, z_1 - z_2, z_2 - z_r]^T$ ，将式 (2.1) 和 (2.2) 写成状态方程的形式如下：

$$\dot{X} = AX + BU + EW \quad (2.3)$$

$$Y = CX + DU + FW \quad (2.4)$$

式中， A ， B ， C ， D ， E ， F 分别相应方程的系数矩阵，并且可由模型的动力学方程求得如下：

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ -\frac{K_1}{m_1} & -\frac{c}{m_1} & \frac{K_1}{m_1} & \frac{c}{m_1} \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ \frac{K_1}{m_2} & \frac{c}{m_2} & -\frac{K_1 + K_2}{m_2} & -\frac{c}{m_2} \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{m_1} \\ 0 \\ -\frac{1}{m_2} \end{bmatrix}, \quad E = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ \frac{K_2}{m_2} \end{bmatrix},$$

$$C = \begin{bmatrix} -\frac{k_1}{m_1} & -\frac{c}{m_1} & \frac{k_1}{m_1} & \frac{c}{m_1} \\ 1 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}, \quad D = \begin{bmatrix} \frac{1}{m_1} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad F = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -1 \end{bmatrix}.$$

2.2 智能悬架的节能原理

要实现对振动能量的回收，则要求直线电机能够在四象限运行^[13]，即当速度

与电磁推力同向时，直线电机作动器处在电动状态，直线电机作为电动机耗能，电能从电源流向直线电机作动器；当速度与推力反向时，直线电机作动器处在发电状态，电能由直线电机流向电源。

控制器通过悬架速度与电磁力乘积的正负来进行直线电机的模式识别，具体控制过程如下：

1) 当 $F_e \cdot (\dot{z}_1 - \dot{z}_2) > 0$ 时，执行器为电动机模式，车载电源向直线电机电磁执行器输出电能，电磁执行器产生电磁力抑制车身振动。

2) 当 $F_e \cdot (\dot{z}_1 - \dot{z}_2) < 0$ 时，执行器为发电机模式，直线电机作动器通过蓄能电路对车载电源进行充电。

当汽车在不平路面上行驶时，车身发生振动，于是智能悬架的执行器提供主动力进行主动减振，直线电机执行器在时间 t 内做的功为：

$$W_1 = \int_0^t F_e \cdot (\dot{z}_1 - \dot{z}_2) dt \quad (2.5)$$

本文采用的低能耗智能悬架由于减振器的存在，部分振动能量将通过阻尼器转换成热量消耗掉，其产生的热量为阻尼器做的功：

$$W_c = \int_0^t c \cdot (\dot{z}_1 - \dot{z}_2) dt \quad (2.6)$$

在某一特定的路况下，悬架速度是确定的，通过式 (2.6) 可以看出，在时间 t 内，阻尼器做的功 W_c 与阻尼系数 c 成正比。

当直线电机执行器在电动机模式时，若忽略执行器摩擦及发热损耗，直线电机执行器消耗的电能为 W_{con} ，直线电机作动器消耗的电能全部用于对悬架系统做功，即：

$$W_{con} = W_1 \quad (2.7)$$

在一定的工况及行驶条件下，在时间 t 内，汽车车身上下振动的机械能 W_m 是一定的。根据能量守恒定律，悬架振动的机械能等于阻尼器做的功与作动器做的总功之和，即

$$W_m = W_1 + W_c \quad (2.8)$$

将式(2.6)、式(2.7)代入式(2.8)，得

$$W_m = W_{con} + \int_0^t c \cdot (\dot{z}_1 - \dot{z}_2) dt \quad (2.9)$$

由式(2.9)可以看出，阻尼系数 c 增大时，减小了作动器所做的功，即减小了作动器所消耗的电能 W_{con} 。因此可以说，阻尼器的存在对减小作动器的能耗是有利的。

当直线电机为发电机模式时，若忽略作动器摩擦及发热损耗，作动器在时间 t 内反馈的能量为 W_{reg} ，有

$$W_{reg} = W_1 \quad (2.10)$$

此时式(2.8)同样满足，将式(2.6)、式(2.10)带入式(2.8)，有：

$$W_m = W_{reg} + \int_0^t c \cdot (\dot{z}_1 - \dot{z}_2) dt \quad (2.11)$$

由式(2.11)可以看出，阻尼系数 c 增大时，减小了作动器所做的功，即减小了作动器反馈的电能 W_{reg} 。因此可以说，阻尼器的存在对能量回收是不利的。

综上所述，当电磁执行器为电动机模式时，减振器的阻尼系数 c 具有减小执行器的能量消耗的趋势；电磁执行器为发电机模式时，减振器的阻尼系数 c 具有减小执行器的能量回收的趋势。因此，智能悬架的减振器的阻尼系数 c 的数值大小对整个智能悬架系统能量回收具有重要的影响。

2.3 理想主动悬架的性能分析

理想主动悬架就是采用的执行器为理想执行器。在进行理想主动悬架的性能分析时，对悬架系统做如下的几点假设：

1. 将智能悬架采用的执行器设为一个理想的执行器，即该执行器能根据 ECU 的判断与分析，提供理想的主动动力；
2. 忽略能量转换时的损耗。

2.3.1 理想执行器的智能悬架的控制策略

最优控制方法简单易懂，并且本文的研究重点不在于控制方法的研究，因此本文对智能悬架的控制采用最优控制方法。

悬架最优控制的目标是使汽车获得较高的平顺性和操纵稳定性，因此应尽可能地降低车身的垂直加速度、侧倾角加速度、俯仰角加速度和轮胎的变形量，同时限制悬架的动挠度以防止发生悬架撞击缓冲块。此外，从实现控制的角度来讲，应使所需的控制量最小，即使控制消耗能量较小^[27]。综合以上因素，取综合性能指标函数为：

$$J = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T (q_1 \ddot{z}_s^2 + q_2 (z_s - z_u)^2 + q_3 (z_u - z_r)^2 + r F_e^2) dt \quad (2.12)$$

式中： q_1 、 q_2 、 q_3 和 r 为加权系数，且分别代表式中对性能指标的权重，其大小代表了各个性能指标在综合性能函数中的权重，如对车身的垂向加速度项选择较大的权值，则意味着悬架系统以提高乘坐舒适性为主要目标^[27]；若对轮胎动位移项选择较大的权值，则考虑更多的是提高车辆操稳性。

将综合性能指标写为矩阵形式：

$$J = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T (X^T Q X + u^T R u) dt \quad (2.13)$$

式中 Q 为状态加权系数矩阵， R 为控制加权矩阵，

$$Q = \begin{bmatrix} q_1 & 0 & 0 \\ 0 & q_2 & 0 \\ 0 & 0 & q_3 \end{bmatrix}, \quad R = [r]。$$

用加权矩阵 Q 和 R 对这两部分变量加权，以便使这两部分在性能指标中所占的比重不同。不同的比重表示这两部分中对那部分的要求更严格些。如果在控制中，还要求其他变量为最小，可以将这些变量以二次型一一列入性能指标中。 Q 和 R 的形式与数值大小需要根据具体系统的情况由设计者加以规定。较好的方法是通过计算机仿真与搜索的方法确定。

根据具有二次性能指标的线性系统的最优控制理论^[28]，应使对输出变量加权的性能函数 J 有极小值。此时的悬架系统最优控制力为：

$$u = -KX \quad (2.14)$$

其中 K 为反馈增益矩阵， $K = R^{-1}B^T P X$ ， P 可以通过黎卡提方程 (2.15) 求得。

$$A^T P + P A + Q - P B R^{-1} B^T P = 0 \quad (2.15)$$

2.3.2 仿真分析

被动悬架、理想智能悬架与理想执行器的低能耗智能悬架，在性能上有较大差异，本文利用 Matlab/Simulink 建立仿真模型，进行仿真试验得出相关结果，从而通过对比得出相关结论。

表 2.2 某汽车整车悬架模型参数

Table 2.2 Parameters of a model of automobile suspension

参数	符号	数值	单位
簧载质量	m_1	344.0	Kg
簧下质量	m_2	29.3	Kg
悬架等效刚度	k_1	25	kN/m
轮胎等效刚度	k_2	219.09	kN/m
减振器阻尼系数	c	4.167	kN s/m

将建立的仿真模型应用于具体的某款车型，对比该车型采用不同悬架结构的差异。本文选取某款 SUV 轿车的参数如表 2.2。

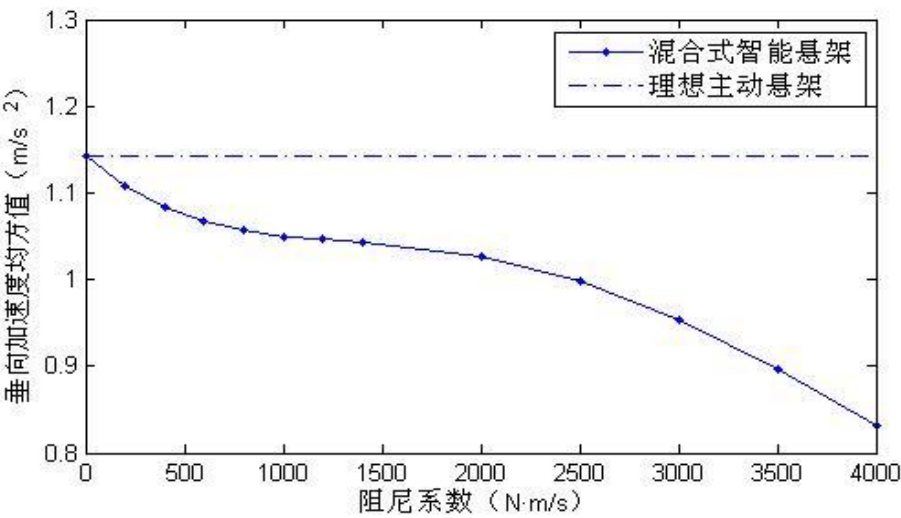
智能悬架最优控制器设计的时候加权系数的选取时对控制效果有很大的影响^[29]，选取不同的加权系数得到的最优控制力及悬架性能会有较大差别，因此合理地确定加权系数对悬架最优控制器的设计十分重要。本文通过多次仿真试验，选定了多组加权系数的组合形式，经过对比仿真结果，智能悬架最优控制的性能加权系数的选取如表 2.3 时车辆的平顺性和操纵稳定性较好，且最优控制力消耗的能

量也较小，即悬架的综合性能较理想。

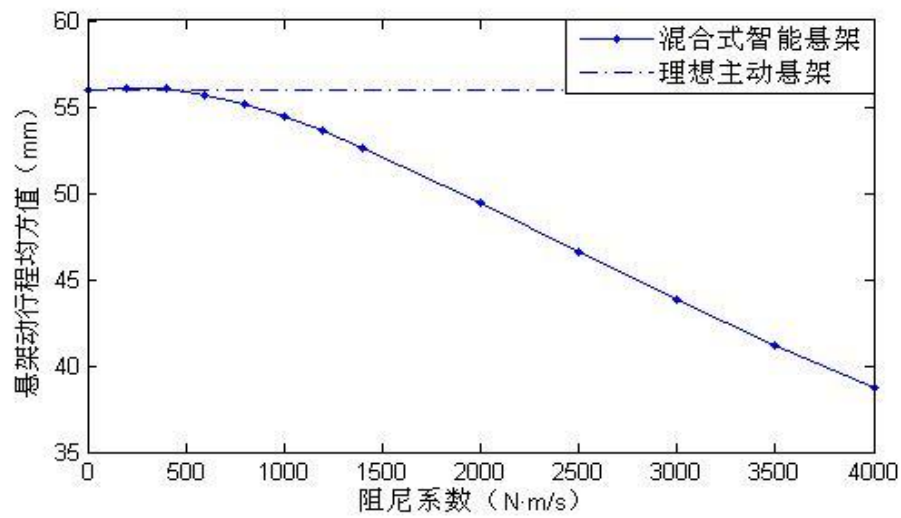
表 2.3 最优控制性能指标加权系数

Table 2.3 weighting coefficient of the optimal control

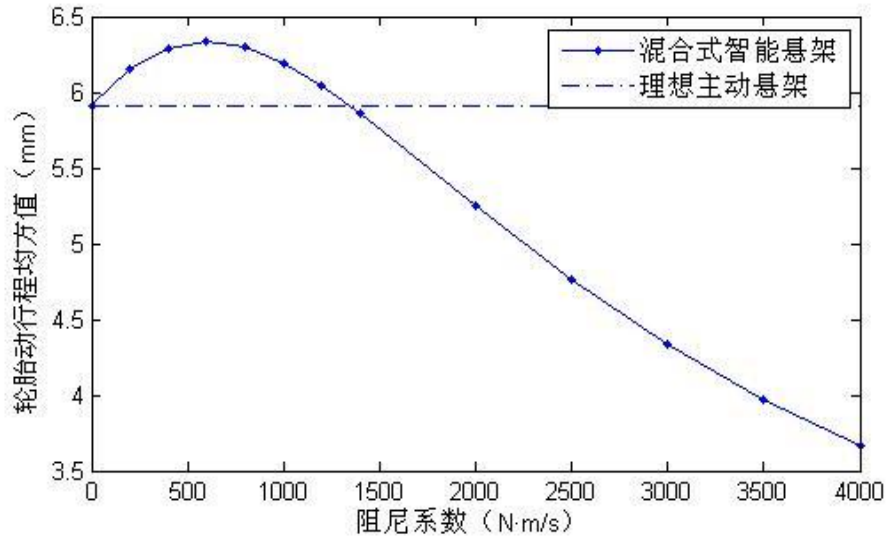
加权项	符号	数值
垂向加速度	q_1	48.3
悬架变形	q_2	3.5×10^5
轮胎变形	q_3	10^6
控制力	r	5×10^{-5}



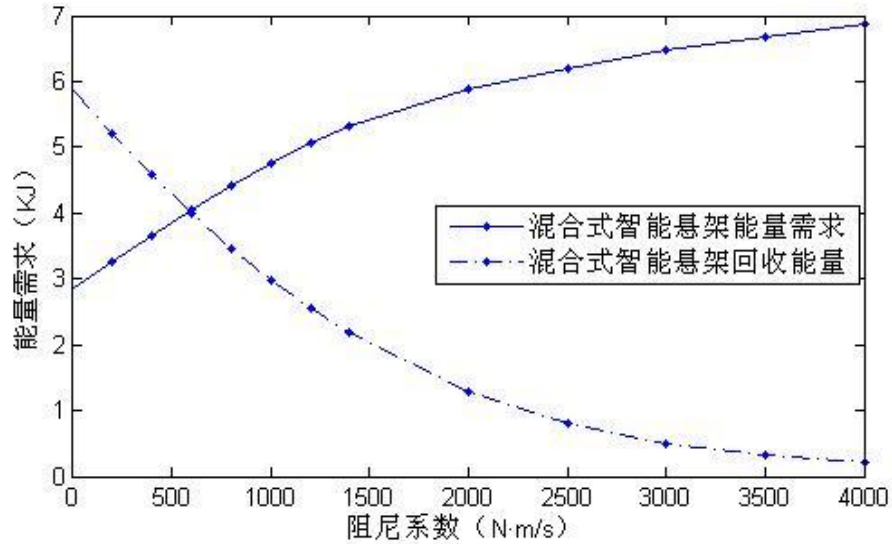
(a) 垂向加速度均方值



(b) 悬架动行程均方值



(c) 轮胎动行程均方值



(d) 智能悬架的能量关系

图 2.3 阻尼系数变化时的仿真结果

Fig 2.3 Simulation results when the damping coefficient changes

通过式 2.9 与式 2.11 可以看出, 低能耗智能悬架结构中的减振器的存在对该悬架的性能及能量回收效果具有较大的影响, 因此要探讨阻尼系数对智能悬架的具体影响。仿真过程中, 保持悬架结构其它参数不变, 改变混合式智能悬架减振器的阻尼系数; 路面激励采用 C 级路面, 车速为 60km/h , 仿真时间 10s , 结果如 2.3 所示:

从图 2.3 (a) 可以看出, 智能悬架的簧上质量加速度随着阻尼系数的增大而减小, 即智能悬架的平顺性随阻尼系数的增大而提高; 由图 2.3 (b) 可以看出悬

架动行程随阻尼系数的增大而减小；由图 2.3 (c) 可以看出轮胎动行程随阻尼系数的增大而先增大后减小，拐点在 $c=750\text{ N}\cdot\text{m/s}$ ；因此，智能悬架的减振性能随着阻尼系数的增大而相应地提高了。但是通过图 2.3 (d) 可以看出，随着阻尼系数的增大，智能悬架的能量需求增大，并且回收的能量减小，总体上来说，智能悬架的能耗随着阻尼系数的增大而增加。

通过上面的分析可以看出，若要追求汽车的减振性能，则应提高阻尼系数；若要追求汽车的节能性能，则应降低阻尼系数，但阻尼系数也不宜过小，因为阻尼系数过小智能悬架就等效为理想主动悬架，且当执行器失效时悬架系统不能正常工作。因此应综合考虑阻尼系数的选择。

由图 2.3 (c) 可以看出，当 $c<750\text{ N}\cdot\text{m/s}$ ，智能悬架的回收的能量大于智能悬架的能耗，也就是说，智能悬架即可实现能量的自给自足，即自供能量悬架系统^[12]，并且多余的能量还能给电源充电。

为了尽可能的回收汽车的振动能量，同时又不能使得阻尼系数过小，因此本文选择混合式智能悬架的阻尼系数 $c=600\text{ N}\cdot\text{m/s}$ 。

2.4 本章小结

本章选定了智能悬架的结构形式。由于悬架系统经常工作在恶劣工况下，如涉水及多灰尘等，考虑到电磁执行器的在恶劣工况的可靠性得不到有效保证，因此选定的智能悬架的结构形式为混合式主动悬架。

本章将执行器假设为理想执行器，分析了悬架的能量关系。通过悬架能量的探讨发现了智能悬架的减振器阻尼系数对悬架的性能及节能有较大的影响。

本章智能悬架的控制采用最优控制，利用 MATLAB/Simulink 进行了系统建模。选用某车型进行仿真，通过仿真结果的分析最后确定阻尼系数的大小。

3 直线电机电磁执行器

目前，国内外学者提出的智能悬架能量回收方法主要是液压蓄能式和电磁蓄能式^{[18][19][20]}。电磁蓄能式悬架的能量回收效率比液压式悬架高，因而能够降低智能悬架的能量消耗，并且电磁式悬架相比液压式悬架附加重量轻、响应速度快、执行精度高。此外，随着汽车电气化和智能化的提高，电磁式悬架将回收的振动能量转化为电能，有利于车辆对电源的统一管理。

电磁式智能悬架根据采用执行器的不同，大体可以分为电磁线圈感应式、齿轮齿条式、滚珠丝杠式、曲柄连杆式和直线电机式^[30]。直线电机执行器有很多优点：结构紧凑、响应时间短、精度很高、无接触摩擦、无润滑、可控性好，而且可以作为发电机实现能量回收等等。在直线运动方面，传统的方法是采用齿轮齿条、滚珠丝杠、曲柄连杆等中间传动结构与旋转电机的组合；直线电机由于其自身的特点，有效地克服了上述传统直线传动的传动链尺寸大、传动效率低、能耗高、精度差、污染环境等缺点。

3.1 直线电机执行器

3.1.1 直线电机执行器的工作原理

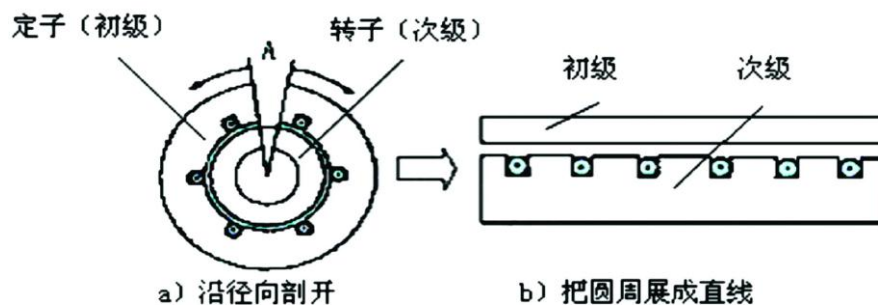


图 3.1 由旋转电机演变成直线电机

Fig 3.1 Evolution of the rotary motor into linear motor

设想把图 3.1 (a) 所示旋转感应电机沿径向剖开，并将其展开成直线，即可得到图 3.1 (b) 所示的直线感应电机^{[31][32]}，在直线感应电机中，装有三相绕组并与电源相接的一侧称为初级，另一侧称为次级。初级既可作为定子，亦可作为运动的“动子”。初级的铁心由硅钢片叠成，表面开槽，三相绕组嵌在槽内。次级有很多形式，一种是在钢板上开槽，槽内嵌入铜条或铝条，两侧用铜带或铝带连接起来，形成类似笼型转子的短路绕组。

旋转电机通入三相正弦交流电时，在气隙处会产生沿圆周运动的正弦脉动磁场，而直线电机执行器在通入三相正弦电流后，也会产生气隙磁场，电磁作动器磁场不是圆周运动，而是沿作动器轴向运动，称其为行波磁场。行波磁场移动的速度称为同步速度 v_s 。和旋转电机一样，直线电机电磁执行器也具有转差率 s 。

$$v_s = 2\pi f \quad (3.1)$$

只要存在滑移率，次级导条就会切割行波磁场产生感应电动势和电流，此电流与行波磁场相互作用，在次级产生切向电磁力，在初级产生反作用力，从而使得次级作直线运动，电磁作动器的基本工作原理如图 3.2 所示。

$$s = (v_s - v)/v_s \quad (3.2)$$

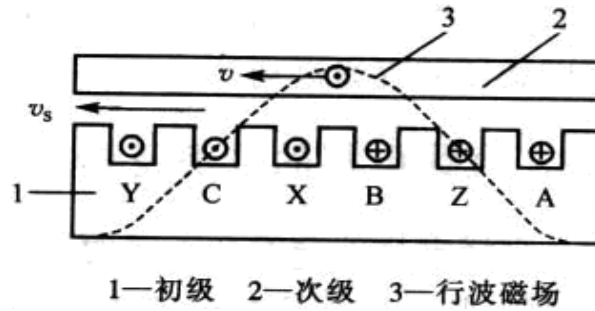


图 3.2 电磁作动器的基本工作原理

Fig 3.2 The basis principle of electromagnetic actuator

3.1.2 直线电机执行器的结构

直线电机具有很多类型，本文电磁执行器采用的直线电机是三相感应式圆筒型直线电动机（以下简称直线电机），其实质上是通过旋转电机演变而来^[31]，其演变过程如图 3.3 所示。

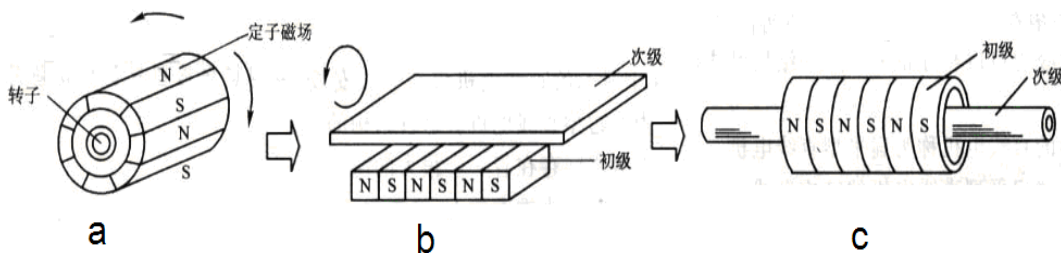


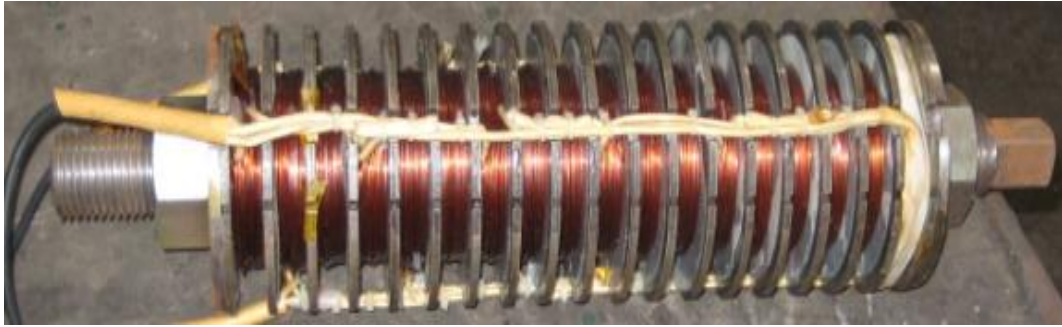
图 3.3 从旋转电机到管型直线电机的演变过程

Fig 3.3 the process that rotating motor change into linear motor

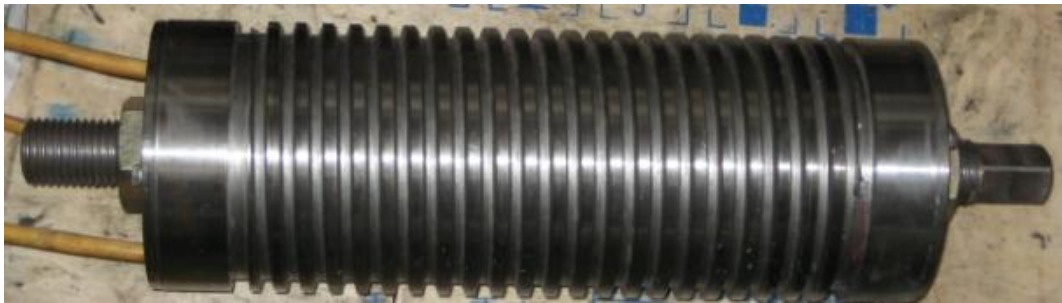
作者参与设计的三相感应式圆筒型直线电机^{[5][32][33]}的结构如图 3.4 所示，本文的电磁执行器就是该直线电机。图 3.4（a）为直线电机内部结构图，图 3.4（b）

为直线电机外观图，图 3.4 (c) 为直线电机二维装配图。

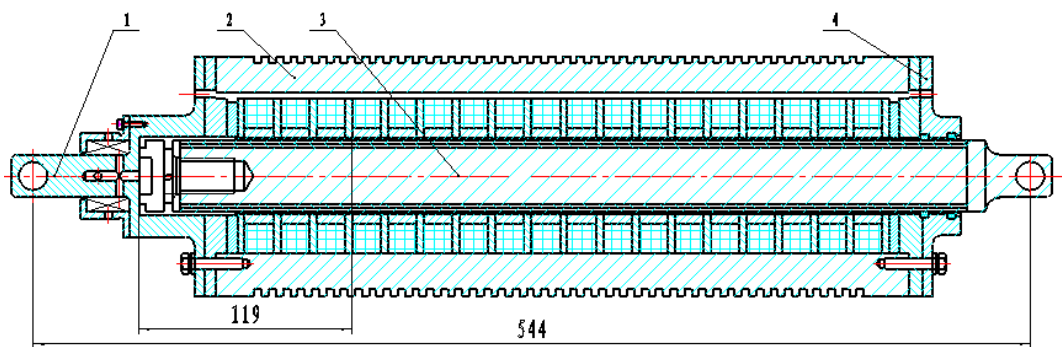
电磁执行器内置的线圈通电后可使得悬架总成依车身和车轮的相对位置的不同而伸张或收缩。当悬架总成伸张时，直线电机式执行器以发电机模式工作，将产生的能量回送给电源；当悬架总成收缩时，直线电机式执行器以电动机模式工作，产生主动力。



(a)



(b)



(c)

图 3.4 电磁作动器装配图

Fig 3.4 Electromagnetic actuator installation assembly

3.1.3 直线电机的运行状态

按照转差率的正负和大小，感应电机有电动机、发电机和电磁制动三种运行

状态^[34]:

当次级速度低于行波磁场的速度时 ($v_s > v > 0$)，转差率 $0 < s < 1$ 。初级三相电流所产生的气隙行波磁场为负方向（假设向右为负方向），按照右手定则，即可确定次级导体“切割”气隙磁场后感应电动势的方向，按照左手定则，电磁力的方向与次级运动方向相同，即电磁力为驱动性质的力，如图 3.5 (a) 所示。此时直线电机执行器从电源输入功率，通过电磁感应，由次级输出机械功率，执行器处于电动机状态。

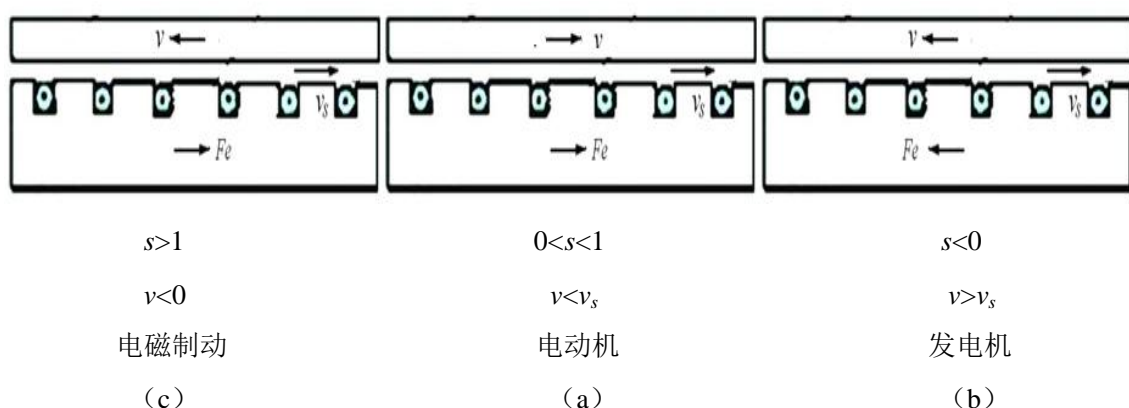


图 3.5 感应直线电机的三种运行状态

Fig 3.5 Three running modes of linear induction motor

若直线电机由原动机驱动，使次级速度高于旋转磁场转速 ($v > v_s$)，则转差率 $s < 0$ 。如图 3.5 (b) 所示，电磁力为制动性质的力。为了使次级持续地以高于行波磁场的速度运动，原动机的驱动力必须克服制动的电磁力；此时次级由原动机输入机械功率，通过电磁感应由初级输出电功率，电机处于发电机状态。

若由机械或其他外因使次级逆着行波磁场的方向运动 ($v < 0$)，则转差率 $s > 1$ 。如图 3.5 (c) 所示，电磁力的方向亦与图 3.5 (a) 相同。但由于次级运动方向改变，故对次级而言，此时电磁力表现为制动力。此时电机处于电磁制动状态，它一方面从外界输入机械功率，同时又从电源吸取电功率，两者都变成电机内部的损耗。

3.2 电磁执行器的能量回收原理

当汽车行驶在不平路面上时，车身发生随机振动，即负载发生变化，于是处在随动状态下的直线电机执行器的次级（动子）也将相对初级（定子）发生相对运动，次级的速度和转差率随之而变化，使次级导体中的电动势、电流和电磁推力发生相应变化，以适应负载的需要。因此，为了实现振动的主动控制及能量回收，要求直线电机执行器可处在供电、蓄电、短路或断路的工作状态，即要求直

线电机执行器根据转差率的变化，在电动机、发电机与电磁制动三种运行状态之间进行切换。

智能悬架能量回收就是利用直线电机作为发电机状态进行发电，从而将该电能回收再利用^[35]。具体地说就是当汽车车身激烈振动的时候，直线电机执行器次级的相对运动很快，此时电枢产生的反电动势大于供电电压（或不供电），电机进入发电机状态，此时执行器的电磁力起到制动作用（即为阻尼力），可以抑制悬架的振动，同时蓄能电路导通，用产生的电枢电流给蓄电池或电容充电，这样悬架的振动能量就转化为电能而回馈给了电池或电容。

3.3 电磁执行器的数学模型的建立

直线电机具有强耦合多输入多输出的特点，由于本文采用仿真的方法，因此需要建立直线电机的相对简单的数学模型。该模型通过数学公式应该反应输入与输出的关系。

本文中，直线电机的输入为三相交流电压，输出为电磁力及电机的速度，因此建立的数学模型描述了输入电压与电磁力及电机速度的关系。

3.3.1 直线电机坐标变换

通常，我们描述异步电机是在三相静止 ABC 坐标系下。A、B、C 三相在空间上相差 120° ，如图 3.6 所示。代表输入的三相交流电相位相差 120° ，但是在三相静止坐标系中，异步电动机数学模型是一个多输入、多数出、非线性、强耦合的控制对象。为了实现转矩和磁链之间的解耦控制，以提高调速系统的动静态性能，必须对异步电动机的数学模型进行坐标变换。

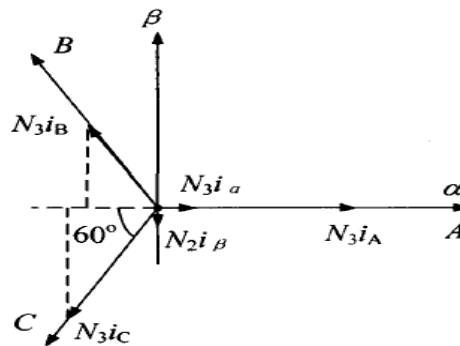


图 3.6 3S/2S 坐标变换

Fig 3.6 Coordinate Transform of 3S/2S

同时，交流电机坐标变换的目的也是使电感矩阵对角化，这从系统论观点上来看，就是通过系统状态的相似变换，达到状态重构和参数重构的目的，使数学模

型变得简洁易解^[36]。

描述异步电机的坐标系主要有三种类型：三相静止 ABC 坐标系、两相静止 $\alpha\beta$ 坐标系与两相旋转 dq 坐标系。通常，这三个坐标系之间可以相互转化，本章主要建立两相静止 $\alpha\beta$ 坐标系下的数学模型，故对三相静止 ABC 坐标系到两相静止的 $\alpha\beta$ 坐标系的变换做个详细介绍。坐标变换时遵循的原则如下^{[36][37]}：

- ①确定电流变换矩阵时，应遵守变换前后所产生的旋转磁场等效的原则；
- ②为了矩阵运算的简单、方便，要求电流变换矩阵应为正交矩阵；
- ③确定电压变换矩阵和阻抗变换矩阵时，应遵守变换前后电机功率不变。

三相轴系和两相轴系之间的关系如图 3.6 所示，为了方便起见，令三相的 A 轴与两相的 α 轴重合。假设磁势波形时按正弦分布，当二者的旋转磁场完全等效时，合成磁势沿同轴的分量必定相等，即三相绕组和二相绕组的瞬时磁势沿轴的投影应该相等，即：

$$\left. \begin{aligned} N_2 i_\alpha &= N_3 i_A + N_3 i_B \cos \frac{2\pi}{3} + N_3 i_C \cos \frac{4\pi}{3} \\ N_2 i_\beta &= 0 + N_3 i_B \sin \frac{2\pi}{3} + N_3 i_C \sin \frac{4\pi}{3} \end{aligned} \right\} \quad (3.3)$$

式中， N_3, N_2 分别为三相电机和两相电机定子绕组的有效匝数。

整理之后用矩阵表示上式可得：

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{N_3}{N_2} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

根据坐标变换的原则 2，变换矩阵必须为一个方阵，为了通过求逆得逆变换矩阵，就要引进另一个独立于 i_α 和 i_β 的新变量，记作一个新变量为 i_0 ，称为零序电流，并定义为：

$$i_0 = \frac{N_3}{N_2} (K i_A + K i_B + K i_C) \quad (3.5)$$

式中， K 为待定系数。

补充 i_0 后，式 (3.4) 便为：

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} = \frac{N_3}{N_2} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ K & K & K \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

则：3s/2s 的变换矩阵

$$C = \frac{N_3}{N_2} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ K & K & K \end{bmatrix}, \quad C^{-1} = \frac{2}{3} \cdot \frac{N_2}{N_3} \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{2K} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2K} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2K} \end{bmatrix}$$

$$C \text{ 的转置矩阵: } C^T = \frac{N_3}{N_2} \begin{bmatrix} 1 & 0 & K \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & K \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & K \end{bmatrix}$$

根据坐标变换的原则 3 有: $C^T = C^{-1}$, 于是可得:

$$\begin{cases} \frac{N_3}{N_2} = \frac{2}{3} \frac{N_2}{N_3} \\ K = \frac{1}{2K} \end{cases}$$

$$\text{于是得到} \begin{cases} \frac{N_2}{N_3} = \sqrt{\frac{3}{2}} \\ K = \frac{1}{\sqrt{2}} \end{cases}$$

最后得出三相到两相的坐标变换矩阵为:

$$C = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$$

即有:

$$\begin{bmatrix} U_\alpha \\ U_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_a \\ U_b \\ U_c \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

3.3.2 电磁执行器的等效电路

由于结构的特殊性,使得直线电机存在着与一般旋转电机不同的特点,即各类边端效应^[38]的存在。从结构上来说,直线电机的边端效应包括纵向边端效应和横向边端效应^[39](所谓纵向,就是指磁场移动的方向)。由于本文采用的电磁执行器为圆筒型的直线电机,次级绕组的绕线不存在端部,且次级也是中心对称,因

此也不存在端部，即不存在横向边端效应。因此，在建立的电磁执行器数学模型，只考虑动态纵向边端效应。

当次级导体进入到初级磁场时，次级导体闭合回路会产生感应电动势和电流，但同时还存在着由于闭合回路磁链磁通发生变化而引起的感应涡流，把这种由于感应电流削弱气隙中磁场的现象称之为纵向进入端的边缘效应。同理，当次级导体离开初级磁场的时候也会引起感应涡流，把此时感应电流将加强气隙中的磁场的现象称为纵向离开端的边缘效应，将这两种边端效应统称为动态纵向边端效应^[37]。动态纵向边端效应所产生的附加电流使得电磁执行器的损耗增加，功率因素降低，电磁推力减小，特别在高速低滑差运行中更为明显。

圆筒型直线电机电磁执行器把相关的次级参数折算到初级侧^{[38][39]}，把边缘效应的影响量化到等效电路中去^{[38][39][40]}，同时参照异步旋转电机的 T 型等效电路^[41]，得出考虑动态纵向边端效应影响的直线电机电磁执行器 T 型等效电路如图 3.7 所示，图中 $R_r f(Q)$ 和 $L_m (1-f(Q))$ 均是考虑动态纵向边缘效应的影响而引入和修改的项。

假设 Q 是表示作动器长度的无单位量，在电磁执行器参数一定时，其大小取决于速度，速度为零， Q 无穷大。

$$Q = DR_r / (L_m + L_{r1})V \quad (3.8)$$

其中 D 为初级有效长度， R_r 为折算到初级侧的次级等效电阻， L_{r1} 为折算到初级侧的次级漏电感， L_m 为电磁执行器的互感， V 为电磁执行器的运动速度。

令 $f(Q) = 1 - e^{-Q}$ ， $f(Q)$ 是电磁作动器初级长度、次级电阻、次级电感、运动速度的函数。初级较长、速度较小时，影响也小，初级越短、速度越大，影响也就越大。

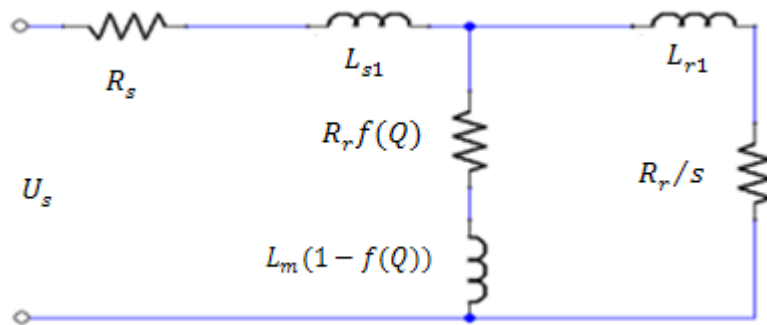


图 3.7 电磁执行器 T 型等效电路

Fig 3.7 T-equivalent Circuit of Electromagnetic Actuator

3.3.3 电磁执行器的数学模型

电磁执行器的数学模型描述了输入电压与电磁力及次级速度的关系，电压通过磁链关系与电磁力及速度产生耦合关系。因此电磁执行器的数学模型包括电压方程、磁链方程、电磁力方程、机械运动方程等。

对电磁执行器模型的做如下几个假设条件^{[32][33][41]}：

- ①初、次级铁心的导磁率无限大，即忽略铁心磁阻；
- ②初、次级铁心的电导率 $\sigma=0$ ，即忽略铁心损耗；
- ③初、次级铁心的表面光滑，以卡氏系数修正气隙；
- ④次级笼式绕组等效为导电薄板，放在次级表面，等效的原则是两者的每极的铜截面积相等。

基于以上分析和图 3.7 所示的 T 型等效电路，在旋转感应电动机数学模型的基础之上，针对电磁执行器的边端效应作相应的修正，建立起电磁执行器的两相 $\alpha\beta$ 定子坐标系下的数学模型^{[42][43]}：

电压方程：

$$u_{1\alpha} = R_1 i_{1\alpha} + R_2 f(Q)(i_{1\alpha} + i_{2\alpha}) + \frac{d\psi_{1\alpha}}{dt} \quad (3.9)$$

$$u_{1\beta} = R_1 i_{1\beta} + R_2 f(Q)(i_{1\beta} + i_{2\beta}) + \frac{d\psi_{1\beta}}{dt} \quad (3.10)$$

$$u_{2\alpha} = R_2 i_{2\alpha} + R_2 f(Q)(i_{1\alpha} + i_{2\alpha}) + \frac{d\psi_{2\alpha}}{dt} + \omega_r \psi_{2\beta} \quad (3.11)$$

$$u_{2\beta} = R_2 i_{2\beta} + R_2 f(Q)(i_{1\beta} + i_{2\beta}) + \frac{d\psi_{2\beta}}{dt} - \omega_r \psi_{2\alpha} \quad (3.12)$$

磁链方程：

$$\psi_{s\alpha} = (L_1 - L_m f(Q))i_{1\alpha} + L_m(1 - f(Q))i_{2\alpha} \quad (3.13)$$

$$\psi_{s\beta} = (L_1 - L_m f(Q))i_{1\beta} + L_m(1 - f(Q))i_{2\beta} \quad (3.14)$$

$$\psi_{s\alpha} = L_m(1 - f(Q))i_{1\alpha} + (L_2 - L_m f(Q))i_{2\alpha} \quad (3.15)$$

$$\psi_{s\beta} = L_m(1 - f(Q))i_{1\beta} + (L_2 - L_m f(Q))i_{2\beta} \quad (3.16)$$

电磁力方程：

$$F_e = \frac{3\pi P}{2\tau} (\psi_{1\alpha} i_{1\beta} - \psi_{1\beta} i_{1\alpha}) \quad (3.17)$$

运动方程：

$$a = \frac{dv}{dt} = \frac{F_e - F_{load}}{m} \quad (3.18)$$

$$v = v_0 + \int_{\tau_0}^{\tau} a dt \quad (3.19)$$

运动速度 v 与角速度 w_r 的转换关系为：

$$v = \frac{\omega_r \tau}{\pi} \quad (3.20)$$

上述各式中各代号如下： u —电压； i —电流； ψ —磁链；下标 1, 2 分别代表电磁执行器的初级和次级；下标 α 、 β 代表 $\alpha\beta$ 坐标系下； R_1 —初级电阻， R_2 —为次级折算到初级的电阻； L_1 —初级漏感， L_2 —折算到初级的漏感， L_m —互感； s —滑差率； D —执行器初级有效长度； Fe —电磁推力； P —次级极数； τ —极距； a —加速度； v_0 —执行器运动初速度； v —执行器运动速度。

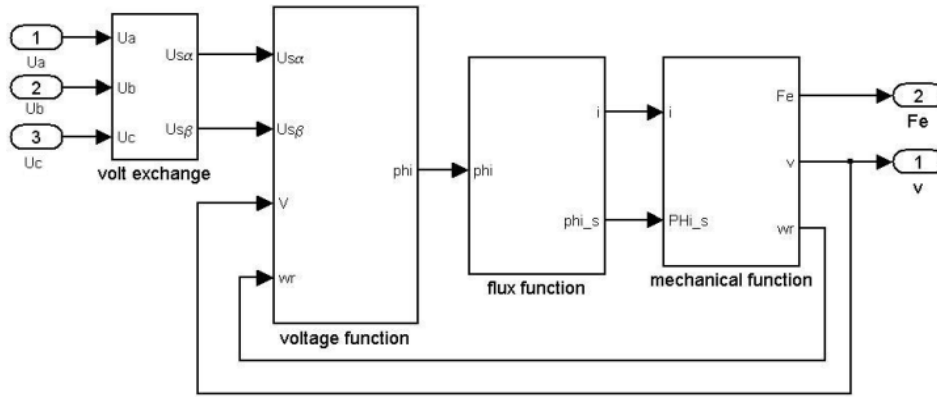


图3.8 电磁执行器仿真框图

Fig.3.8 Simulation block diagram of tubular electromagnetic linear actuator

通过 MATLAB/Simulink 模块便可以建立起电磁执行器的动力学数学模型，按照前述公式，搭建起作动器的动力学仿真模型，作动器的总体仿真框图如图 3.8 所示。通过上述仿真框图，便可对所建立的执行器数学模型进行仿真分析计算。

3.3.4 电磁执行器数学模型的试验验证

本文采用仿真分析的方法对智能悬架的能量回收进行研究，因此电磁执行器的数学模型是建立智能悬架仿真模型的基础，该数学模型的正确与否关系到本文研究的结论的可靠性。作者参与设计了电磁执行器的台架试验^{[32][33]}，利用该试验对电磁执行器的数学模型进行验证。

该试验的对象是电磁执行器，即课题组设计制造的直线电机。同时试验设备还包括减振器试验台、三相调压器、万用表、螺栓紧固件及绝缘导线等。利用上述实验设备建立的电磁执行器试验台架如图 3.9 所示。

试验前的准备步骤如下：利用螺栓紧固件把将直线电机固定于减振器试验台上，将试验台驱动机构中的凸轮偏心距设置为 0，使减振器台架的凸轮机构不对作动器施加作用力，这样直线电机次级也就静止不动，在此状态下做直线电机作动器的近似堵转试验。利用绝缘导线将各个实验设备连接好，并且注意连线处的绝缘保护。



图 3.9 电磁作动器试验台

Fig 3.9 Electromagnetic actuator test-bed、

试验过程：试验前，首先将三相调压器调至 0 电压位置，再次检查连线是否正确；启动三相电压开关，手动调节三相调压器，向直线电机输入三相交流电，考虑到电机发热的缘故，试验时先从高电压往低电压调节，（考虑到安全性，试验中的电压最大值为 90V），读取直线电机输出的电磁力，记录数据；试验过程中，读取数据要迅速，尽可能的避免电机发热带来的误差。当一组电压值完成一次后，电机发热比较严重，此时的误差较大，因此要等到电机冷却后再继续下一次的试验。将三次记录的电磁力取平均值，结果如表 3.1 所示。

表 3.1 试验结果

Table3.1 Test result

线电压/V	电磁力/N			
	第一次	第二次	第三次	平均值
50	123.5	116	115	118.2
60	167.5	149	153.5	156.7
70	216	188	200	201.3
80	280	236	270	255.3
90	321.5	299	320	313.5

线电压/V	电磁力/N			
	第一次	第二次	第三次	平均值
100	390	350	394	378.0
110	470	432	480	460.7
120	533	521	557	537.0

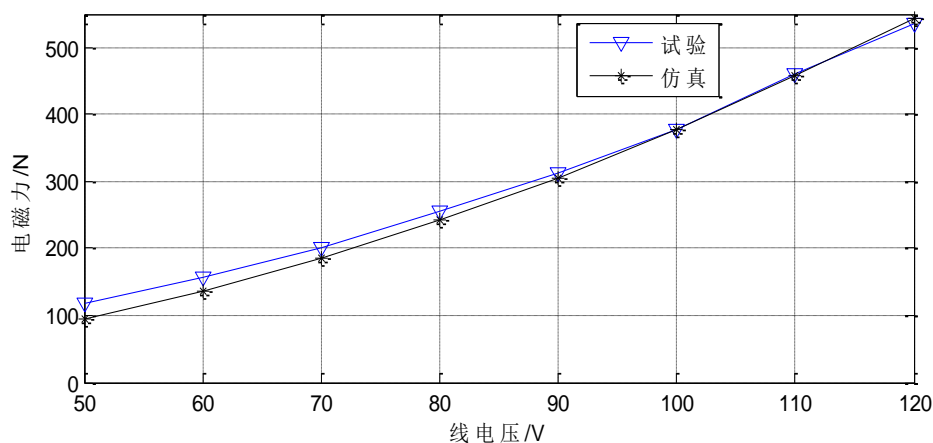


图 3.10 试验仿真结果对比

Fig 3.10 Test result compare with simulation result

试验的目的主要是对建立的数学模型的验证，因此要对该直线电机的数学模型进行仿真计算。图 3.8 所示为在 MATLAB 环境下建立的直线电机数学模型的仿真模型。仿真过程中采用的电磁执行器的参数与设计的直线电机的参数一直，具体如下： $L_1=0.0401\text{H}$, $L_2=0.0331\text{H}$, $L_m=0.0326\text{H}$, $R_1=1.25\Omega$, $R_2=2.7\Omega$, $N_p=4$, $\tau=66\text{mm}$, $D=286\text{mm}$, $m=4\text{kg}$ 。仿真过程中，选取与试验相同的输入电压进行仿真计算，将计算结果与试验结果进行对比，结果如图 3.10 所示。

从图 3.10 可以看出，试验值和仿真值在高压时吻合较好，低压时有一定偏差，但是偏差基本保持在 10% 的范围内，这是由于试验是从高电压向低电压调节，所以在高压的试验值与仿真结果吻合较好，低压时，由于温度升高，导致试验误差增大。但从总体可以得出结论，建立的数学仿真模型基本满足要求。

3.4 本章小结

本章借鉴旋转电机的数学模型，考虑电磁执行器的考虑边端效应，建立了电磁执行器的数学模型。同时利用 Matlab/Simulink 建立电磁执行器的仿真模型，并且利用课题组设计制造的直线电机的参数，输入三相电压对仿真模型进行了多次仿真计算。

本章设计了直线电机的台架试验。该试验的目的是验证建立的电磁执行器数学模型的正确性。因此试验结果与相同电压输入下的仿真结果进行对比，通过对比结果得出了电磁执行器数学模型是符合要求的。

4 智能悬架的控制系统设计

本章将考虑电磁执行器的特性，设计智能悬架的控制系统。本章的研究思路就是将建立的电磁执行器模型加入到智能悬架的仿真模型，通过一定的控制策略，使得电磁执行器的模型能够根据路面激励的变化输出相应的电磁力，从而实现主动减振和能量回收的目的。

4.1 智能悬架系统

本文设计的智能悬架系统主要考虑两个方面的功能，一是主动减振即平顺性，另一个是节能即能量回收。考虑到上述两个方面的功能，本文设计了智能悬架系统，其主要包括：四分之一悬架、控制系统、能量管理电路、IGBT 等。在上述各个部分的协调作用下，智能悬架系统即能实现主动减振和能量回收的功能。如图 4.1 所示为智能悬架系统的结构框图。

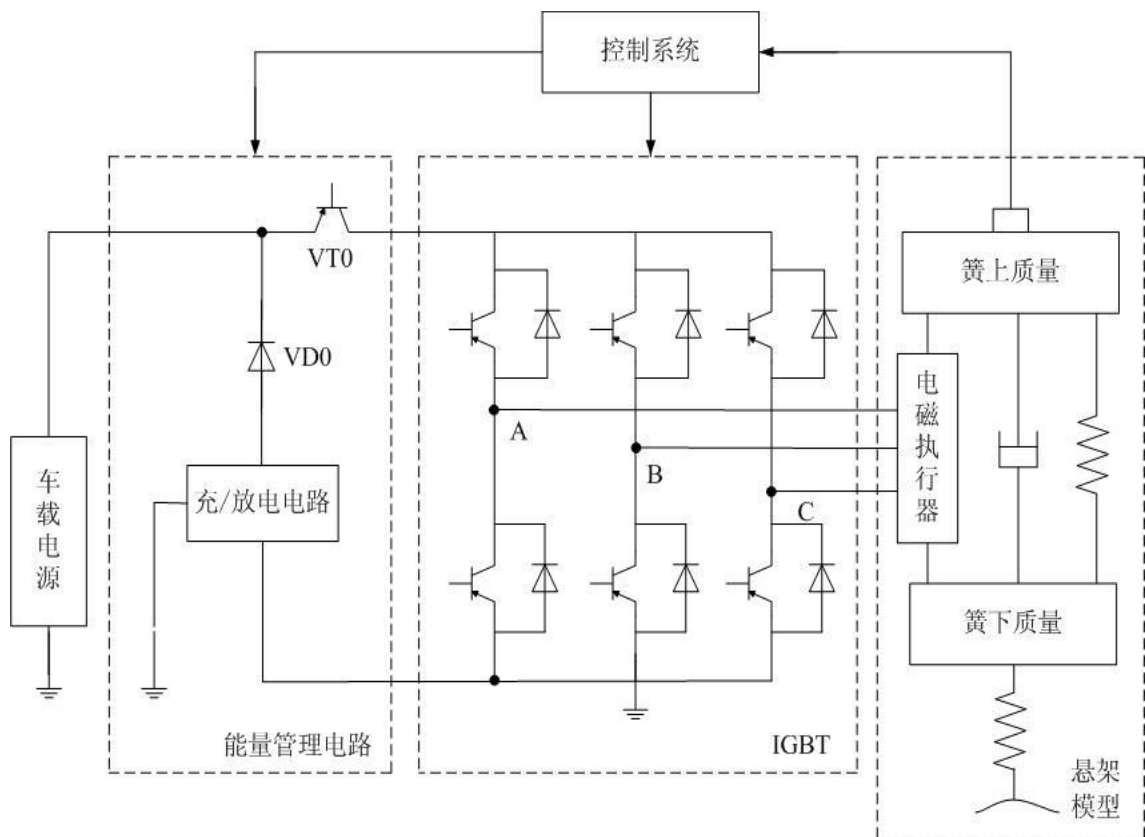


图 4.1 智能悬架系统结构框图

Fig 4.1 Block diagram of Intelligent Suspension System

4.2 IGBT 模块

由于采用的电磁执行器为三相交流式，而通常车载电源是直流式，因此当电磁执行器为电动机工作时，需要将直流电逆变成为交流电给电磁执行器供电，即实现 DC/AC 变换；当电磁执行器为发电机工作时需要将交流电整流为直流电给电源充电，即实现 AC/DC 变换。从直流电源的类型来看，可以分为电压源型和电流源型。从电路结构来看，可分为单相半桥、单相全桥、三相桥式。

由于本文采用的直线电机为三相交流式的，且输入为电压，因此本文采三相桥式电压型逆变/整流模块，即 IGBT 模块。

4.2.1 IGBT 简介

IGBT(Insulated Gate Bipolar Transistor)，绝缘栅双极型晶体管，是由 BJT(双极型三极管)和 MOSFET(绝缘栅型场效应管)组成的复合全控型电压驱动式功率半导体器件，兼有 MOSFET 的高输入阻抗和 GTR 的低导通压降两方面的优点。GTR 饱和压降低，载流密度大，但驱动电流较大；MOSFET 驱动功率很小，开关速度快，但导通压降大，载流密度小。IGBT 综合了以上两种器件的优点，驱动功率小而饱和压降低。非常适合应用于直流电压为 600V 及以上的变流系统如交流电机、变频器、开关电源、照明电路、牵引传动等领域。

在交流电机的变频调速系统中，逆变器是一个重要的部件，对电机的控制主要是通过通过对逆变器的控制来实现。如图 4.2 所示是电压型逆变电路，中间虚线框中的部分即为三相桥式逆变器^[45]。

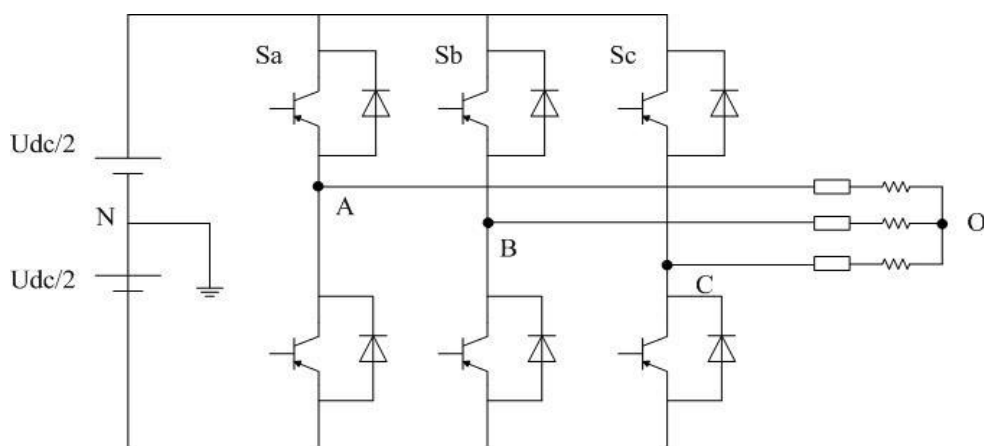


图 4.2 IGBT 示意图

Fig 4.2 Schematic diagram of the IGBT

该逆变器由六个功率开关器件和六个单向二极管构成桥式可逆脉冲宽度调制变化器。逆变器进行 DC/AC 变换的实质就是通过控制功率开关器件的通断，使得输出的电压为 PWM 形式的交流电，电枢两端承受 $+U_d$ 或 $-U_d$ 的电压。改变两组开

关器件导通的时间，也就改变了电压脉冲的宽度，但是同一桥臂上的两个功率器件不能同时导通或关断，否则会引起短路。该逆变器的另外一个特点就是能够实现电流的双向流动。

数学上，三相逆变器的输出电压可以用如下开关矩阵表示：

$$\begin{bmatrix} U_A \\ U_B \\ U_C \end{bmatrix} = [S_A \ S_B \ S_C]^T U_d \quad (4.1)$$

其中， S_A 、 S_B 、 S_C 为开关的状态函数，其定义如下：

$$S_{i(i=A,B,C)} = \begin{cases} 1 & \text{上桥臂导通，下桥臂关断} \\ 0 & \text{下桥臂导通，上桥臂关断} \end{cases}$$

4.2.2 IGBT 的数学模型

由于控制系统的核心是逆变器，因此在进行控制系统设计时，需要根据逆变器的数学模型建立 Matlab/Simulink 仿真模型。逆变器的数学模型就是根据该电路图得到的^[45]，逆变器的电路示意图如图 4.2 所示，

逆变器的每个桥臂的两个可控开关不能同时开或者关断，理论上每个时刻只能有一个是导通而另一个是关断的。习惯上，我们把上桥臂导通下桥臂关断用“1”表示，下桥臂导通上桥臂关断用“0”表示，则每个桥臂有“0”、“1”两种状态。因此，逆变器总共具有 $2^3=8$ 种开关组合，如表 4.1 所示。

表 4.1 逆变器的开关组合

Tabel 4.1 Voltage space vector switch combination								
组合序号	0	1	2	3	4	5	6	7
Sa	0	1	1	0	0	0	1	1
Sb	0	0	1	1	1	0	0	1
Sc	0	0	0	0	1	1	1	1

根据逆变器的示意图 4.2 可得：

$$\begin{cases} u_a = u_{AO} - u_{NO} \\ u_b = u_{BO} - u_{NO} \\ u_c = u_{CO} - u_{NO} \end{cases} \quad (4.2)$$

感应电机的三相定子绕组和转子绕组在空间均匀对称分布，于是有：

$$u_a + u_b + u_c = 0 \quad (4.3)$$

结合以上两式得：

$$u_{NO} = \frac{1}{3}(u_{AO} + u_{BO} + u_{CO}) \quad (4.4)$$

将式 (4.4) 代入式 (4.2), 可得:

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{AO} \\ u_{BO} \\ u_{CO} \end{bmatrix} \quad (4.5)$$

根据逆变器的示意图, 有:

$$\begin{bmatrix} u_{AO} \\ u_{BO} \\ u_{CO} \end{bmatrix} = \frac{1}{2} u_{dc} \begin{bmatrix} (-1)^{s_a} \\ (-1)^{s_b} \\ (-1)^{s_c} \end{bmatrix} \quad (4.6)$$

根据式 (4.5) 和式 (4.6), 可得逆变器的数学模型方程为:

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} u_{dc} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_a \\ s_b \\ s_c \end{bmatrix} \quad (4.7)$$

4.3 控制系统

通常, 振动主动控制系统的控制方法可分为前馈控制和反馈控制。前馈控制是通过测量进入系统的扰动使控制器产生合适的控制作用来消除这种干扰。反馈控制是通过测量系统对扰动输入的响应去驱动执行器来减弱这种响应。从理论上讲, 前馈控制比被动控制的效果要好, 然而, 前馈控制存在的最大问题是很难测量相关的扰动输入信号; 而反馈控制的应用性要更强一些^[19]。因为要得到路面的扰动参考信号也是很难实现的, 所以本文只考虑反馈控制。

根据悬架系统要达到的性能要求和直线电机作动器的特点, 本文设计了主动悬架的控制系统, 其结构框图如图 4.3 所示。控制系统主要由三个控制器构成, 它们分别是 LQR 控制器 (线性二次型最优控制器)、电磁力控制器、能量管理控制器, 三个控制器构成整个智能悬架的主动减振控制及能量回收控制, 即组成了所谓的 ECU。这三个控制器的作用分别是:

1. 能量管理控制器: 能量管理控制器主要是通过判断电磁执行器的工作状况控制能量的流向。
2. 最优控制器: 根据传感器检测到的车身振动信号计算出悬架在该振动情况下的最优控制力及其悬架振动的速度。
3. 电磁力控制器: 电磁力控制器采用直接推力控制方法。电磁力控制器根据最优控制力及悬架的振动速度, 产生 IGBT 的控制信号, 使其输出相应的三相电压。

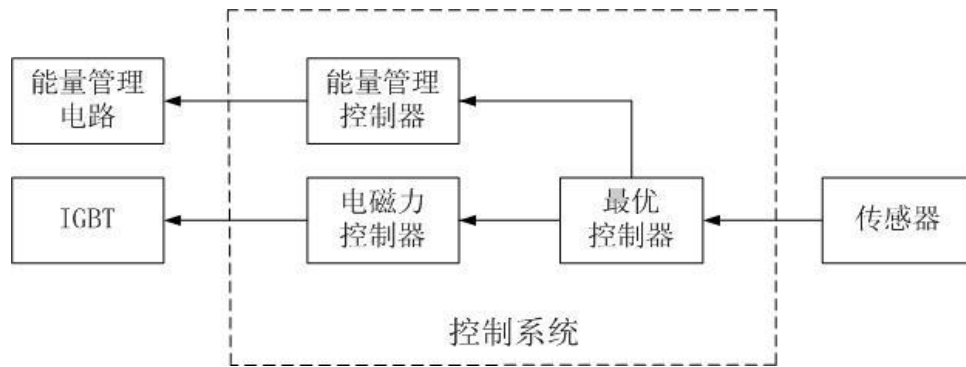


图 4.3 智能悬架的控制系统

Fig 4.3 control system of intelligent suspension

具体的控制过程为：汽车行驶时，车身因路面不平而发生振动，传感器检测车身振动信号并输入到最优控制器中，最优控制器由此信号根据最优控制规律计算出主动悬架的最优控制力及悬架在该最优控制力下的振动速度；于是能量管理器根据该控制力及悬架振动速度判断电磁执行器的运行状态，控制能量的流向；直接推力控制器根据最优控制力和悬架的振动速度、以及直线电机反馈的速度、输出相应的控制信号，控制逆变器内部桥臂的开关通断，从而产生相应的三相交流电压输送给电磁执行器，电磁执行器则输出相应的电磁力和速度；

4.4 直接推力控制器设计

4.4.1 直接推力控制原理概述

在车辆的行驶过程中，对车辆的主动减振实际上是通过直线异步电机的电磁力的控制实现的，所以快速、准确、可靠的控制执行器的电磁力，是智能悬架研究的关键。

本文采用直接推力控制方法对电磁执行器进行控制。直接推力控制实际上就是直接转矩控制，因为直线电机的电机初、次级相对运动不是旋转运动而是直线运动，此时的电磁转矩就是电磁推力，且两者可以互换，如公式（4.6），因此此处将直接转矩控制称为直接推力控制。

$$T_e = F_e d = F_e \frac{p\tau}{\pi} \quad (4.8)$$

式中， p 为极数， τ 为极距。

直接推力控制技术跳出了交流调速研究的传统思想框架，它摒弃了矢量控制技术中通过解耦将初级电流分解为励磁电流分量和转矩分量，采用定子磁链定向和空间矢量理论，而是通过检测初级电压和电流，借助瞬时空间矢量理论，直接在初级坐标系计算并控制交流电机的电磁力，从而使得异步电机调速系统不仅线

路简单, 而且减小了电机对次级参数的依赖^{[46][47]}, 在很大程度上解决了矢量控制中计算复杂、实际性能难于达到分析结果的问题。

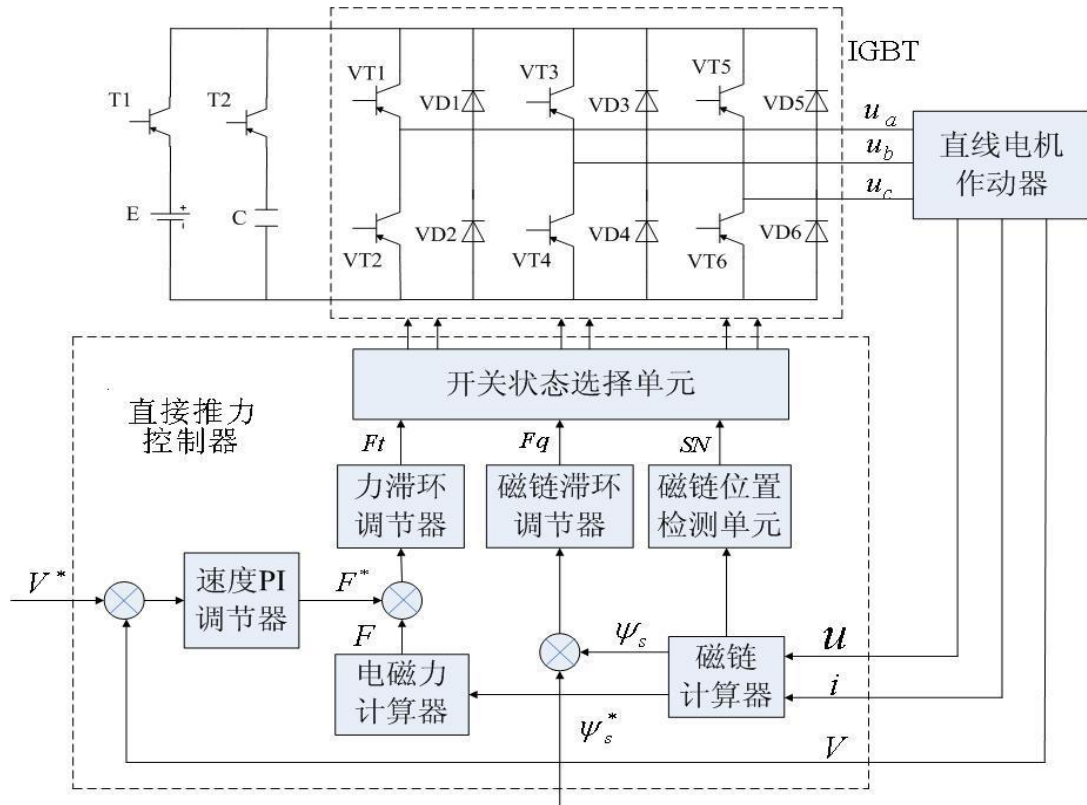


图 4.4 直线电机作动器直接推力控制系统框图

Fig.4.4 Linear motor actuators directly thrust control system diagram

直接推力控制技术基于两相静止 $\alpha\beta$ 定子坐标系, 一方面维持推力在给定值附近, 另一方面维持初级磁链沿着给定轨迹(预先设定, 如六边形或近似圆形)运动。在控制结构中, 采用 **Bang-Bang** 控制器对交流电机的电磁力和初级磁链幅值直接进行闭环控制, 从而将电磁力与磁链的脉动限定在预定的范围内, 当实际值超过调节范围的上下限时, **Bang-Bang** 控制器就会产生动作, 输出的数字控制量就会发生变化。借助空间电压矢量的分析方法, 利用该数字控制产生 **PWM** 信号, 直接对逆变器的开关状态进行最佳控制。直接转矩控制主要有如下特点^{[47][48]}:

- ①结构简单;
- ②动态性能迅速;
- ③无需专门的 **PWM** 技术;
- ④把交流电机与逆变器结合在一起, 对电机的控制最为直接, 且能最大限度发挥逆变器的能力;
- ⑤实际被控量必须发生脉动才能产生合适的数字控制量, 所以它不可避免地

存在着一种与其特有的 PWM 技术密切相关的定子磁链和电磁转矩的脉动。

直线电机执行器直接推力控制器的原理结构框图如图 4.4 所示。图中上面的虚线框所示为绝缘栅双极晶体管 IGBT，它的特点是可以实现电流的双向流动。直接推力控制器通过检测到的直线电机作动器初级电压、电流、次级速度与给定磁链等，通过力滞环调节器、磁链滞环调节器及磁链位置检测单元，分别输出开关状态选择信号 F_t 、 F_q 、 SN 。开关状态选择单元按照制定的电压空间矢量选择表，输出 IGBT 的控制信号来控制 VT1~VT6 的通断，从而产生所需的三相电压输送给直线电机作动器。

4.4.2 定子磁链扇区

如图 4.5 所示，在两相 $\alpha\beta$ 坐标系下，将空间等分为六个扇区，每个扇区为 60° ，以 α 轴为第一扇区 S1 的平分线，沿逆时针方向，依次为 S2、S3、S4、S5 和 S6 扇区。判断磁链空间位置的方法有多种^{[49][50]}，本文根据 $\Psi_{1\alpha}$ 和 $\Psi_{1\alpha}/\Psi_{1\beta}$ ($\Psi_{1\alpha}$ 与 $\Psi_{1\beta}$ 分别为定子磁链在 α 、 β 轴上的分量)的取值来判断当前磁链的空间位置 SN，具体判断策略如下各式：

$$\begin{aligned} \Psi_{1\alpha} > 0, & \begin{cases} -\frac{\sqrt{3}}{3} \leq \frac{\Psi_{1\beta}}{\Psi_{1\alpha}} \leq \frac{\sqrt{3}}{3}, SN = 1 \\ \frac{\sqrt{3}}{3} < \frac{\Psi_{1\beta}}{\Psi_{1\alpha}}, SN = 2 \\ \frac{\Psi_{1\beta}}{\Psi_{1\alpha}} < -\frac{\sqrt{3}}{3}, SN = 6 \end{cases} ; \\ \Psi_{1\alpha} < 0, & \begin{cases} -\frac{\sqrt{3}}{3} \leq \frac{\Psi_{1\beta}}{\Psi_{1\alpha}} \leq \frac{\sqrt{3}}{3}, SN = 4 \\ \frac{\sqrt{3}}{3} < \frac{\Psi_{1\beta}}{\Psi_{1\alpha}}, SN = 5 \\ \frac{\Psi_{1\beta}}{\Psi_{1\alpha}} < -\frac{\sqrt{3}}{3}, SN = 3 \end{cases} ; \\ \Psi_{1\alpha} = 0, & \begin{cases} \Psi_{1\beta} \geq 0, SN = 3 \\ \Psi_{1\beta} < 0, SN = 6 \end{cases} \end{aligned}$$

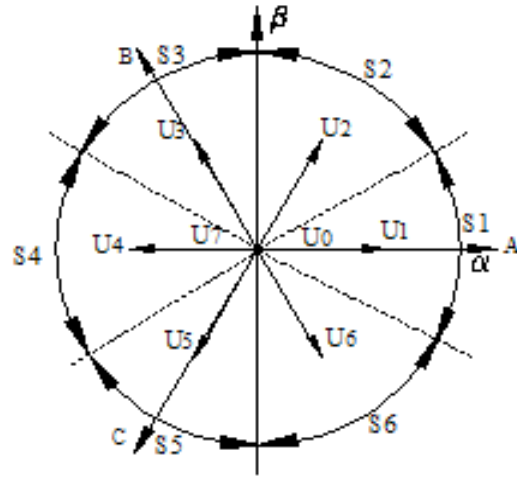


图 4.5 电压矢量空间分布图

Figure 4.5 Spatial distribution of voltage vector

4.4.3 滞环调节器

滞环调节器是将调节器的输入和输出的差值限制在一定容差范围之内，即使得输出值在一定范围内跟踪输入值。

直接推力控制器中包含两个滞环调节器，分别为磁链滞环调节器和力滞环调节器。磁链滞环调节器采用两点式调节其原理如图 4.6 (a) 所示^{[51][52]}，调节器给定一个容差 $\pm\xi$ ，定子磁链幅值与给定磁链比较，其差值经滞环比较器输出磁链调节信号 F_q ，当其差值在给定容差以内，输出 $F_q=0$ ，表明需要施加一个能够减小磁链幅值的空间电压矢量；当差值超出给定容差，输出 $F_q=1$ ，表明需要施加一个能够增加磁链幅值的空间电压矢量。

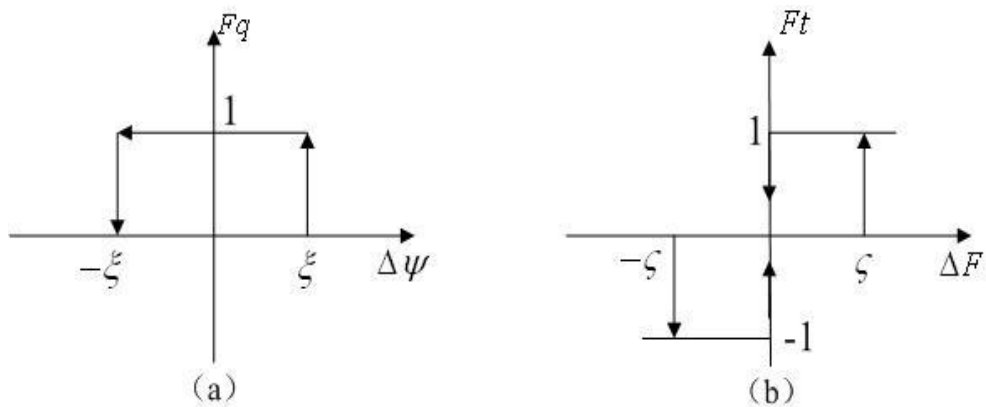


图 4.6 滞环调节器原理图

Figure 4.6 Schematic hysteresis regulator

悬架反馈速度和电磁作动器反馈速度的差值，经 PID 速度调节产生电磁力给

定信号以增强控制系统对外界的抗干扰能力，以及具有适应变化的能力。电磁力滞环调节器采用双滞环控制器。如图 4.6 (b) 所示，调节器给定两个容差范围，给定电磁力与电磁力观测值比较，其差值经滞环比较器输出 F_t ，当 $F_t=1$ 时，表示当前需要施加一个能够增加转矩的空间电压矢量；当 $F_t=0$ 时，表示当前需要施加一个零电压矢量；当 $F_t=-1$ 时，表示当前需要施加一个能够减小转矩的空间电压矢量。

4.4.4 速度 PI 调节器

在直接推力控制对电磁力的控制实际上是通过速度的控制实现的，因此直接推力控制本质上还是一种调速方法。

直接推力控制系统中，速度的调节器的输入为给定速度，在本文中，即为智能悬架的振动速度，其输出为给定推力，因此速度调节器的设计对整个系统的性能有很大的影响。将该控制器近似为线性单变量系统，采用 PI 调节器，根据性能参数对输出效果的影响，修正和调节该调节器的参数。下式为该数字调节器的数学模型^[49]：

$$y(k) = k_p x(k) + k_i \sum_{j=0}^k x(j) \quad (4.9)$$

$$k_i = \frac{T_s}{T_i} k_p \quad (4.10)$$

式中 T_s 为采样周期， T_i 为积分时间常数， k_p 为比例增益系数， k_i 为积分增益系数。 $x(k)$ 为 kT 时刻调节器输入， $y(k)$ 为 kT 时刻调节器输出。

4.4.5 电压空间矢量

本文采用的电磁执行器的三相绕组为星形连接，于是在恒幅值变化的原则下，其输出的电压用空间矢量表示为：

$$u_s(t) = \frac{2}{3}(u_a + u_b e^{j2\pi/3} + u_c e^{j4\pi/3}) \quad (4.11)$$

其中， u_a 、 u_b 、 u_c 分别为三相定子负载的相电压。

从式 (4.14) 可得在两相 $\alpha\beta$ 定子坐标系下的定子电压为：

$$\begin{cases} u_{s\alpha} = \frac{2}{3}u_a - \frac{1}{3}(u_b + u_c) \\ u_{s\beta} = \frac{\sqrt{3}}{3}(u_b - u_c) \end{cases} \quad (4.12)$$

从式 (4.11) 和式 (4.12) 可以看出，此时电压空间矢量 $u_s(t)$ 与电机的中点电压 u_{NO} 无关，而只是与三个桥臂的开关状态矢量和直流母线电压有关。

将表 4.1 的八种开关状态组合分别对应设为 $u_0 \sim u_7$ ，即：

表 4.2 电压空间矢量开关组合

Table 4.2 Switching voltage space vector combinations

电压矢量	u_0	u_1	u_2	u_3	u_4	u_5	u_6	u_7
开关状态组合	000	100	110	010	011	001	101	111

对于开关矢量 u_4 而言，其开关矢量为 $[S_a \ S_b \ S_c]^T = [0 \ 1 \ 1]^T$ ，将其代入式 (4.7) 得到：

$$\begin{cases} u_a = -\frac{2}{3}u_{dc} \\ u_b = u_c = -\frac{1}{3}u_{dc} \end{cases}, \text{ 将其代入式 (4.11)，有：}$$

$$\begin{aligned} u_4 = u_s(011) &= \frac{2}{3} \left[\left(-\frac{2}{3}u_{dc}\right) + \frac{1}{3}u_{dc}e^{j2\pi/3} + \frac{1}{3}u_{dc}e^{j4\pi/3} \right] \\ &= \frac{2}{3} \left[\left(-\frac{2}{3}u_{dc}\right) + \frac{1}{3}u_{dc} \left(-\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2}\right) + \frac{1}{3}u_{dc} \left(-\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2}\right) \right] \\ &= \frac{2}{3}u_{dc}e^{j\pi} \end{aligned} \quad (4.13)$$

从式 (4.13) 可以看出，电压矢量 u_4 在空间中的相位角为 π ，幅值为 $2/3u_{dc}$ ，同理，可以得出其他电压矢量的空间位置。将上述六个非零的电压矢量在两相 $\alpha\beta$ 定子坐标系下画出，如图 4.7 所示。该六个电压矢量均匀分布在坐标平面上，各个矢量相差 60° ，幅值均为 $2/3u_{dc}$ 。

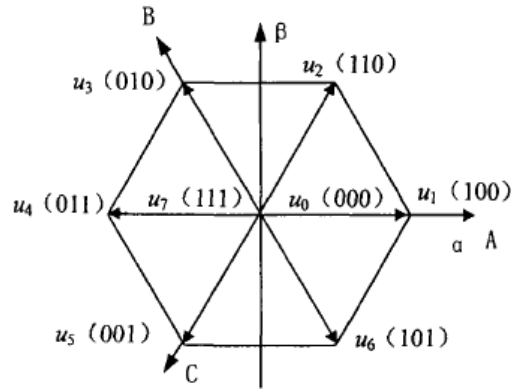


图 4.7 电压型逆变器的电压矢量的空间分布

Fig 4.7 voltage inverter voltage vector of the spatial distribution

4.4.6 电压空间矢量选择策略

影响瞬间电磁力及磁链变化的因素是初级电压矢量^{[46][52]}，当由逆变器输入给

电磁执行器的电压变化时，电磁力及定子磁链发生一定的变化。

电压矢量对定子磁链的影响表现为^{[48][54]}：

① 当施加的电压矢量与当前定子磁链之间的夹角小于 90 度的时候，作用的结果使磁链幅值增加；

② 当施加的电压矢量与当前定子磁链矢量之间的夹角大于 90 度的时候，作用的结果使磁链幅值减小；

③ 当施加的电压矢量与当前定子磁链矢量之间的夹角等于 90 度或者施加零电压矢量的时候，作用的结果使磁链幅值基本保持不变。

电压空间矢量对转矩的影响表现为^{[54][55]}：

① 若要增大转矩，就加载正向有效空间电压矢量，使电压的幅值足够，定子磁链的转速就会大于转子磁链，磁通角增大，从而使转矩增大。

② 若要减小转矩，则加载零电压矢量，定子磁链就会停止转动，磁通角减小，从而转矩减小。

③若要迅速减小转矩，则施加反向有效电压空间矢量，定子磁链就会反向旋转，磁通角迅速较小，从而转矩迅速较小。

表 4.3 电压空间矢量选择表

Table 4.3 voltage space vector selection table

F_q	F_t	SN					
		1	2	3	4	5	6
0	-1	u_5	u_6	u_1	u_2	u_3	u_4
	0	u_0	u_7	u_0	u_7	u_0	u_7
	1	u_3	u_4	u_5	u_6	u_1	u_2
1	-1	u_6	u_1	u_2	u_3	u_4	u_5
	0	u_7	u_0	u_7	u_0	u_7	u_0
	1	u_2	u_3	u_4	u_5	u_6	u_1

电压矢量的选择应遵循如下的原则：

① 尽量选择离定子磁链近的，并能满足转矩和磁链要求的矢量，以减少谐波的产生；

② 所选择的矢量不能在相电压和线电压上产生过高的电压幅值跳变；

③ 利用短矢量和零矢量来消除过高的电压幅值跳变；

④ 在磁链和转矩选择冲突的时候，以转矩优先。

根据以上电压空间矢量对定子磁链和转矩的影响, 及其矢量选择的几个基本选择, 再结合磁链所在区间, 可以导出直接推力控制电压空间矢量开关状态表, 如表 4.3 所示; 例如: $SN=2$, $Fq=1$, $Ft=1$ 说明磁链和转矩都增大: 磁链增大, 电压矢量与当前定子磁链之间的夹角应该小于 90° , 故电压矢量应该在 u_3 和 u_1 之间选择; 转矩增大, 应选正向的电压矢量; 综合应选择 u_3 。

4.5 能量管理控制器设计

能量管理控制器的作用笼统的来说就是对智能悬架的能量进行管理控制, 具体的来说包括两个方面: 第一, 根据电磁执行器的工作模式 (电动机模式/发电机模式), 进而控制能量的流向; 第二, 当执行器为发电机模式时对充电过程的控制。智能悬架的能量管理电路包含驱动电路和蓄能回收电路。

4.5.1 充/放电电路

如图 4.8 所示为智能悬架的能量回收的充/放电电路: 电磁执行器作为发电机工作时将机械能转化为交流后, 经逆变器整流后成为直流电后输送到充/放电电路。充/放电电路在整个智能悬架的能量回收系统中起到传递和暂存电能的作用^[3]。

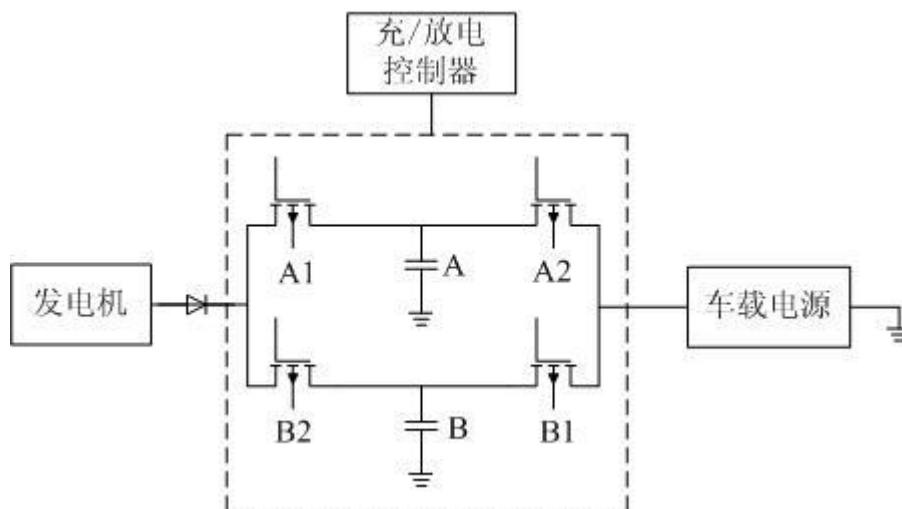


图 4.8 充电电路图

Figure 4.8 charge / discharge circuit

该充电电路图包含两个电容 A 和 B、还有四个可控开关管 A1、A2、B1、B2。电容分别作为充电电容和放电电容, 充电电容始终吸收执行器产生的电能, 放电电容始终向车载电源充电。充、放电电容的切换由外部的充、放电控制器来实现。具体过程为: 控制器控制可控开关管 A1、B1 导通时, 此时电容 A 为充电电容, 电容 B 为放电电容; 控制器控制可控开关管 A2、B2 导通时, 此时电容 A 为放

电容，电容 B 为充电电容。

4.5.2 车载电源

目前，车载电源通常采用蓄电池。蓄电池作为能量存储单元在系统运行的不同阶段起不同的作用，在电磁执行器作为电动机状态运行时，向主回路提供能量；在电磁执行器作为发电机状态运行时，产生的电能通过主回路向蓄电池充电^{[56][57]}。

蓄电池在充放电过程其内阻是变化的，当电池放电时，假设内阻为 R_d ，当电池充电时，假设内阻为 R_c ，则蓄电池的等效电路如图 4.9 所示。

蓄电池的电流 i_b （电池放电时， i_b 取正方向）：

$$i_b = \begin{cases} \frac{E_b - u_{dc}}{R_d}, & \text{电池放电时, } u_{dc} < E_b \\ -\frac{u_{dc} - E_b}{R_c}, & \text{电池充电时, } u_{dc} \geq E_b \end{cases} \quad (4.14)$$

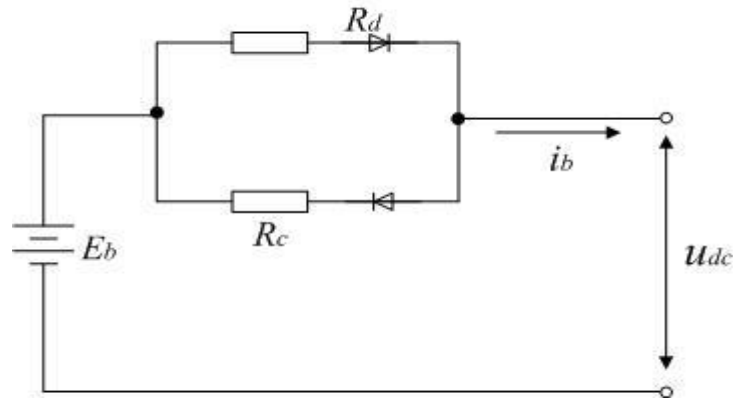


图 4.9 蓄电池等效电路

Fig.4.9 Equivalent circuit of the battery

4.5.3 能量管理控制器

采用电磁执行器的智能悬架基本电路如图 4.10 所示。该框图主要由以下部分组成：车载电源、IGBT 逆变器、充/放电电路、电磁执行器模式切换开关 VT0、单向二极管 VD0。VT0 的作用是：当电磁执行器为电动机模式时，需要消耗车载电源的电能，VT0 开关开通，电能由车载电源经 VT0 流向电磁执行器；当电磁执行器为发电机模式时，VT0 关断。单向二极管 VD0 的作用就是保证电流的单向流动，即当电磁执行器为发电机模式时，产生的电能经 VD0 进入蓄能充电电路，从而给电源充电。

能量管理控制器通过悬架速度与电磁力乘积的正负来进行直线电机电磁执行器的模式识别，具体过程如下：

①当 $F_e \cdot (\dot{z}_1 - \dot{z}_2) > 0$ 时，电磁执行器为电动机模式，车载电源向直线电机电

磁执行器输出电能，电磁执行器产生电磁力抑制车身振动。

②当 $F_{ij} \cdot (\dot{z}_{1ij} - \dot{z}_{2ij}) < 0$ 时，电磁执行器为发电机模式，直线电机电磁执行器产生的电能通过蓄能电路对车载电源进行充电。

根据上面的原则，能量管理控制器能量控制的具体过程和原理如下：

当电磁执行器为电动机状态运行时，智能悬架消耗车载电源的能量，于是车载电源通过 VT0 给电磁执行器供电，即此时 VT0 导通；

当电磁执行器为发电机状态运行时，此时 VT0 关断，电磁执行器产生电能，产生的电能经过 VD0 进入充/放电电路，此时电能暂存在电容 A 或者 B 中。当电容 B 充电达到饱和时，控制器控制可控开关管 A1、B1 导通时，此时电容 A 为充电电容，电容 B 为放电电容；当电容 B 充电达到饱和时，控制器控制可控开关管 A2、B2 导通时，此时电容 A 为放电电容，电容 B 为充电电容。充/放电电路出来后的电能给车载电源充电。

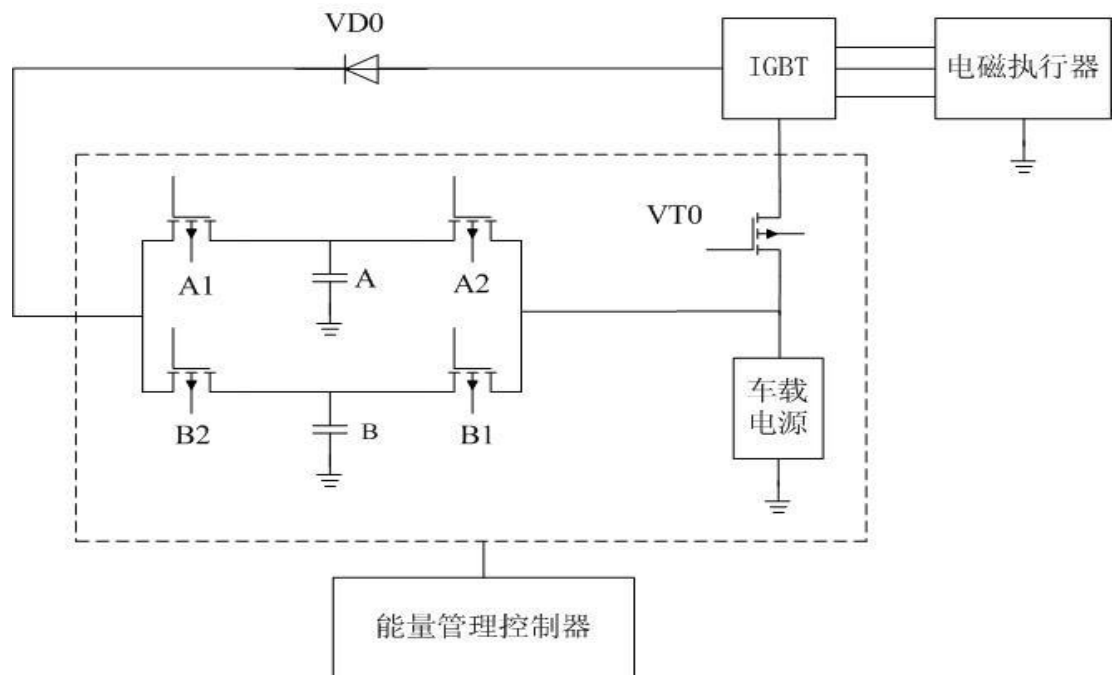


图 4.10 能量管理控制电路原理图

Figure 4.10 Circuit diagram of energy management control

能量管理控制器通过判断电磁执行器的运行状态，控制开关管 VT0 的通断，从而达到控制车载电源的充电与放电。同时在充电的时候控制开关管 A1、B1、A2、B2 的通断，从而实现电能在充/放电电路中的暂存。

4.6 本章小结

本章设计了四分之一车的智能悬架系统，该悬架系统包括四分之一悬架模型、控制系统、能量管理电路及 IGBT。

本章考虑了电磁执行器的特性，设计了智能悬架的控制系统，该控制系统包含三个控制器：最优控制器、电磁力控制器、能量管理控制器。最优控制器采用最优控制方法，电磁力控制器采用直接推力控制方法。

本章借鉴旋转电机的直接转矩控制，在电磁力控制器中设计了电磁执行器的直接推力控制方法，根据直接推力控制的电压空间矢量的选择原则，确定了电压空间矢量选择表。

本章设计了能量管理控制器，并且针对电磁执行器的发电特性，设计了充/放电电路。

5 仿真研究及分析

5.1 引言

随着电力电子技术和计算机技术的飞速发展,采用各种控制方式的现代电机的调速系统不断提出,调速系统结构的复杂程度不断增加。由于将控制算法直接用实验系统验证需要花费大量的时间和精力,而且在某种程度上缺乏柔性。通常,我们采用仿真试验的方法对实际的系统进行建模仿真,在虚拟环境下对系统的性能、参数、实现方法等进行仿真,验证方案的可行性,并且为系统的设计和调试提供参考。

目前,Matlab/Simulink 可视化仿真平台在虚拟仿真试验中应用非常广泛。由于 Simulink 具有模块化、可封装、结构图编程以及高度可视化等特性,使得仿真建模过程大大简化^{[58][59]};然而,在复杂的电气控制系统中,利用 Simulink 模块准确地建立仿真模型一直是比较困难的问题。在电气控制系统中往往包含很多功率开关和电子元器件,用 Simulink 提供的基本模块来构造这些器件非常费力,即使有的模型能够完成,由于很多细节被忽略,导致仿真模型和实际模型有很大的差别,而且不能在电机连接上一一对应。电力系统仿真工具箱(SimPower System)解决了上述问题^[60]。

基于上述分析,根据第四章的控制策略,本章主要利用 Matlab/Simulink 模块与电力系统仿真工具箱(SimPower System)搭建智能悬架系统的仿真模型,并且在不同路面激励下对其进行仿真试验,分析仿真结果,得出相关结论。

5.2 仿真模型的建立

对系统的各部分的建模遵循如下一些原则^[56]:①按照各个子系统的物理模型进行建模,每个变量要与其实物系统的物理意义一一对应;②各个子系统模型既可以应用于离线仿真,也可以应用于实时仿真;③在仿真模块的选择上,应选择仿真速度快的模块以加快仿真速度,对于交流电机的实时仿真来说,节约每一微秒都是相当重要的;④系统空间的一些变量,可以在仿真过程中进行访问;

根据第四章设计的控制系统,采用 MATLAB 的 Simulink 和 Simpower System 建立了智能悬架的仿真模型如图 5.1 所示。该仿真模型由若干个子系统组成,包括电磁执行器、直线电机的边端效应、执行器的运行模式识别、直接推力控制器、智能悬架/最优控制器,充/放电电路、车载电源及路面激励等。

电磁执行器由 Simulink 模块搭建,并且封装成一个子系统,但仍不能与 Power System 的模块连接仿真。因此要通过电压检测模块供给其电压型号,输出的三星

电流信号必须通过三个受控电流源得到电流信号。

智能悬架系统仿真模型的输入为地面激励及车载电源，一般车载电源是不变的，因此，路面激励即为仿真模型的输入。

仿真模型的路面激励采用一个滤波白噪声，即：

$$\dot{x}_g = -2\pi f_0 x_g + 2\pi \sqrt{G_0 v_0} w \quad (5.1)$$

式中： x_g —路面位移， m ；

G_0 —路面不平度系数， m^3/cycle

v_0 —车辆的运行速度， m/s ；

w —均值为零的高斯白噪声；

f_0 —下截止频率， Hz 。

仿真模型建立的目的就是验证控制系统对智能悬架系统控制的效果，智能悬架的两个基本功能就是主动减振与能量回收。因此，就从智能悬架的减振性与节能去评价控制系统的效果。智能悬架的减振性主要体现在簧载质量的加速度，当簧载质量的加速度减小时即说明控制系统在主动减振上起到了效果。智能悬架的能量回收主要体现在电容器充电后给电池充电的电能。

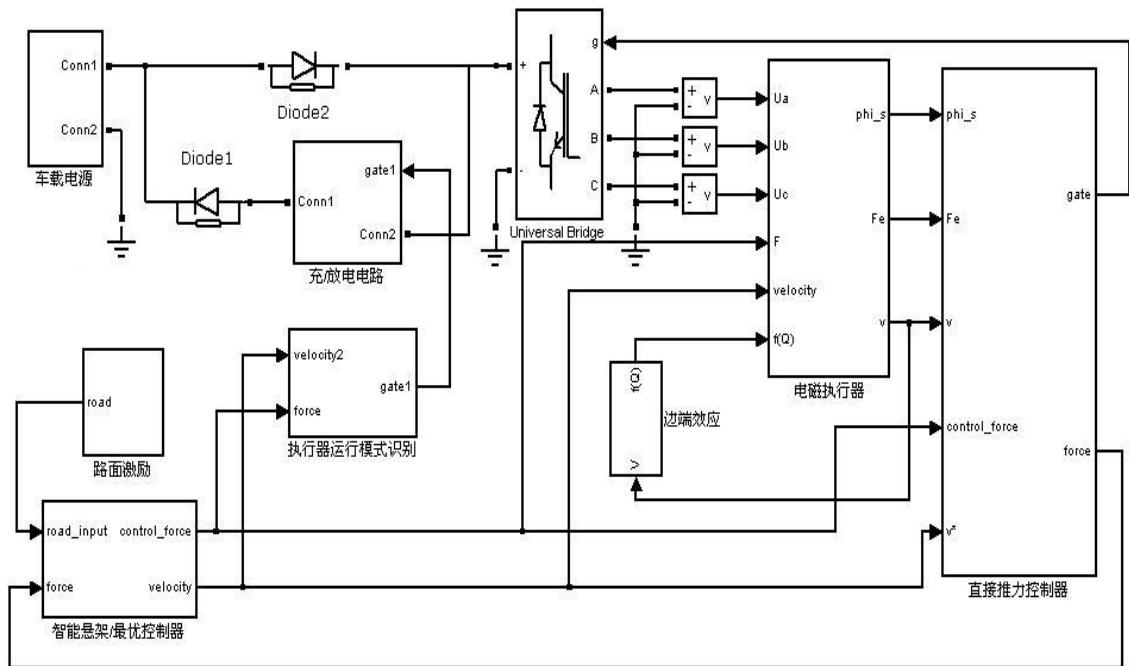


图 5.1 智能悬架控制系统仿真框图

Figure 5.1 Intelligent Suspension Control System Block Diagram

5.3 仿真与分析

5.3.1 减振效果的仿真与分析

仿真模型的输入为：C 级路面激励，汽车行驶车速为 60km/h ，车载电源的电压为 380V 。

电磁执行器输出的电磁力及速度结果如图 5.2 所示。可以看出，电磁执行器次级速度波形与悬架振动速度几乎重合，电磁执行器的电磁力波形与最优控制力的波形也几乎重合了。于是说明控制系统中的电磁力控制器能够控制电磁执行器跟踪最优控制器的最优控制力及在最优控制力下的悬架速度。

在该电磁执行器的作用下，汽车的车身振动、轮胎动行程如图 5.3 和图 5.4 所示。从图中可以看出，智能悬架的簧载质量加速度和轮胎动行程相对于被动悬架均有所减小。

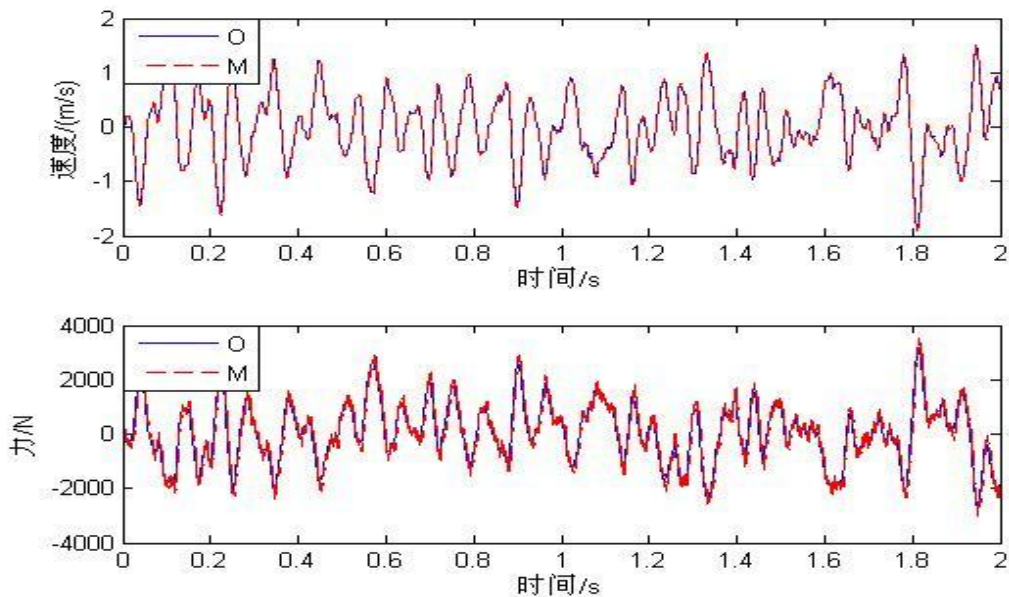


图 5.2 电磁力及执行器速度仿真结果图

Fig 5.2 The simulation results of the electromagnetic force and the actuator speed

（图中曲线 O 代表最优控制器输出的最优控制力和悬架簧上质量速度，曲线 M 代表直线电机作动器输出的电磁力和速度）

综上所述，在控制系统策略的作用下，电磁执行器能基本能按照最优控制力的输出电磁力，即实现了电磁力的跟踪控制。并且，在该电磁力的作用下，汽车的车身振动等得到了抑制，提高了汽车的平顺性，也就是说，电磁执行器起到了主动减振的功能。

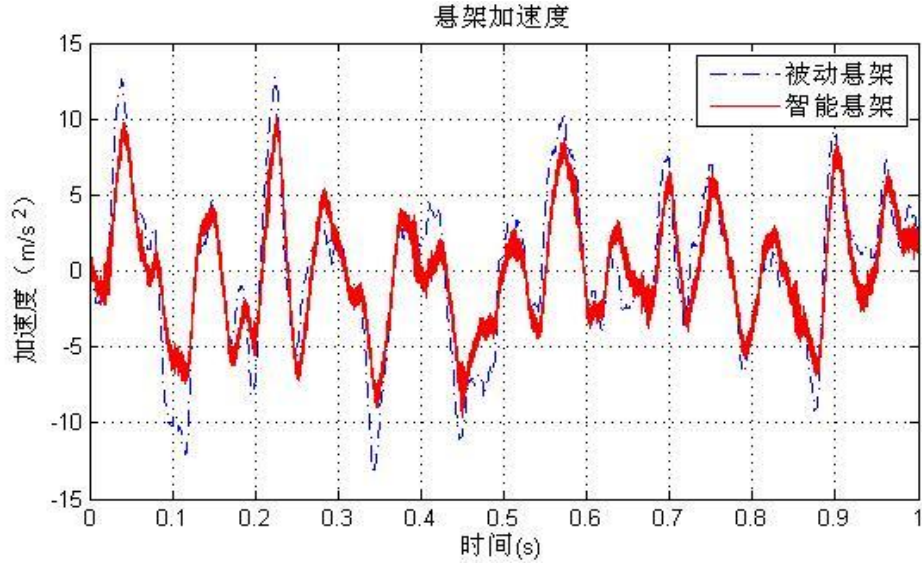


图 5.3 车身加速度

Fig 5.4 Acceleration of the Vehicle body

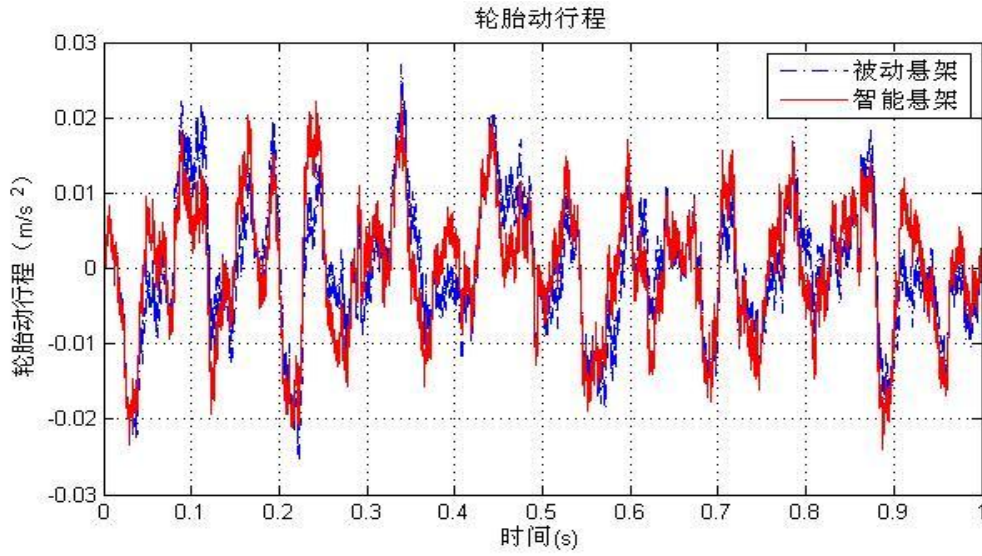


图 5.4 轮胎动行程

Fig 5.4 Dynamic itinerary of tire

5.3.2 能量回收的仿真与分析

根据电磁执行的运行模式不同，智能悬架的能量流向不同。电磁执行器为电动机模式时，电源提供电能给执行器，一部分通过电阻发热消耗掉，另外一部分通过电磁执行器对车身做功消耗；电磁执行器为发电机模式时，产生的电能给电池充电。

执行器作为发电机时，产生三相感应电动势 u_a 、 u_b 、 u_c ，进而有感应电流 i_a 、 i_b 、 i_c 流过，在时间 t 时产生的总能量为：

$$W_G = \int_0^t (u_a i_a + u_b i_b + u_c i_c) dt \quad (5.2)$$

执行器作为发电机产生能量不仅要给电池充电，还有一部分消耗在外部电阻上。忽略电池的内阻，给电池充电的能量等于存储在充/放电电容中的总能量。

产生感应电流不断给充/放电电容充电，然后充/电电容再给电池充电，在整个过程中，电容两端的电压满足如下公式：

$$U = \frac{Q}{C} \quad (5.3)$$

$$Q = It \quad (5.4)$$

式中， U 为在时间 t 时刻电容器两端电压及电流， C 为电容器的电容， Q 为电容在时间 t 内存储的电量。

结合式 (5.3) 和 (5.4)，可得：

$$CU = It \quad (5.5)$$

将式 (5.5) 两端对 U 积分，得：

$$\frac{1}{2} CU^2 = \int It dU = W \quad (5.6)$$

即可得电容内所存储的能量与电压的关系为：

$$W_B = \frac{1}{2} CU^2 \quad (5.7)$$

同样利用图 5.1 所示的仿真模型，汽车以 60km/h ，在 C 级路面上等速行驶时的情况进行仿真，充/电电路中电容 A、B 的电压变化情况如图 5.5 所示。

从图 5.5 中可以看出，电容 A 和电容 B 在零时刻的时候电压均为零，此时两个电容中均没有储存能量，此后，电容 A 在 11s 之前为充电电容，电压由 0V 上升至 65V ， 11s 之后转变为放电电容，电压开始下降，由 65V 下降为 40V ，电容 B 在 11s 之前没有充电，这个过程电压保持为零， 11s 之后才转变为充电电容，电压由 0 上升至 34V 。根据上述各式，这部分能量为 5.842KJ 。

将充/放电电容初、末状态所存储的能量相减，即可以得到在这部分时间内给电池充电的能量。由于仿真开始时电容中的电压都是 0V ，即没有储能，仿真结束时两个电容均带点，即存储了能量，这两个电容所存储的能量同样来自于电磁执行器作为发电机产生的电能，因此在计算电磁执行器作为发电机时回收的能量时这部分能量也应当计算在内。

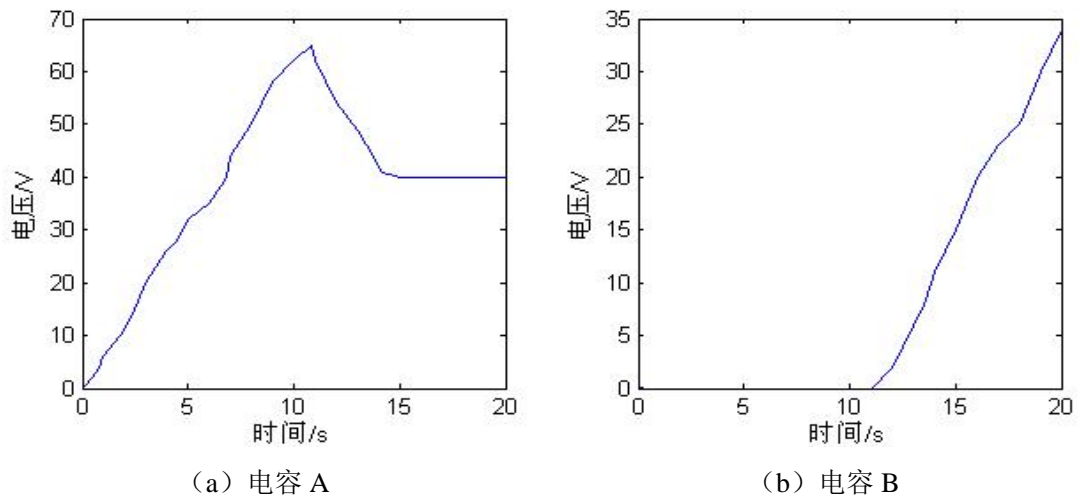


图 5.5 充/放电电容的电压变化

Fig 5.5 voltage changes of charge / discharge the capacitor

通过理论分析可以发现，汽车行驶车速对智能悬架的能量回收具有直接的影响。下面对车速作对智能悬架的影响做讨论。需要说明的是，在计算各个能量值的时候，所有的指标均取为有效值（RMS）。

依然采用图 5.1 所示的仿真模型，车载电源及路面激励均不变，汽车车速从 10km/h 至 90km/h 变化，每隔 10km/h 进行一次仿真，由于仿真速度较慢，取仿真时间为 10s，仿真后计算的结果如图 5.6 所示。

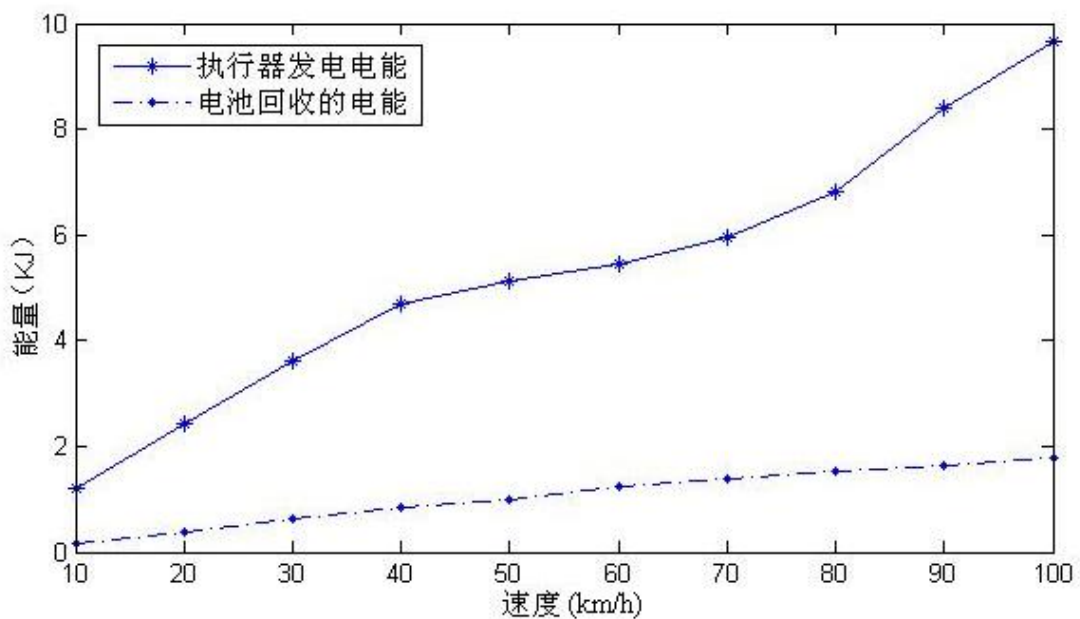


图 5.6 能量的有效值

Fig 5.6 RMS of the energy

从图 5.6 中可以看出, 执行器作为发电机产生的电能随着汽车行驶速度的增大而增加, 且在速度为 40km/h 以下增加较迅速, 而后又较平稳的增大, 在 80km/h 到 100km/h 又较迅速增大; 电池回收的能量随着速度基本上以恒定的比例增大, 但是增大速度小于电磁执行器发电电能的增大速度。

如图 5.7 所示为电池回收能量的百分比, 即电池回收能量与电磁执行器发电电能的比值。从图中可以看出, 回收能量的百分比先增大后减小, 在速度为 70km/h 的时候达到峰值 23.7% 。

因此, 选用的 SUV 车型在混合式主动悬架结构并且采用该控制系统时以 70km/h 的车速行驶时能量回收的效率最高。

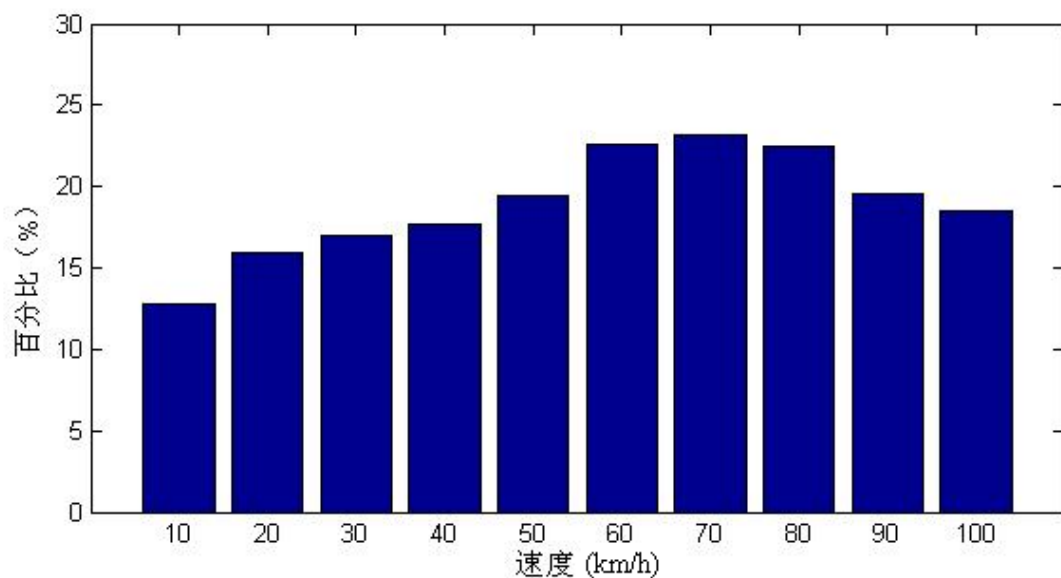


图 5.6 能量回收的百分比

Fig 5.6 Percentage of energy recovery

5.4 本章小结

本章根据设计的控制系统, 利用/Simulink/Simpower System 仿真分析软件建立了智能悬架系统的仿真模型。

本章针对选定的 SUV 车型, 利用建立的智能悬架系统的仿真模型, 采用 C 级路面激励, 车速为 60km/h 进行了仿真。仿真的结果说明电磁执行器能够按照控制系统的要求输出相应的电磁力, 该电磁力作用于汽车悬架, 提高了悬架系统的平顺性, 说明控制系统的减振效果较为理想。

本章还对该智能悬架的能量回收进行了仿真分析。仿真结果说明电磁执行器

作为发电机产生的能量可以暂存于充/放电电容，当充电电压达到放电的阈值时，于是充电电容转变为放电电容，给电池充电。同时还研究了汽车的行驶速度对能量回收的影响。当车速增大时，电磁执行器作为发电机产生的电能和回收的能量均增大，且选用的 SUV 车型在混合式主动悬架结构并且采用该控制系统时以 70km/h 的车速行驶时能量回收的效率最高。

6 全文总结与展望

6.1 全文总结

主动悬架的作用简单地说就是缓和减振和主动减振，因此，对主动悬架的研究主要集中于主动减振方面的研究。近年来随着能源问题的重视度越来越高，对于汽车悬架能量回收的研究也渐渐的升温，研究的学者和单位也逐渐增多。但是，普遍存在的问题是大多数的学者在研究智能悬架能量回收的同时而忽视了主动减振方面的影响。另外，传统的智能悬架的研究大多是基于理想执行器的基础之上，而忽略了执行器的特性。在智能悬架的初期的研究上是必要的，有利于我们认识智能悬架的工作原理与过程。当积累了一定的研究基础的情况下，就有必要考虑执行器的特性对智能悬架进行更深入的研究。

本文将三相感应异步直线电机作为执行器应用于汽车悬架系统，从而形成了智能悬架系统。根据论文的研究内容，本文主要取得的研究结果如下：

1. 采用混合式智能悬架系统结构，通过智能悬架的能量分析，发现减振器的阻尼系数对悬架的减振性能及能量回收有较大的影响。当阻尼系数选择恰当时，不仅平顺性性能能够提高，而且智能悬架系统的回收能量将大于悬架系统的耗能，此时可以实现智能悬架系统的自给自足，而不需要消耗多余的车载电源能量。

2. 借鉴旋转电机的数学模型，考虑了直线电机的边端效应，建立了电磁执行器的数学模型，根据该数学模型利用 Matlab/Simulink 建立了仿真模型。通过对直线电机在减振器试验台上的试验验证了该数学模型的正确性。

3. 本文设计了智能悬架的控制系统，该控制系统包括最优控制器、电磁力控制器、能量管理控制器。最优控制器采用最优控制方法，电磁力控制器采用直接推力控制方法，电磁力控制器根据最优控制器计算的最优控制力控制电磁执行器跟踪该最优控制力。

4. 通过建立的仿真模型进行了仿真分析，仿真结果说明本文设计的控制策略是可行的，达到了提高平顺性和能量回收的效果。同时，汽车行驶的车速对执行器发电的能量及能量回收率具有一定影响，对选用的 SUV 车型在采用混合式主动悬架结构时，在该控制系统时以 70km/h 的车速行驶时能量回收的效率最高。

6.2 展望

本文对基于电磁执行器的智能悬架系统能量回收进行了初步研究，主要包括异步直线电机电磁执行器的研究、控制系统设计和仿真分析，还有很多方面需要进一步的研究：

1. 控制策略的改善

本文设计的控制系统采用的控制方法致电磁力波动较大，这是因为直接推力控制方法本身的特性导致的，这是不可避免的，只能通过优化进行减小波动。因此可以进一步研究如何通过优化直接推力控制方法，使得执行器输出的电磁力波动减小。

2. 能量回收的电路优化

能量回收电路对于能量回收的影响也较大，因此未来应设计效率更高、能量损耗更小的回收电路。

3. 复杂的悬架系统模型的研究

由于本文采用的是相对简单的四分之一车模型进行初步研究，因此今后应当选用半车模型或者整车模型进行深入研究。

致 谢

本文是在我的导师罗虹副教授的细心指导下完成的。从论文的开展研究到论文的写作都凝聚着导师的心血。正是在导师极大的关怀和指导下，我克服了课题领域生疏、经验不足的困难，最终完成了课题的理论研究、仿真分析和林文的撰写工作。在课题的完成过程中，导师以其研究渊博的学识和严谨的治学态度给予我深深的教诲，更为重要的是，导师淡薄名利、潜心治学的学者风范以及不畏艰辛一直致力于科研第一线的精神让我受益匪浅。在我攻读硕士学位的三年里，我的导师在学习和生活上都给予了我鼓励和关心。在论文即将完成之际，向多年培养我的罗老师表示衷心的感谢，并致以崇高的敬意。

在课题的选题及课题研究过程中，得到了课题组邓兆祥教授的悉心指导和大力支持，同时在平时的学习和生活中也得到了邓老师多方照顾，在此特向邓老师表示由衷的感谢。

三年的研究生生活，课题组的王攀老师、阳小光老师、卢海峰老师也给予了热情关心和帮助，他们严谨的治学态度、丰富的实践经验以及科学的工作方法让我倍受启迪，同时在日常学习和生活中，他们对我们要求严格，让我们没有虚度青春，在课题组真正的学习到了扎实的本领。

在课题组的研究和学习过程中，控制组的来飞博士给予了很多帮助，他对我的严格要求，让我不断的取得进步，同时，岳广照师兄在学习中的为我指点迷津，耐心为我解答很多的疑难，在此向他们表示感谢。感谢实验室肖建国、孙新龙、王辉、张军辉、张炳超、左虎彪、向飞、张杨以及所有博士和师弟在论文的完成中给予我的支持和帮助。

同时感谢家人多年来对我的支持和鼓励，我取得的每一点成绩与进步都离不开他们的关心和帮助，他们对我所作的一切将对我的一生产生深远影响，他们是我努力的精神动力。

在此，想所有关心和帮助过我的领导、老师、同学和朋友表示由衷的谢意。

衷心感谢在百忙中评阅论文和参加答辩的各位专家、教授。

陈 星

二〇一一年五月 于重庆

参考文献

- [1] Kynan E.Graves, Pio G.Lovenitti and Dario Toncich. Electromagnetic regenerative damping in vehicle suspension systems[J],int.J.Vehicle Design,2000,24:182-197.
- [2] Quan Gan.Feasibility. Investigation of energy regenerative hybrid vehicle suspension system[D],Concordia University,2003.
- [3] 于长淼. 混合动力汽车馈能式悬架的研究[D]. 长春: 吉林大学汽车学院, 2008.
- [4] 刘志君. 汽车节能减排可实行方法分析[J]. 中国新技术新产品, 2009(12):112.
- [5] 邓兆祥, 来飞, 罗虹等. 一种车辆主动悬架电磁作动器[F]. 发明专利. (已公布) 申请号: 201010189918.7.
- [6] Wendel G.R., Stecklein G.L. A regenerative active suspension system [J], SAE Publication SP-861. Paper No.910659,1991:129-135.
- [7] Saito T., Sumino Y., Kawano S. Research on energy conversion of mechanical vibration [C]. Proceedings of the Dynamics and Design Conference'93 (Vol.B), JSME 930-42,1993:105-108.
- [8] Hsu Ping. Power recovery property of electrical active suspension systems[C],Proceedings of the Intersociety Energy Conversion Engineering Conference,1996,Vol.3:1899-1904.
- [9] Harada H, Okada Y, Suzuki K. Active and regenerative control of an electrodynamic-type suspension [J]. Transactions of the Japan Society of Mechanical Engineer, 1995, 62: 4513-4519.
- [10] Kim S, Okada Y. Energy regenerative damper using pulse width modulated (PWM) step-up chopper [C]. Proceedings of DETC' 99 ASME Design Engineering Technical Conferences, 1999: 423-429.
- [11] Suda Yoshihiro, Shiiba Taichi. New hybrid suspension system with active control and energy regeneration [J], Vehicle System Dynamics,1996,Vol.25,No.Suppl:641-654.
- [12] Nakano Kimihiko, Suda Yoshihiro, Nakadai Shigeyuki, int. Self-powered active control applied to a truck cab suspension [J], JSAE Review,1999,Vol.20,No.4:511-516.
- [13] Nakano Kimihiko, Suda Yoshihiro, Nakadai Shigeyuki. Self-powered active vibration control using continuous control input [J], JSME International Journal. Series C:Mechanical Systems, Machine. Elements and Manufacturing,2000,Vol.43,No.3:726-731.
- [14] Nakano Kimihiko, Suda Yoshihiro, Nakadai Shigeyuki. Self-powered active vibration control using a single electric actuator [J]. Journal of Sound and Vibration, 2003, Vol.260,No.2:213-235.

- [15] J.H.Beno, M.T.Worthington, J.R.Mock. Suspension Trade Studies for Hybrid Electric Combat Vehicles [C]. 2005 SAE World Congress,2005.
- [16] D.Weeks, J.Beno, A.Guenin and D.Bresie. Electromechanical active suspension demonstration for offroad vehicles [J]. SAE Publication#2000-01-0102.
- [17] Bose 公司推出主动悬挂控制系统.汽车每日咨询.2004.10.11:1-2.
- [18] 何仁, 陈士安, 陆森林 馈能悬架的工作原理与结构方案评价[J]. 农业机械学报. 2006.5(37): 5-9.
- [19] 于长淼, 王伟华, 王庆年. 电磁馈能式悬架方案设计与节能分析[J]. 汽车技术. 2010(2): 21-24.
- [20] 陈宏伟. 车辆节能型主动悬架的研究[D]. 西安: 西安理工大学硕士学位论文. 2008.
- [21] 陈宏伟, 刘凯. 车辆节能型主动悬架的研究[J]. 农业装备与车辆工程. 2007.12: 15-18.
- [22] 张勇超, 喻凡等. 汽车电动悬架的减振与馈能特性试验验证[J]. 上海交通大学学报. 2008.6: 874-877.
- [23] 欧阳冬, 张克跃等. 车辆能量回馈式主动悬架系统研究[J]. 振动与冲击. 2008.8:88-92.
- [24] 陈兵. 车辆智能悬架系统发展趋势研究[J]. 起重运输机械. 2005.6: 1-5.
- [25] 王文瑞, 顾亮, 陈兵. 车辆智能悬架发展的研究[J]. 北京汽车. 2005.2: 27-31.
- [26] 钱瑜. 汽车悬架分类及半主动悬架[J]. 江南学院学报. 1999.12: 73-74.
- [27] 张宝林. 汽车主动悬架系统的最优跟踪控制[J]. 系统仿真学报. 2009.1: 551-553.
- [28] GOBBI M, MASTINU G. Analytical description and optimization of the dynamic behaviour of passively suspended road vehicles [J]. Journal of Sound and Vibration (S0022-460x), 2001, 245(3): 457-481.
- [29] 曹友强, 罗虹, 董红亮. 主动悬架最优控制性能函数的加权系数研究[J]. 系统仿真学报. 2007.12: 5459-5462.
- [30] 李志成. 汽车馈能悬架的结构选型与性能仿真[D]. 吉林大学硕士学位论文. 2009.
- [31] 叶云岳. 直线电机原理与应用[M]. 机械工业出版社 2000,6.
- [32] 来飞. 基于电磁作动器的车辆主动悬架研究[D].重庆大学博士学位论文.2010.
- [33] 岳广照. 车辆悬架用电磁作动器研究[D]. 重庆大学硕士学位论文, 2010.
- [34] 汤蕴缪, 史乃. 电机学[M]. 机械工业出版社 2000,9.
- [35] 郑雪春. 馈能式汽车电动主动悬架的理论及试验研究[D]. 上海交通大学硕士学位论文. 2007.
- [36] 李华德, 杨立永. 交流电动机矢量控制变压变频调速系统[J]. 变频器世界. 2007.01: 116-120
- [37] 田铭兴, 励庆孚, 王曙鸿. 交流电机坐标变换理论的研究[J]. 西安交通大学学报. 2002.06: 568-571.

- [38] 邱忠才. 直线感应电机控制系统研究[D]. 西南交通大学硕士学位论文. 2006.
- [39] 刘菊香. 直线电机建模与半实物仿真研究[D]. 中南大学硕士学位论文. 2006.
- [40] 高凤辉. 圆筒型直线潜油电机的控制[D]. 沈阳工业大学硕士学位论文. 2008.
- [41] Jeong-Hyoun Sung, Kwanghee Nam. 1999. A new approach to vector control for a linear induction motor considering end effects[C]. Industry Applications Conference, Vol.4:2284-2289.
- [42] 贾宏新. 电梯用直线感应电机的优化设计及其控制系统研究[D]. 浙江大学博士学位论文. 2002.
- [43] 刘元江, 洪南生, 陈世坤. 圆筒型笼式直线感应电动机的瞬态特性计算[J]. 微电机, 1997, 30(3):3-6.
- [44] 邱忠才. 直线感应电机模型分析与直接转矩控制系统仿真[J]. 变频器世界. 2007.4:56-57.
- [45] 杨家强. 基于 PWM 整流器和异步电机直接转矩控制的交流变频动态电力测功机的研究[D]. 浙江大学博士学位论文. 2004.
- [46] 李凤. 异步电动机直接转矩控制[M]. 北京:机械工业出版社, 1994.
- [47] 胡崇岳. 现代交流调速技术. 北京:机械工业出版社, 1998.
- [48] 张庆. 直接转矩控制的异步电机调速系统仿真研究[D]. 哈尔滨理工大学硕士学位论文, 2006.
- [49] 李瑞平. 异步电动机直接转矩调速系统的设计与仿真研究[D]. 贵州大学硕士学位论文, 2007.
- [50] 杨书广, 王林等. 异步电动机直接转矩控制系统的仿真研究[J]. 煤矿机电. 2009.02:1-4.
- [51] Roberto H Manno, Eduardo Galvan Diez. Direct Force Control for a three-phase double-sided Linear Induction Machine with transverse magnetic flux [J]. Conference record of the 2002 IEEE, 2002(04): 2826-2831.
- [52] I. Takahashi, Y. Ohmori. High Performance Direct Torque Control of an Induction Motor. IEEE Annu. Meet. Conf. 163, (1987).
- [53] 朱鹏程, 康勇, 陈坚. 异步电机直接转矩控制系统研究[J]. 电力电子技术. 2003, 37(1):44-46.
- [54] Nik Rumzi Nik Idrise, Abdul Halim Mohamed Yatim. An Improved Stator Flux Estimation in Steady-State Operation for Direct Torque Control of Induction Machines. IEEE Transactions on Industry Applications, 2002, 38(1): 673-679.
- [55] J.R. Kennel, A. El-refaei, F. Elkady, S. Mahnloud, E. Elkholy. Torque Ripple Minimization for Induction Motor Drives with Direct Torque Control (DTC). The Fifth International Conference Power Electronics and Drive Systems, 2003. PEDS2003. Vol.1, 17-20, Nov2003, Page(s):210-215.

- [56] 孙述宽. 采用异步电机的 42V 汽车启动/发电机系统的建模与仿真[D]. 广西大学硕士学位论文.2007.
- [57] 唐伟杰. 42V 汽车异步发电机系统直接功率控制[D]. 广西大学硕士学位论文.2008.
- [58] 徐淑英, 刘满足. 基于 PWM 整流技术的能量回馈装置的研究[J]. 现代电子技术. 2007,16(255): 13-15.
- [59] 黄科元, 黄守道. 基于 Matlab 电气系统模块库的电机调速系统仿真[J]. 微电机, 2009,42(01):63-66.
- [60] 周志敏, 周济海, 纪爱华. 模块化 DC/DC 实用电路[M].电子工业出版社, 北京, 2004.

附 录

A. 作者在攻读学位期间发表的论文目录:

- [1] 罗虹, 陈星, 来飞, 马英. 主动悬架的直线电机作动器控制系统研究. 系统仿真学报, 已录用未发表.
- [2] 陈星, 罗虹, 邓兆祥. 采用直线电机的馈能控制系统设计与馈能分析. 振动与冲击, 已录用未发表.
- [3] 罗虹, 张立双, 来飞, 陈星. 采用横摆力矩优化分配方法的车辆稳定性控制系统. 重庆大学学报. 2010, 10(33): 19-24.

B. 作者在攻读学位期间取得的科研成果目录:

- [1] 一种车辆主动悬架电磁作动器. 发明专利. (已公布) 申请号: 201010189918.7