

ABSTRACT

In order to improve the response speed of Brushless DC Motor (BLDCM) control system and simplify its structure, a novel scheme is proposed in this paper. Direct Torque Control (DTC) scheme and fuzzy control strategy are combined in the new scheme. DTC has the advantage of fast response and simple system structure. However, its torque ripple is relatively high. The robustness of fuzzy control strategy can appropriately compensate the deficiency of DTC mentioned above. According to the error between torque and its reference value and the error variance ratio, the active time of space voltage vector can be solved by fuzzy logic to reduce torque ripple.

Based on the mathematical model of BLDCM, this paper systemically proposed BLDCM DTC strategy and discusses Space Vector Modulation (SVM) DTC considering the features of BLDCM. The control scheme is designed in detail both in aspect of hardware and software. Fuzzy control and Neural Network are applied into the design and a space voltage vector list combined with them is built to get precise flux linkage signal. The BLDCM DTC system is simulated by MATLAB. Its hardware design uses TMS320LF2407 core. All function modules of program are stored in E2PROM of DSP, chiefly including the attributes self-adjusting fuzzy control scheme, BP neural network control scheme, PWM output, rotator position and speed detection and phase current measurement.

Finally, experimental results show that the designed BLDCM DTC system has very good control performance.

KEY WORDS: Brushless dc motor (BLDC), Direct torque control (DTC), Fuzzy logic control, Neural network

独创性声明

本人声明所呈交的学位论文是本人在导师指导下进行的研究工作和取得的研究成果，除了文中特别加以标注和致谢之处外，论文中不包含其他人已经发表或撰写过的研究成果，也不包含为获得 天津大学 或其他教育机构的学位或证书而使用过的材料。与我一同工作的同志对本研究所做的任何贡献均已在论文中作了明确的说明并表示了谢意。

学位论文作者签名：田高

签字日期：2006年1月10日

学位论文版权使用授权书

本学位论文作者完全了解 天津大学 有关保留、使用学位论文的规定。特授权 天津大学 可以将学位论文的全部或部分内容编入有关数据库进行检索，并采用影印、缩印或扫描等复制手段保存、汇编以供查阅和借阅。同意学校向国家有关部门或机构送交论文的复印件和磁盘。

（保密的学位论文在解密后适用本授权说明）

学位论文作者签名：田高

导师签名：张岩

签字日期：2006年1月10日

签字日期：2006年1月10日

第一章 绪论

本章首先介绍了无刷直流电动机的发展过程；阐述了国内外在无刷直流电动机领域的理论研究和应用研究方面的状况，并在此基础上论证了本课题的研究意义和水平；最后列出了本文研究的主要内容和全文的结构安排。

1.1 无刷直流电动机的发展

电动机作为机电能量转换装置，应用范围已遍及国民经济的各个领域。尽管有刷直流电动机以其优良的转矩特性在运动控制领域得到了广泛的应用，但由于这种直流电动机均采用电刷及机械方法进行换向，这种方式运行的电机存在相对机械摩擦，由此带来了噪声、火花、无线电干扰以及寿命短等致命弱点，再加上制造成本高及维修困难等缺点，从很大程度上限制了它的应用范围。

随着社会生产力的发展，人们生活水平的不断提高，需要不断地开发各种新型电动机，所以针对上述传统直流电动机的弊病，早在 1917 年就有人提出可用整流管代替机械电刷换向，为无刷直流电动机的诞生提供了理论基础。20 世纪 30 年代有人开始研究以电子换相代替机械换向的直流无刷电动机，并取得了一定的成果。但由于当时大功率电子器件仅处于初级发展阶段，没能找到理想的换相元器件，使得这种电动机只能停留在实验室研究阶段，而无法推广使用。这样的状况直到 1955 年，美国 D·哈里森等人首次申请了应用晶体管换向代替电动机机械换向器换向的专利，这就是现代直流无刷电机的雏形。人们把它应用于各个方面，从而使其获得了快速发展。尔后又经人们多年努力，借助于霍尔元件来实现换向的直流无刷电机终于在 1962 年问世，这是第一种可以产品化的直流无刷电动机。70 年代以来，随着电力电子工业的飞速发展，许多新型的高性能半导体功率器件，如 GTR、MOSFET、IGBT 等相继出现，以及高性能永磁材料，如钕钴、钕铁硼等的问世，均为直流无刷电机的广泛应用奠定了坚实的基础。^{[1][3][4]}

无刷直流电动机真正进入实用阶段是从 1978 年开始的，当时原西德的 MANNESMANN 公司的 Indramat 分部正式推出 MAC 经典无刷直流电动机及其驱动器。80 年代在国际上对无刷直流电动机开展了深入的研究，先后研制成方波和正弦波无刷直流电动机。有人预测无刷直流电动机将逐步取代其它类型的电动机成为传动领域的主导电动机。如今无刷直流电机已经广泛的应用到生产生活

的诸多领域。

在进入 90 年代以后,控制技术尤其是控制理论发展十分迅猛,而借助于先进的计算机技术这一强有力的技术基础,单片机、DSP、FPGA、CPLD 等微处理器也得到了空前的发展,指令速度和存储空间都有了质的飞跃。人们不断尝试着将一些先进的控制策略和方法(滑模控制、神经网络控制、变结构控制、模糊控制、专家控制等)引入无刷直流电动机控制器来提高无刷直流电机的性能。另外微处理器芯片为核心的全数字电路取代原来的模拟电路,使整个无刷直流电动机传动系统的性能大大提高,并且简化了系统的复杂性,从而推动着无刷直流电动机朝着高智能化、柔性化、全数字化方向发展,为其更好地满足新世纪数字化时代发展的需要开辟了道路。

1.2 国内外的研究状况及本课题研究的意义

1.2.1 国内外对无刷直流电动机研究的基本状况

国外在无刷直流电动机发展的早期,主要致力于将更加先进的电力电子器件和材料应用于无刷直流电动机以提高它的性能。但无刷直流电动机在低速运行时的转矩波动过大,这是采用优良的电动机设计和先进的器件所无法从根本上取得突破的瓶颈。在八十年代以后,随着磁性材料(尤其是高性能的稀土永磁材料)、电力电子器件和专用控制器的迅速发展,明显改善了无刷直流电动机特性的同时,人们又把对无刷直流电动机研究的眼光转移到电子换向、稀土永磁材料以及智能控制三个方面,试图来抑制无刷直流电动机的转矩波动。

在电子换向方面,主要分为对电流的控制和对转子位置的检测两个方面,对电流的控制一般采用稳频两态和电流分时反馈等技术,而对转子位置的检测,传统的方法是采用位置传感器,为了减轻系统的负担,国外的一些学者提出无位置传感器法。特别是在1980年,H.Lehuy等人提出了利用转子旋转时定子绕组中的感应电动势进行位置检测,这就是所谓的“反电动势法”,1990年,S.Ogasawara提出了续流二极管法,它通过检测反向并联在驱动三极管上的二极管的导通状态来得出转子的位置,以及一些学者于1994年提出了基于定子磁链估计的检测方法,通过相电压、线电流信号计算出定子绕组各相的磁链,再根据磁链得到转子位置信号,此方法虽然计算稍复杂,但是误差小、调速范围广,适用于正弦方波无刷直流电动机,是一种较理想的检测方法,在国外已经开始应用于实践。在永

磁材料方面,人们采用了钕钴、钕铁硼等新型永磁材料。在智能控制方面,1984年,美国的通用电气公司推出了一种所谓的智能电动机,引起了国际的注目,其实这种电动机是一种以微处理器作为控制芯片的无刷直流电动机,这种电动机具有较宽的调速范围,且低噪声,效率高,可实现一定程度的“智能”操作,它一问世受到了家用电器设计者的青睐,初期应用于吊扇,可实现无级调速,后来逐步应用于洗衣机、空调器和冰箱等家用电器产品,使这些家电实现了省电、多功能、自动控制,按软件程序工作。后来,人们把无刷直流电动机应用于精密电子设备、工业自动化设备以及汽车工业均取得巨大的成功。进入90年代以后,伴随着微处理器芯片性能的提高和智能控制理论的迅速发展,国外开始采用DSP等微处理器作为控制核心,采用先进的智能算法开发产品。

我国无刷直流电动机的研制工作开始于70年代初期,主要是为我国自行研制的军事装置和宇航技术发展而配套。由于数量少,由某些科研单位试制就能满足要求。经过20多年的发展,虽然在新产品开发方面缩短了与国际先进水平的差距,但由于无刷直流电动机是集电动机、微电子、电力电子、控制、计算机等技术于一身的高科技产品,受到我国基础工业落后的制约,因此无论产量、质量、品种及应用与国际先进水平有着较大的差距,目前国内的研制单位虽不少,但形成一定批量的单位却屈指可数,而且其中绝大部分属于低档的无刷风机,产品毫无市场竞争能力。但无刷直流电动机的应用前景十分广阔,我国的科研单位正致力于吸收国外先进的技术,开发出具有市场竞争能力的产品。

1.2.2 本课题研究的意义

无刷直流电动机虽然较有刷直流电动机和异步电动机有较多的优点,但它在低速时的转矩波动较大,限制了无刷直流电动机的进一步发展。由于转矩波动限制了无刷直流电机的应用范围,所以通过各种方法减少转矩波动就成为无刷直流电机的主要研究方向。从结构简单的方波驱动无刷直流电机到相对结构复杂的正弦波驱动无刷直流电机,在抑制转矩波动中改善了一定的性能,也因此有很多人认为,直流电机的发展方向应该向着永磁同步电机方向发展而且也做了相当的工作,电力电子技术的发展、各种高精度的算法、高速的微处理芯片等都被应用到了永磁同步电机的控制系统中,也得到了比较理想的实验结果。

但即简单又具有高性能的控制系统也是人们一直在追求的理想的控制系统,

直接转矩控制理论上具有良好的动态特性和较简单的机构,将其应用与无刷直流电机控制系统中,尤其是应用于方波驱动无刷直流电机系统中,不仅能大大简化伺服系统的结构而且理论上也应该可以获得较好的动态特性。但较大的转矩脉动也是直接转矩控制的一个重要的缺点,但同样也可以借助上述的工具,同时也可以随着电机设计工艺水平的不断提高,得到较理想的波形及控制效果。^[2]

本课题是天津市自然科学基金项目,任务是开发适用于电梯拖动的稀土永磁无刷直流无齿轮曳引机。目前虽然还处于研制阶段,没有大批量商业应用,但其应用到电梯驱动中必将对电梯技术的发展产生巨大的推动作用,随着技术的逐步成熟和产品化,无齿轮曳引机以其良好的机械和控制特性,必将逐步代替有齿轮曳引机,在电梯行业将占有越来越大的份额,从而提高我国电梯行业的总体水平,并带来可观的经济效益。

1.3 研究的内容及结构安排

本文研究的内容是模糊神经控制直接转矩控制无刷直流电机控制系统的研究。主要分析了直接转矩控制方法,针对直接转矩控制转矩脉动比较大的特点,将模糊控制方法和神经网络算法引入到控制系统中,利用神经网络获得更精确的磁链值,利用模糊控制优化直接转矩的电压矢量开关表。无刷直流电动机转矩波动的抑制方法和以 DSP 为核心的全数字无刷直流电动机控制电路,最后给出实验结果。

1 介绍无刷直流电动机的结构,以三相全控桥绕组星形联接为例,分析无刷直流电动机的工作原理和运行特性,简介无刷直流电动机的数学模型。

2 介绍直接转矩控制方法,利用控制无刷直流电机定子参数达到控制电机,阐述直接转矩控制的数学模型,控制系统的结构,无刷直流电机空间电压矢量。

3 介绍模糊控制和神经网络,将模糊控制神经网络与直接转矩控制相结合,利用神经网络得到更精确的磁链值,利用模糊逻辑推理建立逆变器状态开关选择器,使直接转矩控制系统具有对环境的适应性。

4 模糊神经网络直接转矩无刷直流电机控制系统的硬件设计及仿真,简要介绍TMS320LF2407的特点、功能和以DSP为核心的全数字控制控制系统的结构及各组成部分的功能,列举了整个算法主程序流程图,对PWM输出、A/D转换以及

和相电流采样进行较为详细的介绍，并给出相关汇编代码。最后给出本控制系统与PI调节器的转矩和转速实验比较结果。

5 对全文进行了总结。

第二章 永磁无刷直流电动机的结构以及原理

本章详细阐述了永磁无刷直流电动机的基本结构，并以三相全控桥为例，介绍无刷电动机的换相过程；介绍了无刷直流电动机位置的检测方法，其中着重介绍了霍尔元件的工作特性以及如何控制电机的换相；后边又介绍了无刷直流电机的基本数学模型。

2.1 无刷直流电动机的基本结构

近代新发展起来的无刷直流电机（BLDCM）是指没有电刷但具有直流电机（DCM）特性的电动机。与传统的 DCM 相比，BLDCM 用电子换向取代 DCM 的机构换向，取消了电刷和换向器；并将原有 DCM 中的定转子颠倒，即电枢绕组在定子上，与静止的电子换相电路联接方便，励磁在转子上，为永磁磁体，不需要励磁绕组，也更不需要向转子通电的滑环和电刷；在 DCM 中，换向器在转子上，它能保证当电枢导体从一个定子磁极下转到另一个极下时其中的电流同步改变方向，BLDCM 电枢绕组中电流方向的改变由功率管的开关来控制，为保证开关信号与转子磁极转过的位置同步，需要有检测转子位置角的传感器。基本组成部分如图 2-1 所示。可以看出 BLDCM 是 1 台反装的 DCM，用电子换向，作用原理基本不变，基本特性自然就相一致。

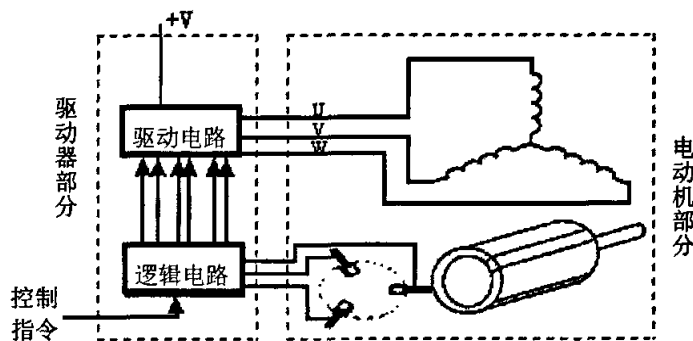


图 2-1 无刷直流电机结构图

这种用电子换向线路中的功率开关元件，如晶体管和晶闸管等组成的换相器

来代替电刷的内转子系统具有下述优点：

- 1 重量轻、体积小、转子为永磁体利用率高；
- 2 绕组直接放在定子上，不需要滑环装置；
- 3 转子无发热，散热条件好，有利于缩小电动机体积；
- 4 转子转动惯量小，适宜于伺服及快速起动；
- 5 适于高速驱动。

另外，在电动机内装有一个位置传感器用来检测转子在运行过程中的位置，它与电子换相电路一起，代替了有刷直流电动机的机械换向装置。绕组 Y 联结，电路直流无刷电动机的结构原理图如图 2-1 所示。^[1]

2.2 无刷直流电机的驱动电路

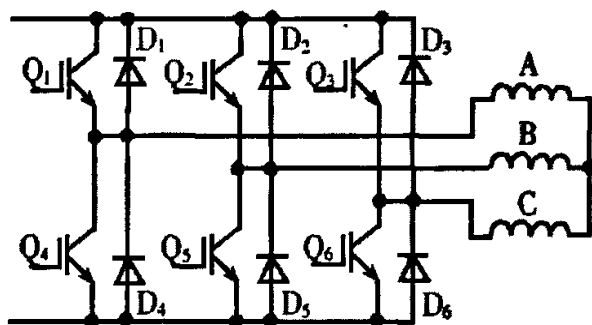


图 2-2 无刷直流电动机及其功率驱动部分结构图

本文采用的是三相全桥可控的驱动电路，电机定子为三相绕组，结构图可以表示成图 2-2。各相感应电动势为准梯形波，相电流是占空比为 1/3 的矩形波。电磁转矩与电机相电流大小成正比，转子位置信号控制电机的导电的相序及相位，斩波器控制导通相电流的大小。一个周期中， $\omega_t = 0^\circ - 60^\circ$ 。过程中（此时由位置传感器决定 Q_1 和 Q_5 管开通），开始时由于电机是感性负载电流很小，电流从电源经 Q_1 、A 相、B 相、 Q_5 到电源流通。这样，电流慢慢增大，增大到额定值。当 $\omega_t = 60^\circ$ 时 Q_5 关断、 Q_6 开通，电流从电源经 Q_1 、A 相、C 相、 Q_6 到电源流通。在逆变电路中为了给交流侧向直流侧反馈的无功能量提供通道，逆变桥各桥臂都并联了反馈二极管或叫续流二极管，续流二极管应根据设备的工作频率选择软恢复二极管或软快恢复二极管，不要选择硬恢复二极管，因硬恢复二极管的 di/dt 比较恢复二极管高，过冲峰值电压高因此硬恢复二极管在关断过程中的电压过冲问题比较严重易损坏与之并联的器件。

2.3 无刷直流电动机转子位置检测

位置传感器在直流无刷直流电机中起着测定转子磁极位置的作用,为逻辑开关电路提供正确的换相信息,即将转子磁钢刺激的位置信号转换为电信号,然后去控制电子绕组换相。位置传感器种类较多,且各具特点。目前在直流无刷电动机中常用的位置传感器有以下几种:电磁式位置传感器,光电式位置传感器,磁敏式位置传感器。

2.3.1 转子位置直接检测方法

1 电磁式位置传感器

电磁式位置传感器是利用电磁效应来实现其位置测量作用的,有开口变压器,铁磁谐振电路,接近开关等多种类型。在直流无刷电动机中,用的较多的是开口变压器。电磁式位置传感器具有输出信号大,工作可靠,寿命长,使用环境要求不高,适应性强,结构简单和紧凑等优点,但这种传感器信噪比较低,体积较大,同时输出波形为交流,一般需经整流、滤波后方可使用。

2 光电式位置传感器

这种传感器是利用光电效应制成的,由跟随电动机转子一起旋转的遮光板和固定不动的光源及光电管等部件组成。光电式位置传感器性能比较稳定,但存在输出信号信噪比较小,光源灯泡寿命短,使用环境要求较高等缺陷。可采用新型光电元件来克服这些不足之处。

3 磁敏式位置传感器

磁敏式传感器是一种以磁场激发的磁敏元器件,它是各种传感器中应用最为广泛的一种。目前常见的磁敏传感器有霍尔元件和霍尔集成电路、磁敏传感器及磁敏二极管等。其中以霍尔效应原理构成的霍尔元件、霍尔集成电路、霍尔组件统称为霍尔效应磁敏传感器,简称霍尔传感器。

在选择转子位置检测方案时,要综合考虑各种因素。本系统将来要应用在电压为 380V,电流为 50A 的大功率无刷直流电动机上,不宜采用无位置传感器的方法。采用霍尔元件作为位置传感器,既稳定可靠,又满足了精度要求,成本也很低廉。

2.3.2 霍尔位置传感器的工作特性

无刷直流电机是指具有直流电机外部特性的电子换相电机,有位置传感器电机是其最基本的一种形式,霍尔元件传感器以其优良的特性及很小的体积获得广泛的应用。无刷直流电机霍尔位置传感器一般分为开关型与锁存型两种:

1、开关型霍尔元件

其特点为：当外加磁感应强度从负值增加到某一 B_{OP} 值（动作值），输出由高电平翻转为低电平。如果磁感应强度由正值向负值方向降低，在小于 B_{OP} 一定数值的 B_{RP} 值（返回值）时，输出由低电平翻转为高电平。实际上，只有S极对单极性开关型霍尔元件起作用。其输出特性如图2-3所示，当转子磁极占转子空间位置小于 180° 时，作为位置传感器的开关型霍尔元件输出波形占空比一般大于50%。

2、锁存型霍尔位置传感器

锁存型霍尔元件与普通开关型霍尔元件有区别，它的动作值在S极，返回值在N极下，这种电路在无刷直流电机交变磁场作用下，输出波形占空比接近50%，其输出特性如图2-4所示。

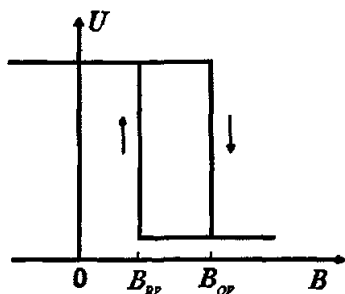


图2-3开关型霍尔元件输出特性

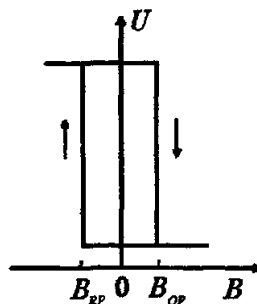


图2-4锁存型霍尔元件输出特性 B_{RP}

霍尔位置传感器的基本功能是在电动机的每一个电周期内，产生出所要求的开关状态数。也就是说电动机永磁转子每转过一对磁极（N、S极）的转角，传感器就要产生出与电动机逻辑分配状态相对应的开关状态数，以完成电动机的一个换相全过程。如果转子中磁极的极对数越多，则在 360° 机械角度内完成该换流全过程的次数也就越多。

霍尔位置传感器的构成原则是要一个霍尔位置传感器必须满足以下两个条件：

1 位置传感器在一个电周期内所产生的开关状态是不重复的，每一个开关状态所占的电角度应相等；

2 位置传感器在一个电周期内所产生的开关状态数应和电动机的工作状态数相对应。

如果位置传感器输出的开关状态能满足以上条件，那么总可以通过一定的逻辑

辑变换将位置传感器的开关状态与电动机的换相状态对应起来，进而完成换相。

以一个由相互间隔为 60° 电角度的三个霍尔元件 A、B、C 所组成的霍尔位置传感器为例。由前面所述的开关型霍尔开关元件的原理可知，在一个电周期内，即转子的一对磁极转角内，当其感受 N 及 S 二个不同极性磁场的作用时，将呈现出“高电平”及“低电平”（或者相反）两个不同的状态，这两个不同的状态所占的电角度相等，各为 180° 。把三个相互错开 60° 电角度的波形组合在一起，就可以看出究竟能产生多少开关状态。从图 2-3 及表 2-1 可以看出，这种组合的霍尔位置传感器能产生六个不同的开关状态，且所占的电角度都相等，各为 60° ，这样的传感器才能适用于一个周期内含有 6 种状态的驱动电路。

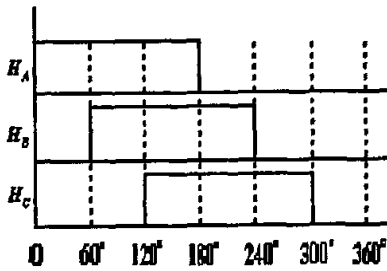


图 2-5 霍尔元件输出波形组合图表

表 2-1 霍尔元件的输出状态表

序列	A	B	C
1	1	0	0
2	1	1	0
3	1	1	1
4	0	1	1
5	0	0	1
6	0	0	0

2.4 无刷直流电动机的工作原理

永磁同步电动机按其工作原理、驱动电流和控制方式的不同，可分为具有正弦波反电动势的永磁同步电动机和具有梯形波反电动势的永磁同步电动机，后者又称为无刷直流电机。无刷直流电机的设计思想完全来自普通的有刷直流电动机，不同的是把直流电动机的定、转子互相调换了位置，无刷直流电机的转子为永磁结构，产生梯形波的气隙磁通密度，定子为整距集中绕组。绕组一般采用 Y 型联接，普通直流电动机的电刷和机械换向器被逆变器和转子位置检测装置所代替。无刷直流电机转子采用瓦型磁钢，进行特殊的磁路设计，可获得具有梯形波的气隙磁场，定子采用整距集中绕组，由逆变器供给方波电流。

所谓无刷直流电动机，就其基本结构而言，可以认为是一台由电子开关线路、永磁式同步电动机以及位置传感器三者构成的电动机系统。无刷直流电动机电子开关线路是用来控制电动机定子上各相绕组通电的顺序和时间，主要由功率逻辑开关单元和位置传感器信号处理单元两个部分组成。功率逻辑开关单元是控制电路的核心，其功能是将电源的功率以一定的逻辑关系分配给无刷直流电动机定子

各相绕组，以便使电动机产生持续不断的转矩。而各相绕组导通的顺序和时间主要取决于来自传感器的信号。但位置传感器所产生的信号一般不能直接用来控制功率逻辑单元，往往需要经过一定逻辑处理后才能去控制逻辑开关单元。综上所述，组成无刷直流电动机各主要部件的框图如图 2-6 所示。

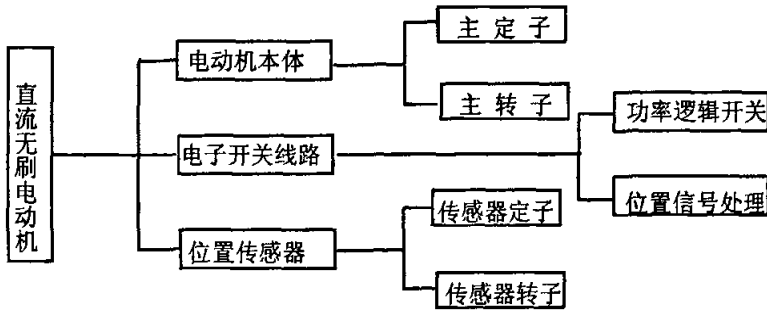


图 2-6 无刷直流电动机的组成框图

无刷直流电动机除了由定子和转子组成电动机的本体以外，还要由位置传感器、控制电路以及功率逻辑开关共同构成的换相装置，使得无刷直流电动机在运行过程中，定子绕组所产生的磁场与转动中的转子磁钢产生的永磁磁场在空间始终保持 $\pi/2$ rad 左右的电角度。

2.5 无刷直流电动机的数学模型

本文研究的BLDCM，定子绕组为 60° 相带整距集中绕组。Y型联接；定子绕组均匀分布于光滑的定子齿槽内表面，转子上没有阻尼效应，电机无阻尼作用。根据BLDCM特性及电路理论可建立其电压、转矩状态方程。^[14]

为简化分析，在允许的范围内作如下假设：

- 1 忽略磁饱和，不计涡流和磁滞损耗；
- 2 不考虑电枢反应对反电势的影响，气隙磁场分布近似认为是平顶宽度为 120° 电角度的梯形波；
- 3 定子绕组为 60° 相带整距集中绕组，星形连接，忽略齿槽效应。
- 4 转子上没有阻尼绕组，永磁体不起阻尼作用；
- 5 逆变电路为三相全控桥，功率管和续流二极管具有理想的开关特性；
- 6 电动机运行于稳定状态下，参数保持不变。

以图 2-1 为例，根据电动机的一般原理，可写出定子三相绕组的电压方程式如下：

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a & 0 & 0 \\ 0 & R_b & 0 \\ 0 & 0 & R_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + P \begin{bmatrix} L_a & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_b & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (2-1)$$

其中: u_a 、 u_b 、 u_c 分别为电动机各相相电压 (V)

i_a 、 i_b 、 i_c 电动机各相相电流 (A)

e_a 、 e_b 、 e_c 电动机各相反电势 (V)

R_a 、 R_b 、 R_c 电动机各相绕组的电阻 (Ω)

L_a 、 L_b 、 L_c 电动机各相绕组的自感 (H)

L_{ab} 、 L_{ba} 、 L_{ac} 、 L_{ca} 、 L_{bc} 、 L_{cb} 电动机各相绕组间的互感 (H)

由于转子是永磁的, 转子的影响可以忽略, 认为 R_a 、 R_b 、 R_c 、 L_a 、 L_b 、 L_c 、 L_{ab} 、 L_{ba} 、 L_{ac} 、 L_{ca} 、 L_{bc} 、 L_{cb} 为常数, 而且满足 $L_{ab}=L_{ba}=L_{ac}=L_{ca}=L_{bc}=L_{cb}=M$, $L_a=L_b=L_c=L$, $R_a=R_b=R_c=R$ 。

令 $P = \frac{d}{dt}$, 则电压方程可简化为:

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + P \begin{bmatrix} L & M & M \\ M & L & M \\ M & M & L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (2-2)$$

由定子三相为 Y 连接, 无中线, 三相对称得:

$$i_a + i_b + i_c = 0$$

$$Mi_a + Mi_b + Mi_c = 0$$

有以上两式可将电压方程最终简化为如下方程:

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L-M & 0 & 0 \\ 0 & L-M & 0 \\ 0 & 0 & L-M \end{bmatrix} P \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (2-3)$$

电动机的电磁转矩方程为:

$$T_e = (e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c) / \omega \quad (2-4)$$

电动机运动方程为:

$$T_e - T_L = J \frac{d\omega}{dt} = JP\omega \quad (2-5)$$

其中 T_e 电磁转矩 ($N \cdot m$)

T_L 负载转矩 ($N \cdot m$)

J 电动机和负载的转动惯量之和 ($N \cdot m^2$)

ω 机械角速度 (rad/s)

在BLDCM 通电期间, 其中的带电导体处于相同的磁场下, 各相绕组的感应电动势为:

$$E_m = \left(\frac{p_m N}{60} \right) \Phi_m n \quad (2-6)$$

式中:

- n 电机的转速 (r/m)
- Φ_m 主磁通 (Wb)
- p_m 极对数
- N 定子绕组的总导体数

从逆变器的直流侧看星形联结的BLDCM 感应电动势 E_d 由两相绕组经逆变器串联组成所以有:

$$E_d = 2E_m = \left(\frac{p_m N}{60} \right) \Phi_m n \quad (2-7)$$

因此, 电磁转矩表达式可化为:

$$T_e = \frac{2E_m I_d}{\omega} = \left(\frac{p_m N}{\pi} \right) \Phi_m I_d \quad (2-8)$$

由上面各式可知, 无刷直流电动机的电磁转矩与普通直流电动机相似, 大小与磁通和电流成正比, 所以控制逆变器输出的电流即可达到控制电动机转矩的目的。为产生恒定的电磁转矩, 要求定子电流为方波, 反电动势为梯形波, 且在每半个周期内, 方波电流的持续时间为 120° 电角度, 两者应严格同步。对于三相全控逆变电路, 在任何时刻, 定子只有两相导通。

第三章 无刷直流电机中的直接转矩控制控制技术

随着现代电力电子技术的飞速发展和现代控制理论、高速微处理器的普遍应用，无刷直流电机被更广泛的应用于实际的生产应用中，同样对无刷直流电机的控制系统也提出了更高的要求。直接转矩控制技术是继矢量控制技术后近几年发展起来的，它以简单的结构和优良的控制特性吸引着广大学者和工程技术人员，为提高直流无刷电机控制系统在结构更简单的控制系统中能有更好的动态特性将直接转矩控制应用在无刷直流电机控制系统中，但目前这种控制方法还处于初步的研究阶段。

3.1 直接转矩控制的发展

直接转矩控制技术 (Direct-Torque Control, 简称 DTC, 又称 DSC, Direct Self-Control), 是继矢量控制技术之后近 20 年来发展起来的一种高新能的新型交流变频调速技术, 由于结构简单、可靠性高、耐用性好及成本低等优势, 在感应电机中得到广泛应用。^[2]

就电机控制方法大体可分为标量型控制和矢量型控制自 20 世纪 70 年代矢量控制技术发展以来标量型控制基于电机的稳态方程模型, 只控制其电压、电流及磁链矢量的幅值和频率, 在暂态过程中无法控制这些矢量的空间位置。相反, 矢量型控制是基于电机的动态方程模型, 不但可以控制其电压、电流及磁链矢量的幅值、频率, 也可以控制它们的瞬时空间位置。因此, 矢量型控制可以在稳态和暂态过程中保证这些空间矢量的准确定向。根据以上的定义, 矢量型控制是一种通用的控制方法, 可以有多种实现方案。最常用的控制方法称之为磁场定向控制 (FOC) 或矢量控制, 由 Hasse 和 Blaschke 提出, 是一种高性能的感应电机控制方法。这种方法将电机方程变换到与转子磁链矢量同步旋转的坐标系中, 这个坐标系称为磁场坐标系。在该坐标系中, 保持恒定的转子磁链幅值, 可以使控制变量与电机转矩成线性关系。但是, 在实际工程应用中, 由于转子磁链难以精确观测, 系统性能易受电动机参数影响, 转子受环境温度等因素影响较大, 以及在控制过程中所使用的矢量旋转变换的复杂性和因此引起的实时性等问题, 使得实际的控制结果难以达到理论分析的结果。这是矢量控制技术在实践上的不足。

80年代中期,磁场定向控制(FOC)理念在控制系统中将要成为标准之际,出现了一些创新的研究,如Deqenbrock, Takahashi和Nogouchi,这些研究没有采用坐标变换。学者们提出bang-bang控制,即控制功率开关器件的导通和关断,来代替电机解耦控制。这种控制技术通常称为直接转矩控制(DTC)。自从1985年开始,大批的学者陆续地研究和开发了这种技术。直接转矩控制技术有自己的特点:它直接在定子坐标下分析转矩和磁链,着眼于转矩的快速响应,以获得高效的控制性能。这种控制技术与矢量控制技术相比,省掉了矢量旋转变换等复杂的变化与计算,因此,它所需要的信号处理工作比较简单;而且它的磁场定向所用的是定子磁链,只要知道定子电阻就可以观测出来,这样对电动机参数不敏感,不受转子参数的影响,简单易行,在很大程度上克服了矢量控制技术的缺点,因此此项技术具有广泛的发展前景和应用前景。

3.2 直接转矩控制的主要特点

直接转矩控制的特点及和矢量控制的比较,直接转矩控制具有以下特点:

1 在定子坐标系下分析电动机的数学模型,直接控制磁链和转矩,它省掉了矢量控制方案中旋转变换等的变换与计算。因此它需要的信号处理工作特别简单,所用的控制信号使观测者对于电动机的物理过程能够做出直接和明确的判断;

2 直接转矩控制以定子磁场定向,只需要定子的参数,而不需要随转速变化的、难以测定的转子参数,大大减少了参数变化对系统性能的影响;

3 采用电压矢量六边形磁链轨迹,直接控制转矩;

4 转矩和磁链都两点式调节器,把误差控制在容许的范围之内,控制直接又简化;

5 控制信号的物理概念明确,转矩响应迅速,且无超调,具有较高的动静态性能。

综上所述,直接转矩控制技术用空间矢量的分析方法,直接在定子坐标系下计算与控制电动机的转矩。采用定子磁场定向,借助于离散的两点式(Bang-Bang控制)产生PWM信号,直接对逆变电路的开关状态进行最佳选择,以获得转矩的高动态性能。尽管在原理上矢量控制优于直接转矩控制,但实际上,由于转子磁链难于观测,系统性能受电机参数的影响较大,以及复杂的矢量变换,都使得它的实际控制效果难于达到理论分析的结果。直接转矩控制正是弥补了矢量控制的不足之处,它避免了复杂的坐标变换,减少对电机参数的依赖性,以其新颖的控制思想、简洁明了的系统结果、优良的动静态特性,得

到迅速的发展。与矢量控制相比，用定子磁链代替转子磁链，直接对电机的磁链和转矩进行控制，响应速度快，对电动机转子参数变化鲁棒性强和实现简单的优点。

但是，由于直接转矩控制采用滞环的方式比较磁链和转矩同参考值之间误差，并依据比较的结果，通过查表选择逆变器生成的基本电压矢量，因此存在着转矩、磁链和电流脉动大，逆变器开关周期不恒定等缺点。但可以通过加入模糊控制和神经网络的办法，得到更精确的磁链和转矩信号，来弥补这一缺点，在下面会进行更详细的论述。

3.3 直接转矩控制技术的基本概念

直接转矩控制技术自诞生以来就被受关注，在理论探讨和实验研究上已经获得了大量的成果。下面是此项技术的几个主要方面。

3.3.1 磁链模型

根据调速范围，可以把磁链数学模型分为 **u-i** 模型、**i-n** 模型、**u-n** 模型三种，但是在电机低速时其结构模型较复杂，在实际系统设计时不容易实现，因此在本论文中用到的模型就是 **u-i** 模型。其数学表达式为：^[2]

$$\psi_s = \int (u_s - i_s R_s) dt \quad (3-1)$$

忽略定子电阻，得到：

$$\psi_s = \int u_s dt \quad (3-2)$$

上式中： ψ_s 为定子磁链； i_s 为定子电流； u_s 为定子电压； R_s 为定子电阻。

3.3.2 磁链轨迹

直接转矩控制的基本出发点是利用定子磁链和转子磁链的夹角进行控制达到控制电机转矩的目的。电压矢量对转矩的影响体现在对定子、转子磁链之间夹角控制的作用。

由式 3-1 可知，定子空间磁链矢量 ψ_s 与空间电压矢量 u_s 之间是积分关系，为分析方便，将式 (3-1) 改写为微分方程如下式：

$$\begin{cases} \psi_s(k) = \psi_s(k-1) + u_s(k-1)T_s \\ \Delta \psi_s = u_s(k-1)T_s \end{cases} \quad (3-3)$$

其中， T_s 为采样周期。从上式可以看出：当定子绕组上加电压矢量 u_s 后，在 T_s 时

间内, 在电机气隙中将产生与 u_s 相同方向的磁链, 大小和 T_e 和 u_s 的值有关, 方向与前一时刻的方向不同, 其间的关系如图 3-1:

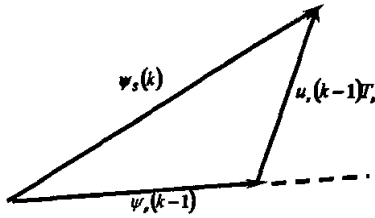


图 3-1 定子磁链与电压矢量关系

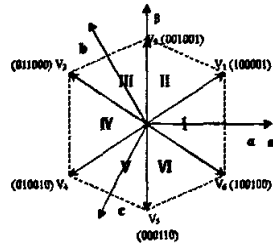


图 3-2 无刷直流电机定子磁链轨迹

对于无刷直流电机来说, 根据上面的分析可以得到其定子磁链应该是沿着一个正六边形运动, 轨迹如图 3-2 所示。

3.3.3 直接转矩控制无刷直流电机的数学模型

通过上一章对无刷直流电机的基本数学模型的推导, 在忽略交直流轴之间的互感的情况下, 无刷直流电机定子绕组产生的电磁转矩在 $d-q$ 坐标系内可以表示为:

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{p}{2} \left(\frac{dL_d}{d\theta_e} i_{sd} + \frac{d\psi_{rd}}{d\theta_e} - \psi_{sq} \right) i_{sd} + \frac{3}{2} \frac{p}{2} \left(\frac{dL_q}{d\theta_e} i_{sq} + \frac{d\psi_{rq}}{d\theta_e} + \psi_{sd} \right) i_{sq} \quad (3-4)$$

其中:

$$\psi_{rd} = \psi_{sd} - L_d i_{sd} \quad (3-5)$$

$$\psi_{rq} = \psi_{sq} - L_q i_{sq} \quad (3-6)$$

θ_e 为转子电角度; p 为电机的极对数; L_d 和 L_q 分别为 d 轴和 q 轴的电感; i_{sd} 和 i_{sq} 分别为 d 轴和 q 轴的电流; ψ_{rd} , ψ_{rq} , ψ_{sq} , ψ_{sd} 分别为转子和定子的磁链。

对于转子为永磁隐极的直流无刷电机来说 L_d 和 L_q 在 $d-q$ 坐标下为一个常量且相等, 令 $L_d = L_q = L$, 则电磁转矩的公式可表示成:

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{p}{2} \left[\left(\frac{d\psi_{rd}}{d\theta_e} - \psi_{rq} \right) i_{sd} + \left(\frac{d\psi_{rq}}{d\theta_e} + \psi_{rd} \right) i_{sq} \right] \quad (3-7)$$

由于需要应用电流在 $\alpha-\beta$ 坐标下的分量来计算磁链和计算 PWM 的占空比, 所以将这种在 $d-q$ 坐标系下的电磁转矩公式通过坐标变换转化到 $\alpha-\beta$ 坐标系下得到电磁转矩公式表达式为:

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{p}{2} \left[\frac{d\psi_{r\alpha}}{d\theta_e} i_{s\alpha} + \frac{d\psi_{r\beta}}{d\theta_e} i_{s\beta} \right] \quad (3-8)$$

其中:

$$\psi_{r\alpha} = \psi_{rd} \cos\theta_e - \psi_{rq} \sin\theta_e \quad (3-9)$$

$$\psi_{r\beta} = \psi_{rd} \cos \theta_e + \psi_{rq} \sin \theta_e \quad (3-10)$$

3.3.4 无刷直流电机空间电压矢量

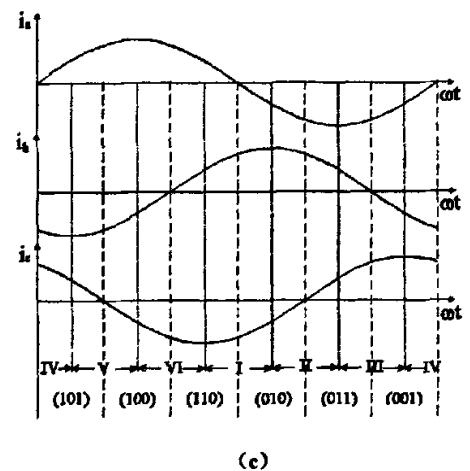
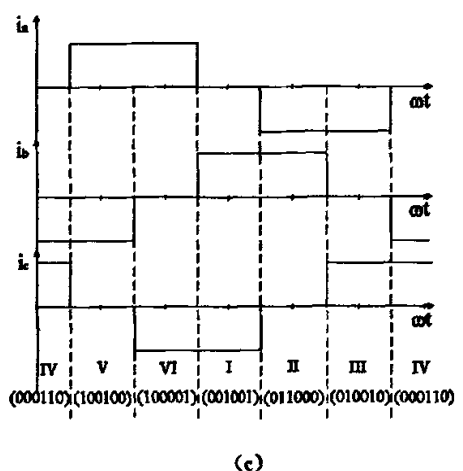
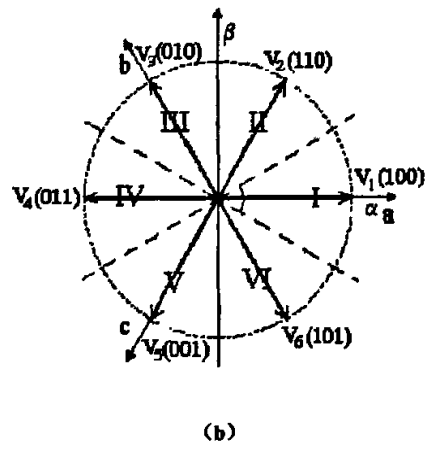
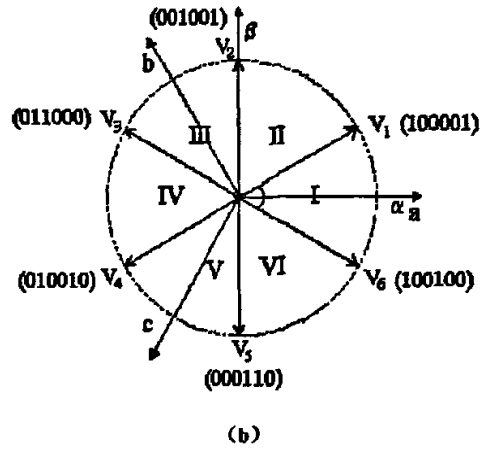
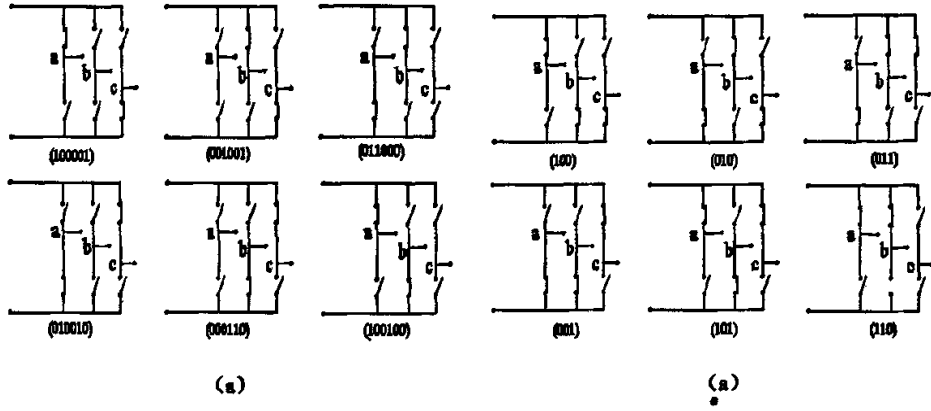


图 3-3 无刷直流电机空间非零电压矢量

图 3-4 感应电机空间非零电压矢量

直接转矩控制中定子磁链是通过控制加到电机端子上的电压来实现的。而电机的端电压又和逆变器开关管的导通或关断有关。

图 3-3 (a) 中给出了 BLDC 驱动电路, 在图 3-3 (b) 中给出了对于 BLDC 的 6 个非零空间电压矢量, 图 3-3 (c) 中给出理想情况下导通角为 120° 电角度的无刷直流电机的相电流波形。图 3-4 的三个波形分别是与图 3-3 对应的感应电机 (IM) 中的驱动、电压矢量和理想的相电流波形。通过比较我们的直接转矩控制在空间电压矢量的选择上主要有以下不同:^{[8]-[13]}

1 IM 驱动系统中, 逆变桥的三相输出在任意时刻都全部导通, 由于上桥臂和下桥臂的开关状态相反, 每个桥臂的开关状态只要一位二进制数来表示, 因此表达电压空间矢量只需用三位二进制数就可以, 而且这样已经足以表示出逆变器的所有开关状态。但是在 BLDC 驱动系统中, 只有在换相过程中逆变器的三相输出全部导通, 一般情况下都是只有两相输出并 120° 范围内导通, 另一相不导通, 经由续流二极管来导通。由于同一相的上桥臂和下桥臂可能同时关断, 与其相应续流二极管的状态无关, 所以需要六位二进制数来表示, 逆变器的开关状态, 一位代表一个开关。因此, 电压空间矢量 V_1, V_2, \dots, V_6 可以分别用如下所示的开关信号来表示: (100001), (001001), (011000), (010010), (000110), (100100), 其中, 从左到右的每一位分别表示 A 相、B 相和 C 相对应的上下桥臂开关信号的状态。零电压空间矢量被定义为 (000000)。

2 在 $\alpha-\beta$ 坐标系下, BLDC 驱动所采用的电压空间矢量 IM 中所用的电压空间矢量超前 30° 相角。另外, 在 BLDC 驱动中, 两个非零空间矢量处于每个扇区的边界处, 而 IM 驱动中每个空间矢量位于它所处扇区的中心。

3 空间电压矢量对于无刷直流电机来说, 由于逆变器开关管的通断的信号来源于霍尔元件, 所以扇区的选择可以通过霍尔元件的信号来选择。

3.3.5 空间电压矢量的正确选择

直接转矩控制方案的内涵就是在适当的时刻给出适当的电动机三相定子电压, 控制转矩变化。因此, 所谓电压空间矢量的正确选择, 主要包括两层意思: 一是电压空间矢量的施加顺序的选择; 二是各空间电压矢量的给出时刻的选择。

定子磁链空间运动轨迹取决于电压矢量, 反过来, 定子电压矢量的选择又取决于定子磁链空间矢量的运动轨迹。因此需要对定子磁链空间矢量进行分析。

以无刷直流电机为例,如图3-2所示,为六边形定子磁链矢量在 β 三相坐标系 β_a 、 β_b 和 β_c 轴上的投影,由此可得到相差 120° 的梯形波,分别称为定子磁链的 $\psi_{\beta a}$ 、 $\psi_{\beta b}$ 和 $\psi_{\beta c}$ 分量。时续如图3-5(a)所示。^{[15]-[18]}

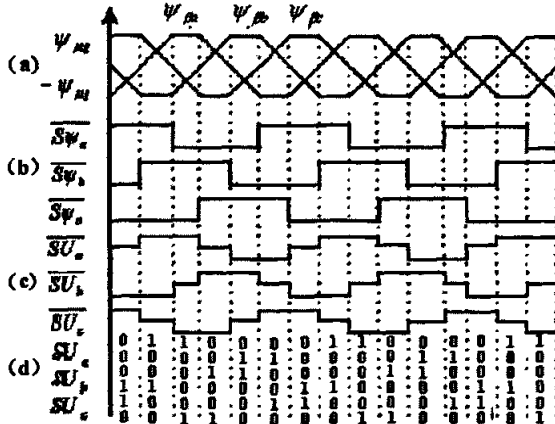


图3-5 无刷直流电机空间矢量形成原理图

采用三个施密特触发器可实现磁链开关信号 $\overline{S\psi_a}$ 、 $\overline{S\psi_b}$ 和 $\overline{S\psi_c}$ 。施密特触发器的容差为 $\psi_{\mu g}$, $\psi_{\mu g}$ 为磁链给定值。通过施密特触发器, $\psi_{\beta a}$ 、 $\psi_{\beta b}$ 和 $\psi_{\beta c}$ 分别和 $\psi_{\mu g}$ 比较,得到如图3-5(b)所示的磁链开关信号 $\overline{S\psi_a}$ 、 $\overline{S\psi_b}$ 和 $\overline{S\psi_c}$ 。对照图3-5(a)和图3-5(b),当 $\psi_{\beta a}$ 上升达到正的磁链给定值 $\psi_{\mu g}$ 时,施密特触发器输出低电平;反之,输出高电平。由此可以得到磁链开关信号和电压开关信号的关系式如式:

$$\begin{aligned} \overline{Su_a} &= \overline{S\psi_b} \\ \overline{Su_b} &= \overline{S\psi_c} \\ \overline{Su_c} &= \overline{S\psi_a} \end{aligned} \tag{3-11}$$

$\overline{S\psi_a}$ 、 $\overline{S\psi_b}$ 和 $\overline{S\psi_c}$ 的时序图如图3-5(c),通过上述的论述可以得到电压开关状态的顺序如图3-5(d)所示。同时,给出了所选电压矢量的给定时刻。进一步可得到电压空间矢量 u_s 。在这里磁链给定值 $\psi_{\mu g}$ 是一个重要的参数。它决定了电压空间向量的切换时间。当磁链的 β 分量变化达到 $\psi_{\mu g}$ 值时,电压状态信号发生变化,进行切换。 $\psi_{\mu g}$ 的概念就是图3-3(b)中六边形磁链的边到中心的距离。

3.4 电压状态的选择

磁链自控制单元可根据霍尔元件的信号来判断定子空间矢量所在的正确区段；转矩调节器提供的开关信号，以实现高性能的转矩调节；磁链调节器提供磁链量开关信号，以保持磁链幅值的恒定。

另外，在电动机控制过程中：非零电压矢量和零电压矢量对转矩变化的作用是不同的，前者可以使转矩上升或下降，而后者总是使转矩下降。在不同的速度范围内二者对转矩作用产生的变化率也在变化。在IM控制中，零电压矢量的加入可以迅速改变转差率，使 T 为负；而在无刷直流电机中无转差的概念， T 只与负载角度 δ 有关，当施加零电压矢量的时候， δ 近似不变， T 也近似不变，因此可以利用零电压矢量来保持转矩基本不变。在转矩预测控制方法中，电压矢量不是作用整个采样周期，而是有一定的占空比，在一个采样周期中可以分为非零电压矢量和零电压矢量。如果使下一采样周期非零电压矢量和零电压矢量共同作用产生的转矩变化等于本周期计算出来的转矩误差，将消除转矩误差。即使出现计算出来的电压矢量作用时间超出采样周期，也可以用满电压矢量来代替，因此是非常易于实现的。^{[19][20]}

根据上面的论述我们可以初步得到 BLDCM 的空间电压矢量及 BLDCM 的直接转矩控制开关表如表 3-1 所示。

T	ψ	I	II	III	IV	V	VI
1	1	V_1 (100001)	V_2 (001001)	V_3 (011000)	V_4 (010010)	V_5 (000110)	V_6 (100100)
	0	V_2 (001001)	V_3 (011000)	V_4 (010010)	V_5 (000110)	V_6 (100100)	V_1 (100001)
	-1	V_3 (011000)	V_4 (010010)	V_5 (000110)	V_6 (100100)	V_1 (100001)	V_2 (001001)
0	1	V_1 (100001)	V_2 (001001)	V_3 (011000)	V_4 (010010)	V_5 (000110)	V_6 (100100)
	0	V_0 (000000)	V_0 (000000)	V_0 (000000)	V_0 (000000)	V_0 (000000)	V_0 (000000)
	-1	V_3 (011000)	V_4 (010010)	V_5 (000110)	V_6 (100100)	V_1 (100001)	V_2 (001001)

表 3-1 无刷直流电机空间电压矢量

3.5 磁链调节^{[21]-[25]}

磁链调节的任务是对磁链量进行调节。在转速较低时，定子磁链会发生畸变，复职会减小，引入了磁链闭环调节。由磁链调节环给出一个定子电压空间矢量，它的主要作用是加大定子磁链幅值。故磁链调节器部分应包括磁链调节器和能检测磁链幅值大小的磁链幅值检测单元。

磁链调节器的结构实际上也是滞环比较器，对磁链幅值进行三点式调节，如图3-6。容差宽度 ε_ψ ，它是定子磁链幅值对于给定值 $\psi_{\mu g}$ 所允许的波动范围。输入信号是定子磁链给定值 $\psi_{\mu g}$ 与磁链反馈值 ψ_f 的差值，输出信号为磁链量开环信号 ψ_o 。磁链调节以三点式调节的方式保证了磁链量的恒定。

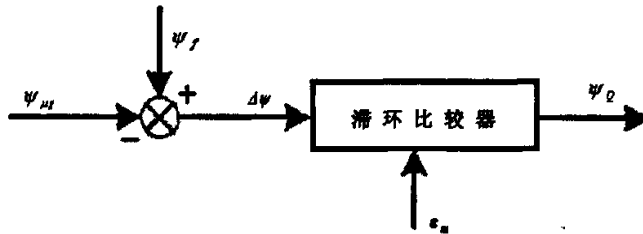


图3-6 磁链调节器

这里，用到了磁链电压的概念，所谓的磁链电压就是指能加大定子磁链幅值的电压向量。任何一个定子电压向量，只要把它通电时，其主要作用只要是加大磁链量，这时电压空间向量就可以成为磁链电压。

为了进行磁链调节，必须检测磁链幅值，此功能由磁链幅值构成单元来完成。对于六边形磁链，磁链量由 $\psi_{\beta a}$ 、 $\psi_{\beta b}$ 和 $\psi_{\beta c}$ 构。由于三个 β 磁链分量对称，即：

$$\psi_{\beta a} + \psi_{\beta b} + \psi_{\beta c} = 0 \quad (3-12)$$

所以定子磁链的幅值为：

$$|\psi| = 0.5(|\psi_{\beta a}| + |\psi_{\beta b}| + |\psi_{\beta c}|) \quad (3-13)$$

3.6 转矩调节器

转矩调节的任务是实现转矩的直接控制。为了更好的控制转矩，转矩调节器必须具备：1 用转矩调节器直接调节转矩；2 在控制调节的同时，用 P/N

调节器控制定子磁链的旋转方向，以加快转矩调节，优化转矩调节效果。

3.6.1 转矩两点式调节器

转矩两点式调节器采用的是施密特触发器，输出状态量 1 和 0。转矩调节器容差为 ε_m ，如图 3-7 所示。调节器的输入信号是转矩给定值 T_g 和转矩反馈值 T_f 和差值 ΔT 。调节的容差 ε_m 由频率调节器给出。输出量是转矩开关信号 T_Q 。调节器采用两点式调节方式。 T_g 可以单独给定，也可以通过速度调节器得到，具体由实际系统需要决定。

3.6.2 P/N 调节器

在转矩调节中采用 P/N 调节器，可以加快转矩的调节过程。P/N 调节器控制定子磁链的反向旋转，以实现转矩的速度减小。其结构图如图 3-7。

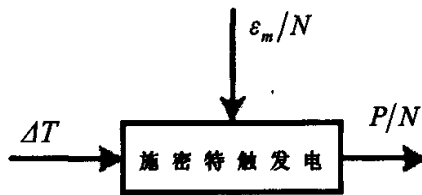


图 3-7 P/N 调节器

P/N 调节器与转矩调节器有相同的结构，它也是由施密特触发器构成，也有调节容差 $\varepsilon_{P/N}$ ，但是 P/N 调节器的容差大于转矩调节器的容差 ε_m 。图 3-8 给出了完整的转矩调节器。它由转矩两点式控制器和 P/N 调节器两部分组成。在给定、反馈转矩差值较大时，P/N 调节器参与调节，加快调节过程。

传统的直接转矩控制是对转矩实行离散式两点调节，当转矩的实际值和给定值之差值小于一定容差时，转矩调节器输出“1”状态，工作电压空间矢量加到电动机上，使定子磁链旋转，磁通角加大，转矩增加；当转矩实际值和给定值的差值大于一定容差时，转矩调节器输出“0”状态，零电压加到电动机上，定子磁链停止不动，磁通角减小，转矩减小。根据定子磁链的反向旋转能够实现转矩迅速减小的特点，可以在转矩调节中采用 P/N 调节器，迅速减小转矩。完整的转矩调节器如图 3-8 所示，表 3-2 示出定义完整的转矩调节器的输出 d_r 。

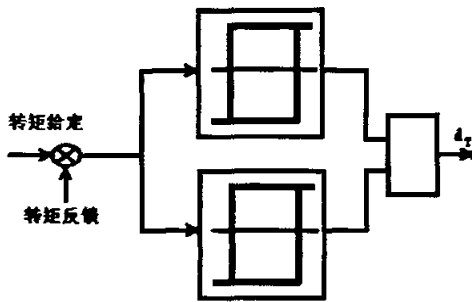


图 3-8 三点式转矩调节器

表 3-2 转矩调节器输出

T_Q	P/N	d_r
1	1	1
1	0	0
0	1	0
0	0	-1

当转矩给定值发生很大突变时，P/N 调节器从“1”态变成“0”态，而 T_Q 也为“0”态的情况下，定义完整的转矩调节器输出 d_r 为“-1”态，此时给出使定子磁链反向旋转的电压空间矢量，使得转矩以大的斜率迅速下降。

3.7 直接转矩控制转矩脉动及其性能的改进

直接转矩控制的根本目的是对电机的转矩实现直接控制，直接转矩控制的名称由此而来，电磁转矩控制性能的好坏直接影响到一个电气传动系统的的动静态性能，因此在直接转矩控制系统中，转矩的控制是最重要的。

传统的DTC是一种粗放的控制方法，对转矩的控制，只控制转矩变化的方向，如增大或减小，不控制增大或减小的大小，是一种Bang-Bang控制。在数字化直接转矩控制中，一个控制周期只输出一个电压空间矢量，且控制周期是固定的，而直接转矩控制的目标是将电磁转矩控制到给定转矩元。当电磁转矩T低于给定转矩时，选择一个电压矢量使转矩增加；当转矩高于给定转矩元时，选择一个电压矢量使转矩减少。

本论文通过模糊控制的介入根据不同电压矢量在转矩和磁链偏差大小中的不同作用来对电机进行更精确和合理的控制，具体的方法将在下一章进一步论述。

第四章 神经网络与模糊逻辑的直接转矩控制系统研究

基于神经与模糊的智能控制技术在直接转矩控制中具有良好的前景。本章利用神经网络建立定子磁链观测器,模糊逻辑推理建立逆变器状态开关选择器,使直接转矩控制系统具有更好的对环境的适应性。

4.1 模糊控制的基本概念

4.1.1 模糊控制概况

随着科学技术的不断发展,人们处理的问题愈加综合化、复杂化,研究的系统也愈加庞大,依靠传统的经典控制理论,其结果已越来越不尽人意。根据互克性原理:当系统的复杂性提高时,使其精确化的能力就会降低。这就意味着随着系统复杂性的增加,对于它的控制不能单纯依靠加大数学模型和算法的复杂程度来提高。传统的电子控制理论中,每一个指令和每一个数据都是和精密准确的程序相配合,当处理的系统复杂时,这样必然需要耗费庞大的计算能力和复杂的硬件系统,却未必使系统的性能得到令人满意的提高。这就需要寻找一种新方法,新理论。自1965年美国加利福尼亚州立伯克利分校计算机系教授扎德发模糊思想,并给出了数学的定量描述方法,标志着模糊数学的诞生。这一理论为处理复杂系统提供了一种全新的思想,并在实际中取得了瞩目的成就。^{[25]-[27]}

模糊理论对于人们处理客观世界的问题提供了一种更接近人类思维的思想和方法,它突破了德国人康特经典集合论的限制,把经典数学“非此即彼”的性质拓宽到“亦此亦彼”,将二值逻辑推入多值逻辑,从而强化了精确数学的内容。将模糊理论应用于控制领域,产生了模糊逻辑控制。

模糊逻辑控制打破了传统控制理论的限制,它是一种新颖的电子信息技术。是能够模拟人脑智能进行随机应变的一种电子控制技术。一个典型的模糊逻辑控制由模糊转换器、模糊推理机和反模糊化器组成。模糊转换器反映了数值和模糊规则之间的一种映射关系,当输入信号进入模糊系统后,所有的模糊规则将依据条件的适应度决定是否被激发,从而利用隶属度等模糊数学的知识来实现信号的提取。模糊推理器与经典控制器相比,更接近人类思维和自然语言系统。根据一种描述专家组织的模糊“IF-THEN”规则的一般化模式,通过模拟人的模糊综合判断推理对因素进行推理、识别和决策。显然,模糊映射和推理具有非线性的特

点,而且近年来, B. Kosko, L. Wang, M. Singh 等人从理论上已经证明了模糊逻辑系统都能以任意精度逼近紧致集上的实连续函数,所以模糊逻辑控制具有非线性函数近似能力,非常适合处理非线性的复杂系统。模糊控制系统的硬件都是基于模糊理论的机理而设计的。从数据处理的形式看,模糊系统采用的是并行处理结构,推理中往往使用的是 $\max\text{-min}$ 运算和模糊数插值原理,而且模糊控制不像经典控制理论需要精确描述系统的传递函数,也不同于现代控制理论那样需要矩阵表示的状态方程。所以从硬件角度看,模糊控制系统处理速度要明显优于传统控制器,所需要的程序和硬件设施也要少得多。模糊系统的核心在于它具有模糊性的语言条件语句,做为模糊控制规则来进行控制,所以模糊系统具有一定的智能性,使得它在实际应用中不仅可以不断调整参数以优化系统,而且对外界环境的变化并不敏感,具有很高的鲁棒性。

4.1.2 模糊集合

模糊集合理论是经典集合理论的扩展。在经典集合理论中,一个元素 u 只能属于集合 A ($u \in A$) 或不属于集合 A ($u \notin A$),二者必居其一,且仅居其一,决不允许模棱两可,体现的是一种非此即彼的概念。而在模糊集合理论中,一个元素 u 既能部分地属于一个模糊集合,又可以部分地属于模糊集合 \bar{A} ,允许模棱两可,体现的是一种亦此亦彼的概念。

一般而言,在不同程度上具有某种特定属性的所有元素的总和叫做模糊集合,用大写字母表示,如 A 表示模糊集合。用于描述模糊集合,并在 $[0, 1]$ 闭区间连续取值的特征函数叫隶属函数,隶属函数一般用 $\mu_A(x)$ 表示,其中 A 表示模糊集合,而 x 是 A 的元素,隶属函数满足:

$$0 \leq \mu_A(x) \leq 1$$

有了隶属函数以后,人们就可以把元素对模糊集合的归属程度恰当地表示出来。一个模糊概念,只要指定论域 U 中各个元素对它的符合程度,这个模糊概念也就得到一种集合表示了。把元素对概念的符合程度看作元素对集合的隶属程度,那么指定各个元素的隶属度也就指定了一个集合。因此模糊集合完全由其隶属函数所刻划。

下面简要介绍一下模糊集合的常用表述:

- 1 空集: 模糊集合的空集是指对所有元素 x , 它的隶属函数为 0, 记作 Φ 即

$$A = \Phi \Leftrightarrow \mu_A(x) = 0$$

- 2 等集: 两个模糊集 A 、 B 中, 若对所有元素 x , 它们的隶属函数相等, 则 A 、 B 也相等, 即

$$A = B \Leftrightarrow \mu_A(x) = \mu_B(x)$$

3 子集：在模糊集 A、B 中，所谓 A 是 B 的子集或 A 包含于 B 中，是指对所有元素 x，有 $\mu_A(x) \leq \mu_B(x)$ ，记作 $A \subset B$ ，即

$$A \subset B \Leftrightarrow \mu_A(x) \leq \mu_B(x)$$

4 并集：模糊集 A 和 B 的并集 C，其隶属函数可表示为 $\mu_C(x) = \max[\mu_A(x), \mu_B(x)]$ ， $\forall x \in U$ ，即

$$C = A \cup B \Leftrightarrow \mu_C(x) = \max[\mu_A(x), \mu_B(x)] = \mu_A(x) \vee \mu_B(x)$$

5 交集：模糊集 A 和 B 的交集 C，其隶属函数可表示为 $\mu_C(x) = \min[\mu_A(x), \mu_B(x)]$ ， $\forall x \in U$ ，即

$$C = A \cap B \Leftrightarrow \mu_C(x) = \min[\mu_A(x), \mu_B(x)] = \mu_A(x) \wedge \mu_B(x)$$

6 补集：模糊集 A 的补集 $B = \bar{A}$ ，其隶属函数可表示为 $\mu_B(x) = 1 - \mu_A(x)$ ， $\forall x \in U$ ，即

$$B = \bar{A} \Leftrightarrow \mu_A(x) = 1 - \mu_B(x)$$

7 模糊集运算的基本性质：与普通集合一样，模糊集满足幂等律、交换律、吸收律、分配律、结合律、摩根定律等，但是，互补律不成立，即

$$A \cup \bar{A} \neq \Omega, A \cap \bar{A} \neq \Phi$$

式中 Ω —整数集； Φ —空集。

4.1.3 基本样条函数的定义与特性

基本样条函数是所有样条函数中具有最小局部支撑的样条函数，因此可通过精确多项式分段插值的方式，对给定的输入/输出数据进行光滑的曲线拟合。

$$N_{i,n} = \begin{cases} 1, & x \in [x_i, x_{i+1}), \quad n=1 \\ 0, & x \notin [x_i, x_{i+1}), \quad n=1 \\ \frac{x-x_i}{x_{i+n-1}-x_i} N_{i,n-1}(x) + \frac{x_{i+n}-x}{x_{i+n}-x_{i+1}} N_{i+1,n-1}(x) & n > 1, \quad i=1, \dots, m \end{cases} \quad (4-1)$$

若给定一组单变量的节点序列： $x_1 < x_2 < x_3 \cdots < x_{m+n}$ ，那么在区间 $[x_1, x_{m+n}]$ 上可定义 n 阶基本样条函数 $N_{i,n}(x)$ 的迭代表达式为式 (4-1)，可知，基本样条函数具有非负性、局部支撑性，即：

$$N_{i,n}(x) = \begin{cases} > 0, & x \in [x_i, x_{i+1}), \\ = 0, & x \notin [x_i, x_{i+1}), \end{cases} \quad (4-2)$$

同时具有单位分割性，即

$$\sum_{i=1}^n N_{i,n}(x) \equiv 1 \quad (4-3)$$

基本样条函数 $N_{i,n}(x)$ 的阶次 n 决定了函数曲线的形状，可用于表征模糊控制中的隶属度函数，而 $i=1, \dots, m$ 恰可表征模糊标记数。由图1可以看出，模糊隶属

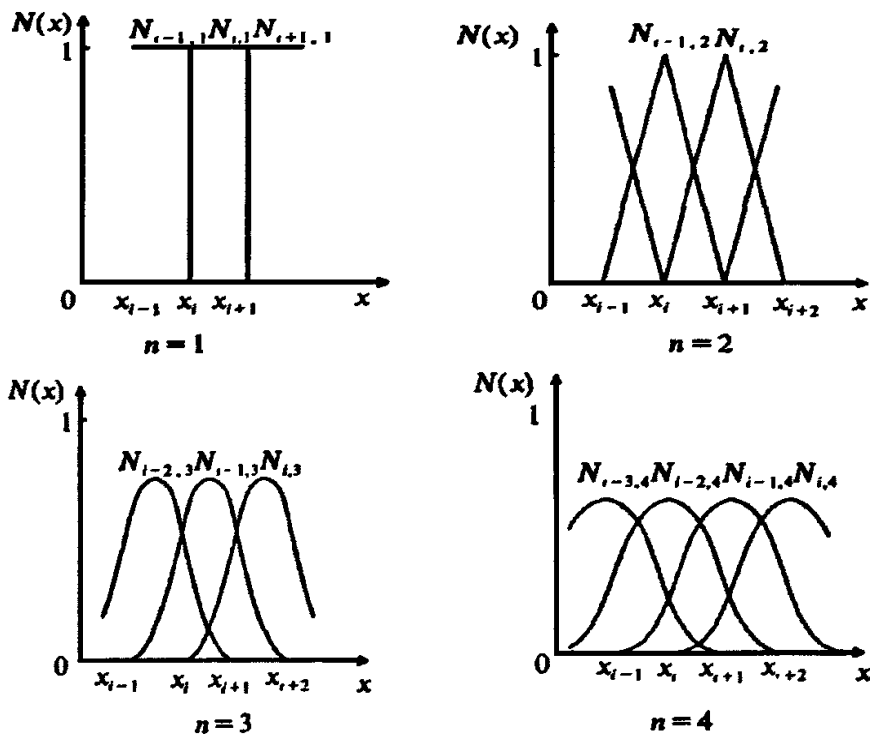


图4-1 模糊控制的隶属度函数

度函数的设置主要依赖于基本样条函数阶次的选择。当 $n=1$ 时，代表矩形隶属函数；当 $n=2$ 时，代表三角形隶属度函数；当 $n=3$ 时，代表二次型隶属度函数；当 $n=4$ 时，代表立方型隶属度函数等。图 4-1 中给出了上面四种情况的样条函数曲线。

4.2 参数自调整的模糊调节器的设计

在控制工程中，人们面临的对象往往是具有模糊性、不确定性、高阶、大滞后等特点。这些对象和过程都很难用精确的数学模型来描述，无刷直流电动机就属于这种强耦合、非线性的对象，用传统的控制理论很难实现对它的精确控制。模糊控制具有将操作者或专家的控制经验和知识表示成语言变量描述的控制规则，然后用这些规则去控制系统的能力。

图4-2中给出模糊控制的结构图。如图所示，要设计一个模糊控制器，首先

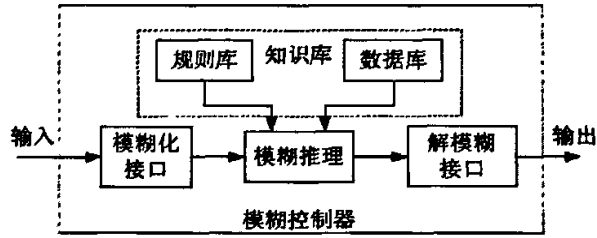


图4-2 模糊控制结构图

要针对输入输出变量建立相应的、适当的输入输出语言变量值，同时还要建立与这些输入输出语言相关的隶属度函数，这个过程完成对模糊子集的定义。输入变量经过模糊化后，转为为模糊输入变量，模糊输入变量经过模糊关系映射为模糊输出变量，模糊输出变量经过模糊关系映射为模糊输出变量，模糊输出变量再经过解模糊后转化为输出变量。由上述模糊控制过程可知模糊控制器主要由以下四部分组成。

4.2.1 模糊化

这部分的作用是将输入的精确量转换成模糊化量。常见的情况是计算 $e = x - y$ 和 de/dt ，其中 r 表示参考输入， y 表示系统输出， e 表示误差。将上述已经计算出的输入量进行尺度变换即量化，使其变换到各自的论域范围。然后将已经变换到论域范围的输入量进行模糊处理，使原来精确的输入量变成模糊量，并用应用的模糊集合来表示。

比较常用的模糊方法是将基本论域分为 n 挡，即取变量的模糊子集论域为： $\{-n, -n+1, \dots, 0, \dots, n-1, n\}$ 。从基本论域 $[a, b]$ 到模糊子集论域 $[-n, +n]$ 的转换公式为：

$$y = \frac{2n}{b-a} \left[x - \frac{a+b}{2} \right] \quad (4-4)$$

一般选择模糊论域中所含元素为模糊词集 2 倍以上，以确保模糊集能较好的覆盖论域，避免出现失控现象。

4.2.2 知识库

通常知识库由数据库和模糊控制规则库两部分组成。数据库主要包括各语言变量的隶属度函数，尺度变换因子和控制空间的分级数等。规则库则包括了用模糊语言变量表示的一系列控制规则，由一系列模糊条件描述的模糊控制规则组成，他们反映了控制专家的经验 and 知识，与模糊控制规则相关的主要有：过程状态输入变量和控制输出变量的选择、模糊控制规则的建立和模糊控制规则的完整性、兼容性和抗干扰性。

模糊控制规则库的建立大致有四种方法:

1 通过总结专家的经验,并用适当的语言来加以描述,最终可表示成模糊控制规则的形式;

2 通过观察人类控制行为,并将其控制的思想提炼出一套基于模糊条件语言类型的控制规则,从而建立模糊规则库;

3 通过建立被控对象的模糊模型来实现一建立模糊控制规则一样的“IF-THEN”形式来描述被控对象的动态特性。在模糊控制中,被控对象的模型是运用多个控制规则来描述的;

4 许多模糊控制主要是用来模仿人的决策行为的,但很少能够根据经验和知识产生模糊控制规则并用它们进行修改的能力。随着模糊自组织控制的出现,使得模糊控制器具有自身学习能力,并具有了通过学习产生合适的控制规则的能力。

4.2.3 模糊语言

1 语言变量

Zadeh 在 1975 年提出了语言变量的概念,语言变量实际上是一种模糊变量,它用词句而不是用数学来表示变量的“值”,通过引入语言变量,就构成模糊语言逻辑。

语言变量是由一个五元体 $(N, T(N), U, M, G)$ 来表征的变量,五元体中各个元的意义如下:

- (1) N 是变量名称,即单词 x ,如年龄、高矮、颜色、体积等。
- (2) $T(N)$ 是 N 的语言真值的集合,每个语言真值都是 U 上的模糊集合。
- (3) U 是 N 的论域,例如, N 是“年龄”时,则 U 可以取 $[0, 100]$ 岁。
- (4) M 是词义规则,词义用 $M(x) \in U$,词义规则 M 规定了 U 中元素 x 对 $M(x)$ 的隶属度。
- (5) G 是词法规则,它规定原子词,即原始项构成合成项之后的词义变化。

2 模糊语句

将含有模糊概念的,按给定的语法规则所构成的语句称为模糊语句。根据其语义和构成的语法规则不同,可以分为下述几种类型:

(1) 模糊陈述句 模糊陈述句是相对于具有清晰概念的一般陈述句而言,指的是该陈述句中含有模糊概念,或陈述句本身具有模糊性,又称为模糊命题。例如:“今天空气湿度很大”,“这幢大楼十分宏伟”

(2) 模糊判断句 模糊判断句是模糊推理中最基本的语句,又称为陈述判断句。语句形式:“ x 是 a ”,记作 (a) 。当词 a 所表示的概念是清晰的:“ x 是 a

“的判断结果要么是真为 1，要么是假为 0；当词 a 所表示的概念是模糊的：“x 是 a”的判断没有绝对真或假，则称 (a) 为模糊判断句，这时 (a) 对 x 的真假将由 x 对模糊集合 A 的隶属度给出。

4.2.4 模糊推理

模糊推理是模糊控制器的核心，是一种近似的推理，由于本文提出的模糊控制器是一种双输入单输出的模糊控制系统。因此，下面介绍一下三输入单输出的模糊条件语句。

三输入单输出的模糊条件语句的基本形式是 if A and B and C then O，设 A、B、C、O 分别为论域 U、V、W、X 上的模糊集合，其中 A、B、C 是模糊控制的输入模糊集合。O 是其输出模糊集合。

已知逻辑关系： $(A \text{ and } B \text{ and } C) \rightarrow O$ 以及 A^* 、 B^* 和 C^* ，求 O^* 。

$$R = (A \times B \times C) \times O \quad (4-5)$$

$$\mu_R(x, y, z, o) = \mu_A(x) \wedge \mu_B(y) \wedge \mu_C(z) \wedge \mu_O(o) \quad (4-6)$$

$$C^* = (A^* \times B^* \times C^*) \bullet [(A \times B \times C) \times O] \quad (4-7)$$

$$\begin{aligned} \mu_{O^*}(z) &= \bigvee_{x \in U, y \in V, z \in W} \{ \mu_{A^*}(x) \wedge \mu_{B^*}(y) \wedge \mu_{C^*}(z) \} \wedge [\mu_A(x) \wedge \mu_B(y) \wedge \mu_C(z) \wedge \mu_O(o)] \\ &= \bigvee_{x \in U} \{ \mu_{A^*}(x) \wedge [\mu_A(x) \wedge \mu_O(o)] \} \wedge \bigvee_{y \in V} \{ \mu_{B^*}(y) \wedge [\mu_B(y) \wedge \mu_O(o)] \} \\ &\quad \wedge \bigvee_{z \in W} \{ \mu_{C^*}(z) \wedge [\mu_C(z) \wedge \mu_O(o)] \} \\ &= (a_A \wedge \mu_O(o)) \wedge (a_B \wedge \mu_O(o)) \wedge (a_C \wedge \mu_O(o)) \\ &= (a_A \wedge a_B \wedge a_C) \wedge \mu_O(o) \end{aligned} \quad (4-8)$$

式中 $a_A = \bigvee_{x \in U} (\mu_{A^*}(x) \wedge \mu_A(x))$ 系指模糊集合 A^* 与 A 交集的高度，亦可看成是 A^* 对 A 的适配程度。 $a_B = \bigvee_{y \in V} (\mu_{B^*}(y) \wedge \mu_B(y))$ 系指模糊集合 B^* 与 B 交集的高度，亦可看成是 B^* 对 B 的适配程度。 $a_C = \bigvee_{z \in W} (\mu_{C^*}(z) \wedge \mu_C(z))$ 系指模糊集合 C^* 与 C 交集的高度，亦可看成是 C^* 对 C 的适配程度。

不难看出，在求出 a_A 和 a_B 和 a_C 以后，取这个三个适配度中较小的一个值作为总的模糊控制推理前件的适配度，然后再以次为基础切割后件的隶属函数，便得到结论 O^* 。按照步骤 3)，对 e 和 e_c 论域中的全部元素的所有组合进行计算，便可计算出模糊控制量的输出 O^* ，并制成模糊控制规则表。采用隶属度最大的规则进行模糊决策，将 O 经过清晰化转换成相应的确定量。系统运行时通过查表得到的输出控制量，还需乘上适当的比例因子 K_u 。为了更好的改善系统的动静性能，需要对模糊控制的量化因子和比例因子进行在线整定。由无刷直流电动机

组成的传动系统可以看成是一个二阶系统, 根据对控制经验的总结, 对参数进行修正。它不需要系统精确的数学模型, 对无刷直流电动机的电源扰动以及内阻变化等不敏感, 在速度偏差较大的情况下, 使系统迅速跟踪指令给定。并且提高了系统实时性; 使系统在不同的电流段平滑过渡。

4.3 直接转矩模糊控制系统

直接转矩模糊控制方法是将定子磁链误差 E_ψ 、转矩误差 E_T 和 θ 作为模糊器输入, 逆变器的开关状态作为输出, 在模糊化过程中, 将模糊变量 E_ψ 取3个模糊量, 分别是: 正(P), 零(Z), 负(N)。^{[28]-[30]}转矩是控制的主要目的, 将模糊变量 E_T 取5个模糊量, 分别是: 正大(PL), 正小(PS), 零(Z), 负小(NS), 负大(NL)。在这里, θ 在平面上分为6个区间见图, 转矩和磁链隶属函数如图4-3和图4-4所示。

表4-1 模糊控制规则表

ψ	T	I	II	III	IV	V	VI
N	NL	V_1 (100001)	V_2 (001001)	V_3 (011000)	V_4 (010010)	V_5 (000110)	V_6 (100100)
N	NS	V_1 (100001)	V_2 (001001)	V_3 (011000)	V_4 (010010)	V_5 (000110)	V_6 (100100)
N	Z	V_6 (100100)	V_1 (100001)	V_2 (001001)	V_3 (011000)	V_4 (010010)	V_5 (000110)
N	PS	V_6 (100100)	V_1 (100001)	V_2 (001001)	V_3 (011000)	V_4 (010010)	V_5 (000110)
N	PL	V_5 (000110)	V_6 (100100)	V_1 (100001)	V_2 (001001)	V_3 (011000)	V_4 (010010)
Z	NL	V_2 (001001)	V_3 (011000)	V_4 (010010)	V_5 (000110)	V_6 (100100)	V_1 (100001)
Z	NS	V_2 (001001)	V_3 (011000)	V_4 (010010)	V_5 (000110)	V_6 (100100)	V_1 (100001)
Z	Z	V_0 (000000)	V_0 (000000)	V_0 (000000)	V_0 (000000)	V_0 (000000)	V_0 (000000)
Z	PS	V_4 (010010)	V_5 (000110)	V_6 (100100)	V_1 (100001)	V_2 (001001)	V_3 (011000)
Z	PL	V_5 (000110)	V_6 (100100)	V_1 (100001)	V_2 (001001)	V_3 (011000)	V_4 (010010)
P	NL	V_2 (001001)	V_3 (011000)	V_4 (010010)	V_5 (000110)	V_6 (100100)	V_1 (100001)
P	NS	V_2 (001001)	V_3 (011000)	V_4 (010010)	V_5 (000110)	V_6 (100100)	V_1 (100001)
P	Z	V_3 (011000)	V_4 (010010)	V_5 (000110)	V_6 (100100)	V_1 (100001)	V_2 (001001)
P	PS	V_3 (011000)	V_4 (010010)	V_5 (000110)	V_6 (100100)	V_1 (100001)	V_2 (001001)
P	PL	V_4 (010010)	V_5 (000110)	V_6 (100100)	V_1 (100001)	V_2 (001001)	V_3 (011000)

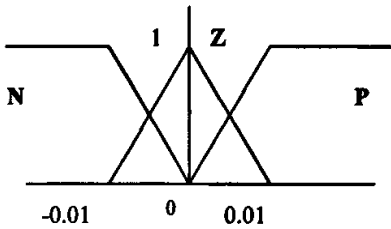


图4-3 磁链隶属度函数

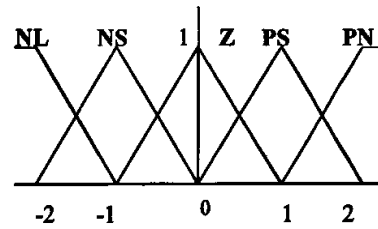


图4-4 转矩隶属度函数

再根据上面给出的无刷直流电机的空间电压矢量可得到控制规则表如表 4-1 所示。模糊控制器采用 Mamdani 推理算法，解模糊化过程采用 max-min 法。在模糊控制规则表中， E_r 和 E_v 很小时根据上面的论述，选择零电压作为输出，保持转矩和磁链不变，零电压矢量选择比负电压矢量对转矩和磁链产生脉动小，能较好地控制转矩脉动。

4.4 神经网络介绍

4.4.1 神经网络的发展现状

神经网络 (Neural Network) 的研究已经有了较长的历史，人们试图通过人工神经网络模仿脑神经的活动，力图建立脑神经活动的数学模型。最早的研究是上世纪四十年代，到了今天神经网络的研究已经趋于系统化。神经网络是由大量人工神经元 (处理单元) 广泛互联而成的网络，它是在现代神经生物学和认识科学对人类信息处理研究的基础上提出来的，具有很强的自适应性和学习能力、非线性映射能力、鲁棒性和容错能力。随着被控系统越来越来越复杂，人们对控制系统的要求越来越高，特别是要求控制系统能适应不确定性、时变对象与环境。传统的基于精确模型的控制方法难以适应要求。神经网络技术以分布的方式存储信息利用网络的拓扑结构和劝止分布实现非线性映射，并利用全局并行处理实现从输入空间到输出空间的非线性信息变换。迄今为止，神经网络在研究方法上已形成了多个流派，最富有成果的研究工作包括：多层网络 BP 算法，Hopfield 网络模型，自适应共振理论 (ART)，自组织特征映射理论等等。^[31]

神经网络是一大规模并行分布处理信息的非线性动力学系统，正是由于它的非线性动力学特性，才在更高层次上体现了人脑的智能行为，并为智能控制提供了新途径。神经网络的智能处理能力及控制系统所面临的严重的挑战是神经网络控制发展的动力，神经网络对于控制界的吸引力在于：

1 神经网络良好的映射逼近能力，虽然单个神经元的输入/输出关系比较简单，但理论上证明，任何连续函数都可由多层神经网络以任意程度逼近。神经网络

网络的这种用简单个体的群体效应来解决复杂问题的性质是与当前非线性复杂系统的研究成果相一致的；

2 神经网络以公布方式贮存信息，所有定量或定性的信息都等势地分布存贮于网络的各神经元。各神经元间广泛连接，即使网络中部分单元损坏，也不影响整体的功能。网络本身具有良好的可靠性，鲁棒性和容错性；

3 神经网络采用了并行处理方式来处理信息，使大量信息的快速运算成为可能；

4 神经网络改变了 Von Neumann 计算机信息的存贮方式，把存贮内容和地址合在一起，构成联想记忆存贮器（CAM），网络具有自学习，自适应，归纳等智能性功能，能够适应系统复杂多变的动态特性。

4.4.2 神经网络控制系统的介绍

常规PID控制方法是一种成熟的控制策略，在实际中得以广泛的应用，但它需要建立描述动态系统的精确的数学模型，对于未知动态变化的系统要建立精确的数学模型是比较困难的。比如干扰、参数漂移和噪声等不可能在很高的精度下进行模型化。人工神经网络具有大规模并行性、冗余性、容错性、本质的非线性及自组织、自学习、自适应能力，已经成功地应用于许多不同的领域。神经网络用于控制的最大优越性是可以处理那些难以用模型或规则描述的过程或系统，这个优越性适用于高性能驱动系统。例如在未知精确数学模型情况下，神经网络能够产生一个电力驱动系统输入与输出间的非线性映射关系。在实际研究和应用的过程中，产生了许多种不同类型的控制策略，主要有：

1 神经网络专家控制：神经网络是输入输出关系的数学映射，专家系统则是一种知识性表达，擅长于解释型推理。将二者结合起来，可以发挥各自的优势，图4-5就是这样一种结构。EC为对动态系统P进行控制的基于规则的专家控制。NC为神经控制器。运行监控器EM的专家系统将监控整个系统的运行情况。系统可能处于以下三种状态之一：EC单独运行、EC与NC同时运行和NC单独运行。监控器EM负责管理它们之间的切换。

2 神经网络模糊控制：现实世界中大量存在的是不确定和难以分类界定的事物，无法用逻辑推理和直觉来描述，模糊理论就是研究这类具有不精确性和模糊性的问题。图4-6为神经网络模糊控制的结构，NNC进行学习，模糊控制器进行似然推理，使得输出的控制信号平滑，同时加快了学习速度。

这种多层神经网络通常包含三层：输入层、隐含层和输出层，每层由许多神经元组成，输入层和输出层神经元的数目由所选择输入、输出变量数目决定。隐含层数目和神经元数目取决于系统动态性能和期望的精度，通常在许多应用中一

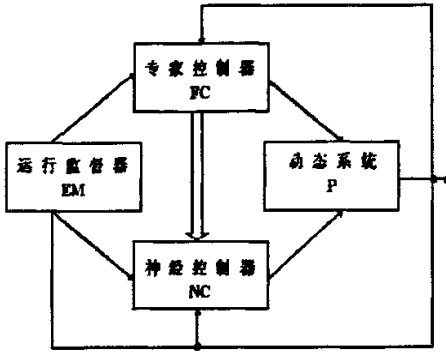


图4-5 神经网络专家控制框图

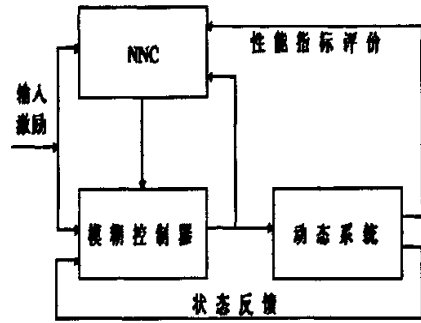


图4-6 神经网络模糊控制框图

层隐含层就足够了。所有层间相邻神经元是相互连接的，连接强度取决于神经网络的权值，同层内的神经元之间没有连接。

神经元是神经网络的基本计算单元，一般是多个输入、一个输出的非线性单元，可以有内部反馈和阈值。神经元所接受的输入信号的总和尚不能反映神经元输入和输出之间所应有的各种关系，还需要进一步用一个特征函数来刻画这种关系，且产生一个新的输出。一般特性函数可表示为：

$$net_{pj} = \sum_i W_{ji} O_{pi} \tag{4-9}$$

$$O_{pj} = f_j(net_{pj} + \theta_j) \tag{4-10}$$

其中 p 表示当前的输入样本， W_{ji} 为从神经元 i 到神经元 j 的连接权值， O_{pi} 为神经元 i 的当前输入， O_{pj} 为其输出， θ_j 为阈值， f_j 为非线性可微非递减函数，一般取为S形函数，即 $f_j(x) = 1/(1+e^{-x})$ 。

神经网络训练最常用的方法是误差反向传播法（BP算法）。BP算法是基于梯度搜索技术，减小一个能量函数的平方误差。这个求最小值的过程就是调整神经网络的权值过程。

设网络输出误差为：

$$E_p = \frac{1}{2} \sum_j (t_{pj} - O_{pj})^2 \tag{4-11}$$

则能量函数为：

$$E = \sum_p E_p = \frac{1}{2} \sum_p \sum_j (t_{pj} - O_{pj})^2 \tag{4-12}$$

其中, t_n 为理想输出, o_n 为实际输出。一种通用的学习训练规则为:

$$W_{ij}^{k+1} = W_{ij}(k) + \eta \frac{\partial E}{\partial W_{ij}(k)} + \beta \Delta W_{ij}(k) \quad (4-13)$$

这里 k 是迭代数, η 是自适应学习速率, β 是动量常数, $\Delta W_{ij}(k)$ 是权系数变化量。

BP 神经网络的优点就在于结构和算法简单, 便于在线实现。但网络收敛速度慢; 有时会收敛到局部最优点, 而非全局最优点是其主要缺点。对于这种缺点可以采用附加动量因子的自适应 BP 算法加以解决。

4.5 神经网络预测控制原理

4.5.1 预测控制原理介绍

神经网络预测控制器用非线性神经网络模型模拟被控对象的动力学特性, 并预测未来被控对象的模型性能, 采用最优控制器给出控制对象的输入。预测控制可以分为三个部分: 对象辨识、模拟输出和滚动优化。控制器计算控制对象输入, 并且预测控制对象在该输入作用下的一段指定时间内的响应特性。模型预测分为两步: (1) 辨识被控对象, 生成神经网络模型; (2) 使用控制器预测神经网络未来的性能。神经网络预测控制的第一步就是让神经网络学习被控对象的动力学特性。通过一组随机信号的激励加到被控对象与已知结构的一个神经网络上, 得到的输出误差作为样本, 用于训练神经网络。系统辨识就是根据训练样本的输入和输出值, 采用 BP 算法来生成与对象匹配的神经网络的过程。既可以离线训练, 也可以在线训练。该过程可用图 4-7 表示。图中, \hat{r}_n 训练的随机 PWM 样本输入序列, $\hat{\omega}_n$ 神经网络模型输出转速序列, ω_n 无刷直流电动机转速样本输出序列, e 转速输出误差。

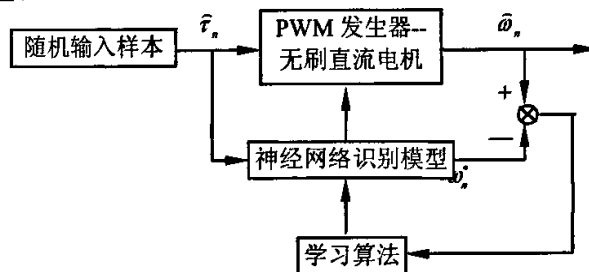


图4-7 神经网络模型得辨识与训练

完成神经网络训练后, 结合最优化算法就可以进行无刷直流电动机的模型预测控制。模型预测方法是基于水平后退方法, 神经网络模型预测在指定时间内对对象的响应。预测采用最优化方法来确定控制信号。

4.5.2 无刷直流电动机的 PWM 预测数学模型

无刷直流电机的经典数学模型为：

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r & 0 & 0 \\ 0 & r & 0 \\ 0 & 0 & r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L-M & 0 & 0 \\ 0 & L-M & 0 \\ 0 & 0 & L-M \end{bmatrix} \bullet P \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (4-14)$$

无刷直流电动机由于运行过程中不停地换相（对于PWM 控制方式，其通断控制更加明显），所以动态特性比较复杂。电动机为二二工作制（除了换相重叠，任意时刻都只有两相导通），采用单极性PWM 方式，上桥臂由控制器提供的PWM信号控制导通和关断，下桥臂根据导通逻辑工作。不考虑换相重叠过程和齿槽因数对于反电势系数 $\lambda(\delta)$ 的影响，认为 $\lambda(\delta)$ 的被顶部分为常值。化简经典数学模型后可得：

$$\frac{U_d}{2} = L \frac{di}{dt} + Ri + \lambda\omega \quad (4-15)$$

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{P}{J} (\lambda i - T_l - D\omega) \quad (4-16)$$

合并（7）、（8）两式可以得到一个二阶系统：

$$\frac{d^2\omega}{dt^2} = \frac{p}{J} \left[\lambda \frac{di}{dt} - D \frac{d\omega}{dt} \right] = \frac{p}{J} \left[\lambda \left(\frac{U_d}{2L} - \frac{R}{L} i - \frac{\lambda}{L} \omega \right) - \frac{pD}{J} (\lambda i - T_l - D\omega) \right] \quad (4-17)$$

离散话以后，其中 $\frac{d\omega}{dt} = \frac{\omega_{n+1} - \omega_n}{\Delta T}$ ， $\frac{di}{dt} = \frac{i_{n+1} - i_n}{\Delta T}$ ， $\frac{d^2\omega}{dt^2} = \frac{\omega_{n+1} + \omega_{n-1} - 2\omega_n}{(\Delta T)^2}$ ，并利用

用实际转速和电流采样值 ω_{n-1}^* ， ω_n^* ， i_n^* 代替 ω_{n-1} ， ω_n ， i_n 得到：

$$U_{dn} = a_1 \omega_{n+1} + a_2 \omega_n + a_3 \omega_{n-1} + a_4 i_n + a_5 \quad (4-18)$$

其中： $a_1 = \frac{2LJ}{p\Delta T^2}$ ， $a_2 = \frac{4LJ}{p\Delta T^2} + 2\lambda^2 - \frac{2pLD^2}{J}$ ， $a_3 = \frac{2LJ}{p\Delta T^2}$ ， $a_4 = 2\lambda R + \frac{2pL\lambda}{J}$ ，

$$a_5 = \frac{2pLD}{J}$$

可以得到第n周期内PWM的占空比 τ_n 表达式为：

$$\tau_n = \begin{cases} 1 & U_{dn} \geq U_d \\ \frac{U_{dn}}{U_d} & U_d > U_{dn} > 0 \\ 0 & U_{dn} \leq 0 \end{cases} \quad (4-19)$$

U_m 为第 $n+1$ 周期内的电压平均值, U_d 为直流侧母线电压。因此, 只要按照式根据 ω_{n-1}^* , ω_n^* , i_n^* 和 $n+1$ 时刻的期望转矩按照式 (4-12)、(4-13) 就可以预测下一周期 PWM 的占空比。这里用了一次预测形式, 实际为了控制精度更高, 可以结合最优化算法给出高次预测形式。

4.6 BP 神经网络与预测控制

4.6.1 BP 人工神经网络

误差反向传播神经网络, 简称BP网络 (Back Propagation), 是一种单向传播的多层前向网络, 在模式识别、图像处理、系统辨识、函数拟合、优化计算、最优预测和自适应控制等领域有着较为广泛的应用。

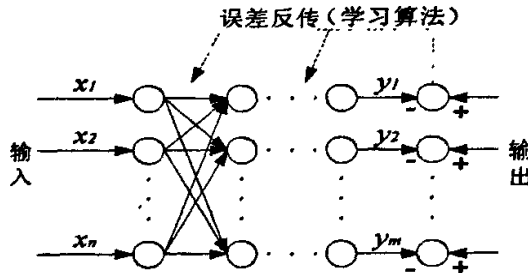


图4-8 BP神经网络结构图

误差反向传播BP算法简称BP算法, 其基本思想是最小二乘法。它采用梯度搜索技术, 使网络的实际输出值与期望输出值的偏差均方值为最小。图4-8所示BP神经网络的结构一般包含输入层、中间(隐含)层和输出层, 中间层可以有多个, 每层分配以一定数量的神经元。隐层节点数目过少, 网络将不能建立复杂的判断界, 使网络根本无法训练; 如果隐层节点数目刚刚够, 网络可以训练, 但鲁棒性不好, 容错性差, 不能识别以前没有见过的样本; 而当节点数目过多, 学习时间过长, 使网络的泛化能力降低。因此对于确定的控制对象, BP网络应选取较为适合的隐层节点数。一般情况下可按如下的经验公式:

$$n_H = \sqrt{n_i + n_o} + 1 \quad (4-20)$$

式中 n_H 为隐含层神经元数目; n_i 为输入层神经元数目; n_o 为输出层神经元数目; l 为1-10之间的整数。

图4-9给出了神经网络算法流程图, 该网络实质上是一个4维向量到标量的非线性变换器。输出层和输入层采用线性变换函数, 即, $f(x) = kx + b$ 。隐含层采用tan sigmoid函数, $f(x) = \frac{1 - e^{-x}}{1 + e^{-x}}$ 。BP神经网络算法可分为信号正向传递和误

差反向传播。

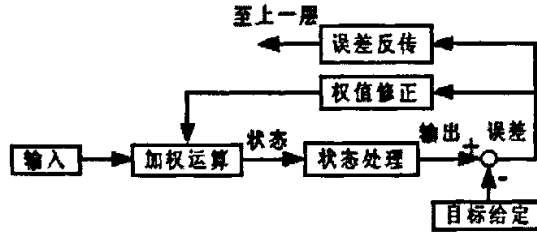


图4-9 BP网络的算法流程图

从第m层到m+1层的信号传递公式为：

$$\begin{bmatrix} {}^{m+1}a_1(k) \\ {}^{m+1}a_2(k) \\ \vdots \\ {}^{m+1}a_{2m+1}(k) \end{bmatrix} = {}^{m+1}f \left\{ \begin{bmatrix} {}^{m+1}w_{1,1}(k) & \cdots & {}^{m+1}w_{1,2m}(k) \\ {}^{m+1}w_{2,1}(k) & \cdots & {}^{m+1}w_{2,2m}(k) \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ {}^{m+1}w_{2m+1,1}(k) & \cdots & {}^{m+1}w_{2m+1,2m}(k) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} {}^m a_1(k) \\ {}^m a_2(k) \\ \vdots \\ {}^m a_{2m}(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} {}^{m+1}b_1(k) \\ {}^{m+1}b_2(k) \\ \vdots \\ {}^{m+1}b_{2m+1}(k) \end{bmatrix} \right\} \quad (4-21)$$

上式中，左上标表示神经元参数所在的层数，右下标表述神经元序号；权值第一个右下标表示目标神经元，第二个下标表示源神经元，权值矩阵的行号，k表示步数。图1神经网络的信号前向传递算法为：

$${}^4 a = {}^4 f \left({}^4 W \left({}^3 f \left({}^3 W \left({}^2 f \left({}^1 W \left({}^0 a \right) + {}^1 b \right) \right) \right) + {}^2 b \right) \right) + {}^3 b \quad (4-22)$$

网络输入 ${}^0 a = P$ ，网络输出 $a = {}^4 a$ 。

给定一组训练样本 $\{P(k), t(k)\}$ ， $k = 1, \dots, Q$ 。第k步第m+1层误差目标函数为：

$${}^{m+1}F(k) = ({}^{m+1}t(k) - {}^{m+1}a(k))^T ({}^{m+1}t(k) - {}^{m+1}a(k)) \quad (4-23)$$

从第m层到第m+1层，源为j目标为I的神经元之间的连接权值修正方法为：

$$\begin{aligned} {}^{m+1}w_{i,j}(k+1) &= {}^{m+1}w_{i,j}(k) + \alpha \frac{\partial {}^{m+1}F(k)}{\partial {}^{m+1}w_{i,j}(k)}, \\ {}^{m+1}b_i(k+1) &= {}^{m+1}b_i(k) + \alpha \frac{\partial {}^{m+1}F(k)}{\partial {}^{m+1}b_i(k)} \end{aligned} \quad (4-24)$$

定义 $S_i^{m+1} = \frac{\partial {}^{m+1}F(k)}{\partial ({}^{m+1}n_j(k))}$ ，表示误差对于第m+1层第I个神经元的状态的敏感程度，由(4-16)式可得：

$$\begin{aligned} {}^{m+1}w_{i,j}(k+1) &= {}^{m+1}w_{i,j}(k) - \alpha S_i^{m+1} ({}^m a)^T, \\ {}^{m+1}b_i(k+1) &= {}^{m+1}b_i(k) - \alpha S_i^{m+1} \end{aligned} \quad (4-25)$$

定义 $S^{m+1} = \left[\frac{\partial {}^{m+1}F(k)}{\partial ({}^{m+1}n_1(k))}, \frac{\partial {}^{m+1}F(k)}{\partial ({}^{m+1}n_2(k))}, \dots, \frac{\partial {}^{m+1}F(k)}{\partial ({}^{m+1}n_{2m+1}(k))} \right]$ 为第m+1层到第m层

得jacob矩阵为:

$$\frac{\partial \begin{pmatrix} n^{m+1}(k) \\ \vdots \\ n^{m+1}(k) \end{pmatrix}}{\partial \begin{pmatrix} n^m(k) \\ \vdots \\ n^m(k) \end{pmatrix}} = \begin{bmatrix} \frac{\partial(n^{m+1}_1(k))}{\partial(n^m_1(k))} & \frac{\partial(n^{m+1}_1(k))}{\partial(n^m_2(k))} & \dots & \frac{\partial(n^{m+1}_1(k))}{\partial(n^m_{S_m}(k))} \\ \frac{\partial(n^{m+1}_2(k))}{\partial(n^m_1(k))} & \frac{\partial(n^{m+1}_2(k))}{\partial(n^m_2(k))} & \dots & \frac{\partial(n^{m+1}_2(k))}{\partial(n^m_{S_m}(k))} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{\partial(n^{m+1}_{S_{m+1}}(k))}{\partial(n^m_1(k))} & \frac{\partial(n^{m+1}_{S_{m+1}}(k))}{\partial(n^m_2(k))} & \dots & \frac{\partial(n^{m+1}_{S_{m+1}}(k))}{\partial(n^m_{S_m}(k))} \end{bmatrix} \quad (4-26)$$

将上式整理后可得到:

$$S^m = \begin{bmatrix} {}^m f(n^m_2(k)) & & & \\ & {}^m f(n^m_2(k)) & & \\ & & \ddots & \\ & & & {}^m f(n^m_{S_m}(k)) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} {}^{m+1} w_{1,1}(k) & {}^{m+1} w_{1,2}(k) & \dots & {}^{m+1} w_{1,S_m}(k) \\ {}^{m+1} w_{2,1}(k) & {}^{m+1} w_{2,2}(k) & \dots & {}^{m+1} w_{2,S_m}(k) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ {}^{m+1} w_{S_{m+1},1}(k) & {}^{m+1} w_{S_{m+1},2}(k) & \dots & {}^{m+1} w_{S_{m+1},S_m}(k) \end{bmatrix} S^{m+1} \quad (4-27)$$

$$S^M = -2 \begin{bmatrix} {}^M f(n^M_1(k)) & & & \\ & {}^M f(n^M_2(k)) & & \\ & & \ddots & \\ & & & {}^M f(n^M_{S_M}(k)) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} {}^M t_1(k) - {}^M a_1(k) \\ {}^M t_2(k) - {}^M a_2(k) \\ \vdots \\ {}^M t_{S_M}(k) - {}^M a_{S_M}(k) \end{bmatrix} \quad (4-28)$$

将(4-27)、(4-28)式代入(2-25)中,就可以得到权值修正算法。

4.6.2 BP 神经网络在直接转矩控制中的应用

在直接转矩控制中准确计算出定子磁链是直接转矩控制的重要部分。在全速域 $u-n$ 磁链模型中,磁链是静止坐标系 $\alpha-\beta$ 中定子电流、定子电压和电动机转速的非线性函数。神经网络具有很强的模拟非线性系统的能力,考虑到系统的响应速度,用三层前向 BP 网络建立定子磁链观测器,理论上已证明这种网络只要

隐层数目足够多就可映射任意函数。网络结构如图 4-10 所示，网络输入层为 5 个神经元，分别对应定子电流 i_{sa} 、 i_{sb} ，定子电压 u_{sa} 、 u_{sb} ，以及电动机转速 ω 。输出层为 2 个单元，对应定子磁链 ψ_{sa} 、 ψ_{sb} 。输入层与隐层间激活函数

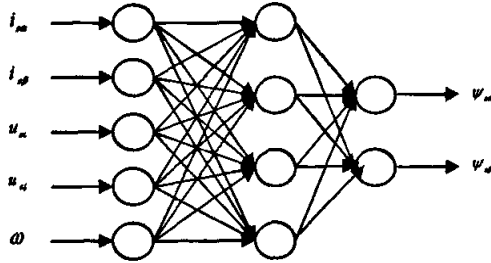


图 4-10 神经网络结构图

采用 tansig ，隐层与输出层间激活函数为 purelin ，隐层单元个数根据仿真结果确定。

BP 网络的数学模型为：

$$a^{m+1} = f^{m+1}(w^{m+1}a^m + b^{m+1}) \quad (m = 0, 1, 2, \dots, M-1, a^0 = p) \quad (4-29)$$

其中， M 为网络层数， a^m 和 a^{m+1} 分别为第 m 层和第 $m+1$ 层网络输出向量， w^{m+1} 为第 $m+1$ 层网络的权因子向量， f^{m+1} 为第 m 层网络激活函数， b^{m+1} 为第 $m+1$ 层网络阈值向量， p 为网络输入向量。在多层网络中，某一层的输出成为下一层的输入，并且每输入一个样本 p ，便将网络输出 a 与目标输出 t 相比较，算法将调整网络参数以使均方误差最小。用第 k 次迭代的均方误差 $F(x)$ 代替均方误差期望值，

$$F(x) = [t(k) - a(k)]^T [t(k) - a(k)] = [e(k)]^T e(k) \quad (4-30)$$

则近似误差的最快下降算法为：

$$\omega_{ij}^m(k+1) = \omega_{ij}^m(k) - \alpha (\partial F / \partial \omega_{ij}^m) \quad (4-31)$$

$$b_i^m(k+1) = b_i^m(k) - \alpha (\partial F / \partial b_i) \quad (\alpha \text{ 为学习速率}) \quad (4-32)$$

定义 $s_i^m = \partial F / \partial n_i^m$ 是 F 对 m 层的输入的第 i 个元素变化的敏感性，则近似最快下降法表示为

$$\omega_{ij}^m(k+1) = \omega_{ij}^m(k) - \alpha s_i^m a_j^{m-1} \quad (4-33)$$

$$b_i^m(k+1) = b_i^m(k) - \alpha s_i^m \quad (4-34)$$

第 m 层的敏感性用第 $m+1$ 层的敏感性表示，即敏感性的反向传播表示为

$$s^m = \partial F / \partial n^m = (\partial n^{m+1} / \partial n^m)^T (\partial F / \partial n^{m+1}) \quad (4-35)$$

近似最快下降法更新权值和偏置量为：

$$w^m(k+1) = w^m(k) - \alpha s^m (a^{m-1})^T \quad (4-36)$$

$$b^m(k+1) = b^m(k) - \alpha s^m \quad (4-37)$$

在此算法中当学习速率较小，算法收敛速度很慢，当学习速率太大时，算法会产生震荡引起不稳定。所以加入动量因子 $\gamma(0 \leq \gamma < 1)$ ，可在维持算法稳定的前提下提高收敛速度，修正公式为：

$$w^m(k) = \gamma \Delta w^m(k-1) - (1-\gamma) \alpha s^m (a^{m-1})^T \quad (4-38)$$

$$\Delta b^m(k) = \gamma \Delta b^m(k+1) - (1-\gamma) \alpha s^m \quad (4-39)$$

动量因子的加入，可平滑轨迹中的震荡，当轨迹进入某个一致方向后，能加速收敛。

4.7 BP 神经网络学习算法的步骤

- 1 初始化网络参数：置所有权值为规定范围（-1 到+1 之间）内的随机数，设定步长 η 以及惯性项校正系数 α 、权值收敛因子 ε 及误差收敛因子 β 的初值；
 - 2 提供训练集：给定输入向量 $X = \{x_1, x_2, x_3\}$ 和期望的目标输出向量 $D = \{d\}$ ；
 - 3 学习开始：
 - a) 计算实际输出，按式（4-13）和（4-15）计算隐含层、输出层各个神经元输出；
 - b) 按式（4-16）计算目标值与实际输出偏差 E ；
 - c) 按式（4-22）计算 Δw_j ，按式（4-25）计算 Δw_{ij} ；第4步 是否满足 $|O(n+1) - O(n)| < \varepsilon$ ，若满足则执行第5步，否则返回第2步；
 - 4 是否满足 $|O(n+1) - O(n)| < \varepsilon$ ，若满足则执行第5步，否则返回第2步；
 - 5 是否满足 $|O(n) - d| < \beta$ ，若满足则说明已达到全局最优执行第6步，否则返回第1步；
 - 6 学习结束。
- 整个学习算法流程图如图 3-7 所示：

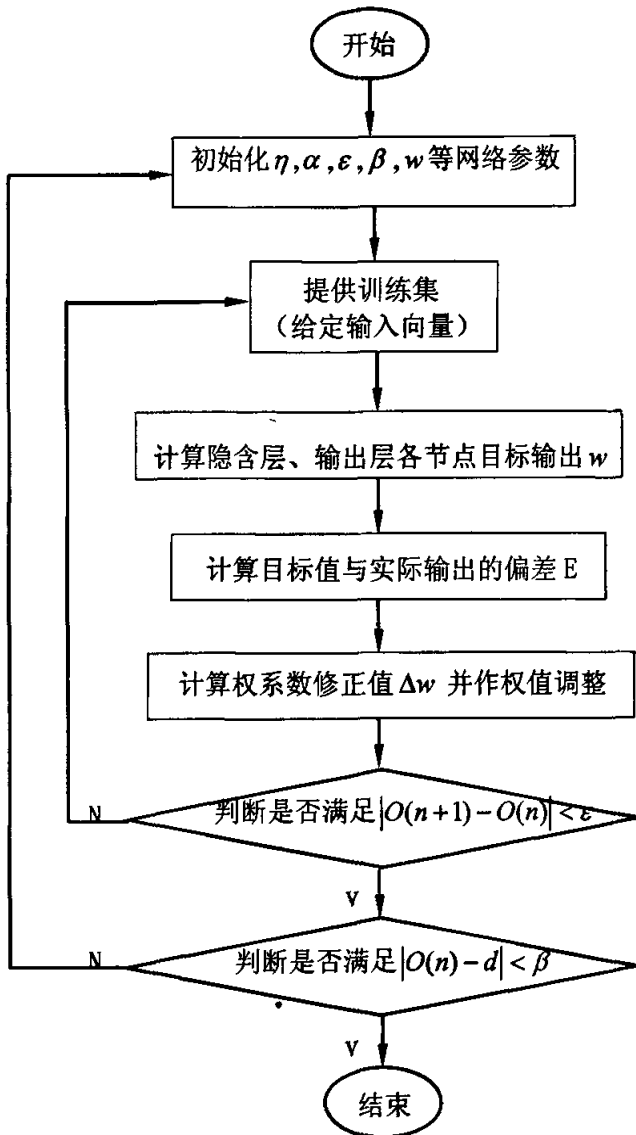


图 3-7 BP 算法流程图

第五章 控制系统的硬件设计及仿真

基于上述几章对无刷直流电动机及其调速系统的分析和神经网络控制算法的仿真研究,本章进行了以 TMS320LF2407 为控制核心,将直接转矩控制用于直流无刷控制系统中能进一步简化电机的结构,采用参数自调整的模糊控制和 BP 神经网络控制相结合的智能双模控制方法,很好地综合了模糊控制和神经网络控制的优点,不需要系统精确的数学模型,对系统参数的变化不敏感,既具备快速调节的特性,又能消除稳态误差,电流环再加入抑制转矩波动的算法,系统的动、静态性能大为改善,提高了系统的鲁棒性和抗干扰能力,使系统能够实现更为快速、精确的速度控制。

5.1 模糊神经网络直接转矩无刷直流电机控制系统设计

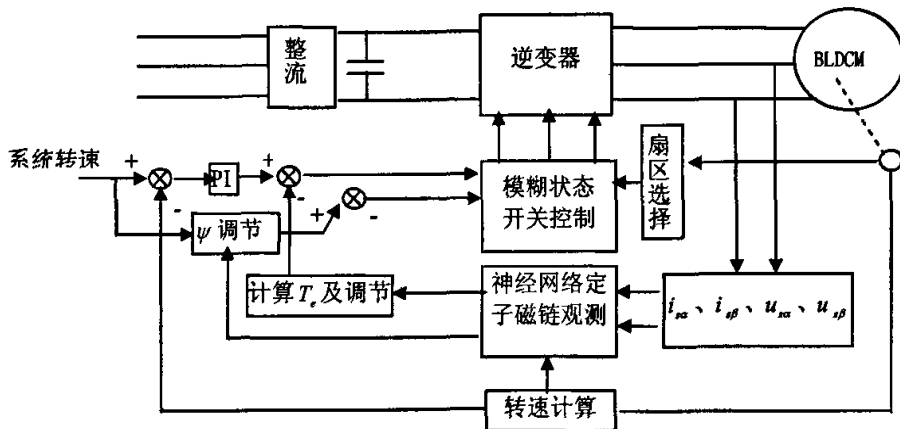


图5-1 系统结构图

直接转矩无刷直流电机模糊神经网络控制系统结构如图5-1所示。系统主要包括：主控制芯片及其扩展电路，功率变换电路及其驱动电路和电源电路。

5.2 无刷直流电机控制系统的仿真研究

5.2.1 无刷直流电机的仿真模型

BLDC 建模过程中,梯形波反电动势的求取方法一直是较难解决的问题,反

电动势波形不理想会造成转矩脉动增大、相电流波形不理想等问题,严重时会导致换向失败,电机失控。因此,获得理想的反电动势波形是 BLDC 仿真建模的关键问题之一。目前求取反电动势较常用的三种方法为: [32]-[38]

1 有限元法,这种方法以变分原理为基础,将电磁场理论与磁路等效模型相结合,根据微分方程及边界条件,求解有限元方程组,得到节点上的位函数,建立反电动势的波形。应用有限元法求得的反电动势脉动小精度高,但方法复杂、专业性强、不易推广。

2 傅立叶变换 (FFT) 法, BLDC 理想的梯形波反电动势波形中含有大量的高次谐波分量,采用 FFT 方法,通过各次谐波叠加可得到近似的梯形波反电动势,FFT 法应用简单,但需要进行大量三角函数值的计算,对仿真速度影响较大。

3 分段线性法,将一个运行周期 $0-360^\circ$ 。分为 6 个阶段,每 60° 为一个换向阶段,每一相的每一个运行阶段都可用一段直线进行表示,根据某一时刻的转子位置和转速信号,确定该时刻各相所处的运行状态,通过直线方程即可求得反电动势波形。

4 论文中用削去顶部的正弦波来代替梯形波, Matlab 下计算电机 A 相绕组的反电势模块。这种方法虽然反电势的波形虽然不是最接近梯形波的方法,但是器结构是最简单的,运行速度也是最快了,从仿真结果也可以看出基本上符合仿真系统的要求。Matlab 下计算电机 A 相绕组的反电势模块。

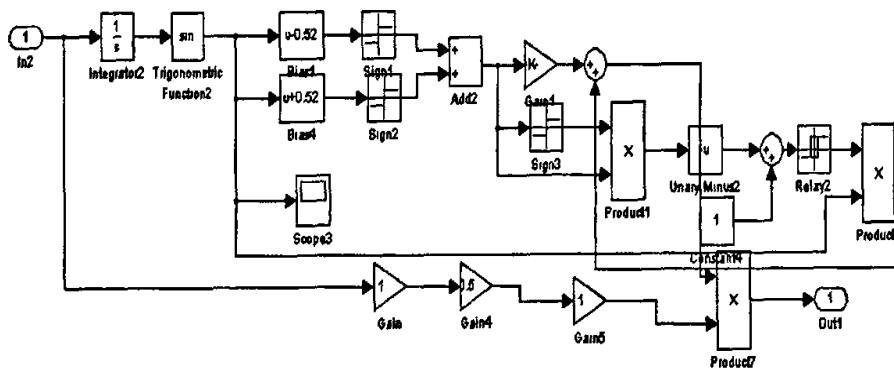


图 5-2 无刷电机模型

5.2.2 电磁转矩计算模块

由机械运动方程知,对电磁转矩和负载转矩之差积分可得到电机旋转机械角速度,对机械角速度积分可得到电机转过角度,乘以极对数就得到电机转过的电角度。

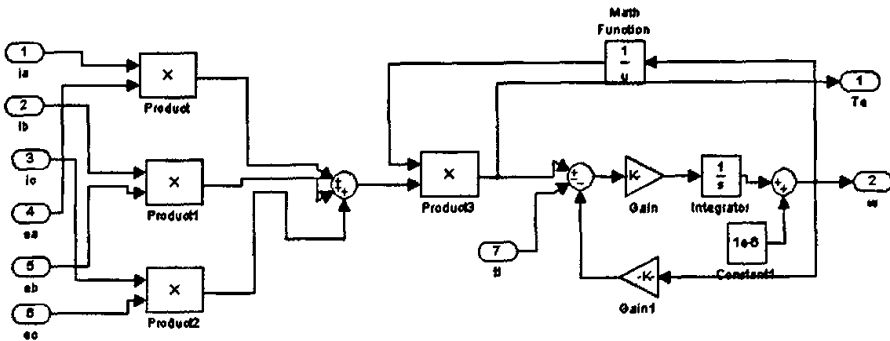


图 5-3 电磁转矩测量模型

5.2.3 电压模块部分模型

利用 PWM 生成的原理，通过输入和三角波进行比较后通过滞环后生成 PWM 脉冲。利用计算出来的电压和霍而元件的共同信号来控制 IGBT 的出入来达到通过控制电压来控制转矩波动的系统。

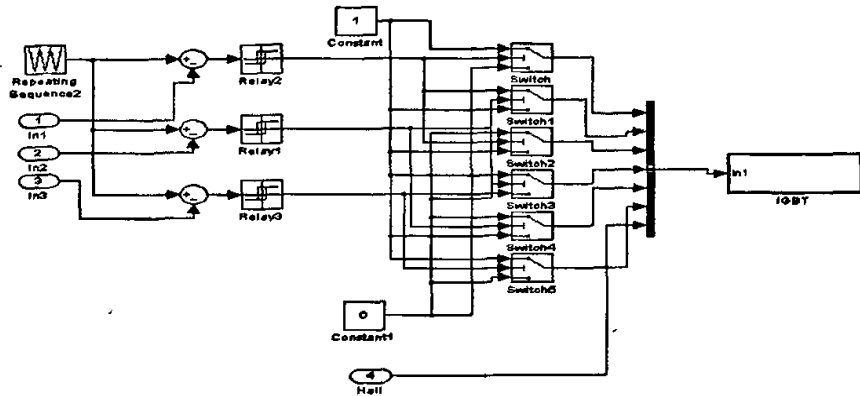


图 5-4 PWM 模块

5.2.4 模糊神经控制部分模型

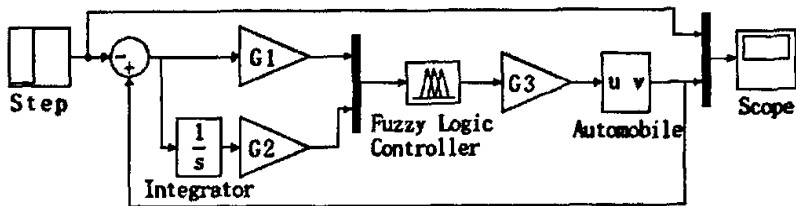


图 5-5 模糊控制模块

从 Simulink 界面中的 library browser 中调出各种元件，构造图形化控制系统模，如图 5-5 所示。开始前先用 readfis 指令把控制环节读进仿真模型。例如，Simulink

通过工作空间的变量“获得控制环节信息，且控制环节的文件名为fuzzy-cruise.fis，则仿真前要执行a=readfis指令。

控制系统的仿真调试主要从以下两个方面入手：调整输入输出变量论域（通过调整比例因子实现）；选择不同的解模糊方法。通过适当调节使输出达到控制系统要求，在以上方法调整后仍无法满足要求时，考虑进一步细化语言变量的取值，相应地增加控制规则。

由上章论述的神经网络模型在simulink环境下，建立了基于BP网络的模糊控制算法的无刷直流电机闭环调速系统仿真模型，如图5-6所示。

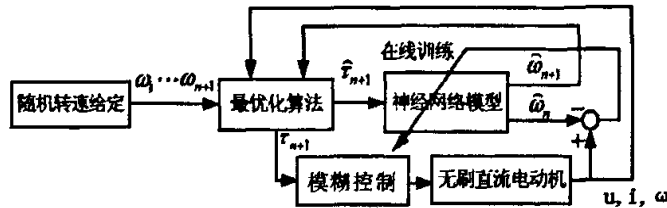


图 5-6 BP 网络的模糊控制算法的无刷直流电机闭环调速系统仿真模型

5.3 无刷直流电机直接数字控制系统硬件设计

5.3.1 主控芯片的选择

在本文设计的无刷直流电机调速系统中，主控芯片必须具备以下功能：及时的检测位置信号的改变为驱动芯片提供不同的驱动信号，尤其系统中有大量的数学运算，需要很快的计算速度。由于TMS320系列DSP芯片具有价格低廉、简单易用、功能强大的优点，经过综合比较，本控制系统采用的是德州仪器公司推出的TMS320LF2407。其主要特点为：指令周期为25ns/35ns/50ns；总共224千字的可寻址存储空间；32位的算术逻辑单元和累加器；16位×16位硬件乘法器，32位结果寄存器；具有片上软件可编程定时器、软件可编程等待状态发生器、锁相环电路、同步串行口、异步串行口等外设；两个事件管理器中有12路PWM发生器，4个16位通用定时/计数器，6路比较单元，6路捕捉单元，4路QEP单元；144TQFP封装和3.3V供电。DSP控制器除了具有性能卓越的内核外，还具有丰富的I/O控制引脚核片上功能外设，如事件管理器模块、16通道的双10位A/D转换器模块、可配置数字I/O模块、带有实时中断的看门狗模块等。^{[39][40]}

以上所列举的诸多特点使得 TMS320LF2407 可以方便有效的完成如下功能：

1 信号处理：对输入和反馈信号的处理可以消除噪声污染或不精确的数据，从而可以去掉昂贵或不可靠的传感器；

2 控制规律的形成: DSP 能实时实现许多复杂的控制算法, 提高系统性能。标量和矢量控制用单个 DSP 就能实现。本文所用到的控制算法都可以借助 DSP 的速度和性能得以实时实现;

3 功率调节/供给功率控制: 在许多数字控制电动机系统中, 功率供给信号调节和功率因数调整是必不可少的。这往往采用 DSP 实现 PWM 技术;

4 诊断和保护: 在实际控制系统中微处理器的最重要的任务之一就是系统运行的故障诊断和保护处理。DSP 能够实现实时监控的功能;

5 脉宽调制 (PWM): 用无刷直流电动机作为驱动机构的控制系统通常用 PWM 技术控制开关功率逆变器, 而 PWM 产生和电流换相通常是通过 DSP 装置实现的, 用 PWM 技术可以去掉 D/A 转换器, 因而减小了器件的数目和功耗。先进的 PWM 技术如空间矢量 PWM 要求执行指令时间在几个微秒内, 这就必须用 DSP 才能实现。这些方法提高了供给电压的利用率, 同时, 降低了电动机电流中的谐波分量。

5.3.2 电流采样电路

电流采样的电路原理如图 5-7 所示, 由于 TMS320LF2407 只能接受单极性信号, 且输入电压不允许超过 3.3V, 通过调节放大电路变阻器的阻将小电流信号转换为 0-3.3V 的电压信号。再输入到 16 路 A/D 转换通道的第 0 路 (A 相) 和

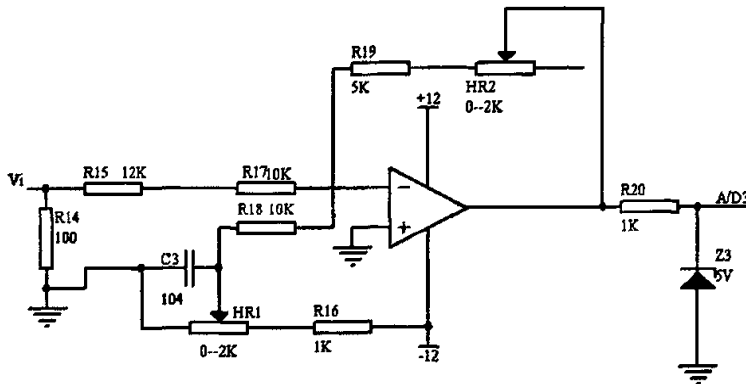


图 5-7 电流采样硬件电路

第 1 路 (B 相)。经过电流采样电路得到的电压波形如图 5-8 所示。^[6]

DSP 的 A/D 转换顺序控制器包含两个独立的 8 状态顺序器, 有级联 (16 状态共用) 和并行 (两个 8 状态分开用) 两种工作模式。这两种模式都具备模拟量自动排序的能力, 每次转换通过互斥开关选择 16 路通道中的任意一路, 转换完的

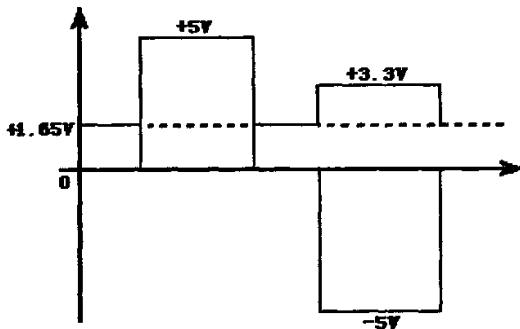


图 5-8 采样电路电压波形

结果存放于相应的寄存器。

5.3.3 IGBT 驱动电路

系统采用三相 IGBT 全控桥，以提高整个系统的运行效率和可靠性。由于 IGBT 是高性能的功率开关器件，它的对驱动电路的要求较高，主要有以下几点：

- 用内阻小的驱动源对栅极电容充放电，以保证栅极控制电压 U_{GE} 有足够陡的前后沿，使 IGBT 的开关损耗尽量小。
- 驱动电路要能传递几十 kHz 的脉冲信号。
- 驱动电平 $+U_{GE}$ 也必须综合考虑，一般选 12~15V。
- 在关断过程中，为尽快抽取 PNP 管的存储电荷，须施加一负偏压 U_{GE} ，但它受 IGBT 的 G、E 间最大反向耐压限制，一般取 -1~ -10V。
- 由于 IGBT 在电力电子设备中多用于高压场合，故驱动电路与控制电路在电位上应严格隔离。

IGBT 的栅极驱动电路应尽可能简单实用，最好自身带有对 IGBT 的保护功能，有较强的抗干扰能力。

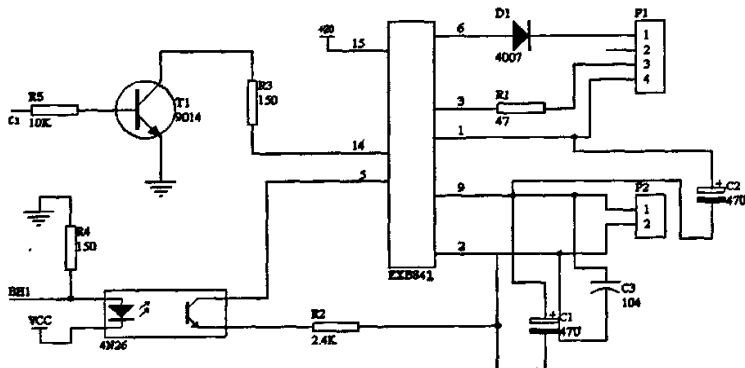


图 5-8 IGBT 驱动电路

在考虑以上因素的基础上，我们采用了富士电机公司 EXB 系列驱动器 EXB841，最高工作频率为 40kHz，它的性能和可靠性比由分立元件构成的驱动

电路更加优越。其电路如图 5-8，它仅需要单电源+20V 供电，图中将故障信号由 BH1 输入，当出现故障时 EXB841 停止工作，而控制信号由 C1 输入。输入、输出采用了高速光耦隔离电路，同时满足了电压隔离和快速性的要求。此外只要输入信号使 EXB841 的第 15、14 引脚由 10mA 的电流流过，就能保证正常驱动。

5.3.4 DSP 六路 PWM 输出电路设计

由于 DSP 输出的有效电平为 3.3V，要想驱动 EXB841 需要 5V 电平，这样利用 DM7407 作为缓冲器通过上拉电阻接 5V 来实现电平的转换，如图 5-9 所示。J1 中 1 脚接的是 DSP 输出的故障信号，可以通过该引脚的输出来控制外电路的状态。

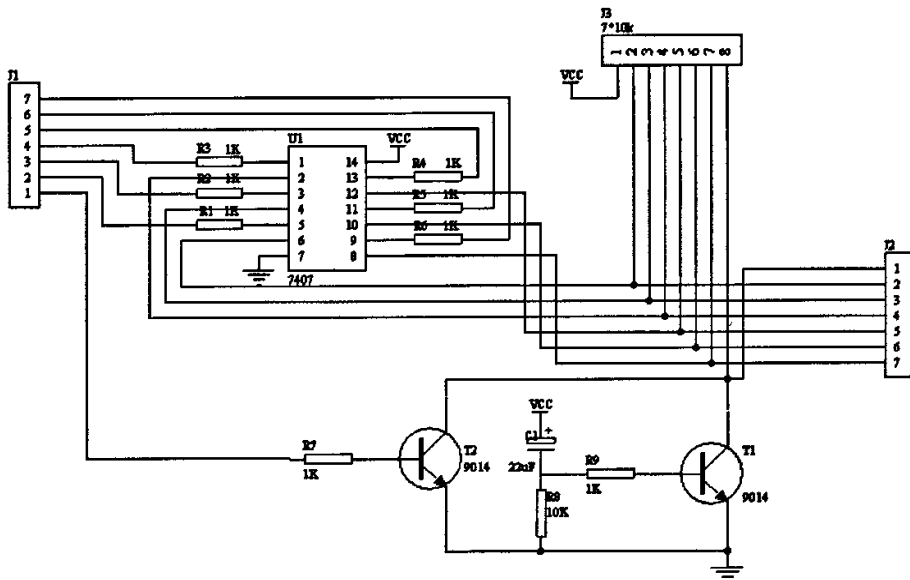


图 5-9 PWM 输出电路

5.4 控制系统软件设计

系统的参数自调整模糊控制算法，BP神经网络控制算法以及PWM输出，转子位置、速度、相电流检测计算等功能模块都是通过DSP编程来实现的，这样就构成以TMS320LF2407为核心的全数字伺服控制系统，本系统的控制软件由主程序模块和中断服务程序模块两大部分组成。其中主程序包括初始化、捕获当前位置、设置中断逻辑等。中断服务程序主要有电流采样中断子程序、位置信号捕获中断子程序、定时器溢出中断子程序、故障保护中断子程序等。图5-10为系统软件结构图，显示了主程序中各主要子程序之间的配合、调用关系。中断程序主要

包括串行口中断、捕获中断、A/D转换结束中断和PDPINTA中断。在串行口中断中，主要完成与主机的信息传输、反馈当前的工作状态，根据主机的命令启动或制动电机等；捕获中断主要用于得到当前的转子的位置，并调整输出相序；ADC中断在每次PWM周期发生后一段时间发生；在功率器件IGBT发生过载保护时，会有PDPINTA中断发生；在中断服务程序中，封锁PWM信号，并设置错误标志。总之，中断程序只有满足条件时才会被调用。

主程序主要完成以下一些功能：对TMS320F240芯片的初始化，DSP内核及事件管理器初始化过程是针对DSP而言的，包括设置系统时钟、看门狗、I/O端口、以及DSP事件管理器各个控制寄存器及其中断的设置；预置系统运行参数；捕获当前位置；设置中断逻辑等。

无刷直流电动机的运行要求及时、准确地检测转子位置信号，并确定PWM电路相应的输出配置，以保证电机的定子绕组的正确换相，实时性强，故对位置信号采用捕获中断的方式；电流调节器是控制的中心环节，另外，系统出现异常情况时，应及时用软件封锁DSP的PWM输出，故对故障信号也采取中断的方式。

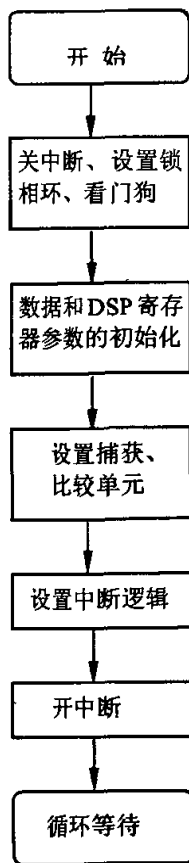


图 5-10 主程序流程图

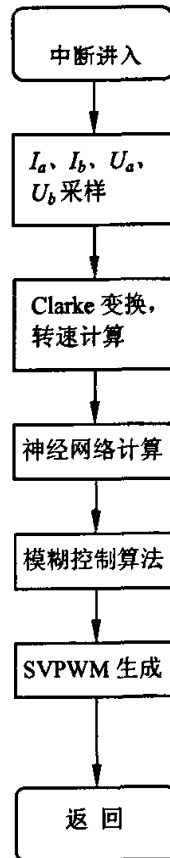


图 5-11 电流电压采样中断子程序框图

1 位置捕获中断服务子程序

TMS320F240的事件管理器中包括四个捕获单元，每个捕获单元都能产生相应中断，且分别具有各自独立的中断向量。此外将CAP1, CAP2, CAP3这三个管脚设置成捕获外部信号上下跳沿的功能，分别去捕获霍尔元件传感器输出的三路位置信号上下跳沿。因而电机运行时，对于每路转子位置信号，电机的每旋转 120° 电角度，其上下跳沿就会触发一次事件管理器的该路位置信号的捕获中断。

2 电流、电压采样中断服务子程序

本系统中，其功能是完成电流、电压数据的采集，根据前几章给出的数学模型计算转矩和磁链的值，选择适当的转矩和磁链值作为反馈量，完成转矩和磁链调节作用。包括神经网络计算和模糊控制算法，其中断子程序的流程图如图5-11所示。

3 故障保护中断子程序

本系统各种保护电路的故障信号经一个与门电路相与后送给 TMS320F240 的 PDPINT 管脚。当系统出现故障进入中断程序后，即在管脚 PDPINT 被置为低电平后立刻将所有的事件管理器输出脚置成高阻状态。只有通过 PORESET 硬件复位或系统重新上电，才能使程序重新开始运行。

5.5 仿真及实验结果

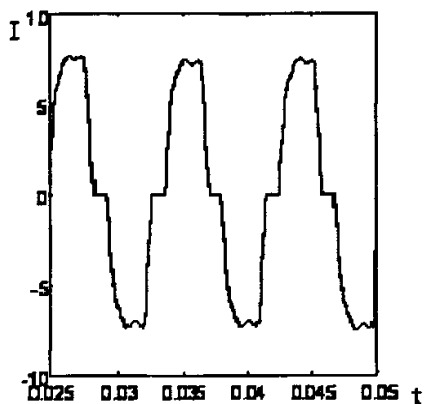
无刷直流电机参数如下：

额定电压 $U_N = 36\text{ V}$ ，

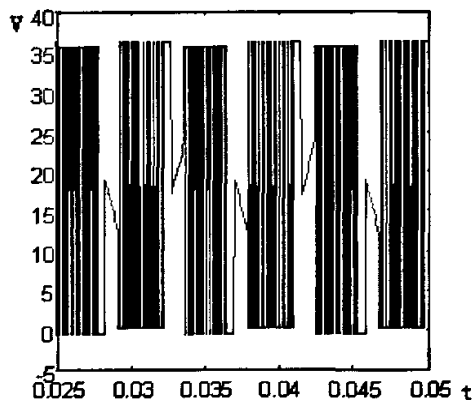
额定转矩 $T_N = 0.5\text{ N}\cdot\text{m}$ ，

额定转速 $n_N = 3600\text{ r/m}$ ，

相电阻 $R = 0.66\Omega$ ，



(a) 电流仿真波形



(b) 相间电压波形

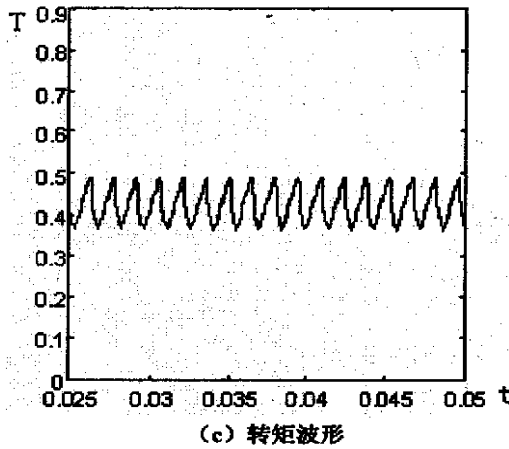


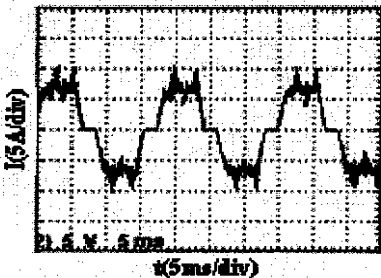
图 5-12 控制系统的仿真波形

漏抗 $L - M = 1.4 \text{ mH}$,

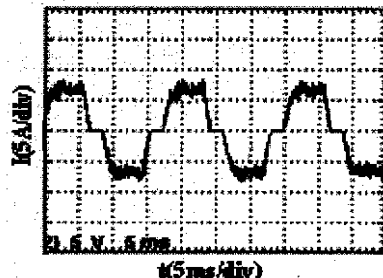
转动惯量 $J = 0.0000157 \text{ kg} \cdot \text{m}$ 。

根据给定的电机参数和 MATLAB/SIMULINK 对系统进行仿真，得到的在额定转矩状态下相电流、相间电压、和转矩的波形如图 5-12 所示。

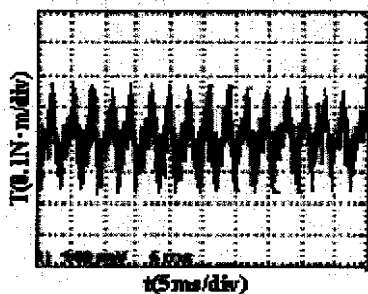
通过上面给出的实验波形的比较可以看出，模糊神经直接转矩控制的转矩脉动还是比较大的，由于对于无刷六边型矢量控制，控制的精度比较差，再有神经



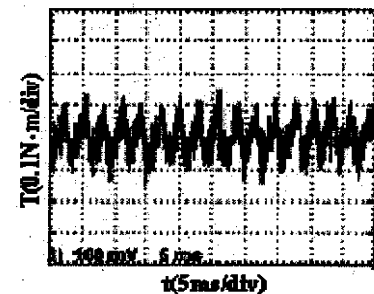
(a) 传统控制下相电流实验波形



(b) 模糊直接转矩控制相电流实验波形



(c) 传统转矩实验波形



(d) 无直接转矩模糊控制的实验波形

图 5-13 实验波形

网络控制后得到的磁链值由于受到数学模型、采样电路和 DSP 运算速度的影响不能达到理想精度都会给转矩带来一定的脉动,同时因为问题的存在也是这种控制算法有一定的提升空间。但是通过两边的比较波形我们也可以看到,这种模糊神经控制方法要比传统的直接转矩控制有了一定的提高,转矩波动得到了一定程度的改善,加上其更简单的控制系统结构,使得将直接转矩和模糊神经网络相结合的控制方法应用在无刷直流电机控制系统中变得很有价值。

第六章 总结

近几十年来电力电子技术迅猛发展,新的控制方法层出不穷和高磁能、高稳定性、低价格水磁材料的相继发明,各种新型电机结构不断涌现,其中无刷直流电机(BLDCM)以其优越特性自一面世就得到了各国研究者的普遍关注。无刷直流电动机具有输出转矩大、调速性能好、运行可靠等一系列优点,具有广泛的应用前景。

直接转矩控制技术是一种具有简单的控制结构,高静、动态性能的交流调速方法,具有转矩响应迅速,棒性强的特点,是日前研究的热点。它在异步电机上已得到了广泛应用,但是将这种技术应用于无刷直流电机,还面临着很多问题,目前这方面的研究还不多。但是对于直接转矩控制应用与无刷直流电机的系统转矩脉动大,而转矩脉动的大小又是衡量无刷直流电机系统性能的主要指标。论文中将模糊控制和神经网络应用到该系统之中,通过精确的磁链和转矩的信号实现对转矩的控制,来减小系统的转矩波动,并相应地做了仿真和实验初步验证了该方案的可行性,主要结论与体会如下:

- 1 将直接转矩控制理论引入到无刷电机直接转矩控制,直接在定子坐标系下分析电机的数学模型,控制电机的磁链和转矩。与矢量控制方法的区别是,它不是通过控制电流、磁链等量来间接控制转矩,而是把转矩直接作为被控量,直接控制转矩;

- 2 针对直接转矩控制算法的运算量比较大的特点,本文采用了 TI 控制专用 DSPTMS320LF2407,。内集成 A/D 转换电路、PWM 信号和死区发生器等使得电路设计大大简化缩短了开发设计周期。并对直接转矩控制系统的硬件平台进行了设计和搭建,

- 3 提出了一套基于 DSP 的全数字无刷直流电动机模糊神经网络控制系统,将模糊控制和神经网络分别引入到无刷直流电动机的控制中来。充分利用模糊控制对参数变化不敏感,能够提高系统的快速性的特点,构造适用于调节较大速度偏差的模糊调节器,加快系统的调节速度;由于神经网络既具有非线性映射的能力,可逼近任何线形和非线形模型,又具有自学习、自收敛性,对被控对象无须精确建模,构造三层 BP 神经网络调节器,来获取更精确的磁链信号。

- 4 利用 MATLAB/SIMULINK 对系统进行了仿真并对模糊控制器、神经网络

算法、无刷直流电机和 PWM 控制模块进行了设计。

通过仿真和实验的结果进一步证明将直接转矩控制应用到无刷直流电机控制系统中是可行的。

参考文献

- [1]张琛. 直流无刷电动机原理及应用. 北京: 机械工业出版社, 2004.57~62
- [2]尔桂花, 窦曰轩. 运动控制理论. 北京: 清华大学出版社, 2002.271~294
- [3]汤蕴璆, 史乃. 电机学. 北京: 机械工业出版社, 1995.27~50
- [4]陈伯时. 电力拖动自动控制系统. 北京: 机械工业出版社, 1996.35~43
- [5]吴麒. 自动控制原理. 北京: 清华大学出版社, 1999.190~135
- [6]余孟尝. 数字电子技术基础简明教程. 北京: 高等教育出版社, 1999.400~407
- [7]姚倬耕. 电气自动控制. 北京: 机械工业出版社, 2005.143~150
- [8]Z. Q. Zhu, Direct Torque Control of Brushless DC Drives With Reduced Torque Ripple [J]. IEEE. 2005.41(2):599~605
- [9]Nik Rumzi Nik Idris, Senior Membe.Direct Torque Control of Induction Machines WithConstant Switching Frequency andReduced Torque Ripple[J].IEEE, 2004, 51(4): 758~767
- [10]D. Ishak, Z. Q. Zhu, and D. Howe. Permanent magnet brushless machines with unequal tooth widths and similar slot and pole numbers[J]. IEEE.2005.
- [11] LaiYen-shin, Chen Jian—ho. A new approach to direct torque control of induction motor drives for constant inverter switching frequency an dtorque ripple reduction[J]. IEEE
- [12]Wai R J.Total sliding-mode controller for PM synchronous servo motor drive using recurrent fuzzy neural network[J].IEEE.2001.
- [13]Seog-Joo Kang,Seung-Ki Sul,Ditect torque control of the BLDC with Non-ideal Trapezoidal Back EMF,
- [14] 杨贵杰, 李勇. 永磁感应子式无刷直流电动机的模型及控制[J]. 中国电机工程学报,200323(5) : 122~127
- [15] 王军, 彭宏. 永磁同步电动机模糊直接转矩控制的研究[J]. 西南交通大学学报, 2004, 39(3): 332~336
- [16] 黎亚元, 唐浦华, 宋昌林. 直接转矩控制中一种磁链估计新方法[J]. 中国电机工程学报, 2000, 20(5): 22~24
- [17]夏超英. 直接转矩控制系统的稳定性问题和鲁棒控制器设计[J]. 制理论与应用, 2004.21(1): 54~58
- [18] 张昌凡, 王耀南, 何静. 永磁同步伺服电机的变结构智能控制[J]. 中国电机工程学报, 2002, 22(7): 13~15

- [19] 许镇琳, 窦汝振. 永磁同步电动机直接转矩控制系统的研究[J]. 电气自动化. 2000.4: 7~9
- [20] 孙笑辉, 张曾科, 韩曾晋. 基于直接转矩控制的感应电动机转矩脉动最小化方法研究[J]. 中国电机工程学报, 2002, 22(8): 109~112
- [21] 谢成祥. 永磁同步电机直接转矩控制系统的分析与仿真研究[J]. 华东船舶工业学院学报, 2004, 18(3): 39~43
- [21] 刘军, 刘丁, 吴浦升, 白华煜. 基于模糊控制调节电压矢量作用时间策略的永磁同步电机直接转矩控制仿真研究[J]. 中国电机工程学报, 2004: 24(10)
- [22] C.French, P.Acarney. Direct torque control of permanent magnet drives[J]. IEEE Trans. Industry Applications, 1996, 32(5): 1080~1088
- [23] 王毅, 陈希有, 徐殿国. 空间矢量调制矩阵变换器闭环控制的研究[J]. 中国电机工程学报, 2003, 23(6): 164~167
- [24] 完敏, 刘贤兴. 直接转矩矢量细分控制在永磁同步电机上的应用[J]. 测控技术, 2004, 23(3): 56~58
- [25] 夏长亮, 郭培健, 史婷娜, 王明超. 基于模糊遗传算法的无刷直流电机自适应控制[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(11): 129~133
- [26] Micro Linear Document .The smart start technique for BLDC motors. Micro Linear, Application Brief 4, 1996, 9: 1~4
- [27] L.Ben-Brahim, T.Kudor, K.Shimane, H.Naitoh. Implementation of an induction motor speed estimator using neural network. Conf.Int.Power Electronics con.IPEC, Yokohama, 1995, 1: 52~57
- [28] 刘禹, 王庆林. 模糊控制与其它控制技术的融合研究[J]. 火力与指挥控制, 2004, 20(6): 6~10
- [29] 齐忠霞, 朱小平. 基于神经网络与模糊逻辑的直接转矩控制系统. 西安石油大学学报, 2005, 20(1): 62~65
- [30] 王群京, 姜卫东. 基于神经网络的无刷直流电机预测控制的仿真研究. 系统仿真学报, 2005, 17(6): 1490~1493
- [31] 王永骥, 涂建. 神经网络控制. 北京: 机械工业出版社, 1999.7
- [32] 孙施良, 王阳明. 模糊控制系统的 Matlab 仿真过程[J]. 机械与电子, 2005(1): 14~16.
- [33] 谢成祥. 永磁同步电机直接转矩控制系统的分析与仿真研究[J]. 华东船舶工业学院学报, 2004, 18(3): 39~43
- [34] 孟庆春, 姜国强, 汪玉凤. 基于 SIMULINK 的直接转矩控制系统仿真研究[J]. 模式识别与仿真技术, 2004, 23(1): 27~29
- [35] 薛定宇, 陈阳泉. 基于 Matlab/Simulink 的系统仿真技术及运用. 北京: 清华大学出版社, 2002

- [36]杨浩东, 李榕. 无刷直流电动机的数学模型及其仿真. 微电机, 2003, 36(4): 8~10
- [37]孙施良, 王阳明. 模糊控制系统 Matlab 仿真. 机械与电子, 2005(1): 14~16
- [38]刘革辉, 单杰峰, Matlab 软件中的 Fuzzy Logic 工具箱在模糊控制系统仿真中的应用, 计算机仿真, 2000, 17(5): 69~92
- [39]韩安太, 刘峙飞, 黄海, DSP 控制器原理及其再运动控制系统中的应用, 北京, 清华大学出版社, 2003
- [40]池志田, 王保良, 基于 DSP 和 FPGA 的 SVPWM 的实现研究, 电气应用, 2005, 24(6): 71~75

发表论文和科研情况说明

发表的论文：

[1]王晓远, 田亮, “模糊控制神经网络的直接转矩无刷直流电机控制系统的研究”, 国际智能与自动化控制会议, 已录用。

[2]王晓远, 田亮, 冯华, “直流无刷电机直接转矩模糊控制方案研究”, 《电机工程学报》, 已录用

参加的科研项目：

天津市基金项目：无转矩波动的无齿轮曳引机系统。

致 谢

本论文的工作是在我的导师王晓远副教授的悉心指导下完成的，王晓远副教授严谨的治学态度和科学的工作方法给了我极大的帮助和影响。在此衷心感谢三年来王晓远老师对我的关心和指导。

王晓远副教授悉心指导我们完成了实验室的科研工作，在学习上和生活上都给予了我很大的关心和帮助，在此向王晓远老师表示衷心的感谢。

电机教研室的夏长亮教授、陈益广副教授、么莉副教授在我读硕士期间都给我很大帮助，尤其是陈益广老师给我教授了许多的专业知识，使我的知识面拓宽了许多，我在实验中遇到了许多的问题，在陈老师帮助下得到了解决，使我能够顺利的完成我的硕士论文。特此提出感谢。

另外也感谢家人对我的帮助，他们的理解和支持使我能够在学校专心完成我的学业。