

ABSTRACT

For the wide application of NC technology, the manufacturing processes have achieved significant improvements in efficiency, flexibility and automation. However, NC technology still limits its application to regulation of the geometry process and has not been accomplished in the physical parameters control. During machining, the factors such as change in the depth of cut, material hardness variation and tool wear may result in the conservative feeds selected and therefore insufficient use of NC machining tools. It is the important way to increase productivity by real-time monitoring and adaptive adjusting the machining process. However, on-line measurement of the signal about machining process is still the bottleneck of the adaptive machining control. At present, the constant feed force machining control is an important research field. Nevertheless, the method that the force loading on the revolving milling cutter is usually obtained through the 3-D dynamometer that can not be used in industry, but only in laboratory. In the light of the national 863 key project "Intelligent NC system with open structure", the dissertation focuses on the following research work:

(1) As for the fact that measuring the milling force directly with dynamometer is hard put into practical use, a new measuring method "indirect milling force measurement based on feed motor current" has been proposed. This method provides a new way for the engineering practical use of the adaptive NC manufacturing technology.

(2) Three continuous phases during the milling process: the generation and transfer of milling force, the process of power conversion between machine and electric power have been studied. On the base of the study, the mathematical model of milling force - feed motor current has been established. The corresponding time-frequency performances between the milling force and feed motor current has been proposed, which setup the theory basis and guiding principles for indirect milling force measurement.

(3) As for the non-smooth and time-varying performances of feed motor

current, a time-frequency localization signal process algorithm for feed motor current has been put forward based on Wavelet Transform theory. The algorithm provides the corresponding methods of signal process in indirect milling force measurement.

(4) On the basis of the above research works, two experiment system have been developed. A software system called AMS1.0 has been developed and put into use in indirect milling force measurement. Furthermore, a lot of indirect milling force measurement experiments have been provided. These experiment results have proved that the indirect milling force measurement technology based on the feed motor current can be successfully used in industry.

(5) Besides these, as for the nonlinear, strong coincidence and time-varying performance existed in milling process, an adaptive control system for constant milling force has been established based on fuzzy-neural network and Lyapunov principle. Then, the corresponding learning control algorithm and stability theorems have been proposed.

(6) In order to show the effectiveness of the above-mentioned control strategy, numerical simulations have been done for the typical nonlinear system and milling process. Based on the Huazhong I CNC system, the system structure of software and hardware for adaptive milling control has been established.

Key Words: Dynamometer, Milling Force, AC Servo Motor System, Vector Control Technology, Wavelet Transform, Multi-Resolution Analysis, Fuzzy Neural Network, Intelligent Control

第一章 绪论

摘要: 对数控技术在加工过程控制方面的局限性、切削力直接测量所存在的问题等课题研究背景作了概述; 就自适应数控加工技术、切削力间接测量技术、非平稳时变信号处理技术及自适应控制技术等国内外发展概况进行了深入的研究; 介绍了本文的主要工作、章节安排及创新所在。

§ 1.1 论文的研究背景

效率、质量是机械加工技术的研究核心。提高加工效率的根本在于提高切削效率, 而提高切削效率的关键在于优化切削用量。数控技术使机械加工进入了自动化时代, 数控系统已成为现代机床的“灵魂”核心。当前数控技术的发展, 高速主轴和高性能伺服的应用, 数控机床在硬件上已具备了很高的切削进给能力。然而, 目前的数控系统还只限于几何运动控制, 对于加工过程中的物理因素控制则还未能很好涉及。

在实际加工过程中, 由于余量的不均匀、曲面形状引起的切削性能不等(如球头铣刀底部切削效果很差)、材料硬度的不一、加工中刀具的磨损变化等因素, 使得实际加工中只能采用保守的切削进给速度。而依靠操作工人的现场干预, 其效果有限且当速度稍高(如 $1\text{m}/\text{min}$) 时, 则人工干预难以进行。上述因素, 使得数控机床的应有效能未能发挥。在加工质量方面, 不适当的切削用量会使机床工艺系统产生变形或振动, 降低加工精度和表面质量。因此, 在加工过程中必须使切削参数控制在合理范围内。此外, 加工中还应防止切削过载, 避免刀具、工件和机床因过载而损坏。

自适应数控加工技术是解决上述问题的重要途径。自适应加工技术是通过影响加工效率和精度的物理量进行检测、建模、提取特征, 自动感知加工系统内部状态及外部环境, 快速做出实现最佳目标的智能决策, 对进给速度、主轴转速等工艺参数进行实时控制, 使机床的加工过程处于最佳状态^[1-8]。据美国 MACOTECH 公司研究分析, 应用自适应数控加工技术, 一般可提高工效 20-40%, 而在球头铣刀的三维曲面加工中, 工效可望进一步提高。因此, 自适应数控加工技术长期以来受到重

视, 各国相继开展了大量的研究并取得了一定进展, 然而, 由于影响自适应数控加工技术的瓶颈—加工过程的状态检测, 至今未能得到完善解决, 使得自适应数控加工技术离工程实用化, 还有一定的距离。

加工过程的状态检测是实现自适应数控加工技术的关键^[9]。许多状态信号从不同角度反映加工过程的状态变化, 常见的有: 切削力、功率、扭矩、温度以及机床振动等。其中, 切削力比其它状态信号更能迅速准确地反映加工过程的状态变化特征。切削力通常是通过测力仪直接测量而获得的, 测力仪的种类很多, 有机械式、液压式、电容式、电感式、电阻应变片式和压电晶体式等^[10]。目前电阻应变片和压电晶体式测力仪已广泛应用于自适应数控车床加工, 但对于刀具旋转的铣削加工过程还存在着一定的困难, 如安装调试不便、配套仪器、价格昂贵、工件受限于测力仪有效接触面积以及加入测力仪后将使机床系统的动态响应发生变化等^[11]。上述问题, 使得测力仪直接测量方法的工程实用化十分困难。因此, 应该寻求一种经济实用的间接测量方法, 使自适应数控加工技术走向实用化。

为此, 本文结合国家 863 重点项目“开放式体系结构的智能化数控系统”(项目编号: 863-511-820-004), 提出了基于进给伺服电流的铣削力间接测量方法, 并围绕该方法进行了深入的研究, 研究内容包括: 铣削力形成及时频特性分析、铣削力传递及机电转换过程分析、进给伺服电流信号的时频局部化处理技术等。本文研究中, 对基于进给伺服电流的铣削力间接测量技术进行了试验验证, 取得了满意的结果; 此外, 本文还就恒铣削力自适应控制技术进行了研究, 由于受现场加工设备及时问限制, 目前只给出了该控制技术的数字仿真结果。

§ 1.2 国内外发展概况

1.2.1 自适应数控加工技术

二十世纪六十年代, 通过自适应调整切削用量参数来提高数控加工效率的需要, 促进了自适应控制理论在数控技术中的应用和发展, 并因此产生自适应数控加工技术。

自适应数控加工技术按控制目标的不同可分为两种: 优化型自适应数控加工技术 (ACO)、约束型自适应数控加工技术 (ACC)^[12,13]。ACO 由于缺乏可靠的传感器, 确定与实际加工相接近的优化目标模型比较困难, 因而发展受到阻碍^[5,14,15]。目前已有的加工过程自适应控制系统主要表现为 ACC 型^[16]。按控制信号的不同,

ACC 型自适应数控加工技术又可分为三类：恒功率自适应控制系统、恒扭矩自适应控制系统和恒切削力自适应控制系统。

二十世纪七十年代初期，日本丰田公司在日本国际机床展示会上展出了 GON-100AC 自适应控制外圆磨床，该系统基于恒功率自适应控制方式，以提高磨削精度和砂轮耐用度^[17]。八十年代中期，美国通用电气公司研究了恒功率自适应控制技术，并推出一台可在线调整进给量的恒功率自适应加工装备^[17,18]。在国内，1979 年清华大学、1988 年合肥工业大学、1993 年哈尔滨工业大学等^[19]，都相继对钻床、铣床、车床的恒功率自适应控制系统进行了较系统的研究，但都处于实验室研究阶段。

1964 年美国本迪克斯公司最早研制出第一台恒扭矩自适应数控铣床系统；1972 年德国西门子公司推出一台控制 X、Y 轴方向进给速度的约束自适应控制车床，其扭矩信号可实时测量；随后，日本 Makino 公司、意大利 Innocentin 公司与 RTM 研究所、瑞典的 Cincinnazi Milacron 公司都相继研制出约束自适应控制机床，以实现恒扭矩数控加工^[17,20]。然而，由于扭矩信号不足以精确地反映机床的工作负荷，因而最终限制了它们的实用性。

恒切削力自适应数控加工技术主要应用在车床与铣床中。1980 年，O.Masory^[21]在工业二阶阻尼系统的假设条件，利用变增益技术对恒切削力自适应数控车床进行了研究，并从理论和实验上论证了该技术的可行性。此后，1989 年 B.S.Chen^[22]提出了 PI 控制，其控制器设计是基于小增益理论；1993 年 Y. S. Tarng^[23]提出了自学习控制，其控制算法是基于神经网络；1994 年 L.Harder^[24]提出了基于随机建模、回归辨识及极点配置的随机控制策略。在恒切削力自适应数控铣床方面，Y. S. Tarng^[25]，Y.Altintas^[26]，S.J.Rober^[27,28]分别提出了自校正控制、模型参考自适应控制、模糊控制等控制策略，国内的一些大学也紧随其后^[29-33]，进行了一定的理论和应用研究。

与恒功率、恒扭矩相比，恒切削力自适应数控加工技术的发展十分迅速，这主要因为切削力能精确地反映机床的工作负荷；然而，如前所述，切削力的在线测量非常困难（特别是对于刀具旋转的铣削加工过程），这使得恒切削力自适应数控加工技术的工程实用化，还有一定的难度。

1.2.2 电机电流在切削加工中的应用

电机电流（含主轴电流、进给伺服电流）在切削加工中的成功应用，目前主要集中在两个方面：刀具监控与机床颤振识别，但利用电机电流进行切削力间接测量，

国外目前只有韩国进行了尝试性研究。从借鉴的角度来看, 刀具监控与机床颤振识别中的电流分析方法和研究结论, 可以引入到切削力间接测量中去, 因为不管是刀具监控、机床颤振还是切削力, 都直接或间接地反映了一个共同问题: 加工过程的状态变化特征。

K.Matsushima^[34], J.L.Stein^[35], M.A.Mannan^[36]较早地提出了利用主轴直流电机的电流信号来测量数控车床加工时的负载转矩, 并以转矩作为控制目标进行车刀监控。J.L.Stein^[35]还就主轴各传动部件对电流检测系统的可工作频带、灵敏度和精确度的影响作了较为详尽地分析, 在此基础上给出了两个有意义的结论: 一是在低速条件下, 主轴传动系统中粘滞摩擦力和库仑摩擦力的变化对电流信号影响显著; 二是高速和大切削负载将明显提高负载转矩间接测量的精度。

B.Y.Lee^[37], 李小隼^[9]在上述基础上作了进一步的研究, 并利用最新的小波分析理论对主轴电流信号进行处理。B.Y.Lee^[37]偏重于刀具监控实验系统的构建, 并通过大量的台阶实验给出了这样一个结论: 主轴电流信号的高频部分对应刀具在切削过程中的负载转矩, 但没有精确给出该低频信号的频带宽。李小隼^[9]则偏重于研究电流信号的小波分析算法, 并通过刀具的破损实验得出结论: 刀具负载转矩的变化, 将导致主轴电流信号的幅值变化。值得一提的是, 该文献对进给伺服电流信号也作了一定程度的研究, 并指出: 刀具的局部破损在小波分解后的进给伺服电流高频部分中可得到体现。

E.Soliman^[38]对利用主轴电流信号进行铣床颤振识别进行了深入的研究, 并在此基础上给出了利用主轴电流信号进行外加负载测量的必备条件: 主轴电机的电流环工作频带必须覆盖外加负载的发生频带。大突变台阶下的颤振识别实验验证了该观点的正确性。

刘晓胜^[39]在镗铣加工中心上进行了类似的研究, 提出了低频振动和高频颤振的间接识别方法, 并在进行主轴电流信号处理时, 给出了一个很有价值的结论: 电流信号的低频成分反映了加工过程中“静态力”的变化情况, 而高频成分则反映了加工过程中“动态力”的变化情况。然而, 该研究只是定性而非定量。

J.L.Stein^[40], Y.Altintas^[41]以直流进给伺服电机为研究对象, 对进给伺服电流进行了研究。J.L.Stein^[40]首先建立了 CNC 车床进给伺服系统各中间环节的传递函数, 并在此基础上得到了以负载转矩作为输入、进给伺服电流作为输出的整个伺服闭环控制系统数学模型。为了能充分利用该数学模型进行车削力的间接检测, J.L.Stein^[40]给出了如下假设: 进给伺服系统的输入负载转矩与车削力严格成正比。严格地来讲, 这种假设在工程意义上并不成立, 因此导致该方法难以满足测量要求。Y.Altintas^[41]在二阶阻尼系统的假设下, 建立了一类专用 CNC 铣床的进给伺服闭环控制系统的

数学模型，并通过切削实验的系统辨识获得模型系统参数。部分切削实验验证了该模型具有一定的正确性，但由于该模型只面向特殊的进给伺服系统，因而不具备通用性。

J.M.Lee^[42]，T.Y.Kim 和 J.W.Kim^[43]，T.Y.Kim 和 J.W.Woo^[44]以交流永磁同步进给伺服电机（PMSM）为研究对象，进行了深入的研究。J.M.Lee^[42]首先利用电机的矢量控制技术，推导出交轴电枢反应电流的合成模型，并在二阶阻尼系统的假设下，给出了笛卡尔坐标系上合成电流与切削力之间的实验曲线模型。T.Y.Kim 和 J.W.Kim^[43]继承了 J.M.Lee^[42]的作法，并在此基础上开发了一套自适应伺服控制系统，该控制器采用通用的极点配置 PID 型结构，实现恒切削力的自适应控制。由于单相电流的矢量合成与交流电机的矢量控制原理相似，因此在理论上具有重要的指导意义，但由于加工过程是一个大时变不确定性非线性系统，使得所建实验曲线模型不具备鲁棒性。T.Y.Kim 和 J.W.Woo^[44]后来立足于数控机床多轴联动时切削力的间接测量，在电流信号的提取与处理、三向进给轴之间的耦合等方面进行了研究，并分别提出了改进的 Kalman 滤波器和基于 ANN 的多变量解耦器。凸轮轮廓的圆弧插补加工实验验证了其正确性，但其实时性并未得到保证。

G.D.Kim^[45]，K.C.Cheok^[46]，Y.S.Tarn^[47]在上述研究的基础上，对数控铣床中进给伺服系统的摩擦特性进行了深入的研究。G.D.Kim^[45]首先论证了当进给伺服系统接受低频微弱的输入信号时，系统的输出特性将决定于粘滞摩擦力和库仑摩擦力，并在此基础上建立了包含摩擦特性的进给伺服系统动力学模型。K.C.Cheok^[46]则指出：粘滞摩擦力和库仑摩擦力是影响轮廓加工精度的不可忽视的因素，并利用上述模型进行自适应加工精度控制，使轮廓加工精度得到改善。Y.S.Tarn^[47]从工件正压力、进给速度、工作台工作位置等三个方面出发，研究了导轨与工作台之间的摩擦力对合成电流信号的影响，并给出了几种工况下合成电流一切削力的实验关系曲线，如同上述，该曲线模型库的鲁棒性较弱。

由此看来，主轴电流在负载转矩的监测中获得了较好效果，但用于切削力间接测量方面，还存在较大困难。其原因为：主轴电机只负责刀具的回转而不负责刀具的进给，因此主轴电流（或主轴功率）主要用来克服刀具的回转转矩而非刀具的进给力，而进给伺服电机才是驱动刀具进给的源动力。

上述研究，为基于进给伺服电流的铣削力间接测量研究，提供了可借鉴的理论方法和开发思路。特别是文献[39]（刘晓胜^[39]），使我们有希望在进给伺服电流中，把与铣削力和摩擦力相对应的两种频率成分区别开来，以便对反映铣削力值的有用电流信号进行精确提取。

1.2.3 非平稳时变信号的处理技术

铣削加工过程具有大时变和不确定性,这将使得进给伺服电流信号也呈非平稳时变特性,也即进给伺服电流信号的幅值和频率都随时间变化而不断变化。常规 Fourier 变换在处理平稳信号时具有很好效果,但在处理非平稳时变的进给伺服电流信号时,则显得不足。

为了寻求非平稳时变信号的时频分析工具,人们对 Fourier 变换进行深入研究,并由此发展了一系列新的信号分析理论:短时 Fourier 变换、时频分析、Gabor 变换、小波变换、Radon-Wigner 变换、分数阶 Fourier 变换和调幅-调频信号分析等,而其中尤以小波变换的研究发展势头最猛^[48]。小波变换在现代信号分析理论中具有举足轻重的地位,这主要源于小波变换的三大特点:一、时频局部化:它能同时在时频两域上对信号进行分析,这正是非平稳时变信号实时处理所需要的;二、自适应调整性,它能根据被分析信号的时频特性自动调整窗函数的有关参数;三、数学显微镜性质,它能根据人们要求,对被分析信号自动“调焦”,以取得人们满意的最佳效果^[49-61]。

文献[62-69]在 Mallat 塔式分解算法的基础上,面向各个应用领域进行了一定程度的修改,提出了许多改进型的小波分解算法。文献[62]给出了一类 Mallat 塔式分解算法与 FFT 算法相结合的混合型分解算法。文献[63,64]基于 Mellin 变换,提出了连续小波变换快速算法,该算法适宜于分析非平稳振动信号,而且可以方便地通过硬件实现。文献[65]就信号的连续逼近及细节的计算进行了研究,并给出了按二次采样间隔构造尺度函数与小波函数的算法公式。文献[66-68]分别基于调频高斯小波、分析小波和改进型 Morlet 小波,给出了信号分解算法,该类算法具有较好的时频分辨率和抗噪声能力,并成功应用在复信号的图象分析以及电磁场目标后向散射信号的分析上。文献[69]给出了对基小波先行一次尺度伸缩的方法,该方法可使尺度函数的确定具有较大的灵活性,特别适宜于基于 Mellin 变换的连续小波变换快速算法。

文献[70]基于子波变换系数模极大值同信号奇异性之间的关系,给出了一种利用极大值信息的信号重构方法,该算法在信号的重构精度上具有突出的优势,但并未解决大计算量的问题。文献[71]以单位阶跃函数在不同尺度上的小波变换作为基函数,利用模极大值拟合信号的小波变换,并在此基础上给出了信号重构算法,该算法计算简单且具有明确直观的物理意义,但重构信号的信噪比不高。

文献[72]根据压缩映射原理构造迭代投影算法,实现了由小波变换极大值重构

原信号, 该算法的一个突出优点在于不需要进行小波逆变换的运算。文献[73]给出了一种交替投影迭代过程中对重构子波变换系数进行修剪的算法, 人为地删除虚假的极大值点, 该算法能抑至类似于 Gibbs 现象的虚假震荡。然而, 上述两类算法都没有克服迭代投影法所带来的收敛速度慢、学习过程不稳定的缺点。

文献[74]对基于小波变换的奇异性检测技术作了较为系统的研究, 在此基础上, 文献[75~83]提出了许多改进型的奇异性检测算法, 并在多个工程技术领域得到了成功地应用, 这一点与基于小波变换的信号分解有相同之处。

文献[75~79]通过计算 Lipschitz 指数, 给出了信号局部突变点的检测算法, 并分别应用在机床的颤振识别, 往复式空气压缩机气阀的振动识别、柴油机和机床的故障诊断等工业现场中。文献[80]将小波变换与人工神经网络结合起来, 给出了一类奇异性检测方法, 并在旋转机械故障诊断中得到了较好的应用。文献[81~83]基于小波变换和奇异性测度 Lipschitz 指数, 给出了信号突变点检测算法, 心率的变异性检测实验、隧道衬的质量检测实验以及语音的基音检测实验均验证了该算法的检测结果在工程上是可接受的。

1.2.4 自适应控制技术

当代科学技术的重大变革和发展, 已突破旧的自动控制系统框架向复杂的自动控制系统框架发展。这些复杂的自动控制系统仅凭古典控制理论、现代控制理论中自适应控制或变结构控制已无法得到解决。与此同时, 人们在生产实践中看到, 许多复杂的生产过程难以实现的目标控制, 可是相关领域的专家却能凭丰富的经验对它们进行控制, 并能获得满意的控制效果。这时因为专家们充分利用了人类特有的经验知识、直觉推理、形象思维等智能活动。这一现象说明: 专家们的经验知识若能和控制理论结合, 并把它作为控制理论解决复杂生产的一个补偿手段, 那将使控制理论解决复杂生产过程有一个突破性进展^[3,84-86]。

为此, 以模糊逻辑推理、人工神经网络、专家系统等为典型代表的自适应控制技术应运而生。1943年, McCu 和 Pitts 用数理逻辑的方法首次提出 M-P 神经元模型, 随后 Hebb 从心理学的角度提出了至今仍对神经网络理论有重大影响的 Hebb 学习法则。五十至六十年代的代表性工作有 F.Rosenblatt 的感知器, Widrow 的自适应线性元件 Adaline^[87]。七十年代符号化人工智能在处理感知问题及知识获取方面遇到巨大阻力, 使得神经网络的研究处于低潮。进入八十年代后, Hopfield 首次引进能量函数的概念, 解决了平衡状态的稳定判据问题; 随后, D.E.Rumelhart 和

J.L.McClelland 等人提出了解决多层神经网络权值修正的 BP 算法^[88-93]。这两项突出的研究成果，为神经网络的复兴增添了活力，自此，神经网络的理论研究得到了空前的发展，而且其应用推广也取得了长足的进步。

神经网络具有许多可应用于非线性控制系统的突出优点^[94,95]：

(1) 神经网络对复杂不确定性问题的自适应和自学习能力，可用作控制系统的补偿环节和自适应环节；

(2) 神经网络以任意精度逼近非线性函数的能力，可用于对非线性系统的辨识与控制；

(3) 神经网络的并行运算机制可以解决控制系统中大规模实时计算问题和容错问题；

(4) 神经网络的分布式存储能力，可用作复杂控制系统中的信息转换接口。

神经网络的上述优点，在提高自动控制系统的信息处理能力、智能自适应能力等方面，无疑为人们提供了新的思路 and 选择^[87]。目前，基于神经网络发展起来的智能自适应控制系统有：自校正控制系统、模型参考自适应控制系统、参数估计自适应控制系统等。但总的来说，尚处于探索研究阶段，还未形成象其他控制器那样比较完善的理论体系和系统化的设计方法^[90]。因而，还存在不少问题需要解决，如：神经网络的网络结构设计^[96-98]、神经网络的学习算法改进^[99-105]、稳定性分析等^[106-108]。

模糊控制是又一类自适应控制形式，它试图去模仿人的模糊决策和逻辑推理的功能。1965年，L.A.Zedah 首先提出了模糊集合论，为模糊控制奠定了基础；1974年，英国的 E.H.Mamdani 首先利用模糊逻辑设计的模糊控制器，在汽轮机的运行控制中得到了成功的应用，并因此开创了模糊逻辑在控制领域中应用的先河；1980年，丹麦的 F.L.Smith 公司成功地将模糊控制应用在水泥窑的控制中，获得了满意的控制性能和强鲁棒性；1983年，日本的 M.Sugeno 和 K.Murakami 将一种基于语言真值推理的模糊控制器，又成功地应用于汽车速度控制中^[109-111]。自此以后，模糊逻辑推理理论的应用，特别是在工业控制中的应用，得到了迅速的发展^[112]。

模糊控制系统设计的基本思路是：首先建立用语言变量描述的模糊规则库，并通过模糊化、模糊决策和除模糊化，实现对工业过程的控制。相比于神经网络，模糊控制系统的设计相当简单，而且形成了标准的系统设计方法，但却存在以下不足：

(1) 对于大时变、强耦合的非线性系统，要想获得比较完善的模糊规则库，则显得十分困难；

(2) 模糊控制系统虽具有将人的经验知识融于控制过程中，但是并不具备人的自学习自适应能力。

为此,近十几年来,人们致力于将神经网络与模糊逻辑理论结合,并面向各类工业控制对象,推出了许多具有自学习能力的自适应模糊控制系统^[113-123]。

§ 1.3 本文的主要工作及创新点

针对测力仪直接测量铣削力所存在的问题,本文提出了“基于进给伺服电流的铣削力间接测量”这一新的方法,并结合国家 863 重点项目“开放式体系结构的智能化数控系统”,对铣削力间接测量及其相关技术进行了深入研究。论文主要由两个部分组成:2~5章重点研究基于进给伺服电流的铣削力间接测量技术、6~7章重点研究恒铣削力自适应控制技术。

1.3.1 本文的主要工作

(1) 对铣削力直接测量中所存在的问题进行了研究。由此,提出了“基于进给伺服电流的铣削力间接测量”这一新的方法,并就其总体技术方案以及相关理论与关键技术进行了分析。(第二章)

(2) 对铣削加工过程中的铣削力形成、传递及机电转换过程进行了深入研究。在此基础上,建立了铣削力—进给伺服电流关系模型,并给出了铣削力与进给伺服电流之间的时频对应关系,为铣削力间接测量提供了依据和指导原则。(第三章)

(3) 针对进给伺服电流信号的非平稳时变特性,基于小波变换理论,建立了进给伺服电流信号的时频局部化处理算法,为从进给伺服电流中提取铣削力信号值,提供了完整的信号处理手段。(第四章)

(4) 在上述理论研究的同时,研制了两套实验系统,开发了相应的铣削力间接测量软件系统,并进行了试验研究。试验结果表明:利用进给伺服电流对铣削力进行间接测量,可满足工程实用要求。(第五章)

(5) 此外,针对铣削加工过程的非线性、强耦合、大时变不确定性等问题,基于模糊神经网络,研究了恒铣削力加工自适应控制系统,提出了相应的学习控制算法和稳定性判别方法。(第六章)

(6) 以典型的非线性系统和铣削加工过程为例,对恒铣削力加工控制系统进行了数字仿真,并在华中 I 型数控系统基础上,研究了恒铣削力加工控制的软硬件体系结构,为自适应数控加工技术的实现,提供了系统实施方案。(第七章)

1.3.2 本文的创新点

(1) 针对铣削力直接测量中所存在的问题, 提出了“基于进给伺服电流的铣削力间接测量”这一新的测量方法, 为自适应加工控制中的有效信息获取问题, 提供了一种新的解决途径。

(2) 对铣削加工过程中的铣削力形成、传递及机电转换过程进行了深入研究。在此基础上, 建立了铣削力—进给伺服电流关系模型, 并给出了铣削力与进给伺服电流之间的时频对应关系, 为铣削力间接测量提供了依据和指导原则。

(3) 针对铣削加工过程中的非线性、强耦合、大时变不确定性等问题, 提出了一种新的恒铣削力自适应控制方法, 并建立了相应的学习控制算法和稳定性判别方法, 为铣削加工过程提供了稳定可靠的自适应控制手段。

第二章 基于进给伺服电流的铣削力间接测量技术提出

摘要: 对测力仪直接测量铣削力所存在的不足进行了研究; 在此基础上, 提出了基于进给伺服电流的铣削间接测量技术; 基于永磁交流同步伺服电机系统的矢量控制原理, 给出了铣削间接测量的总体技术方案; 提出了基于进给伺服电流的铣削力间接测量所必须解决的关键理论与技术问题。

§ 2.1 测力仪直接测量铣削力所存在的不足

目前国内外, 切削力信号的获取通常是通过测力仪直接测量而进行的。测力仪的种类很多, 有机械式、液压式、电容式、电感式、电阻应变片式和压电晶体式测力仪等。

机械和液压测力仪因刚度低、惯性大、只能测量平均切削力, 到目前实际上已经被淘汰。电容和电感测力仪虽可用于测量切削力的瞬时变化值, 但由于受结构限制, 在测量多向切削分力时, 特别是在切削力作用点位置改变时(如铣削和磨削)测力仪结构复杂, 因此这两种传感器也不适用于切削力的测量^[10]。

电阻应变片式测力仪是一种电阻式测力仪。如图 2.1 所示, 电阻应变片式测力仪的工作原理为: 在测力仪的弹性元件上, 粘贴有具有一定阻值的电阻应变片, 多个电阻应变片联接成电桥; 切削时, 电阻应变片在切削力的作用下随弹性元件发生压缩或拉伸, 因而会改变其自身的电阻值, 从而使得电桥输出端的电位差及由此而产生的电流发生变化;

然后, 再利用电流与切削力之间的标定曲线, 可最终确定切削力的信号值。

电阻应变片式测力仪由于具有灵敏度较高、量程范围较大、测量精度较高等特点, 目前已大量地应用于车削加工过程(刀具不旋转, 切削力作用点位置不变化)

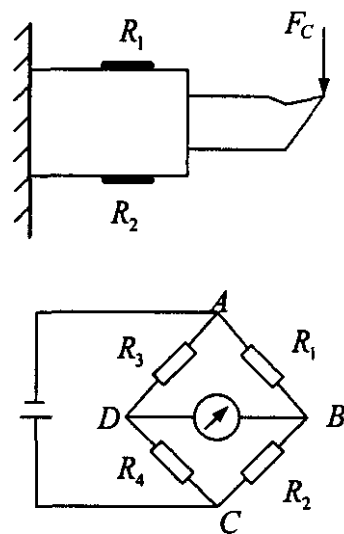


图 2.1 电阻应变片式测力仪^[124]

的监控和自适应控制，并不乏成功的实例，然而对于铣削加工过程（刀具旋转，切削力作用点位置始终在变化）来说，电阻应变片式测力仪离真正实用还存在一定的距离。

压电晶体式测力仪是一种灵敏度高，刚度大，自振频率高，线性度和抗干扰性都好且无惯性的高精度测力仪。它特别适用于测动态力和瞬时力。目前使用较为广泛的压电晶体式测力仪大都来自瑞士 Kistler 公司生产的 9257A 型压电晶体式三向测力平台仪，其主要工作原理是：测力仪受力后，其内部的石英晶体在机械力的作用下发生正压电效应，并由压电传感器和电荷放大器输出电荷，然后通过对输出电荷的测试可实现对切削力的测量。

压电晶体式测力仪很容易受温度的影响，在连续测量切削力时，会产生电荷泄露，使零点漂移，以致影响测量精度。

在铣削加工过程中，刀具旋转而工件不动，因此测力仪不可能安装在刀具上，而只能安装在工件上。由于刀具与工件是作用力与反作用力的关系，因此可通过测量作用在工件上的铣削力来等值表达作用在刀具上的铣削力。虽然压电晶体式测力仪无论在测试精度，还是在动态特性方面都明显优于传统的电阻应变片式测力仪，但在铣削力的直接测量中，依然存在如下固有的不足：

(1) 工件的底部接触面积受限：常用压电晶体式测力仪的底面面积一般较小（ 120×170 ），而工件毛坯的底面积又受限于测力仪的有效接触面积，从而导致绝大多数的工件不宜于安装测力仪；

(2) 铣床部件发生变化：当利用测力仪直接测量铣削力时，测力仪必须通过螺栓或专用夹具与铣床工作台固定，因而将改变铣床部件；

(3) 仪器配套：电阻应变片式测力仪必须与动态应变仪配套使用，而压电晶体式测力仪也必须与电荷放大器配套使用，而且除了电阻应变片以外，动态应变仪、电荷放大器以及压电晶体式测力仪都比较昂贵；

(4) 调试不便：由于测力仪内部的石英晶体受温度的影响很大，因而需经常调试并重新标定；

(5) 工件质量的变化会影响测量精度：如图 2.2，由于测力仪所测铣削力中包

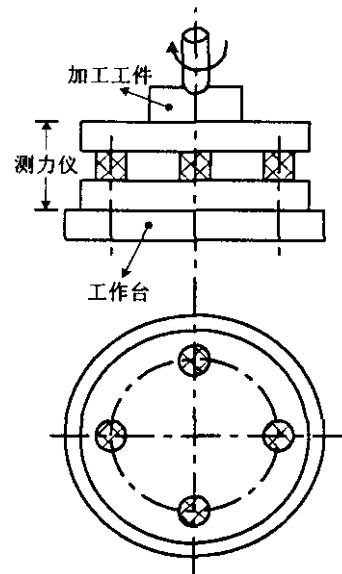


图 2.2 压电晶体式测力仪^[10]

含有工件的重力，然而在铣削加工过程中，随着工件材料的切除，工件的质量会逐渐减少，但测力仪并不能实时检测出工件质量的减少量，因而会影响测力仪的测量精度。这种影响在工件毛坯的粗加工中表现得尤为突出；

(6) 测力仪的加入会使得系统的动态响应有所变化，并造成实际切削深度与指令切削深度之间的误差，因而会影响加工质量。

测力仪的上述不足，决定了直接测量铣削力这一传统的思路，对于自适应数控加工技术的工程实用化，将是十分困难的。为此，有必要撇开传统的思路，寻求一种经济实用的间接测量方法，以解决自适应数控加工技术的瓶颈问题——铣削力测量。

§ 2.2 铣削力间接测量技术的提出

如图 2.3 所示，在铣削加工过程中，刀具铣削受力的变化通过机械传动系统的传递作用，以联轴节作为机电转换的中心枢纽，在交流伺服电机系统的电参量变化中得到体现。其具体过程如下：

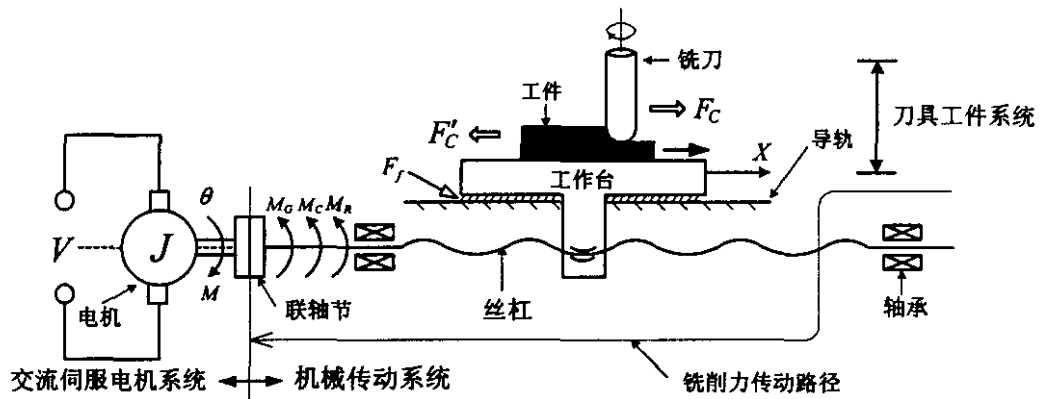


图 2.3 铣削加工过程

(1) 刀具回转与工件进给构成刀具—工件这一变形系统，并基于该变形系统，产生一对作用力与反作用力： $F_C - F'_C$ 。然后，铣削力 F_C 将以工件作为中间传递媒介，进入机械传动系统。

(2) 工件与工作台作为一个质量整体，通过丝杠螺母副，实现力向力矩的转换，并分别以铣削力矩 M_C 和与摩擦力矩 M_R 的形式作用在联轴节的右端。

(3) 以联轴节作为机电转换的中心枢纽，实现电机输出电磁转矩 M 与铣削力矩 M_C 、摩擦力矩 M_R 、惯性力矩 M_G 之间的平衡，即： $M = M_C + M_R + M_G$ 。

(4) 交流伺服电机系统以 $M = M_C + M_R + M_G$ 为控制目标, 利用矢量控制技术, 把交流电机模拟成直流电机, 并通过直流幅值的调整, 实现进给伺服电流与铣削力之间的对应调节。

由此可见, 铣削加工大致可分为三个连续过程: 铣削力形成 (刀具工件系统)、铣削力传递 (机械传动系统)、机电转换 (交流伺服电机系统), 而铣削力与进给伺服电流正好就是这三个连续过程的首尾端两个参量。因此, 可对此三个连续过程进行研究, 并建立起铣削力—进给伺服电流的关系模型, 从而有望撇开测力仪直接测力的传统思路, 利用进给伺服电流对铣削力进行间接测量。

§ 2.3 铣削力间接测量的总体技术方案

基于进给伺服电流的铣削力间接测量总体技术方案如图 2.4 所示, 图中的实线部分表示永磁交流同步伺服电机系统 (PMSM: Permanent Magnet Synchronous Motor) 的矢量控制回路, 虚线部分表示铣削力间接测量回路。

由图 2.4 中的实线部分可以看出: PMSM 的矢量控制回路从外向内由三个控制环节组成 (即: 位置控制环、速度控制环及转矩控制环), 外环是内环的控制目标, 而内环是外环的控制手段。在图 2.4 中, 转矩控制环是最里面的一个控制环节, 其控制原理为: 利用矢量变化 ($\sqrt{2/3} \rightarrow e^{j\theta}$), 使三相交流转换成一相直流 ($i_A, i_B, i_C \rightarrow i_{qs}$), 并通过该直流幅值的调整 ($T = K \cdot \psi_f i_{qs}$), 实现 PMSM 电机输出电磁转矩与外加负载转矩之间的平衡 ($T = T^*$)。转矩控制环的控制原理告诉我们: 进给伺服电流 i_{qs} 与外加负载转矩 T^* 存在着对应调节的关系, 而铣削力 F_C 又是外加负载转矩 T^* 中的一个主要组成部分。因此, 只要建立起铣削力 F_C 与进给伺服电流 i_{qs} 之间的关系模型, 或者验证进给伺服电流 i_{qs} 中确实存在着与铣削力 F_C 类似的时频对应关系 (本文第三章将严格证明), 则基于进给伺服电流的铣削力间接测量问题可基本得到解决。

基于转矩控制环的控制原理, 图 2.4 中的虚线部分给出了铣削力间接测量回路, 由该回路可如下给出铣削力间接测量的总体技术方案 (注: 受现场加工设备和数控系统的限制, 目前还不能直接从数控系统内读出电流信号值):

(1) 由两个霍尔元件测量出 PMSM 电机的两相定子电流信号 (i_A, i_B), 并通过三相电流平衡公式 ($i_A + i_B + i_C = 0$) 得出另外一相电流信号 (i_C);

(2) 通过矢量变化, 实现三相交流向一相直流 ($i_A, i_B, i_C, \theta_r \rightarrow i_{qs}$) 的转换, 并得到与铣削力 F_C 有关的进给伺服电流信号 (i_{qs});

(3) 利用铣削力 F_C 的时频特性, 估算铣削力的基频带, 并由此计算进给伺服

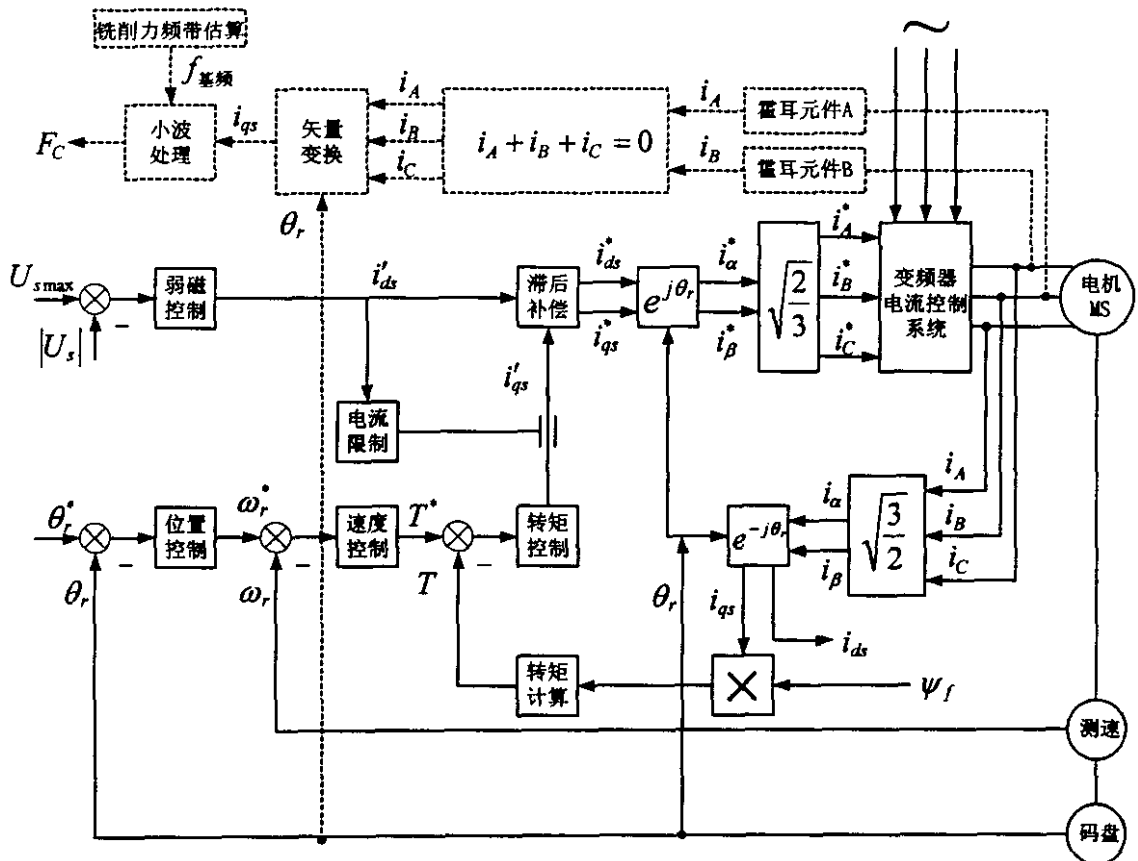


图 2.4 基于进给伺服电流的铣削力间接测量总体技术方案

电流中的有用信号频带；

(4) 利用小波变换，实现进给伺服电流的分频细化，并进行局部频段重构以抽取与铣削力 F_C 严格对应的有用电流信号；

(5) 对小波重构后的有用电流信号进行标定，实现进给伺服电流—铣削力之间的幅值转换，并最终得到铣削力 F_C 的间接测量值。

§ 2.4 铣削力间接测量中的关键理论与技术问题

如图 2.3 所示，在铣削加工过程中，铣削力和进给伺服电流是一机电系统的首尾端两个参量，而该机电系统又包含诸多非线性过程，如：铣削力形成（刀具工件系统）、铣削力传递过程（机械传动系统）、机电转换过程（交流伺服电机系统）等等。因此，要实现基于进给伺服电流的铣削力间接测量，则有必要对如下关键理论

与技术问题进行研究:

(1) 铣削力形成及时频特性分析

铣削力是由刀具工件这一变形系统产生的, 因而影响铣削力的因素很多, 有加工材料的机械性能(如: 材料的强度, 硬度)、切削用量(如: 切削速度, 进给速度)以及刀具的几何角度(如: 前角, 刀具半径)等。这些影响因素的存在使得铣削力在时频域上表现为非平稳时变特性, 特别是对于结构复杂且切削刃上各点切削性能不同的球头铣刀更是如此。另外, 由于进给伺服电流中存在着与铣削力类似的时频域特性(本文第三章将严格证明), 因此研究铣削力的形成并分析铣削力的时频特性, 对于后续的进给伺服电流信号处理将是必要的。

(2) 铣削力的传递过程分析

铣削力的传递过程是通过机械传动系统实现的, 机械传动系统中包含有许多非线性因素, 如: 工作台与导轨之间的摩擦、丝杠螺母副之间的摩擦、各传动部件之间的间隙等。这些非线性因素很可能淹没或扭曲铣削力信号, 因而对铣削力的传递过程进行分析并建立起铣削力传递过程的模型是必须的。

(3) 机电转换过程分析

机电转换过程(也即: 进给伺服电流与电机外加负载转矩之间的对应调节)是通过交流伺服电机系统实现的, 机电转换过程也包含诸多非线性问题, 如: 能量损耗非线性、多变量耦合非线性等。以联轴节作为中心枢纽, 实现电机输出转矩与外加负载转矩之间的平衡, 是机电转换过程的控制目标, 而通过矢量变换对进给伺服电流的幅值进行对应调节, 是机电转换过程的控制手段。因此, 研究机电转换过程对于铣削力的间接测量具有重要意义。

(4) 铣削力—进给伺服电流关系模型的建立

在上述研究的基础上建立起铣削力—进给伺服电流关系模型, 将是铣削力间接测量中的关键, 这是因为: 通过该关系模型的仿真及实验结果分析, 将昭示出铣削力与进给伺服电流之间的时频关系, 这为后续的进给伺服电流信号的处理提供了依据和指导原则。

(5) 进给伺服电流信号的时频局部化处理技术研究

交流伺服电机系统中非线性问题同样使得进给伺服电流信号也具有非平稳时变特性, 而传统的傅立叶变换只能分析平稳或伪平稳信号。因此, 有必要基于非平稳信号的时频分析工具—小波变换, 建立进给伺服电流信号的快速分解算法、局部频段重构算法及奇异性检测算法, 以便对进给伺服电流信号进行时频局部化处理, 并从中提取出可间接表达铣削力值的有用电流信号。

§ 2.5 本章小结

(1) 分析了机械式、液压式特别是电阻应变片式和压电晶体式测力仪的测量原理,在此基础上研究了各测力仪在直接测量铣削力时所存在的问题,并由此得出结论:测力仪直接测量铣削力这一传统的技术思路,对于实现自适应数控加工技术的工程实用化,是十分困难的;

(2) 分析了铣削加工中的三个连续过程:铣削力形成、传递及机电转换过程,在此基础上,提出了基于进给伺服电流的铣削力间接测量技术,为解决自适应数控加工技术的瓶颈问题—铣削力测量,提供了一个新的思路;

(3) 对永磁交流同步伺服电机系统的矢量控制原理进行了研究,研究结果表明:只要建立起铣削力 F_C 与进给伺服电流 i_{qs} 之间的关系模型,或者验证进给伺服电流 i_{qs} 中确实存在着与铣削力 F_C 类似的时频对应关系,则基于进给伺服电流的铣削力间接测量问题可基本得到解决。在此基础上,给出了基于进给伺服电流的铣削力间接测量总体技术方案;

(4) 提出了铣削力间接测量中必须解决的关键理论和技术问题:铣削力的时频特性、铣削力传递过程的非线性、机电转换过程的非线性、铣削力—进给伺服电流的关系模型以及进给伺服电流信号的时频局部化处理算法等。

第三章 铣削加工过程分析及铣削力—进给伺服电流关系模型的建立

摘要: 对铣削加工过程中的铣削力形成、传递及机电转换过程进行了深入研究; 在此基础上, 分稳态运行、瞬态调整这两种常态, 建立了铣削力—进给伺服电流之间的关系模型, 给出了数字仿真和试验验证结果; 建立了铣削力与进给伺服电流之间的时频对应关系, 为铣削力间接测量中的进给伺服电流信号处理, 提供了依据和指导原则。

§ 3.1 引言

如前所述, 在铣削加工过程中存在着“铣削力形成—铣削力传递—机电转换”这三个连续过程, 而铣削力与进给伺服电流正好就是这三个连续过程的首尾端两个参量。因此, 对铣削加工中的这三个连续过程进行研究, 并在此基础上建立起铣削力—进给伺服电流关系模型, 是实现铣削力间接测量的技术基础。具体地说, 基于已建立的关系模型, 可以对进给伺服电流信号中所包含的多种频率成分进行物理解释, 并以此给出铣削力与进给伺服电流之间的时频对应关系, 为铣削力间接测量中的进给伺服电流信号处理提供指导和依据。

如图 2.3 所示, 数控机床的进给伺服系统是一个由伺服电动机拖动, 并通过传动机构带动工作台进给的机电运动整体。进给伺服系统包含两个部分: 一是由传动机构和工作台组成的机械传动系统, 二是由交流电动机组成的交流伺服电机系统。矢量控制技术在现代交流伺服电机系统中的成功应用, 使得对进给伺服系统的机电特性进行定量分析成为可能。然而, 传统的分析方法往往把电机的输出电磁转矩等效表达为机械传动系统中的惯性转矩和负载转矩, 并在此基础上建立起电机内部各电参量与负载转矩之间的动态关系^[158~180]。由于机械传动系统中所存在的摩擦力和切削力都被等效为一个负载转矩, 因而负载转矩作为唯一的一个负载参变量参与建模, 这使得最终所建机电模型并不显含切削力这一参变量。然而, 本论文的研究对象恰恰就是切削力和进给伺服电流, 因此传统的机电特性分析方法在铣削力间接测量中, 还存在一定的不足。

为此, 本章首先对铣削力的形成进行了分析, 给出了铣削力的时频特性。其次, 从铣削力传递过程的非线性入手, 建立了包含铣削力、粘滞摩擦力、库仑摩擦力和

惯性转矩的铣削力传递过程模型。再次，基于永磁交流同步伺服电机的磁场定向矢量控制原理，建立了机电转换过程的数学模型。然后，联合铣削力传递和机电转换模型，分稳态运行、瞬态调整这两种常态，建立了铣削力—进给伺服电流之间的关系模型。最后，利用所建关系模型及其仿真和实验结果，给出了铣削力与进给伺服电流之间的时频对应关系，该时频对应关系为铣削力间接测量中的进给伺服电流信号处理提供了依据和指导原则。

§ 3.2 铣削力的形成及时频特性分析

如图 3.1 所示，从宏观的角度来看，铣削过程有别于车削过程，其区别在于：车削加工是一个连续切削过程，其车削力作用点位置不变；而铣削加工是一个断续切削过程，其铣削力作用点位置时刻在变化。从微观的角度出发（即对于微分段切

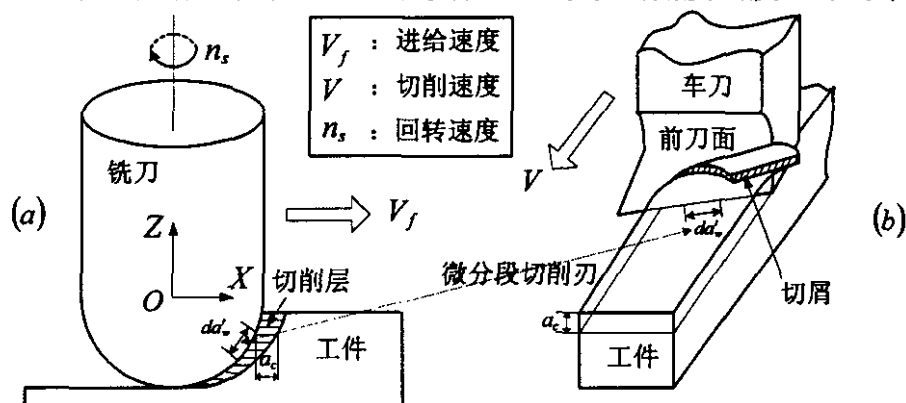


图 3.1 (a) 铣刀加工

图 3.1 (b) 车刀加工

削刃 da'_w 来说)，两者的切削机理却是一致的^[125~144]。因此，可利用面向车刀的 Merchant 斜角切削理论，从微分段铣削刃入手来研究铣削力的形成特性。

由于球头铣刀的几何结构比其它类型的铣刀（如：立铣刀、盘铣刀等）复杂，而且广泛应用于三维自由曲面的数控加工中，因此我们把本文的研究对象（铣削力）定位于球头铣刀在切削过程中的受力。

3.2.1 铣削力的形成分析

如图 3.2 所示，Merchant 斜角切削模型把切削层转变为切屑的过程，处理为切

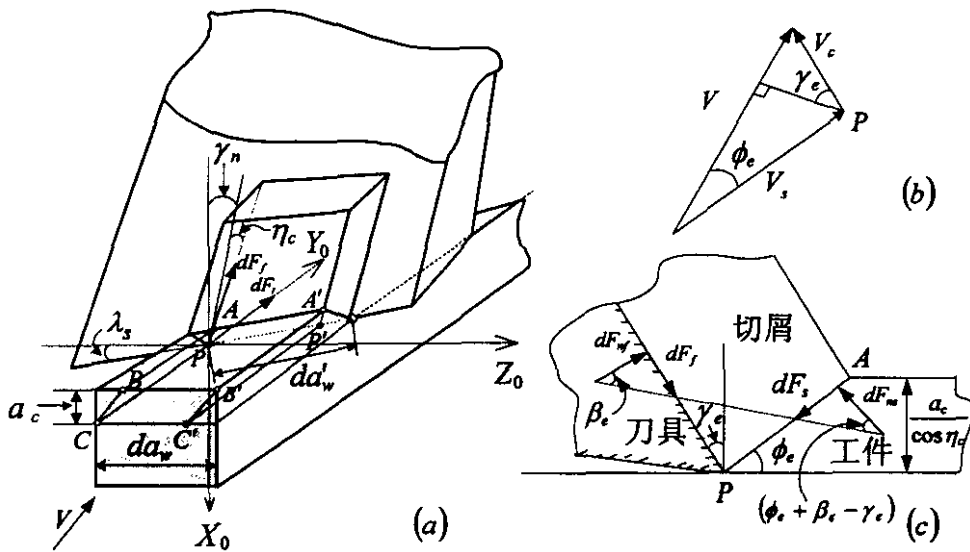


图 3.2 (a) 单点切削刃的 Merchant 斜角切削模型, (b) 等效截面上的速度矢量图, (c) 等效截面上的力平衡条件

削层材料通过某一剪切平面时发生塑性剪切而变形为切屑的过程, 并认为切削力主要来源于第一变形区的剪切受力和第二变形区的摩擦受力^[145]。

图 3.2 (a) 中, 平面 $PAA'P'$ 表示剪切平面, 平面 $PABC$ 为正交切削应变平面在斜角切削中的等效截面。由该图可给出剪切面积 dA 的计算表达式:

$$dA = a_c \cdot da'_w = \frac{a_c}{\cos \eta_c \sin \phi_e} \cdot \frac{da_w}{\cos \lambda_s} \dots\dots\dots (3.1)$$

式中, a_c, da_w —Merchant 斜角切削模型中工件的切深, 微分段切宽;

da'_w —等效截面中刀刃实际参加切削的微分段切宽;

$\eta_c, \lambda_s, \phi_e$ —流屑角, 刀具的刀倾角, 等效截面上的剪切角。

图 3.2 (b) 给出了等效截面 $PABC$ 上各速度的对应关系^[145-147], 由该图可以看出三个速度矢量构成封闭三角形, 即:

$$V_s = \frac{\cos \gamma_e}{\cos(\phi_e - \gamma_e)} \cdot V, V_c = \frac{\sin \phi_e}{\cos(\phi_e - \gamma_e)} \cdot V \dots\dots\dots (3.2)$$

式中, γ_e —等效截面上的刀具前角。

利用式 (3.1), 可以得到剪切面上的剪切力:

$$dF_s = \tau_s \cdot dA = \frac{\tau_s a_c da_w}{\cos \eta_c \sin \phi_e \cos \lambda_s} \dots\dots\dots (3.3)$$

式中, τ_s —剪切屈服应力。

由图 3.2 (c) 可知, 等效截面的剪切面上的力平衡条件为:

$$d\bar{F}_s + d\bar{F}_{ns} = d\bar{F}_f + d\bar{F}_{nf} \quad \dots\dots\dots (3.4)$$

式中, $d\bar{F}_{ns}, d\bar{F}_{nf}$ —等效截面中作用在剪切面上和前刀面上的法向力矢量。

由以上两式, 可得刀具前刀面上的摩擦力:

$$dF_f = dF_s \cdot \frac{\sin \beta_e}{\cos(\phi_e + \beta_e - \gamma_e)} = \frac{\tau_s \sin \beta_e a_c da_w}{\cos \eta_c \sin \phi_e \cos \lambda_s \cos(\phi_e + \beta_e - \gamma_e)} \quad \dots (3.5)$$

式中, β_e —等效截面上的摩擦角。

刀具的输入功率等于主切削力与进给抗力功率的总和, 但在通常的切削条件下, 刀具的进给速度远小于刀具的旋转速度, 因此进给抗力功率可忽略不计, 即:

$$dP_{\text{输入}} = dP_t + dP_k = dF_t \cdot V + dF_k V_f \approx dF_t \cdot V \quad \dots\dots\dots (3.6)$$

式中, dF_t, dP_t —主切削力, 主切削力功率;

dF_k, dP_k —进给抗力, 进给抗力功率;

切削过程消耗功率由四部分组成: 一是剪切力沿剪切方向所消耗的功率, 二是切屑在通过刀具前刀面时其摩擦力所消耗的功率, 三是被切削材料中产生新生表面时, 为克服两新生表面间的离子引力所消耗的表面功率, 四是被切削层金属在通过剪切面时由于获得加速度而消耗的运动功率。M.C.肖^[148]曾进行切削试验的定量研究, 其研究表明: 表面能和运动能在总功率消耗中只占十万分之一以致它们可以忽略不计, 因而存在下式:

$$dP_{\text{消耗}} = dP_h + dP_f + dP_a + dP_n \approx dP_h + dP_f = dF_s V_s + dF_f V_c \quad \dots\dots\dots (3.7)$$

式中, dP_h, dP_f —剪切消耗功率, 摩擦消耗功率;

dP_a, dP_n —克服离子引力的表面功率, 被切材料的运动功率;

dF_s, dF_f —剪切力, 刀具前刀面上的摩擦力;

V_s, V_c —剪切速度, 切屑在刀具前刀面上的流动速度。

由切削过程中能量不变原理可知, 刀具所提供的输入功率等于切削过程所消耗的功率。因此, 综合以上两式可得:

$$dF_t \cdot V_f = dF_s \cdot V_s + dF_f \cdot V_c = \tau_s \cdot dA \cdot V_s + dF_f \cdot V_c \quad \dots\dots\dots (3.8)$$

把式 (3.3)、式 (3.5) 代入到上式, 可得刀具的主切削力:

$$dF_t = \frac{\tau_s}{\cos \eta_c \cos \lambda_s \cos(\phi_e - \gamma_e)} \left[\frac{\cos \gamma_e}{\sin \phi_e} + \frac{\sin \beta_e}{\cos(\phi_e + \beta_e - \gamma_e)} \right] \cdot a_c da_w \dots (3.9)$$

如图 3.3, 可以证明^[149-156]: 在忽略切屑挤压非线性因素的情况下, 微分段铣削刃在主截面局部坐标系 ($P-X_1Y_1Z_1$) 上的切削性能与微分段车削刃在法截面坐标系 ($P-X_0Y_0Z_0$) 上的切削性能相类似。球头铣刀的主截面局部坐标系可如此定义^[157]: 以刀刃曲线在该点的主截面 (即刀具回转面母线在该点的法截面) 为坐标平面建立的局部坐标系。

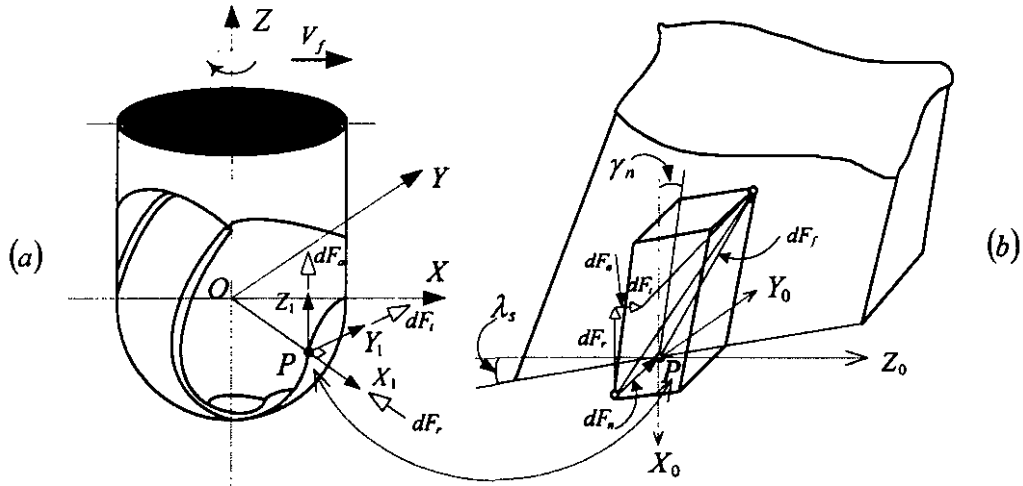


图 3.3 微分段铣削刃在主截面坐标系 ($P-X_1Y_1Z_1$) 上与微分段车削刃在法截面坐标系 ($P-X_0Y_0Z_0$) 上的受力对应关系

因此, 我们可建立如图 3.3 所示的受力对应关系。由该图可以看出, 作用在刀具前刀面上五个力的投影关系为:

$$d\vec{F}_t + d\vec{F}_a + d\vec{F}_r = d\vec{F}_f + d\vec{F}_n \dots (3.10)$$

式中, $d\vec{F}_a, d\vec{F}_r$ —主截面坐标系中刀具的轴向和径向切削力矢量;

$d\vec{F}_n$ —垂直作用在前刀面上的法向切削力矢量。

把式 (3.5)、式 (3.9) 代入式 (3.10), 并整理可得:

$$dF_r = \frac{\tau_s}{\cos \eta_c \cos \lambda_s} \left[\frac{\tan \gamma_n}{\cos \lambda_s} \left(\frac{\sin \beta_e}{\cos(\phi_e - \gamma_e) \cos(\phi_e + \beta_e - \gamma_e)} + \frac{\cos \gamma_e}{\sin \phi_e \cos(\phi_e - \gamma_e)} - \frac{\sin \beta_e \sin \gamma_e}{\sin \phi_e \cos(\phi_e + \beta_e - \gamma_e)} \right) - \frac{\sin \beta_e \cos \eta_c \cos \gamma_n}{\sin \phi_e \cos(\phi_e + \beta_e - \gamma_e)} \right] \cdot a_c da_w \dots (3.11)$$

$$dF_a = \frac{\tau_s}{\cos \eta_c \cos \lambda_s} \left[\frac{\sin \beta_e}{\sin \phi_e \cos(\phi_e + \beta_e - \gamma_e)} (\sin(\eta_c - \lambda_s) + \sin \gamma_e \tan \lambda_s) - \frac{\tan \lambda_s}{\cos(\phi_e - \gamma_e)} \left(\frac{\cos \gamma_e}{\sin \phi_e} + \frac{\sin \beta_e}{\cos(\phi_e + \beta_e - \gamma_e)} \right) \right] \cdot a_c da_w \quad \dots\dots\dots (3.12)$$

式中, γ_n —刀具法平面中的工作前角。

式 (3.9)、式 (3.11) 及式 (3.12) 即为微分段铣削力的估算公式。由该公式可以看出, 铣削力至少与以下四类参数有关:

- (1) 刀具材料特性参数: τ_s
- (2) 刀具几何结构参数: $\lambda_s, \gamma_e, \gamma_n$
- (3) 弹塑性变形参数: ϕ_e, β_e, η_e
- (4) 切削过程参数: a_c, da_w (或 a_c, da'_w)

为此, 我们可得出如下两个重要的结论:

一、第 (1-4) 类参数说明: 铣削力能真实地反映铣削加工过程的状态变化特征, 因而可作为自适应数控加工的控制对象。同样, 如果能利用进给伺服电流对铣削力进行间接测量, 则可殊途同归, 用进给伺服电流取代铣削力作为自适应数控加工的控制对象。

二、如图 3.1 (a) 所示, 由于 a_c 与每齿进给量 $a_f = V_f / (n_s N_g)$ (其中: N_g 表示铣刀刃数) 相等, 因此 $a_c = f(V_f, \dots)$, 而进给伺服电流又主要用于工作台的进给推动 (V_f)。因而铣削力与进给伺服电流之间必将存在着一定的线性或非线性关系, 本章后续部分将通过建立铣削力—进给伺服电流的关系模型, 来证明这种关系是否存在以及存在形式如何。

3.2.2 铣削力的时频特性

图 3.4 给出了 2 刃球头铣刀在残切工况 (即: 切宽小于刀具直径) 下的时域波形。由图 3.4 可以看出: 球头铣刀每旋转一周, 其铣削力在时域上的波峰数与刀刃数等同, 而且由于刀刃在铣刀球头部分呈对称分布, 因而各切削刃的受力在相位上将相差一个相位角 ($360^\circ / N_g$)。

由铣削力的上述时域特性, 我们可得出如下铣削力的频域特性: 球头铣刀在加工过程中所受到的切削力信号基频为:

$$f_{\text{基频}} = n_s N_g / 60 \quad \dots\dots\dots (3.13)$$

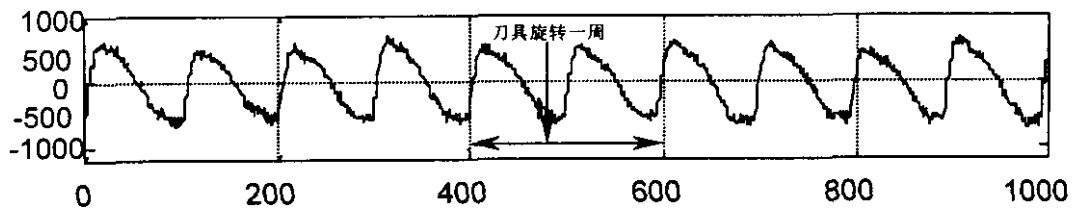


图 3.4 两刃球头铣刀在残切工况下的时域波形
(纵轴, N; 横轴, 采样点数; 采样频率, 2KHz; 主轴转速: 600r/min)

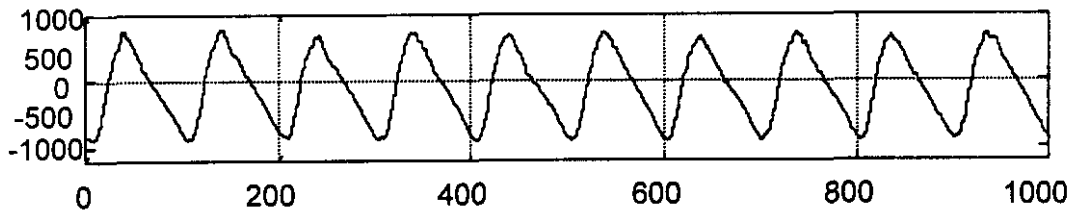


图 3.5 (a) 球头铣刀的时域波形, 横轴: 采样点数; 纵轴: N

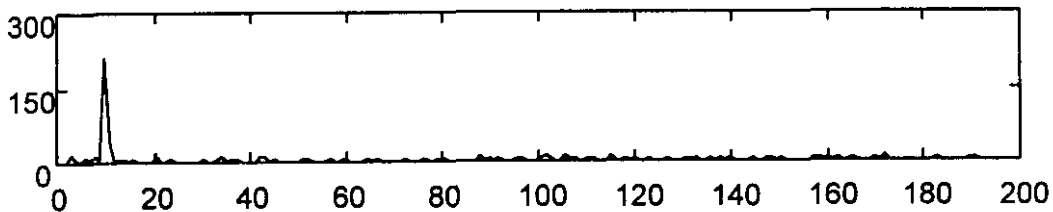


图 3.5 (b) 球头铣刀的频率特性, 横轴: 功率; 纵轴: 功率谱密度

$$N_g = 2, n_s = 300r/min, f_{\text{基频}} = 300 \times 2 / 60 = 10\text{Hz}$$

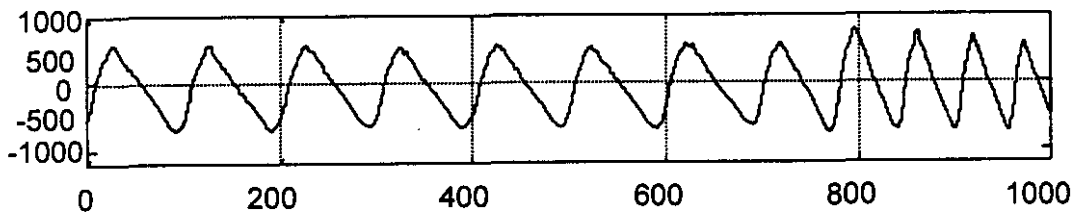


图 3.6 (a) 球头铣刀的时域波形, 横轴: 采样点数; 纵轴: N

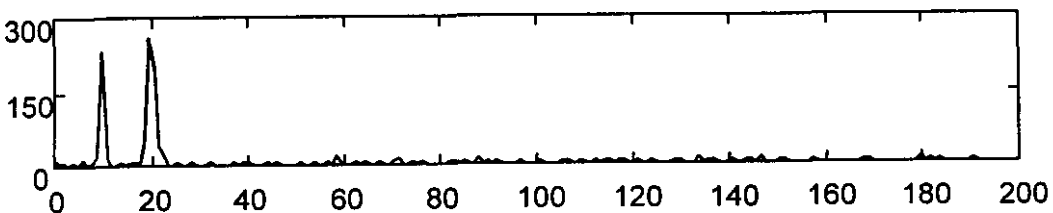


图 3.6 (b) 球头铣刀的频率特性, 横轴: 功率; 纵轴: 功率谱密度

$$N_g = 2, n_s = 300 \Rightarrow 600r/min, f_{\text{基频}} = 300 \times 2 / 60 = 10\text{Hz} \Rightarrow 600 \times 2 / 60 = 20\text{Hz}$$

由式 (3.13) 不难发现, 铣削力的基频只与刀刃数和主轴转速相关, 与刀具的进给速度无关。图 (3.5~3.6) 分别给出了式 (3.13) 的验证结果, 由图 (3.5~3.6) 可以看出:

(1) 当主轴转速为 $n_s = 300r/min$ 时 (图 3.5), 铣削力的基频为 $f_{\text{基频}} = 10Hz$, 符合式 (3.13) 的计算结果, 即: $f_{\text{基频}} = 300 \times 2/60 = 10Hz$ 。

(2) 当主轴转速 $n_s = 300 \Rightarrow 600r/min$ (图 3.6), 铣削力的基频 $f_{\text{基频}} = 10 \Rightarrow 20Hz$, 同样符合式 (3.13) 的计算结果。

§ 3.3 铣削力的传递过程分析

如图 2.3, 从运动学的角度来看, 机械传动系统以伺服电机的角位移 θ 作为输入, 以工作台的移动位移 X 作为输出, 实现回转运动向直线运动的转换; 从动力学的角度来看, 机械传动系统以铣削力作为输入, 以作用在联轴节右端的总转矩作为输出, 实现铣削力的反向传递以及力向力矩的转换。

由此可见, 铣削力传递是通过机械传动系统实现的。机械传动系统主要由联轴节、丝杠螺母副、移动工作台以及导轨等组成。联轴节是连接交流伺服电机系统与机械传动系统的主要机械部件。在数控机床的进给运动链中, 将旋转运动转换为直线运动是由丝杠螺母副完成的, 滚珠丝杠副由于具有摩擦阻力小、运动平稳以及传动效率高等优点, 已成为数控机床中的主要运动转换装置^[158-162]。导轨起着支撑和导向工作台的作用, 工作台带动工件并实现工件进给。

3.3.1 铣削力传递过程的非线性

铣削力传递过程中的非线性主要有: 传动机构之间的间隙、各传动件加减速所引起的惯性力矩、传动机构之间的摩擦等。

1. 传动机构之间的间隙

传动机构的间隙通常分布在以下几个位置^[159]:

- (1) 滚珠丝杠螺母副之间的传动间隙;
- (2) 丝杠轴承的轴向间隙;
- (3) 联轴节的扭转间隙。

如图 3.7, θ 表示伺服电机的输出转角, θ' 表示机械传动件的等效转角, a 表示机械传动件之间的间隙。由该图可以看出, 只要机械传动件之间的间隙 $a \neq 0$,

交流伺服电机的输出轴不管是正转还是反转，都将有一段非线性环节。图 3.7 所示的非线性环节，对机械传动系统有以下两个方面的影响：

(1) 在数控机床的位置环等效图中，间隙 a 是一个非线性迟滞环节，因此传动机构之间的间隙将影响机械传动系统的位移传动，也即影响数控机床的位置控制精度。

(2) 当交流伺服电机的输出轴运行在图 3.7 中的非线性区段，将使得交流伺服电机的输出转矩与反传过来的负载转矩脱节，引发各传动件的加减速运动，从而在机械传动系统中附加上非线性惯性力矩 M_G 。附加的 M_G 可如下计算：

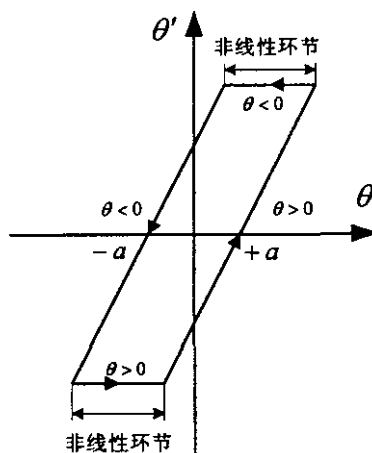


图 3.7 传动机构间隙的非线性^[160]

$$M_G = J \frac{d\ddot{\theta}}{dt} \dots\dots\dots (3.14)$$

式中， J —机械传动系统的等效转动惯量。

根据等效转动惯量的计算公式，有

$$J = \frac{1}{4\pi^2} \sum_{i=1}^{N_1} m_i \left(\frac{v_i}{n_0} \right)^2 + \sum_{j=1}^{N_2} J_j \left(\frac{n_j}{n_0} \right)^2 \dots\dots\dots (3.15)$$

- 式中， m_i, v_i —各移动部件的质量、移动速度；
- J_j, n_j —各回转部件的转动惯量、回转速度；
- N_1, N_2 —移动部件的总数、回转部件的总数；
- n_0 —丝杠的回转速度。

2. 传动机构之间的摩擦

当两个相互接触的物体之间存在着相对运动或相对运动趋势，总会产生摩擦力，机械传动系统中的各传动件之间也不例外。机械传动部件之间的摩擦不仅影响数控机床的伺服控制性能并引发爬行现象，而且作为负载转矩的一个主要组成部分增加了伺服电机的工作负荷。机械传动部件之间的摩擦主要分布在两个位置：工作台与导轨之间的摩擦、滚珠丝杠螺母副之间的摩擦。

摩擦过程包含诸多非线性问题，因而相当复杂，特别是动摩擦问题更是如此。

对摩擦过程进行研究并得出定量结论的理论有：库仑摩擦理论、粘着摩擦理论和固体摩擦理论等。相比之下，从机械-分子联合作用的观点出发提出的固体摩擦理论，更能较好地解释许多摩擦现象。如图 3.8 所示，固体摩擦理论^[46,47,159]认为：

(1) 摩擦力包含有：静止时的静摩擦力 (F_{f1})、与速度有关的粘滞摩擦力 (F_{f2})、与接触面正压力有关的库仑摩擦力 (F_{f3})。

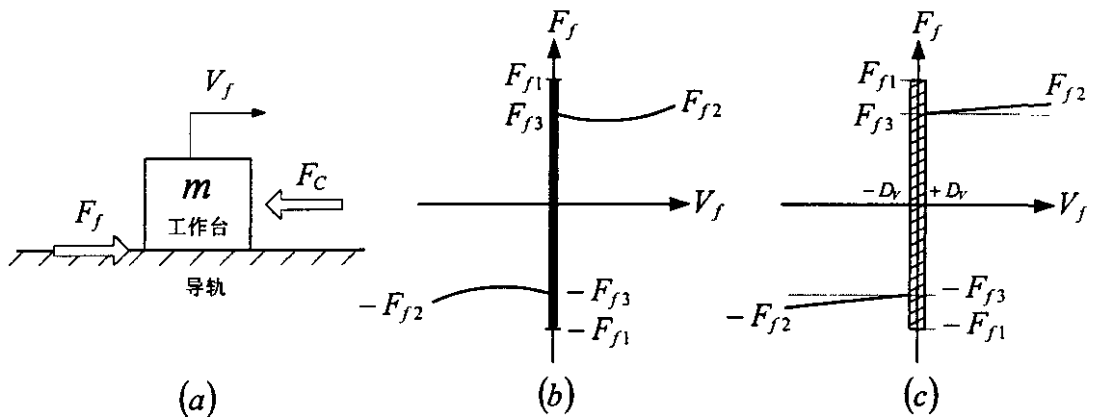


图 3.8 (a) 工作台与导轨之间的摩擦特性；
(b) 实际的摩擦曲线；(c) 固体摩擦理论的简化摩擦曲线

(2) 摩擦力的非线性主要集中在小范围的速度区间 $[-D_v, D_v]$ 内，在此区间以外，摩擦力的非线性较弱。

(3) 静摩擦力是相互接触的两物体有运动倾向但仍处于静止时所呈现的摩擦力，其最大值发生在运动开始前的瞬间，一旦运动开始，静摩擦力马上消失。

(4) 摩擦力 (F_f)、粘滞摩擦力 (F_{f2})、库仑摩擦力 (F_{f3}) 可如下近似计算：

$$F_f = F_{f1} + F_{f2} + F_{f3} \dots\dots\dots (3.16)$$

$$F_{f1} = \begin{cases} F_c & V_f \neq 0 \\ 0 & V_f = 0 \end{cases} \dots\dots\dots (3.17)$$

$$F_{f2} = \begin{cases} 0 & -D_v < V_f < D_v \\ f_{stick} \cdot V_f & V_f \leq -D_v \text{ 或 } V_f \geq D_v \end{cases} \dots\dots\dots (3.18)$$

$$F_{f3} = \begin{cases} 0 & -D_v < V_f < D_v \\ f_{slip} \cdot F_m & V_f \leq -D_v \text{ 或 } V_f \geq D_v \end{cases} \dots\dots\dots (3.19)$$

式中, f_{stick}, f_{slip} —粘滞摩擦阻尼系数、库仑摩擦阻尼系数;

F_m —接触面上的正压力。

如图 3.8 (a) (c) 所示, 基于固体摩擦理论, 工作台与导轨之间的动摩擦力可由下式近似计算。

$$F_f = F_{f2} + F_{f3} = f_{stick} \cdot V_f + (m_A + m_B) \cdot g \cdot f_{slip} \quad \dots\dots\dots (3.20)$$

式中, m_A, m_B —工件的质量、工作台的质量;

V_f, g —工作台的进给速度、常数 $g = 9.8N/kg$ 。

当丝杠旋转时, 滚珠在滚道内既自转又沿滚道循环转动, 迫使螺母 (或丝杠) 轴向移动, 因此滚珠丝杠螺母副之间的摩擦可由两个部分组成: 由于滚珠自转而产生的滚珠与滚珠之间的摩擦、由于滚珠在滚道中循环转动而产生的滚珠与滚道之间的摩擦。

对于滚珠丝杠螺母副之间的摩擦力, 至今尚未有那一种摩擦理论能精确地计算, 目前通常的作法是: 通过计算传动效率这一参数, 从能量的角度来大致估算滚珠丝杠螺母副之间的摩擦传递特性。

为此, 基于效率计算公式, 可知滚珠丝杠螺母副的传动效率为^[159]:

$$\eta \approx \frac{h_{sp}}{h_{sp} + 0.02d_{sp}} \quad \dots\dots\dots (3.21)$$

式中, d_{sp} —滚珠丝杠直径;

h_{sp} —滚珠丝杠导程。

3.3.2 铣削力传递过程的数学模型

如图 2.3 所示, 机械传动系统的转矩平衡方程式为:

$$M = M_R + M_C + M_G = M_R + M_C + J \frac{d\ddot{\theta}}{dt} \quad \dots\dots\dots (3.22)$$

式中, M_R, M_C —折算到电机轴上的等效摩擦力矩、等效铣削力矩。

考虑滚珠丝杠螺母副的传动效率, 工作台上各作用力折算到电机轴的等效力矩 $M_{(R,C,\dots)}$ 的通用计算公式为:

$$M_{(R,C,\dots)} = \frac{1}{2\pi\eta} \sum_{i=1}^{N_1} F_i \frac{V_f}{n_0} \quad \dots\dots\dots (3.23)$$

式中， F_i —作用在工作台上的力。

把式 (3.20) 代入上式，可得等效摩擦力矩 M_R ：

$$M_R = \frac{1}{2\pi\eta} [F_{f2} + F_{f3}] \cdot \frac{n_0 h_{sp}}{n_0} = [f_{stick} n_0 h_{sp} + (m_A + m_B) \cdot g \cdot f_{slip}] \frac{h_{sp}}{2\pi\eta} \dots (3.24)$$

把铣削力 F_C 代入式 (3.23)，可得等效铣削力矩 M_C ：

$$M_C = \frac{1}{2\pi\eta} F_C \cdot \frac{n_0 h_{sp}}{n_0} = F_C \frac{h_{sp}}{2\pi\eta} \dots (3.25)$$

综合式 (3.14) 与式 (3.15)，并如图 2.3，把各移动部件和回转部件的对应参数代入，可得惯性力矩 M_G ：

$$M_G = J \frac{d\ddot{\theta}}{dt} = \left[\frac{h_{sp}^2}{4\pi^2} (m_A + m_B) + J_1 + J_2 \right] \frac{d\ddot{\theta}}{dt} \dots (3.26)$$

式中， J_1, J_2 —丝杠、联轴节的转动惯量。

把以上三式分别代入式 (3.22)，可得到图 2.3 中的铣削力传递过程数学模型：

$$M = \left[f_{stick} n_0 h_{sp} + (m_A + m_B) \cdot g \cdot f_{slip} + F_C \right] \frac{h_{sp}}{2\pi\eta} + \left[\frac{h_{sp}^2}{4\pi^2} (m_A + m_B) + J_1 + J_2 \right] \frac{d\ddot{\theta}}{dt} \dots (3.27)$$

式 (3.27) 即为铣削力传递过程的数学模型。该式作为铣削力的传递公式，为进一步探究铣削力与进给伺服电流之间的时频率对应关系，提供了条件。

§ 3.4 机电转换过程分析

随着微处理技术、大功率高性能半导体器件、电机永磁体材料的发展，交流伺服电机系统已逐渐取代直流伺服电机系统，成为调速系统的主要部件和数控机床的机电转换主要装置。

交流伺服电机系统按其转子相对定子旋转磁场运动方式不同可分为两种：交流同步伺服电机和交流异步伺服电机，两者又分别以永磁交流同步伺服电机 (PMSM, Permanent Magnet Synchronous Motor)、绕线式交流异步伺服电机作为其主要结构形式。PMSM 由于具有宽调速、快响应、良好的力矩性能以及同 CNC 系统接口简

单等特点，已广泛应用于各类数控机床，特别是高性能加工中心的进给伺服系统中。

3.4.1 机电转换

任何机电装置都由电系统、机械系统和联系两者的耦合电磁场组成，数控机床的进给伺服系统也同样如此。根据能量守恒原理，可以给出进给伺服系统的能量转换方程和能量图^[163~165]。

$$\left(\begin{array}{l} \text{输入的电能} \\ - \text{电阻能量损耗} \end{array} \right) = \left(\begin{array}{l} \text{耦合电磁场储能} \\ + \text{介质能量损耗} \end{array} \right) + \left(\begin{array}{l} \text{输出的机械能} \\ \text{含机械损耗} \end{array} \right) \dots\dots\dots (3.28)$$

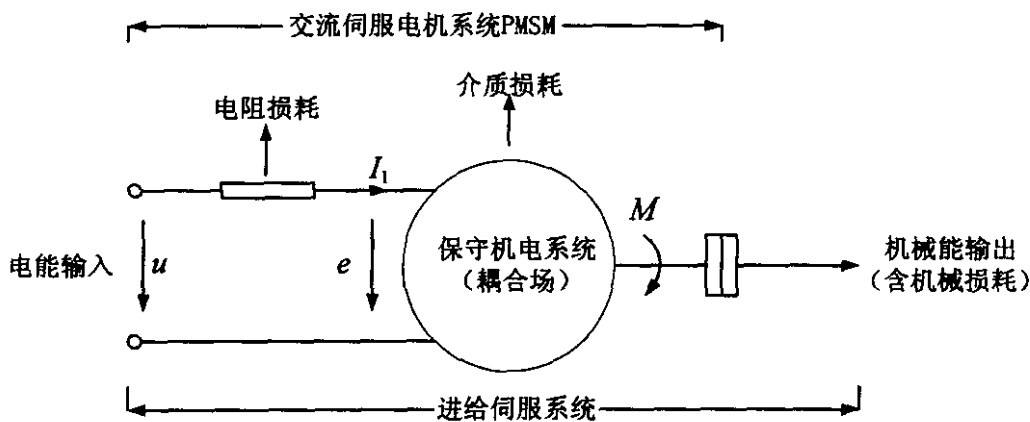


图 3.9 进给伺服系统的机电转换能量图

由图 3.9 可以看出，交流伺服电机系统 PMSM 是机电转换的主要装置，其能量转换过程为：PMSM 从电网中吸收电能 (I_1)，通过旋转电磁场（耦合场）的作用，输出机械能 (M)。

3.4.2 机电转换过程的非线性

机电转换过程的非线性包括：能量损耗的非线性、耦合电磁场的多变量非线性等。

1. 能量损耗的非线性^[166~173]

PMSM 在机电转换过程中，总伴随有非线性能量损耗产生，这主要是由于电机中存在铁心等非线性材料的缘故。PMSM 的非线性能量损耗大致包括以下三类：

(1) 定子绕组电阻损耗

定子绕组电阻损耗：当绕组内部通电时所引起的电阻元件的热能散失。如图 3.9 所示，定子绕组电阻损耗 (P_{cu}) 可由下式计算：

$$P_{cu} = k_{cu} I_1^2 R \dots\dots\dots (3.29)$$

(2) 介质损耗

介质损耗：耦合交变磁场在铁心介质内产生的磁滞和涡流损耗。如式 (3.30)，PMSM 的介质损耗 (P_{me}) 不仅与电动机所采用的硅钢片材料 (K_{me}) 有关，而且随电动机的工作温度 (T)、负载大小 (M) 的改变而变化，因而 P_{me} 的准确计算非常困难。工程上常采用实验修正下式的方法来计算介质损耗。

$$P_{me} = f(K_{me}, T, M) \dots\dots\dots (3.30)$$

(3) 杂散损耗

PMSM 的杂散损耗 (P_{st}) 近似随电流的平方关系增大。当定子电流为 I_1 时电动机的 P_{st} 可用下式近似计算：

$$P_{st} = \left(\frac{I_1}{I_N} \right)^2 P_{stN} \dots\dots\dots (3.31)$$

式中， I_N —电动机额定相电流 (A)；
 P_{stN} —电动机输出额定功率时的杂散损耗。

2. 耦合电磁场的多变量非线性

耦合电磁场的存在，使得 PMSM 的系统模型将是一个多变量非线性的状态方程，因而 PMSM 输入端的各电参量与输出端的各机械参量之间也必然存在着非线性耦合关系。

这里需要特别指出的是，由于通常的机电系统其频率和运动速度较低，因此，对于机电转换过程中的非线性能量损耗，可遵循电机分析的惯例而忽略不计。耦合电磁场的多变量非线性问题虽然不能忽视，但 PMSM 矢量控制技术中的线性解耦方法，较好地解决了这个问题

3.4.3 机电转换过程中的矢量控制原理

直流电动机具有良好控制性能的主要原因，在于其励磁电流与电枢电流相互独立，当保持励磁电流等于常数时，控制电枢电流的大小就可以无时间滞后地控制其

电磁转矩瞬时值的大小。相对而言，交流电动机是一个具有多回路、强耦合、非线性、彼此之间又处于相对运动中的电路，其建立气隙磁场的励磁电流分量和与电磁转矩对应的转子有功电流分量都包含在定子电流中，相互耦合无法直接分开，因而要控制电磁转矩的瞬时值十分困难^[174~175]。

伴随交流调速系统发展起来的矢量控制技术解决了这一难题。矢量控制技术的基本思路是：以产生同样的旋转磁场为准则，建立起三相绕组交流和在旋转坐标系上的正交绕组直流电流之间的等效关系。更具体地讲，就是在转子合成磁链方向上建立同步旋转坐标系，使电流空间矢量分解成产生磁通的励磁电流分量和产生电磁转矩的转矩电流分量，并使两分量互相垂直，彼此独立且分别进行控制，从而可以把交流电动机模拟成直流电动机，并按直流电动机的控制规律来控制交流电动机^[176~180]。

因此，矢量控制的主要任务在于建立同步旋转坐标系，并实现三相交流/两相直流、两相静止/两相旋转坐标系之间的正转换及其逆变化。

如图 3.10 所示，首先以定子三相电流建立 ABC 三相静止坐标系，并以此为参照基准，建立 $\alpha\beta$ 两相静止坐标系和 dq 两相旋转坐标系。如图 3.10(a)，根据功率不变的约束条件，电流空间矢量的 $\sqrt{2/3}$ 正逆坐标转换关系如下：

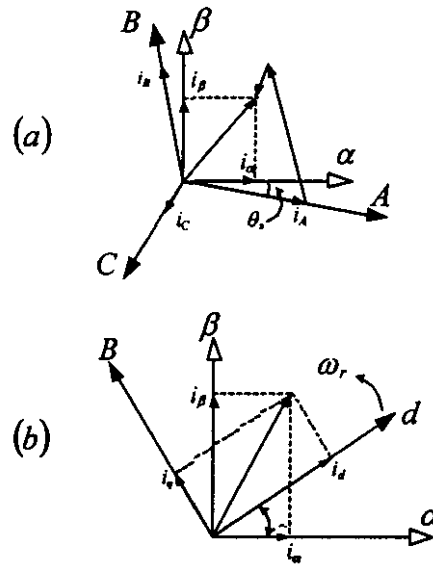


图 3.10 矢量控制原理中的坐标转换

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\theta_s & \cos\left(\theta_s - \frac{2}{3}\pi\right) & \cos\left(\theta_s + \frac{2}{3}\pi\right) \\ -\sin\theta_s & -\sin\left(\theta_s - \frac{2}{3}\pi\right) & -\sin\left(\theta_s + \frac{2}{3}\pi\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} T_1 \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} \quad \dots (3.32)$$

$$\begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\theta_s & \cos\left(\theta_s - \frac{2}{3}\pi\right) & \cos\left(\theta_s + \frac{2}{3}\pi\right) \\ -\sin\theta_s & -\sin\left(\theta_s - \frac{2}{3}\pi\right) & -\sin\left(\theta_s + \frac{2}{3}\pi\right) \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} T_2 \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad \dots (3.33)$$

式中， i_A, i_B, i_C — ABC 坐标系中三相交流电流；

i_α, i_β — $\alpha\beta$ 坐标系中两相垂直绕组电流;

θ_s — ABC 坐标系中 A 相与 $\alpha\beta$ 坐标系中 α 相之间的夹角;

T_1, T_2 —坐标系转换矩阵。

图 3.10(b) 给出了两相静止/两相旋转坐标系之间的矢量转换, dq 坐标系以同步转速 ω_r 旋转。同上, 电流空间矢量在此两种坐标系中的 R/S 正逆转换关系为:

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta_r & \sin\theta_r \\ -\sin\theta_r & \cos\theta_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = T_3 \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \dots\dots\dots (3.34)$$

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta_r & -\sin\theta_r \\ \sin\theta_r & \cos\theta_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = T_4 \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \dots\dots\dots (3.35)$$

式中, i_d, i_q — dq 旋转坐标系中两相垂直绕组电流;

θ_r — dq 坐标系中 d 相与 $\alpha\beta$ 坐标系中 α 相之间的夹角;

T_3, T_4 —坐标系转换矩阵。

3.4.4 机电转换过程的数学模型

由电机统一理论以及双反应理论可知: PMSM 的定转子空间合成磁动势与 dq 坐标系中直轴 (d) 和交轴 (q) 的合成磁动势等效。因此, 可建立如 3.11(a) 所示的 PMSM

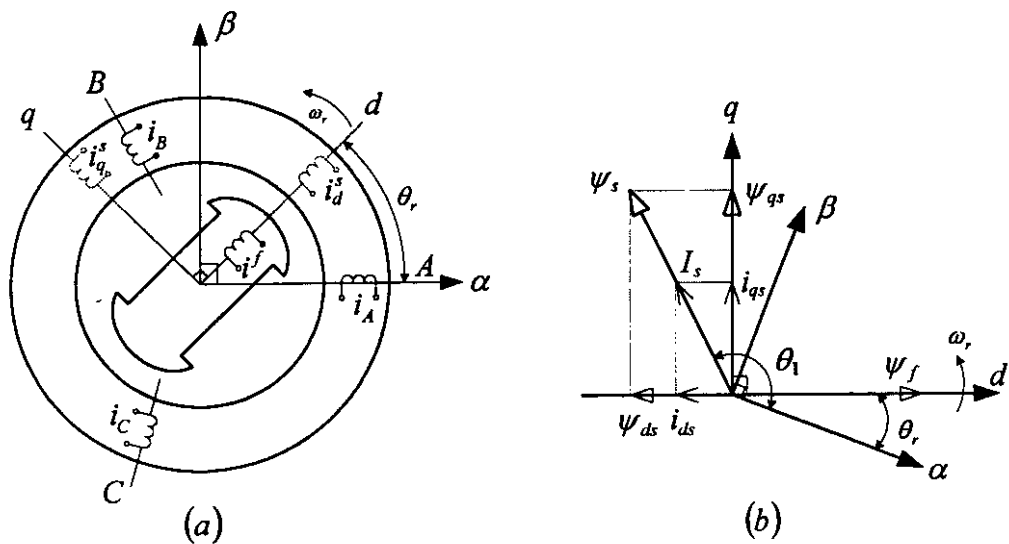


图 3.11(a) PMSM 的两绕组等效物理模型, (b) PMSM 的磁场定向矢量控制图

两绕组等效物理模型。当图 3.11(a) 中 PMSM 的定子绕组通以三相交流电时，定子绕组在直轴、交轴上的等效磁链为：

$$\begin{cases} \psi_{ds} = L_{ds} \cdot i_{ds} = (L_{dsa} + L_{\sigma}) \cdot i_{ds} \dots\dots\dots (3.36) \\ \psi_{qs} = L_{qs} \cdot i_{qs} \end{cases}$$

式中， ψ_{ds}, ψ_{qs} —矢量变换后直轴等效磁链、交轴等效磁链；
 i_{ds}, i_{qs} —矢量变换后直轴电枢反应电流、交轴电枢反应电流；
 L_{ds}, L_{qs} —定子绕组的直轴电感、交轴电感， $L_{ds} = L_{dsa} + L_{\sigma}$ ；
 L_{dsa}, L_{σ} —定子绕组的直轴主电感、漏电感。

式 (3.36) 中直轴、交轴电枢反应电流可由三相交流电流经坐标系转换得到：

$$\begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} M_3 M_1 \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} \dots\dots\dots (3.37)$$

图 3.11(b) 为 PMSM 的磁场定向矢量控制图， dq 坐标系固定于转子上，并随同转子以同步转速 ω_r 旋转，因此，转子合成磁链空间矢量 ψ_f 始终与直轴同向，而且由于永磁体可以等效为一个恒流源励磁，故 ψ_f 保持恒值。定子合成电流空间矢量 I_s 与定子合成磁链空间矢量 ψ_s 在旋转磁场中保持同相，由于 d, q 两轴正交，使定转子之间的非线性耦和关系得以解除。因此，当严格控制直轴电枢反应电流 $i_{ds} = 0$ ，则定子合成电流矢量将全部用来产生电磁转矩，即力矩电流矢量 $= I_s = i_{qs}$ 。以下将对此进行推导。

如图 3.11(b) 所示，定子合成磁链空间矢量 ψ_s 与定子合成电流空间矢量 I_s 在 dq 坐标系中有如下分解：

$$\begin{cases} \psi_s = \psi_{ds} + j\psi_{qs} \dots\dots\dots (3.38) \\ I_s = i_{ds} + ji_{qs} = ji_{qs} \end{cases}$$

除定子电流外，转子永磁体作为一个恒流源励磁也要在 d, q 两轴上产生磁链，由于转子合成磁极轴线与直轴同相且正交于交轴，因此，转子永磁体只存在直轴磁链分量。另外，对于大多数 PMSM，转子上无阻尼绕组，所以阻尼电流产生的磁链可以不计。因而，PMSM 的转子合成磁链空间矢量 ψ_f 为：

$$\psi_f = M_f \cdot i_f \dots\dots\dots (3.39)$$

式中， M_f, i_f —一定转子绕组之间的直轴互电感，永磁体的等效励磁电流。
 综合式 (3.36)、式 (3.38) 与式 (3.39)，并考虑直轴电枢反应电流 $i_{ds} = 0$ ，则

可得 PMSM 在 dq 坐标系中的等效磁链方程:

$$\begin{cases} \psi = \psi_d + j\psi_q \\ \psi_d = \psi_{ds} + \psi_f = M_f \cdot i_f \dots\dots\dots (3.40) \\ \psi_q = \psi_{qs} = L_{qs} \cdot i_{qs} \end{cases}$$

式中, ψ_d, ψ_q 一定转子绕组的直轴等效励磁, 交轴等效励磁;

ψ — dq 坐标系中合成励磁空间矢量。

利用电机电磁转矩的统一公式^[180]:

$$M = -p_m \operatorname{Im}\{\psi \cdot I_s^*\} \dots\dots\dots (3.41)$$

把式 (3.38)、式 (3.40) 代入上式, 可得

$$\begin{aligned} M &= -p_m \operatorname{Im}\{(\psi_d + j\psi_q) \cdot (-ji_{qs})\} \\ &= p_m (\psi_d \cdot i_{qs}) \dots\dots\dots (3.42) \\ &= p_m \cdot M_f i_f \cdot i_{qs} = p_m (\psi_f \cdot i_{qs}) \end{aligned}$$

式中, p_m —电动机的磁级对数, 属于电动机的结构参数, 保持恒值。

如上所述, 转子永磁体可作为一个恒流源励磁绕组, 则等效励磁电流 i_f 可视为常数, 而且定子绕组在 dq 坐标系中只有与直轴同向的力矩电流分量 i_{qs} , 故定子绕组之间的互感 M_f 将是一个与定、转子轴之间夹角 θ 无关的常数, 所以转子永磁体磁链空间矢量 ψ_f 是一个只与电动机结构参数有关的常数。因此, 由上式可以看出, 当转子永磁体的励磁磁链一旦确定, 电动机的电磁转矩将与定子绕组的交轴电枢反应电流 i_{qs} (也即: 定子绕组的合成电流空间矢量 I_s) 存在着线性比例关系 ($i_{ds} = 0$), 因而实现了电流的线性解耦。

式 (3.42) 即为机电转换过程的数学模型 (或电磁转矩—进给伺服电流的关系模型), 该模型为从 PMSM 中检测出定子电流, 并由此间接表达电磁转矩提供了依据。

3.4.5 实验验证

为了验证以上对机电转换过程的分析结果, 本文基于转矩模拟平台建立了一套实验系统 (更详尽的描述请见第六章): PMSM 电磁转矩—进给伺服电流实验系统。以下给出实验验证结果。

由图 3.12 所给出的实验验证结果可以看出, 在通常的工作范围内, 伺服电机的输出电磁转矩与进给伺服电流 i_{qs} 存在着一定的线性关系, 因而验证了式

(3.42) 所示数学模型的正确性。值得一提的是：由于磁粉转矩仪输出的转矩值不能实现自动的无级调节，因而在实验过程中，每对应一个转矩值采集一段电流值，并对该段电流值作均值处理，所以从严格意义上讲，图 3.12 中的实验结果都是在统计条件下得到的。

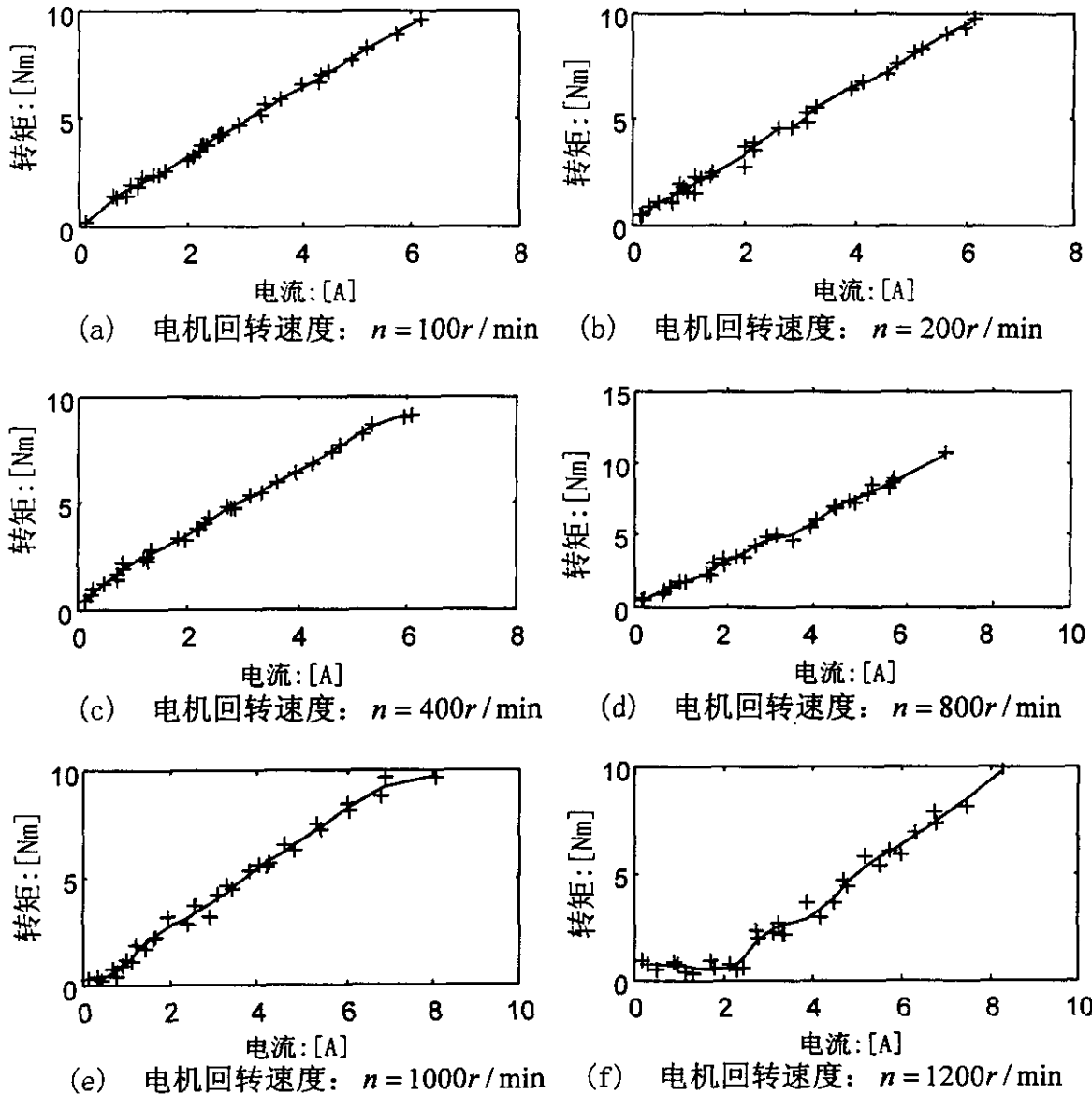


图 3.12 PMSM 电磁转矩 (M) — 进给伺服电流 (i_{qs}) 关系实验验证
(其中：十字画点表示实测数据，实线表示 RBF 神经网络的学习结果)

§ 3.5 铣削力—进给伺服电流关系模型的建立

3.5.1 稳态建模

当铣削加工负载近似保持不变，则数控机床的进给伺服系统进入稳态运行，此时 $n_0 \approx$ 常数， $d\theta/dt \approx 0$ 。把 $d\theta/dt \approx 0$ 代入式 (3.27) 可得：

$$M = [f_{stick} n_0 h_{sp} + (m_A + m_B) \cdot g \cdot f_{slip} + F_C] \frac{h_{sp}}{2\pi\eta} \dots\dots\dots (3.43)$$

综合式 (3.42) 与上式，并化简可得下式（也即：标定公式）：

$$F_C = A \cdot i_{qs} - B \cdot n_0 - C \dots\dots\dots (3.44)$$

式中， $A = \frac{2\pi\eta p_m \psi_f}{h_{sp}}$ ， $B = f_{stick} h_{sp}$ ， $C = (m_A + m_B) \cdot g \cdot f_{slip}$

如前所述，转子永磁体磁链空间矢量 ψ_f 是一个只与电动机结构参数有关的常数，而且在小范围速度区间 $[-D_v, D_v]$ 之外，工作台与导轨之间的摩擦系数 f_{stick}, f_{slip} 也近乎恒定，因而系数 $A, B, C \approx$ 常数。再考察式 (3.44)，由于 $A, B, C, n_0 \approx$ 常数，所以不难得出：在稳态运行条件下，铣削力 F_C 与 PMSM 的进给伺服电流 i_{qs} 存在着一定的线性比例关系。

与式 (3.44) 相对应，图 3.13 给出了铣削力与进给伺服电流之间的线性递增关系。由该图和 A, B, C 的取值可给出如下两个重要的结论：

(1) 在稳态情况下，进给伺服电流 (i_{qs}) 与铣削力 (F_C) 之间存在着线性比例关系，而此线性比例关系的存在也决定了实测 i_{qs} 信号中必然存在着与 F_C 相对应的频率成分。

(2) 模型曲线在纵轴上的截距 (i'_{qs}) 表现出了工作台与导轨之间 (f_{stick}, f_{slip})、丝杠螺母副之间 (η) 这两类摩擦特性的综合效果，而丝杠螺母副之间 (η) 的摩擦特性由模型曲线的斜率也同

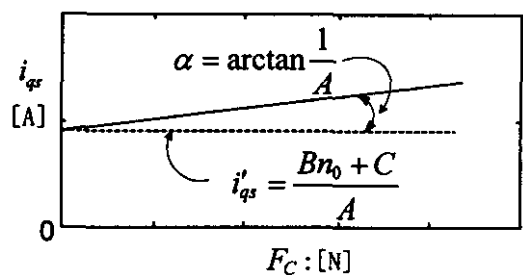


图 3.13 稳态工况下的关系模型

样得到体现。由于在稳态情况下： $f_{stick}, f_{slip}, \eta \approx$ 常数，这使得机械传动系统中的摩擦力也近似表现出线性关系，因而始终处于绝对低频带。

3.5.2 稳态模型的实验验证

图 3.14 给出了球头铣刀在全切工况下，铣削力—进给伺服电流关系模型的实验验证结果。由该图可以看出：

(1) 在进给伺服电流(i_{qs})中，存在着与铣削力(F_C)峰值严格相对应的高频

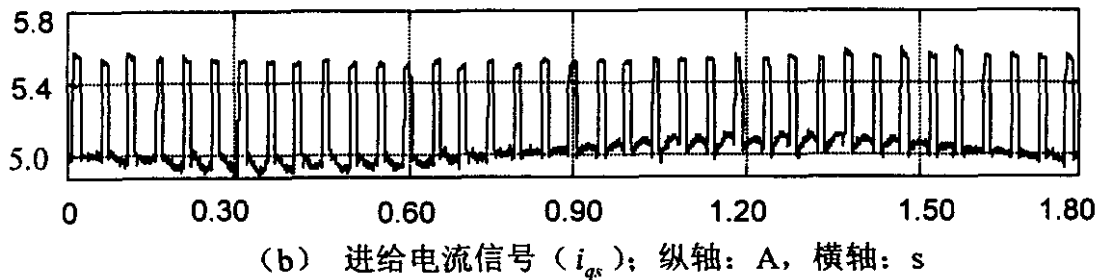
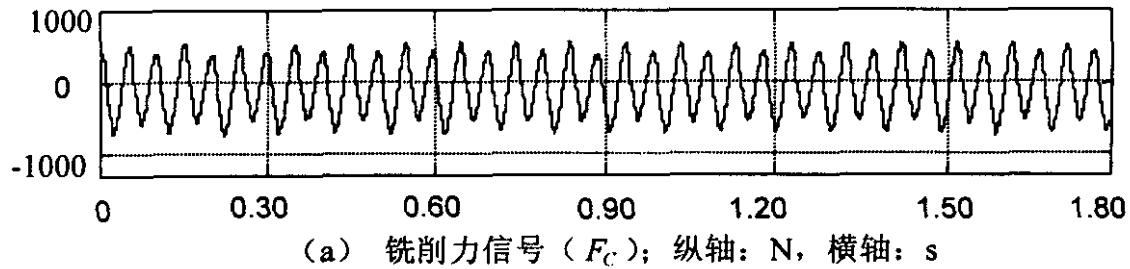


图 3.14 球头铣刀在全切工况下，铣削力与进给伺服电流信号的对比

(加工方式：全切；主轴转速：600r/min；进给速度：20mm/min；刀刃数：2)

跳跃信号（注：由于铣削力频率一般不高，因而此处的高低频只是相对而言的），且其频率为： $36/1.8 = 20\text{Hz}$ 。把 $n_s = 600\text{r/min}, N_g = 2$ 代入式 (3.13)，可得 $f_{\text{基}} = n_s N_g / 60 = 600 \times 2 / 60 = 20\text{Hz}$ 。由此可见，进给伺服电流信号中确实存在与铣削力基频相同的频率成分。

(2) 当进给速度为 20mm/min 时，进给伺服电流(i_{qs})在 5A 附近，存在着与摩擦特性有关的低频缓变信号（进给伺服电流信号的基频），其频率为： $1/1.8 = 0.56\text{Hz}$ 。

(3) 在进给伺服电流(i_{qs})中，高频跳跃信号与低频缓变信号在幅值上的比值

约为: $(5.6 - 5.0)/5.0 = 12\%$, 因此进给伺服电流大部分是用来克服机械传动系统中的摩擦力, 而用来克服铣削加工负载则仅占一小部分。

3.5.3 瞬态建模

当 PMSM 在启动、制动以及铣削负载突然大幅度增减时, 必将引起与 PMSM 相关联的局部或全部参量发生变化, 此时 PMSM 将进入瞬态运行。以下, 我们将通过严格的数学手段, 来证明 PMSM 的瞬态调整过程有别于稳态调整过程。

综合式(3.36)、式(3.40), 并令瞬态时 $i_{ds} \neq 0$, 则 PMSM 的磁链方程可如下表达:

$$\begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{ds} & 0 \\ 0 & L_{qs} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \psi_f \\ 0 \end{bmatrix} \dots\dots\dots (3.45)$$

考虑速度旋转电势造成的绕组电压降, 可给出 PMSM 的磁链方程:

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \psi'_d \\ \psi'_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\omega_1 \psi_q \\ -\omega_1 \psi_d \end{bmatrix} + R \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} \dots\dots\dots (3.46)$$

式中, ω_1, R : 定子旋转磁场的角频率, 直、交轴绕组的等效电阻。把式(3.45)代入式(3.46), 可给出如下含两个状态变量 i_{ds}, i_{qs} 的状态方程:

$$\begin{bmatrix} i'_{ds} \\ i'_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{ds}} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_{qs}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{-R}{L_{ds}} & \frac{L_{qs}}{L_{ds}} \omega_1 \\ \frac{L_{ds}}{L_{qs}} \omega_1 & \frac{-R}{L_{qs}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{-\omega_1 \psi_f}{L_{qs}} \end{bmatrix} \dots\dots\dots (3.47)$$

把 $n_0 = \omega_r/2\pi$ 代入式(3.27)并简化, 可给出如下标准的微分方程形式:

$$\begin{cases} \omega'_r = \frac{-B_1}{J_c} \omega_r + \frac{1}{J_c} (M - A_1 F_c) - \frac{C_1}{J_c} \\ A_1 = \frac{h_{sp}}{2\pi\eta}, B_1 = \frac{f_{suck} h_{sp}^2}{4\pi^2 \eta}, C_1 = \frac{h_{sp} \cdot g \cdot f_{slip}}{2\pi\eta} (m_A + m_B) \dots\dots\dots (3.48) \\ J_c = \frac{h_{sp}^2}{4\pi^2} (m_A + m_B) + J_1 + J_2 \end{cases}$$

综合式(3.47)、式(3.48), 则可最终给出 PMSM 在瞬态运行时的状态方程:

$$\begin{bmatrix} i'_{ds} \\ i'_{qs} \\ \omega'_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R & L_{qs}\omega_1 & 0 \\ L_{ds} & L_{ds} & 0 \\ L_{qs}\omega_1 & -R & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{B_1}{J_c} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ \omega_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{J_c} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \\ M - A_1 F_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{\omega_1 \psi_f}{L_{qs}} \\ -\frac{C_1}{J_c} \end{bmatrix} \quad (3.49)$$

式(3.49)即为瞬态条件下铣削力—进给伺服电流的关系模型。

3.5.4 瞬态模型的仿真结果和实验验证

在式(3.49)所示的状态方程中含三个状态参量： i_{ds}, i_{qs}, ω_r ；三个输入参量： $u_d, u_q, M - A_1 F_C$ 。其中， u_d, u_q 由三相交流相电压经矢量转换得到， M 由式(3.41)给出的电磁转矩统一公式，在迭代求解过程中计算，铣削力 F_C 直接给定。给出各参量的初始值，并利用 Matlab 软件包中的四阶龙格库塔方法，可得到 PMSM 瞬态运行的仿真结果。

图 3.15 ~ 图 3.16 分别给出了 PMSM 在启动并加载、启动并减载这两类工况下的仿真模拟结果，图 3.17 给出了 PMSM 在负载突变工况下的铣削实验验证结果。值得一提的是：通常以台阶变化来模拟负载突变工况，但刀具切入台阶时其切削力

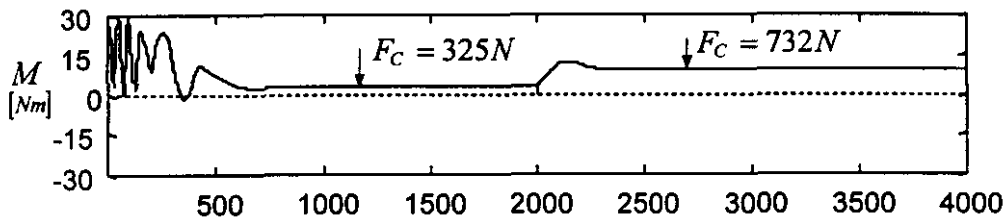


图 3.15(a) PMSM 在启动并加载工况下的输出电磁转矩
(横轴：学习迭代次数，以下类同)

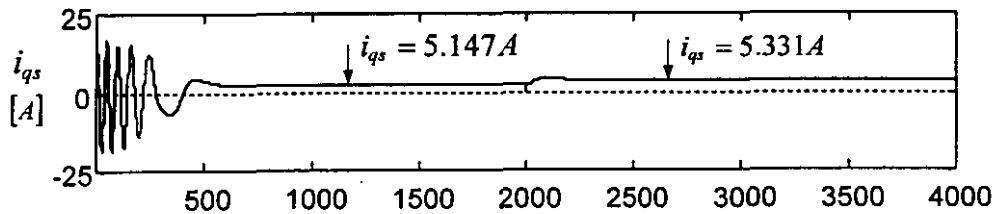


图 3.15(b) PMSM 在启动并加载工况下的进给伺服电流调整过程

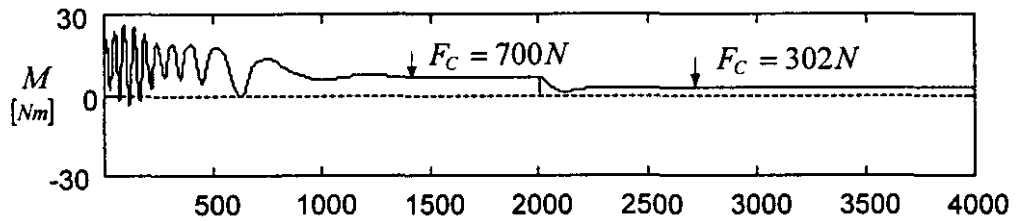


图 3.16(a) PMSM 在启动并减载工况下的输出电磁转矩

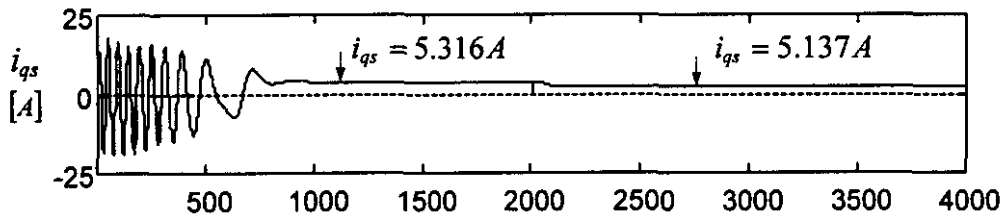


图 3.16(b) PMSM 在启动并减载工况下的进给伺服电流调整过程

是一个逐渐增大的过程，而不是一个突变过程，因而并不是严格的负载突变工况；此处以进给速度的突然增大（铣削力也突然增大）来模拟负载突变工况，显然比用台阶模拟负载突变工况来得更加真实。

由仿真模拟结果可以说明以下三个问题：

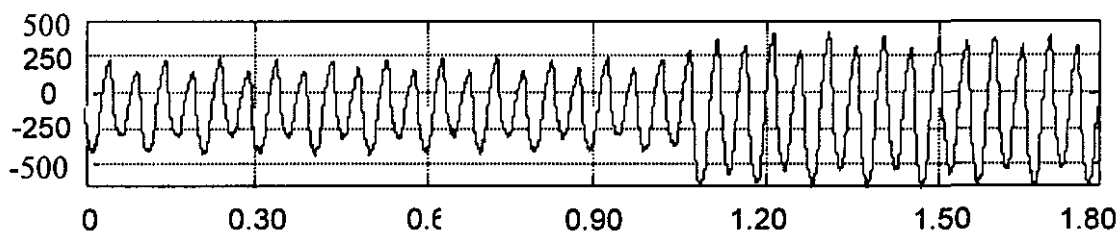
(1) 进给伺服系统在启动时， i_{qs} 只与电机输出电磁转矩 M 成相似的变化趋势，但与 F_C 无明显对应关系。因此，在启动过程中，利用进给伺服电流是难以测出铣削力的；幸运的是，在实际铣削加工过程中，电机不可能在刀具切入工件以后才开始启动。

(2) 进给伺服系统在切削负载突变时，有一个非常短暂的瞬态调整过程，此时 i_{qs} 与 F_C 之间也无明显的对应关系。

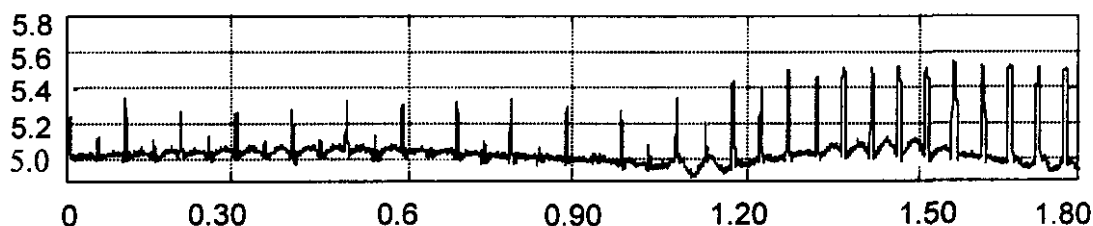
(3) 瞬态调整之后， i_{qs} 随 F_C 的增减趋势很快到达稳定，此时 i_{qs} 表现出直流特性，并在新的切削负载水平上与 F_C 保持对应的线性比例关系，因而也再次验证了稳态建模的正确性。

由图 3.17 所示的铣削实验结果可以看出：

(1) 在 $t = 1.02ms$ 前后，由于进给速度的突然增大，铣削力值产生突变，相应地，进给电流值也上升了一个台阶。但在 $t = 1.02ms$ 附近， i_{qs} 有一个非常短暂的瞬态调整过程，约占刀具旋转一周的时间（即： $60/600 = 0.1s$ ，含进给伺服电流的滞后时间），此时 i_{qs} 与 F_C 之间的对应关系并不明显。



(a) 铣削力信号 (F_c); 纵轴: N, 横轴: s



(b) 进给电流信号 (i_{qs}); 纵轴: mA, 横轴: s

图 3.17 PMSM 在负载突变工况下, 铣削力与进给伺服电流信号的对比
(加工方式: 残切; 主轴转速: 600r/min; 进给速度: 10mm/min \Rightarrow 20mm/min)

(2)与图 3.14 相比,图 3.17 中的进给速度提高了一倍(10mm/min \Rightarrow 20mm/min),相应地进给伺服电流信号的基频(与摩擦特性有关的频率信号)也近似提高了一倍(0.56Hz \Rightarrow 1.12Hz),因而,进给电流信号的基频随进给速度的增大也呈线性比例增大。

(3)在 $t = 1.02ms$ 之前,与第 2 刀刃对应的有些切削力峰值由于小于 250N,相应的进给伺服电流反应不明显;在 $t = 1.02ms$ 之后,由于与第 2 刀刃对应的切削力峰值都大于 250N,相应的进给伺服电流反应相当明显。这一点说明,进给伺服电流对于小切削负载并不敏感,进给伺服电流的这种特性为小切削负载下的铣削力间接测量带来了很大的困难。

§ 3.6 铣削力与进给伺服电流之间的时频对应关系

以上对铣削加工中的铣削力传递及机电转换过程进行了分析,建立了铣削力—进给伺服电流的关系模型,并给出了相应的试验验证结果。在上述分析和试验基础上,我们可以对通常的铣削加工过程,给出如下铣削力与进给伺服电流之间的

时频对应关系:

(1) 实时检测出的进给伺服电流信号 i_{qs} 必将包含两类频率成分: 一、与 F_c 瞬时值变化频率相对应的高频有用信号, 代表铣削加工时刀具的“动态切削力”; 二、与机械传动系统摩擦特性有关的低频缓变信号, 代表铣削加工时的“静态摩擦力”;

(2) 与摩擦特性有关的进给电流信号基频, 虽然与进给速度成线性增长关系, 但由于进给速度受实际加工过程中刀具承载能力的限制, 因而基频也不可能太大(我们按比较乐观的铣削工况估计: 进给速度取 600mm/min, 此时基频值也只为 $0.56 * 600 / 40 = 8.4 \text{ Hz}$), 因此, 进给伺服电流的基频信号(与摩擦特性相对应)始终处于低频带。

(3) 由于 F_c 的基频变化与刀具回转速度及刃数有关 ($f_{\text{基}} = n_s N_g / 60$), 因此与铣削力对应的进给电流信号频率将不会太低(我们按很不经济的工况估计: 刀具回转速度速取 300r/min, 刀刃数取 2, 此时该信号频率为 $300 * 2 / 60 = 10.0 \text{ Hz}$), 因此, 在通常的铣削加工过程中, i_{qs} 中的上述两种频带区域不可能重叠, 而且相隔较远。

(4) 数控机床的进给伺服系统在启动或制动时, i_{qs} 与 F_c 之间的内在关系并不明显, 因而利用进给电流对铣削力进行间接测量并不适用于这两种工况, 但由于在这两种工况下刀具都不可能参与切削, 因此并不影响铣削力间接测量技术的应用性。

(5) 在切削负载发生大的突变时, 进给伺服系统会有一个非常短暂的瞬态调整过程, 但由于这个时间段比较小 (0.1s), 因此对铣削力间接测量结果的影响并不大。

由此可见, 在通常的铣削工况下, 进给伺服电流信号中存在着分别与铣削力、摩擦力对应的信号成分, 而且两类信号成分的频带并不重叠。因此, 利用铣削力与进给伺服电流之间的这种时频对应关系, 可通过进给伺服电流对铣削力进行精确地间接测量。

§ 3.7 本章小结

铣削力的形成、传递及机电转换构成了铣削力与进给伺服电流之间对应调节的桥梁, 因而在基于进给伺服电流的铣削力间接测量中, 具有举足轻重的地位, 本章对此进行了深入研究, 研究内容及成果如下:

(1) 以结构复杂且应用广泛的球头铣刀为例, 对铣削力的形成特性进行了研

究，建立了铣削力的时频特性并给出实验验证结果。铣削力的时频特性特别是其频域特性，对于铣削力的间接测量具有重要意义，这是因为进给伺服电流中存在着铣削力类似的时频域特性，而在进给伺服电流信号的时频局部化实时处理中需要铣削力这种时频变化特性。

(2) 以机械传动系统作为研究对象，对铣削力的传递过程及其非线性问题进行了研究。在此基础上，建立了包含削力、粘滞摩擦力、库仑摩擦力和惯性转矩的铣削力传递过程模型。

(3) 以交流永磁同步伺服电机系统 (PMSM) 作为研究对象，对机电转换过程及其非线性因素进行了研究，在此基础上，建立了机电转换过程的数学模型。该数学模型表明：PMSM 的进给伺服电流与电磁转矩之间存在着一定的线性关系，实验结果验证了在常用的进给速度范围之内，该结论是成立的。

(4) 综合铣削力传递过程模型和机电转换过程模型，分稳态运行、瞬态调整这两种常态，建立了铣削力—进给伺服电流的关系模型，仿真和实验结果都揭示了所建关系模型的正确性和实用性。

(5) 在上述研究的基础上，给出了若干重要结论，建立了铣削力与进给伺服电流之间的时频对应关系，该时频对应关系为铣削力间接测量中的进给伺服电流信号处理，提供了依据和指导原则，其意义显得尤为重要。

第四章 进给伺服电流的时频局部化 处理算法研究

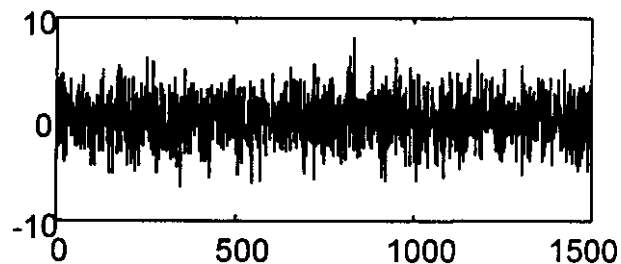
摘要: 论证了小波变换的时频窗自适应调整特性; 分别基于多分辨率分析、小波框架理论, 提出了进给伺服电流信号的分解和重构算法, 给出了大量的铣削力间接测量试验验证结果; 基于小波变换的模极大值, 建立了进给伺服电流信号的奇异性检测算法; 研究了小切削负载条件下的铣削力大幅度误测问题。

§ 4.1 引言

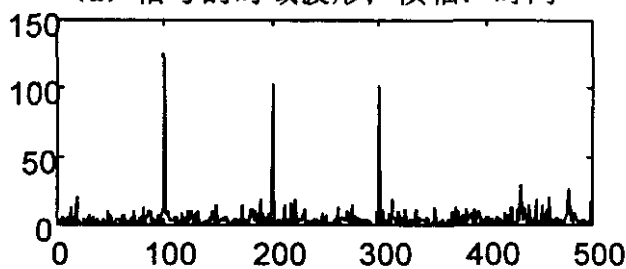
本文第三章所建模型及实验结果表明: PMSM 的 i_{qs} 中包含有与铣削力对应的有用频率成分, 因而利用进给伺服电流对铣削力进行间接测量, 在理论上是可行的。然而, 由于实测电流信号具有非平稳时变特性, 使得对电流信号进行时频局部化实时处理并从中提取有用信号成分, 还有一定的困难。

作为经典的信号处理工具, 传统的傅立叶变换特别是快速傅立叶变换, 在信号处理中有着广泛的应用。如图 4.1, (a) 为一信号的时域波形, 该信号被白噪声所污染;

(b) 为利用传统傅立叶变换处理后的结果, 由该图可清晰的看出信号中的主要频率成分包括: 100 Hz, 200 Hz, 300 Hz 的正弦信号和频率分布广泛的白噪声信号。比较 (a) (b) 可以看出, 傅立叶变换只是一种纯频域的分析方法, 在频域上能准确地定位, 但在时域上无任何定位能力, 也即: 不知道某种频率成分是在什么时候产生的, 而且傅立叶



(a) 信号的时域波形; 横轴: 时间



(b) 信号的频域特性; 横轴: Hz

图 4.1 传统的傅立叶变换

变换使用的是一种全局变换，不具备局部时域段分析功能，因此，无法同时表达 i_{qs} 的时域和频域局部特性，而这种性质恰恰是 i_{qs} 最本质特征。

短时傅立叶变换 (STFT: Short Time Fourier Transform) 作为时频局部化分析的一种标准技术，在处理非平稳时变信号方面比传统傅立叶变换迈进了一步，但短时傅立叶变换在时频两相平面上只有时频窗的滑动，而无时频窗的伸缩，对于选定的窗函数该方法只具有固定的时频分辨率，因此，短时傅立叶变换在 i_{qs} 的实时处理中并不适用。小波变换理论是近年来发展起来的非平稳信号处理的有力工具，它与 STFT 分析的最大不同之处在于其分析精度可变，即在时频两相平面的高频段具有较高的时间分辨率和较低的频率分辨率，而在时频两相平面的低频段具有较低的时间分辨率和较高的频率分辨率^[48-83]。小波变换以其分辨率可变的“变焦矩”特性与频谱无限细化的“显微镜”特性，在非平稳时变信号的实时处理中，独占鳌头，因此，有望解决 i_{qs} 时频局部化处理的各种问题。

为此，本章在铣削力与进给伺服电流的时频对应关系基础上，以小波变换理论作为信号分析手段，重点解决 i_{qs} 的分频细化、局部频段重构以及奇异性检测等问题，以最终实现铣削力间接测量这一既定目标。

§ 4.2 进给伺服电流的时频局部化技术

4.2.1 基于 STFT 的进给伺服电流时频局部化技术

STFT 的主要思想是：为了获得局部时间的频域信息，假定非平稳信号在分析窗函数的一个短时间间隔内是平稳（伪平稳）的，并计算该时间段内的功率谱，通过移动窗函数，则可得到信号在不同时刻的局部频谱^[48]。由于 STFT 的局部频谱概念充分体现了时间和频率两域同时局部化的特点，已成为时频分析方法的一种标准技术。

给定一非平凡函数 $w(t) \in L^2(R)$ ，并满足 $tw(t) \in L^2(R)$ 、 $\omega w(\omega) \in L^2(R)$ ，则 $w(t)$ 可构造为一个在时频两域上都能快速衰减的分析窗函数，其时窗中心 t^* 、时窗半径 Δ_t 分别为：

$$t^* = \frac{1}{\|w\|_2^2} \int_{-\infty}^{\infty} t |w(t)|^2 dt \dots\dots\dots (4.1)$$

$$\Delta_t = \frac{1}{\|w\|_2} \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} (t-t')^2 |w(t)|^2 dt \right\}^{1/2} \dots\dots\dots (4.2)$$

同理， $\hat{w}(\omega)$ 的频窗中心 ω^* 、频窗半径 Δ_ω 也可类似给出。式中， $\|\cdot\|_2$ 表示在 $L^2(R)$ 上赋予的范数， $L^2(R)$ 为平方可积函数空间。为了不至于与序列标号 i 混淆，本章以 $I(t)$ 取代电流信号 $i_q(t)$ 。对电流信号 $I(t)$ 施加一个滑动窗函数 $w(t-b)$ ，则 $I(t)$ 的STFT为^[57]

$$(S_w I)(\omega, b) = \int_{-\infty}^{\infty} I(t) \overline{w(t-b)} e^{-j\omega t} dt, \quad I(t) \in L^2(R) \dots\dots\dots (4.3)$$

若再定义一个分析窗函数 $W(t)$ ，使得

$$W_{b,\omega}(t) = w(t-b) e^{j\omega t} \dots\dots\dots (4.4)$$

则式(4.3)所示的STFT可改写为更为简洁的时域内积形式：

$$(S_w I)(\omega, b) = \int_{-\infty}^{\infty} I(t) \overline{W_{b,\omega}(t)} dt = \langle I, W_{b,\omega} \rangle \dots\dots\dots (4.5)$$

对式(4.4)作傅立叶变换，有

$$\hat{W}_{b,\omega}(\eta) = \hat{w}(\eta - \omega) e^{-j(\eta - \omega)b} \dots\dots\dots (4.6)$$

利用上式，并应用Parseval恒等式，可写出式(4.3)的频域内积形式：

$$(S_w I)(\omega, b) = \frac{1}{2\pi} \langle \hat{I}, \hat{W}_{b,\omega} \rangle \dots\dots\dots (4.7)$$

考察式(4.4)，由于 ω 只影响 $W_{b,\omega}(t)$ 中的复指数因子，因而，相对于 ω 的不同取值，窗函数 $W_{b,\omega}(t)$ 与 $w(t)$ 的时窗保持一致。另外，Heisenberg测不准原理指出：窗函数 $w(t)$ 一旦给定，其矩形时频窗的形状将保持不变，而且 $\Delta_t \Delta_\omega \geq C$ (C 为一常数)。因此，窗函数 $W_{b,\omega}(t)$ 与 $w(t)$ 的频窗也始终一致。

由式(4.5)不难发现，STFT具有限时作用，其时窗中心和宽度由窗函数 $W_{b,\omega}(t)$ 也即 $w(t)$ 决定，因而窗函数 $w(t)$ 给出了电流信号 $I(t)$ 在以下区间的局部时间信息。

$$[t^* + b - \Delta_t, t^* + b + \Delta_t] \dots\dots\dots (4.8)$$

同理，由式(4.7)可以看出，STFT也具有限频作用，窗函数 $w(t)$ 给出了电流信号 $I(t)$ 在以下区间的局部频谱信息。

$$[\omega^* + \omega - \Delta_\omega, \omega^* + \omega + \Delta_\omega] \dots\dots\dots (4.9)$$

综合式(4.8)、式(4.9)，窗函数 $w(t)$ 提供了由式(4.10)决定的时-频窗。

$$[t^* + b - \Delta_t, t^* + b + \Delta_t] \times [\omega^* + \omega - \Delta_\omega, \omega^* + \omega + \Delta_\omega] \dots\dots\dots (4.10)$$

由图 4.2 可以看出, STFT 虽然具有时频局部化特点, 但在时间—频率相平面上, 其时—频窗只有平移而不具备自适应伸缩功能, 因而是一种单一分辨率的分析方法。图 4.3 给出了对电流信号 $I(t)$ 加窗处理的示意图。除去与摩擦特性有关的绝对低频段信号, 在 $I(t)$ 的起始时段有一段低频有用信号(要求较高的频率分辨率), 而在 $I(t)$ 的中间和终止时段有一段高频有用信号(要求较高的时间分辨率), 此时固定时频窗显然不能满足处理的要求。

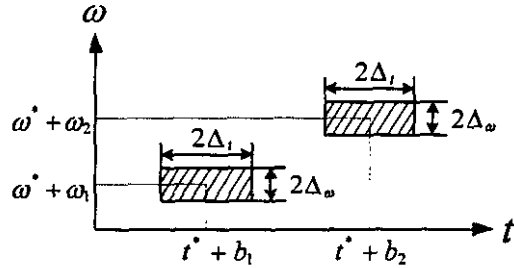


图 4.2 STFT 的时-频窗

由此可见, STFT 虽然具有时频局部化特性, 但由于其时频窗不具备自适应伸缩功能, 使得 STFT 在处理电流信号 $I(t)$ 时, 仍显不足。

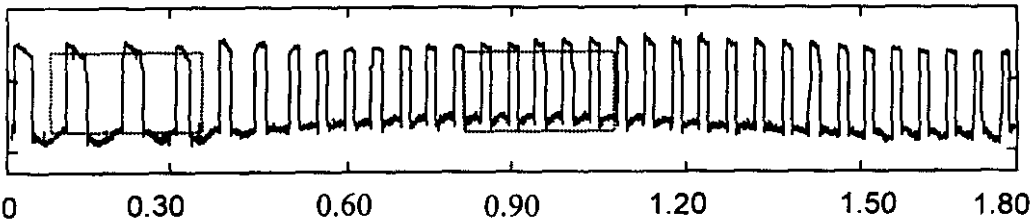


图 4.3 进给伺服电流信号 $I(t)$ 的 STFT 加窗

4.2.2 基于小波变换的进给伺服电流时频局部化技术

如前所述, $I(t)$ 由于铣削负载的变化而构成非平稳时变信号, 特别是当发生局部的大铣削负载突变时, $I(t)$ 的时域表现为在突变时刻产生局部的跳跃信号, 而频域表现将是高频宽带频谱, 这时就需要较高的时间分辨率和较低的频率分辨率; 当铣削负载趋近于稳定时, $I(t)$ 将在持续时间段内出现缓变信号, 而频域表现为低频窄带频谱, 这时就需要较高的频率分辨率和较低的时间分辨率^[58]。

因此, $I(t)$ 的这种时频分辨率的自适应特性要求, 决定了时频分析方法必须具备自适应调整窗函数的能力。小波变换不仅继承了 STFT 的时频局部化的优点, 而且还克服了时频窗大小也即窗函数不能调整的缺陷, 在处理类似于 $I(t)$ 的非平稳时变信号时, 小波变换将是最理想的数学工具。以下, 我们将给出严格的数学论证。

对于 $\psi(t) \in L^2(R)$, 当其傅立叶变化 $\hat{\psi}(\omega)$ 满足式 (4.11) 所给定的容许条件, 称 $\psi(t)$ 为母小波函数或基小波函数。

$$C\psi = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{|\psi(\omega)|^2}{\omega} \leq +\infty \quad \dots\dots\dots (4.11)$$

在工程信号处理中, 一般选取紧支集(时域局部性)的具有正则性(频域局部性)的实数或复数函数作为母小波函数, 以使母小波函数在时频域上都具有较好的局部性^[51]。目前, 应用较多的母小波函数有: Marr 小波、Harr 小波、Morlet 小波、Daubachies 小波和 Mexican hat 小波。

对 $\psi(t)$ 作平移与伸缩, 可得下式所定义的小波函数序列:

$$\psi_{a,b}(t) = a^{-1/2} \psi\left(\frac{t-b}{a}\right), \quad a \in R, a > 0, b \in R \quad \dots\dots\dots (4.12)$$

式中, a 为尺度因子, b 为时间平移参数。 $\psi_{a,b}(t)$ 中的 $a^{-1/2}$ 为归一化系数, 引入归一化系数的目的主要在于: 保证母小波函数在伸缩变化前后的能量不变, 即:

$$\int_{-\infty}^{\infty} \left| a^{-1/2} \psi\left(\frac{t}{a}\right) \right|^2 dt = a^{-1} \int_{-\infty}^{\infty} \left| \psi\left(\frac{t}{a}\right) \right|^2 dt = \int_{-\infty}^{\infty} |\psi(t)|^2 dt \quad \dots\dots\dots (4.13)$$

对式 (4.12) 作傅立叶变换, 有

$$\hat{\psi}_{a,b}(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} a^{-1/2} \psi\left(\frac{t-b}{a}\right) e^{-j\omega t} dt = a^{1/2} e^{-j\omega b} \hat{\psi}(a\omega) \quad \dots\dots\dots (4.14)$$

现假定母小波函数 $\psi(t)$ 时频窗的中心和半径分别为: t^* 、 Δ_t 、 ω^* 、 Δ_ω 。则由式 (4.12) 可以得到对应小波函数 $\psi_{a,b}(t)$ 时窗的中心和半径: at^* 、 $a\Delta_t$; 类似, 也可由式 (4.14) 得到 $\psi_{a,b}(t)$ 频窗的中心和半径: ω^*/a 、 Δ_ω/a 。由此可见, 尺度因子 a 的引入, 使得小波函数在时频两域上都具有伸缩能力。

为了证实这一点, 图 4.4 给出了 Morlet 小波随 a 变化的时频特性。由图 4.4 可以看出: 当尺度因子 a 逐渐增大时, 小波函数的时窗宽度增大, 而频窗宽度减小, 适用于处理 $I(t)$ 中的低频缓变信号; 当尺度因子 a 逐渐减小时, 小波函数的频窗宽度增大, 而时窗宽度减小, 适用于处理 $I(t)$ 中的高频突变信号。

利用式 (4.12) 给出的小波函数对电流信号 $I(t)$ 作小波变换:

$$W_\psi I(a,b) = a^{-1/2} \int_{-\infty}^{\infty} I(t) \overline{\psi\left(\frac{t-b}{a}\right)} dt = \langle I, \psi_{a,b} \rangle, \quad I(t) \in L^2(R) \quad \dots\dots\dots (4.15)$$

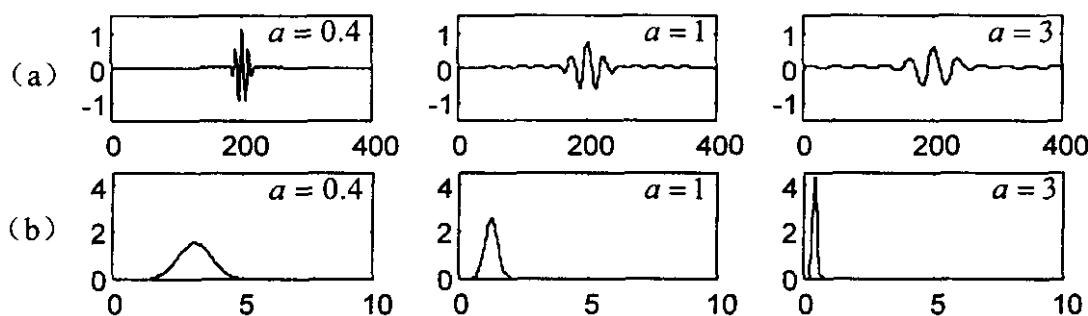


图 4.4(a) Morlet 小波时域波形, (b) Morlet 小波频域波形

小波变换的等效频域表示为:

$$W_{\psi} I(a, b) = \frac{1}{2\pi} \langle \hat{I}, \hat{\psi}_{a,b} \rangle \dots \dots \dots (4.16)$$

通过比较式(4.15)、式(4.16)与式(4.5)、式(4.7),可以发现,小波变换和 STFT 之间有着惊人的相似,因此,小波变换完整继承了 STFT 的时频局部化的特点。类似于 STFT,可给出小波函数对 $I(t)$ 加窗截取的时频谱信息区间:

$$[at^* + b - a\Delta_t, at^* + b + a\Delta_t] \times \left[\frac{\omega^*}{a} - \frac{\Delta_{\omega}}{a}, \frac{\omega^*}{a} + \frac{\Delta_{\omega}}{a} \right] \dots \dots \dots (4.17)$$

考察式(4.15)的左端, a 取代了 STFT 的 ω , 故小波变换把 STFT 的时间-频率相平面转化为时间-尺度相平面。由于母小波函数 $\psi(t)$ 确定后,其矩形时频窗形状不发生变化,即: ω^* 、 Δ_{ω} 保持不变,因此,式(4.17)中所示 $\psi_{a,b}(t)$ 的中心频率和频带宽都与 $1/a$ 成严格的正比例关系,这使得 ω^*/a 与 $\psi_{a,b}(t)$ 的频率变量等效,相应地,时间-尺度相平面与时间-频率相平面转化等效。基于式

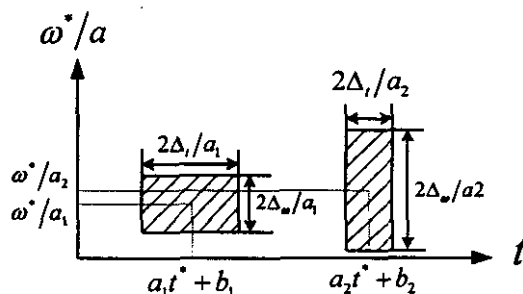


图 4.5 小波变换的时-频窗

(4.17), 图 4.5 和图 4.6 分别给出了小波变换在时间-尺度相平面上的时-频窗自适应伸缩特性以及在加窗处理电流信号 $I(t)$ 中的实际应用。

综上所述,小波变换不仅完整继承了 STFT 时频局部化的特点,而且通过引进尺度因子,新增加了自适应调整时频窗的特性,使得在处理非平稳时变信号 $I(t)$ 时,由 STFT 的单一分辨率上升为小波变换的多分辨率分析。

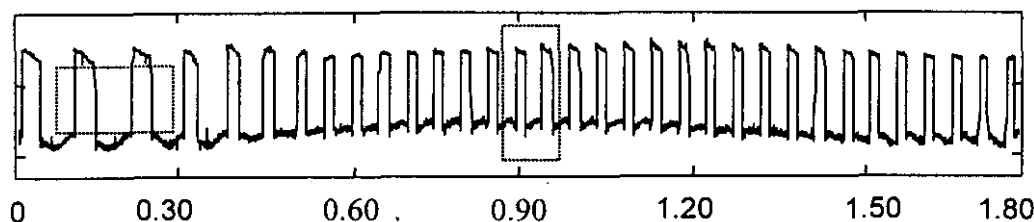


图 4.6 进给伺服电流信号 $I(t)$ 的小波变换加窗

§ 4.3 基于多分辨率分析的进给伺服电流快速分解算法

设 $\{V_j : j \in Z\}$ 为 $L^2(R)$ 空间中的闭子空间序列, 如果 $\{V_j : j \in Z\}$ 满足式(4.18 ~ 4.21) 所示的四个条件, 则称 $\{V_j : j \in Z\}$ 构成一个多分辨率分析 (Multi-Resolution Analysis MRA),

$$(1) V_{j+1} \subset V_j, j \in Z \dots\dots\dots (4.18)$$

$$(2) \text{closed}_{L^2(R)}\left(\bigcup_{j \in Z} V_j\right) = L^2(R), \text{ 且 } \bigcap_{j \in Z} V_j = \{0\} \dots\dots\dots (4.19)$$

$$(3) I(t) \in V_{j+1} \Leftrightarrow I(2t) \in V_j \dots\dots\dots (4.20)$$

$$(4) V_j = V_{j+1} \oplus W_{j+1}, W_j \in L^2(R) \dots\dots\dots (4.21)$$

式中 V_j 、 W_j 分别构成 $L^2(R)$ 空间中的尺度空间、小波空间。由式(4.18)、式(4.19)、式(4.21), 不难给出如下各子空间的正交和关系:

$$V_0 = \sum_{j=1}^N W_j \oplus V_N \dots\dots\dots (4.22)$$

$$L^2(R) = \oplus \sum_{j=-\infty}^{+\infty} W_j \dots\dots\dots (4.23)$$

4.3.1 进给伺服电流的快速分解算法

可以证明^[48], 多分辨率分析存在唯一的一个尺度函数 $\phi(t) \in L^2(R)$, 使得 $\{\phi(t-k) : k \in Z\}$ 构成尺度空间 V_0 的一个标准正交基, 而且其伸缩函数

$\{\phi_{j,k} = 2^{-j/2} \phi(2^{-j}t - k) : k \in Z\}$ 必定构成尺度空间 V_j 的一个标准正交基, 也即下式成立:

$$V_j = \overline{\text{span}\{\phi_{j,k}\}}, \text{ 且 } \int_{-\infty}^{+\infty} \phi(t) dt = 1 \quad \dots\dots\dots (4.24)$$

由式(4.20)、式(4.21), 并经简单的函数空间传递, 可得双尺度差分方程:

$$\begin{cases} \phi(t) = \sqrt{2} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} h_n \phi(2t - n) \\ \psi(t) = \sqrt{2} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} g_n \phi(2t - n) \end{cases} \quad \dots\dots\dots (4.25)$$

式中, $\{h_n, n \in Z\}, \{g_n, n \in Z\}$ 称为两尺度序列, 两尺度序列存在如下关系:

$$\begin{cases} \sum_n h_{2n} = \sum_n h_{2n+1} = 1/\sqrt{2} \\ g_n = (-1)^n h_{1-n} \end{cases} \quad \dots\dots\dots (4.26)$$

式(4.25)中, 母小波函数 $\psi(t)$ 的平移 $\{\psi(t-k) : k \in Z\}$ 构成小波空间 W_0 的一个标准正交基, 而且当 a, b 都在二进制栅格上离散, 即 $a = 2^j, b = 2^j k$ 所产生的小波函数族 $\{\psi_{j,k} = 2^{-j/2} \psi(2^{-j}t - k) : k \in Z\}$ 也必定构成小波空间 W_j 的一个标准正交基, 即下式成立:

$$W_j = \overline{\text{span}\{\psi_{j,k}\}}, \text{ 且 } \int_{-\infty}^{+\infty} \psi(t) dt = 0 \quad \dots\dots\dots (4.27)$$

不失一般性, 设原始电流信号 $I(t)$ 是在 $a=1$ 或 $j=0$ 的分辨率下测得的^[57], 则 $I^0(t) \in V_0$ 。因而, 由式(4.21)、式(4.22), 可给出如下分解:

$$\begin{cases} I^j(t) = I^{j+1}(t) + W^{j+1}(t) \\ I^0(t) = I^N(t) + \sum_{j=1}^N W^j(t) \end{cases} \quad \dots\dots\dots (4.28)$$

式中, 逼近信号 $I^j(t)$ 、细节信号 $W^j(t)$ 分别为信号 $I^0(t)$ 在 V_j 、 W_j 空间上的正交投影。再由式(4.24)、式(4.27), 有

$$\begin{cases} I^j(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} C_{j,k} \phi_{j,k}(t), \quad C_{j,k} \in l^2(R) \\ W^j(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} d_{j,k} \psi_{j,k}(t), \quad d_{j,k} \in l^2(R) \end{cases} \quad \dots\dots\dots (4.29)$$

式中, $C_{j,k}, d_{j,k}$ 分别是 V_j 空间中的尺度系数和 W_j 空间中的小波系数。综合式

(4.28)、式(4.29)，可得 $I^0(t)$ 的小波有限分解：

$$I^0(t) = \sum_{j=1}^N \sum_{k=-\infty}^{+\infty} d_{j,k} \psi_{j,k}(t) + \sum_{k=-\infty}^{+\infty} C_{N,k} \phi_{N,k}(t) \dots\dots\dots (4.30)$$

由式(4.29)，并考虑 $\phi(t)$ ， $\psi(t)$ 的正交性^[51]，存在以下等效关系：

$$C_{j,k} = \langle I^j, \phi_{j,k} \rangle \Leftrightarrow C_{j,k} = \langle I^0, \phi_{j,k} \rangle = \langle I, \phi_{j,k} \rangle \dots\dots\dots (4.31)$$

$$d_{j,k} = \langle W^j, \psi_{j,k} \rangle \Leftrightarrow d_{j,k} = \langle I^0, \psi_{j,k} \rangle = \langle I, \psi_{j,k} \rangle \dots\dots\dots (4.32)$$

由于 $C_{j,k}, d_{j,k} \in L^2(R)$ 、 $I^j, W^j \in L^2(R)$ ，而且以上两式成立，因此 $L^2(R)$ 与 $L^2(R)$ 同构，数学上的同构使得 $C_{j,k}, d_{j,k}$ 分别是 I^j, W^j 的等效离散表示，也即 $C_{j,k}, d_{j,k}$ 分别包含了 I^j, W^j 的全部信息，很自然 $I^0(t)$ 的小波有限分解等效为求取 $C_{j,k}, d_{j,k}$ 。

由式(4.21)、式(4.29)，有

$$\sum_{k=-\infty}^{+\infty} C_{j,k} \phi_{j,k}(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} C_{j+1,k} \phi_{j+1,k}(t) + \sum_{k=-\infty}^{+\infty} d_{j+1,k} \psi_{j+1,k}(t) \dots\dots\dots (4.33)$$

把式(4.25)所示的双尺度差分方程代入上式，并作变量代换 $l = 2k + n$ ，经有限次简单的推导，可得到如下 $I(t)$ 的快速分解算法(或如图 4.7)：

$$\begin{cases} C_{j+1,k} = \sum_{l=-\infty}^{+\infty} h_{l-2k} C_{j,l} \\ d_{j+1,k} = \sum_{l=-\infty}^{+\infty} g_{l-2k} C_{j,l} \end{cases} \quad j \in [0, +\infty] \dots\dots\dots (4.34)$$

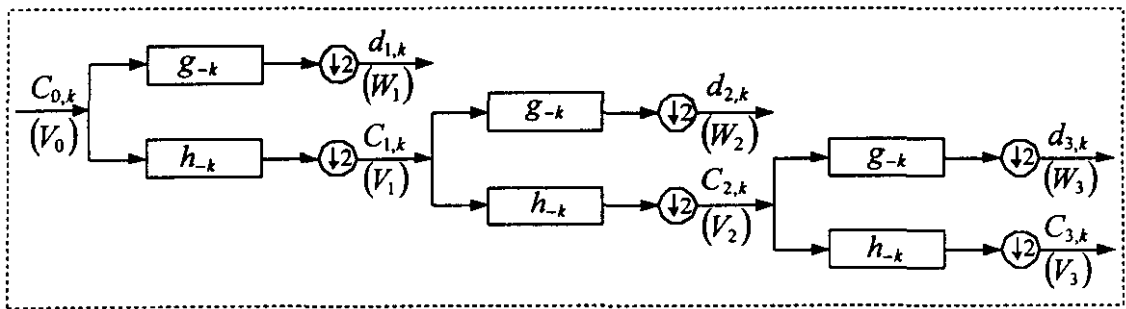


图 4.7 进给伺服电流的快速分解算法流程

4.3.2 进给伺服电流的分频细化特性

由(4.24)、(4.27)两式的第2式可以看出,尺度函数 $\phi(t)$ 具有高通滤波特性,而小波函数 $\psi(t)$ 具有低通滤波特性。对应于式(4.25)给出的双尺度差分方程,则 g_{-k} 构成一高通滤波器, h_{-k} 构成一低通滤波器。

由 $\phi(t)$ 、 $\psi(t)$ 的正交性,有

$$W_j \perp W_k, \quad W_j \perp V_k \quad j, k \in Z, \quad j \neq k \quad \dots\dots\dots (4.35)$$

由此可见,在图4.7所示的每次分解中,输入电流信号分成频带并不混叠的高频和低频两部分,而且由于 $\phi(t)$ 、 $\psi(t)$ 的尺度始终保持一致,高低频带宽必将等分输入电流信号的带宽。应用归一化频带 $[-\pi, +\pi]$ 分析图4.7,其输出带宽将如图4.8所示,依次为: $\pi/2, \pi/4, \pi/8, \dots$ 。

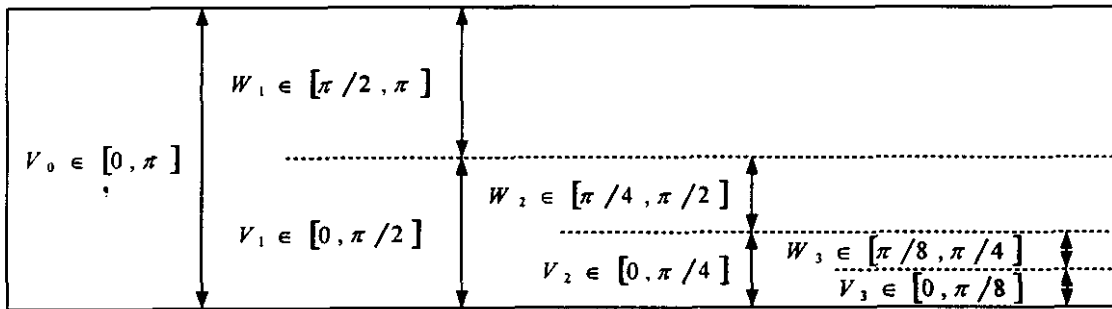


图 4.8 进给伺服电流的归一化频带逐级细分

4.3.3 进给伺服电流的初始序列值确定

图4.7给出了小波快速分解算法的流程,从该图可以看出,算法启动之前必须确定尺度系数 $C_{j,k}$ 的初始序列 $C_{0,k}$ 。由式(4.31),我们有

$$C_{0,k} = \langle I(t), \phi_{0,k}(t) \rangle = \int I(t) \phi_{0,k}(t) dt \quad \dots\dots\dots (4.36)$$

当 $a=1$ 或 $j=0$ 时,分别取尺度函数 $\phi_{0,k}$ 、原始信号 $I(t)$ 的离散值,则 $C_{0,k}$ 可通过下式直接求取:

$$C_{0,k} = \langle I^0, \phi_{0,k} \rangle = \sum_n I^0(n) \phi(n-k) \quad \dots\dots\dots (4.37)$$

式中,尺度函数 $\phi(n)$ 与小波函数 $\psi(n)$ 相对应,可按信号的实际要求直接选取

并离散，如选取时频两域局部性能都较好的 Morlet 小波系列。目前在许多文献中 [51,58,59]，常常用原始信号的采样值来近似表达 $C_{0,k}$ ，可使分析结果不会产生畸变，但必须满足采样频率大于奈奎斯特频率的要求，因此，在 $I(t)$ 并非过采样的情况下， $C_{0,k}$ 的这种近似表达将显得比较粗糙。

§ 4.4 基于小波框架理论的进给伺服电流快速重构算法

任何分解算法只有存在稳定重构算法，才有实际意义，这在工程信号处理中是不言而喻的。由图 4.7 可以看出，当电流信号按给定的精度分解完成，则在局部时间段内电流信号的有用频率成分必将位于某个小波空间或尺度空间，把这些有用频率成分叠加重构，并还原成与原信号采样点数等同的时域信号，显然是我们利用电流信号实时间接测量出铣削力的最终目的。

如上所述，小波函数 $\psi_{j,k} = 2^{-j/2} \psi(2^{-j}t - k)$ 构成 MRA 中小波空间的一个标准正交基，因此， $\psi_{j,k}$ 也是 $L^2(R)$ 中的一个 Riesz 基，更是 $L^2(R)$ 中的一个框架。由小波框架理论可知，如果 $\psi_{j,k}$ 构成 $L^2(R)$ 中的一个 Riesz 基，则 $I(t) \in L^2(R)$ 可由下式稳定精确地重构。

$$I(t) = \sum_{j=-\infty}^{+\infty} \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \langle I, \tilde{\psi}_{j,k} \rangle \psi_{j,k} \quad \dots\dots\dots (4.38)$$

式中， $\tilde{\psi}_{j,k}$ 为 $\psi_{j,k}$ 的对偶基。由于标准正交基具有自对偶特性，即 $\psi_{j,k} = \tilde{\psi}_{j,k}$ ，因而，上式的等价形式为：

$$I(t) = \sum_{j=-\infty}^{+\infty} \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \langle I, \psi_{j,k} \rangle \psi_{j,k} \quad \dots\dots\dots (4.39)$$

取 $a = 2^j, b = 2^j k$ ，则 $I(t)$ 的离散二进正交小波变换为：

$$D_{j,k} = \int_{-\infty}^{+\infty} I(t) \psi_{j,k}(t) dt = \langle I, \psi_{j,k} \rangle, \quad D_{j,k} \in l^2(R) \quad \dots\dots\dots (4.40)$$

把上式代入式 (4.39)，可得 $I(t)$ 的精确重构：

$$I(t) = \sum_{j=-\infty}^{+\infty} \sum_{k=-\infty}^{+\infty} D_{j,k} \psi_{j,k}(t) \quad \dots\dots\dots (4.41)$$

令 $N \rightarrow +\infty$ ，则由式 (4.30) 可得 $I^0(t)$ 的小波无穷分解：

$$I^0(t) = \sum_{j=1}^{+\infty} \sum_{k=-\infty}^{+\infty} d_{j,k} \psi_{j,k}(t) \dots\dots\dots (4.42)$$

由式(4.32)、式(4.40)可知： $D_{j,k} = d_{j,k}$ 。另外，在工程实际中的信号采集不可能是无限精度的，因此在有限分辨率下，式(4.32)与式(4.40)是等价的，从而也

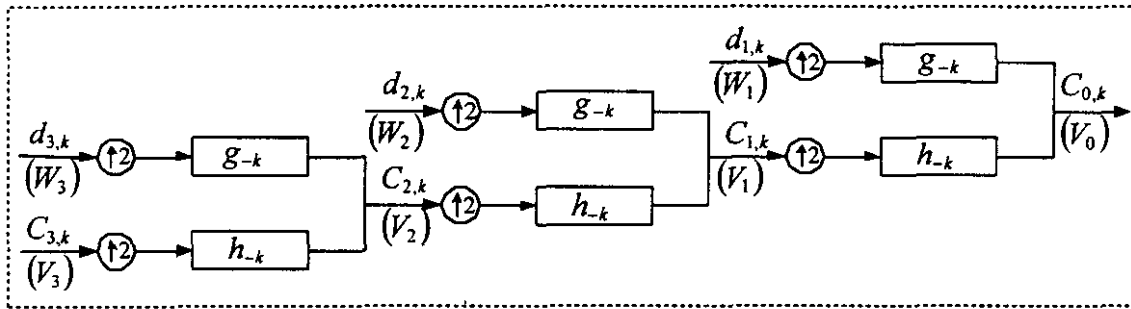


图 4.9 进给伺服电流的快速重构算法流程

与式(4.30)等价，即 $I(t) = I^0(t)$ 。由此可见，在处理离散采集信号时，基于 MRA 的小波分解与基于小波框架的精确重构是相互可逆的过程，换句话说，利用式(4.30)可精确地重构出原信号。

对式(4.33)两边同时求取与 $\phi_{j,k}$ 的内积，并代入双尺度差分方程，则不难得出小波快速重构算法(或如图 4.9)：

$$C_{j,l} = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} h_{l-2k} C_{j+1,k} + \sum_{k=-\infty}^{+\infty} g_{l-2k} d_{j+1,k} \dots\dots\dots (4.43)$$

§ 4.5 分解重构算法的运算量分析

假设输入电流信号的采样数为 N_1 、滤波器的系数总数为 N_2 、小波分解的层次数为 N_3 ，则小波快速分解重构算法的总运算量为：

$$N \approx 2 \times \underbrace{\left(2N_1N_2 + 2 \times \frac{1}{2} N_1N_2 + 2 \times \frac{1}{4} N_1N_2 + \dots \right)}_{N_3} < 8N_1N_2 \dots\dots\dots (4.44)$$

由于小波函数的紧支集区间比较小，因此对电流信号作实时局部时频分析时，局部窗口内输入电流信号的采样数 N_1 也对应可取得比较小 ($\times 10^3$)， N_2 一般取

($\times 10^1$), 所以式(4.44)给出的运算量 N 大约为($\times 10^4$), 由此可见, 小波快速分解重构算法非常快。

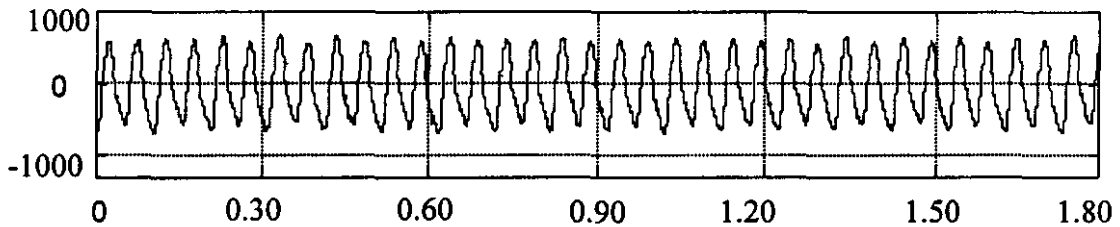
§ 4.6 铣削力间接测量技术的试验验证

为了验证以上所提算法的可行性, 本文基于霍尔元件建立了另一套实验系统: 铣削力间接测量系统(更详尽的描述请见第五章), 以下将给出其中有代表性的 6 组实验, 铣削实验条件如表 4.1 所示。

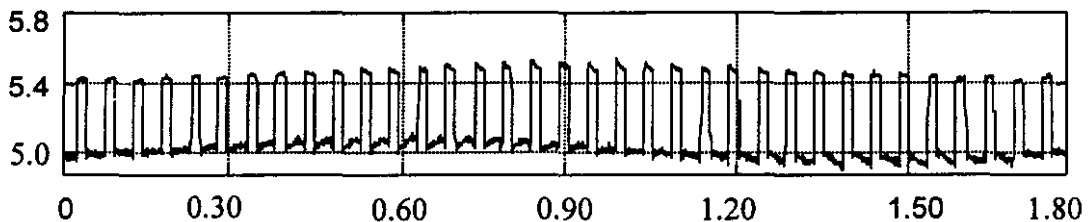
表 4.1 铣削实验条件

机床型号	XHK 数控铣床	A①组	$n_s: 600r/min; V_{fx}: 20mm/min$
伺服电机	永磁交流同步	A②组	$n_s: 370r/min; V_{fx}: 20mm/min$
刀具类型	球头铣刀	A③组	$n_s: 300r/min; V_{fx}: 20mm/min$
刀具参数	2 刃 $\phi 12mm$	A④组	$n_s: 300 \Rightarrow 600r/min$ $V_{fx}: 20mm/min$
工件材料	铸铁	B①组	$V_{fx}: 40mm/min; n_s: 300r/min$
电流测量	I511A 型电流传感器	B②组	$V_{fx}: 80mm/min; n_s: 300r/min$

注: 表中 n_s 为主轴转速, V_{fx} 为 X 轴的伺服进给速度。

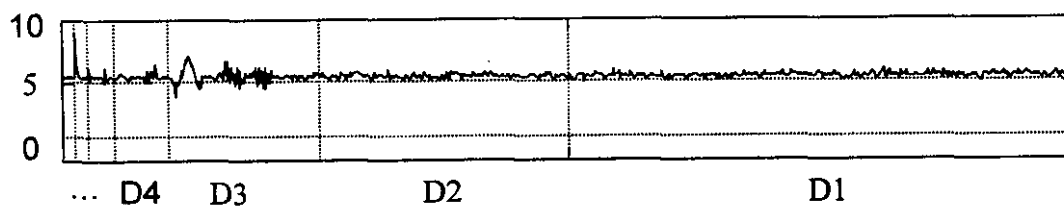


(a) 原始铣削力信号 F_x (X 向); 纵轴: N, 横轴: s

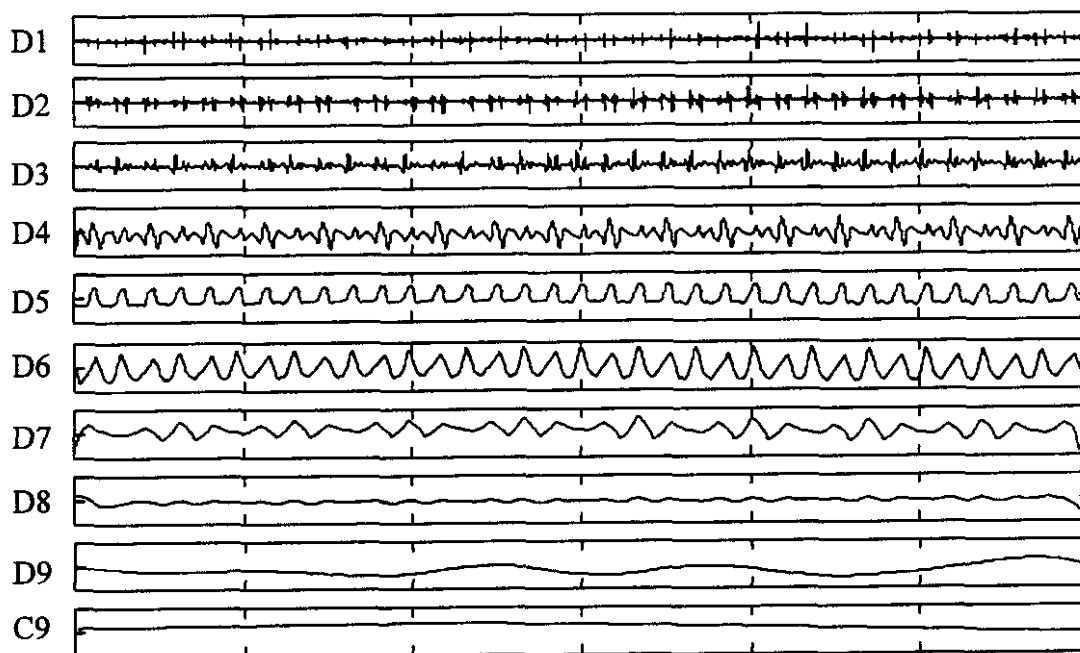


(b) 原始进给伺服电流信号 I (X 轴); 纵轴: A, 横轴:

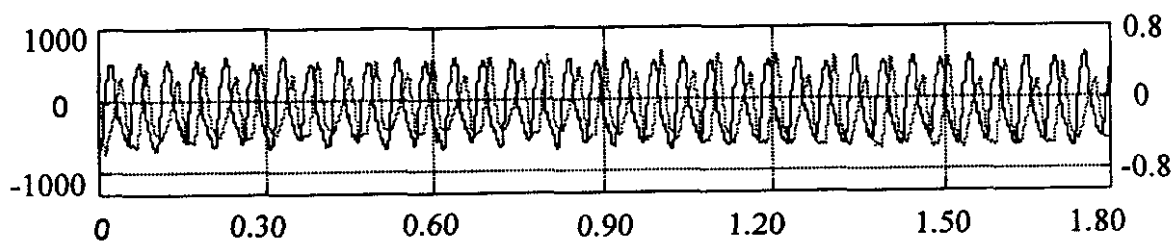
s



(c) 利用 Morlet 小波对 I 作 9 层分解后的系数



(d) 高频小波系数 D1-D9 与低频尺度系数 C9 的重构



(e) D6 层进给伺服电流信号逼近铣削力效果图；峰值平均误差：18.4%
(实线：铣削力信号 F_x ，单位：N；虚线：电流信号 I ，单位：A；以下类同)

图 4.10 A①组实验中，进给伺服电流信号的小波分解与重构过程

4.10(a)~(e)给出了第一组实验中 X 轴进给伺服电流信号小波分解并重构的全过程:

(1) 图 4.10(a)(b)分别为未经任何处理的原始铣削力信号 F_x 和 X 轴进给伺服电流信号 I 。在图 4.10(a)中,一个波峰代表一个刀刃的受力,因而可估算铣削力的频率为: $600 \times 2 / 60 = 36 / 1.8 = 20 \text{ Hz}$ 。

(2) 图 4.10(c)是利用 Morlet 小波对进给伺服电流信号 I 进行 9 层分解后的各层小波系数,由该图可以看出,采样点数逐层减半。

(3) 图 4.10(d)给出了利用各层高频小波系数(D1-D9)和最低层低频尺度系数(C9)进行重构的结果,不难看出,随着尺度因子的减小,原始信号的频带逐层细分,局部时间段内各频带所包含的电流信号成分一览无余。由于小波分解过程中,总频带 800Hz(采样频率)逐层等分,因而不难计算得出: D6 的频带宽为 12.5-25Hz,所以与铣削力 F_x 对应的电流成分将位于 D6 层。

(4) 图 4.10(d)中,低频第 9 层(C9: 0-0.78Hz)所示近乎直流的低频缓变信号,反映了机械传动系统中等效摩擦转矩的发展趋势,但 C9 的频带并不与 D6 重叠,因此丝毫不影响有用电流信号的小波重构。相比较而言,若利用传统的低通滤波方法,将不可避免地包含 C9 频带中的电流信号,因而,会导致所提取的电流信号并不能精确地反映铣削力的真实变化;若利用 STFT 或传统的带通滤波方法,则不能处理主轴转速发生变化时的工况,因为此时铣削力的频率将发生变化,并有可能超出窗函数的带宽。由此可以得到验证,小波变换在任意抽取并重构有用电流信号方面,具有其它信号处理方法所不可替代的优势。

(5) 图 4.10(e)给出了进给伺服电流信号的逼近效果。由该图可以看出,重构后的电流信号在峰值的变化上与铣削力信号是对应的,但电流信号相对于铣削力信号出现 30ms 左右的时间滞后,这主要源于对铣削力起传递作用的机械传动系统。另外,可根据式(4.31)计算出铣削力间接测量的标定系数: 1261 N/A ,该系数值与图 4.10(e)两侧坐标值的折算关系(1250 N/A)基本吻合。

A①~A④为主轴转速相异的四种工况,相应地图 4.10~4.13 给出了这四种工况下的逼近效果。由此四图可以看出:当主轴转速发生变化时,小波处理之后的进给伺服电流信号可以跟踪铣削力的频率变化,而且峰值逼近的平均误差基本控制在 20%以内。

B①~B②为进给速度相异的两种工况,相应地图 4.14~4.15 给出了这两种工况下的逼近效果。由此两图可以看出:当进给速度发生变化时,小波处理之后的进给伺服电流信号也可以跟踪铣削力的峰值变化,而且峰值逼近的平均误差也控制在 20%以内,但时延依然存在。

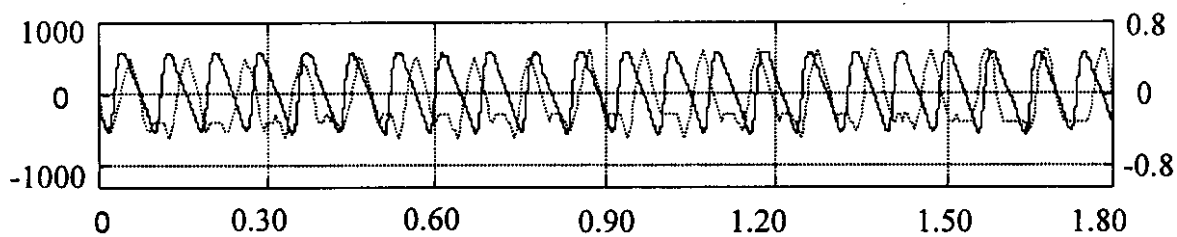


图 4.11 A②组实验的铣削力间接测量结果；峰值平均误差：12.5%

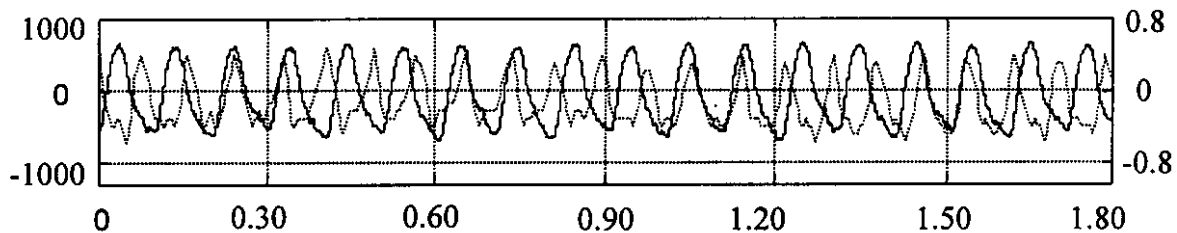


图 4.12 A③组实验的铣削力间接测量结果；峰值平均误差：14.7%

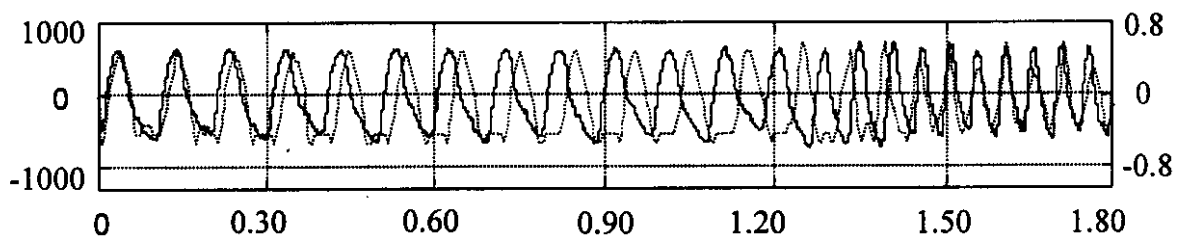


图 4.13 A④组实验的铣削力间接测量结果；峰值平均误差：15.6%

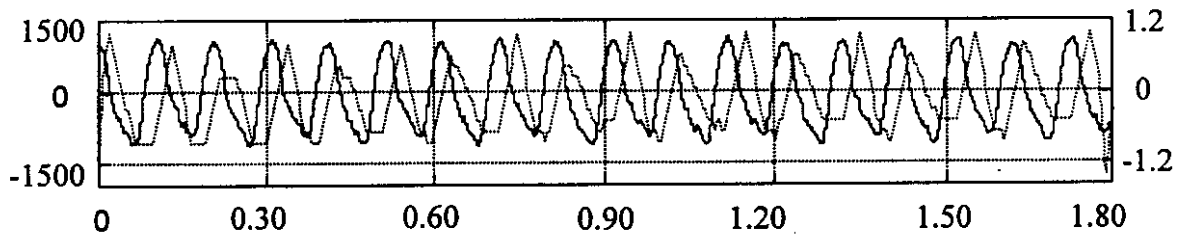


图 4.15 B②组实验的铣削力间接测量结果；峰值平均误差：19.5%

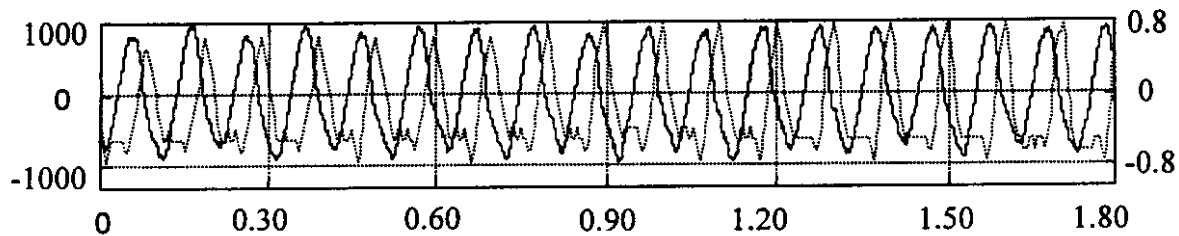


图 4.14 B①组实验的铣削力间接测量结果；峰值平均误差：17.1%

§ 4.7 基于模极大值的进给伺服电流奇异性检测算法

如图 4.16, (a) 为一段铣削力信号, (b) 为对应的进给伺服电流信号。图 (a) 中, 在 $t=0.85$ 附近有一奇异性信号, 相应地在图 (b) 中也有一奇异性信号 (有一定延迟)。由此可见, 奇异性及不规则结构也是进给伺服电流信号的重要特征之一, 并且通常携带了铣削力信号的重要信息, 因此, 有必要对进给伺服电流中的奇异性信号进行检测并作类型判别。

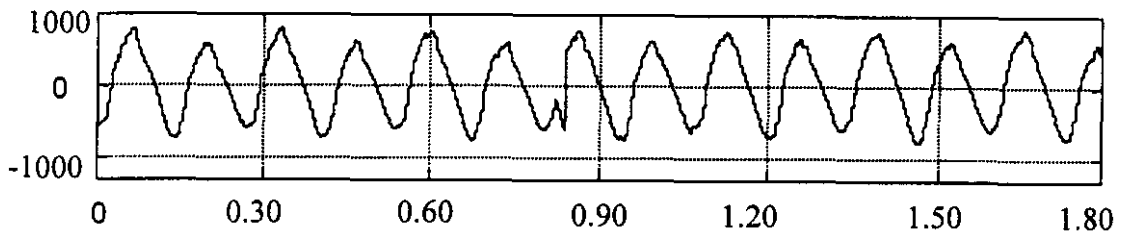


图 4.16 (a) 铣削力信号, 纵轴, N; 横轴, 采样点数

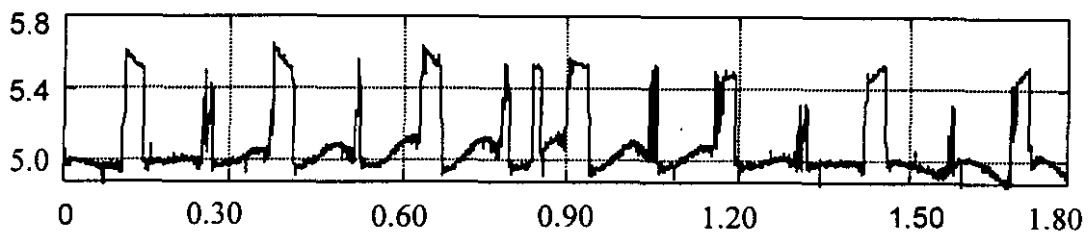


图 4.16 (b) 进给伺服电流信号, 纵轴, A; 横轴, 采样点数

傅立叶变换曾一度成为奇异性分析的主要工具, 其方法是研究函数在傅氏变换域中衰减速度以推断此函数是否具有奇异性及奇异性大小, 但傅立叶变换只是在全局上提供了信号整体奇异性的描述, 无法指出局部对整体奇异性的贡献^[55,58,79]。小波变换具有时频局部化功能, 而且信号奇异性大小与小波变换模极大值在多尺度分解上的表现相对应, 因此有望利用小波变换的模极大值来检测电流信号的奇异性并精确定位电流信号奇异点的发生位置。

4.7.1 小波变换的模极大值

为了讨论问题的方便, 此处采用小波变换的另一种定义形式, 即卷积形式定义

[51,55,56, 59,79].

$$W_{\psi} I(s, t) = \frac{1}{s} \int_{\mathbb{R}} I(\tau) \psi\left(\frac{t-\tau}{s}\right) dt = I(t) * \psi_s(t) \quad \dots\dots\dots (4.45)$$

相应地，式中小波函数 $\psi_s(t)$ 的定义为：

$$\psi_s(t) = \frac{1}{s} \psi\left(\frac{t}{s}\right) \quad \dots\dots\dots (4.46)$$

式(4.45)所给出的卷积形式与式(4.15)所给出的内积形式是一致的，并且可以相互转化。例如：取 $\psi(t) = \overline{g(-t)}$ ，则由式(4.15)、式(4.45)，有

$$W_{\psi} I(s, t) = \frac{1}{\sqrt{s}} \operatorname{sgn}(s) W_g I(s, t) \quad \dots\dots\dots (4.47)$$

给定一低通平滑函数 $\theta(t)$ (如 Gauss 函数)，并满足下述的两个条件：

$$\begin{cases} \int_{-\infty}^{\infty} \theta(t) dt = 1 \\ \theta(t) = O\left(\frac{1}{1+t^2}\right) \end{cases} \quad \dots\dots\dots (4.48)$$

假定平滑函数 $\theta(t)$ 的一阶导数存在，定义一函数 $\psi(t)$ 为：

$$\psi(t) = \frac{d\theta(t)}{dt} \quad \dots\dots\dots (4.49)$$

因此，函数 $\psi(t)$ 满足如下条件：

$$\int_{\mathbb{R}} \psi(t) dt = 0 \quad \dots\dots\dots (4.50)$$

式(4.50)表明 $\psi(t)$ 具有高通滤波特性，同样可以证明，式(4.11)与式(4.50)是等价的，也即： $\psi(t)$ 满足可容许条件，因此， $\psi(t)$ 本身就是一个母小波函数。

类似于式(4.46)，记

$$\theta_s(t) = \frac{1}{s} \theta\left(\frac{t}{s}\right) \quad \dots\dots\dots (4.51)$$

综合式(4.46)、式(4.49)、式(4.51)并代入式(4.45)，可得：

$$W_{\psi} I(s, t) = I(t) * \psi_s(t) = I(t) * \left[s \frac{d\theta_s(t)}{dt} \right] = s \frac{d}{dt} [I(t) * \theta_s(t)] \quad \dots\dots\dots (4.52)$$

由上式可以看出，电流信号 $I(t)$ 在尺度 s 上的小波变换等于 $I(t)$ 与 $\theta_s(t)$ 作卷积

后的一阶导数与尺度 s 的乘积。图 4.17 给出了式 (4.52) 的几何解释, 其中 $I(t)$ 为一理想化线性函数, $\theta_s(t)$ 、 $\psi(t)$ 分别取:

$$\begin{cases} \theta(t) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-t^2/2} \\ \psi(t) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} t e^{-t^2/2} \end{cases} \quad (4.53)$$

由图 4.17 可见, 卷积型小波变换的模极大值点对应于信号局部奇异点发生的位置。因此, 可以利用卷积型小波变换的模极大值点来表征电流信号的局部奇异点。

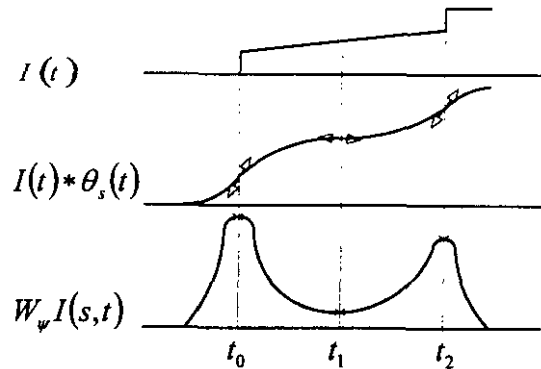


图 4.17 信号奇异点对应小波变换模极大值点的位置

4.7.2 进给伺服电流的奇异性检测算法

在数学上, 信号函数 $I(t) \in L^2(R)$ 的局部奇异性大小通常由 Lipschitz 指数来刻画。设 $n < \alpha \leq n+1$, 称 $I(t)$ 在 t_0 处为 Lipschitz α , 如果存在常数 A 及一充分小的数 h , 使得下式成立^[51,59]:

$$|I(t_0 + h) - P_n(t_0 + h)| \leq Ah^\alpha \quad (4.54)$$

式中, $P_n(t)$ 是一 n 次多项式。由上式可以看出:

- 1) Lipschitz α 越大, $I(t)$ 在 t_0 处越光滑。
- 2) Lipschitz $\alpha < 1$, $I(t)$ 在 t_0 处具有奇异性, t_0 为奇异点。
- 3) 当 $I(t)$ 在 t_0 处连续且可导, 则 Lipschitz $\alpha = 1$, 如斜坡函数。
- 4) 当 $I(t)$ 在 t_0 处不连续但有界, 则 Lipschitz $\alpha = 0$, 如阶跃函数。
- 5) 若 $I(t)$ 在 t_0 处为 Lipschitz α 且其导数存在, 则 $I'(t)$ 在 t_0 处为 Lipschitz $\alpha - 1$ 。如 δ 函数, 在 t_0 处为 Lipschitz $\alpha = -1$ 。
- 6) 如果式 (4.54) 在区间 $[t_1, t_2]$ 上处处成立, 则 $I(t)$ 为一致 Lipschitz α 。

为了在电流信号奇异性检测处理中应用小波变换的局部化特性, 且建立小波变换模极大值与信号局部 Lipschitz 指数的关系, 此处引入下述定理^[55,62,74]:

设小波函数 ψ_s 连续可微且具有 n 阶消失矩, $t_0 \in [t_1, t_2]$, 信号函数 $I(t)$ 的小波变换为 $W_\psi I(s, t)$ 。存在尺度 s_0 及常数 C , 使得任取 $t \in [t_1, t_2]$, $s < s_0$, $W_\psi I(s, t)$ 的模极

大值点位于区间 $|t-t_0| \leq Cs$ 之中, 则 $I(t)$ 在 t_0 处为 Lipschitz α 。当且仅当存在常数 A , 使得在区间 $|t-t_0| \leq Cs$ 内的每一个模极大值都满足下式:

$$|W_\psi I(s, t)| \leq As^\alpha \dots\dots\dots (4.55)$$

也即:

$$\log |W_\psi I(s, t)| \leq \log A + \alpha \log s \dots\dots\dots (4.56)$$

式(4.56)在对数尺度上, 把 Lipschitz 指数 α 与小波变换的模极大值 $|W_\psi I(s, t)|$ 和分解尺度因子 s 联系起来。由此可见, 小波变换模极大值的大小可以表征电流信号局部奇异性的类型。

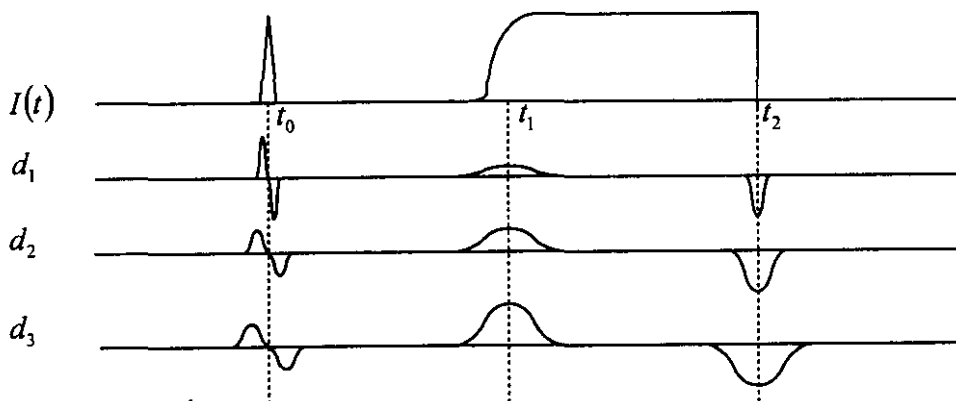


图 4.18 小波变换模极大值在多尺度域上的变化趋势

如图 4.18, 假设电流信号 $I(t)$ 为一理想的分段非线性函数, 并在二进尺度 ($s = 2^j$) 上对其进行多尺度卷积型小波变换。由该图可以看出: 当 $\alpha = -1$, 即电流信号的局部突变类似 δ 函数时 ($t = t_0$), 小波变换模极大值随尺度的增大而减少。当 $\alpha = 1$, 即电流信号的局部突变类似斜坡函数时 ($t = t_1$), 小波变换模极大值随尺度的增大而增大; 当 $\alpha = 0$, 即电流信号的局部突变类似阶跃函数时 ($t = t_2$), 小波变换模极大值不随尺度的变化而变化。因此, 小波变换的模极大值在多尺度分解中的变换趋势可以表征电流信号局部奇异性的类型。

据此, 可如下建立基于小波变换模极大值的进给伺服电流信号奇异性检测算法。

步骤 1: 二进尺度的小波分解与重构

适当选取所需处理的电流信号区间 $[t_1, t_2]$ 以及最大分解层次 n , 利用式(4.52)、

式(4.53)进行二进尺度的小波变换,以得到卷积型小波变换系数。应用式(4.43)作单空间的信号重构,使得小波变换系数的定义域完全等同于原始信号,以免对应于同一奇异点的各层模极大值点发生较大的偏移。

步骤 2: 确定各尺度上的模极大值点

适当选取奇异点 t_0 的邻域区间 $[t_0 - \varepsilon, t_0 + \varepsilon]$, 遍取 $s = 2^1, 2^2, \dots, 2^n$, 并利用下式确定各尺度上的模极大值点。

$$|W_\psi I(s, t)| \leq |W_\psi I(s, t_0)| \dots\dots\dots (4.57)$$

步骤 3: 确定电流信号的奇异点 t_0

由于随着尺度的减小,局部模极大值点逐渐收敛于原始电流信号的奇异点,但电流信号采集与小波变换的多尺度分解都受限于有限分辨率,这是不争的事实。因此,可把最小尺度 ($j=1$) 的模极大值点近似为原始电流信号的奇异点 t_0 。

步骤 4: 构造整个尺度—时间空间 (s, t) 的模极大值线

假设各尺度上的模极大值点业已确定,则对于原始电流信号的每一个奇异点,连接各尺度上与之对应的模极大值点,必将存在一条模极大值线。模极大值线上相邻尺度的模极大值点可由下式确定^[75]:

$$\begin{cases} |W_\psi f(s, t_s) \times W_\psi f(s+1, t_{s+1})| > 0 \\ |t_s - t_{s+1}| = \min \end{cases} \dots\dots\dots (4.58)$$

式中, t_s, t_{s+1} 为对应同一突变点的相邻两尺度的模极大值点。

步骤 5: 判断奇异性的类型并计算 Lipschitz 总平均指数

对式(4.56)取等式,可得:

$$\alpha_j = \frac{1}{s} \log \frac{|W_\psi I(s, t_0)|}{A}, \quad s = 2^1, 2^2, \dots, 2^n, \quad j = 1, 2, \dots, n \dots\dots\dots (4.59)$$

判断 α_j 序列的衰减方向,可直接确定原始电流信号在 t_0 处发生奇异的类型。再利用下式可计算奇异点 t_0 处的 Lipschitz 总平均指数:

$$\alpha = \frac{\alpha_1 + \dots + \alpha_n}{n} \dots\dots\dots (4.60)$$

4.7.3 应用实例

为了验证上述奇异性检测算法的正确性,我们选择材质不均的工件作为加工对

象，以确保实测的进给伺服电流中含有奇异性信号。如图 4.19(a) 与图 4.20(a) 所示，两组进给伺服电流信号中都带有奇异性信号，但奇异信号发生的位置稍有不同，特别是第二组，奇异信号的发生位置几乎与有用电流信号峰值（即：铣削力峰值）的发生位置重叠。图 4.19(b) 与图 4.20(b) 分别利用 Daubachies 小波，并严格按上述算法 5 个步骤进行运算，以期对图 4.19(a) 与图 4.20(a) 中的奇异信号作精确的时间定位和类型判别。

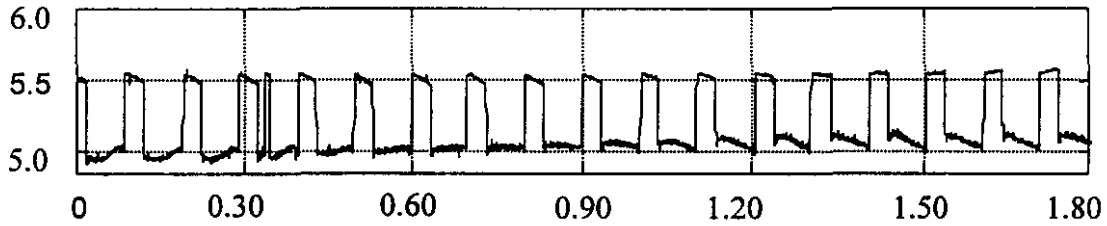


图 4.19(a) 实测的原始进给伺服电流信号（约 $t = 0.32s$ 处有一奇异信号）

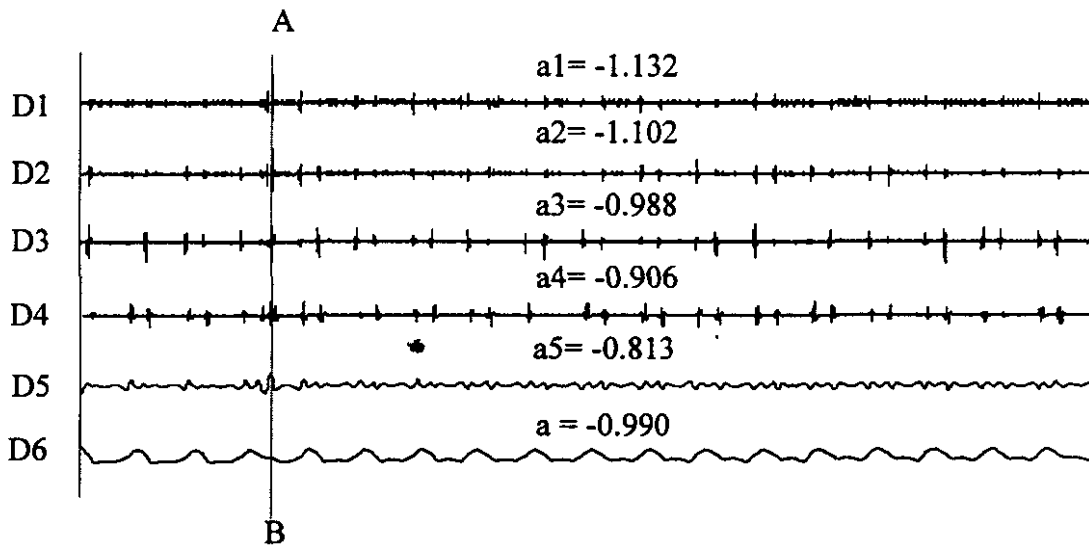


图 4.19(b) 基于模极大值的进给伺服电流信号奇异性检测

由图 4.19(b)、图 4.20(b)，可以说明以下两个方面的问题：

(1) 奇异点的时域定位：高频噪声信号主要集中在 D1、D2、D3、D4，与铣削力有关的进给伺服电流信号主要在 D6 层得到体现，而在 D5 层则只剩下奇异点的标记；同图 4.19(a) 及图 4.20(a) 所示的原始进给伺服电流信号相比，不难发现，通过模极大值点可精确地对信号奇异点进行时间定位。

(2) 奇异点类型的判别：AB 为奇异点 A 的模极大值线，沿 AB 逐步往下看，可

以发现,随着尺度的变小,对应于奇异点 A 的各层模极大值也逐渐变小,而且奇异性区域逐渐变大,对照图 4.18 可知, A 点处的奇异信号类似于冲激 δ 信号;另外,图 4.19(b)、图 4.20(b) 也给出了奇异点 A 处的 Lipschitz 总平均指数(分别为: $\alpha = -0.990 \approx -1$, $\alpha = -1.023 \approx -1$),对照公式 4.54 的结论,不难看出,两图中的奇

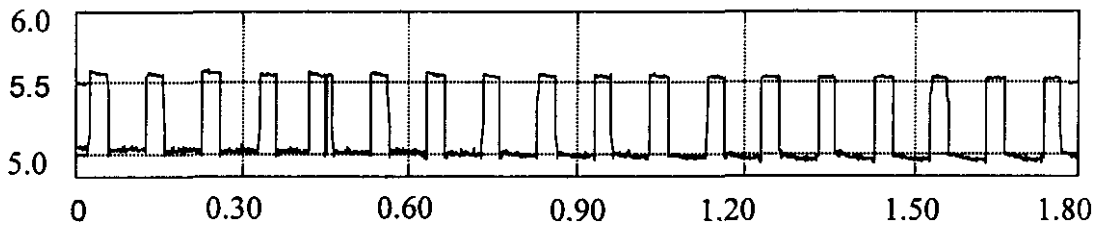


图 4.20(a) 实测的原始进给伺服电流信号(约 $t=0.5s$ 处有一奇异信号)

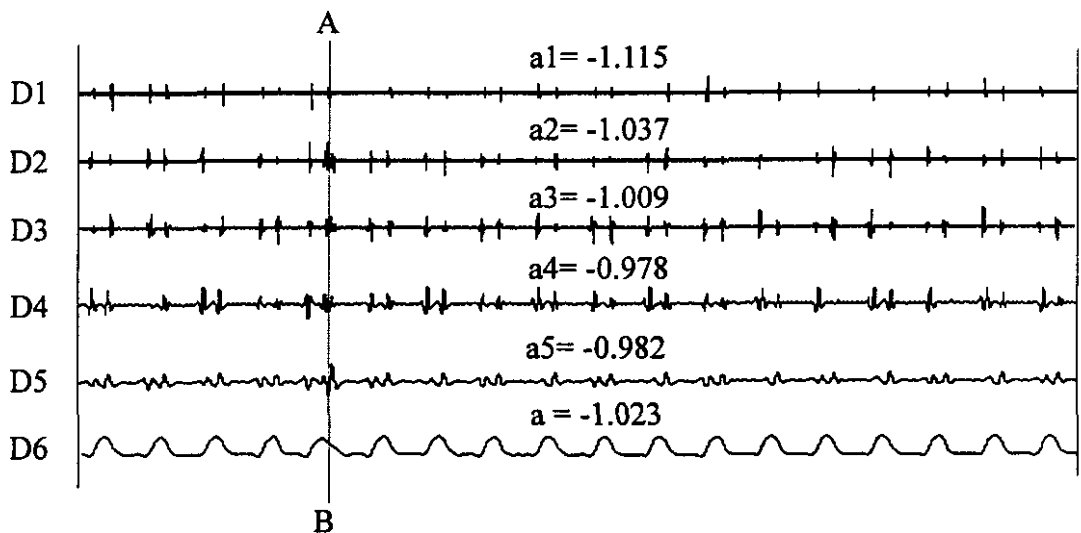
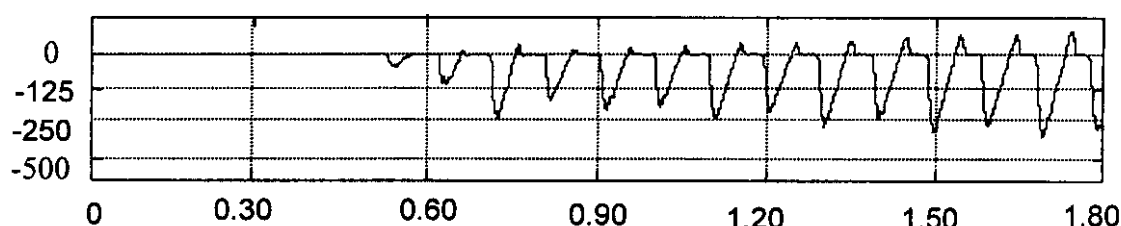


图 4.20(b) 基于模极大值的进给伺服电流信号奇异性检测

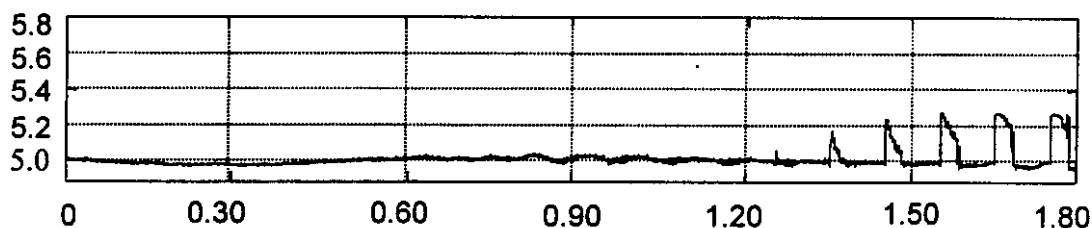
异信号都类似于冲激 δ 信号。因此,通过模极大值线和 Lipschitz 总平均指数这两种方法的判别结果是等同的。

§ 4.8 小切削负载下的铣削力间接测量问题分析

受 PMSM 电机和调速系统本身的灵敏度限制,进给伺服电流在小切削负载下会出现反应不灵敏的现象,进给伺服电流的这种特性将会导致小切削负载条件下铣削力的大幅误测问题出现。图 4.21 ~ 4.22 给出了小切削负载的两类典型工况。

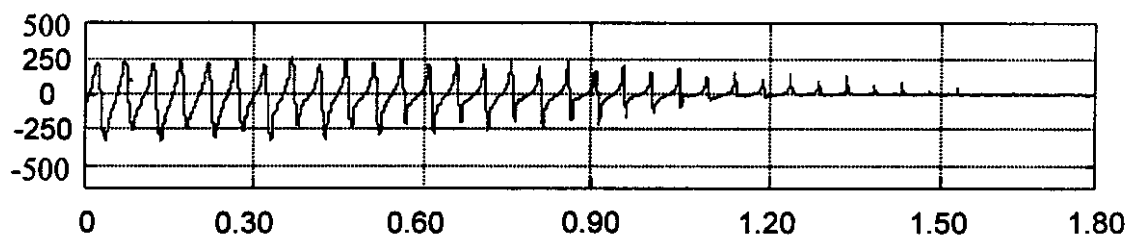


(a) 铣削力信号 (F_F); 纵轴: N, 横轴: s

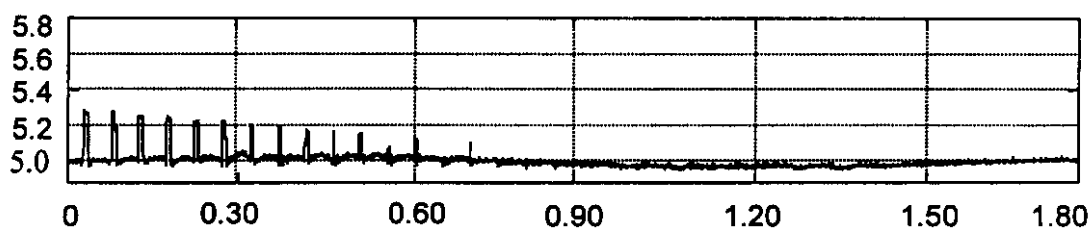


(b) 进给电流信号 (i_{qs}); 纵轴: A, 横轴: s

图 4.21 球头铣刀在切入工况下 (逆铣), 铣削力与进给伺服电流信号的对比
(加工方式: 全切; 主轴转速: 300r/min; 进给速度: 20mm/min; 刀刃数: 2)



(a) 铣削力信号 (F_F); 纵轴: N, 横轴: s



(b) 进给电流信号 (i_{qs}); 纵轴: A, 横轴: s

图 4.22 球头铣刀在切出工况下 (顺铣), 铣削力与进给伺服电流信号的对比
(加工方式: 全切; 主轴转速: 600 r/min; 进给速度: 20mm/min; 刀刃数: 2)

由图 4.21~ 4.22 可以看出:

(1) 在切入工况下, 铣削力从零开始逐渐增大, 当铣削力信号值约大于 250N 时, 进给伺服电流(i_{qs})的高频突变信号的峰值开始有所反应, 并随铣削力的增大而逐渐增大。

(2) 在切出工况下, 铣削力逐渐减少, 当铣削力信号值约小于 250N 时, 进给伺服电流(i_{qs})的高频突变信号的峰值开始消失。

如前所述, i_{qs} 中的高频突变信号与铣削力信号相对应, 而以上两类工况又说明: 当铣削力信号值约小于 250N 时, i_{qs} 中的高频突变信号并不明显。由此可以得出结论: 当铣削负载小于一定的阈值时, 利用进给伺服电流信号进行铣削力间接测量, 将可能出现大幅度的误测问题。

大幅度误测问题的出现, 使得基于进给伺服电流的铣削力间接测量技术, 在小切削负载条件下不能使用。另外, 由于在切削加工中, 小切削负载并无控制的必要, 因此, 铣削力间接测量技术在小切削负载下的不足, 并不影响该技术在自适应数控加工中的应用。

§ 4.9 本章小结

进给伺服电流信号在时频两域上的局部化处理, 是实施铣削力间接测量的重要环节。本章基于非平稳时变信号的时频分析工具—小波变换, 对铣削力间接测量中的信号处理问题进行了深入地研究, 研究内容及成果如下:

(1) 针对进给伺服电流信号的非平稳时变特性, 论证了小波变换的时频窗自适应调整特性, 为进给伺服电流的时频局部化处理, 提供了依据。

(2) 基于多分辨率分析和小波框架理论, 给出了进给伺服电流的快速分解算法和重构算法, 并就分解重构算法的运算量进行了研究, 研究结果表明该算法具备实时性。

(3) 给出了大量的铣削力间接测量试验, 试验结果表明: 本章所提出的分解重构算法能成功地应用在进给伺服电流的时频局部化处理中, 并较好地解决了基于进给伺服电流的铣削力间接测量问题。

(4) 基于小波变换的模极大值, 提出了进给伺服电流的奇异性检测算法, 实验结果表明: 该算法能对进给伺服电流中的奇异性信号做精确的时域定位和类型判别。

(5) 分刀具切入、切出两类工况, 对小切削负载条件下的铣削力间接测量进

行了研究，研究表明：在小切削负载下，利用进给伺服电流信号进行铣削力间接测量时，将可能出现大幅度误测的问题。

第五章 铣削力间接测量试验研究

摘要：建立了两套试验系统：基于转矩模拟平台的电磁转矩—进给伺服电流实验系统、基于霍尔元件的铣削力间接测量实验系统；开发了相应的铣削力间接测量的软件系统（AMS1.0）；给出了大量的铣削力间接测量试验，试验结果表明：本文所提出的基于进给伺服电流的铣削力间接测量技术，可满足工程实用要求。

§ 5.1 实验系统

在前述研究的基础上，本文分别基于转矩模拟平台、霍尔元件，设计并建立了两套实验系统，即：电磁转矩—进给伺服电流实验系统、铣削力间接测量实验系统，其中，第一套实验系统是为第二套实验系统服务的。

5.1.1 电磁转矩—进给伺服电流实验系统

基于转矩模拟平台，建立电磁转矩—进给伺服电流实验系统，其主要目的在于：为交流伺服电机系统（PMSM）的机电转换过程分析提供试验手段，以验证进给伺服电流与电机输出电磁转矩之间的关系。

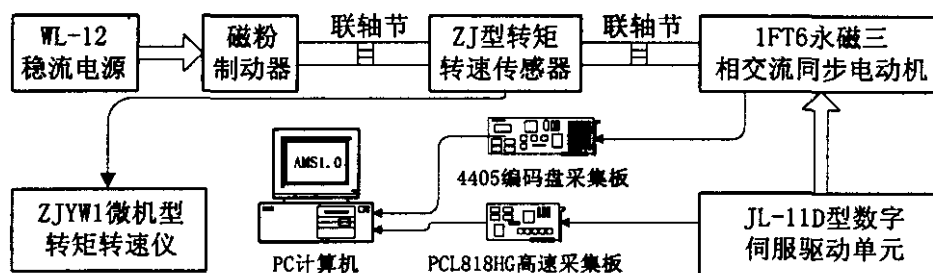


图 5.1 PMSM 电磁转矩—进给伺服电流实验系统

如图 5.1、图 5.2 所示，实验系统包含以下四个部分：

- (1) 转矩模拟平台

第五章 铣削力间接测量试验研究

摘要: 建立了两套试验系统: 基于转矩模拟平台的电磁转矩—进给伺服电流实验系统、基于霍尔元件的铣削力间接测量实验系统; 开发了相应的铣削力间接测量的软件系统 (AMS1.0); 给出了大量的铣削力间接测量试验, 试验结果表明: 本文所提出的基于进给伺服电流的铣削力间接测量技术, 可满足工程实用要求。

§ 5.1 实验系统

在前述研究的基础上, 本文分别基于转矩模拟平台、霍尔元件, 设计并建立了两套实验系统, 即: 电磁转矩—进给伺服电流实验系统、铣削力间接测量实验系统, 其中, 第一套实验系统是为第二套实验系统服务的。

5.1.1 电磁转矩—进给伺服电流实验系统

基于转矩模拟平台, 建立电磁转矩—进给伺服电流实验系统, 其主要目的在于: 为交流伺服电机系统 (PMSM) 的机电转换过程分析提供试验手段, 以验证进给伺服电流与电机输出电磁转矩之间的关系。

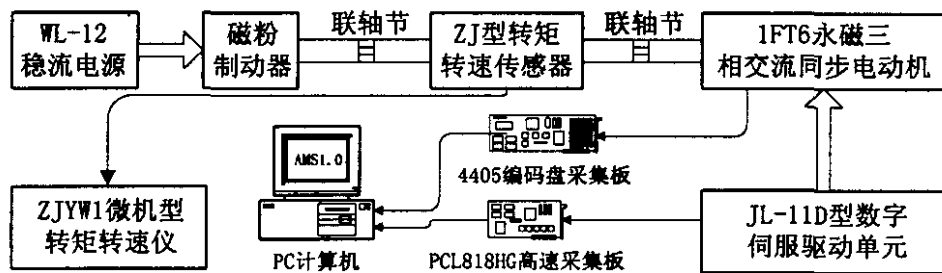


图 5.1 PMSM 电磁转矩—进给伺服电流实验系统

如图 5.1、图 5.2 所示, 实验系统包含以下四个部分:

- (1) 转矩模拟平台

WL-12 稳流电源输出幅度可调的电压信号，并送入磁粉制动器，磁粉制动器通过联轴节输出不同的负载转矩，以模拟数控铣削加工时的铣削负载。

(2) 转矩转速测量装置

通过 ZJ 型转矩转速传感器测量磁粉制动器的输出负载转矩和电机的同步转速，并由 ZJYW1 型转矩转速仪读取此两类参数的数字量。

(3) 交流伺服电机系统

交流伺服电机系统 (PMSM) 包含 JL-11D 型数字式系统伺服驱动单元和 1FT6 型永磁三相交流同步电动机，以模拟数控机床的进给伺服系统。JL-11D 型伺服驱动单元与 1FT6 型同步电动机皆为国产，并分别来自武汉华中数控系统股份有限公司，兰州电机集团有限责任公司。

(4) 信号采集与处理装置

PCL818HG 高速采集板通过两个霍尔元件与 JL-11D 型数字伺服驱动单元相连，4405 编码盘采集板则直接与 JL-11D 型伺服电机相连，两条线路共引出三类信号：两相定子电流信号 I_u, I_v 和电机旋转角度信号 θ 。此三类信号统一送入自行研制的铣削力间接测量软件系统 AMS1.0，通过其中信号采集与处理模块的矢量转换运算，可得到最终的实验验证结果。

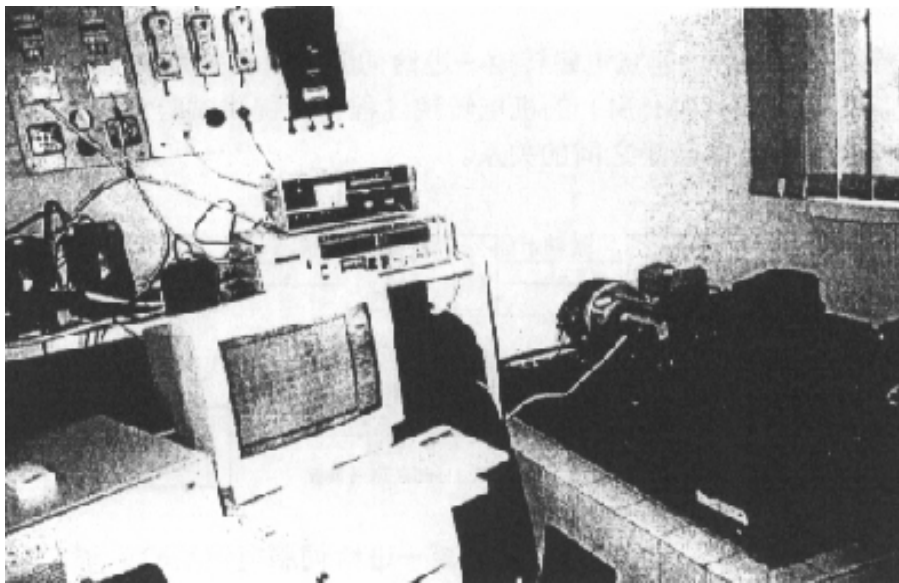


图 5.2 PMSM 电磁转矩—进给伺服电流实验系统的实物照片

5.1.2 铣削力间接测量实验系统

基于霍尔元件，建立铣削力间接测量的实验系统，其主要目的在于：利用霍尔元件所测得的进给伺服电流信号来间接表达铣削力值，并与测力仪直接测量的结果进行对比，以验证铣削力间接测量技术的可行性和精确性。

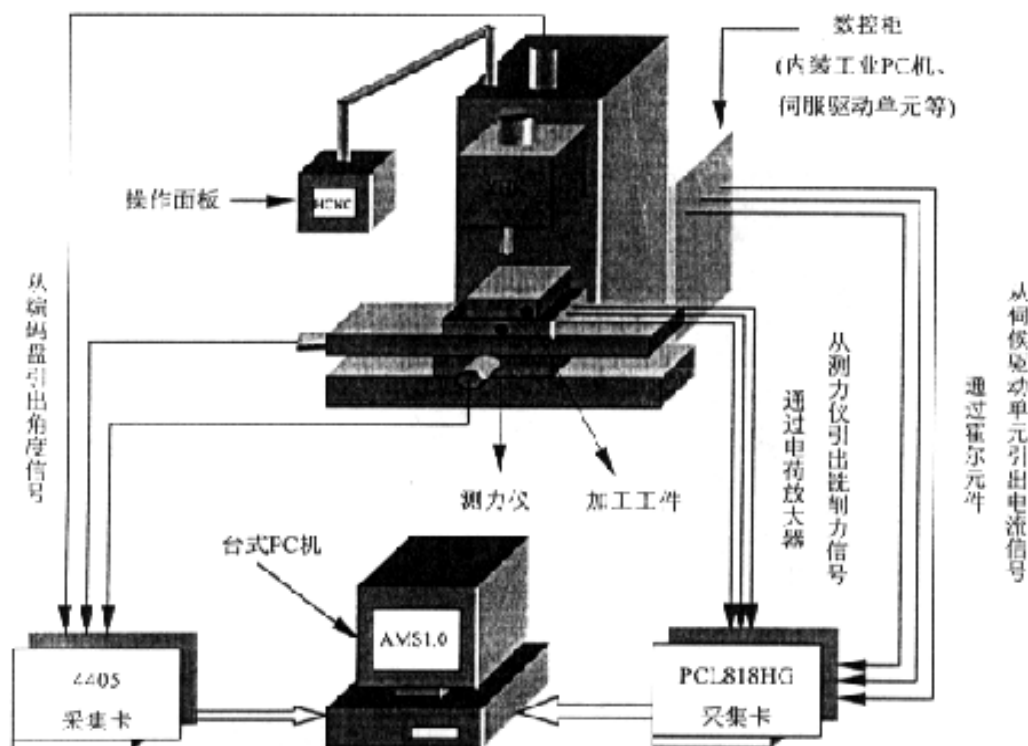


图 5.3 铣削力间接测量的实验系统

如图 5.3、图 5.4 所示，实验系统包含以下四个部分：

(1) 数控铣床

机床设备选自华中理工大学生产的 XHK 型数控铣床，配备国产华中 I 型数控系统，可实现本实验的三轴联动要求，机床所带的电机及伺服驱动单元同上。

(2) 铣削力间接测量装置

铣削力间接测量装置包含：六个霍尔元件与一个 4405 型编码盘采集板。进给伺服电流信号的检测与第一套实验系统相类似，区别之处在于：每个轴需测量三个信号，因而从 1FT6 型同步电动机和 JL-11D 型数字伺服驱动单元中共需引出九个信

号。

(3) 铣削力直接测量装置

铣削力直接测量装置包含：KISTLEF 9257A型三向测力仪与YE5850型电荷放大器，它们分别来自瑞士KISTLE公司和扬州无线电二厂。铣削力直接测量过程为：测力仪对于每单位力产生一个电荷，这些电荷引入电荷放大器后被转换成相应的电压，最后通过PCL818HG板的信号采集，实现铣削力的直接测量。

(4) 信号采集与处理装置

信号采集与处理同第一套实验系统相类似。

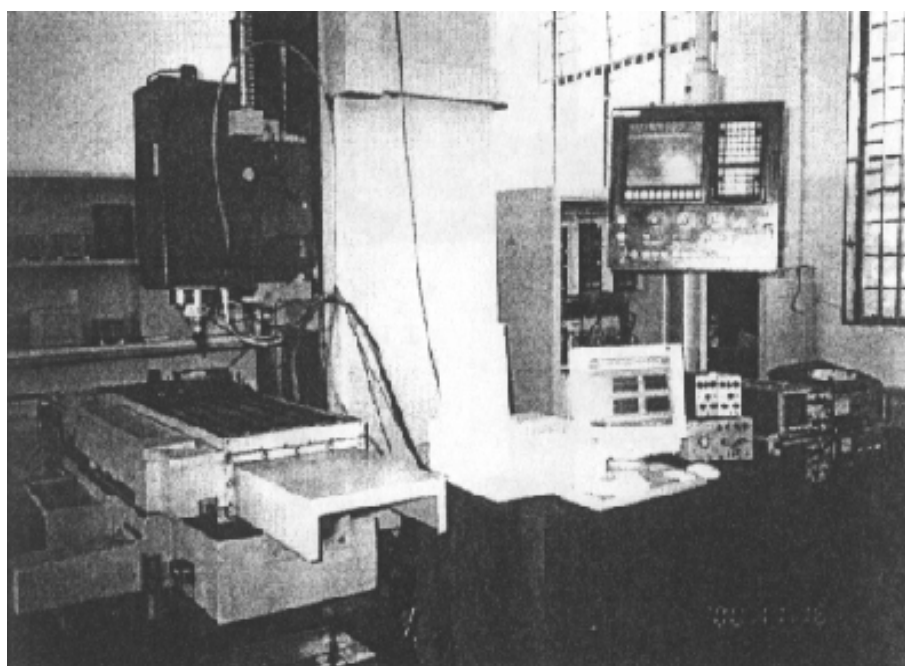


图 5.4 铣削力间接测量实验系统的实物照片

§ 5.2 软件开发

基于前几章的理论研究成果，并结合攻关项目“开放体系结构的智能化数控系统”，本文开发了一套铣削力间接测量软件系统（AMS1.0）。

5.2.1 系统 AMS1.0 的功能体系

系统 AMS1.0 的主界面如图 5.5 所示，该系统具备如下功能：

- (1) 采用 PCL818HG 高速采集板，利用 DMA 通道方式，实现进给伺服电流信号的高速采集；
- (2) 进给伺服电流信号的快速分解、快速重构，奇异性检测，实现铣削力的间接测量。

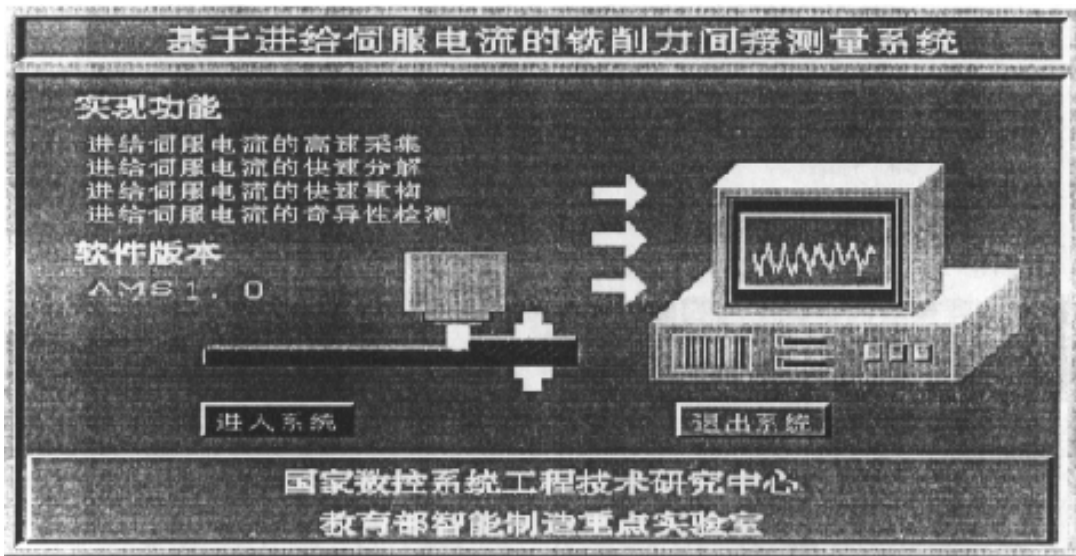


图 5.5 铣削力间接测量系统的主界面

5.2.2 信号的高速采集模块

为了得到铣削加工过程中铣削力的连续变化情况，特别是对铣削力局部突变进

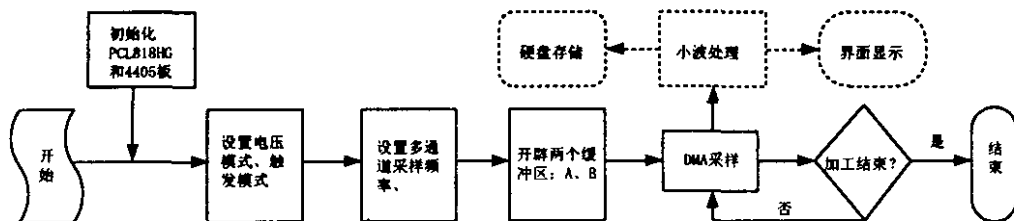


图 5.6 信号高速采集模块的软件流程图

行精确地定位，本系统采用 DMA 方式，实现电流信号和编码盘信号的高速采集，使采集信号可直接写入内存，而不占用 CPU 的处理时间。高速采集模块的软件流程如图 5.6 所示。

5.2.3 小波处理模块

小波处理模块的主要功能为：

(1) 利用本文第三章的矢量转换公式：式 (3.37)，对高速采集到的各单相电流信号和编码盘信号，进行矢量转换并合成为进给伺服电流信号值 (i_{qs})。

(2) 利用本文第四章的小波快速分解与重构算法：式 (4.34) 和式 (4.43)，对进给伺服电流信号 (i_{qs}) 作分频细化和局部频段重构，在此基础上提取有用信号以精确表达铣削力值。

(3) 利用本文第四章的小波奇异性检测算法，对进给伺服电流信号 (i_{qs}) 中的奇异性作时域定位和类型判别，以表达铣削力的突变信息。

小波处理模块的软件流程如图 5.7 所示。

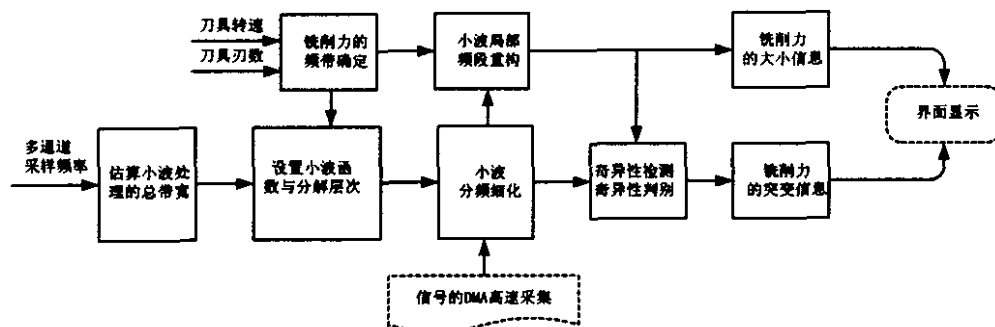
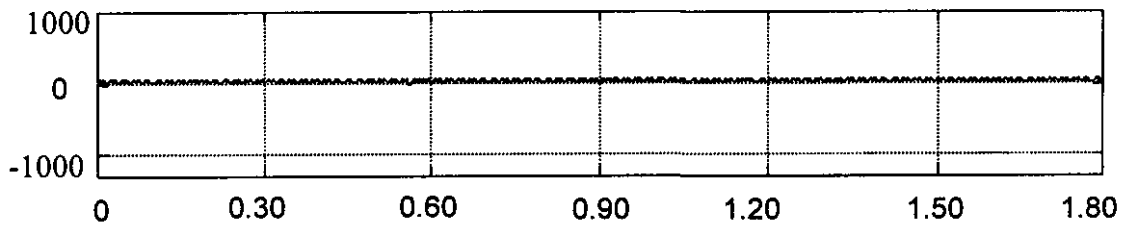


图 5.7 小波处理模块的软件流程图

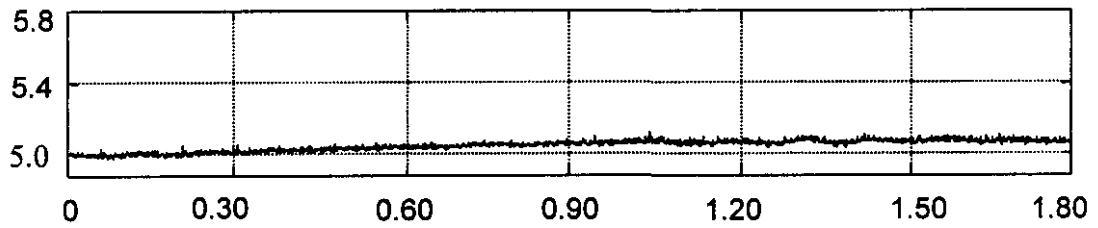
§ 5.3 试验验证

5.3.1 空切对比试验

图 5.8 ~ 5.10 分别给出了进给速度 V_f 为 $10\text{mm}/\text{min}$ 、 $40\text{mm}/\text{min}$ 和 $80\text{mm}/\text{min}$ 时的空切试验结果（注：本章的实验条件同第四章）。由以上三图可以看出：

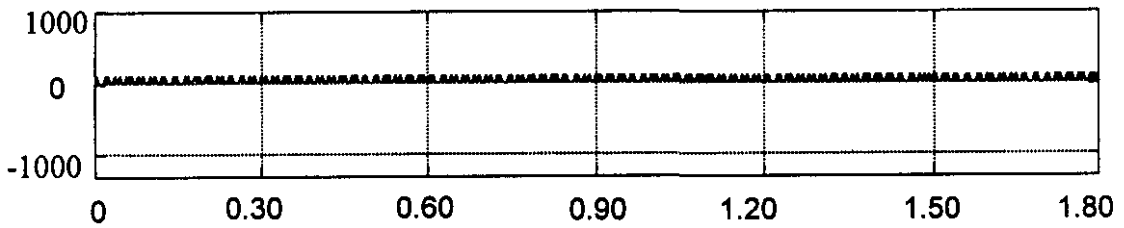


(a) 铣削力信号 (F_c); 纵轴: N, 横轴: s

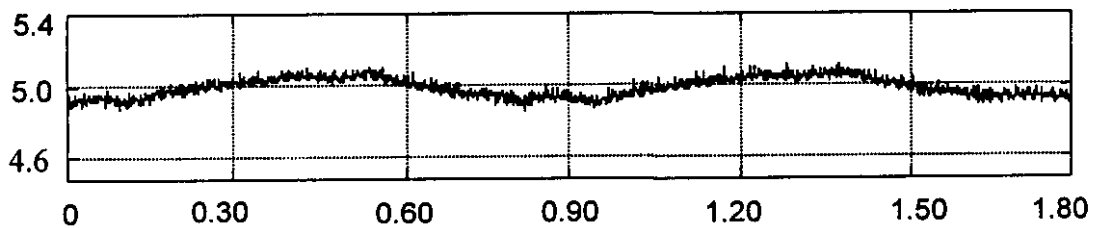


(b) 进给电流信号 (i_{qs}); 纵轴: A, 横轴: s

图 5.8 进给速度为 $10\text{mm}/\text{min}$ 的空切试验结果
(i_{qs} 的基频: $0.5/1.8 = 0.28\text{Hz}$; 主轴转速: $1280\text{r}/\text{min}$)

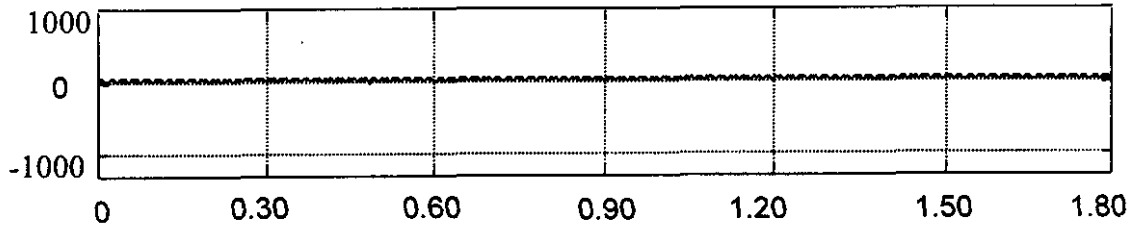


(a) 铣削力信号 (F_c); 纵轴: N, 横轴: s

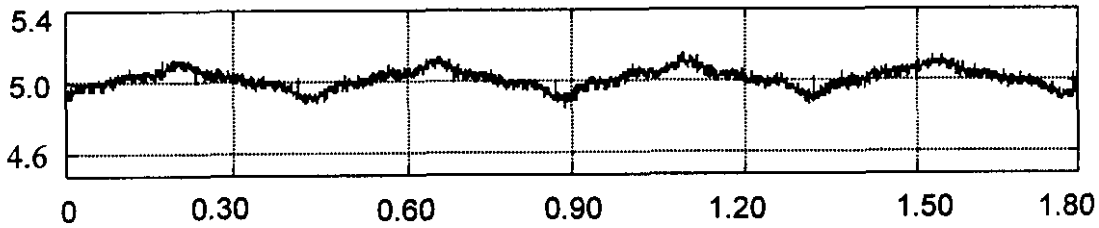


(b) 进给电流信号 (i_{qs}); 纵轴: A, 横轴: s

图 5.9 进给速度为 $40\text{mm}/\text{min}$ 的空切试验结果
(i_{qs} 的基频: $2/1.8 = 1.11\text{Hz}$; 主轴转速: $1280\text{r}/\text{min}$)



(a) 铣削力信号 (F_C); 纵轴: N, 横轴: s



(b) 进给电流信号 (i_{qs}); 纵轴: A, 横轴: s

图 5.10 进给速度为 $80\text{mm}/\text{min}$ 的空切试验结果
(i_{qs} 的基频: $4/1.8 = 2.22\text{Hz}$; 主轴转速: $1280\text{r}/\text{min}$)

(1) 由于在空切工况下刀具不参与切削, 因而在空切时进给伺服电流全部用来克服机械传动系统中的摩擦力;

(2) 随着进给速度 V_f 的增大 ($10 \Rightarrow 40 \Rightarrow 80\text{mm}/\text{min}$), 进给伺服电流在时域上表现为其幅值逐渐增大, 但并不成比例增大;

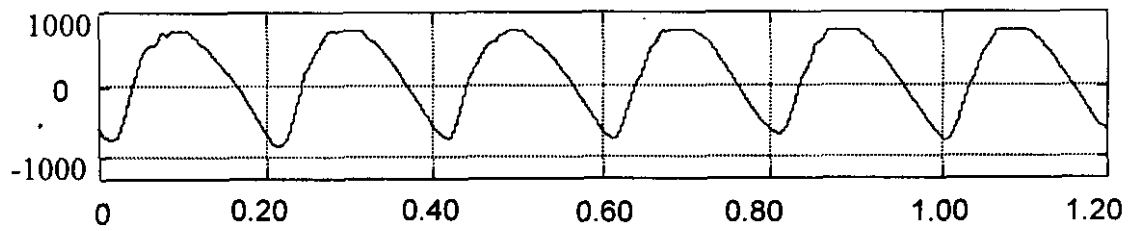
(3) 进给伺服电流的基频一般处于低频带, 而且随着进给速度 V_f 的增大 ($10 \Rightarrow 40 \Rightarrow 80\text{mm}/\text{min}$), 进给伺服电流的基频也成倍增大, 即: $0.28 \Rightarrow 1.11 \Rightarrow 2.22\text{Hz}$ 。

由此可见, 与机械传动系统中摩擦力对应的进给伺服电流信号, 一般处于低频带且随进给速度的增大其频率成倍增大。因此, 验证了本文第三章的研究结论。

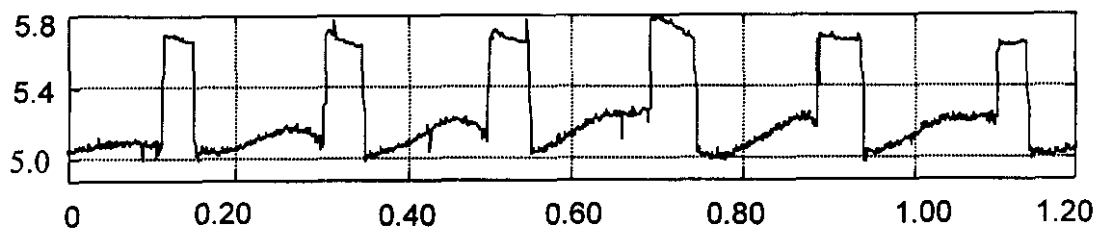
5.3.2 主轴转速变化的铣削对比试验

图 5.11~ 5.15 分别给出了主轴转速度 n_s 为 $150\text{r}/\text{min}$ 、 $300\text{r}/\text{min}$ 、 $450\text{r}/\text{min}$ 、 $600\text{r}/\text{min}$ 和 $300 \Rightarrow 450\text{r}/\text{min}$ 时的铣削力间接测量试验结果。由此四图可以看出:

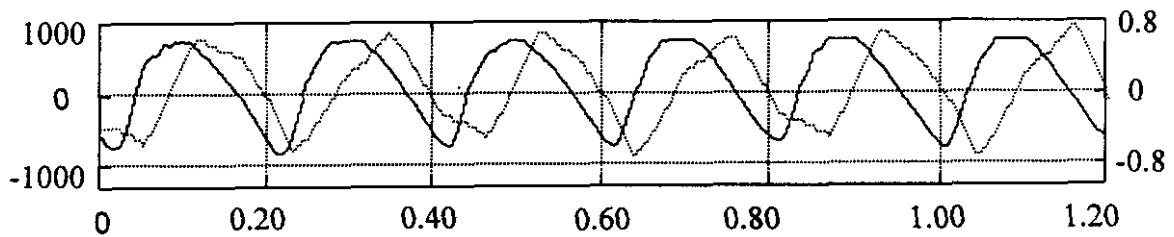
(1) 当主轴转速发生变化时 ($150 \Rightarrow 300 \Rightarrow 450 \Rightarrow 600\text{r}/\text{min}$), 铣削力的基频也成倍变化 ($5 \Rightarrow 10 \Rightarrow 15 \Rightarrow 20\text{Hz}$);



(a) 原始铣削力信号 (F_C); 纵轴: N, 横轴: s

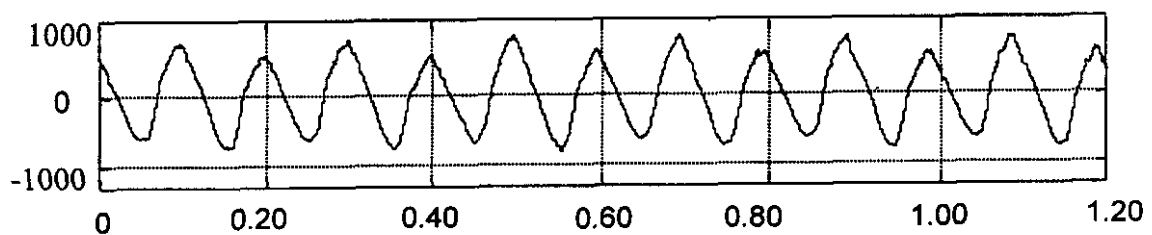


(b) 原始进给电流信号 (i_{qs}); 纵轴: A, 横轴: s



(c) 实线: 铣削力信号; 虚线: 进给伺服电流信号

图 5.11 主轴转速为 $150r/min$ 的铣削力间接测量试验结果
(峰值逼近平均误差: 14.1%; 铣削力基频: $5Hz$; 进给速度: $20mm/min$)



(a) 铣削力信号 (F_C); 纵轴: N, 横轴: s

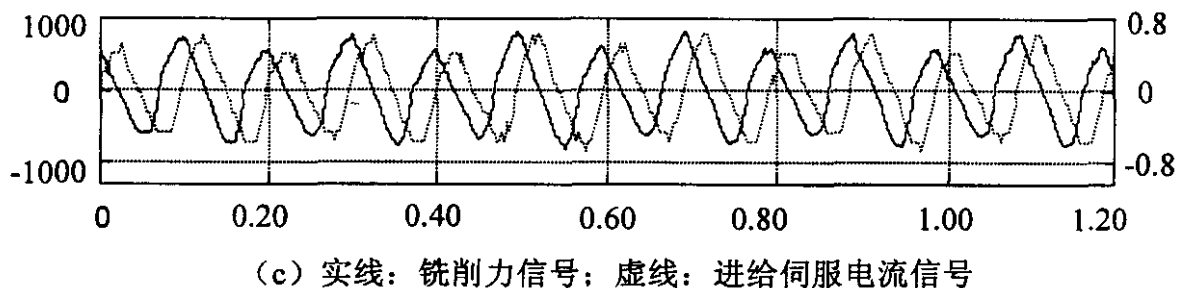
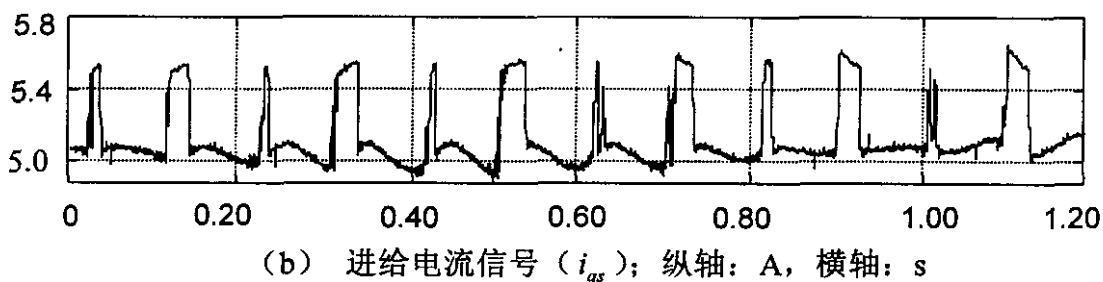
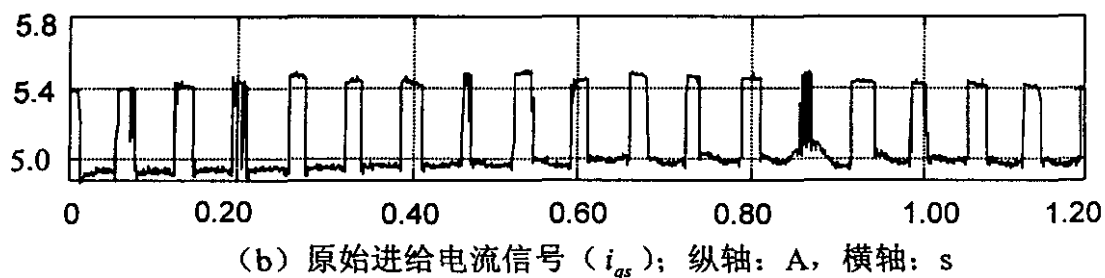
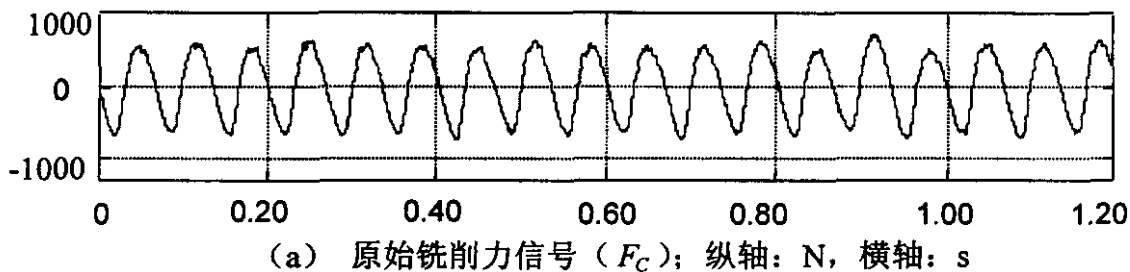
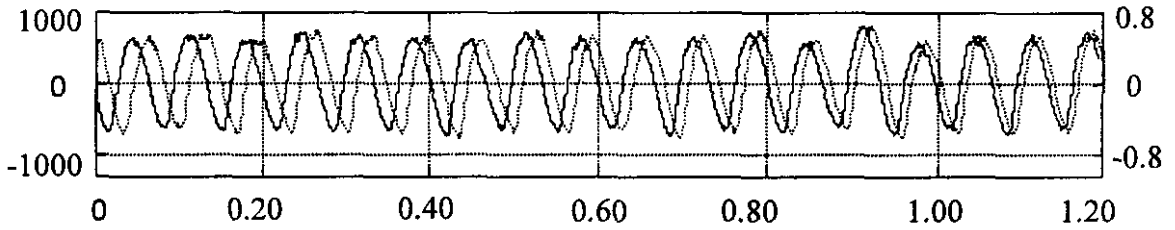


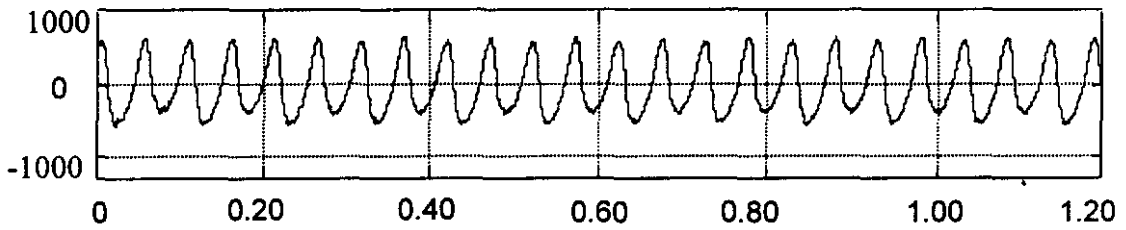
图 5.12 主轴转速为 $300r/min$ 的铣削力间接测量试验结果
(峰值逼近平均误差: 19.4%; 铣削力基频: 10Hz; 进给速度: $20mm/min$)



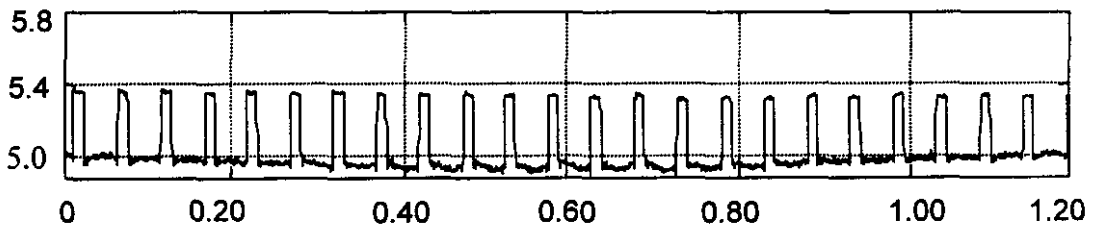


(c) 实线：铣削力信号；虚线：进给伺服电流信号

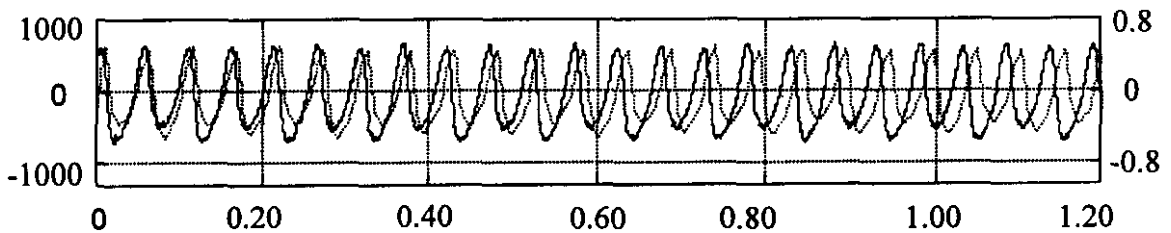
图 5.13 主轴转速为 $450r/min$ 的铣削力间接测量试验结果
(峰值逼近平均误差：13.2%；铣削力基频：15Hz；进给速度：20mm/min)



(a) 原始铣削力信号 (F_c)；纵轴：N，横轴：s

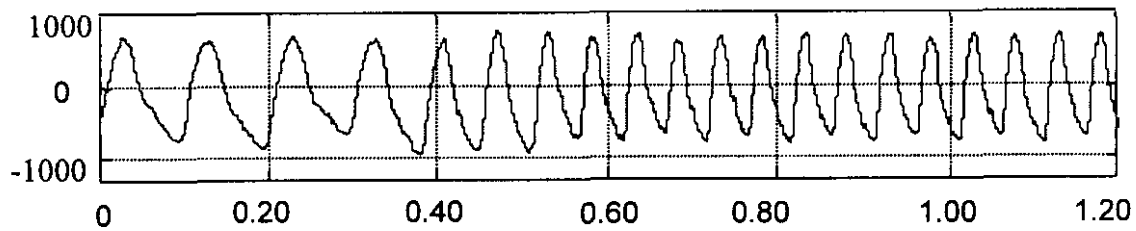


(b) 原始进给电流信号 (i_{qs})；纵轴：A，横轴：s

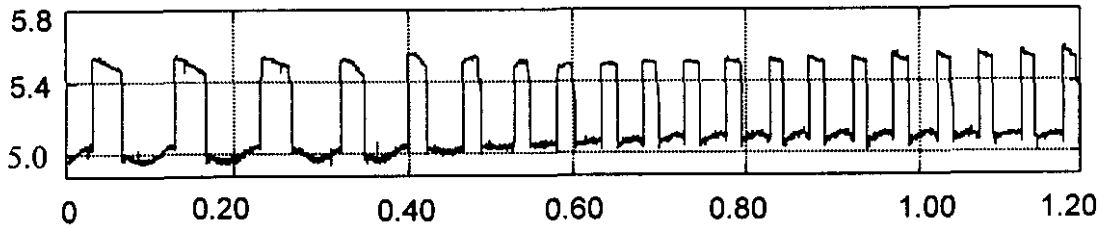


(c) 实线：铣削力信号；虚线：进给伺服电流信号

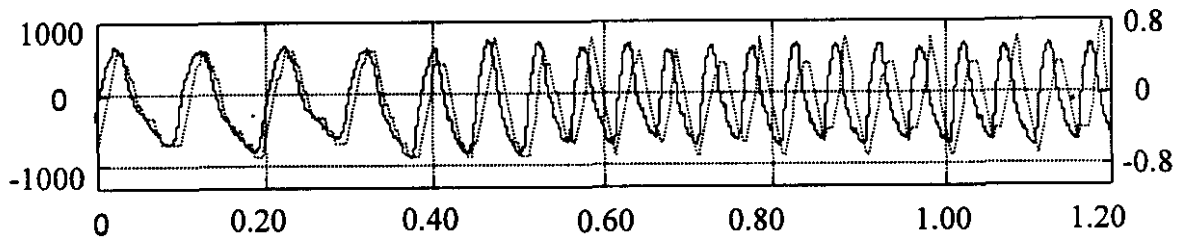
图 5.14 主轴转速为 $600r/min$ 的铣削力间接测量试验结果
(峰值逼近平均误差：15.6%；铣削力基频：20Hz；进给速度：20mm/min)



(a) 原始铣削力信号 (F_C); 纵轴: N, 横轴: s



(b) 原始进给电流信号 (i_{qs}); 纵轴: A, 横轴: s



(c) 实线: 铣削力信号; 虚线: 进给伺服电流信号

图 5.15 主轴转速为 $300 \Rightarrow 450 r/min$ 的铣削力间接测量试验结果
(峰值逼近平均误差: 16.2%; 铣削力基频: $10 \Rightarrow 15 Hz$; 进给速度: $20 mm/min$)

(2) 进给伺服电流中, 存在着与摩擦力对应的低频信号和与铣削力对应的高频信号。其中, 低频信号的频率变换只与进给速度有关而与主轴转速无关, 但高频信号信号正好相反, 其频率变换只与主轴转速有关而与进给速度无关;

(3) 忽略时延的影响, 进给伺服电流中的高频信号在频域上与铣削力的基频严格对应, 在时域上与铣削力的幅值基本对应 (峰值逼近平均误差 $\leq 20\%$), 因而可满足工程上的铣削力间接测量要求。

5.3.3 进给速度变化的铣削对比试验

图 5.16~ 5.17 分别给出了在残切工况下, 进给速度 V_f 为 $20r/min$ 、 $60r/min$ 时的铣削力间接测量试验结果。由该两图可以看出:

(1) 当进给速度发生变化时 ($20 \Rightarrow 60r/min$), 铣削力的基频保持不变, 同样与铣削力峰值对应的进给伺服电流高频信号的频率也不变, 但其低频明显发生变化且成比率变化。这一点与图 5.8~ 5.10 所示的空切试验结果一致。

(2) 当进给速度增大时 ($20 \Rightarrow 60r/min$), 铣削力的幅值会随着增大, 同样进给伺服电流的高频信号幅值也逐渐增大, 并以不低于 20% 的误差逼近铣削力峰值。

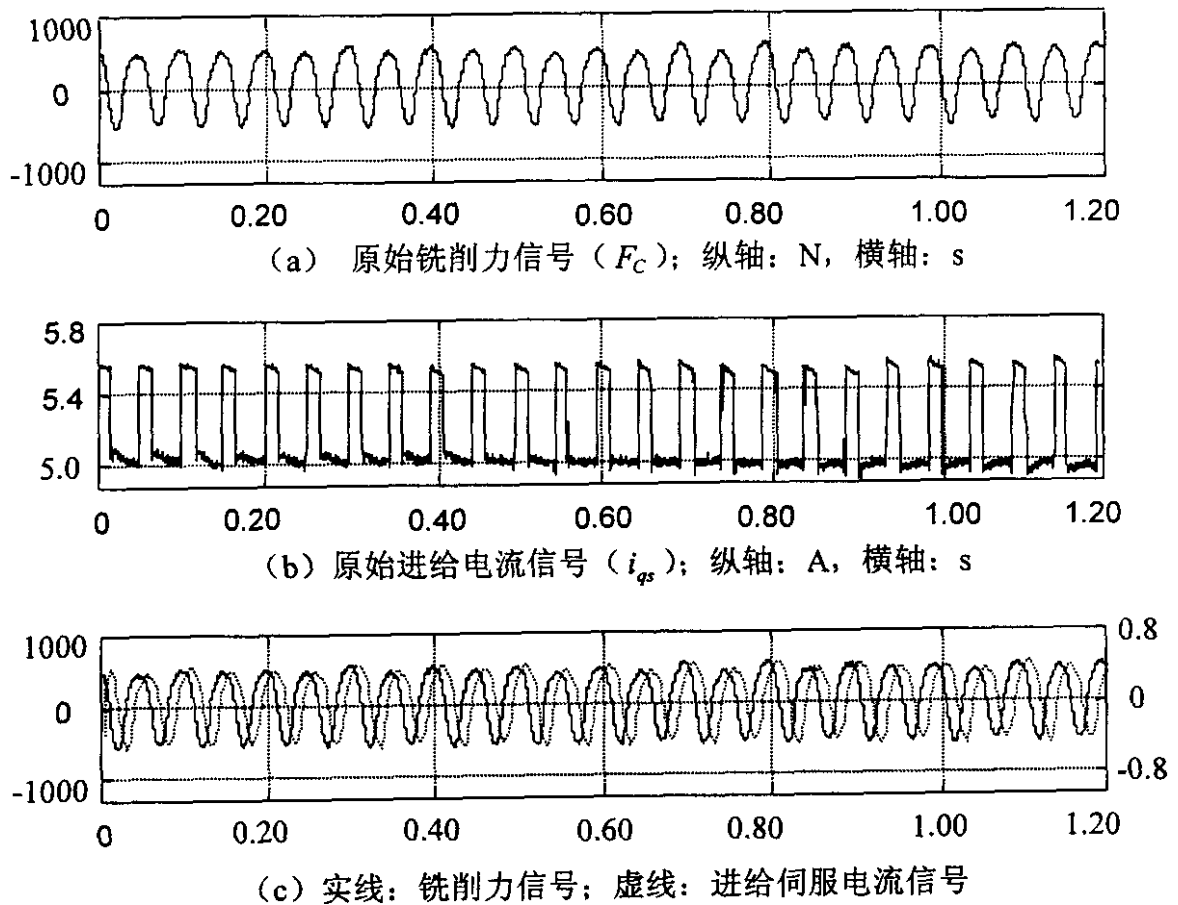
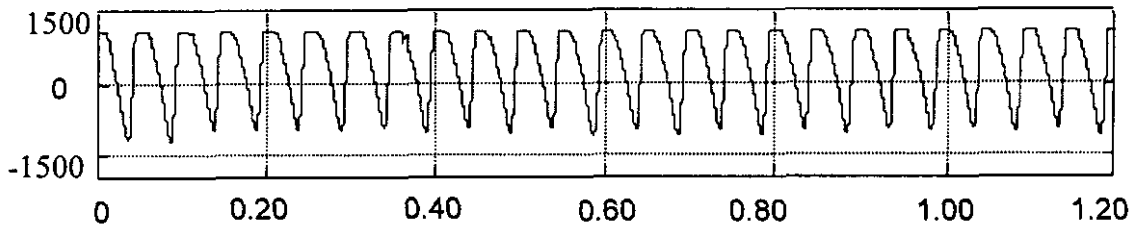
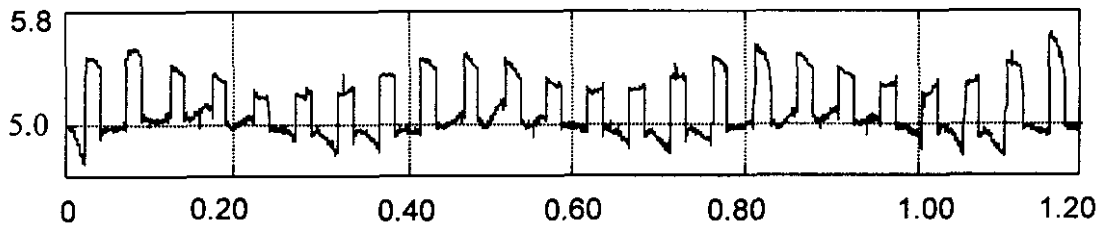


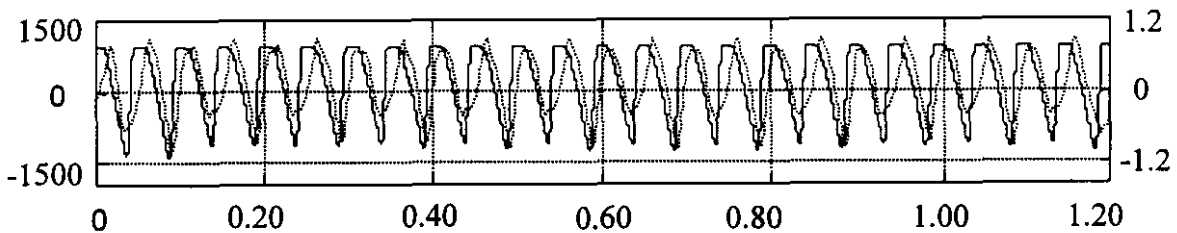
图 5.16 残切工况下进给速度为 $20mm/min$ 的铣削力间接测量试验结果
(峰值逼近平均误差: 17.6%; 主轴转速为 $600r/min$)



(a) 原始铣削力信号 (F_C); 纵轴: N, 横轴: s



(b) 原始进给电流信号 (i_{qs}); 纵轴: A, 横轴: s

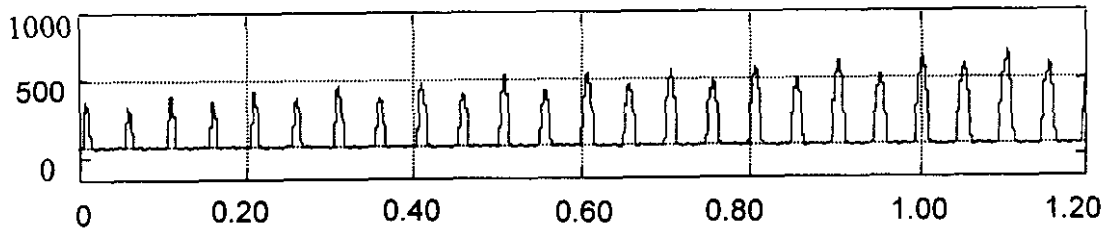


(c) 实线: 铣削力信号; 虚线: 进给伺服电流信号

图 5.17 残切工况下进给速度为 $60\text{mm}/\text{min}$ 的铣削力间接测量试验结果
(峰值逼近平均误差: 19.7% ; 主轴转速为 $600\text{r}/\text{min}$)

5.3.4 刀具切入切出试验

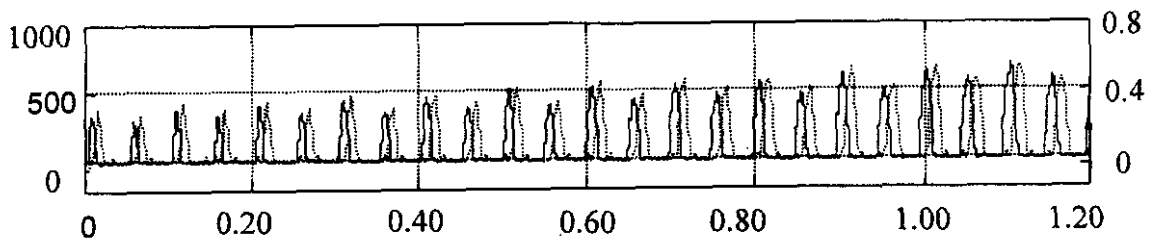
图 5.18~5.19 分别给出了球头铣刀在切入切出工况下的铣削力间接测量试验结果。由该两图可以看出: 在刀具切入切出工况中, 只要铣削力大于 250N , 进给伺服电流都能跟踪并逼近铣削力峰值, 然而, 当铣削力小于 250N 时, 由于此时进给伺服电机反应不敏感, 使得无从再进行间接测量。



(a) 原始铣削力信号 (F_C); 纵轴: N, 横轴: s

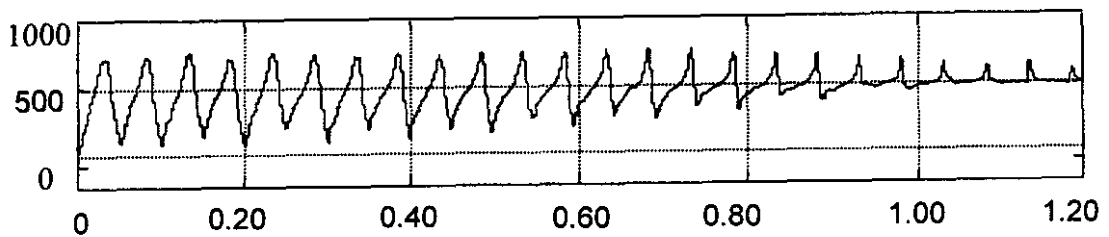


(b) 原始进给电流信号 (i_{qs}); 纵轴: A, 横轴: s



(c) 实线: 铣削力信号; 虚线: 进给伺服电流信号

图 5.18 球头铣刀切入工况下的的铣削力间接测量试验结果
(峰值逼近平均误差: 18.3%; 进给速度: $10\text{mm}/\text{min}$)



(a) 原始铣削力信号 (F_C); 纵轴: N, 横轴: s

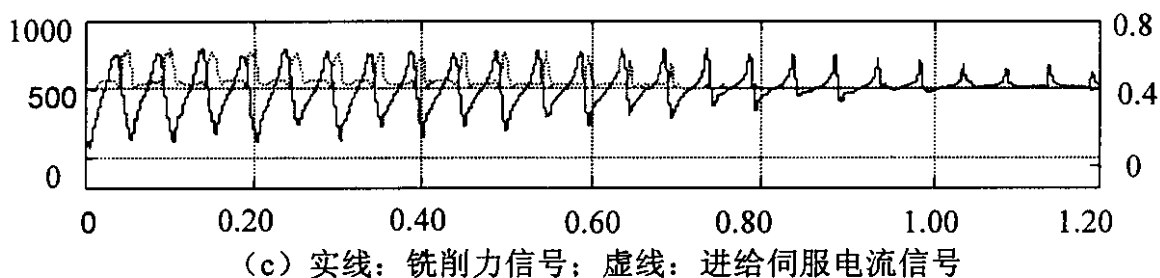
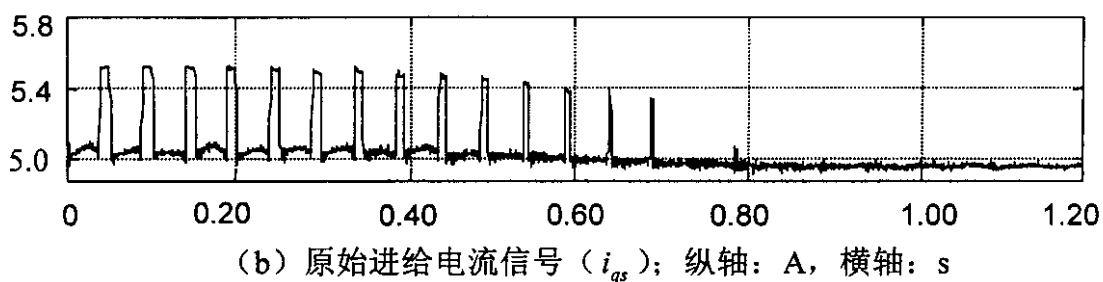


图 5.19 球头铣刀切出工况下的的铣削力间接测量试验结果
(峰值逼近平均误差: 87.1%; 进给速度: 20mm/min)

§ 5.4 本章小结

在“开放体系结构的智能化数控系统”项目中，实验系统、软件开发及试验验证是又一项重要的工作，本章对此进行了研究，研究内容如下：

(1) 在项目开发过程中建立了两套实验系统：PMSM 电磁转矩—进给伺服电流实验系统、铣削力间接测量系统。详细介绍了这两套实验系统的目的、体系结构以及硬件配置等。

(2) 开发了相应的铣削力间接测量软件系统，AMS1.0，对该软件系统的功能体系作了分类，给出了软件系统的主界面。

(3) 介绍了 AMS1.0 软件系统中的三个核心模块：信号高速采集模块、铣削力间接测量模块、铣削力直接计算模块，给出了这三个核心模块的软件实现流程。

(4) 给出了大量的铣削力间接测量试验，试验结果表明：本文所提出的基于进给伺服电流的铣削力间接测量技术，可满足工程实用要求，基本解决了自适应数控铣削加工中的瓶颈问题—铣削力测量方法的经济实用化。

第六章 恒铣削力自适应控制策略及 稳定性研究

摘要: 提出了一种新型的自适应模糊神经网络, 论证了该网络模型的非线性逼近特性、模糊规则库的“镶嵌”特性等; 设计了一种面向铣削加工过程的恒铣削力自适应控制系统, 给出了该系统的控制流程; 基于改进的近似牛顿法, 提出了一种自适应学习控制算法; 给出了相应的稳定性判别定理并进行了严格的数学论证。

§ 6.1 引言

本文前几章对铣削力间接测量及其相关技术进行了研究, 给出了一套完整的测量和处理方法, 解决了自适应数控铣削加工中的一项关键问题—铣削力测量问题。从本章开始, 我们将重点研究恒铣削力的自适应性控制问题, 由于实际的铣削加工过程具有高度非线性、大时变不确定性等特点, 因而所设计的自适应性控制系统必须具备三个功能: 一、非线性逼近能力; 二、自适应学习能力; 三、稳定性和实时性。

面对日益复杂的工业过程, 现代控制理论往往不是效果不佳就是无济于事, 但是有经验的工人却能够得心应手地控制它们, 这说明基于经验规则的模糊控制思想具备解决复杂工业过程控制和人机系统问题的能力^[3,113], 但遗憾的是, 模糊控制不具备自学习能力。神经网络以其并行性、分布性、可学习性和非线性处理能力, 被证明是处理确定性的非线性和复杂性的有力工具, 然而, 基于神经网络的控制系统, 其启动过程是盲目随机的, 因而会直接导致学习时间过长或学习过程发散。由此可见, 神经网络与模糊控制之间存在着强大的互补性, 近十几年的研究发展也表明了这样一个事实: 该互补性的存在, 使得模糊神经网络成功地应用于许多传统控制理论所无法应用的工业过程。

为此, 本章基于神经网络与模糊控制理论, 提出了一种新型的自适应模糊神经网络, 在此基础上, 设计了一种面向铣削加工过程的恒铣削力自适应控制系统; 针对直接牛顿法必须计算高维 Hesse 矩阵的缺陷, 给出了一种计算简单的近似牛顿法, 并结合梯度下降法, 推导出一类自适应学习控制算法以及相应的稳定性判别定

理。

§ 6.2 自适应模糊神经网络的结构设计与特性分析

6.2.1 结构设计

图 6.1 为一 7 层前馈自适应模糊神经网络，该网络模型相比于文献[85,87]提出的模型在以下三个方面作了改进：(1) 规则匹配层进行了简化；(2) 在网络的输入端增加了以量化因子为权值的输入层，使得基本论域向量化论域的转变可由网络模型自适应完成，(3) 在网络的输出端增加了以比例因子为权值的输出层，使得量化论域向基本论域的转变也可由网络模型自适应完成，因而模型的输出值可直接作为工业现场的控制量。

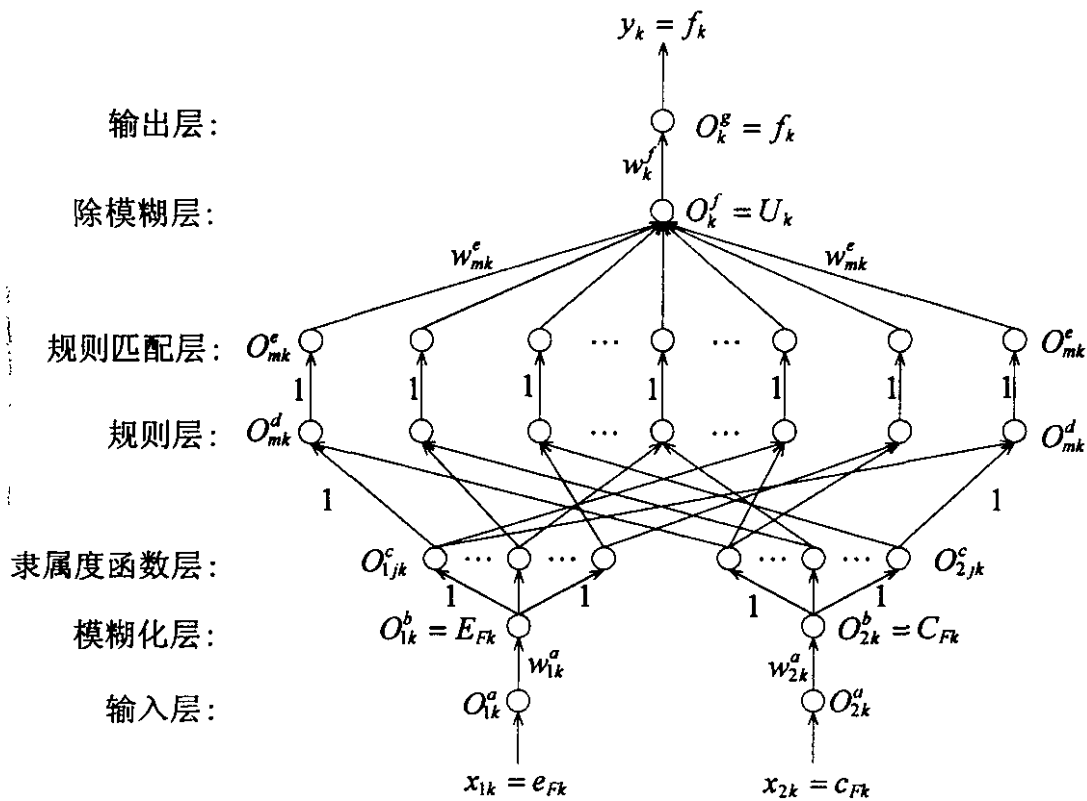


图 6.1 自适应模糊神经网络的整体框架结构

网络模型每层的功能及输入输出的函数关系分述如下:

输入层 (a): 每个神经元对应一个输入变量, 并把输入变量 x_{ik} 引入网络模型。

$$\begin{cases} I_{1k}^a = x_{1k}, & O_{1k}^a = I_{1k}^a \\ I_{2k}^a = x_{2k}, & O_{2k}^a = I_{2k}^a \\ x_{1k} = e_{Fk} = F_d - F_k \\ x_{2k} = c_{Fk} = \Delta e_{Fk} / \Delta t, \text{ 其中: } \Delta e_{Fk} = e_{Fk} - e_{F,k-1} \end{cases} \dots\dots\dots (6.1)$$

式中, I_{ik}^a, O_{ik}^a 分别表示神经元的输入输出, a 代表层次, k 代表样本序列, 以下类同; F_d, F_k 分别为系统期望和实际测量的合成铣削力; e_{Fk}, c_{Fk} 都在基本论域中定义, 并分别表示合成铣削力偏差和偏差率。

模糊化层 (b): 通过连接权 w_{ik}^a , 也即量化因子, 实现输入变量从基本论域向量化论域的转变。

$$\begin{cases} O_{1k}^b = w_{1k}^a O_{1k}^a = w_{1k}^a x_{1k} = E_{Fk}, & O_{1k}^b = I_{1k}^b \\ O_{2k}^b = w_{2k}^a O_{2k}^a = w_{2k}^a x_{2k} = C_{Fk}, & O_{2k}^b = I_{2k}^b \end{cases} \dots\dots\dots (6.2)$$

式中, E_{Fk}, C_{Fk} 分别对应 e_{Fk}, c_{Fk} 在量化论域中的等价表达。

隶属度函数层 (c): 每个神经元代表模糊论域中的一个模糊子集, 并通过隶属度函数计算输入变量值在每个模糊子集中的隶属度。每个输入变量对应模糊论域上的 7 个模糊子集: 负大 (NB)、负中 (NM)、负小 (NS)、零 (ZO)、正小 (PS)、正中 (PM)、正大 (PB), 并把模糊论域作 7 个模糊分割。使用最为广泛的隶属度函数有: 三角形分布函数、梯形分布函数以及高斯型铃形分布函数等, 本文取高斯型铃形分布函数:

$$\begin{cases} I_{ijk}^c = -\frac{(O_{ik}^b - C_{ij})^2}{\sigma_{ij}^2}, & i=1,2, j=1,2,\dots,7 \\ O_{ijk}^c = \exp(I_{ijk}^c) \end{cases} \dots\dots\dots (6.3)$$

式中, C_{ij}, σ_{ij} 分别表示高斯型隶属度函数的中心与半径。

规则层 (d): 每个神经元代表一个模糊规则, 并通过模糊蕴含取小算子计算该模糊规则的适用度。

$$I_{mk}^d = \min\{O_{1jk}^c, O_{2lk}^c\}, \quad O_{mk}^d = I_{mk}^d \dots\dots\dots (6.4)$$

式中, $j=1,2,\dots,7; l=1,2,\dots,7; m=1,2,\dots,49$ 。

规则匹配层 (e): 对上式所给出的模糊规则适用度进行归一化计算。

$$I_{mk}^e = O_{mk}^d / \sum_{m=1}^{49} O_{mk}^d, \quad O_{mk}^e = I_{mk}^e, \quad m = 1, 2, \dots, 49 \quad \dots \quad (6.5)$$

除模糊化层 (f): 通过连接权 w_{mk}^e , 实现模糊论域向量化论域的转变。

$$I_k^f = \sum_{m=1}^{49} w_{mk}^e O_{mk}^e, \quad O_k^f = I_k^f = U_k \quad \dots \quad (6.6)$$

式中, U_k 表示量化论域中的合成进给速度修调率。

输出层 (g): 只有一个神经元, 对应输出变量。与输入层相反, 通过连接权 w_k^f , 也即比例因子, 实现从量化论域到基本论域的转变。其输出结果可直接作为数控机床的控制量, 即基本论域中的合成进给速度修调率 f_k 。

$$I_k^g = w_k^f O_k^f, \quad y_k = O_k^g = I_k^g = f_k \quad \dots \quad (6.7)$$

6.2.2 非线性逼近特性分析

从工业过程的控制和系统辨识角度来看, 所建立的网络模型必须具备以任意精度逼近非线性工业过程的能力 (也即: 逼近非线性函数的能力), 才具有工程应用价值。由图 6.1 可以看出, 自适应模糊神经网络的物理框架为一 7 层 BP 前馈神经网络, 模糊逻辑推理系统则“镶嵌”在该 7 层 BP 前馈神经网络之中, 因此, 自适应模糊神经网络的非线性逼近能力完全取决于此 7 层 BP 前馈神经网络。

为了论证图 6.1 所示自适应模糊神经网络的非线性逼近能力, 首先引入多维函数的逼近定理:

定理一^[88]: 令 Φ 为有界单调递增连续函数, K 为 R^n 的紧致子集 (有界闭子集), $f(\bullet) = f(x_1, x_2, \dots, x_n)$ 为 K 上的实值连续函数, 则对任意 $\varepsilon > 0$, 存在整数 N 和实常数 C_i , $\theta_i (i = 1, 2, \dots, N)$ 和 $w_{ij} (i, j = 1, 2, \dots, N)$, 使得

$$\hat{f}(x_1, x_2, \dots, x_n) = \sum_{i=1}^N C_i \Phi \left(\sum_{j=1}^n w_{ij} x_j - \theta_i \right) \quad \dots \quad (6.8)$$

满足

$$\max_{x \in K} |\hat{f}(x_1, x_2, \dots, x_n) - f(x_1, x_2, \dots, x_n)| < \varepsilon \quad \dots \quad (6.9)$$

定理一给了我们以启发: 如果构建一网络模型, 使其输入输出之间的映射关系与式 (6.8) 等同, 则所建网络模型将如式 (6.9) 以任意精度逼近非线性函数 $f(\bullet)$ 。

考察如图 6.2 所示的三层 BP 前馈神经网络，由该图可以得出如下输入输出的映射关系：

$$y = \sum_{i=1}^N w_i^2 \sigma \left(\sum_{j=1}^n w_{ij}^1 x_j - \theta_i \right) \dots \dots \dots (6.10)$$

式中， $\sigma(\bullet)$ 为隐层神经元的输出函数，一般取 Sigmoid 非线性函数，而输入输出神经元的输出函数为线性函数。

比较式(6.8)与式(6.10)，可以看出两式是等同的，因此，三层 BP 前馈神经网络能以任意精度逼近非线性函数。

在动态系统辨识中，网络模型还必须具备逼近非线性函数各阶导数的功能，定理一并不能说明三层 BP 前馈神经网络具有这方面的特性，对此，我们有如下定理：

定理二^[3]：如式(6.10)，如果隐层神经元的输出函数 $\sigma(\bullet)$ 是可微的，网络模型

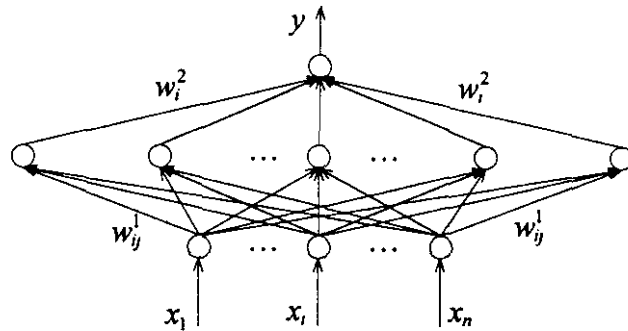


图 6.2 三层 BP 前馈神经网络

的输出属于集合 $\Sigma(\sigma)$ ，而且 $\Sigma(\sigma)$ 在 $C(U)$ 中 ρ_2 -稠密的，则任取 $f \in C^m(U)$ 及 $\varepsilon > 0$ ，总存在 $g(x) \in \Sigma(\sigma)$ ，使得

$$|\partial^n g(x) - \partial^n f(x)| < \varepsilon, \quad n \leq m \quad \dots \dots \dots (6.11)$$

由式(6.11)可以看出，任取连续可微函数 $f(\bullet)$ ，总存在三层 BP 前馈神经网络，使得其输出函数 $g(\bullet)$ 的 n 次导数能以任意精度逼近 $f(\bullet)$ 的 n 次导数。

综上所述，三层 BP 前馈神经网络可以以任意精度逼近非线性函数及其各阶导数。同样可以证明^[90]，如果仅含一个隐含层的三层 BP 前馈神经网络可逼近某个非线性函数，则具有一个以上隐含层的 BP 前馈神经网络（也即：网络层数 > 3 ）也将具有同样能力。由此可见，图 6.1 所示的自适应模糊神经网络具有以任意精度逼近非线性函数的能力，因而可作为铣削加工过程的自适应控制器。

6.2.3 模糊规则库的“镶嵌”特性分析

如前所述，7层BP前馈神经网络作为自适应模糊神经网络的物理框架，使得自适应模糊神经网络具有非线性函数的逼近能力，而模糊逻辑推理系统（模糊规则库）作为所建网络模型自适应学习的启动基础，则被“镶嵌”在网络模型的物理框架之中。模糊规则库是以模糊语言变量组成的规则知识库，但计算机不可能识别人为定义的模糊语言变量，而且数控铣床所能接受的进给速度也只能是精确的数字变量。这势必引出两个问题：一是如何由模糊论域上的模糊规则库转化到量化论域上的模糊控制表；二是如何将模糊控制表“镶嵌”在自适应模糊神经网络模型中去。

对此，我们首先给出自适应铣削加工过程的模糊控制规则库（式 6.12 或表 6.1），该规则库是通过总结手动控制策略而建立起来的，略显粗糙。

第 m 条规则：IF E 是 A_i and C 是 B_j , THEN U 是 C_l (6.12)

式中， E, C, U 分别对应 E_{Fk}, C_{Fk}, U_k 的模糊语言变量，即：“铣削力偏差”，“铣削力偏差率”，“进给速度修调率”； A_i, B_j, C_l 分别表示 E, C, U 的语言值，并各自对应模糊语言变量的 7 个模糊子集：NB、NM、NS、ZO、PS、PM、PB。因此， $i, j, l = 1, 2, \dots, 7$ ，相应地规则序列 $m = 1, 2, \dots, 49$ 。

表 6.1 模糊控制规则表

$\begin{matrix} U \\ E \end{matrix} \backslash C$	NB	NM	NS	ZO	PS	PM	PB
NB	PB	PB	PB	PB	PM	PS	ZO
NM	PB	PB	PM	PM	PS	ZO	NS
NS	PB	PM	PM	PS	ZO	NS	NS
ZO	PM	PS	PS	ZO	NS	NS	NM
PS	PS	PS	ZO	NS	NM	NM	NB
PM	PS	ZO	NS	NM	NM	NB	NB
PB	ZO	NS	NM	NB	NB	NB	NB

模糊分布函数子集上的隶属度函数统一使用高斯型铃形分布函数，如图 6.3 所示。

高斯型铃形分布函数的数学表达式为：

$$\mu_{E,C,U}(x) = e^{-\frac{(x-c)^2}{\sigma^2}}, \quad -6 \leq x \leq 6 \quad \dots \dots \dots (6.13)$$

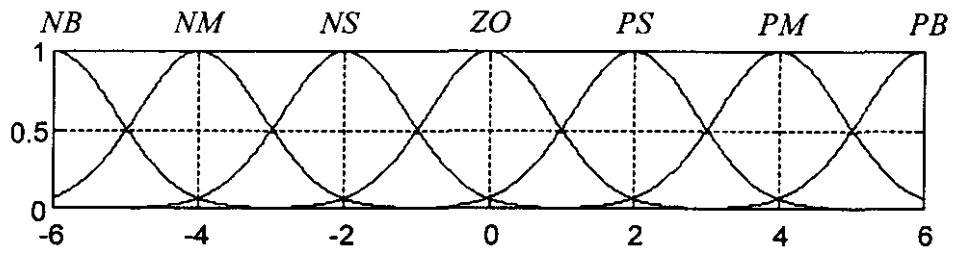


图 6.3 高斯型隶属度函数

式中, x 表示 E_{fk}, C_{fk}, U_k 在量化论域上的统一定义。表 6.2 给出了式(6.13)的计算结果。

式(6.12)所示的模糊规则可由模糊关系运算法则重新表达, 有:

$$R_m: (A_i \times B_j) \rightarrow C_l, \quad m=1,2,\dots,49 \quad \dots\dots\dots (6.14)$$

式中, “ \times ” 表示模糊求交算子, “ \rightarrow ” 表示模糊蕴含取小算子。由上式并利用表 6.2, 可求得第 m 条规则对应的模糊关系矩阵 R_m , 由此可计算模糊关系矩阵 R 为:

$$R = \bigcup_{m=1}^{49} R_m \quad \dots\dots\dots (6.15)$$

E, C 在模糊论域上任意取值 A', B' , 并利用式(6.13)计算各自的隶属度, 表示成如表 6.2 所示的模糊子集隶属度向量形式, 且代入下式, 可最终得到量化论域上的输出控制量 U_{mk} 。

$$U_{mk} = (A' \times B') \circ R \quad \dots\dots\dots (6.16)$$

表 6.2 模糊子集隶属度赋值表

μ^x (E, C, U)	-6	-4	-2	0	+2	+4	+6
NB	1.0	0.1	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
NM	0.1	1.0	0.1	0.0	0.0	0.0	0.0
NS	0.0	0.1	1.0	0.1	0.0	0.0	0.0
ZO	0.0	0.0	0.1	1.0	0.1	0.0	0.0
PS	0.0	0.0	0.0	0.1	1.0	0.1	0.0
PM	0.0	0.0	0.0	0.0	0.1	1.0	0.1
PB	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.1	1.0

遍取量化论域 $m = 1, 2, \dots, 49$ ，则可得到与表 6.1 对应的模糊控制表（表 6.3）。

应用 Tsukamoto 模糊逻辑推理法则^[85]，并利用表 6.3，输出控制量 U_{mk} 可进一步精确地表示为：

表 6.3 模糊控制表

$U_{mk} \backslash C_{Fk}$ E_k	-6	-4	-2	0	+2	+4	+6
-6	+6	+6	+6	+6	+4	+2	0
-4	+6	+6	+4	+4	+2	0	0
-2	+4	+4	+2	0	0	0	-2
0	+4	+2	0	0	0	-2	-4
+2	+2	0	0	-2	-2	-4	-6
+4	0	0	-2	-4	-4	-4	-6
+6	0	-2	-4	-4	-6	-6	-6

$$U_k = \frac{a_1 U_{1k} + a_2 U_{2k} + \dots + a_r U_{49,k}}{a_1 + a_2 + \dots + a_r} = \sum_{m=1}^{49} a_m U_{mk} / \sum_{m=1}^{49} a_m \dots\dots\dots (6.17)$$

式中， a_m 表示第 m 条模糊规则的适用度。再考察式(6.5)、式(6.6)，并把式(6.5)代入式(6.6)，有：

$$U_k = \sum_{m=1}^{49} w_{mk}^e O_{mk}^d / \sum_{m=1}^{49} O_{mk}^d \dots\dots\dots (6.18)$$

如前所述，规则层的输出 $\{O_{mk}^d\}$ 也表示模糊规则的适用度，因此， $\{O_{mk}^d\} \Leftrightarrow \{a_m\}$ ，再比较以上两式，不难得出： $\{w_{mk}^e\} \Leftrightarrow \{U_{mk}\}$ 。由此可见，模糊控制表在数学意义上代表模糊规则的加权因子，在物理结构上与除模糊层上的网络连接是一致的。因而，如果把模糊控制表中的各数字量作为除模糊层上各连接权的初始值，模糊逻辑推理系统则被完整地“镶嵌”在网络模型的物理框架之中。这一点使得网络模型的自适应学习并非随机地启动，而是在现场经验或专家知识的基础上启动，因而将明显减少自适应学习的时间，并远离局部极值点。

至此，我们完整地解决了本小节开始处所引出的两个问题。

§ 6.3 恒铗削力自适应控制系统设计

由上节可知：自适应模糊神经网络由于以 7 层 BP 前馈神经网络作为物理框架，

而具有非线性映射的能力；与此同时，由于模糊规则库完整地“镶嵌”在此物理框架之中，并作为网络模型的连接权值可在线调整，因而自适应模糊神经网络又具备自适应优化模糊规则库的功能。由此可见，综合利用自适应模糊神经网络的两大优点来设计自适应控制器，有望改善铣削加工过程的控制性能，并达到最佳的控制效果。

6.3.1 标准模糊控制系统

图 6.4 所示的为一标准模糊控制系统，虚线框所包含的是一标准模糊控制器。由图可知，标准模糊控制系统系统由四个部分组成：模糊控制器、执行机构、被控对象以及测量装置。其中模糊控制器的主要控制思路为：

(1) 由实际测量值与系统设定的期望值相比较，得到被控对象输出量的偏差 e 及其偏差率 c ，并送入模糊控制器。

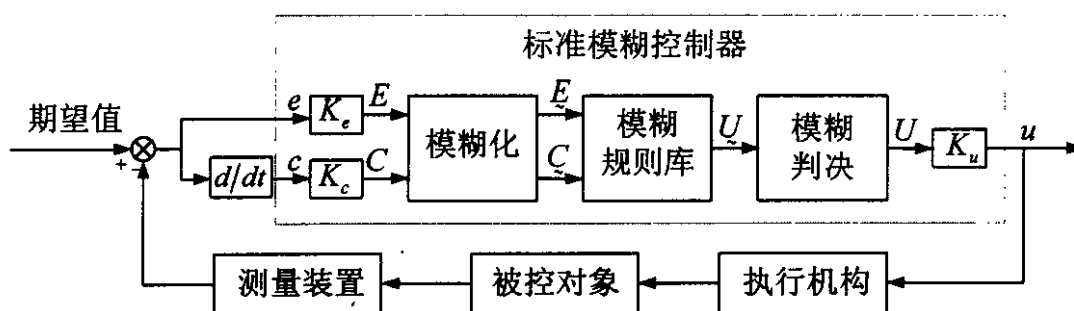


图 6.4 标准模糊控制系统的原理框图

(2) 通过量化因子 K_e, K_c ，实现基本论域到量化论域的转变，并得到量化论域中的偏差 E 及其偏差率 C 。

(3) E, C 经模糊化，便得到模糊论域上的模糊语言变量值 \tilde{E}, \tilde{C} 。

(4) 利用模糊规则库进行模糊逻辑推理，产生模糊语言控制变量值 \tilde{U} 。

(5) 利用模糊判决模块进行除模糊化处理，实现模糊论域向量化论域的转变，得到量化论域中的控制量 U 。然后，通过比例因子 K_u ，可最终得到基本论域上的精确控制量 u 。

由以上 5 个步骤可以看出，标准模糊控制器设计比较简单，但由于量化因子、比例因子以及模糊规则库都是离线确定地，不具备自适应能力，因而对于大时滞时

变的铣削加工过程，难以获得最佳的控制效果。

6.3.2 恒铣削力自适应控制系统设计

本文 § 3.2.1 小节已提到：铣削力与刀具—工件这一变形系统中的各类参量直接相关，因而铣削力能真实地反映铣削加工过程的状态变化特征，并可作为自适应数控加工的控制对象。另外，机床的切削效率一般用金属切除率来衡量，而金属切除率与切削力有着相同的变化趋势。因此，在铣削加工过程中始终将铣削力控制在最大允许值上，可保证铣床在正常稳定运行和满足加工质量的情况下切削效率最大，为了防止由切削力瞬间变化引起刀具折断和刀刃崩断，选择铣削力的最大允许值 $F_d = 750N$ [4, 181]。

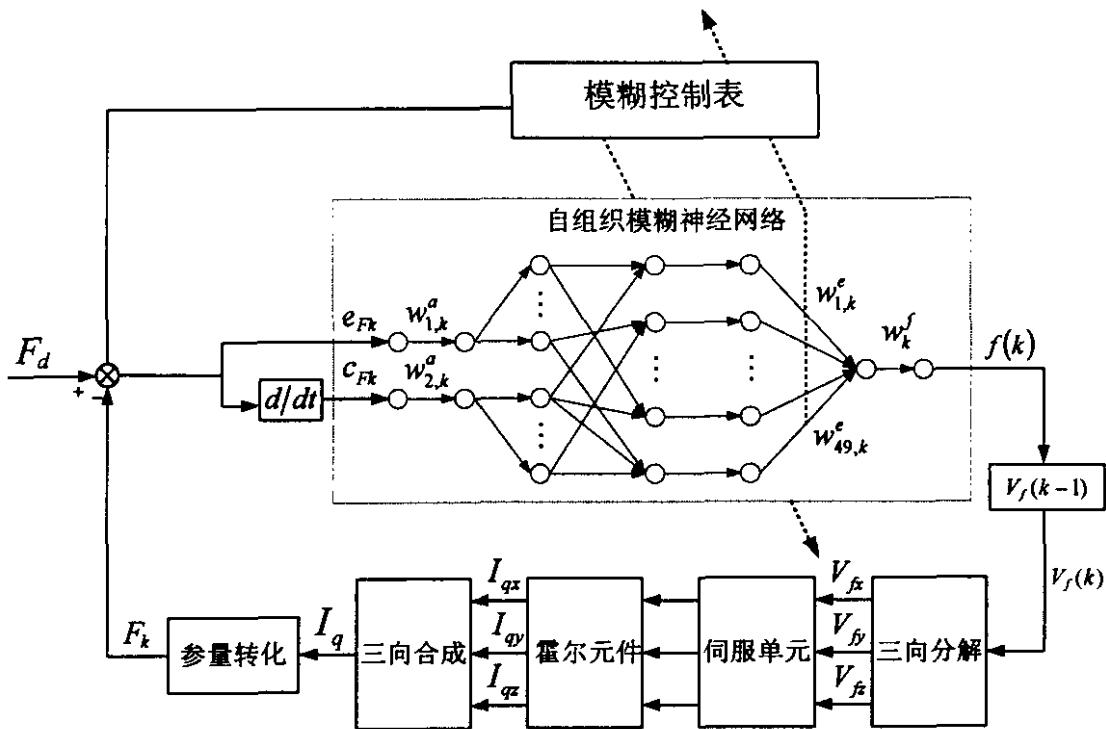


图 6.5 铣削过程自适应控制系统的原理框图

为此，利用图 6.1 给出的自适应模糊神经网络，可建立如图 6.5 所示的恒铣削力自适应控制系统。由该图可以看出：整个控制系统采用全闭环结构、学习控制算法通过自适应模糊神经网络实现，进给伺服电流信号通过霍尔元件测量。该控制系统的控制流程如下：

(1) 提取电流信号 I_{qx}, I_{qy}, I_{qz}

通过霍尔元件, 从伺服驱动单元中分别提取 X, Y, Z 三轴的两相电流信号 I_U, I_V , 并利用式 (3.37) 及下式, 可求得各轴的进给伺服电流信号 I_{qx}, I_{qy}, I_{qz} 。

$$I_U + I_V + I_W = 0 \dots\dots\dots (6.19)$$

(2) 电流信号的三向合成

建立笛卡尔坐标系, 并令电流信号矢量与各轴单位矢量同向, 然后作空间矢量合成运算, 即:

$$\begin{cases} \vec{I}_{qx} = |I_{qx}| \cdot \vec{X}, \vec{I}_{qy} = |I_{qy}| \cdot \vec{Y}, \vec{I}_{qz} = |I_{qz}| \cdot \vec{Z} \\ \vec{I}_{qx} + \vec{I}_{qy} + \vec{I}_{qz} = \vec{I}_q \end{cases} \dots\dots\dots (6.20)$$

(3) 求解合成铣削力 F_k

利用式 (3.44), 实现电流信号值向铣削力的转换, 即:

$$F_k = A \cdot I_q - B \cdot n_0 - C \dots\dots\dots (6.21)$$

(4) 获取合成进给速度的修调率 $f(k)$

通过对合成铣削力 F_k 与期望铣削力 F_d 作减运算, 得到铣削力的偏差 $e_F(k)$ 及偏差率 $c_F(k)$ 。把 $e_F(k)$ 、 $c_F(k)$ 送入自适应模糊神经网络, 则网络模型的输出即为合成进给速度的修调率 $f(k)$ 。

此处有几个问题需要特别说明: ①初始模糊控制表中的各数字量作为除模糊层上各连接权 ($w_{1,k}^e, w_{2,k}^e, \dots, w_{49,k}^e$) 的初始值, 其目的在于使网络模型的自适应学习并非随机地启动, 而是在现场经验或专家知识的基础上启动, 这就是上述模糊规则库的“镶嵌”功能; ②在每一个学习周期开始时, 上一次的模糊控制表则作为本次学习的目标样本, 用来调整网络模型; ③每一个学习周期结束 (即: 从学习开始到学习稳定), 网络模型输出一个修调率 $f(k)$, 而且在本次学习稳定后的 $w_{1,k}^e, w_{2,k}^e, \dots, w_{49,k}^e$ 则作为新的模糊控制表参与下一轮学习。

(5) 求解合成进给速度 $V_f(k)$

基于 $k-1$ 时刻的合成进给速度, 并利用下式计算 k 时刻的合成进给速度。

$$V_f(k) = V_f(k-1) * f(k) \dots\dots\dots (6.22)$$

(6) $V_f(k)$ 的三向分解

基于步骤 (2) 建立的笛卡尔坐标系, 并利用下式对 $V_f(k)$ 作空间矢量分解。

$$\begin{cases} \overline{V_{fx}}(k) = \frac{\overline{I_{qx}}}{|I_q|} \cdot V_{fx}(k) \\ \overline{V_{fy}}(k) = \frac{\overline{I_{qy}}}{|I_q|} \cdot V_{fy}(k) \dots\dots\dots (6.23) \\ \overline{V_{fz}}(k) = \frac{\overline{I_{qz}}}{|I_q|} \cdot V_{fz}(k) \end{cases}$$

另外，本文 § 4.7 小节已提到：当铣削负载小于一定的阈值时，进给伺服系统由于受灵敏度的限制，其电流信号的反应将不敏感，因而此时的铣削力间接测量结果将为零。然而，从恒铣削力自适应控制策略的角度来看，当铣削力信号值为零时，将使得进给速度趋近于无穷大，因此，必须设定机床进给速度的最大允许值。参考切削用量手册^[181]文献[25,26]，本文选择机床进给速度的最大允许值 $V_f = 180\text{mm}/\text{min}$ 。

§ 6.4 自适应学习控制算法的提出

基于梯度下降的学习控制算法目前已广泛应用于各类神经网络的优化搜索之中。该算法对一般非线性系统具有较好的自适应能力，而且在远离局部极值点时的学习性能显得尤为突出，然而在局部极值点附近常常发生学习振荡，并容易陷入局部极值点，而且对于强干扰不具备鲁棒性。

为了克服梯度下降法的这种不足，本节在文献[90,116]的基础之上，结合 § 6.2 节所提出的自适应模糊神经网络，提出了一种梯度下降法与近似牛顿法相互协调的自适应学习控制算法。从最终推导的学习迭代公式来看，输出层的比例因子作为近似牛顿法学习迭加的一项加权值也参与了优化，使得近似牛顿法能在梯度下降法迭代优化后的基础上再进一步优化，以排除强干扰并跳出局部极值点。

6.4.1 面向自适应模糊神经网络的梯度下降法

首先，定义目标函数如下：

$$\begin{cases} J(k) = \frac{1}{2} E^2(k) \\ E(k) = \frac{1}{2} e^2(k) = \frac{1}{2} [u(k) - O^s(k)]^2 \end{cases}, k = 1, 2, \dots, r \dots\dots\dots (6.24)$$

式中, r 为网络模型学习训练样本总数, u 为样本对中的输出值。应用该式可计算出各层的误差反传信号 $\delta(k)$ 。

输出层 (g): 由式(6.24)对 $I^s(k)$ 求偏导, 并把式(6.7)代入, 有:

$$\delta^s(k) = -\frac{\partial J(k)}{\partial I^s(k)} = -\frac{\partial J(k)}{\partial O^s(k)} = E(k)[u(k) - O^s(k)] = E(k)e(k) \dots\dots\dots (6.25)$$

除模糊化层 (f): 对 $I^f(k)$ 求偏导, 并把式(6.6)、式(6.24)、式(6.25)代入, 可得:

$$\delta^f(k) = -\frac{\partial J(k)}{\partial I^f(k)} = -\frac{\partial J(k)}{\partial I^s(k)} \frac{\partial I^s(k)}{\partial O^f(k)} \frac{\partial O^f(k)}{\partial I^f(k)} = \delta^s(k)w^f(k) \dots\dots\dots (6.26)$$

规则匹配层 (e): 类似可容易推出下式:

$$\delta_i^e(k) = -\frac{\partial J(k)}{\partial I_i^e(k)} = -\frac{\partial J(k)}{\partial I^f(k)} \frac{\partial I^f(k)}{\partial O_i^e(k)} \frac{\partial O_i^e(k)}{\partial I_i^e(k)} = \delta^f(k)w_i^e(k) \dots\dots\dots (6.27)$$

式中, $i=1,2,\dots,49$ 代表模糊规则总数。

规则层 (d): 遍取 $i=1,2,\dots,49$, 并综合式(6.4)、式(6.24)、式(6.27), 有

$$\delta_i^d(k) = -\frac{\partial J(k)}{\partial I_i^d(k)} = \frac{\partial J(k)}{\partial I_i^e(k)} \frac{\partial I_i^e(k)}{\partial O_i^d(k)} \frac{\partial O_i^d(k)}{\partial I_i^d(k)} = \delta_i^e(k) \frac{\sum_{j=1}^{49} O_j^d(k)}{\sum_{j=1}^{49} O_j^e(k)} \dots\dots\dots (6.28)$$

隶属度函数层 (c): 类似推导, 可有以下式。

$$\delta_{ij}^c(k) = -\frac{\partial J(k)}{\partial I_{ij}^c(k)} = -\sum_{i=1}^{49} \frac{\partial J(k)}{\partial I_i^d(k)} \frac{\partial I_i^d(k)}{\partial O_{ij}^c(k)} \frac{\partial O_{ij}^c(k)}{\partial I_{ij}^c(k)} = \sum_{i=1}^{49} \delta_i^d(k) e^{-\frac{[O_{ij}^c(k) - C_{ij}(k)]^2}{\sigma_{ij}^2(k)}} T_{ij} \quad (6.29)$$

式中, $i=1,2$; $j=1,2,\dots,7$; T_{ij} 的取值为: 如果 $I_i^d(k) = \min\{O_{1j}^c(k), O_{2j}^c(k)\}$, $T_{ij} = 1$, 否则 $T_{ij} = 0$ 。

模糊化层 (b): 综合式(6.2)、式(6.24)、式(6.29), 可得:

$$\delta_i^b(k) = -\frac{\partial J(k)}{\partial I_i^b(k)} = -\sum_{j=1}^7 \frac{\partial J(k)}{\partial I_{ij}^c(k)} \frac{\partial I_{ij}^c(k)}{\partial O_i^b(k)} \frac{\partial O_i^b(k)}{\partial I_i^b(k)} = -2 \sum_{j=1}^7 \delta_{ij}^c(k) \frac{[O_i^b(k) - C_{ij}(k)]}{\sigma_{ij}^2(k)}, \quad i=1,2 \dots\dots\dots (6.30)$$

综合以上各式, 不难给出目标函数 $J(k)$ 对 $w_i^a(k)$ 、 $w^f(k)$ 、 $C_{ij}(k)$ 、 $\sigma_{ij}(k)$ 这四

个参变量的偏导:

$$\frac{\partial J(k)}{\partial w_i^a(k)} = \frac{\partial J(k)}{\partial I_i^b(k)} \frac{\partial I_i^b(k)}{\partial w_i^a(k)} = -\delta_i^b(k)x_i(k), \quad i=1,2 \dots\dots\dots (6.31)$$

$$\frac{\partial J(k)}{\partial w^f(k)} = \frac{\partial J(k)}{\partial I^s(k)} \frac{\partial I^s(k)}{\partial w^f(k)} = -\delta^s(k)O^f(k) \dots\dots\dots (6.32)$$

$$\frac{\partial J(k)}{\partial C_{ij}} = \frac{\partial J(k)}{\partial I_{ij}^c(k)} \frac{\partial I_{ij}^c(k)}{\partial C_{ij}} = -2\delta_{ij}^c(k) \frac{[O_i^b(k) - C_{ij}(k)]}{\sigma_{ij}^2(k)}, \quad i=1,2, \quad j=1,2,\dots,7 \quad (6.33)$$

$$\frac{\partial J(k)}{\partial \sigma_{ij}} = \frac{\partial J(k)}{\partial I_{ij}^c(k)} \frac{\partial I_{ij}^c(k)}{\partial \sigma_{ij}} = -2\delta_{ij}^c(k) \frac{[O_i^b(k) - C_{ij}(k)]^2}{\sigma_{ij}^3(k)}, \quad i=1,2, \quad j=1,2,\dots,7 \quad (6.34)$$

由以上 4 式, 可最终得到 $w_i^a(k)$ 、 $w^f(k)$ 、 $C_{ij}(k)$ 、 $\sigma_{ij}(k)$ 这四个参变量的优化学习迭代公式:

$$w_i^a(k+1) = w_i^a(k) - \eta_a \frac{\partial J(k)}{\partial w_i^a(k)}, \quad i=1,2 \dots\dots\dots (6.35)$$

$$w^f(k+1) = w^f(k) - \eta_f \frac{\partial J(k)}{\partial w^f(k)} \dots\dots\dots (6.36)$$

$$C_{ij}(k+1) = C_{ij}(k) - \eta_c \frac{\partial J(k)}{\partial C_{ij}(k)}, \quad i=1,2, \quad j=1,2,\dots,7 \dots\dots\dots (6.37)$$

$$\sigma_{ij}(k+1) = \sigma_{ij}(k) - \eta_\sigma \frac{\partial J(k)}{\partial \sigma_{ij}(k)}, \quad i=1,2, \quad j=1,2,\dots,7 \dots\dots\dots (6.38)$$

式中, $\eta_a, \eta_f, \eta_c, \eta_\sigma$ 表示学习率。

6.4.2 面向自适应模糊神经网络的近似牛顿法

在推导近似牛顿法之前, 可把式(6.24)所示的目标函数由逐个处理的方式转换为成批处理的方式, 其本质是一致的, 因而不影响自适应学习效果。

$$\begin{cases} E(r) = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^r e^2(k) = E(r-1) + \frac{1}{2} e^2(r) \\ e(k) = u(k) - O^g(k) \end{cases} \dots\dots\dots (6.39)$$

基于牛顿法^[90]，在极值点附近可给出保证二次收敛的学习调整公式：

$$\begin{cases} \mathbf{W}^e(r) = \mathbf{W}^e(r-1) - \eta_e \mathbf{H}^{-1}(r) \Big|_{\mathbf{W}^e = \mathbf{W}^e(r-1)} \frac{\partial E(r)}{\partial \mathbf{W}^e} \Big|_{\mathbf{W}^e = \mathbf{W}^e(r-1)} \\ \|\mathbf{W}^e(r) - \mathbf{W}^{op}(r)\| \leq \varepsilon_p \end{cases} \dots\dots\dots (6.40)$$

式中， η_e 表示学习率， ε_p 为一很小的正数， \mathbf{H} 表示 Hesse 矩阵。 $\mathbf{W}^e(r)$ 为式(6.41)所示的权值向量， $\mathbf{W}^{op}(r)$ 定义为极值点处的权值向量。

$$\mathbf{W}^e(r) = [w_1^e, w_2^e, \dots, w_s^e]^T \dots\dots\dots (6.41)$$

由式(6.39)、式(6.41)，有

$$\begin{aligned} \frac{\partial E(r)}{\partial \mathbf{W}^e} \Big|_{\mathbf{W}^e = \mathbf{W}^e(r-1)} &= \frac{\partial E(r-1)}{\partial \mathbf{W}^e} \Big|_{\mathbf{W}^e = \mathbf{W}^e(r-1)} \\ &+ e(r) \left[\frac{\partial e(r)}{\partial w_1^e}, \frac{\partial e(r)}{\partial w_2^e}, \dots, \frac{\partial e(r)}{\partial w_s^e} \right]^T \end{aligned} \dots\dots\dots (6.42)$$

文献[90]业已证明下式成立：

$$\frac{\partial E(r-1)}{\partial \mathbf{W}^e} \Big|_{\mathbf{W}^e = \mathbf{W}^e(r-1)} \approx 0 \dots\dots\dots (6.43)$$

把上式代入式(6.42)，不难得到：

$$\frac{\partial E(r)}{\partial \mathbf{W}^e} \Big|_{\mathbf{W}^e = \mathbf{W}^e(r-1)} = e(r) \left[\frac{\partial e(r)}{\partial w_1^e}, \frac{\partial e(r)}{\partial w_2^e}, \dots, \frac{\partial e(r)}{\partial w_s^e} \right]^T \dots\dots\dots (6.44)$$

根据式(6.34)，Hesse 矩阵中各个元素可如下计算为^[90]：

$$[\mathbf{H}(r)]_{pq} = \frac{\partial^2 E(r)}{\partial w_p^e \partial w_q^e} = \sum_{k=1}^r \frac{\partial e(r)}{\partial w_p^e} \frac{\partial e(r)}{\partial w_q^e} + \sum_{k=1}^r e(r) \frac{\partial^2 e(r)}{\partial w_p^e \partial w_q^e} \dots\dots\dots (6.45)$$

令式(6.39)对 w_p^e 、 w_q^e 分别求偏导，并把式(6.6)、式(6.7)代入其中，有：

$$\begin{cases} \frac{\partial e(k)}{\partial w_p^e} = -\frac{\partial O^s(k)}{\partial w_p^e} = -\frac{\partial O^s(k)}{\partial I^s(k)} \frac{\partial I^s(k)}{\partial O^f(k)} \frac{\partial O^f(k)}{\partial w_p^e} = -w^f O_p^e(k) \\ \frac{\partial e(k)}{\partial w_q^e} = -\frac{\partial O^s(k)}{\partial w_q^e} = -w^f O_q^e(k) \end{cases} \dots\dots\dots (6.46)$$

基于上式，则有下列式成立：

$$\begin{cases} \frac{\partial e(k)}{\partial w_p^e} \frac{\partial e(k)}{\partial w_q^e} = (w^f)^2 O_p^e(k) O_q^e(k) \\ \frac{\partial^2 e(k)}{\partial w_p^e \partial w_q^e} = -\frac{\partial [w^f O_p^f e(k)]}{\partial w_q^e} = 0 \end{cases} \dots\dots\dots (6.47)$$

把式(6.47)代入式(6.45)，可得：

$$[H(r)]_{pq} = \sum_{k=1}^r \frac{\partial e(k)}{\partial w_p^e} \frac{\partial e(k)}{\partial w_q^e} = \sum_{k=1}^r (w^f)^2 O_p^e(k) O_q^e(k) \dots\dots\dots (6.48)$$

利用上式可给出 Hesse 矩阵的完整表达式：

$$H(r) = \sum_{k=1}^r (w^f)^2 M(k) M^T(k) = H(r-1) + (w^f)^2 P(r) P^T(r) \dots\dots\dots (6.49)$$

式中，向量 $P(k) = [O_1^e(k), O_2^e(k), \dots, O_s^e(k)]^T$ 。把式(6.46)代入式(6.44)，并用向量 $P(r)$ ，则式(6.39)可改写为：

$$\left. \frac{\partial E(r)}{\partial W^e} \right|_{w^e = w^e(r-1)} = -w^f e(r) P(r) \dots\dots\dots (6.50)$$

令 $Q(r-1) = H^{-1}(r-1)$ ，利用矩阵求逆定理对式(6.49)作逆运算，可得：

$$\begin{aligned} H^{-1}(r) &= Q(r) = Q(r-1) \\ &\quad - [P^T(r) Q(r-1) P(r)]^{-1} Q(r-1) P(r) P^T(r) Q(r-1) \end{aligned} \dots\dots\dots (6.51)$$

把式(6.50)、式(6.51)代入式(6.40)的第 1 式，可最终得到在极值点附近连接权值 $w_i^e(k)$ 的优化学习迭代公式：

$$\begin{cases} W^e(k) = W^e(k-1) + \eta_e w^f e(k) Q(k) P(k) \\ Q(k) = Q(k-1) - [P^T(k) Q(k-1) P(k)]^{-1} Q(k-1) P(k) P^T(k) Q(k-1) \dots\dots\dots \\ e(k) = u(k) - O^s(k) \end{cases} \dots\dots\dots (6.52)$$

式中, $k=1,2,\dots,r$, $Q(0)=\beta I$, I 表示 $s \times s$ 单位矩阵, β 为矩阵系数, 一般取常值。

6.4.3 自适应学习控制算法

由式(6.35)~(6.38)可以看出, 梯度下降法可自适应调整 w_i^a 、 w^f 、 C_{ij} 、 σ_{ij} 这四个参变量, 也即调整量化因子、比例因子、高斯型隶属度函数的中心及半径, 但梯度下降法在极值点附近学习效果不佳。式(6.52)给出的近似牛顿法可调整连接权值 w_i^e , 也即可调整模糊控制表。近似牛顿法属于二阶学习控制算法, 因而在极值点附近收敛比较快, 而且可避免计算高维 Hesse 矩阵, 所以近似牛顿法特别适用于极值点附近处的优化搜索。

受上述分析结果的启发, 此处综合梯度下降法与近似牛顿法, 提出了一种新型的自适应学习控制算法, 其主要思想是: 在远离极值点时, 应用数据样本逐个处理的梯度下降法, 而在极值点附近时应用数据样本成批处理的近似牛顿法。各主要步骤如下:

步骤 1 确定两种学习控制算法切换的临界条件

$$J(k) \leq \varepsilon_{ebp} \dots\dots\dots (6.53)$$

式中, ε_{ebp} 代表梯度下降法的误差下限。

步骤 2 网络模型初始化

① 对具体建模对象建立模糊控制表, 并取模糊控制表的输出决策变量值赋值给 W^e ;

② 赋初值给变量: W^a , W^f , C_{ij} , σ_{ij} , η_c , η_o , η_a , η_f , η_e , ε , β ;

步骤 3 重复以下过程, $k=1,2,\dots,r$

- ① 前向计算自适应模糊神经网络各层的输出值;
- ② 反向计算自适应模糊神经网络各层的误差反传信号值;
- ③ 计算式(6.35)~(6.38), 对四个参变量进行一次调整;
- ④ 检查式(6.53)是否满足, 如果满足则跳至步骤 4, 否则重复步骤 3。

步骤 4 重复以下过程, $k=1,2,\dots,r$

- ① 计算 $e(k)$;
- ② 计算向量 $P(k)$;
- ③ 计算向量 $Q(k)$;
- ④ 把 $e(k)$ 、 $P(k)$ 、 $Q(k)$ 分别代入式(6.52), 对参变量 W^e 更新一次。

⑤ 检查 $E(k) \leq \varepsilon$ 是否满足, 如果满足停止学习, 否则重复步骤 4。

§ 6.5 稳定性分析

由前文的推理过程可知, 式 (6.52) 所示的近似牛顿法在极值点附近可保证二次收敛, 但由于自适应模糊神经网络的结构特殊性, 式 (6.35)~(6.38) 所示学习控制算法的稳定性判别条件却变得相当复杂。此处将撇开基于正定矩阵存在性判别的常规作法, 利用 Lyapunov 稳定性原理, 把学习控制算法的稳定性充分条件转化为对迭代算法中学习率的确定, 使给出的充分条件真正实用。

定理 给定一参数 η 表示任意权值 w 的学习率, 则式 (6.35)~(6.38) 所示学习控制算法稳定的充分条件为:

$$0 < \eta < \frac{2}{[\partial E(k)/\partial w]^2} \dots\dots\dots (6.54)$$

证明 首先定义一离散型 Lyapunov 能量函数, 并使之与式 (6.24) 所给出的目标函数相等, 即:

$$V(k) = J(k) = \frac{1}{2} E^2(k) \dots\dots\dots (6.55)$$

由上式可得 Lyapunov 能量函数的增量形式

$$\Delta V = V(k+1) - V(k) = \frac{1}{2} [E^2(k+1) - E^2(k)] \dots\dots\dots (6.56)$$

改写式 (6.35) 为通用的权值调整形式, 并把式 (6.55) 代入, 有:

$$\Delta w = w(k+1) - w(k) = -\eta \frac{\partial J(k)}{\partial w} = -\eta E(k) \frac{\partial E(k)}{\partial w} \dots\dots\dots (6.57)$$

式中, w 表示任一权值, η 为该权值调整的学习率。记

$$\Delta E = E(k+1) - E(k) = \frac{\partial E(k)}{\partial w} \Delta w \dots\dots\dots (6.58)$$

由式 (6.56), 有:

$$\Delta V = \frac{1}{2} [E(k+1) - E(k)] \cdot [E(k+1) + E(k)] = \frac{1}{2} \Delta E [2E(k) + \Delta E] \dots\dots\dots (6.59)$$

把式 (6.57)、式 (6.58) 代入上式, 则

$$\Delta V = \frac{1}{2} \frac{\partial E(k)}{\partial w} \eta E(k) \frac{\partial E(k)}{\partial w} \left[-2E(k) + \frac{\partial E(k)}{\partial w} \eta E(k) \frac{\partial E(k)}{\partial w} \right]$$

$$= \frac{1}{2} \left[E(k) \frac{\partial E(k)}{\partial w} \right]^2 \left[\left(\frac{\partial E(k)}{\partial w} \right)^2 \eta^2 - 2\eta \right] \dots\dots\dots (6.60)$$

由 Lyapunov 稳定性定理可知：若 $\Delta V < 0$ ，则式(6.57)或式(6.35)~(6.38)给出的学习调整公式是稳定的。因此，若令上式小于零，有

$$\left[\frac{\partial E(k)}{\partial w} \right]^2 \eta^2 - 2\eta < 0 \dots\dots\dots (6.61)$$

求解上式，可得：

$$0 < \eta < \frac{2}{\left[\partial E(k) / \partial w \right]^2} \dots\dots\dots (6.62)$$

因此，原定理得证。

推论 式(6.35)~(6.38)所示学习控制算法的收敛速度最快，当且仅当学习率为最优学习率 η^* ，并等于以下各式

$$\eta_{ai}^* = \left[\frac{E(k)}{\delta_i^b(k) x_{ik}} \right]^2, \quad i=1,2 \dots\dots\dots (6.63)$$

$$\eta_{\beta}^* = \left[\frac{E(k)}{\delta^g(k) O^f(k)} \right]^2 \dots\dots\dots (6.64)$$

$$\eta_{cij}^* = \frac{1}{4} \frac{E^2(k) \sigma_{ij}^4(k)}{\left[\delta_{ij}^c(k) \right]^2 \left[O_i^b(k) - C_{ij}(k) \right]^2}, \quad i=1,2, \quad j=1,2,\dots,7 \dots\dots\dots (6.65)$$

$$\eta_{\sigma_{ij}}^* = \frac{1}{4} \frac{E^2(k) \sigma_{ij}^6(k)}{\left[\delta_{ij}^c(k) \right]^2 \left[O_i^b(k) - C_{ij}(k) \right]^4}, \quad i=1,2, \quad j=1,2,\dots,7 \dots\dots\dots (6.66)$$

证明 首先，记

$$f(\eta) = \left[\frac{\partial E(k)}{\partial w} \right]^2 \eta^2 - 2\eta \dots\dots\dots (6.67)$$

对上式分别求一阶、二阶导数，有

$$f'(\eta) = 2 \left[\frac{\partial E(k)}{\partial w} \right]^2 \eta - 2, \quad f''(\eta) = 2 \left[\frac{\partial E(k)}{\partial w} \right]^2 > 0 \dots\dots\dots (6.68)$$

令 $f'(\eta^*)=0$ ，并代入上式的第 1 式，可得

$$\eta^* = 1 / \left[\frac{\partial E(k)}{\partial w} \right]^2 = [E(k)]^2 / \left[\frac{\partial J(k)}{\partial w} \right]^2 \quad \dots\dots\dots (6.69)$$

由于 $f'(\eta^*)=0$ ， $f''(\eta^*)>0$ ，因此 $f(\eta)$ 在 η^* 处取极小值。令式 (6.60) 在 η^* 取值，则有

$$\min \Delta V = \Delta V|_{\eta=\eta^*} \quad \dots\dots\dots (6.70)$$

上式的成立使得当 $\eta = \eta^*$ 时，式 (6.57) 或式 (6.35)~(6.38) 所示学习调整公式的收敛速度最快，也即 η^* 为最优学习率。

遍取 $i=1,2$ ，并把式 (6.31)、式 (6.32) 分别代入式 (6.69)，可得

$$\eta_{ai}^* = \frac{E^2(k)}{[\partial J(k)/\partial w]^2} = \left[\frac{E(k)}{\delta_i^b(k)x_{ik}} \right]^2 \quad \dots\dots\dots (6.71)$$

$$\eta_{fj}^* = \frac{E^2(k)}{[\partial J(k)/\partial w]^2} = \left[\frac{E(k)}{\delta_j^s(k)O^f(k)} \right]^2 \quad \dots\dots\dots (6.72)$$

遍取 $i=1,2$ ， $j=1,2,\dots,7$ ，并把式 (6.33)、式 (6.34) 分别代入式 (6.69)，有

$$\eta_{cij}^* = \frac{E^2(k)}{[\partial J(k)/\partial w]^2} = \frac{1}{4} \frac{E^2(k)\sigma_y^4(k)}{[\delta_y^c(k)]^2 [O_i^b(k) - C_y(k)]^2} \quad \dots\dots\dots (6.73)$$

$$\eta_{oj}^* = \frac{E^2(k)}{[\partial J(k)/\partial w]^2} = \frac{1}{4} \frac{E^2(k)\sigma_y^6(k)}{[\delta_y^c(k)]^2 [O_i^b(k) - C_y(k)]^4} \quad \dots\dots\dots (6.74)$$

因此，原推论得证。

§ 6.6 本章小结

本章基于神经网络与模糊控制理论，对恒铄削力的自适应控制问题进行了深入地研究，研究内容及成果如下：

(1) 基于神经网络与模糊控制理论，提出了一种新型的自适应模糊神经网络，并就其非线性逼近特性、模糊规则库的“镶嵌”特性等进行了论证，论证结果表明：该网络模型满足恒铄削力自适应控制中的非线性逼近和自适应学习要求。

(2) 基于自适应模糊神经网络, 设计了一种面向铣削加工过程的恒铣削力自适应控制系统, 给出了该控制系统的控制流程。

(3) 为了克服直接牛顿法必须计算高维 Hesse 矩阵的缺陷, 推导出一种计算简单的近似牛顿法, 并与梯度下降法相结合, 提出了一类相互协调的自适应学习控制算法。该算法在远离极值点时应用梯度下降法 (远离极值点时的学习速度快), 在极值点附近时使用近似牛顿法, 因而可以满足恒铣削力自适应控制的实时性要求。

(4) 基于 Lyapunov 稳定性原理, 提出了一种简便实用的稳定性判别定理, 并进行了严格的数学论证, 为保证自适应学习控制算法的实时性、稳定性提供了判据。有关自适应学习控制算法及其稳定性判别定理的数字仿真结果, 将在下一章作详细地论述。

第七章 恒铣削力自适应控制系统的 数字仿真研究

摘要: 以两类典型的非线性系统为例, 验证了自适应学习控制算法的非线性逼近能力、自学习能力、实时性和稳定性; 以台阶加工、凹曲面加工、凸曲面加工这三类典型的铣削加工为例, 对恒铣削力自适应控制系统进行了数字仿真研究, 给出了仿真结果; 基于华中 I 型数控系统, 提出了恒铣削力自适应控制系统的总体实施方案及软硬件体系结构。

§ 7.1 非线性系统的数字仿真研究

本小节将以 SISO、MISO 这两类典型的非线性系统为例进行仿真研究, 以验证前述自适应控制系统的非线性逼近特性、自学习特性、实时性和稳定性。

7.1.1 SISO 非线性系统

公式 (7.1) 给出的是一典型的 SISO 非线性系统。利用本文第六章的自适应控制系统及其学习控制算法, 可对该非线性系统作精确地系统辨识。

$$y = \frac{\sin(2.5x)}{\exp(x/5)} + 0.4x \quad x \in [0,10] \dots\dots\dots (7.1)$$

系统辨识过程为: 一、在区间 $[0,10]$ 内, 对输入变量 x 做 100 份离散等分, 并利用上式计算出各对应的系统输出值 y ; 二、以此 100 对输入输出数据作为学习样本, 利用自适应学习控制算法对模糊神经网络进行学习; 三、当学习稳定后, 利用检验数据对稳定后的网络模型进行校验。

图 7.1 (a) 给出了自适应学习控制算法在迭代过程中的误差变化情况, 由该图可以看出: 一、学习算法的启动误差比较低: $E = 0.01$, 这主要是由于学习算法是在模糊规则的基础上启动地 (模糊规则的“镶嵌”特性), 而非盲目随机地启动; 二、梯度下降法在学习迭代的初期, 其学习速度比较快, 但当学习次数趋近 $n = 30$ 时, 误差曲线在 $E = 0.0017$ 附近振荡, 此时, 切换到近似牛顿法, 学习速度开始加快, 并最终达到设定的 $E = 0.0015$ 。因此, 验证了自适应学习控制算

第七章 恒铣削力自适应控制系统的 数字仿真研究

摘要：以两类典型的非线性系统为例，验证了自适应学习控制算法的非线性逼近能力、自学习能力、实时性和稳定性；以台阶加工、凹曲面加工、凸曲面加工这三类典型的铣削加工为例，对恒铣削力自适应控制系统进行了数字仿真研究，给出了仿真结果；基于华中 I 型数控系统，提出了恒铣削力自适应控制系统的总体实施方案及软硬件体系结构。

§ 7.1 非线性系统的数字仿真研究

本小节将以 SISO、MISO 这两类典型的非线性系统为例进行仿真研究，以验证前述自适应控制系统的非线性逼近特性、自学习特性、实时性和稳定性。

7.1.1 SISO 非线性系统

公式 (7.1) 给出的是一典型的 SISO 非线性系统。利用本文第六章的自适应控制系统及其学习控制算法，可对该非线性系统作精确地系统辨识。

$$y = \frac{\sin(2.5x)}{\exp(x/5)} + 0.4x \quad x \in [0,10] \dots\dots\dots (7.1)$$

系统辨识过程为：一、在区间 $[0,10]$ 内，对输入变量 x 做 100 份离散等分，并利用上式计算出各对应的系统输出值 y ；二、以此 100 对输入输出数据作为学习样本，利用自适应学习控制算法对模糊神经网络进行学习；三、当学习稳定后，利用检验数据对稳定后的网络模型进行校验。

图 7.1 (a) 给出了自适应学习控制算法在迭代过程中的误差变化情况，由该图可以看出：一、学习算法的启动误差比较低： $E = 0.01$ ，这主要是由于学习算法是在模糊规则的基础上启动地（模糊规则的“镶嵌”特性），而非盲目随机地启动；二、梯度下降法在学习迭代的初期，其学习速度比较快，但当学习次数趋近 $n = 30$ 时，误差曲线在 $E = 0.0017$ 附近振荡，此时，切换到近似牛顿法，学习速度开始加快，并最终达到设定的 $E = 0.0015$ 。因此，验证了自适应学习控制算

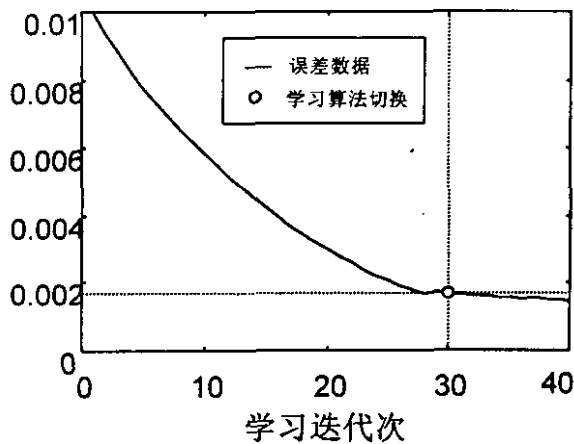


图 7.1(a) 学习迭代过程中的误差曲线

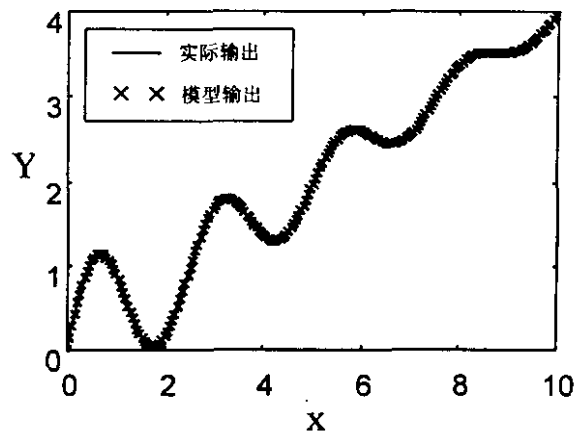


图 7.1(b) 网络模型的逼近效果

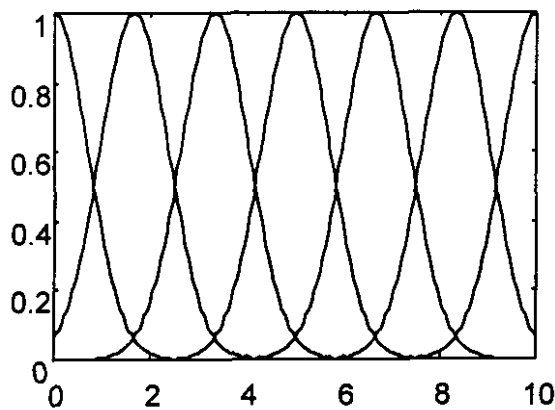


图 7.1(c) 初始隶属度函数

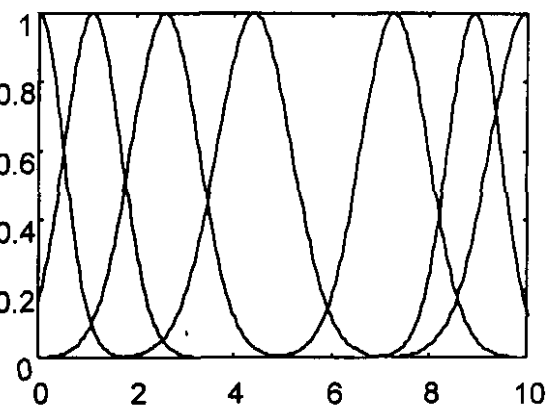


图 7.1(d) 学习结束后的隶属度函数

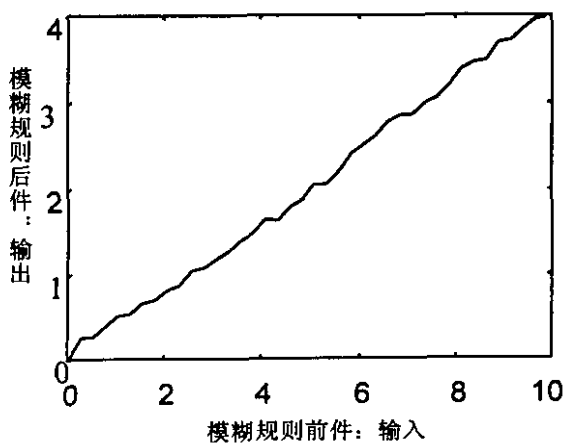


图 7.1(e) 初始模糊规则

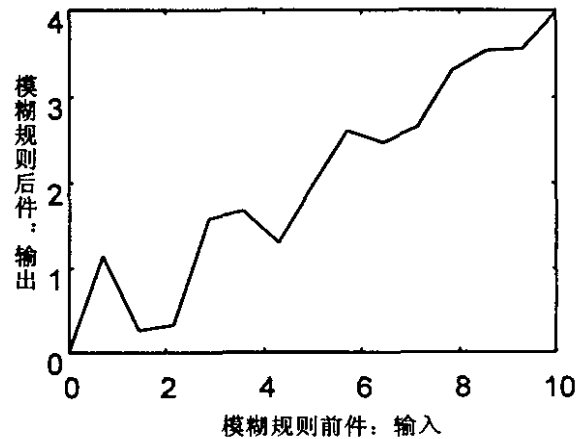


图 7.1(f) 学习结束后的模糊规则

法的实时性和稳定性。

图 7.1 (b) 给出了利用自适应模糊神经网络对式 (7.1) 进行系统辨识的结果, 由图 7.1 (a~b) 可以看出, 网络模型的逼近效果比较理想 ($E = 0.0015$)。

图 7.1 (c~d) 分别给出了输入变量 x 的隶属度函数在学习开始和学习结束时刻的变化情况。由该两图可以看出, 隶属度函数曲线的形状在学习前后发生了变化, 隶属度函数曲线的这种变化, 是由于公式 (6.37 ~ 6.38) 在学习迭代过程中自适应调整隶属度函数层 (图 6.1) 各参数而产生的。

图 7.1 (e~f) 分别给出了模糊规则在学习开始与学习结束时刻的变化情况, 由该两图可以看出: 在学习开始时, 模糊规则不能完全满足式 (7.1) 所示非线性系统的辨识要求; 在学习结束时, 模糊规则发生了变化, 而且基本反映了式 (7.1) 的大致发展趋势。模糊规则的这种变化, 是由于公式 (6.52) 在学习迭代过程中自适应调整规则匹配层 (图 6.1) 而产生各参数的。

7.1.2 MISO 非线性系统

公式 (7.2) 给出的是一典型的 MISO 非线性系统, 其输入输出变量数目 (2 输入 1 输出) 等同于图 6.1 所示的自适应模糊神经网络, 图 7.2 给出了该非线性系统的三维图形表达效果。

$$y = -10e^{-x_1^2 - x_2^2} \left(\frac{x_1}{5} - x_1^3 - x_2^5 \right) \quad x_1, x_2 \in [-6, 6] \dots\dots\dots (7.2)$$

仿真的主要思路是: 一、分别对 x_1, x_2, y 的基本论域进行划分, 并转化成模糊论域; 二、直接利用公式 (7.2) 给出模糊控制表; 三、任取样本 (x_1, x_2) , 利用自适应学习算法进行学习。

图 7.2 给出了式 (7.2) 所示 MISO 非线性系统的三维表达效果。由该图可以看出, 公式 (7.2) 包含有诸多非线性因素, 因而比 ISIO 非线性系统更能反映自适应控制系统的非线性逼近能力。

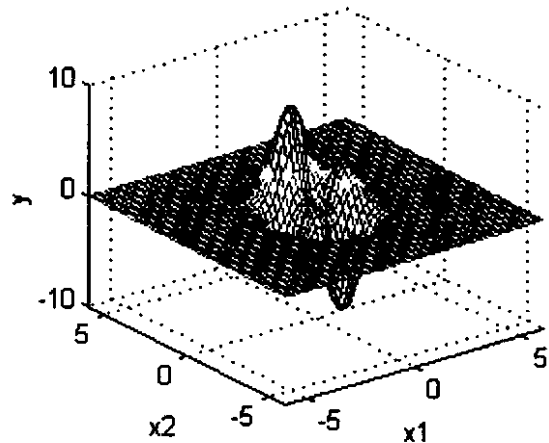


图 7.2 MISO 非线性系统的三维效果图

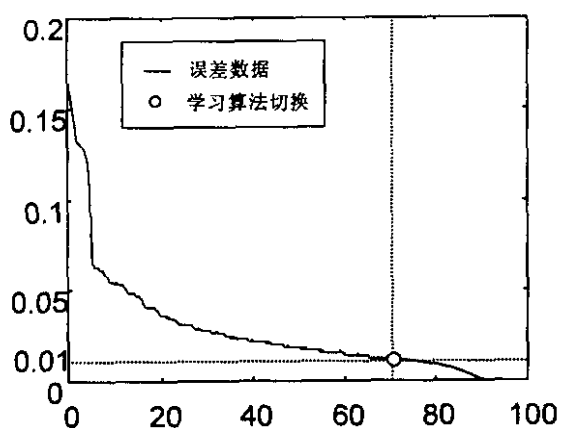


图 7.3(a) 学习迭代过程中的误差曲线

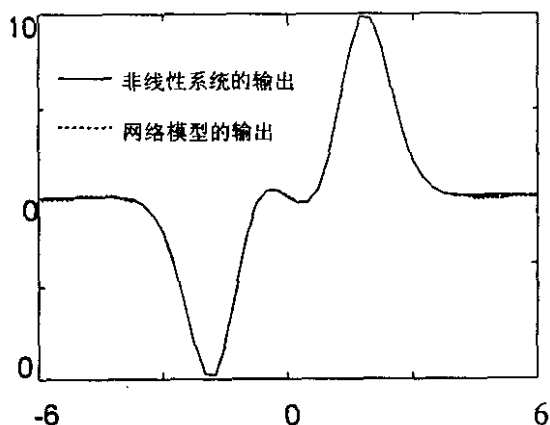


图 7.3(b) 网络模型的逼近效果

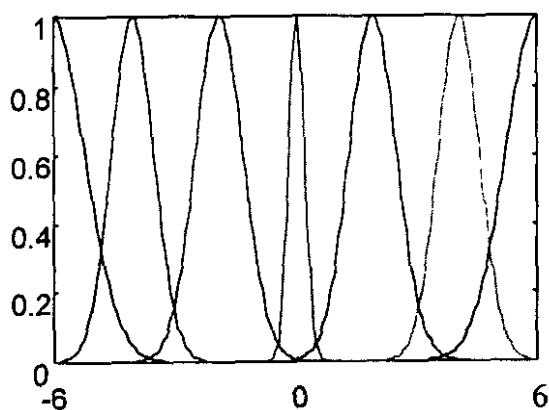


图 7.3(c)

学习结束后的隶属度函数曲线: x_1

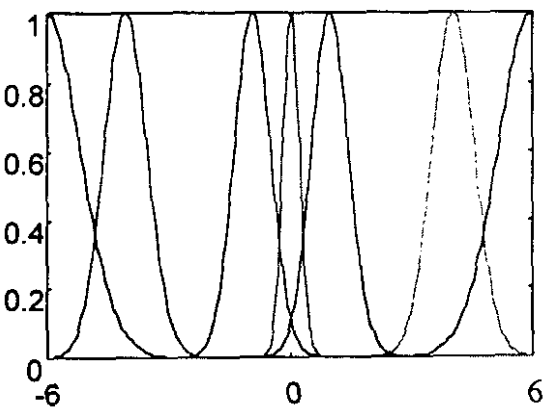


图 7.3(d)

学习结束后的隶属度函数曲线: x_2

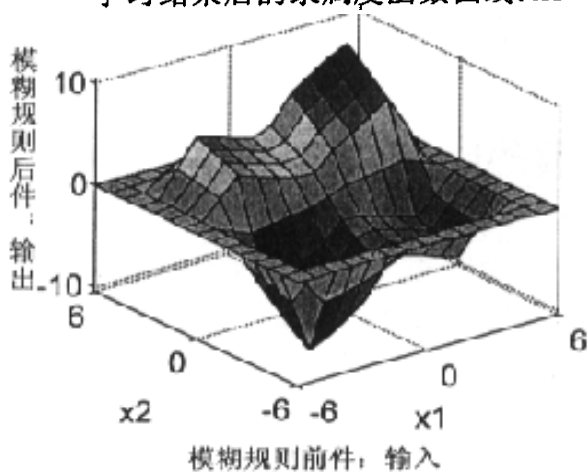


图 7.3(e) 学习前的模糊规则

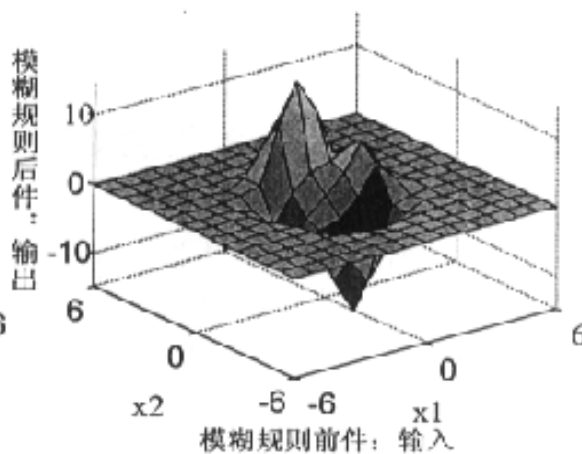


图 7.3(f) 学习后的模糊规则

图 7.3 (a~b) 分别给出了学习迭代过程中的误差曲线、网络模型的最终逼近效果。由图 7.3 (a) 可以看出：一、学习算法的启动误差为 $E = 0.18$ ，明显高于 ISIO 非线性系统的启动误差 ($E = 0.01$)，这一现象的解释为：启动误差大小与初始模糊控制表的精细程度直接相关，由于 MISO 非线性系统引入了 2 维输入，使得在等分样本空间的相同条件下，MISO 的初始模糊控制表比 ISIO 的初始模糊控制表粗糙，因而会直接导致 MISO 的启动误差偏高。二、与 ISIO 相同，梯度下降法在学习迭代的初期，其学习速度比较快，但当学习次数趋近 $n = 70$ 时，误差曲线在 $E = 0.01$ 附近振荡，此时，切换到近似牛顿法，学习速度开始加快，并最终达到设定的 $E = 0.0001$ 。因此，也同样验证了自适应学习控制算法的实时性和稳定性。

图 7.3 (b) 给出了利用自适应模糊神经网络对式 (7.2) 进行系统辨识的结果，由于三维空间的逼近效果显示并不直观，因此，图 7.3 (b) 有代表性地给出了图 7.2 的某一截面逼近效果 ($x_1 = 0$)。综合图 7.3 (a~b) 可以看出，网络模型的逼近效果比较理想 ($E = 0.0001$)。

图 7.3 (c~d) 分别给出了在学习迭代过程结束后，公式 (7.2) 中两个输入变量的隶属度函数变化曲线，由此两图可以看出：由于自适应学习的调整，隶属度函数曲线与样本数据相对应，都发生了较大地调整。

图 7.3 (e~f) 分别给出了在自适应学习前后模糊规则的变化情况。由图 7.3 (e) 可以看出：MISO 系统的初始模糊规则远比图 7.1 (e) 所示 ISIO 系统的初始模糊规则复杂，这一点也正好证明了图 7.3 (a) 中启动误差偏高的事实。

比较图 7.3 (e~f) 可以看出：学习前的模糊规则比较粗糙，而学习结束后的模糊规则发生了较大的变化，显得比较精细，并与原始样本数据的图形特征趋近一致。因此，再次验证了算法的自学习能力。

§ 7.2 铣削加工过程的数字仿真研究

在铣削加工过程中，当机床和刀具类型确定以后，加工效率的提高主要依赖铣削参数的优化选择（如：刀具的进给速度 V_f 处处最优）。为此，本文第六章给出了铣削加工过程中 V_f 的自适应控制策略，此处将以三类典型的铣削加工过程为例进行仿真研究，以验证该自适应控制策略的正确性，为高效率数控加工的实现提供精确稳定的自适应控制器。仿真过程中的切削条件如表 7.1 所示。

表 7.1 切削实验条件

数控铣床	NHK (华中 I 型)	刀具刃数	2 刃,
伺服电机	PWM	刀具半径	$\phi 10mm$
工件材料	铸铁 HHS	主轴转速	600rpm
润滑方式	干切	设定进给速度	100mm/min
刀具类型	球头铣刀	切削力期望值	750N
铣削方式: ①台阶加工 (图 7.4); ②凹面加工 (图 7.6); ③凸面加工 (图 7.8)			

一、台阶面加工

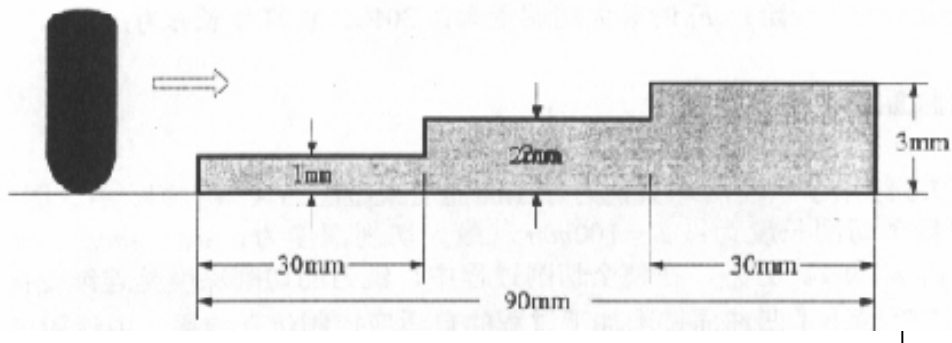


图 7.4 球头铣刀加工台阶面

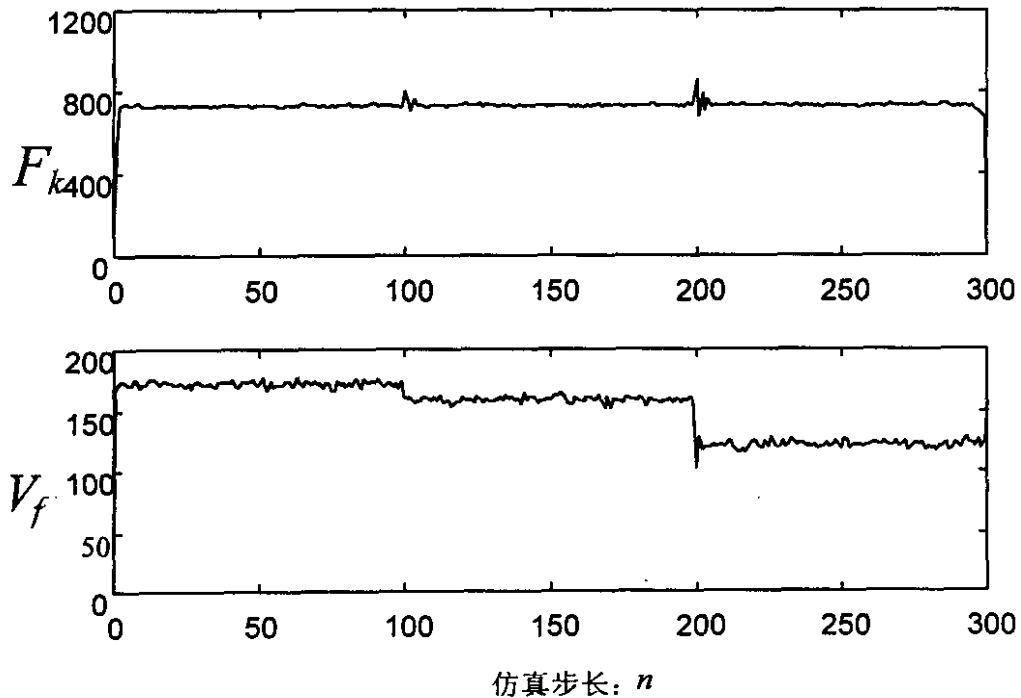


图 7.5 台阶面铣削加工过程的自适应控制仿真

图 7.4 给出了加工工件的几何尺寸。由该图可以看出，加工工件共有三个台阶平面，各台阶平面的高度和宽度相等： $h = 1mm$ ， $L = 30mm$ 。球头铣刀在整个切削过程中，切削深度将出现三次变化： $a_{h1} = 1mm$ ， $a_{h2} = 2mm$ ， $a_{h3} = 3mm$ 。

图 7.5 给出了台阶面铣削加工过程的自适应控制仿真结果。由该图可以看出，随着切削深度的增大，进给速度逐渐减少，而刀具的铣削受力 F_k 在期望值 $F_d = 750N$ 附近调整。系统的控制指标如下：

加工第一个台阶： F_k 的最大超调量为：6%，仿真步长 n 为：100；

加工第二个台阶： F_k 的最大超调量为：21%，仿真步长 n 为：100；

加工第三个台阶： F_k 的最大超调量为：30%，仿真步长 n 为：100。

二、凹曲面加工

图 7.6 给出了一利用球头铣刀加工凹曲面或型腔的典型实例。由该图可以看出，铣刀的整个切削长度为： $L = 100mm$ ，最大切削深度为： $a_h = 4mm$ ，最小切削深度为： $a_h = 1mm$ 。另外，在整个切削过程中，铣刀的切削深度是连续变化的。

图 7.7 给出了凹曲面铣削加工过程的自适应控制仿真结果。由该图可以看出，

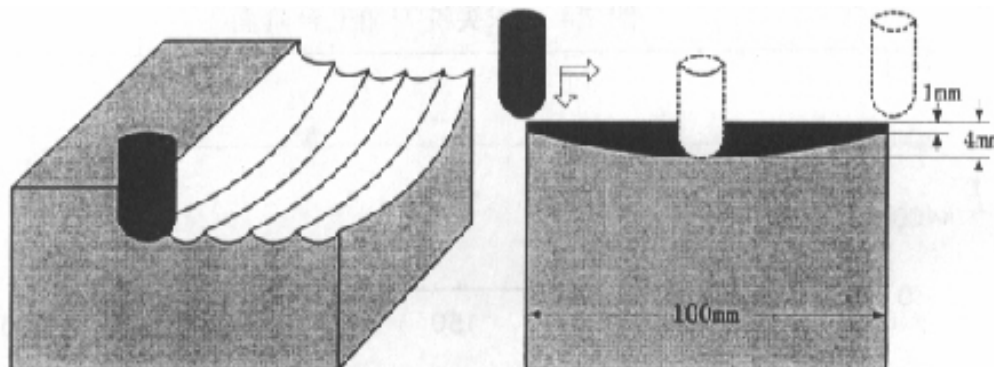
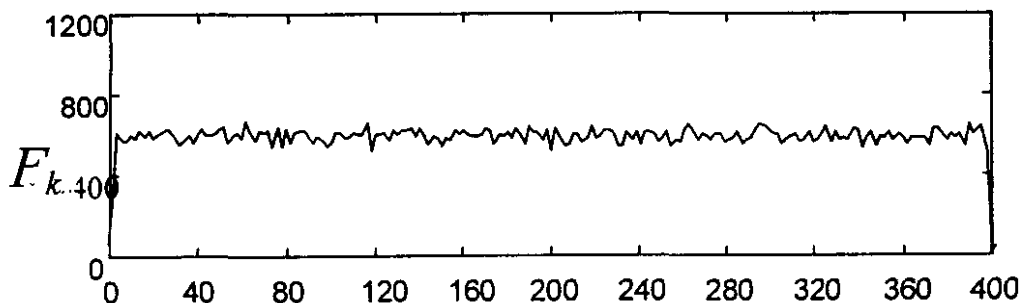


图 7.6 球头铣刀加工凹曲面



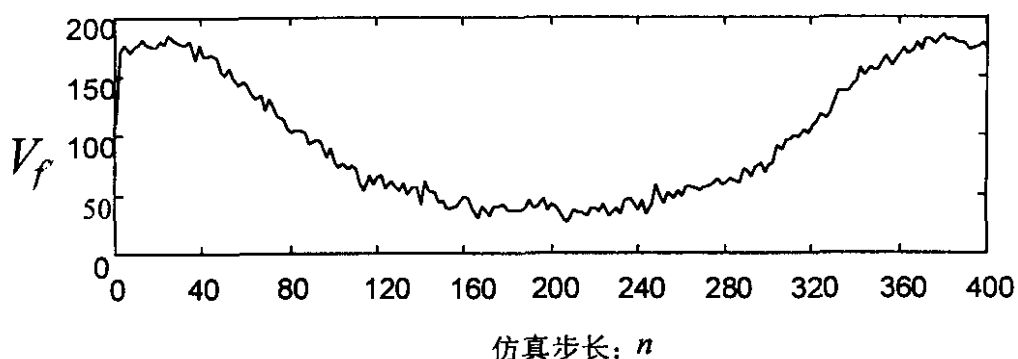


图 7.7 凹曲面铣削加工过程的自适应控制仿真

在仿真步长 $n=200$ 之前，进给速度随切削深度的增大而逐渐减少；在仿真步长 $n=200$ 之后，进给速度随切削深度的减少而逐渐增大；在整个切削过程中，铣削力 F_k 在期望值 $F_d = 750N$ 附近调整。系统的控制指标为： F_k 的最大超调量 = 36%，仿真步长 $n=400$ 。

三、凸曲面加工

图 7.8 给出了一利用球头铣刀加工凸曲面的典型实例。与图 7.6 相比，图 7.8 的最大区别在于：加工曲面的形状不一样，使得在整个切削过程中，切削深度的变化趋势正好相反。

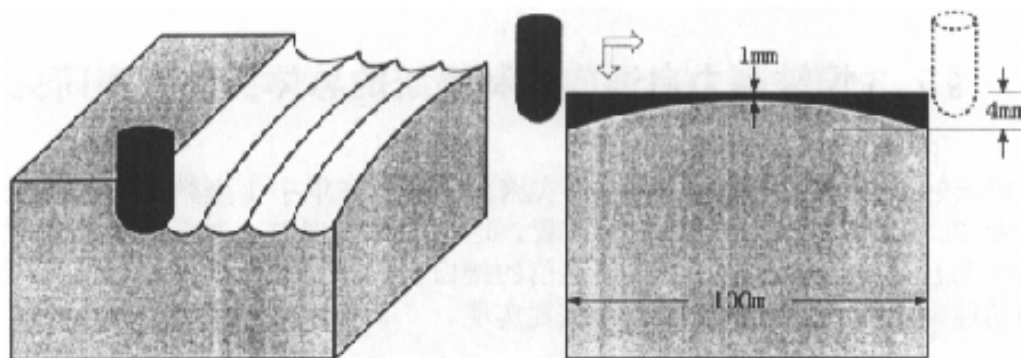


图 7.8 球头铣刀加工凸曲面

图 7.9 给出了凸曲面铣削加工过程的自适应控制仿真结果。与图 7.7 相比，图 7.9 中进给速度的变化曲线明显不同，不同之处在于：在仿真步长 $n=200$ 之前，进

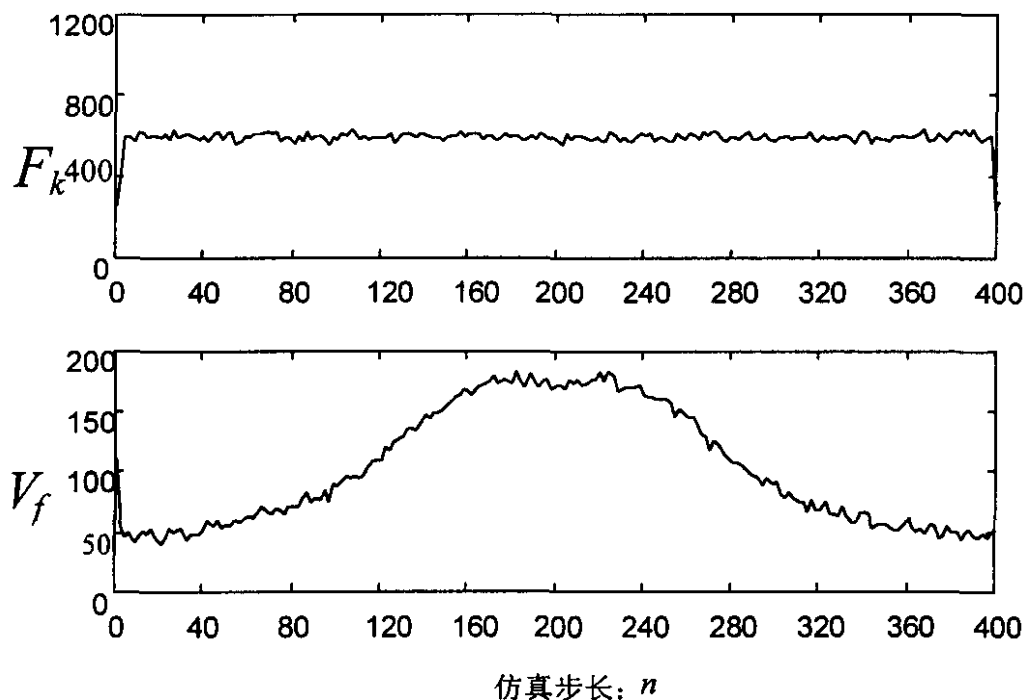


图 7.9 凸曲面铣削加工过程的自适应控制仿真

给速度随切削深度的减少而逐渐增大；在仿真步长 $n = 200$ 之后，进给速度随切削深度的增大而逐渐减少。在整个切削过程中，铣削力 F_k 也在期望值 $F_d = 750N$ 附近调整。系统的控制指标为： F_k 的最大超调量 = 32%，仿真步长 $n = 400$ 。

§ 7.3 恒铣削力自适应控制系统的总体实施方案研究

恒铣削力自适应控制系统的总体实施方案是：在华中 I 型数控系统基础上，通过工业 PC 机外挂一套自适应控制装置，这样只要在华中 I 型数控系统中增加一种能与外部自适应控制装置进行数据通信的接口机制即可，而铣削加工过程的自适应控制功能则主要由外部自适应控制装置实现。

7.3.1 硬件体系结构

图 7.10 给出了自适应控制系统的硬件体系结构，由该图可以看出，整个硬件体系结构包含两个部分：华中 I 型数控单元和自适应控制单元。

一、华中 I 型数控单元

华中 I 型数控单元主要由 MOXA C104 四串口板、HC4304 多功能板、X, Y, Z, 主轴和 A 轴（图 7.10 中 A 轴已略）的伺服驱动单元及交流伺服电机等组成。

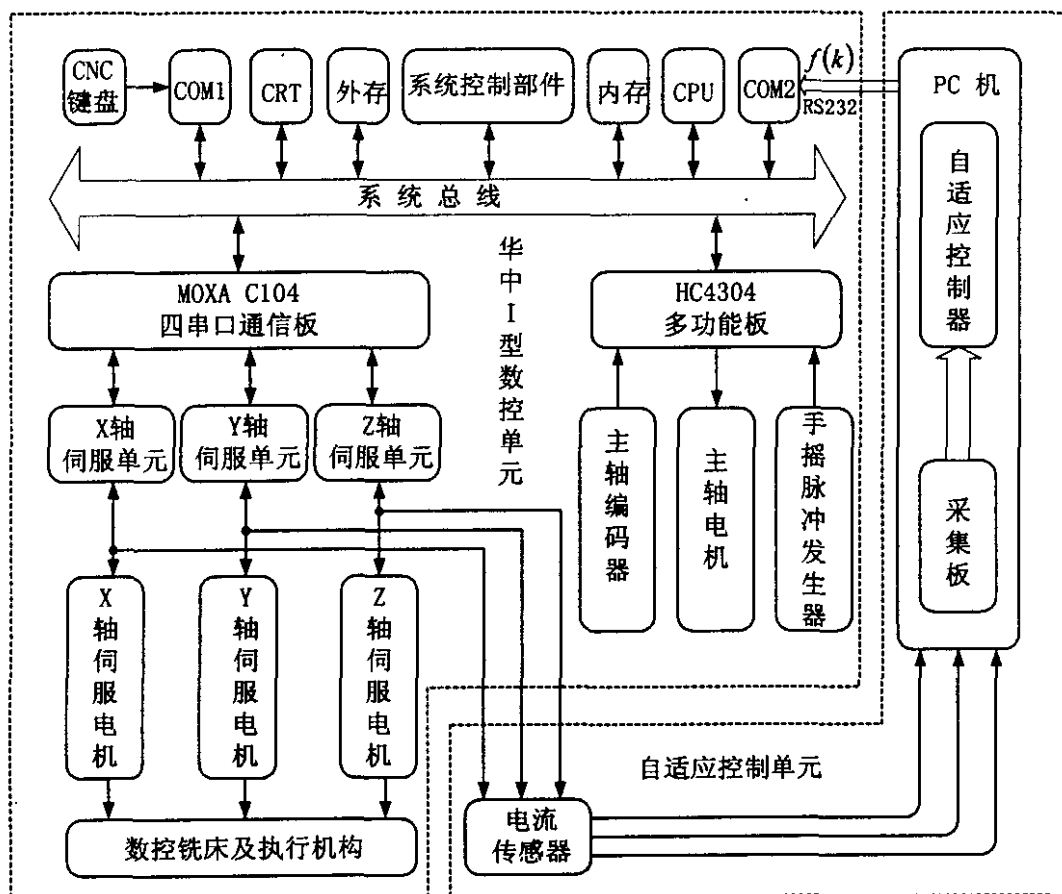


图 7.10 恒铣削力自适应控制系统的硬件体系结构

MOXA C104 四串口板分别与系统总线、伺服驱动单元相连，并采用异步通讯方式驱动伺服系统。交流伺服驱动单元内部含有位置环和速度环，CPU 计算出的每个采样周期的移动量，只需通过 MOXA C104 串口板送到相应的伺服驱动单元即可完成位置控制和速度控制^[182]。交流伺服电机作为数控单元的执行机构，实现旋转角度的精确输出和机电转换。

HC4304 多功能板上有各种接口，如 PLC I/O 卡的接口、主轴速度给定接口（模

拟或数字)、手摇脉冲发生器接口和主轴编码盘接口。主轴码盘及手摇脉冲发生器的脉冲信号经光电隔离和整形后,送给主控系统,主控系统可随时读取到计数值,以确定主轴的运动情况或手摇脉冲发生器的脉冲数;另外,主控系统也可将与主轴速度指令对应的数字量发给 D/A 转换成电压信号,以控制主轴的运动^[3,182]。

二、自适应控制单元

自适应控制单元由霍尔元件(电流传感器)、安插在 PC 机扩展槽中的高速采集板、自适应控制器和通讯程序等组成。自适应控制单元的工作流程如下:

(1) 霍尔元件通过电磁感应检测出进给伺服驱动单元的各单向电流信号,并送入 PCL818HG 高速采集板;

(2) 4405 型板卡采集编码盘的编码信号,并与进给伺服驱动单元的各单向电流信号一起,通过公式(3.37)计算出进给伺服驱动单元的矢量合成电流信号。

(3) 把矢量合成电流信号送入自适应控制器。自适应控制器将根据矢量合成电流信号所反映出的加工状态,计算出进给速度的修调率 $f(k)$ 。进给速度的修调率与操作面板上的修调率相对应,也分为 16 档:10%~160%。

(4) 自适应控制器输出的进给速度修调率 $f(k)$,将通过 RS232 通讯协议,实现从外置 PC 机内存到 CNC 主机内存的直接传送。CNC 系统将在每一个采样周期内读取一次该内存区中的进给速度修调率,并通过与设定进给速度的乘运算,可及时把运算结果送给 MOXA C104 四串口板。

7.3.2 软件体系结构

铣削加工过程自适应控制的软件系统主要包括:铣削力间接测量模块、自适应控制模块、外置 PC 机与 CNC 系统之间的实时通讯模块等。其中,铣削力间接测量模块已在本文第五章给出,此处将重点分析后两个软件模块。

一、自适应控制软件模块

如图 7.11 给出了自适应控制模块的软件流程。由该图可以看出,自适应控制模块完成如下功能:

(1) 在每个采样周期内,根据铣削力的期望值和进给伺服电流信号值,计算出进给速度的修调率;

(2) 实现进给伺服电流信号和进给速度修调率的在线存储;

(3) 实现进给伺服电流信号和进给速度修调率的在线显示。

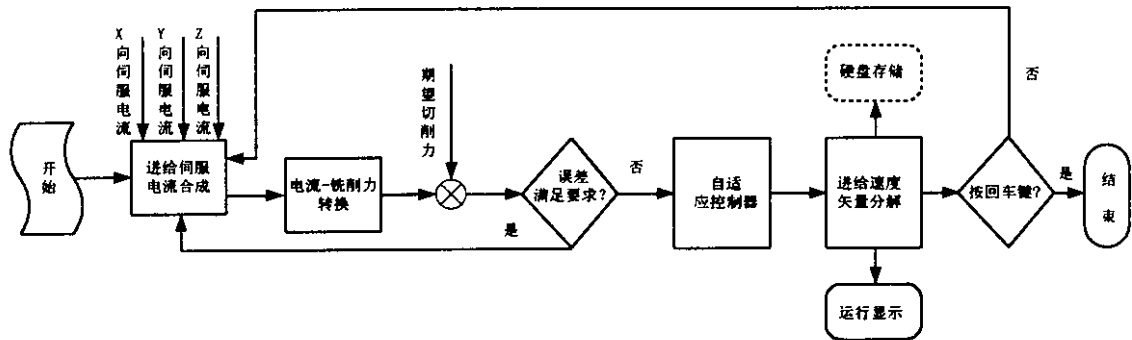


图 7.11 自适应控制模块软件流程图

二、实时通讯软件模块

CNC系统通过RS-232C与外置PC机进行异步通信，并由16ms定时中断控制，在线读取自适应控制器输出的进给速度修调率，然后与加工G代码程序段中所设定

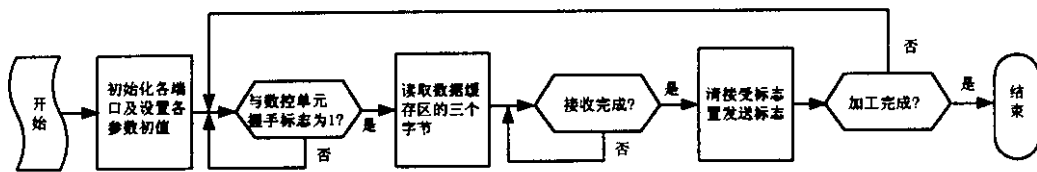


图 7.12 实时通讯模块的软件流程图

的进给速度指令值相乘，得到下一周期进给速度指令，从而可根据不同的加工状况来调整切削参数，保证在铣削过程中的铣削力保持为恒值^[3,182]。实时通信模块的软件流程如图7.12。

§ 7.4 本章小结

本章在前一章的基础上，对恒铣削力自适应控制系统的数字仿真和总体方案进行了深入地研究，研究内容及成果如下：

(1) 以 ISIO、MISO 这两类典型的非线性系统为例，对自适应学习控制算进行了仿真研究，研究结果表明：该控制算法可满足恒铣削力自适应控制所要求的自学习能力、非线性逼近能力、实时性、稳定性等要求。

(2) 受现场加工设备及时间的限制,本章以台阶加工、凹曲面加工、凸曲面加工这三类典型的铣削加工为例,对恒铣削力自适应控制进行了数字仿真研究,仿真结果表明:不管刀具加工余量怎样变化,进给速度都能作自适应调整,并使得铣削力在一定的误差范围内保持不变。

(3) 在华中 I 型数控系统的基础上,提出了恒铣削力自适应控制系统总体实施方案及软硬件体系结构,给出了各硬件的功能特性和各软件模块的实现流程,为自适应数控铣削加工技术的最终实现,提供了系统实施方案。

第八章 结论与展望

§ 8.1 全文总结

对数控加工过程进行合理的自适应控制，既可保证规定的刀具几何运动轨迹，又可保证根据变化的加工条件不断修正切削用量参数，并达到最高生产率要求所决定的最佳技术—经济指标。因此，自适应数控加工是提高机械加工效率的一个重要途径。然而，切削力信号获取方法的经济实用化至今仍制约着自适应数控加工技术的发展，目前，通过三维测力仪直接测量作用在旋转铣刀上的铣削力，还处于实验阶段，尚不具备工程实用价值。为此，本文对基于进给伺服电流的铣削力间接测量及其相关技术进行了系统而深入的研究，取得了如下成果：

(1) 对测力仪直接测量铣削力所存在的问题进行了研究，并在此基础上，提出了“基于进给伺服电流的铣削力间接测量”这一新的测量方法，给出了铣削力间接测量的总体方案，为自适应数控加工技术中测量问题的解决，提供了一条崭新的技术路线。

(2) 对铣削加工中的铣削力形成、传递及机电转换这三个连续过程进行了研究。在此基础上，建立了铣削力—进给伺服电流关系模型，数字仿真和实验结果都揭示了所建关系模型的正确性。基于该关系模型，给出了铣削力与进给伺服电流之间的时频对应关系，为铣削力间接测量中的进给伺服电流信号处理，提供了依据和指导原则，其意义显得尤为重要。

(3) 针对进给伺服电流信号的非平稳时变特性，分别基于多分辨率分析、小波框架理论及模极大值，建立了进给伺服电流的快速分解算法、重构算法及奇异性检测算法，为铣削力的间接测量提供了一套完整的信号处理方法。该方法在铣削力间接测量实验中得到了验证。

(4) 以上述研究为基础，建立了两套实验系统：PMSM 电磁转矩—进给伺服电流实验系统、铣削力间接测量系统，开发了相应的铣削力间接测量软件系统（AMS1.0）。给出了大量的铣削力间接测量试验，试验结果表明：本文所提出的基于进给伺服电流的铣削力间接测量技术，可满足工程实用要求，基本解决了自适应数控铣削加工的瓶颈问题—铣削力测量方法的经济实用化。

(5) 针对铣削过程的高度非线性、大时变不确定等特点, 提出了一种新的自适应模糊神经网络。在此基础上, 设计了一种面向铣削加工过程的恒铣削力自适应控制系统及相应的学习控制算法、稳定性判别定理, 并进行了严格的数学论证。以典型铣削工况为例, 对恒铣削力自适应控制系统进行了数字仿真研究, 研究结果表明: 不管加工余量怎样变化, 进给速度都能作自适应调整, 并使得铣削力在一定的误差范围内保持不变。在华中 I 型数控系统基础上, 提出了恒铣削力自适应控制的软硬件体系结构, 给出了各硬件的功能特性和各软件模块的实现流程, 为自适应数控铣削加工技术的最终实现, 提供了系统实施方案。

§ 8.2 研究展望

本学位论文致力于解决自适应数控加工的瓶颈问题—铣削力测量方法的经济实用化, 以一种崭新的思路, 在铣削力间接测量及其相关技术的理论研究和应用研究这两方面, 取得了明显的进展。然而, 由于这一课题直接服务于机械加工现场, 具有很强的工业实用性, 因而在实际应用中, 有必要在以下几个方面作进一步研究:

(1) 丝杠螺母副的点接触摩擦、工作台与导轨之间的面接触摩擦都是比较复杂而又基础的问题。本文只初步考虑了第二类摩擦问题, 对于第一类摩擦则基于前人的经验, 通过传动效率这一参量, 从能量的角度来大致估算, 这显然有悖于实际工况, 且必将影响铣削力的间接测量精度。因而, 研究丝杠螺母副的点接触摩擦特性对进给伺服电流信号的影响是十分必要的。

(2) 温度变化所导致的导轨变形, 将使得三向铣削力在传递过程中出现耦合现象, 严重的耦合有可能导致进给伺服电流的大幅度误测。本文为了分析问题的简化起见, 人为地忽略了温度变化的影响。因此, 有必要研究温度变化下三向铣削力的耦合特性。

(3) 受现场加工设备及时间的限制, 本文只给出了常见铣削工况的自适应控制仿真结果。由于加工现场的随机干扰因素较多, 因此, 有必要在加工设备和时间允许的条件下, 进行加工现场的自适应控制试验。

(4) 在本文的研究中, 进给伺服电流信号是通过霍尔元件从伺服驱动单元中提取出来的, 并通过外置 PC 机实现恒铣削力自适应控制。为了进一步降低测试和控制成本, 下一步的研究工作将定位于: 直接从 CNC 系统内读取进给伺服电流值, 并在 CNC 系统中嵌入自适应控制程序, 使自适应数控加工技术真正走向实用。

致 谢

本学位论文是在导师周云飞教授、周济教授、副导师唐小琦副教授的悉心指导下完成的，论文的完成凝聚了导师们的辛勤汗水。导师们渊博的学识、敏锐的洞察力、严谨的治学态度以及诲人不倦的精神，无不鞭策着作者不断探索，奋发向上。值此论文即将脱稿之际，作者谨向三位导师致以深深的谢意！

- 感谢华中数控系统有限公司的陈吉红教授、林奕鸿教授、李斌教授、钱星女士、马莉敏女士、张世先师傅等；
- 感谢课题组的金仁成、李曦、王新杰、童强、贾瑜；
- 感谢机械学院 95 级硕士班、97 级博士班的全体同学；
- 感谢国家数控系统工程技术研究中心的王延忠、毛宽民、何耀雄、彭芳喻、李小力、詹泳、李左章、王沉培、向华、严思杰、李斌、李小清、李鸿、石阳春、田兴银、陈芳等；
- 感谢岳父岳母、辜国文、曾斌夫妇；
- 感谢妻子辜玲典女士；
- 感谢父母、兄妹。

作者：李水进

2001 年 5 月于华工园

作者在攻读博士学位期间发表的学术论文

国际论文

- [1] Shuijin Li, Yunfei Zhou, Rencheng Jin, Zhouji. Research on Dynamic Force Modeling for Ball-end Milling Cutter Based on Merchant Oblique Cutting Theory, International Journal of Advanced Manufacturing Technology, 2001, 17 (7): 477~483

国内论文

- [2] 李水进, 周云飞, 周济. 一种新的面向车间的计算机集成制造系统模式. 组合机床与自动化加工技术, 1998, 11: 25~28
- [3] 李水进, 周艳红, 周云飞. B样条曲线的局部自动光顺算法. 中国机械工程, 1998, 9(10): 44~45
- [4] 李水进, 周云飞, 周艳红, 周济. 车间作业计划的全局动态调度算法. 华中理工大学学报, 1998, 28(8): 20~22
- [5] 李水进, 周云飞, 周艳红, 周济. 多机制造系统 E/T 排序问题的新型求解算法. 高技术通讯, 1999, 9(2): 10~14
- [6] 李水进, 金仁成, 周云飞, 周济, 唐小琦, 贾瑜. 基于能量法的球头铣刀力学建模技术的研究. 应用科学学报, 2000, 18(3): 246~250
- [7] 李水进, 金仁成, 周云飞, 张伟. 球头铣刀动态力学建模技术的研究. 华中理工大学学报, 2000, 28(6): 99~100
- [8] 李水进, 周云飞, 唐小琦, 金仁成, 周济. 非线性系统的建模技术及其在智能化数控加工中的应用. 航空学报, 2000, 21(6): 520~523
- [9] 金仁成, 李水进, 周云飞, 赵继. 机器人超声振动弹性研磨加工的力学模型. 工具技术, 1999, 33(12): 3~5
- [10] 童强, 李水进, 金仁成, 周云飞. 基于模糊聚类的智能自适应数控加工间接建模的新方法. 信息与控制, 2000, 29(3): 205~210
- [11] 金仁成, 李水进, 唐小琦, 周云飞. 研磨机器人系统及其运动控制. 机械科学与技术, 2000, 19(4): 568~570
- [12] 赵乘麟, 赵尔墩, 李水进, 唐小琦, 周济. 最大概率匹配的矢量量化编码算法. 计算机工程与应用, 2000, 36(6): 73~74
- [13] 金仁成, 周云飞, 李水进, 赵继. 基于力反馈的机器人超声振动弹性研磨的研究. 中国机械工程, 2000, 11(11): 1277~1279
- [14] 金仁成, 周云飞, 唐小琦, 李水进. 一种抗偏电阻应变式力传感器的设计与研究. 华中理

华中科技大学博士学位论文

- 工大学学报, 2000, 28 (1): 4~6
- [15] 李 斌, 贾 瑜, 吴 波, 李水进. 伺服电流—铣削力关系间接建模的新方法, 华中理工大学学报, 2000, 28 (2): 51~53
- [16] 金仁成, 周云飞, 李作清, 李水进. 一种分离式自解耦型精密测力仪, 机械与电子, 1999, 6: 3~5
- [17] 金仁成, 赵 继, 詹建明, 李水进. 研磨压力采集系统的研制, 机械科学与技术, 2000, 19 (5): 773~774

参考文献

- [1] 李圣怡, 范大鹏. 智能制造技术基础—智能控制理论、方法及应用. 长沙: 国防科技大学出版社, 1995
- [2] 熊有伦, 罗欣, 何汉武等. 先进制造技术—制造业走向 21 世纪, 世界科技研究与发展, 1996, 18 (3): 31~40
- [3] 左力. 数控铣床加工过程中的铣削力智能控制研究: [博士学位论文]. 武汉: 华中理工大学机械科学与工程学院, 1998
- [4] 刘艳明. 高性能 32bitCNC 系统研究和开发: [博士学位论文]. 武汉: 华中理工大学, 1992
- [5] 诸同生, 史维祥. 铣削加工的最优自适应控制, 西安交通大学学报, 1990, 24 (1): 17~24
- [6] Ariel Nostat. 自适应控制器提高机床效率, 现代制造, 1997, 10: 26~27
- [7] 罗欣. 智能数控系统体系结构及其实现技术研究: [博士学位论文]. 武汉: 华中理工大学机械科学与工程学院, 1995
- [8] 冯勇. 现代计算机数控系统. 北京: 机械工业出版社, 1996
- [9] 李小隼. 先进制造中的智能监控技术. 北京: 科学出版社, 1999
- [10] 袁哲俊. 金属切削试验技术. 北京: 机械工业出版社, 1988
- [11] 李斌等. 伺服电流—铣削力关系间接建模的新方法, 华中理工大学学报, 2000, 28 (2): 51~53
- [12] 姚锡凡, 彭永红, 陈统坚等. 加工过程的复合自适应模糊控制, 中国机械工程, 1998, 9 (10): 55~56
- [13] 陈虎, 韩至骏. 机床自适应控制的新发展, 中国机械工程, 1998, 9 (5): 14~16
- [14] Wang Qiyi, Gao Guoli, Wang Rende. Optimal Control of CNC Cutting Process, Chinese Journal of Mechanical Engineering, 1999, 12(1): 18~22
- [15] 毛宁, 侯延明. 机床加工精度的自适应控制. 西安交通大学学报, 1989, 23 (4): 19~27
- [16] 陈统坚, 王卫平, 周泽华. 铣削过程的约束型智能控制研究, 华南理工大学学报, 1994, 22 (4): 90~96
- [17] 张飞虎. 钻铣加工过程自适应控制技术研究: [博士学位论文]. 哈尔滨: 哈

- 尔滨工业大学, 1993
- [18] Y.S.Tarn, S.T.Cheng. Fuzzy Control of Feed Rate in End Milling Operations, *Int. J. Mach. Tools Manufact.*, 1993, 33(4): 643~650
- [19] 王有军, 刘光复, 王善庆等. 车削功率约束适应数字控制系统的研究, *合肥工业大学学报*, 1988, 11 (2): 64~71
- [20] H.K.Tonshoff, J.P.Wulfsberg. Developments and Trends in Monitoring and Control of Machining Processes, *Annals of CIRP*, 1988, 37 (2): 611~622
- [21] O.Masory, Y.Koren. Adaptive Control System for Turning, *Annals of CIRP*, 1980, 29 (1): 281~284
- [22] B.S.Chen, Y.F.Chang. Constant Turning Force Adaptive Controller Design, *Journal of Engineering for Industry*, 1989, 111: 125~132
- [23] Y.S.Tarn, S.T.Hwang. A Neural Network Controller for Constant Turning, *Int.J.Mach.Tools Manufact.*, 1994, 34 (4): 453~460
- [24] L.Harder, M.Nicolescu. Stochastic Modelling and Online Adaptive Control of Cutting Forces in Turning, *Annals of CIRP*, 1994, 43 (1): 373~377
- [25] Y.S.Tarn, S.T.Hwang. Fuzzy Control of Feed Rate in End Milling Operations, *Int.J.Mach.Tools Manufact.*, 1993, 33 (4): 643~650
- [26] Y.Altintas. Direct Adaptive Control of End milling Process, *Int.J.Mach.Tools Manufact.*, 1994, 34 (4): 461~472
- [27] S.J.Bober, Y.C.Shin. Control of Cutting Force for End Milling Processes Using an Extended Model Reference Adaptive Control Scheme, *Journal of Manufacturing Science and Engineering*, 1996, 118: 339~347
- [28] S.J.Bober, Y.C.Shin. A Digital Robust Controller for Cutting Force Control in the End Milling Process. *Journal of Dynamic System, Measurement and Control*, 1997, 119 (6): 146~152
- [29] 石磊. 智能加工中心设计策略与控制研究: [博士学位论文]. 武汉: 华中理工大学机械科学与工程学院, 1995
- [30] 彭永红. 加工过程的神经网络与模糊控制的研究: [博士学位论文]. 广州: 华南理工大学, 1995
- [31] 左力, 程涛、刘艳明等. 基于神经网络模糊控制器的铣削过程智能控制, *华中理工大学学报*, 1998, 26 (2): 41~44
- [32] 汪朝军, 刘艳明, 杨叔子. 铣削加工过程的自适应最优控制, *华中理工大学学报*, 1997, 25 (10): 7~9
-

- [33] 彭永红, 陈统坚, 李伟光等. 加工过程的智能模糊控制, 华南理工大学学报, 1996, 24 (8): 21~25
- [34] K.Matsushima, P.Bertok. In Process Detection of Tool Breakage by Monitoring the Spindle Current of a Machine Too, ASME J. of Measurement and Control for Batch Manufacturing, 1982: 145~154
- [35] J.L.Stein, K.C.Shin. Current Monitoring of Field Controlled DC Spindle Drives, Journal of Dynamic System, Measurement and Control, 1986, 108 (12): 289~295
- [36] M.A.Mannan, S.Broms. Monitoring and Adaptive Control of Cutting Process by Means of Motor Power and Current Measurements, Annals of CIRP, 1989, 38 (1): 347~350
- [37] B.Y.Lee, Y.S.Tarn. Application of the Discrete Wavelet Transform to the Monitoring of Tool Failure in End Milling Using the Spindle Motor Current, Int. J. Adv. Manuf. Technol, 1999, 15: 238~243
- [38] E.Soliman, F.Ismail. Chatter Dectction by Monitoring Spindle Drive Current, Int. J. Adv. Manuf. Technol, 1997, 13: 27~34
- [39] 刘晓胜, 吴乐南, 马玉林等. 基于电流信号的铣削颤振识别技术研究, 机械工程学报, 2000, 36 (4): 25~29
- [40] J.L.Stein, D.Colvin. Evaluation of DC Servo Machine Tool Feed Drives as Force Sensors. Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control, 1986, 108(12): 279~288
- [41] Y.Altintas. Prediction of Cutting Forces and Tool Breakage in Milling from Feed Drive Current Measurements, Journal of Engineering for Industry, 1992, 114(11): 386~392
- [42] J.M.Lee, D.K.Choi. Real-Time Tool Breakage Monitoring for NC Milling Process, Annals of the CIRP, 1995, 44(1): 59~62
- [43] T.Y.Kim, J.W.Kim. Adaptive Cutting Force Control for Machining Center by Using Indirect Cutting Force Measurements. Int. J. Mach. Tools Manufacture, 1996, 36(8): 925~937
- [44] T.Y.Kim, J.W.Woo. Indirect Cutting Force Measurement in Muti-axis Simultaneous NC Milling Process, Int. J. Mach. Tools Manufacture, 1999, 9: 1717~1731
- [45] G.D.Kim, C.N.Chu. Indirect Cutting Force Measurement Considering Frictional

- Behaviour in a Machining Center Using Feed Motor Current, *Int. J. Adv. Manuf. Technol*, 1999, 15: 478~484
- [46] K.C.Cheok, H.X. Hu. Modeling and Identification of a Class of Servomechanism Systems with Stick-Slip Friction, *Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control*, 1988, 110(9): 324~328
- [47] Y.S.Tarn, H.E.Cheng. An Investigation of Stick-Slip Friction on the Contouring Accuracy of CNC Machine Tools, *Int. J. Mach. Tools Manufacture*, 1995, 35(4): 565~576
- [48] 张贤达. 非平稳信号分析与处理. 北京: 国防工业出版社, 1998
- [49] 李建平. 小波分析与信号处理—理论、应用及软件实现. 重庆: 重庆出版社, 1997
- [50] I.Daubechies. The wavelet transform, time-frequency localization and signal analysis, *IEEE Trans. IT-36(5)*, 1990: 961~1005
- [51] 彭玉华. 小波变化与工程应用. 北京: 科学出版社, 1999
- [52] 刘贵忠等. 小波分析及其应用. 西安: 西安电子科技大学出版社, 1992
- [53] 崔景泰著, 程正兴译. 小波分析导论. 西安: 西安交通大学出版社, 1995
- [54] 秦前清等. 实用小波分析. 西安: 西安电子科技大学出版社, 1998
- [55] 陈逢时. 子波变换理论及其在信号处理中的应用. 北京: 国防工业出版社, 1998
- [56] 程正兴. 小波分析算法与应用. 西安: 西安交通大学出版社, 1999
- [57] 姚天任等. 现代数字信号处理. 武汉: 华中理工大学出版社, 1999
- [58] 胡昌华等. 基于 Matlab 的系统分析与设计—小波分析. 西安: 西安电子科技大学出版社, 1999
- [59] 杨福生. 小波变换的工程分析与应用. 北京: 科学出版社, 2000
- [60] 何岭松. 设备故障诊断中信号的时-频分析理论与技术研究: [博士学位论文]. 武汉: 华中理工大学, 1993
- [61] 王玉平, 蔡元龙. 小波分析在信号处理中的应用. *无线电工程*, 1994, 24(3): 11~18
- [62] O.Rioul, P.Duhamel. Fast Algorithms for Discrete and Continuous Wavelet Transforms. *IEEE Transactions on Information Theory*, 1992, 38(2): 569~586
- [63] 张彤, 杨福生, 唐金玉. 基于 Mellin 变换的连续小波变换快速算法. *信号处理*, 1996, 12(4): 342~349
- [64] 王东伟, 应怀樵, 沈松. 一种基于 Mellin 变换的连续小波变换快速算法. 信

- 号处理, 1999, 15 (3): 278~280
- [65] 陈东义, 曹长修, 朱冰莲. Mallat 塔式算法在一维信号处理中的应用研究. 重庆大学学报 (自然科学版), 1999, 22 (4): 49~53
- [66] 张河, 张庆. 调频高斯小波变换及其程序. 信号处理, 1997, 13 (3): 221~226
- [67] 彭玉华, 刘亚询, 王玉平. 应用小波变换于电磁场目标后向散射信号的时频图分析. 电子学报, 1995, 23 (9): 109~111
- [68] 罗会国, 朱耀庭, 朱光喜. 信号的一种快速子波分解. 电子学报, 1994, 22 (7): 17~22
- [69] 盛怀洁. 连续小波变换中基小波的尺度伸缩与应用. 无线电工程, 1999, 29 (6): 55~57
- [70] 王俊, 陈逢时. 一种利用小波变换多尺度分辨率特性的信号消噪技术. 信号处理, 1996, 12 (2): 105~109
- [71] 陈德智, 唐磊. 由小波变换的模极大值快速重构信号. 电子学报, 1998, 26 (9): 82~85
- [72] 戴悟僧. 由小波变换极大值重构信号的一种简单算法. 信号处理, 1998, 14 (12): 57~61
- [73] 蔡汉添, 宋勇. 关于子波变换局部极大值信号重构的交替投影算法. 数据采集与处理, 1998, 13 (2): 112~116
- [74] S.Mallat, W.L.Hwang. Singularity Dectection and Processing with Walvlets. IEEE Transactions on Information Theory, 1992, 38(2): 617~643
- [75] 蔡志强. 故障诊断与切削颤振的小波分析. 华中理工大学学报, 1993, 21 (1): 88~94
- [76] 蔡志强, 吴雅, 熊光荣, 杨叔子. 突变性故障特征识别两种实用小波技术. 机械工程学报, 1993, 29 (6): 58~64
- [77] 吴波, 何岭松, 蔡志强. 基于小波变换的波形特征抽取与识别. 华中理工大学学报, 1993, 21 (1): 77~81
- [78] 何岭松, 吴波, 康易华. 小波分析及其在设备故障诊断中的应用. 华中理工大学学报, 1993, 21 (1): 82~87
- [79] 林京, 刘红星. 小波奇异性检测及其在故障诊断中的应用. 信号处理, 1997, 13 (2): 182~187
- [80] 马建仓, 罗磊, 吴启彬. 小波—人工神经网络信息融合故障诊断方法. 中国机械工程, 1997, 8 (2): 38~40
- [81] 程俊, 张璞. 小波变换用于信号突变的检测. 通信学报, 1995, 16(3): 96~104

华中科技大学博士学位论文

- [82] 马民, 余海龙. 小波变换在隧道衬砌质量检测中的应用. 重庆大学学报(自然科学版), 1999, 22(3): 41~44
- [83] 廖旺才, 胡广书. 建立在小波变换基础上的心率变异信号的仿真建模和分解. 信号处理, 1997, 13(1): 1~11
- [84] 王顺晃. 智能控制系统及其应用. 北京: 机械工业出版社, 1995
- [85] 孙增圻. 智能控制理论与技术. 北京: 清华大学出版社, 1997
- [86] 蔡自兴. 人工智能及其应用. 北京: 清华大学出版社, 1997
- [87] 王耀南. 智能控制系统: 模糊逻辑, 专家系统, 神经网络控制. 长沙: 湖南大学出版社, 1996
- [88] 焦李成. 神经网络系统理论. 西安: 西安电子科技大学出版社, 1996
- [89] 楼顺天. 基于 Matlab 的系统分析与设计—神经网络. 西安: 西安电子科技大学出版社, 1998
- [90] 王永冀, 涂健. 神经元网络控制. 北京: 机械工业出版社, 1998
- [91] 史忠科. 神经网络控制理论. 西安: 西北工业大学出版社, 1997
- [92] 李孝安. 神经网络与神经计算机导论. 西安: 西北工业大学出版社, 1995
- [93] 丛爽. 面向 Matlab 工具箱的神经网络理论与应用. 合肥: 中国科学技术大学出版社, 1998
- [94] 费峻涛. 神经网络控制的作用. 自动化博览, 1998, 1: 36~36
- [95] 唐小琦. 非线性系统的控制算法研究及其在机械控制中的应用: [博士学位论文]. 武汉: 华中理工大学机械科学与工程学院, 1998
- [96] H.H.Song, S.W.Lee. A Self-Organizing Neural Tree for Large-Set Pattern Classification, IEEE Trans. on Neural Networks, 1998, 9 (3): 369~379
- [97] Y.J.Wang, C.T.Lin. Runge-Kutta Neural Network for Identification of Dynamical Systems in High Accuracy, IEEE Trans. on Neural Networks, 1998, 9 (2): 295~307
- [98] S.W.Lu, T.Basar. Robust Nonlinear System Identification Using Neural-Network Models, IEEE Trans. on Neural Networks, 1998, 9 (3): 407~429
- [99] S.Ma, C.Y.Ji. Fast Training of Recurrent Networks Based on the EM Algorithm, IEEE Trans. on Neural Networks, 1998, 9 (1): 11~26
- [100] S.M.Loone, M.D.Brown. A Hybrid Linear/Nonlinear Training Algorithm for Feedforward Neural Networks, IEEE Trans. on Neural Networks, 1998, 9 (4): 669~683
- [101] G.Zhou, J.Si. Advanced Neural-Network Training Algorithm with Reduced

- Complexity Based on Jacobian Deficiency, IEEE Trans. on Neural Networks, 1998, 9 (4): 448~453
- [102] P.F.Baldi, K.Hornik. Learning in Linear Neural Networks: A Survey, IEEE Trans. on Neural Networks, 1995, 6 (4): 837~857
- [103] R.D.Leone, R.Capparuccia. A Successive Overrelaxation Backpropagation Algorithm for Neural-Network Training, IEEE Trans. on Neural Networks, 1998, 9 (3): 381~388
- [104] D.A.Karras, S.J.Perantonis. An Efficient Constrained Training Algorithm for Feedforward Networks, IEEE Trans. on Neural Networks, 1995, 6 (6): 1420~1433
- [105] C.L.Chen. A Rapid Supervised Learning Neural Network for Fuction Interpolation and Approximation, IEEE Trans. on Neural Networks, 1996, 7 (5): 1220~1229
- [106] M.M.Polycarpou, P.A.Ioannou. Learning and Convergence Analysis of Neural-Type Structured Networks, IEEE Trans. on Neural Networks, 1992, 3 (1): 39~50
- [107] 任雪梅. 用神经网络进行连续时间非线性系统建模的研究, 控制理论与应用, 1999, 16 (1): 91~94
- [108] 刘延年, 忻欣, 冯纯伯. 基于神经网络的一类非线性连续系统的稳定自适应控制, 控制理论与应用, 1996, 13 (1): 70~75
- [109] 诸静. 模糊控制原理与应用. 北京: 机械工业出版社, 1998
- [110] 杨辉, 王金章. 模糊控制技术及其应用. 南昌: 江西科学技术出版社, 1997
- [111] 李友善. 模糊控制理论及其在过程控制中的应用. 北京: 国防工业出版社, 1993
- [112] 赵振宇. 模糊理论和神经网络的基础与应用. 北京: 清华大学出版社, 1996
- [113] 贾利民, 张锡第. 模糊系统建与控制的神经网络方法, 系统工程与电子技术, 1993, 5: 46~53
- [114] 王隆杰, 毛宗源. 利用神经网络进行推理的模糊控制器, 控制理论与应用, 1994, 11 (4): 508~512
- [115] 杨煜普, 许晓鸣, 陈芝久. 稳定性监控自学习 FNN 控制器, 上海交通大学学报, 1996, 30 (4): 101~108
- [116] Karayiannis N.B., Venetsanopoulos A.N. Artificial Neural Networks, Learning Algorithms, Performance Evaluation and Application. Kluwer Academic

- Publishers, 1993
- [117] L.X.Wang, J.M.Mendel. Back-propagation fuzzy system as nonlinear dynamic system identifiers, *IEEE Internat. Conf. On Fuzzy system*, 1992: 1409~1418
 - [118] R.J. Kuo, P.H. Cohen. Manufacturing process control through integration of neural networks and fuzzy model, *Fuzzy Sets and Systems*, 1998, 98: 15~31
 - [119] J.S. Jang. Self-learning fuzzy controllers based on temporal back propagation, *IEEE Trans. Neural Networks*, 1992, 3: 723~741
 - [120] K.M. Lee, D.H. Kwak and H. Leekwang. Tuning of fuzzy models by fuzzy neural networks, *Fuzzy Sets and Systems*, 1995, 76: 47~61
 - [121] C.T. Chao, C.C. Teng. Implementation of a fuzzy inference system using a normalized fuzzy neural network, *Fuzzy Sets and Systems*, 1995, 75: 17~31
 - [122] L.X. Wang. Combining mathematical model and heuristics into controllers: an adaptive fuzzy control approach, *Fuzzy Sets and Systems*, 1997, 89: 151~156
 - [123] K.Michels. Numerical stability analysis for a fuzzy or neural network controller, *Fuzzy Sets and Systems*, 1997, 89: 335~350
 - [124] 张铁茂. 金属切削学. 北京: 兵器工业出版社, 1991
 - [125] H.Q.Zheng, X.P.Li. Theoretical Modeling and Simulation of Cutting Forces in Face Milling with Cutter Runout, *Int.J.Mach.Tools Manufact.*, 1999, 39: 2003~2018
 - [126] J.-J.Junz Wang, S.Y.Liang. Chip Load Kinematics in Milling with Radial Cutter Runout, *ASME Journal of Engineering for Industry*, 1996, 118: 111~116
 - [127] J.C.Choi, M.Y.Yang. In-Process Prediction of Cutting Depths in End Milling, *Int.J.Mach.Tools Manufact.*, 1999, 39: 705~721
 - [128] E.Budak, Y.Altintas. Prediction of Milling Force Coefficients From Orthogonal Cutting Data, *ASME Journal of Manufacturing Science and Engineering*, 1996, 118: 216~224
 - [129] A.E.Bayoumi, G.Yucesan. An Analytic Mechanistic Cutting Force Model for Milling Operations: A Theory and Methodology, *ASME Journal of Engineering for Industry*, 1994, 116: 324~330
 - [130] Li Zheng, Yawei Li. A Generalised Model of Milling Forces, *Int.J.Adv Manuf Technol.*, 1997, 14: 160~171
 - [131] K.F.Ehmann, S.G.Kpoor. Machining Process Modeling: A Review, *ASME Journal of Manufacturing Science and Engineering*, 1997, 119: 655~663
-

- [132] F.Abrari, M.A.Elbestawi. Closed Form Formulation of Cutting Forces for Ball and Flat End Mills, *Int.J.Mach.Tools Manufact.*, 1997, 37 (1): 17~27
- [133] T.C.Ramaraj, E.Eleftheriou. Analysis of the Mechanics of Machining with Tapered End Milling Cutters, *ASME Journal of Engineering for Industry*, 1994, 116: 398~404
- [134] J.Tlusty, P.Macneil. Dynamics of Cutting Forces in End Milling, *Annals of the CIRP*, 1975, 24 (1): 21~25
- [135] A.E.Bayoumi, G.Yucasan and L.A.Kendall. An Analytic Mechanistic Cutting Force Model for Milling Operations: A Theory and Methodology, *ASME Journal of Engineering for Industry*, 1994, 116: 324~330
- [136] Y.Altintas, P.Lee. A General Mechanics and Dynamics Model for Helical End Mills, *Annals of the CIRP*, 1996, 45 (1): 59~64
- [137] E.J.A.Armarego, R.C.Whitfield. Computer Based Modeling of Popular Machining Operations for Force and Power Prediction, *Annals of the CIRP*, 1985, 34 (1): 65~69
- [138] J.A.Bailey, G.Boothroyd. Critical Review of Some Previous Work on the Mechanics of the Metal-Cutting Process, *ASME Journal of Engineering for Industry*, 1968, 2: 54~62
- [139] S.Smith, J.Tlusty. An Overview of Modeling and Simulation of the Milling Process, *ASME Journal of Engineering for Industry*, 1991, 113: 169~175
- [140] Montgomery, Y.Altintas. Mechanism of Cutting Force and Surface Generation in Dynamic Milling, *ASME Journal of Engineering for Industry*, 1991, 113: 160~168
- [141] F.Gu, S.G.Kapoor. An Enhanced Cutting Force Model for Face Milling with Variable Cutter Feed Motion and Complex Workpiece Geometry, *ASME Journal of Manufacturing Science and Engineering*, 1997, 119: 467~475
- [142] A.Ber, J.Rotberg. A Method for Cutting Force Evaluation of End Mills, *Annals of the CIRP*, 1988, 37 (1): 37~40
- [143] J.Rotberg, S.Shoval. Fast Evaluation of Cutting Forces in Milling, Applying no Approximate Models, *Int.J.Adv Manuf Technol.*, 1997, 13: 17~26
- [144] Yawei Li, Steven Y. Liang. Cutting Force Analysis in Transient State Milling Process, *Int.J.Adv Manuf Technol.*, 1999, 15: 785~790
- [145] 黄燊华. 切削力学. 北京: 机械工业出版社, 1988

- [146] 小野浩二著, 高希正等译. 理论切削学. 北京: 国防工业出版社, 1985
- [147] 中山一雄著. 金属切削加工理论. 北京: 机械工业出版社, 1985
- [148] 白精英治等著, 廉元国等译. 金属加工力学. 北京: 国防工业出版社, 1982
- [149] N.M.Kulkarni, A.Chandra. A Dynamic Model for End Milling Using Single Point Cutting Theory, ASME J. of Manufacture Science and Engineering, 1996, 118: 461~469
- [150] P.Lee, Y.Altintas. Prediction of Ball-End Forces From Orthogonal Cutting Data. Int.J.Mach.Tools Manufact., 1996, 36 (9): 1059~1072
- [151] Min-yang Y, Heeduck P. The Prediction of Cutting Force in Ball-end Milling, Int.J.Mach.Tools Manufact, 1991, 31 (1): 45~54
- [152] H.Y.Feng, C.H.Menq. A Flexible Ball-end Milling System Model for Cutting Force and Machining Error Prediction, ASME J. of Manufacture Science and Engineering, 1996, 118: 461~469
- [153] G.Yücesan, Y.Altintas. Prediction of Ball End Milling Forces, ASME Journal of Engineering for Industry, 1996, 118: 95~103
- [154] F.Abrari, M.A.Elbestawi. On the Dynamics of Ball End milling: Modeling of Cutting Forces and Stability Analysis, Int.J.Mach.Tools Manufact, 1998, 38 (3): 17~27
- [155] G.M.Kim, P.J.Cho. Cutting Force Prediction of Sculptured Surface Ball-end Milling Using Z-map, Int.J.Mach.Tools Manufact., 2000, 40: 277~291
- [156] C.C.Tai, K.H.Fuh. Model for Cutting Forces Prediction in Ball-end milling, Int.J.Mach.Tools Manufact., 1995, 35 (4): 511~534
- [157] 何耀雄. 刀具数控磨削加工理论与编程技术的研究: [博士学位论文]. 武汉: 华中理工大学机械科学与工程学院, 1999
- [158] 廖效果, 朱启述. 数字控制机床. 武汉: 华中理工大学出版社, 1992
- [159] 王文熙. 机床数字调节技术. 北京: 中国科学技术出版社, 1992
- [160] 吴祖育. 数控机床. 上海: 上海科学技术出版社, 1990
- [161] 刘文信. 机床数控技术. 北京: 机械工业出版社, 1995
- [162] 上海电气自动化研究所. 机床的数字控制及计算机应用(上册). 北京: 机械工业出版社, 1982
- [163] 汤蕴缪. 电机学—机电能量转换. 北京: 机械工业出版社, 1986
- [164] 卓忠疆. 机电能量转换. 北京: 水利电力出版社, 1987
- [165] 孟传富. 机电能量转换. 北京: 机械工业出版社, 1993

- [166] 唐任远. 现代永磁电机. 北京: 机械工业出版社, 1997
- [167] 辜承林. 机电动力系统分析. 武汉: 华中理工大学出版社, 1998
- [168] 高景德. 电机过渡过程的基本理论(上册). 北京: 科学技术出版社, 1982
- [169] 邓星钟, 周祖德. 机电传动控制. 武汉: 华中理工大学出版社, 1992
- [170] 侯恩奎. 电机与拖动. 北京: 机械工业出版社, 1991
- [171] 秦忆, 周永鹏, 邓忠华. 现代交流伺服系统. 武汉: 华中理工大学出版社, 1995
- [172] 黄家裕. 同步电机基本理论及其动态行为分析. 上海: 上海交通大学出版社, 1989
- [173] 陈文纯. 电机瞬变过程. 四川: 重庆大学出版社, 1982
- [174] 王离九. 电力拖动自动控制系统. 武汉: 华中理工大学出版社, 1991
- [175] 符曦. 感应电动机的矢量控制及应用. 北京: 机械工业出版社, 1986
- [176] 陈伯时. 交流调速系统. 北京: 机械工业出版社, 1998
- [177] 杨顺昌. 参考系理论及感应电动机系统分析. 四川: 重庆出版社, 1987
- [178] 贺益康. 交流调速系统计算机仿真. 浙江: 浙江大学出版社, 1993
- [179] 邓想珍, 赖寿宏. 异步电动机变频调速系统及其应用. 武汉: 华中理工大学出版社, 1992
- [180] 李志民, 张遇杰. 同步电动机调速系统. 北京: 机械工业出版社, 1998
- [181] 艾兴. 切削用量手册. 北京: 机械工业出版社, 1985
- [182] 叶伯生. 计算机数控系统原理、编程与操作. 武汉: 华中理工大学出版社, 1998