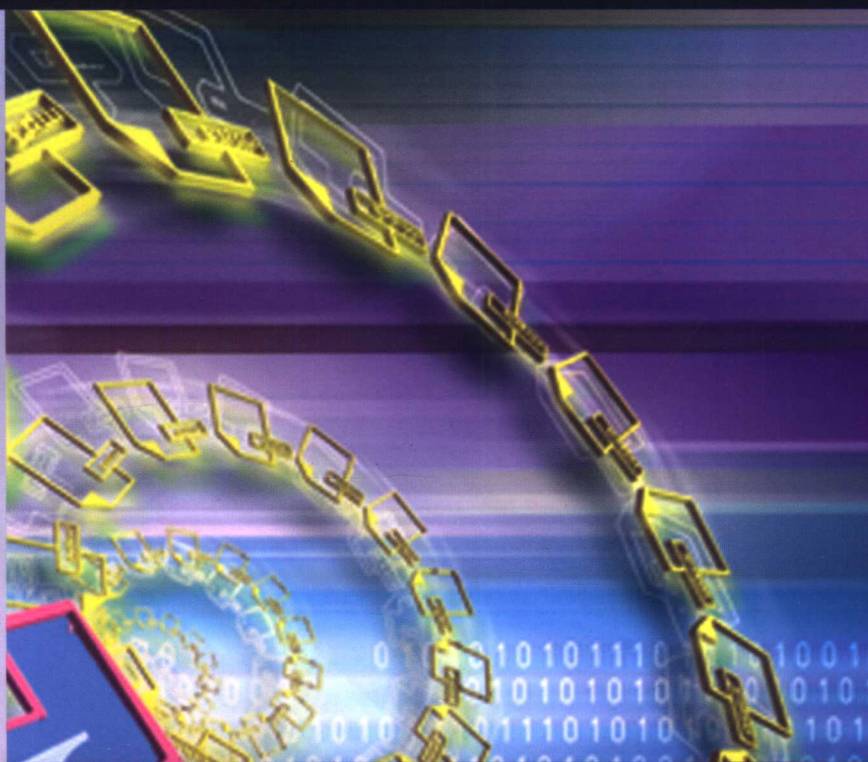




史敬灼 著

步进电动机伺服控制技术



科学出版社
www.sciencep.com

步进电动机伺服控制技术

史敬灼 著

本书由河南科技大学学术著作出版基金资助出版

科学出版社

北 京

内 容 简 介

本书全面、系统地阐明了步进电动机高性能伺服控制装置的设计方法与具体实现技术,反映了步进电动机伺服控制技术的最新进展。本书内容丰富,深入浅出,主要包括步进电动机的开环驱动、系统仿真、基于遗传算法的模型参数辨识、基于模糊控制的位置伺服技术、基于神经网络的矢量控制位置伺服技术等。

本书可作为高等院校电动机、自动化、电力电子与电力传动等专业师生的参考书,也可供从事步进电动机驱动装置开发、设计生产的工程技术人员使用。

图书在版编目(CIP)数据

步进电动机伺服控制技术/史敬灼著. —北京:科学出版社, 2006
ISBN 7-03-017207-8

I. 步… II. 史… III. 步进电动机-伺服控制 IV. TM340.12

中国版本图书馆CIP数据核字(2006)第044560号

责任编辑:田士勇 耿建业/责任校对:赵桂芬

责任印制:安春生/封面设计:陈 敬

科学出版社出版

北京东黄城根北街16号

邮政编码:100717

<http://www.sciencep.com>

丽源印刷厂印刷

科学出版社发行 各地新华书店经销

*

2006年7月第 一 版 开本:B5(720×1000)

2006年7月第一次印刷 印张:13 1/4

印数:1—2 500 字数:249 000

定价:30.00元

(如有印装质量问题,我社负责调换〈新欣〉)

前 言

步进电动机在工业自动化装备、办公自动化设备中有着广泛的应用。近年来,控制技术、计算机技术及微电子技术的迅速发展,有力地推动了步进电动机控制技术的进步,提高了步进电动机运动控制装置的应用水平。步进电动机应用系统已经由较早的开环系统和简单闭环系统,逐渐发展成为高性能的步进伺服系统。本书全面、系统地阐明了步进电动机高性能伺服控制装置的设计方法与具体实现技术,反映了步进电动机伺服控制技术的最新进展。

全书共7章。第1章回顾了步进电动机仿真、控制技术的发展历程;第2章简要论述了步进电动机的驱动技术,介绍了常用的步进电动机驱动电路结构;第3章阐明了步进电动机系统仿真模型的建立过程和具体仿真方法,设计了仿真软件并给出了仿真技术应用实例,指明了系统仿真在步进电动机系统设计工作中的重要意义;第4章论述了混合式步进电动机模糊控制伺服系统的设计方法与具体实现技术;第5章针对以往步进电动机矢量控制中存在的问题,对混合式步进电动机矢量控制进行了理论研究,解决了不同于一般种类电动机的特殊问题;第6章研究了混合式步进电动机的数学模型,推导出了适合控制应用的电动机数学模型,随后论述了如何采用恰当的参数辨识方法获取模型参数用于控制器设计;第7章阐述了混合式步进电动机矢量控制位置伺服系统的设计与实现方法,论述了混合式步进电动机直轴和交轴电流的协调控制问题,研究了如何采取适当的控制策略,以克服电动机参数时变对控制效果的影响,提高系统鲁棒性,使系统具有更高的性能。

本书是作者长期研究工作的总结。作为本书基础的研究工作,得到了王宗培教授和徐殿国教授的悉心指导,课题组的各位老师、同学也都给以很大帮助和支持,在此表示衷心感谢。

感谢河南科技大学专著出版基金对本书出版的资助。本书写作过程中得到了河南科技大学学科建设办公室、河南科技大学电子信息工程学院的大力支持与帮助,在此表示衷心感谢。

本书作者虽然长期从事步进电动机控制技术的研究工作，但由于经验和水平所限，书中难免存在疏漏和不足之处，殷切希望读者提出宝贵的批评和意见。作者的联系地址是河南省洛阳市西苑路 48 号河南科技大学 88 信箱，邮编 471003，E-mail 是 shijz@mail.haust.edu.cn。

作 者

2006 年 1 月

目 录

前言

第 1 章 绪论	1
1.1 步进电动机的控制	2
1.1.1 步进电动机的开环控制	2
1.1.2 步进电动机的闭环控制	6
1.1.3 步进电动机的模糊控制	8
1.1.4 步进电动机的矢量控制	10
1.2 步进电动机的位置检测.....	11
1.2.1 反电动势法位置检测	11
1.2.2 磁链法位置检测	12
1.2.3 电感法位置检测	12
1.3 步进电动机的仿真.....	12
1.3.1 二相混合式步进电动机基本电路方程	13
1.3.2 Singh-Kuo 模型	14
1.3.3 Pickup-Russell 模型	15
1.3.4 Leenhouts 电路模型	17
1.4 本书的基本结构.....	19
第 2 章 步进电动机的驱动技术	23
2.1 步进电动机开环驱动电路的基本结构.....	23
2.1.1 步进电动机开环驱动的基本原理	23
2.1.2 步进电动机开环驱动电路的基本结构	26
2.2 恒相流驱动.....	29
2.3 恒总流驱动.....	33
2.4 升频升压驱动.....	35
2.5 微步驱动.....	37
第 3 章 混合式步进电动机系统的仿真	41
3.1 混合式步进电动机系统主电路模型.....	44
3.1.1 主电路模型概述	44
3.1.2 星形接法绕组端电压的确定	47
3.1.3 五边形接法绕组端电压的确定	53

3.1.4	五角形接法绕组端电压的确定	57
3.1.5	主电路仿真模型	60
3.2	混合式步进电动机系统驱动电路模型	62
3.2.1	驱动电路模型概述	62
3.2.2	控制策略的仿真模型	64
3.2.3	电源电路的等效电路模型	65
3.2.4	电源电路的等效数学模型	67
3.2.5	电源电路的仿真模型	76
3.2.6	驱动电路仿真模型与系统仿真模型	78
3.3	仿真结果与分析	79
3.3.1	绕组电流仿真结果与分析	79
3.3.2	牵出转矩仿真与分析	90
3.4	仿真技术应用实例	95
3.4.1	步进电动机系统功率电路损耗仿真研究	95
3.4.2	步进电动机恒频斩波恒总流驱动器优化设计	102
3.5	步进电动机系统仿真软件	105
3.5.1	SMSS 的主要功能	106
3.5.2	SMSS 的数据输入	106
3.5.3	SMSS 的计算和数据处理	107
3.5.4	SMSS 的仿真结果示例	108
第 4 章	混合式步进电动机模糊控制位置伺服系统	110
4.1	基于 DSP 的模糊控制伺服系统结构	111
4.1.1	基于 DSP 的伺服控制系统设计	111
4.1.2	模糊控制伺服系统结构	122
4.2	集成位置传感器结构和位置检测原理	123
4.2.1	集成位置传感器结构	123
4.2.2	集成位置传感器位置检测原理	124
4.2.3	集成位置传感器位置检测电路	125
4.3	伺服系统模糊控制器的设计	128
4.3.1	速度模糊控制器的设计	129
4.3.2	速度模糊控制的软件实现	134
4.3.3	速度模糊控制的实测结果	135
4.3.4	位置模糊控制器的设计	136
4.3.5	位置模糊控制的软件实现	139
4.3.6	位置模糊控制的实测结果	139

4.4 模糊控制伺服系统的实现	142
4.4.1 系统硬件构成	142
4.4.2 系统软件构成	145
第5章 混合式步进电动机的矢量控制	146
5.1 二相混合式步进电动机的数学模型	146
5.2 二相混合式步进电动机的矢量控制	148
5.2.1 二相混合式步进电动机的磁链	148
5.2.2 二相混合式步进电动机的矢量控制方法研究	151
5.2.3 二相混合式步进电动机矢量控制系统的仿真	154
5.3 几个相关问题的讨论	156
5.3.1 二相混合式步进电动机 $d-q$ 坐标的定义	156
5.3.2 电动机的四象限运行	158
5.3.3 电动机磁场饱和及参数变化对矢量控制的影响	160
第6章 混合式步进电动机伺服系统模型参数的辨识	163
6.1 二相混合式步进电动机的模型参数	163
6.2 遗传算法在步进电动机模型参数辨识中的应用	164
第7章 混合式步进电动机矢量控制伺服系统	170
7.1 位置控制器的设计及参考模型的设定	170
7.2 神经网络调节器的设计和在线实现	174
7.2.1 神经网络调节器的设计	174
7.2.2 神经网络调节器的在线实现	176
7.3 位置反馈信号的处理	179
7.3.1 位置反馈信号的处理过程	179
7.3.2 两路位置反馈信号的互补	181
7.3.3 低频幅值调制的消除	181
7.3.4 位置反馈干扰的消除	182
7.3.5 旋转方向的确定	183
7.3.6 电动机初始位置的确定	184
7.4 矢量控制伺服系统的实现	185
7.4.1 系统硬件构成	185
7.4.2 系统软件构成	188
7.4.3 实验结果	188
参考文献	198

第 1 章 绪 论

步进电动机是伺服系统的执行元件。从原理上讲步进电动机是一种低速同步电动机,只是由于驱动器的作用,使之步进化、数字化。开环运行的步进电动机能将数字脉冲输入转换为模拟量输出^[1,2]。闭环自同步运行的步进电动机系统是交流伺服系统的一个重要分支。基于步进电动机的特点,采用直接驱动方式,可以消除存在于传统驱动方式(带减速机构)中的间隙、摩擦等不利因素,增加伺服刚度,从而显著提高伺服系统的终端合成速度和定位的精度^[3~6]。

步进电动机有多种不同的结构形式。经过近七十年发展,逐渐形成以混合式与磁阻式为主的产品格局^[7]。混合式步进电动机最初是作为一种低速永磁同步电动机而设计的,它是在永磁和变磁阻原理共同作用下运转的,总体性能优于其他步进电动机品种,是工业应用最为广泛的步进电动机品种^[1,2,7]。

目前,混合式步进电动机主要应用于要求较高分辨率的开环定位系统和低速开环调速系统,组成的系统简单方便、成本低,至今还没有更合适的取代产品^[1,7]。但开环控制使系统存在振荡区,在使用时必须避开振荡点,否则速度波动很大,严重时可能导致失步;同时,启动受到限制,一般要通过控制外加的速度按一定的升速规律实现起动,必须有足够长的升速过程。这导致它在速度变化率较大的场合的使用受到了限制。另外,抗负载波动的能力较差。如果负载出现冲击转矩,电动机可能失步或堵转,所以一般不能满载运行,必须留有足够的余量,这导致电动机的容量得不到充分应用。开环控制一般无法有效实现功角控制。定子电流中有很大的无功电流成分,加大了电动机的损耗,所以它的效率一般较低。这些问题促进了混合式步进电动机闭环驱动控制系统的研究。目前混合式步进电动机的高性能控制策略的研究相对滞后,这是由于混合式步进电动机结构特殊,不同于一般类型的电动机,内部各状态变量高度非线性且相互耦合,难以用易于控制应用的简单数学模型表述,传统的经典控制理论无法有效应对系统中的不确定信息。理论和实践均表明,采用经典控制理论的步进电动机系统难以达到满意的控制效果,高性能的伺服系统需要现代控制理论的支撑^[8~11]。对于混合式步进电动机这类高度非线性、强耦合的位置伺服执行元件,智能控制思想是一种合适的选择^[12~14]。

本书以高性能的步进电动机位置伺服系统为目标,进行了深入系统的研究,这必将推动步进电动机的广泛应用,推进步进电动机系统理论研究的深入开展。

1.1 步进电动机的控制

步进电动机的结构设计和运行原理决定了它需要与驱动/控制环节组成伺服单元,以应用于相应的场合。严格来讲,驱动与控制是两个不同的单元,但它们又是密不可分的。步进电动机在近代的发展使原来单一驱动器加电动机组成的开环系统逐渐演变为控制器、驱动器加电动机组成的闭环系统,无论是驱动还是控制的变化,必然带来另一单元的相应改变。以下的论述将驱动与控制统称为步进电动机的控制。

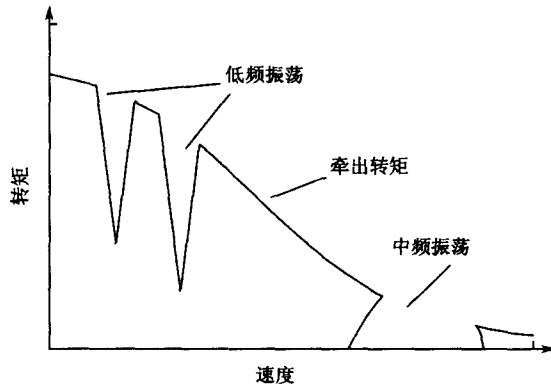
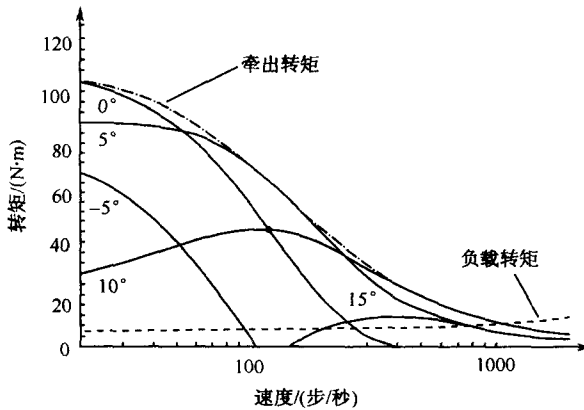
1.1.1 步进电动机的开环控制

步进电动机的最早应用是开环系统,现在工业大量使用的也是开环系统。步进电动机的设计思想使它开环运行的精度高于其他种类的电动机,其运行速度与控制脉冲频率呈严格的正比关系,转过的角度与控制脉冲的个数呈严格的正比关系。现代的步进电动机系统通常都有绕组电流的简单闭环控制,如常见的微步、恒总流、恒相流驱动器。这些系统中电流的给定值是事先设定的,不是由外环控制器实时给定的。本节所说的“开环控制”包含这类系统,是指无位置或速度闭环的系统。步进电动机开环和闭环控制的差别在于保持恒定的变量不同。在开环控制中电动机的转速由控制脉冲的频率决定。电动机的超前角一直在自动调节中,直至电动机的电磁力矩和负载转矩相平衡^[15]。对于闭环控制,超前角由控制器根据转速大小及负载情况给定。

组成一个简单的步进电动机开环系统并不难,只需要环形分配加上功率模块就可以了^[1,2],但要使之具有较高的性能,与闭环控制一样,也需要对步进电动机有透彻的了解。基于步进电动机开环系统的设计,对步进电动机进行理论分析的文献有很多,了解、分析步进电动机开环系统的进展,可以加深对步进电动机的了解,有益于闭环系统的设计。另外,近年来也有一些对驱动主电路结构的研究。这不论对开环还是闭环都是有益的。

1. 关于开环控制的理论分析

由于步进电动机开环控制存在振荡(图 1.1),关于其稳定运行范围的研究一直受到重视^[16,17]。通常是基于对步进电动机动态模型的线性化处理,以速度-超前角坐标系中的等力矩曲线簇为对象进行分析^[18]。在步进电动机的控制中超前角是一个十分重要的量。图 1.2 为文献 [18] 给出的超前角-转矩关系理论计算曲线。由图可见,不同的超前角对应于不同的出力特性。基于对磁阻式步进电动机线性模型的分析,文献 [18] 认为其稳定运行区域对应于电动机能够给出正转矩的范围,这是电动机稳定运行的极限边界。开环运行时还有另外两个限制:

图 1.1 开环系统牵出特性^[18]图 1.2 超前角-转矩关系曲线^[18]

一是电动机的牵出特性。它给出了与电动机负载无关的超前角变化上限；二是电动机动态不稳定的区域，即对应于图 1.1 中振荡的区域。这个区域的大小是与电动机本身及外加阻尼相关的。增加阻尼，不稳定区域将缩小。文献 [18] 中指出合适的阻尼将完全去除动态不稳定的区域，但未能对“合适的阻尼”给出较为确切的描述。

步进电动机振荡的超前角-速度坐标系描述是基于线性模型的仿真分析。而步进电动机的振荡是动态的，与电动机的非线性密切相关。增加外加阻尼对抑制振荡有好处，但对电动机出力特性也会有影响。事实上由于电动机的非线性，要完全去除动态不稳定的区域而又保证对电动机出力特性影响尽量小，外加阻尼应该是自适应的，随负载、运行状态的不同而有所不同。

混合式步进电动机的动态不稳定性与电动机绕组电流中的谐波幅值直接相

关。在绕组电流中适当加入低频分量,即幅值调制或频率调制,可以改善电动机的振荡问题^[19,20]。

若电动机运行角频率为 ω ,电动机转子振荡的角频率为 α ,则电动机绕组电流中包含角频率为 $\omega \pm m\alpha$ (m 为常数, $m=1,2,3,\dots$)的谐波分量。且 $\omega + m\alpha$ 谐波分量产生的阻尼转矩为正, $\omega - m\alpha$ (>0)谐波分量产生的阻尼转矩为负。为拓宽电动机稳定运行的频段,有必要改变电动机绕组电流中的谐波幅值,使 $\omega + m\alpha$ 谐波分量对总的阻尼转矩的贡献占主导地位,从而使阻尼转矩为正。为此可采用两种办法,一是对控制脉冲的频率进行调制,另一种办法是对电压进行幅值调制。若正常情况下的绕组电压为

$$V(t) = V_1 \sin(\omega t - \delta_e) \quad (1-1)$$

式中, V_1 为绕组电压幅值, δ_e 为负载角。

则频率调制时为

$$V(t) = V_1 \sin[\omega t + \theta_0 \sin(\alpha t + \gamma) - \delta_e] \quad (1-2)$$

式中, θ_0 为调制幅度, γ 为调制相角。

幅值调制时为

$$V(t) = [V_1 + V_2 \cos(\alpha t + \gamma)] \sin(\omega t - \delta_e) \quad (1-3)$$

式中, V_2 为调制幅值。

图 1.3 为文献 [19] 中给出的实现电流谐波控制的系统框图。系统电流闭环速度开环,所用电动机为二相并绕混合式步进电动机。系统中检测总电流的谐波成分反馈到前端作为调制的基准。从实验结果来看,这种方法是有效果的;但依赖于对电动机参数的准确模拟。

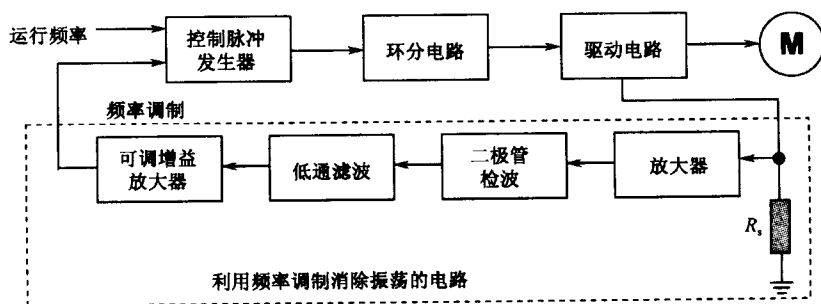


图 1.3 开环稳定系统框图^[19]

2. 关于开环控制的电路结构

随着应用的深入,步进电动机驱动电路的结构也逐步规范化。专用于步进电动机开环驱动芯片已有很多。环分电路是开环驱动控制的核心,针对它的结构的分析、优化也有所进展^[21]。这些都使开环驱动电路日益简单可靠,促进了步

进电动机的广泛应用。

振荡是步进电动机开环系统的主要问题,它是与电动机-驱动器系统的机电时间常数密切相关的。在电动机轴上加装机械阻尼装置可以改变电动机的机械时间常数,影响振荡过程。在电动机驱动主回路中串或并联阻容元件可以改变电路时间常数,也可改善电动机系统的阻尼性能。早期应用较多的是在驱动主回路中加入电阻与绕组串联,减小电路时间常数,加快电流响应速度,提高电动机控制性能。电阻参数选择得当,既可抑制振荡又可拓宽电动机运行范围。这种方法的主要缺点是电阻耗能,且需提高电动机驱动器的额定电压值。还可在驱动主回路中加入电容。作为储能元件,电容可以在绕组能量过剩时吸收能量,从而抑制振荡;在绕组电流需要快速变化时放出能量,提高电流响应速度拓宽电动机运行范围。常见的形式是并联的电阻电容与绕组串联^[22]。文献[23]则在电容回路中加入开关管,使电容的充、放电时间及充、放电回路可控,能够达到更好的效果。适当选择电容值,使电容中储存的能量正好能够补偿反电动势的作用和绕组电阻发热耗能,是比较理想的情况。上述方法的问题是驱动电路复杂,所用功率管增多,控制复杂,成本高,且需要双极性电源。而且电动机绕组电感值是时变的,非线性严重,难以选择适当的电容值。

二相混合式步进电动机的驱动通常采用H桥结构,用8个功率管。文献[24]给出了6个功率管的实现方法,并给出了相应的PWM驱动方法。这种驱动电路两相绕组之间有直接的电路联系,某些时段电流共享,不利于电流控制。电动机的控制是通过电流对转矩的控制,直接控制的量是电流。驱动主电路的结构形式是与电流控制方式密切相关的。驱动主电路结构形式的改变应有相应的电流控制方法的改变。目前看来,电流控制方法较为成型,驱动主电路结构形式将在一段时期内保持现状。为达到良好的电流控制效果应采用8管H桥结构。

文献[25]将超导体应用于步进电动机,提出了一种磁悬浮步进电动机。虽然只是原型电动机,但这一动态是值得关注的。

3. 关于微步驱动

微步驱动将步进电动机的固定步距角变为可编程实现的任意步距角,能够在一定程度上抑制振荡^[26],改善电动机的动态性能。微步驱动是通过电流波形控制实现微步距运行的。电动机绕组电流的给定波形储存在EPROM内。电动机运行中,外加的控制脉冲控制EPROM实时给出电流的给定值,电流控制器控制电动机绕组电流跟随给定变化,实现微步运行。如何确定电流的参考波形是微步驱动器设计的主要任务。最简单的办法是直接给定为正弦波形。由于电动机磁场的非线性,这样做难以得到较高的性能指标。考虑非线性的影响,电流的参考波形可以由实测的矩角特性获得。也有研究者基于电动机的模型,推导出了满足各种优化指标的参考波形;他们大多采用分段线性化的方法考虑非线性的影

响^[27]，在使用中难以达到最优。

1.1.2 步进电动机的闭环控制

现代电力电子器件和微处理器水平的提高为步进电动机闭环控制的进步提供了物质基础；而现代智能控制理论日新月异的变化则大大推动了步进电动机闭环控制理论的研究。步进电动机的闭环控制正逐渐向数字化、智能化、模块化方向发展。从系统结构上，步进电动机的闭环控制可以分为两类。一类是以现有的驱动器开环控制系统为基础，加上控制器和位置传感器构成的闭环控制系统（参见图 1.5）。这类系统中控制器发出控制脉冲作用于驱动器，一个脉冲对应电动机转过一步。控制上的研究主要是如何实时给出适当的超前角。比较典型的控制方式是高速时电压控制，低速时超前角控制，即驱动器升频升压和控制器超前角控制的结合^[28]。

这类系统的分析通常假设磁场线性，推导出驱动器与步进电动机组成的系统的数学模型，进一步得到最优超前角用于控制^[29~31]。现有的文献中给出了恒压驱动系统^[30]、恒流斩波驱动系统^[31]的模型。由于电动机的非线性以及驱动器数学模拟的难度，以此为基础推导出的最优超前角应用效果并不理想，且严重依赖于电动机参数。

针对电动机的非线性和负载等扰动，文献 [32] 对以超前角控制为基础的鲁棒控制进行了初步的研究。仿真结果表明对可变负载有一定的鲁棒性。另外，通过检测绕组电流波形诊断电动机是否处于异常的抖动状态或失步状态，也可增加系统的鲁棒性^[33]。

智能控制思想也进入了步进电动机控制领域。较早也较为典型的是文献 [34]。它以二相混合式步进电动机为对象，用每转 400 脉冲的光电码盘构成位置闭环系统。其位置控制是上述的“驱动器+电动机+控制器”的结构。控制器用简单的计数器和比较器构成。电动机半步运行，2 步对应于 90°电角度。电动机的超前角为 +/−2 步加 45°电角度时，对应于电磁转矩的最大和最小值。因而有如下判断条件用于控制：

```
if mpos - cpos < -2 then xpos = mpos + 2
else if mpos - cpos > 2 then xpos = mpos - 2
else xpos = cpos
end if
```

其中，mpos 为电动机实际步进步数，cpos 为给定的步进步数，xpos 为超前角对应的步数。实际上由于电动机绕组电气时间常数的影响，在电动机转速增加时对应于极值转矩的超前角值有变化。转速较高时超前 3 步比超前 2 步的力矩大。针对这一点，对上述比较条件作如下改进：

```

if |mspeed| > sp then ea = 3
else ea = 2
if mpos - cpos < -ea then xpos = mpos + ea
else if mpos - cpos > ea then xpos = mpos - ea
else xpos = cpos
end if

```

其中, mspeed 为电动机实际转速, sp 为给定的电动机转速阈值, ea 为超前步数。

从实验结果看, 以这样简单的控制器, 达到的控制效果还可以。文献 [34] 的贡献在于不考虑电动机内部的非线性等复杂的问题, 而仅用简单的是非判断进行控制, 以较低的成本改善了系统的性能。是智能控制思想的简单应用。

文献 [35] 与文献 [34] 类似, 但稍微复杂。令第 n 个控制脉冲的超前角为

$$\alpha_s(n) = \alpha_s(n-1) + \Delta\alpha_s(n) \quad (1-4)$$

上式中 $\Delta\alpha_s(n)$ 是修正量, 由下式决定

$$\Delta\alpha_s(n) = \begin{cases} 0, & |e(n)| \leq e_{p1} \\ -\theta_{en} \cdot \text{sign}(e(n)), & e_{p1} < |e(n)| \leq e_{p2} \\ K \cdot e(n), & |e(n)| \leq e_{p1} \end{cases} \quad (1-5)$$

式中, e 为速度误差; e_{p1} 、 e_{p2} 为门限转速; θ_{en} 为码盘给出的反馈脉冲间距对应的角度值; K 为常数, 取为 $\theta_{en}/60$ 。

由于步进电动机的非线性, 用上述的粗糙的控制方式很难达到高性能, 且在给定值附近有小范围的振荡。为克服这个问题引入了 PI 控制。误差较大时采用式 (1-4) 和 (1-5) 控制; 误差较小时采用 PI 控制调节脉冲的超前角。得到的实验结果表明系统响应速度慢, 低速振荡, 速度不稳。

上述这一类系统中绕组电流由驱动器控制, 控制器无法实时控制电流, 因而控制效果不很理想。但作为对现有开环系统的一种改进, 系统成本低, 系统性能的改进也是明显的, 有良好的实用价值。由上述可以看出, 智能控制思想对这类严重非线性而又无法直接控制绕组电流的系统尤为合适。虽已经做了一些基础性的研究工作, 但还有待进一步深化。

另一类系统是完全的闭环控制。即由控制器直接控制绕组电流, 可能达到更高的性能。这类控制的设计是基于步进电动机的瞬时转矩表达式, 以电流控制为手段, 转矩控制为目的^[36]。在正弦电流驱动下, 步进电动机气隙磁导变化的基波分量产生平均转矩, 谐波分量导致相应的谐波转矩。研究者根据电动机的线性或近似线性模型推导出了全局稳定的自适应控制算法^[37]、反馈线性化控制算法^[38~41]。这些控制算法都严重依赖于电动机模型参数。为消除对电动机模型参数的依赖, 文献 [42] 使用了 Lemma RANDM (robust adaptive nonlinear

damping matched), 使控制算法复杂难于实时控制。文献 [43]、[44] 对消除步进电动机的振荡作了研究, 分别采用傅里叶分析、Lyapunov 稳定性分析的方法, 计算复杂, 依赖于电动机模型参数, 效果并不理想。

1.1.3 步进电动机的模糊控制

模糊控制作为一种直接模拟人类思维结果的控制方式, 已广泛应用于工业控制领域。文献 [45] 发表于 1995 年, 是模糊控制在步进电动机控制领域的较早应用。它的目的是对磁阻式步进电动机采用反激法消除振荡。系统结构属于 1.1.2 节中所述的第一类系统。反激法是由 B. C. Kuo 在文献 [2] 中提出的, 是指当电动机接近每一步的稳定平衡位置时给电动机加反向电流, 产生反向力矩。类似于反接制动, 以能量的储存或电阻耗能来减少多余的能量, 消除单步响应的振荡。文献 [45] 将反激法表述为图 1.4。开始时电动机静止于 A 相激磁的稳定平衡位置, t_0 时刻 B 相激磁。 t_1 时刻 B 相停止激磁, A 相激磁, 电动机减速。 t_1 时刻对应的角度变化为 θ_1 。 t_2 时刻 A 相停止激磁, B 相再次激磁, 使电动机趋于稳定平衡位置。 t_2 时刻对应的角速度为 $\dot{\theta}_2$ 。使用反激法的难点在于确定开始反激的角度 θ_1 和结束反激时的速度 $\dot{\theta}_2$ 。由于步进电动机系统的非线性, 很难用线性的控制方法得到较高的性能。可以利用模糊控制理论来确定 θ_1 和 $\dot{\theta}_2$ 。开始反激的角度由下式确定

$$\theta(n) = \theta(n-1) + \theta_s + \Delta\theta(n) \quad (1-6)$$

式中, $\theta(n)$ 为当前触发脉冲角度; $\theta(n-1)$ 为上一个触发脉冲角度; θ_s 为电动机步距角; $\Delta\theta(n)$ 为修正量, 由模糊推理产生。

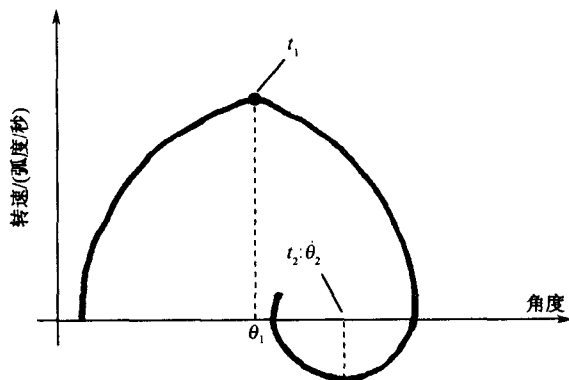


图 1.4 反激法^[45]

确定 $\Delta\theta(n)$ 的模糊控制器以过冲角度为输入量, $\Delta\theta(n)$ 为输出量。隶属函数取为三角形函数, 规则为“if...then...”形式。解模糊采用加权平均法。结束反激时的速度由下式确定:

$$\dot{\theta}(n) = \dot{\theta}(n-1) + k\Delta\dot{\theta}(n) \quad (1-7)$$

式中, $\dot{\theta}(n)$ 为当前结束反激时的速度; $\dot{\theta}(n-1)$ 为上一次结束反激时的速度; $\Delta\dot{\theta}(n)$ 为修正量, 由模糊推理产生。 k 为常数, 取 +1 或 -1, 由角度误差 $\Delta x'_1(n-1)$ 、 $\Delta x'_1(n-2)$ 决定。 k 的初值为 +1, 角度误差减小时 k 保持不变; 角度误差增大时令 $k = -k$ 。如下式

$$\begin{cases} \text{if } \Delta x'_1(n-1) - \Delta x'_1(n-2) \leq 0 \text{ then } k = k \\ \text{if } \Delta x'_1(n-1) - \Delta x'_1(n-2) > 0 \text{ then } k = -k \end{cases} \quad (1-8)$$

确定 $\Delta\dot{\theta}(n)$ 的模糊控制器的输入为角度误差, 输出为 $\Delta\dot{\theta}(n)$ 。隶属函数取为三角形函数, 规则为“if...then...”形式。解模糊采用加权平均法。

图 1.5 给出了系统结构。仿真和实验表明单步响应在稳定平衡位置附近的振荡明显减弱。在文献 [46] 中作者又给出了借助于 Lyapunov 方程确定 θ_1 和 $\dot{\theta}_2$ 的方法, 算法较为复杂。文献 [47] 调整脉冲作用时间, 以期望的半个齿距的位置响应曲线的特性指标作为目标函数, 用遗传算法根据不同的转子惯量求出折衷的最佳脉冲发出时刻。从理论分析和实验结果来看, 对于这种驱动器加控制器的结构后两种方法并不见得好, 反而使系统复杂。

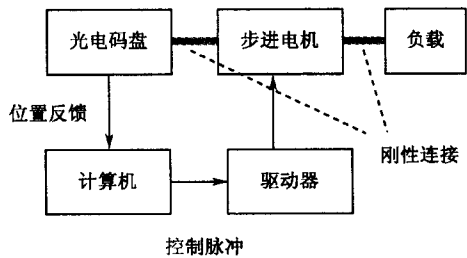


图 1.5 闭环系统结构^[45]

文献 [48] 给出了模糊控制在二相混合式步进电动机速度控制中应用的实例。系统为超前角控制, 设计无需数学模型, 速度响应时间短。模糊控制器结构如图 1.6 所示。系统中控制量是给定的开环运行频率 f 与模糊控制器输出 Δf 之和。将这个频率取倒数, 就得到下一个脉冲的发出时刻。

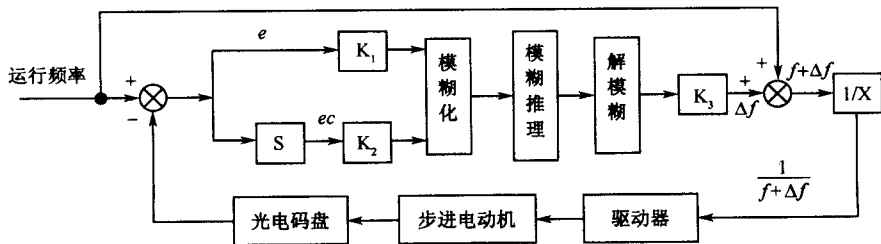


图 1.6 模糊控制器结构^[48]

模糊控制器将电动机运行频率误差 e 和误差微分 ec 作为输入, 输出为电动机运行频率修正量 Δf 。隶属函数均为非等宽三角形函数, 模糊子集个数均为 7,