

ABSTRACT

It has been a science subject in the current field of engineering on how to prevent the motor fault to occur, and how to predict the serious fault of motors before they occur, as well as to develop corresponding fault diagnosing system, which has a great significant and will give us much economic value.

This dissertation is focused on studying the motor-fault diagnosing methods based on time-frequency as well as to develop the motor broken rotor bar diagnosing instrument of squirrel cage induction motor based on TI DSP platform, and it also describes the whole process of the circuit and system debugging.

The paper starts with discussing of the inner mechanism of motor fault Then it concludes some applications in the field of the motor fault using some diagnosing methods. Finally our dissertation is focused on the diagnosing methods based on digital signal processing. For the induction motor has two running states: the stable running state and the start-process state. The paper brings forward two diagnosing methods based on digital signal processing system in allusion to the methods above. One is the frequency-spectra analysis of the stator current diagnosing methods in stable running states, the other is the time-frequency analysis of the stator current in start-process state. The two methods are all proved true through the existing theory, MATLAB simulating, and the real experiments. This paper also brings forward three methods which can restrain the leakage of the base frequency always occurring in the frequency-spectra analysis. Such as the adaptive filter method, window functions, the fining methods of frequency.

With the appearance of high-end DSP chips, the diagnosing methods of motor fault will use some complex algorithms for which the low-end single-chip processor can not be competent. This dissertation has developed a the motor broken rotor bar diagnosing instrument of squirrel cage induction motor based on TI DSP TMS320VC5402, as well as the task of circuit debugging which makes the instrument to march into the market. There are three features in this diagnosing system:

1. The P301 window function is introduced to FFT algorithm in the analysis of the stator current during the stable-running state. The ratio between the faulty frequency and the main frequency is proposed to judge the fault.
2. The Hamming-windowed STFT algorithm is used to analysis the stator current during the start-process of motor. And the large scale current during start process is fully made use of.
3. This portable instrument has quick diagnosing capability, easy operational procedure and strong practicality. It can communicate with the computer through its parallel port.

Key Words: motor fault diagnosing, broken rotor bar, motor start-process, FFT, STFT, circuit debugging, test point, window-function

东南大学学位论文独创性声明

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

研究生签名： 李强 日期： 2004.4.5

东南大学学位论文使用授权声明

东南大学、中国科学技术信息研究所、国家图书馆有权保留本人所送交学位论文的复印件和电子文档，可以采用影印、缩印或其他复制手段保存论文。本人电子文档的内容和纸质论文的内容相一致。除在保密期内的保密论文外，允许论文被查阅和借阅，可以公布（包括刊登）论文的全部或部分内容。论文的公布（包括刊登）授权东南大学研究生院办理。

研究生签名： 李强 导师签名： 胡度士 日期： 2004.4.2

第一章 绪 论

1.1 异步电机故障诊断的研究背景与意义

随着国民经济的发展和工业化的提高、城乡电网的改造的步伐,电机设备已经广泛应用于工业系统中。我国 80%的动力、传动都是通过各种异步电机来完成的。在实际运行中,特别是在矿山、化工、发电厂等恶劣环境中,异步电机的故障频率特别高,轻则影响电机预定的功能,重则产生严重事故,造成重大的经济损失。事实上,很多发电厂为了预防故障的发生,采用设备轮换制^[4],就是定期将正在运行的电机设备换下检修。这虽然从一定程度上抑制了故障的发生,但同时也浪费大量人力物力,检修定期性也不能按照设备的运行状态来预防故障。另外,继电保护在工程领域得到广泛的应用^[5],但它毕竟是一种状态监测,只是当故障发生后保护才动作。

异步电机的大部分故障来自于转子^[3],其诊断也是比较困难的,对异步电机转子绕组故障进行深入机理分析和准确诊断的研究具有重要意义。因此,如何防止电机故障的发生,能够提前对严重故障进行预测,并研制出相应的故障诊断系统,已经成为目前工程领域的研究课题,具有重大的理论意义和经济价值。

1.2 电机故障诊断技术研究的现状

电机故障诊断技术在企业的成功应用和因此带来的巨大经济效益促使人们不断研究和新的理论和技术。近几十年来,该领域不断吸取科学技术发展的新成果,从理论到实际应用都有迅速的发展,已经发展成为集数学、力学、振动分析、信号处理、人工智能、电子技术等各种现代科学技术于一体的新兴交叉学科,其研究内容主要反映在以下四个方面^[1]:

- (1) 电机内部故障机理的研究;
- (2) 故障信号处理技术的研究;
- (3) 故障诊断方法的研究;
- (4) 监测、诊断仪器和系统的开发与研究。

1.2.1 异步电机内部故障机理的研究现状

无论是对电机还是对其他电气设备进行状态监测与故障诊断,都依赖于诊断对象进行深入的机理分析,弄清楚故障产生的原因、故障引起的各种征兆、故障的发展趋势,甚至还有必要弄清故障对被测对象的性能所产生的影响^[6]。国内外广大学者对异步电机定子、转子、绕组等典型故障的机理进行了大量的理论和实验研究,得出了许多重要的结论,有效地指导了异步电机的监测与诊断,但是大多数故障的动力学方程表现出非线性特征,难以得出精确的解析解,而且不同的模型做的简化和假设也不同,所得的近似解之间差别很大,很难确定到底那一个模型更准确。所以目前异步电机故障诊断的核心问题仍是如何全面掌握电机的运行信息,分析各种故障的表现特征及对各种特征的识别,从而正确区分异步电机的各种故障,确定故障发生部位和程度。

异步电机直接起动时,较大的起动电流和转矩波动,可能造成端部绕组、转子和轴承出现故障;主电路的电压不平衡,会造成绕组故障;而且,较小的电压不平衡,能引起数倍的电流不平衡。异步电机的故障按其发生的部位,可分为轴承、定子绕组、转子导条和端环、转轴或联轴器 and 外部装置等 5 类^[7]。本文主要针对转子断条故障进行研究,因此下面着重分析转子故

障。

转子故障主要是:因负载脉动或电机直接起动,造成导条与端环联结处断裂,结果其它导条中的电流增加,可能导致更多的导条断裂。转子故障造成转矩波动、转速波动、振动、供电电流和轴向磁场中频谱分量发生变化,并伴随着噪音、转子过热、拉弧以及转子叠片的损坏。

电机的故障往往通过电机的运行表现出来,因此异步电机故障的分析一般通过对其运行状态特性的分析来进行。分析方法一般有^[6]:理论分析、试验研究、仿真研究等。

- 1 理论分析:理论分析是应用一定的基本物理规律,对所分析的对象进行理论分析研究,得出其运行规律的数学表达式,然后依靠数学知识和实际运行条件进行理论计算,得出所需要的分析结果的研究方法,其结果是一种数学解析表达式。国内外许多学者致力于这种方法的研究,也得到了一定的成果。如用电机振动中齿谐波来监测异步电机转子偏心,并通过理论分析得到电机转子偏心所引起的齿槽谐波频率的解析表达式^[9]。
- 2 试验研究法:试验研究法是进行电机故障分析的重要方法之一^[10],它是在实验室通过模拟电机进行故障动态模拟试验的研究方法。对于那些不便于试验、难以建立数学模型的故障分析,使用这种方法比较有优势,但是要模拟各种电机故障,还是比较困难的,存在一定的局限性。
- 3 仿真研究:分为基于物理模型的物理仿真和基于数学模型的数字仿真。在电机故障分析中应用较多的有场路耦合法、坐标变换法和多回路法。

由此可见,导致转子故障的原因很多,由于时频分析具有完善的数学方法去解决,问题的重点便放在转子电流的频谱变化上。即当异步电机转子发生断条故障,在定子电流频谱中将感应出 $(1-2s)f$ 的故障频率分量,而利用异步电机起动过程中电流量值大,故障频率分量将更加明显,这些内容将在第二章进行详细的介绍。

1.2.2 信号处理技术与诊断方法在故障诊断中的应用

检测信号如振动、噪声、温度、压力、电流、电压等,蕴含了反映电力设备运行状态的重要信息,但一般情况下很难直接观察出信号的特征,应该采用合适的方法对检测信号进行处理以提取敏感的反映故障征兆的特征^[11]。故障信号处理技术就是对这些检测信号进行加工、变换,提取出对诊断有用的特征量,所以信号处理技术在整个故障诊断过程中是起着重要的桥梁作用。在电机故障诊断中主要有时、频分析方法,神经网络方法以及基于证据理论的方法。

1) 信号时、域分析方法的研究

自适应滤波、时域平均与自相关分析是常用的几种时域消噪方法,这些方法在消噪的同时保留了信号的时域特征,可用于分析信号特征。时间序列模型参数与统计分析参数是常用的信号时域特征参数提取方法,这些参数可用于电机故障诊断中;以快速傅立叶变换(FFT)为核心的频域处理方法在工况监视与故障诊断中发挥了巨大的作用,它包括:频谱分析、相关分析、相干分析、传递函数分析、细化谱分析、时间序列分析、倒谱分析、包络分析等;短时功率谱方法、时频分布法(如短时傅立叶变换)、小波分析法,综合时域与频域来分析检测信号特征。

2) 人工神经网络方法

人们探索进化求解的原理来解决问题,人工神经网络就是基于这种思想来模拟生物大脑的信息处理功能而构成的计算模式。由于神经网络具有快速并行处理、联想记忆、自组织和自学习以及非线性映射的能力,同现有的动态信号处理、模糊逻辑、专家系统等诊断技术相

结合,为故障信号分析与处理、故障模式识别、故障诊断领域专家知识的组织和推理等提供了新方法^[12]。

3) D-S 证据理论的方法

D-S证据合成理论是目前多传感器决策级融合算法中应用最广泛的一种信息融合方法。D-S证据理论中提出的证据合成公式,能将多个传感器分别提供的有关目标对象^[13]。将D-S证据理论应用于多传感器数据融合时,从传感器获得的相关系数值就是该理论中的证据,它可构成待识别目标模式的信度函数(也称测度函数)分配,表示每一个目标模式假设的可信程度,由此每一传感器形成一个证据组,所谓多传感器数据融合就是通过D-S联合规则联合几个证据组形成一个新的综合的证据组,即用D-S联合规则联合每个传感器的信度函数分配形成融合的信度函数分配,从而为目标模式的决策提供综合、准确的信息。

1.2.3 故障诊断仪器与开发系统的研究现状

近些年来,随着应用程序的加速开发和新技术的广泛应用,诊断仪器正以更快的速度向更高的层次发展。

新一代智能仪器的问世和完善是科学仪器发展的必然趋势。激光、超导、计算机技术以及各种成像、联用和变换技术,使得诊断仪器灵敏度更高、分析速度更快、适用范围更广。大规模、超大规模集成电路及片状元件的普遍采用,科学仪器将进一步实现体积小、重量轻、分析速度快并获得更高的性能价格比,如数字信号处理器在电机故障诊断装置中的应用得到了广泛的推广,诊断和监测系统的大量的数据要求实时性、精确性地得到处理,与计算机及其它设备的兼容性的要求使数字信号处理器的优势得到了淋漓尽致的发挥,数字信号处理器的硬件化的算法、程序的可移植性更使诊断与监测系统能得到不断的升级、完善^[14],正因为数字信号处理器的这些优点在工业、航空、医学等领域,数字信号处理器正在逐步淘汰单片机进行快速的、大量的、复杂的数据处理。

我国分析诊断仪器工业经过30多年的发展,已具有一定研究、开发和生产能力,自主研制和生产过电镜、质谱、色谱、光谱、波谱及电化学等多种诊断仪器。但目前专业生产分析仪器的骨干企业,现状不很景气。在深化改革的形势下,涌现了一批技工贸结合的新型科学仪器公司。这些公司的人员主要来自研究所、大学和仪器厂家,大多具有高学历和深厚的专业知识,可以较好地进行相关仪器的研制与开发,而且选择的目标同市场需要一致,很有发展前景。目前科学仪器发展面临的主要问题是:

- a. 仪器的性能指标和稳定性、可靠性差
- b. 国家对科学仪器研究开发的投入不够
- c. 没有形成仪器开发同生产结合的机制

因此加速诊断仪器和系统在我国的使用和开发,是现代化发展的迫切需要,对我国科技进步和经济、社会发展具有重要的战略意义。

本文介绍了TMS320VC5402数字信号处理器在异步电机转子断条检测中的应用,研制出电机故障的诊断装置,并获得了良好的效果,具有很高的经济实用价值。

1.3 本文的研究方向和主要内容

本文研究课题方向是基于Texas Instrument公司的TMS320VC5402芯片为核心对电机的定子电流进行采样、数字滤波、FFT变换,检测具有转子断条电机由转子绕组感应产生的 $(1-2s)f$ 特征分量,判断电机的运行性能及运行状况,及时发现电机运行中的异常信息或

早期故障。课题还完成与计算机的并口通讯,使数据在计算机中利用丰富的软件资源进行进一步处理、研究。本课题预期完成大中型三相异步电动机的基于 DSP 的故障诊断软件包和电机故障诊断仪的设计与调试工作。本文着重分析了电机起动过程的定子电流时变信号的频谱分析,使用短时傅立叶变换(Short Time Fourier Transform),作为分析手段,在实际测量中监测起动电流中某一最佳频率电流成分的变化,产生对故障诊断更为有效的信息,使整个系统的处理更为方便;并且对装置系统的电路调试作了详细地说明,对装置向产品的转化起到了桥梁作用。

本文的主要内容安排如下:

- 1) 介绍了电机故障诊断技术研究的背景与实际意义,以及电机内部故障机理与诊断方法的研究现状,包括国内故障诊断分析仪器的开发与生产能力。确立了论文的研究切入点,即使用信号的时、频研究方法,通过分析电机定子电流的频谱,诊断并发现转子断条故障。
- 2) 从电机故障检测与诊断装置系统介绍了转子断条故障检测的基本原理,以及基于数字信号处理器的故障检测与诊断系统实现方法、组成与功能出发,提出了基于电流频谱法的两种诊断方法:其一是异步定子电流频谱分析法,针对诊断稳态运行中的带较大负载的异步电机;其二是定子起动电流分析法,针对诊断在带较轻负载,或空载情况下的异步电机。还对转子故障诊断装置系统的结构与功能作了详细地说明。
- 3) 重点讲述了短时傅立叶算法在电机故障诊断中的应用。通过基本理论、仿真分析和实际测量的结果分析,验证傅立叶算法、短时傅立叶算法,自适应滤波以及验证软件模块、故障诊断方法的正确性。总结归纳了三种抑制基频泄漏的有效方法。给出了电机故障诊断软件模块在 TI 公司 TMS320VC5402 芯片汇编语言的编制实现过程。
- 4) 着重讲述了电机转子故障检测仪的各部分模块以及整个系统的调试与实现方法。包括故障面板显示模块、DSP 外部电源模块、DSP 主电路板的调试、以及通过 TI CCS 2.1 对电机转子故障检测电路软件部分的调试等等。

第二章 电机故障检测与诊断装置系统

电机故障检测与诊断装置系统要完成对异步电动机定子电流信号的采集、信号数据的分析和故障诊断等功能，能够提前发现电机的早期故障，避免了灾难性事故的发生，同时也为电机的维修提供参考意见。本章从异步电动机转子断条的机理入手，逐步阐明转子断条故障检测的基本原理，以及基于数字信号处理器的故障检测与诊断系统硬件模块的实现、系统的组成与功能等。

2.1 异步电动机转子断条的机理分析

异步电动机转子故障主要是导条断裂或者端环开裂故障，这与转子导条的结构、电机运行特点、转子的所用材料有关。

异步电机的转子绕组是电机的副边绕组，它不是由电源直接供电，而是由定子绕组产生的磁通感应产生电能。电机转子绕组中的感应电流大小与转差率有关，异步电机在启动时，转子绕组短时间内流过很大的启动电流，不仅承受很大的冲击力，而且很快升温，产生热应力，端环还要承受较大的离心应力。反复的启动、运行、停转，会使转子导条受到循环热应力和变形，由于各部分的位移量不同，受力不均匀，会使导条因为应力分布不均而断裂。另外从电磁转矩看，启动时的加速力矩、工作时的驱动力矩均是有转子导条产生的，电机制动时，导条又承受制动力矩。由于负载的变化和电压波动时，转子导条就要受到交变负荷的作用，容易产生疲劳^[1]。

当导条的材料和焊接质量存在问题时，其断裂故障更易产生。目前大中型笼型三相异步电动机转子导条大多是由铜、铝或二者的合金造成。在冷却条件较差时，在电动机启动过程中，由于启动电流可达到额定电流的 5~7 倍，重载和频繁启动使转子导条在较长时间内有很大电流通过，致使转子导条过热，对于任意一种材料，一旦温度达到熔点，都会造成灾难性的后果。

当转子绕组发生断条故障的时候，会出现很多电机特征量的变化，这样给电机故障诊断提供了很多有力的依据，如电机启动时间加长；通过窥视孔时常可以发现电弧；由于转子导体过热，造成电机局部温度升高；定子电流摆动，转子转速波动，使整个电机产生振动。但是由于测量方法和仪器的限制，以上特征量都难以得到，在实际中经常使用检测定子电流信号，和频谱分析的方法来检测转子断条故障，下面将介绍这种方法基本原理依据。

2.2 异步电机稳态运行转子断条故障检测的基本原理

正常情况下，异步电机定子电流的频率是单一的，即电源频率 f 。当转子导条断条或者端环开裂时，即转子绕组出现不对称现象，当感应电机外施电压时，定子三相绕组合成磁势产生的气隙磁势，除了正转分量以外，还出现反转分量。由于转子导条断条产生的反转气隙磁势分量，在定子绕组中产生 $(1-2s)f$ 频率电流分量（故障特征量）这是本课题转子导条故障诊断的主要依据。且这一现象已被英国学者 Hargis 等在理论上进行数学推导证实^[2]。

设一台极对数为 p 的异步电动机，当电网频率为 f ，工作时定子绕组产生的磁动势，其基波表达式为：

$$m_1 = K_1 N_1 I_1 \sin(\omega t - p\theta) \quad (2-1)$$

式中 K_1 —与极对数，绕组系数有关常数；
 N_1 —定子绕组有效匝数；
 I_1 —定子电流；
 ω —电网角频率， $\omega = 2\pi f$ ；
 θ —以机械角度表示的初相角。

转子绕组相位角

$$\phi = \theta - \omega_r t \quad (2-2)$$

式中 ω_r —转子旋转角速度。

对于两极（ $p = 1$ ）电机来说，其磁动势

$$m_1 = K_1 N_1 I_1 \sin[(\omega - \omega_r)t - \phi] \quad (2-3)$$

转子转速与定子旋转磁场转速之差即为转差率，转子绕组在定子旋转磁场作用下，将感应电势并产生电流，建立起一个与定子磁动势相平衡的转子磁势，转子磁动势基波表达式为

$$m_2 = K_2 N_2 I_2 \sin[(\omega - \omega_r)t - \phi] \quad (2-4)$$

式中 K_2 —与极对数和转子绕组系数有关的常数；

N_2 —转子绕组匝数；

I_2 —转子电流。

当转子绕组存在故障时，例如，有一根断条时，转子电流的磁动势被 $\sin 2\phi$ 所调制，这时转子磁动势将变为以下表达式：

$$m_2 = K_2 N_2 I_2 \sin[(\omega - \omega_r)t - \phi] \sin 2\phi \quad (2-5)$$

因此

$$m_2 = \frac{K_2 N_2 I_2}{2} \{ \cos[(\omega - \omega_r)t - 3\phi] - \cos[(\omega - \omega_r)t + \phi] \} \quad (2-6)$$

由于转子磁动势和定子磁动势是相互平衡的，将（2-2）式代入，则得到反映到定子的磁势的表达式：

$$m_1 = m_2 = \frac{K_2 N_2 I_2}{2} \{ \cos[(\omega + 2\omega_r)t - 3\theta] - \cos[(\omega - 2\omega_r)t + \theta] \} \quad (2-7)$$

对于两极电机，其转差率

$$s = \frac{\omega - \omega_r}{\omega} \quad (2-8)$$

$$\text{即} \quad \omega_r = (1 - s)\omega \quad (2-9)$$

式(2-9)代入式(2-7)即得到由于转子断条反映到定子的磁势表达式:

$$m_1 = m_2 = \frac{K_2 N_2 I_2}{2} \{ \cos[(3-2s)\omega t - 3\theta] - \cos[(1-2s)\omega t - \theta] \} \quad (2-10)$$

由上述推导,可以发现磁势表达式中包含有两个频率 $(3-2s)\omega$ 与 $(1-2s)\omega$ 的磁动势分量。前者在三相定子绕组中产生一个零序电动势,对电源电流没有影响。而后者将使异步电动机定子绕组电流中出现一个比电源频率 f 低 $2s\omega$ 的分量,即频率为 $(1-2s)f$ 的分量。

异步电动机转子绕组断条故障会在定子电流中产生频率为 $(1-2s)f$ 的边频带,由于其调制作用,定子电流将会出现节拍性变化,这样的幅度周期变化的电流反作用在转子上,产生两倍转差频率 $2s$ 的力矩,如果转动惯量不是无穷大,就会引起转子在速度上产生 $2s$ 的速度干扰^[1,3]。速度的扰动降低了在 $(1-2s)\omega$ 处的下单边带,同时又产生了在 $(1+2s)\omega$ 处的上单边带,上下单边带被定子的三次谐波磁通的调制所增强,所以上下单边带的幅值对电源频率(基频)的幅值的比值大小可以推断出转子绕组的损坏程度,这就是本文依照上述原理所寻找出判断电机转子断条故障的基本方法,即异步定子电流频谱分析法。由该方法可以总结出以下三点:

1. 当转子出现断条,在定子电流中会感应出 $(1-2s)f$ 故障频率分量;
2. 故障频率分量的位置与转差率有关,即与电机的转速有关;
3. 故障频率分量幅值的大小和转子的电流大小有关

然而在数字信号处理时,往往在采样中,由于电机转差率 s 很小,使得 $(1-2s)f$ 与 f 很接近,再加上主频泄漏的影响,往往会湮没我们需要的故障特征量,给信号处理与故障判断带来困难^[4]。因此在转差率 s 很小的情况下,如电机空载,或带轻微负载的时候,我们必须寻找其他的解决方法。上节曾提到电机起动过程中,起动电流可达额定电流的5~7倍,如果在起动过程中寻找故障特征量就应该比稳态的时候显著的多。现在需要解决的问题便是如何分析电机的起动过程,这便是本文针对电流频谱分析法的一个补充完善方法,即使用STFT来进行电机起动过程的分析。这些内容和工作将在第二章的第3节和第三章中给与详细地介绍。

2.3 异步电机起动过程转子断条故障检测的基本原理

上面一节分析了使用异步电流频谱法分析电机故障的优缺点,在电机稳态运行,带额定负载的时候,其诊断效果比较理想,然而在转差率 s 很小的情况下(如空载),故障特征量变得很小,FFT的弊端也暴露出来,往往出现误诊断。

电机起动过程中包含了非常丰富的信息,国内外学者已经在这方面进行了一定深度的研究,并提出了一些新的电机故障诊断方法^[5]。本节主要集中在电机起动过程中的基本故障特征量的提取与分析上。通过分析起动过程中,电机转子故障对定子电流时域波形的影响、转子绕组故障时故障特征量的变化以及定子起动电流中特定分量,提出了问题关键点所在,并研究出一种适合于电机起动过程的转子故障分析方法。

2.3.1 转子绕组故障对定子起动电流时域波形的影响

本节使用无锡华达电机厂生产的Y90S-4型三相双鼠笼转子感应电动机,以该异步电

动机为例进行了 MatLab 仿真计算和实验测试。对于仿真的具体实现方法将在第三章第 4 节给予详细说明。对于良好的异步电机，启动时转差率 s 大，转子电流大，从而定子绕组中的电流也很大，随着电机的转速提高，转差率逐渐变小，如图 2-1。因此定子绕组电流在整个时域上起变化应该是平缓的；

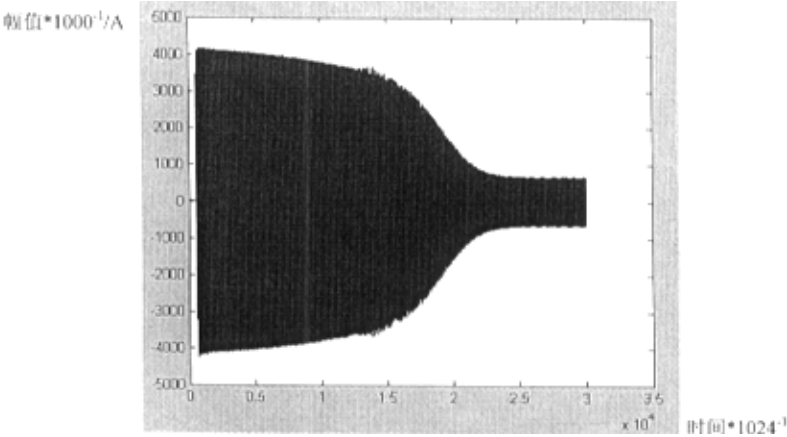


图 2-1 无故障电机启动时域波形

当转子发生断条故障的时候，定子电流被 $(1-2s)f$ 的故障特征量所叠加，而 s 随时间是由大变小的，因此在整个启动过程中，电流的波形将变得不规则，如图 2-2。在这里也要指出，稳态时候定子电流也被 $(1-2s)f$ 所叠加，但因其数值较小，没有启动过程中明显，但也能观测到。

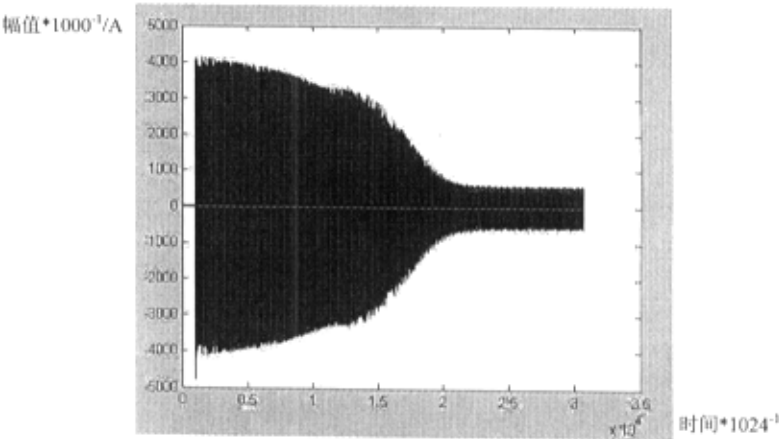


图 2-2 故障电机启动时域波形

2.3.2 转子绕组故障时故障特征量的变化

异步电机启动过程中，转差率 s 是在不断变化的，由转子不对称所感应的 $(1-2s)f$ 分量的频率也是不断变化的^[5]。电机刚开始启动时，转速为 0，转差率 s 为 1，故障频率分量应为 -50Hz；随着转速的上升，当转差率等于 0.5 时，故障频率分量就为 0Hz；转速继续上升

直到起动过程结束，稳定在工作条件下，例如等于 0.03，故障频率分量就等于 47Hz。由于时域周期性信号在频域也是周期性的，因此在 -50Hz 与 50Hz 频谱对称，实际中我们就考虑频率 50Hz 的频谱，就可以发现，在异步电机起动过程中，随着时间的变化，故障频率应该从 50Hz 到 0Hz，再从 0Hz 到很接近 50Hz 的一个过程。

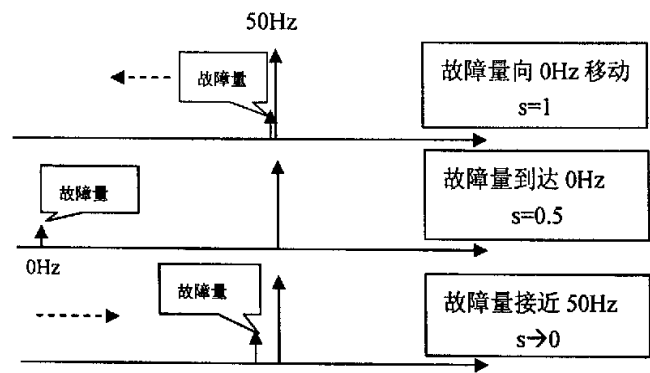


图 2-3 起动过程中转差率与故障特征量的变化

由于电机正常起动过程时间很短，我们采用降压起动，电源电压保持在 100V 左右，起动时间大概在 20 秒钟，这样可以在起动过程的时频图上观察到这一现象。

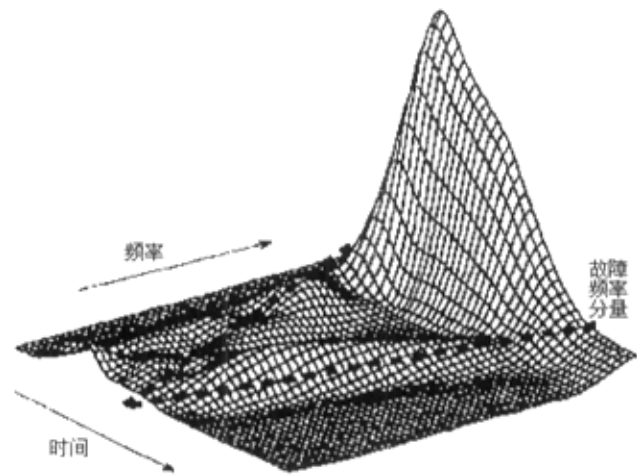


图 2-4 转子故障电机起动过程时、频、幅值 3D 图 (Matlab mesh 仿真图形)

由上面两幅图，我们就可以观察到具有转子断条故障电机的定子电流故障信号量在整个时间轴上变化是一个回归的规程 (50Hz→0Hz→接近 50Hz)，也就是说对于每一个 0Hz~50Hz 之间的频率分量其起动过程中将出现两个峰峰值；如图选取 21Hz 分量作为参考。

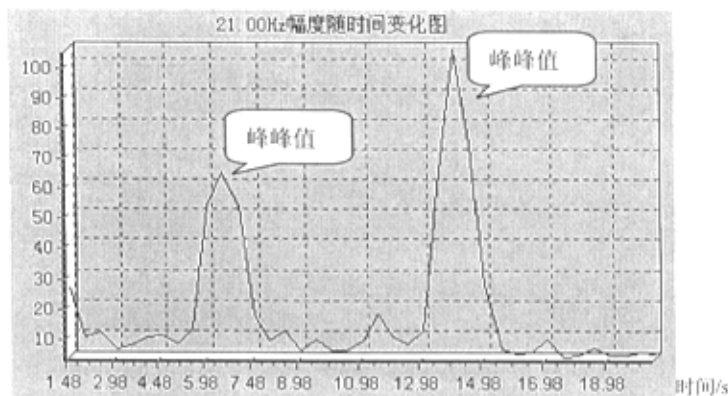


图 2-5 起动过程中 21Hz 分量的变化

（说明：本图使用实验室自己编制的电机故障诊断软件结合实测数据所得。在后面的章节里将使用本课题研究的故障诊断装置进行实际测量计算。）

而良好的异步电机在起动过程的时频分析中，每一个 0Hz~50Hz 之间的频率分量将只产生一个峰峰值，将在后面的章节加以证明。

由上面分析，我们可以得出以下结论：

1. 当转子出现断条，在定子起动电流中的故障频率分量变化呈现一回归过程。而无故障电机则没有这个回归变化过程。
2. 转子断条故障电机，定子起动电流中每一个在 0~50Hz 的频率分量随时间变化呈两次峰峰值，而无故障电机则只有一个峰峰值。
3. 故障电机定子起动电流频率分量的两个峰峰值便是该时刻的故障特征量。

这样解决问题的关键就归结到寻找特定频率分量的在起动过程中的变化，判断其出现峰峰值的个数，这也是本课题对于分析电机起动过程，诊断电机转子断条故障的主要依据。

2.3.3 起动过程中定子电流最佳特定频率分量

在起动过程中分析对于电流中的频率分量的变化，可以诊断转子的断条故障，但是在实际测量中，如果能检测某一最佳频率变化，能产生对故障诊断更为有效的信息，有利于故障诊断系统的处理。

由图 2-4，可以观察到，定子起动电流频率分量从 50Hz 到 0Hz 移动过程中，所对应的两个峰峰值之间的距离随时间线性减小，到 0Hz 时两者重合。在 50Hz 附近的故障特征量由于受到频率边缘泄漏的影响，给观测与计算带来困难；同样在 0Hz 附近由于两个波峰之间的距离也接近 0，也不利于故障诊断。另外由于短时傅立叶计算窗数的限制，其时域分辨率也将受到限制。实验表明，在 0~50Hz 中间这段，即 25Hz 附近，将受到以上因素的影响很小。在实际中，根据频率分辨率的精度来选取合适的最佳频率，比如短时傅立叶计算窗的长度为 512，而采样频率为 1024Hz，则频率分辨率为： $\Delta f = 1024/512 = 2\text{Hz}$ ，这样可以选择 24Hz 或 26Hz 为最佳特定频率分量。

2.4 诊断装置系统的组成结构与功能

数据处理的硬件化发展(数字信号处理器)也为状态监测和故障诊断提供了强有力的硬件支撑,也为快速的实时性、就地性的数据处理提供了保证。通过以上3节对电机转子断条故障的机理以及检测原理的分析,我们开发出了基于数字信号处理器的电机转子断条故障诊断装置。该装置系统包括数据采集模块、故障信号处理模块和故障诊断模块。下面将从系统的实现过程,以及系统各个模块结构功能对装置进行介绍。

2.4.1 装置系统的 CPU 的选择

目前应用比较广泛,可供选择作为 CPU 的芯片和多,如单片机系列主要有: C51 系列、TI 公司的 MSP430 系列、摩托罗拉的 MC68 系列。单片机的优势主要体现在以下几个方面:

- 1 产品价格低廉,性价比较高;
- 2 产品应用普遍,开发周期短,见效快;
- 3 能满足常用的应用要求,便于更新;
- 4 能方便地与计算机进行通讯;
- 5 能有效的进行端口的扩展。

但是,尽管拥有如此多的优点,在数据处理复杂的应用中,单片机就不能尽其善,暴露出了一系列的缺点、弱点:

- 1 单片机的 CPU 主频较低,一般只在几十兆赫兹以下;
- 2 采用传统的冯·诺曼结构,这种结构是将指令、数据、地址存储在同一个存储器中,统一编址,依靠指令计数器提供的地址来区分是指令、数据还是地址,取指令和取数据都访问同一存储器,数据吞吐率较低^[6];
- 3 不能进行比较复杂的数学运算;
- 4 不能进行众多的数字信号处理,如 FFT、数字滤波、相关性计算等等,只适合进行不太复杂的数字信号处理,如数字控制等;
- 5 与计算机及其它设施通讯端口不够丰富,通讯速率较低;
- 6 片内资源不够丰富,不能很好地适应当前的大容量的数字信号处理。

DSP(数字信号处理器)是随着数字信号处理技术应用而发展的,如 TI 公司的 TMS320 系列。在通信、计算机、控制等领域得到了越来越广泛的应用,特别是通信领域,DSP 芯片的应用已经是相当的普及,这主要得益于 DSP 的结构上的一些特征和体现出来的特点^[6]:

- 1 DSP 芯片采用哈佛结构,是不同于传统的冯·诺曼结构的并行体系结构,程序和数据存储于不同的存储空间中,系统中设置了数据总线和地址总线两条总线,数据吞吐率高;
- 2 与哈佛结构相关,采用流水线操作,减小指令执行时间,增强了处理器的处理能力;
- 3 具有专用的硬件乘法器,乘法速度快,处理器的性能高;
- 4 具有特殊的数字信号处理指令;
- 5 CPU 主频高,指令周期短;
- 6 具有更加适合于数字信号处理的软件和硬件资源,可用于复杂的数字信号处理;
- 7 具有丰富的片内硬件资源,接口方便;
- 8 可编程性强,集成方便^[7]。

另外,DSP 主要用来处理数字信号的,它具有数字处理的稳定性好、精度高、可重复性好等优点。它是一种特别适合于进行数字信号处理运算的微处理器,能够实时快速地实现

各种数字信号处理算法。

本课题要判断电机故障特征量的存在需要进行大量的数据处理。另外本故障诊断装置要求能脱离计算机就地即时判断故障诊断结果，同时能快速的与计算机通讯，由此，DSP 满足故障诊断装置的核心 CPU 的选择需求。于是我们就选用 TI 公司的 TMS320VC5402 作为装置的核心 CPU。

2.4.2 DSP 的选型

目前市场上主要的DSP芯片生产上包括TI、ADI、Mortorola。等，其中TI占有最大市场份额。产品包括了从低端的低速度DSP 到高端的大运算量的DSP产品。目前，广泛使用的 TI DSP有三个系列：C2000、C5000、C6000(C3X也有使用)，其它型号都基本淘汰。需要提醒注意的是：在TI 的DSP 中，同一系列中不同型号的DSP 都具有相同的DSP 核，相同或兼容的汇编指令系统，其差别仅在于片内存储器的大小，外设资源。

在具体的开发中，根据所设计的系统要求和最终产品的成本估算，一般要从片内存储器的大小和类型、提供外设能力的高低、存储器的外扩能力、芯片的运算能力、功耗分装等发面进行考虑。例如本便携式电机转子断条故障诊断系统采用的C5000系列，片内RAM16K，提供同步串口，功耗最低，适合于便携式的系统。

2.4.3 转子断条故障诊断系统的组成

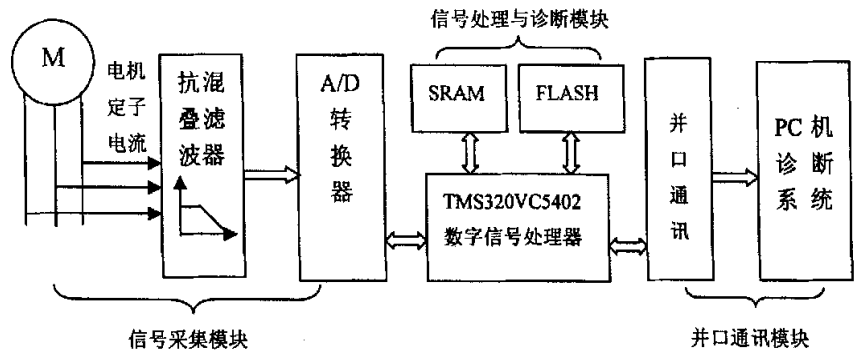


图 2-6 故障诊断装置的系统结构图

一个典型的 DSP 系统主要包括以下几个部分^[8]：抗混叠滤波、A/D/、DSP 芯片、D/A、平滑滤波等。本装置系统也就基于以上思想设计出的，如图 2-6。按实际需要，系统扩充了信号采集、存储器和并口通讯系统，方便了装置与 PC 机诊断系统之间的通讯与数据交换。另外还自行设计了系统的电源模块。

这里将系统划分为四大模块：信号采集模块、信号处理与故障诊断模块、并口通讯模块、电源模块，如图 2-6。下面逐一介绍各个模块的结构功能及其实现过程。

1) 信号采集模块

信号采集模块的功能是采集电机定子电流信号，使得电流信号转化为电压信号。电压信号经过抗混叠滤波和模数转换器进入数字信号处理器 DSP，转换为数字信号贮存在 SRAM 中。信号采集模块为整个系统提供数据源，是系统运行的基础。

首先负责电流信号采集的是电流互感器。通常采集电流信号是通过采样电阻将电流信号转换成电压信号，然后再通过 A/D 转换器转换成数字信号^[9]，而本装置系统主要使用在电

厂、工矿企业等场合，被测电机都是大容量电动机，功率都在几百千瓦，额定电流接近 100A。这样绝对不可能使用普通的信号采集方法，直接在一次侧进行采样；如果在二次侧通过电流互感器后面串电阻，电流还是比较大，尤其是电机起动过程中，这就对采样电阻提出了很高的要求。并且按照电厂安全规则规定电流互感器二次侧不准开路，显然这样的方法是生产实际所不能采用的。所以采样电阻的方法在本装置中是不适合的。

为了实现电气隔离和现场实际的需要，本系统中采用的是如图 2-7 所示的交流电流转换器，该仪器是深圳华谊仪表公司生产的 M97A 钳形电流变换器，使用时只需要把转换器夹在待测电流的导线上，转换器通过霍尔效应根据电流的大小输出电压信号，丝毫不影响原来的线路，使用简单而且安全可靠，非常适合便携设备使用。

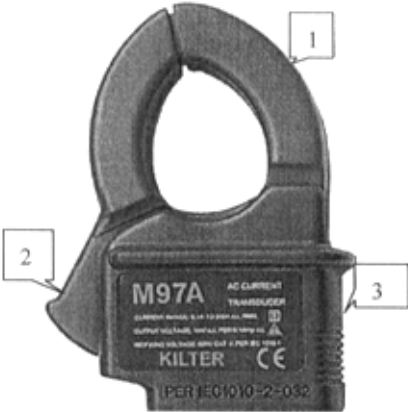


图 2-7 M97A 交流电流互感器

1.钳口（拾取电流电流）2.把手 3.扳机（按此扳机打开钳头）

接着由交流电流互感器转换出的电压信号便将交给模数转换器处理，然而模数（A/D）转换器将模拟信号转换成数字信号，但对输入的模拟信号有一定的要求，要求电压在 -5V~+5V 之间，所以从传感器下来的信号需要经过调理，转化成标准的模拟信号进入 A/D 转换器在本系统中的信号调理板具有抗干扰、滤高次谐波、放大、抗混叠等功能，将电流转换器下来的电压信号转换成标准的模拟信号输入到模数转换器。图 2-8 为信号调理电路的原理图。

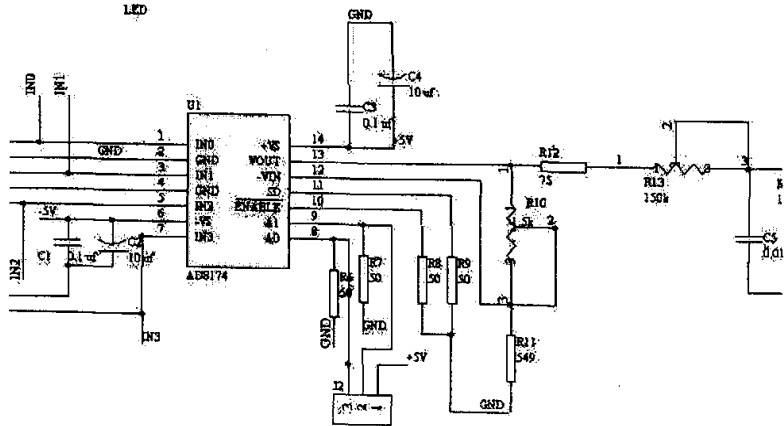


图 2-8 信号调理板原理图

经过调理的电压信号便进入了模数转换器（A/D），它是本系统的重要模块，其转换信

号的精度直接影响到装置的诊断最终结果。由于故障特征量的幅值与基波幅值相差可达 60dB，因此模数转换器精度的精度须在 12 位以上。我们采用 TI 公司的 THS14F01 A/D，其转换精度高达 14 位，满足系统的测量要求。电压信号输入方式采用全差分输入法，如图 2-9 所示。

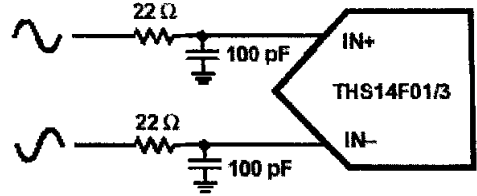
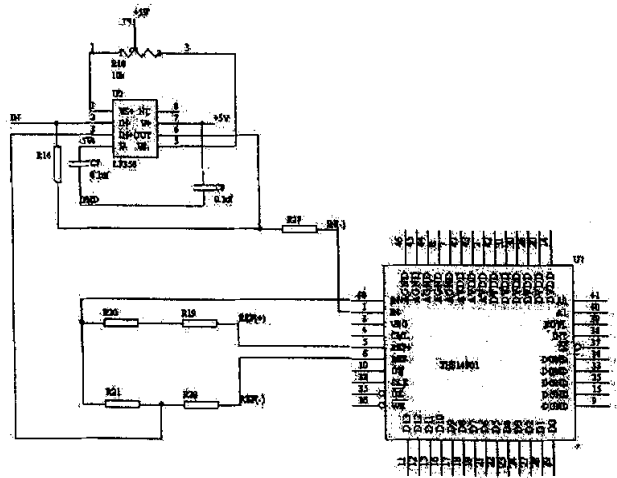


图 2-9 全差分输入法

采用了一片放大器芯片 LF356 和 THS14F01 组成信号的输入转换电路，用 LF356 放大器芯片构成差分输入，进入 THS14F01 模数转换器。如图 2-10 所示



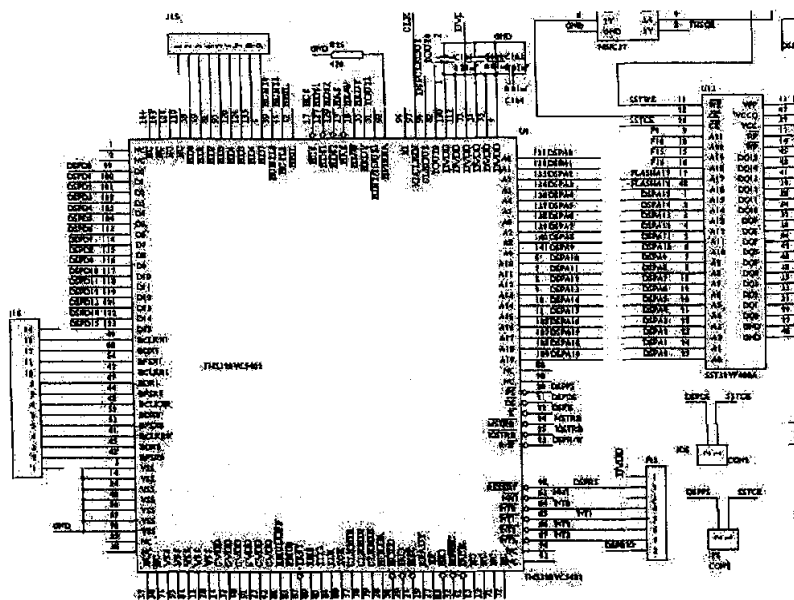
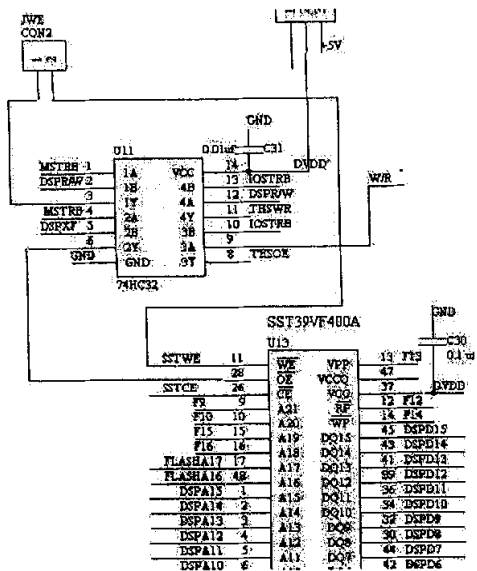
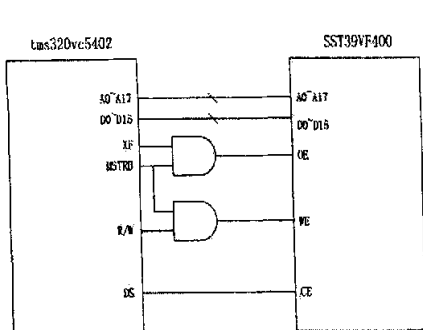


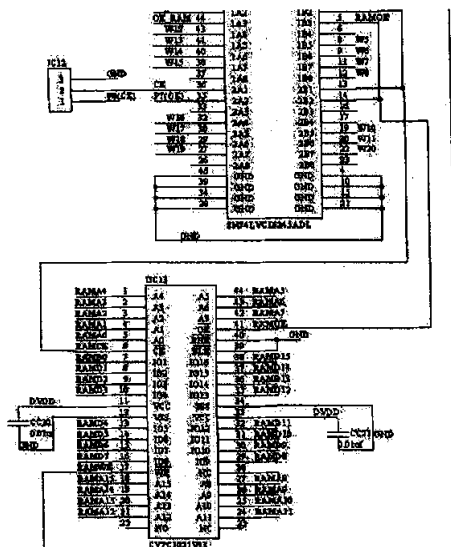
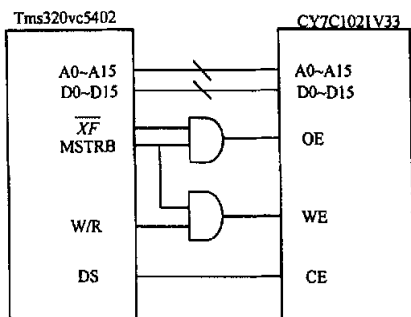
图 2-11 5402 芯片及其外围电路原理图

由于本装置中是 5402 芯片主要负责的算法是傅立叶变换，在计算电机稳态时定子电流信号频谱中，为了满足精度要求，其计算点数已经达到 8192 点，再加上算法中用到的数据缓冲区和正余弦表等，以 5402 芯片片上的资源（4K 的 onchip-ROM，16K 的 DRAM）已经无法满足需要；另外装置系统的软件模块大小已在 198KB，为此必须要进行存储器的外扩。我们采用了两片存储器芯片：SST39VF400A（容量 4M），是用来存储用户程序的 FLASH；CY7C1021v33（容量 64K），是用来提供 FFT 和 STFT 计算和信号数据存储的场所。这两块芯片在 5402 的存储器映射空间上，均属于数据存储器空间，而同时只能有一块芯片被片选。为此我们使用 XF 引脚的输出控制片选。如图 2-12，列出了存储器外扩电路的原理图。

芯片的程序区大小可以通过设置程序扩展区指针来扩展到 16 Pages，每页的大小为 64K，这样程序空间的大小可以扩充到 1MB。



a. FLASH 与 TMS320VC5402 的连接



b. SRAM 与 TMS320VC5402 的连接

图 2-12 存储器外扩电路的示意与原理图

时钟是保证数字电路正常工作的前提，对于以 DSP 为核心的电路也不例外。TMS320VC5402 的时钟是通过外部两个引脚 X1 和 X2/CLKIN 进行配置的，该芯片的时钟主频最大达 100MHz。本装置采用了图 2-13 的方式，DSP 芯片的 X1 引脚悬空，X2 引脚作为外部时钟的输入脚，直接与 10MHz 的有源晶振相连（注：晶振的电源必须接 1.8 伏的电源与 DSP 的芯片电源 CVDD 相对应^[10]）。

DSP 的主频时钟是通过设置三个 CLKMD 引脚以及 CLKMD 寄存器的值来设定，表 2-1 便说明了芯片复位时候时钟模式的设定。

信号处理与故障诊断的软件模块包括 A/D 采样控制、傅立叶变换、自适应滤波、短时傅立叶变换。故障信号处理模块对采集后的数字信号进行分析,判断是否存在故障频率分量。笔者使用 TMS320C5000 系列汇编语言 Assembly Language 结合系统的硬件模块编写而成,经过现场测试通过,检验故障效果良好。本模块是整个全文的核心,也是系统中内容最丰富的部分,将在第三章与第四章进行详细介绍。

3) 并口通讯模块

计算机与本装置系统之间采用并口通讯, DSP 经过数据处理,可以在现场脱离计算机,通过 DSP 的 I/O 口直接进行诊断输出指示,也可以在现场与便携式计算机通讯,由计算机的诊断系统进行分析、判断,如本实验室使用的电机故障诊断软件包。另外,由于采用了充电电池,提供了不间断电源,也可以把数据进行存储,脱离现场进行诊断、分析。

本系统采用计算机的并行口 (LPT1) 读取存储器的数据。计算机并行接口采用 25 针插头插座,并口入口地址在 0378H。如图 2-15,通过计算机的并口的第 6 引脚产生信号给 74HC123, 74HC123 产生脉冲给 74HC393, 然后生成地址进入 74HC244 缓冲,与存储器的地址线相连。存储器的数据通过 74HC244 缓冲给计算机的控制口,读入计算机。整个数据读入程序用 VB 编译而成,进入 PC 机诊断系统进行数据的各种处理。

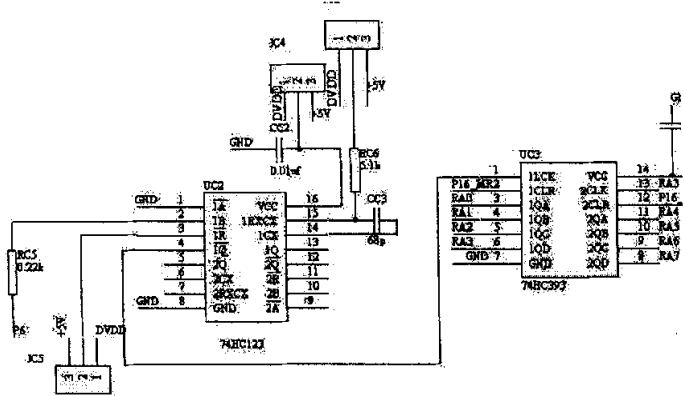


图 2-15 计算机并口控制的地址发生电路

4) 装置的电源模块

由于本装置系统要实现便携式功能,因此在这种场合下要保证装置的可充电能力。课题依照实际要求为装置系统设计了充电与稳压的电源电路。充电芯片采用 MAXIM 的 MAX712, 对容量为 4300mAh 的镍氢充电电池进行充电。同时用 MAX1703 芯片对电池电压进行 5 伏的稳压,运算放大器 MAX735 芯片产生 -5 伏电压。如图 2-16,为电源模块的原理图。

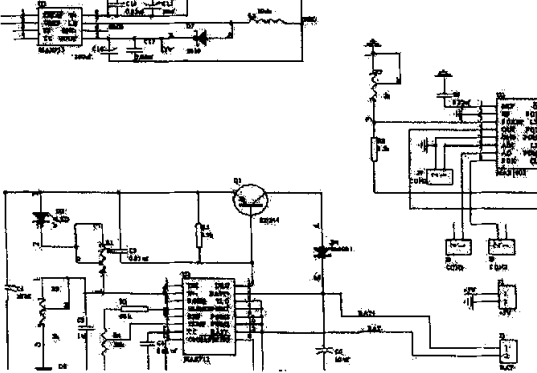


图 2-16 电源模块的原理图

2.4.3 装置系统的功能

经过前面的章节介绍，对系统的实现原理与过程都有了深入的了解。本课题已经为厂家研制出 MF101 电动机故障检测仪，并在现场得到成功的应用，图 2-17 便是 MF101 诊断仪与联机系统的实物图。图 2-18 是其面板示意图

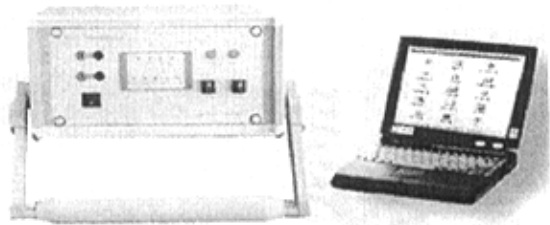


图 2-17 MF101 电机转子故障诊断仪

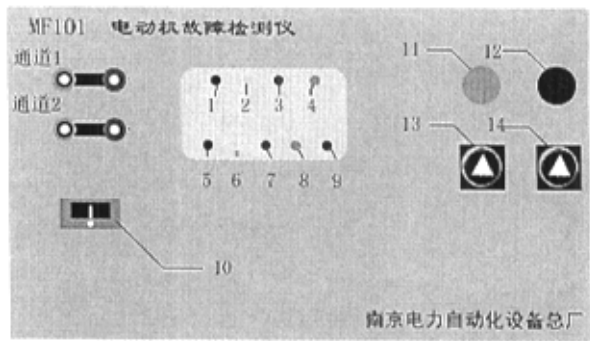


图 2-18 故障诊断仪面板示意图

1. 电源指示灯	8. 信号弱指示灯
2. 测量状态灯	9. 信号过载灯
3. 计算状态灯	10. 电源开关
4. 通讯指示灯	11. 计算按钮
5. 转子正常指示灯	12. 采样按钮
6. 故障待观察指示灯	13. 通道选择旋转开关
7. 转子故障指示灯	14. 稳态/起动切换开关

从图 2-18 上可以看出，该检测仪有两个组成部分：仪器本体和计算机。装置的主要功能：

1. 仪器本体：主要实现现场的电机检测和故障诊断，就地给出诊断信息，通过面板上的红、黄、绿三盏指示灯分别表示电机处于故障、待观察和正常状态。结果的实现主要通过 DSP 内部的数据处理：加窗函数和 FFT 变换，进而判断 40Hz~49.6Hz 谐波分量的幅值与主频 50Hz 的幅值的百分比，根据百分比的大小给出指示状态；在电机空载、或带小负载的情况下，使用短时傅立叶变换 STFT，分析电机定子起动电流中的故障特征量的变化，进而诊断其故障。
2. 计算机：对有轻微故障、有疑问而现场不能确诊的电机，可通过仪器与计算机通讯，进一步进行诊断：

- a) 可将数据传送到计算机上，做多方面的数据分析，包括自适应陷波、FFT等，进行全方位的诊断；
- b) 可利用对电机起动过程的检测、分析，进行短时傅立叶变换，判断转子绕组故障与否；

第三章 数字信号处理在电机故障诊断中的应用

前面一章讲述了电机转子断条故障机理与诊断的原理,并对故障诊断装置系统各硬件模块的实现及其功能;并提出使用异步定子电流频谱分析法、定子起动电流分析法针对电机的不同运行状态进行分析,找出故障特征量 $(1-2s)f$ 及其变化规律,诊断电机转子故障。本章将介绍以上诊断方法的数字信号处理,即给出傅立叶算法、短时傅立叶算法,自适应滤波等方法的基本理论、仿真分析和实际测量的结果分析,以验证软件模块、故障诊断方法的正确性。以上信号处理算法的编制过程将在第四章一并给出。

在现场实验中用到的电机是无锡华达电机厂生产的Y2-112M-6型三相双鼠笼转子感应电动机(后面章节中在以其为实验电机的时候简称“样机”),转子为铜条转子,铭牌数据如下:

表 3-1 双鼠笼转子电机的额定参数

额定功率(kW)	额定电压(V)	额定电流(A)	额定转速(n/min)
2.2	380	5.6	935
额定频率(Hz)	绝缘等级	工作制	接线法
50	F	S ₁	Y

实验中使用两台型号相同的电机,作为现场实测对象:其中一台通过人为的转子断条两根;另外一台电机状态良好。

3.1 傅立叶算法在检测电机稳态运行中转子故障的应用

异步电机在稳态运行时,定子电流中的频率分量在时域上非常接近于恒定,因此定子电流信号属于平稳信号。分析和处理平稳信号的最常用也是最主要的方法是傅立叶算法^[1]。通过故障诊断系统采集得到的信号是有限长的离散信号,可以使用离散傅立叶变换(DFT)进行处理。在实现时,使用离散傅立叶变换的快速算法(FFT—Fast Fourier Transform)^[2]。

本节通过现场实验分析定子电流 $(1-2s)f$ 分量与电源基频 f 分量之间的比值,来推断转子绕组的损坏程度,这也就是异步定子电流频谱分析法。

3.1.1 傅立叶变换的基本原理

基于傅立叶变换的信号频域表示及其能量的分布揭示了信号在频域上的特征,它在传统的信号分析与处理的发展史上发挥了极其重要的作用。

函数 $x(t) \in L^1(R)$ 的连续傅立叶变换定义为^[3]

$$F(w) = \int_{-\infty}^{\infty} e^{-j\omega t} x(t) dt \quad (3-1)$$

$F(w)$ 的傅立叶逆变换定义为

$$x(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} e^{j\omega t} F(w) d\omega \quad (3-2)$$

实际上,由采样得到的信号在时域和频域都是离散的,且都是有限长的,需要离散傅立

叶变换求解。DFT 的定义为：

$$X(k) = F(x_n) = \sum_{n=0}^{N-1} x_n e^{-\frac{2\pi k n}{N}}, k = 0, 1, \dots, N-1 \quad (3-3)$$

可以写成级数的形式：

$$x_n = a_0 + \sum_{k=1}^{N/2} a(k) \sin\left(\frac{2\pi k f_s}{N}\right) + b(k) \cos\left(\frac{2\pi k f_s}{N}\right) \quad (3-4)$$

其中：

$$\begin{aligned} a(0) &= X(0) / N \\ a(k) &= 2 * \text{real}(X(k)) / N \\ b(k) &= -2 * \text{imag}(X(k)) / N \end{aligned} \quad (3-5)$$

其中 N 为计算点数， f_s 为采样频率。由式 (3-5) 可以发现傅立叶变换的实质是把离散信号序列分解成许多不同频率的正弦波的叠加和，这样就可以将对离散信号序列的研究化为对其权系数，即其傅立叶变换 $F(w)$ 的研究。

再看式 (3-3)，因为 x_n 可能是复数，可以把它写成

$$\begin{aligned} X(k) &= \sum_{n=0}^{N-1} \{(\text{Re}[x(n)]\text{Re}[W_N^{kn}] - \text{Im}[x(n)]\text{Im}[W_N^{kn}]) + \\ &\quad i(\text{Re}[x_n]\text{Im}[W_N^{nk}] + \text{Im}[x_n]\text{Re}[W_N^{nk}])\}, n = 0, 1 \dots N-1 \end{aligned} \quad (3-6)$$

由式 (3-6) 所示，对于每一个 k 值，直接计算 $X(k)$ 需要 $4N$ 次实数乘法与 $(4N-2)$ 次实数加法，由于 $X(k)$ 必须对 N 个不同的 k 值进行计算。所以，直接计算序列 $x(n)$ 的离散傅立叶变换需要 $4N^2$ 次乘法和 $N(4N-2)$ 次加法，除此以外通用计算机或专用硬件芯片在实现离散傅立叶变换的时候，当然还要存取输入序列的值 $x(n)$ 和系数 W_N^{nk} 。因此当 N 很大时候，直接计算离散傅立叶变换的计算量和使用资源都是很大。有必要寻找减少计算中乘法和加法的计算方法。

当 N 为 2 的整数幂的时候，可以把离散傅立叶变换逐次分解成较短的离散傅立叶变换，本装置便使用了按时间抽取 FFT，具体原理实现可参考数字信号处理相关书籍。

由式 (3-4) 可以看出傅立叶变换后在频域得到的是一些离散的数据点，这就带出了频域分辨率这个问题，频域分辨率 Δf 可以通过下面这个公式来计算：

$$\Delta f = \frac{f_s}{N} \quad (3-7)$$

如果采样频率是 1024Hz，采用 512 个点的 FFT，就可以得到在 0Hz、2Hz ... 1024Hz 上的傅立叶变换系数，根据奈奎斯采样定理可以得知最大的有效频率是到 $f_s/2$ ，即 512Hz。

因此在傅立叶变换的时候，信号的采样频率除了要满足奈奎斯定理以外，采样点数也要达到实际要求，使得有足够的频率分辨率。

最后由于对采样信号进行傅立叶计算，实际上是对无限长的信号进行截断，截断带来的能量泄漏势必会影响信号分析的精度，理论上通常采用两种方法来避免或减小泄漏。一是选取合适的计算点数 N ，保证在 N 内有 n 个完整周期波形（ n 为正整数），这样做傅立叶计算的时候可以减少泄漏，但在实际场合控制采样整周期是比较困难的。二是对信号进行加窗处理，一般来讲泄漏总是客观存在的，我们可以采用一些特殊的窗函数，如汉宁（Hanning）窗、布莱克曼（Blackman）窗和 P301 窗等，对采样信号进行处理^[4]。或者使用数字滤波器、频率细化技术来抑制泄漏。这些内容将在本章第三节中予以介绍。

3.1.2 傅立叶变换的 Matlab 仿真实验

根据故障诊断装置的实际状况和实验现场的设备参数，我们为 Matlab 仿真分析提供了建立数学模型的参数：电源频率 $f=50\text{Hz}$ ，采样频率 $f_s=1024\text{Hz}$ ，转差率 $s=0.03 \rightarrow$ 故障特征频率 $=(1-2s)f=47\text{Hz}$ ，定子电流信号为

$$I_s = \sin(100\pi * n/1024 + \pi/4) + 0.04 * \sin(94\pi * n/100 + \pi/8) \tag{3-8}$$

式中的前一部分代表无故障电流分量，后一部分代表转子断条故障特征量，其幅值为基频分量的 4%。如图 3-1 为定子电流仿真图，由图可以看到波形外围轮廓线也一周周期信号叠加。

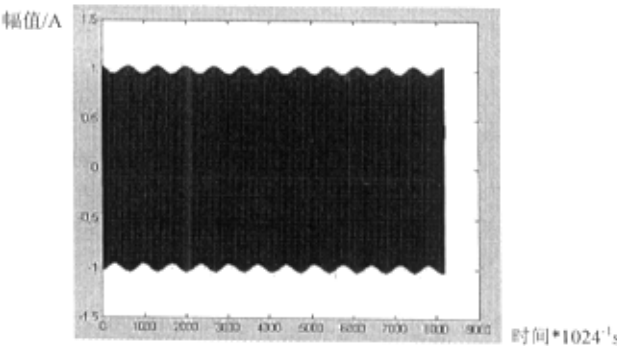


图 3-1 定子电流仿真波形图

通过对定子电流进行傅立叶变换，计算点数 8192，得到如图 3-2 频谱图，可以清楚地看出在 47Hz 左右的位置，存在一个分量。这便是故障特征量，说明异步定子电流频谱法在理论上是可行的。

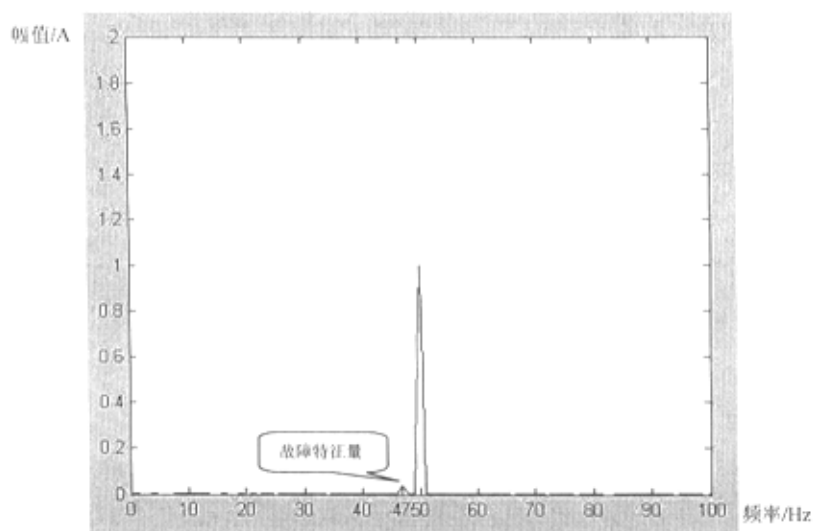


图 3-2 定子电流频谱图

考虑到 50Hz 主频的泄漏因素,为了能正确的判断出这个故障分量的存在和大小,对 FFT 变换进行了加窗处理,加入 8192 点 Hamming 窗,如图 3-3 所示。再对其进行傅立叶变换分析,如图 3-4 所示,从加窗后的 FFT 频谱图可以看出,主频的泄漏已经明显的减少,即使故障频率与 50Hz 主频很近,也能清晰的分辨出 47Hz 的位置的这一分量。

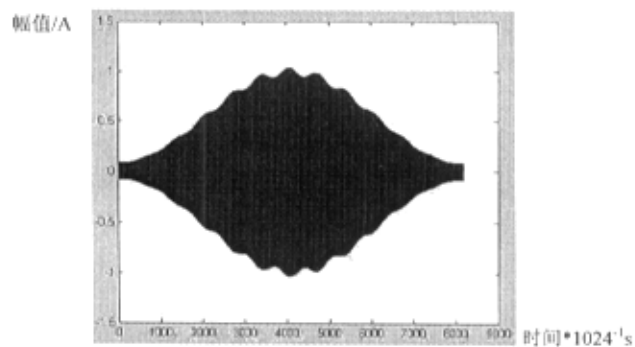


图 3-3 加 8192-Hamming 窗的定子电流仿真图

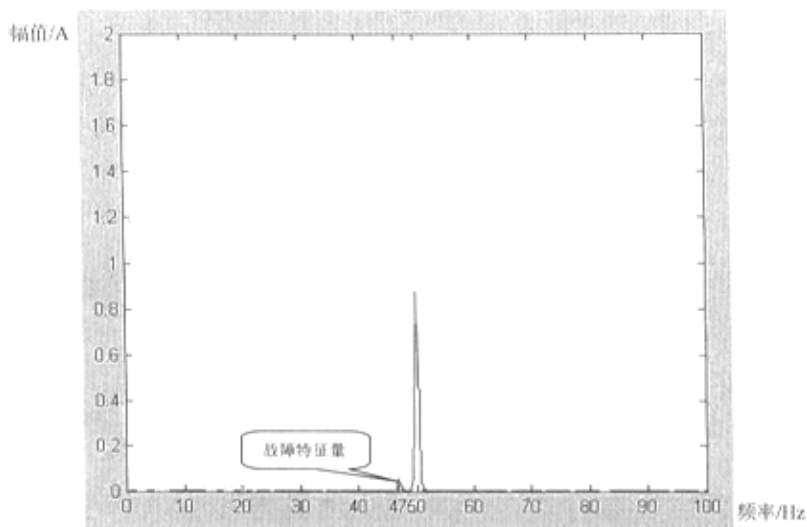


图 3-4 加 8192-Hamming 窗的定子电流频谱图

3.1.3 傅立叶变换的实测数据分析

对两台电机样机进行现场测试，电源频率 50Hz，装置采样频率 1024Hz，采样时间为 30 秒；通过涡流测功机对电机施加额定负载，使用红外测速仪测量电机的转速。

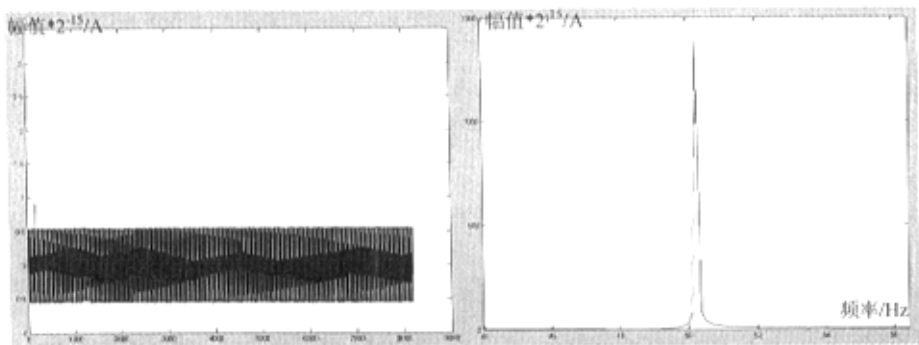
有关诊断结果的判断依据可参阅第四章的第一节中的结果判断模块。

两台电机样机的实验数据如表 3.2 所示。

表 3-2 负载为 1.5kgm 稳态运行时电机样机的实验数据

	线电压 (V)	相电流(A)	转速(rpm)	s	$(1-2s)f$ (Hz)
良好电机	380	4.85	953	0.047	45.3
故障电机	380	5.2	951	0.049	45.1

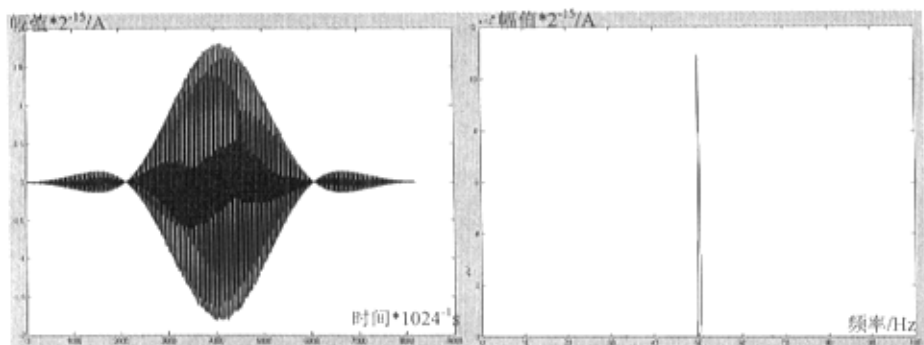
由于数据采集的非连续性（主要是受采样点数的影响），还有外界的因素干扰，如电容，电感，电路板电气扰动，都会造成实际基频相对于 50Hz 工频的左右漂移。对所测量的信号作 FFT 变换，然后使用二分法或者黄金分割法对基频分量进行搜索，以保证所抑制的为实际信号的基频。FFT 的动态频率搜索将在故障诊断算法中予以实现。



a. 无故障电机时域波形图

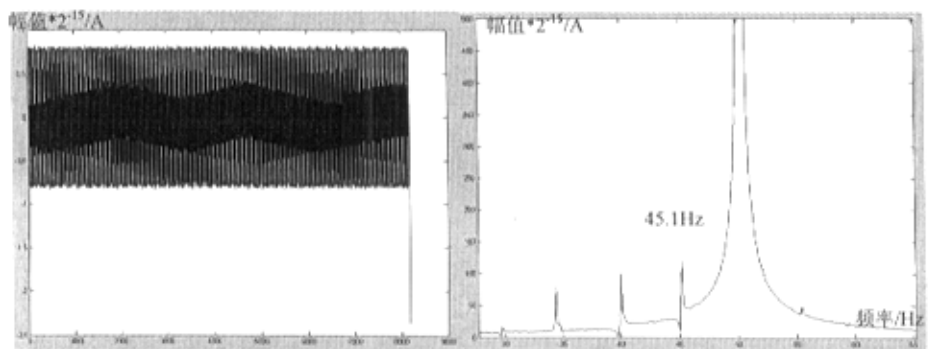
时间*1024⁻¹s

b. 无故障未加窗的 8192 点 FFT 频谱



c. 无故障电机加 p301 窗时域波形

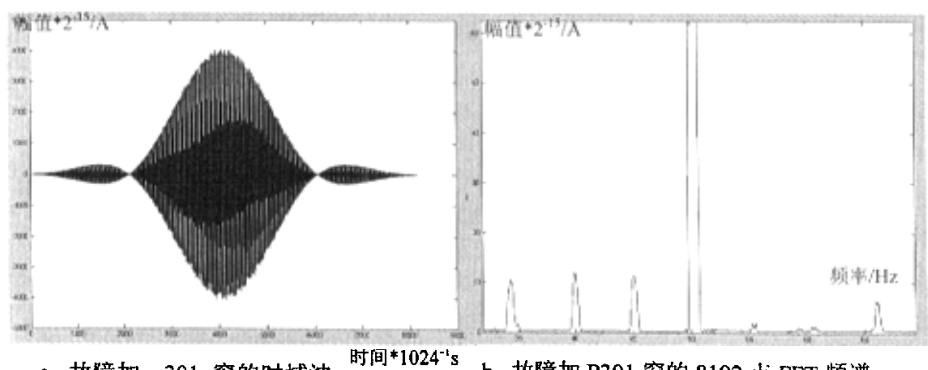
d. 无故障加 p301 窗的 8192 点 FFT 频谱



e. 故障电机时域波形图

时间*1024⁻¹s

f. 故障未加窗的 8192 点 FFT 频谱



g. 故障加 p301 窗的时域波

时间*1024⁻¹s

h. 故障加 P301 窗的 8192 点 FFT 频谱

图 3-5 现场转子电机定子电流波形、频谱图

由图 3-5 的 e~h 图可以分析出 $(1-2s)f=45.1$ ，该处的存在一个明显的故障分量，其幅值与基频比值为 1.6%，按诊断标准需进一步观察。图 3-5 的 h 中在 40Hz、35Hz 处也存在很大的频率分量，和接下来通过增加与减小负载的方法对电机进一步测量。另外基频并非在 50Hz，而是 51.25Hz。

首先是减小负载，这时的故障电机样机实验数据如表 3-3，加 p301 窗频谱图如图 3-6；

表 3-3 负载 1kgm 的故障电机样机实验数据

线电压 (V)	相电流(A)	转速(rpm)	s	$(1-2s)f$ (Hz)
380	4.7	966	0.034	46.6

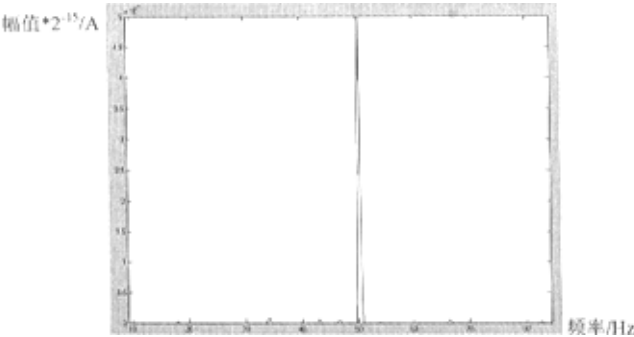


图 3-6 负载 1kgm 的故障电机定子电流频谱

由图 3-6 可以分析出 $(1-2s)f=46.6$ ，该处的也存在一个的故障分量，但其幅值与基频比值为 0.8%，按诊断标准属于正常。这与实际已经偏差很大。

接下来增加负载到 1.7kgm，这时的故障电机样机实验数据件如表 3-3，加 p301 窗频谱图如图 3-7；

表 3-4 负载 1.7kgm 的故障电机样机实验数据

线电压 (V)	相电流(A)	转速(rpm)	s	$(1-2s)f$ (Hz)
380	5.75	937	0.063	43.7

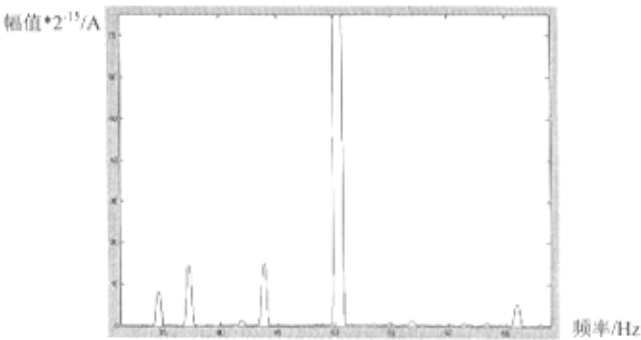


图 3-7 负载 1.7kgm 的故障电机定子电流频谱

由图 3-7 可以分析出 $(1-2s)f=43.7$ ，该处的也存在一个很明显的故障分量，其幅值与基频比值为 2.15%，按诊断标准属于故障。这与 1.5kgm 时候相比故障量更加明显。

由上面分析我们可以得到一些重要结论：故障量的大小与负载有关，当异步电机的负载越大，故障量越大，其测试故障的效果越好；当空载或者附在很小的时候，故障量就变得很

小，用普通的 FFT 是无法分辨的，这时候就必须借助短时傅立叶算法。

3.2 短时傅立叶算法在检测电机起动过程中转子故障的应用

第二章已经分析过：在转差率 s 很小的情况下（如电机空载），故障特征量很小，异步定子电流频谱法的弊端暴露出来，出现误诊断的情况。可以利用电机起动过程的大电流这一特点，来对电机带小负载、空载等这些情况进行处理。这时候所要解决的就是频谱分析方法的寻找。

在定子电流频谱分析中通常用的是傅立叶变换，众所周知傅立叶变换是一种整体变换，即对信号的表征要么完全在时域，要么完全在频域，作为频域表示的功率谱并不能告诉我们其中某种频率分量出现在什么时候及其变换情况。电机起动过程中电流和转速都在不停的变化，是典型的非平稳信号，这时需要使用时间和频率的联合函数来表示信号，这就是信号的时频表示。短时傅立叶变换是一种时频表示方法，能把一维的时间函数或频率函数映射为时间-频率的二维函数。通过对电机起动过程定子电流的短时傅立叶变换，能分辨出电机转子断条频率分量 $(1-2s)f$ 的变化情况，以此判断电机是否存在转子断条故障。

本节将从短时傅立叶变换的原理入手，通过 Matlab 仿真和现场的实际测量，来说明本课题判断电机故障的第二种方法——定子起动电流分析法。

3.2.1 短时傅立叶算法的基本原理

在 1946 年，Gabor 提出了短时傅立叶变换（Short Time Fourier Transform, STFT）的概念，用以测量声音信号的频率定位^[5]。

给定一信号 $x(t) \in L^2(R)$ ，其 STFT 定义为

$$\begin{aligned} STFT_x(t, \Omega) &= \int x(\tau) g_{t, \Omega}^*(\tau) d\tau \\ &= \int x(\tau) g^*(\tau - t) e^{-j\Omega\tau} d\tau = \langle x(\tau), g(\tau - t) e^{j\Omega\tau} \rangle \end{aligned} \quad (3-9)$$

$$\text{式中} \quad g_{t, \Omega}(\tau) = g(\tau - t) e^{j\Omega\tau} \quad (3-10)$$

$$\text{及} \quad \|g(\tau)\| = 1, \|g_{t, \Omega}(\tau)\| = 1$$

并且窗函数 $g(\tau)$ 应取对称函数。STFT 的含义可解释如下：

其基本思想是，取时间函数 $g(t)$ 作为窗口函数，用同 $g(\tau - t)$ 待分析的信号 $x(t)$ 相乘，然后再进行傅立叶变换^[6]，即得在 t 时刻得该段信号得傅立叶变换。不断地移动 t ，也即不断地移动窗函数 $g(\tau)$ 的中心位置，即可得到不同时刻的傅立叶变换。这些傅立叶变换的集合，即是 $STFT_x(t, \Omega)$ ，如图 3-8 所示。

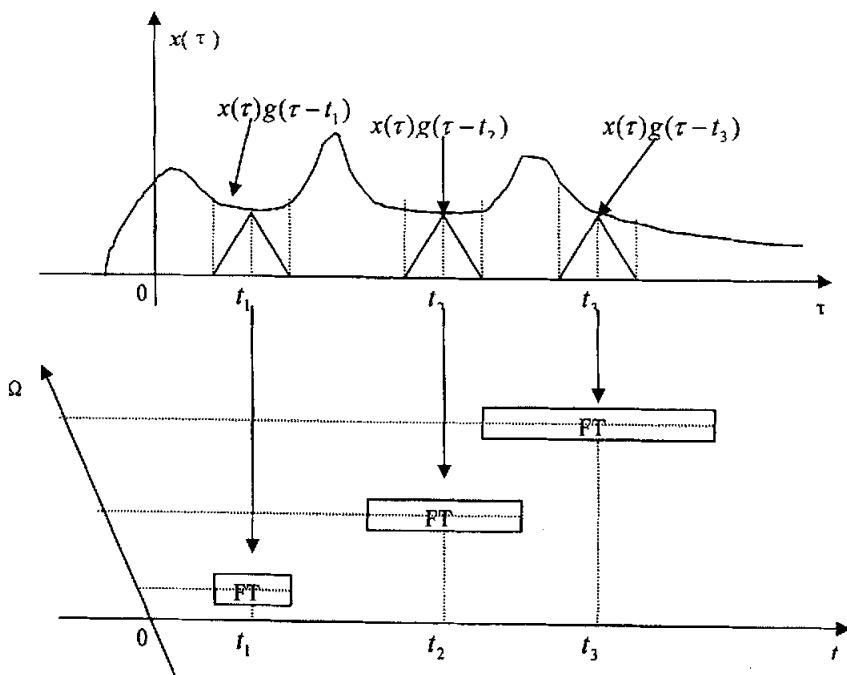


图 3-8 STFT 示意图

显然, $STFT_x(t, \Omega)$ 是变量 (t, Ω) 的二维函数, 对信号 $x(t)$ 具有一定的时、频定位功能。短时傅立叶变换的时频域分辨率是由窗口函数直接决定的, 一旦窗口函数 $g(t)$ 选定, 其时频分辨率就已确定, 并且不随频率和时间而变化^[1]。

因此, 对于工程应用中所最追求的高时间分辨率与高频率分辨率实际上是相互矛盾的^[7]: 要获得高的频率分辨率, 只有牺牲时间分辨率; 反过来, 要获得高的时间分辨率, 只有牺牲频率分辨率。实际应用中根据需要采取某一折衷方案。

另外, 由于实际中采集到的数据为了适合于计算机或者是专用芯片的处理, 该信号必须是离散的, 且为有限长。这是就要求助于离散短时傅立叶变换 (DSTFT), 具体细节可以参考相关数字信号处理书籍。

3.2.2 短时傅立叶变换的 Matlab 仿真实验

异步电机起动过程中, 如果转子存在转子断条或者端环开裂的故障, 定子电流中也会被频率为 $(1-2s)f$ (其中 s 为转差率, f 为电源基频) 的电流分量所调制, 但是这时转差率 s 随着时间由开始的 1, 逐渐减小到稳态时的转差率。由于起动过程是非时变的, 所以难以用一般的数学公式去表示定子起动电流, 因此想到借助于 Matlab 的 Simulink。根据以上的特征, 现假设诊断装置的采样频率为 $f_s=779\text{Hz}$, 采样点数 N 为 11689 点, 故障特征量为基频

分量的 4%。再对异步电机的内部参数进行假设：Un=380V, Pn=746W, f=50Hz, 定子阻抗=0.0201 Ω, 定子漏抗=0.0349 Ω, 转子阻抗=0.0377 Ω, 转子漏抗=0.0349 Ω, 互感=1.282H, 起动惯量=0.7645kg·m², 2 对极。采用 80V 降压起动, 起动时间在 15 秒左右。这样就可以对控制系统进行建模, 如图 3-9 所示。

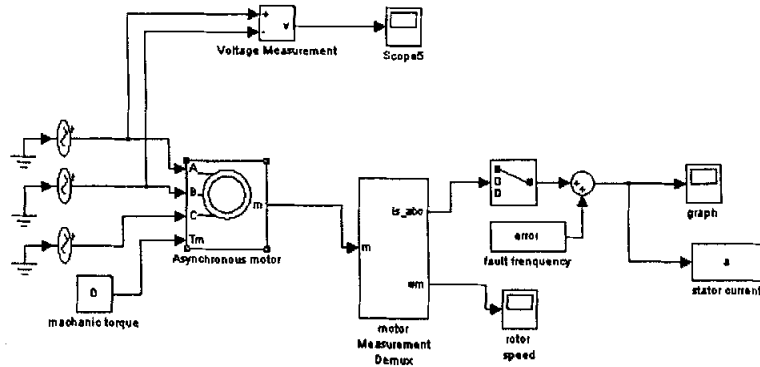


图 3-9 异步电机起动特性仿真模型

图中 error 为故障特征量, $\text{error} = 0.04 \sin(2\pi \times f_e \times n / f_s)$, 其中 f_e 为故障特征频率, 假设 s 其随时间从 1 到 0.04 线性变化, 即 $s = 1 - 0.084 \times n / f_s$ 。N=0,1,...11688。如图 3-10, 为该仿真起动过程定子电流的时域波形图。

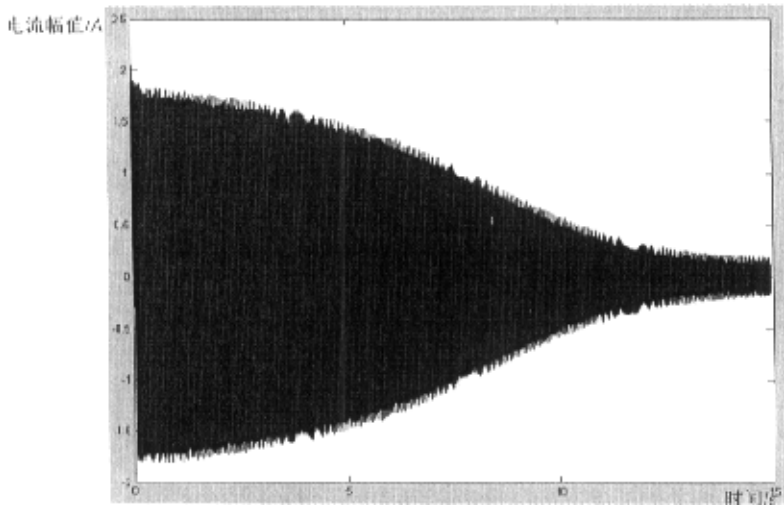


图 3-10 故障电机起动定子电流的仿真时域波形图。

如果用一般的傅立叶变换, 对整个信号进行分析, 只有 50Hz 处能分辨到信号基频, 无法观察和辨清故障特征量。实际上, 这只是故障分量在 0~50Hz 区间内的“平均谱”, 其幅值非常小没有实际意义, 如图 3-11。接下来是用加窗的 STFT 对信号进行时频分析, 就可以各个时间的频率与其幅值, 包括基频以及故障特征量的变化曲线。如图 3-12 中使用时间、频率作为横、纵坐标, 使用色差表示幅度值。

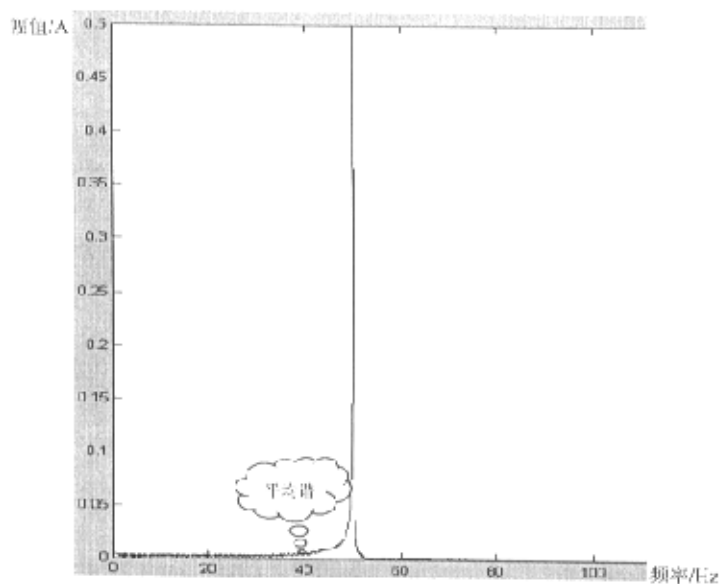


图 3-11 直接对信号作 16384 点 FFT

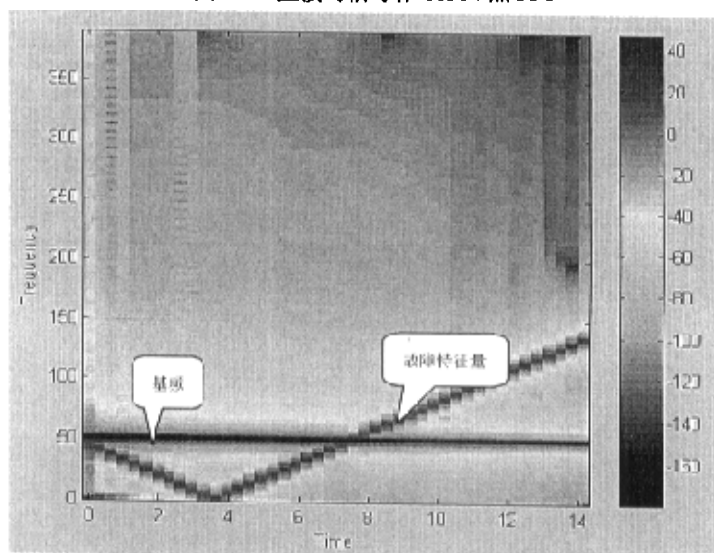


图 3-12 用加 Hamming 窗的 STFT 分析的信号时频图

说明：对于图 3-12 可以清楚地看到故障特征量的变化，但是其规律并不像前面所说的对称的回归曲线，原因主要是在仿真模拟信号的时候，把转差率的变化看成时间的线性函数，而实际上并非是纯线性的关系。但这些足以说明 STFT 分析时变信号时，相对于 DFT 有足够的优越性。

3.2.3 短时傅立叶算法的实测数据分析

这里引入了实际电机起动过程定子电流的采样信号，再用 Matlab 工具进行分析。测试

的对象是电动机样机。为了增加起动时间，采用了空载降压起动，故障电机的起动电压与时间分别为 100V, 9 秒；无故障电机的起动电压与时间分别为 50V, 12 秒左右。如图 3-13 与图 3-14 分别列举了状态良好电机与转子断条电机的时域波形图、时频分析图。

由图 3-13 与图 3-14，可以看出，无故障电机样机在起动过程定子电流中的 0~50Hz 分量中没有一个回归变化的过程；而转子断条电机的则有一个明显的故障量变化的回归过程，这就是本课题在起动过程中判断转子断条故障的依据。另外随着起动电压的降低，起动时间虽然加长了，但是定子电流也随之减小，故障量也将越来越小，因此选取合适的起动电压也是非常重要的。因此可以看出使用 STFT 在诊断电机空载情况下的转子断条故障效果十分显著。 ..

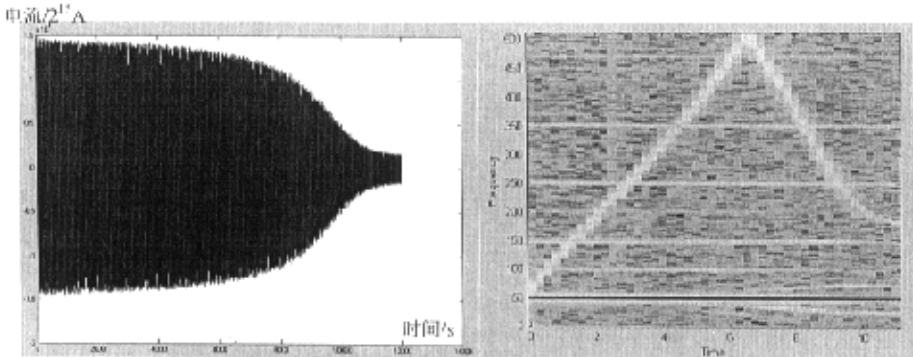


图 3-13 无故障电机样机的时域波形图、时频分析

3.2.4 STFT 分析中应该注意的问题

对电机起动过程信号进行时频分析，要求对电机起动过程进行完整的采样，这就要求先开始采样，再合闸起动电机。由于先开始采样，那么采样数据的前面一部分将是无用数据，应先剔除，换句话讲就是先要在采样数据中判断电机起动的开始点，判断没有什么明确的方法，大体是通过数据点的增益来判断，除此之外还需要判断电机起动结束点，可以通过判断电流幅值是否到达稳定值来判断。有了这两点就可以知道电机的起动时间，根据经验起动时间也可以作为判断断条故障的一个特征量，如果存在断条故障起动时间会比正常时要长。

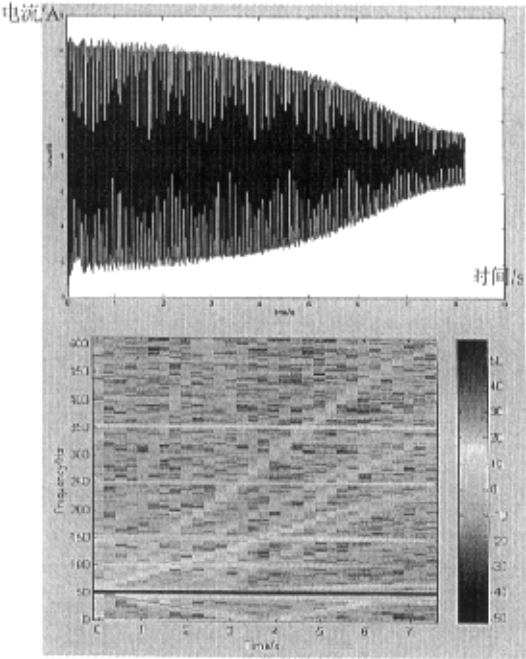


图 3-14 转子断条电机样机的时域波形图、时频分析图

3.3 频谱分析中减少基频泄漏方法的研究

使用电机故障诊断仪对电流信号进行采样时,由于采样的数据可能未必是完整的周期;另外由于我们是对无限长信号进行截断,这两种情况都带来了基频的泄漏和频率分辨率的降低。故障特征量相对于基频比值时很小的,在基频泄漏比较严重的时候,就很容易被基频湮没。这样势必影响到最终诊断结果的准确性。

本课题通过理论研究与现场试验的指导,使用三种信号处理方法来减少和抑制基频泄漏:

- 选用合适的窗函数对所采样的定子电流信号进行预处理^[8]。
- 采用频率细化技术提高频率分辨率,抑制基频泄漏的影响。
- 使用自适应数字滤波器,滤去采样信号中的基频分量,有效的减小了基频泄漏。

3.3.1 窗函数的选择

为了克服基频泄漏的影响,最容易想到的是在对定子电流信号作 FFT 变换之前人为的增加 FFT 的计算点数,这样理论上完全可以实现的,但是这显然会增加计算的复杂度和受到硬件资源的限制,因此一味的增加计算点数是不合理的。加窗是减少泄漏的有效方法,在工程应用中,主要采取加窗函数的办法来弥补这一不足^[7]。对本文来说选择窗函数的频谱希望满足两个要求^[9]:

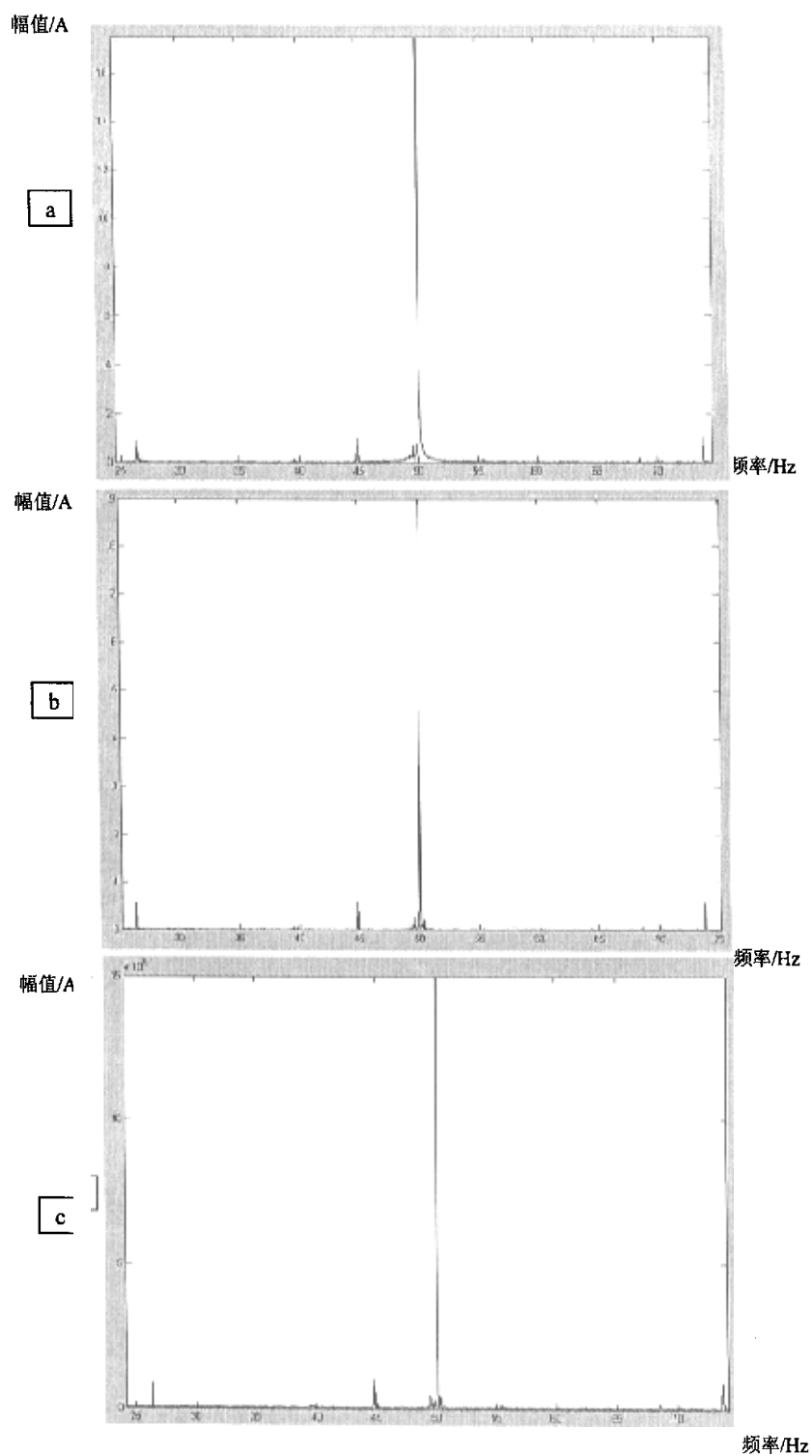
- 主瓣尽可能窄,能量尽可能集中在主瓣内,以提高频率分辨率;
- 旁瓣相对主瓣尽可能小且随频率尽快衰减,以减小泄漏。

但是主瓣既窄,旁瓣又小衰减又快的窗函数是不容易找到的,如矩形窗的旁瓣很大,但其主瓣宽度是最窄的,因此,在数据处理时通常需要做综合考虑取其折中。常用的窗函数已有很多种,如Hamming窗、巴特利特窗(Bartlett)、P301窗等等。

在应用窗函数时,除了要考虑窗谱本身的特性外,还应当充分考虑被分析信号的特点以及具体的处理要求。比如在频谱分析中,如果仅要求分析谱峰的频率而不计及幅值的精度,则可选用主瓣较窄而便于分辨的矩形窗,例如在需要测量物体的自振频率时等场合。如果要分析窄带信号且具有较强的干扰噪声时,则应选用旁瓣幅度较小的窗函数如Hamming窗等。如果干扰距离信号较远,则可以采用旁瓣衰减速度较快的窗函数如Papoulis窗等。如对于随时间衰减的信号如脉冲响应信号等,可以应用指数窗等来提高分析的信噪比。

通常所说的信号“不加窗”,其实也是加了一个特殊的窗—矩形窗。其主瓣最窄,所以信号的频率分辨率很高;但是它的旁瓣也大,最容易产生泄漏。它适合于两个信号服之相差不大的情况。如果故障特征量于基频量幅值比值太小,且又非常接近基频的时候,用矩形窗分析是不合适的。

接下来对三种窗函数进行Matlab仿真比较。分析对转子断条故障电机样机现场所测的数据,采样频率为200Hz,计算点数为8192点。如图3-15别列举了信号加矩形窗、Hamming窗、P301窗的电流频谱图



a. 加矩形窗的频谱 b. 加 Hamming 窗的频谱 c. 加 P301 窗的频谱
图 3-15 定子电流信号频谱图

由上面的几幅频谱图，可以发现加矩形窗的泄漏最严重。而一次窗 Hamming 窗、三次窗 P301 对抑制泄漏都有比较好的效果。但当故障特征量太小，而距离主频又很近的时候，就主要考虑使用高次窗了。本装置 FFT 算法中运用的就是 P301 窗。如果抑制泄漏的效果还是不理想，这时只有辅助其他方法了，下面将提到频率细化技术、自适应陷波滤波器。

注：

p301 窗的数学表达式：

$$w(n) = (a_0 + 2.0 * (a_1 * \cos(2\pi * 1 * x(n) - \pi) + a_2 * \cos(2\pi * 2 * x(n) - 2\pi) + a_3 * \cos(2.0 * \pi * 3.0 * x(n) - 3 * \pi))) / w_0, 0 \leq n \leq N-1$$

其中

$$a_0 = 0.9994484, a_1 = 0.955728, a_2 = 0.539289, a_3 = 0.091581, w_0 = 4.1726,$$

$$x(n) = x(n-1) + \frac{1}{N-1}$$

Hamming 窗的数学表达式：

$$w(n) = 0.54 - 0.46 * \cos(\frac{2\pi n}{N-1}), 0 \leq n \leq N-1$$

3.3.2 自适应陷波滤波器抑制基频量的干扰

针对故障频率分量容易淹没在基波频率分量的泄漏中的特点，可以把基波频率分量 50Hz 看作是一种干扰信号，想办法先使信号通过一个滤波器将 50Hz 的频率滤除，再进行频谱分析，由于故障频率分量离基波频率分量很近，所以要求滤波器的带宽很窄，就是下面要介绍的内容。

1) 自适应陷波滤波器基本原理

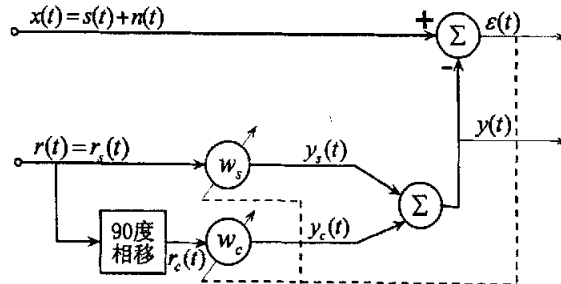


图 3-16 自适应陷波滤波器原理图

其中

$$x(t) = S(t) + n(t) \quad (3-11)$$

$$r(t) = rs(t) = A \sin \omega_0 t \quad (3-12)$$

$$rc(t) = A \cos \omega_0 t \quad (3-13)$$

上式中 $S(t)$ 为目标信号， $n(t)$ 为背景噪声。

自适应迭代运算趋于使误差 $\varepsilon(t)$ 的功率最小, 自适应达到平衡时 $\overline{\varepsilon^2(t)}$ 达到极小值。采用 LMS 自适应迭代算法, 即权的迭代公式为:

$$w_s(k+1) = w_s(k) + \mu \varepsilon(k) r_s(k) \quad (3-14)$$

$$w_c(k+1) = w_c(k) + \mu \varepsilon(k) r_c(k) \quad (3-15)$$

上式中 μ 为自适应迭代步长, k 为时间序列的序号。 $t = k\tau$, τ 为采样周期。

自适应滤波器稳态时的频率响应函数为:

$$|H(\omega)| = \frac{1}{\sqrt{1 + \left[\frac{(\omega_0^2 - \omega^2)\tau}{\mu A^2 \omega} \right]^2}} \quad (3-16)$$

由此可知自适应滤波器的全带宽为

$$B = \frac{\mu A^2}{2\pi\tau} \quad (3-17)$$

自适应滤波器的中心频率即为参考信号的频率, 改变参考信号的频率即可方便地调整该滤波器的中心频率。

2) 极窄带自适应滤波器

大型异步电动机的转差率很小, 致使故障频率分量与基波频率分量十分接近, 这就要求滤波器或陷波器要有很窄的带宽, 按照公式 (3-17) 来计算就应使 μ 具有很小的数值, 但这里要指出步长十分小的时候, 由于存在着输入噪声和权的随机性, 图 3-16 示的系统实际上是不能收敛的, 因而为了实现高性能的极窄带系统, 图 3-16 结构必须予以修正, 图 3-17 结构是合适的。

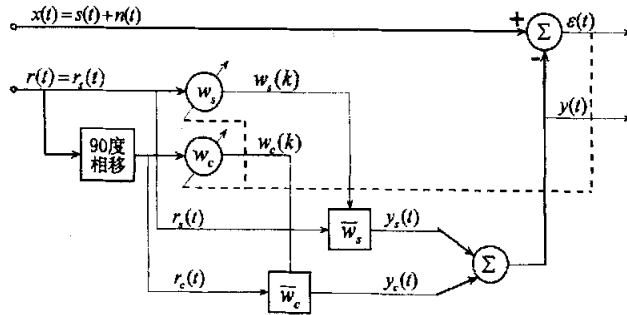


图 3-17 极窄带自适应滤波器框图

图 3-16 中自适应权 w_s 和 w_c 仍按 (3-14) 和 (3-15) 式进行迭代, 但 $y(t)$ 为:

$$y(t) = y_s(t) + y_c(t) = r_s(t) \bar{w}_s + r_c(t) \bar{w}_c \quad (3-18)$$

$$\bar{w}_s(k+1) = \bar{w}_s(k) + \frac{1}{M} [w_s(k+1) - \bar{w}_s(k)] \quad (3-19)$$

$$\bar{w}_c(k+1) = \bar{w}_c(k) + \frac{1}{M} [w_c(k+1) - \bar{w}_c(k)] \quad (3-20)$$

公式 (3-19) 和 (3-20) 式是一阶递归滤波器的表达式, M 为递归滤波器的时间常数。采用一阶递归滤波器对权进行平滑滤波, 自适应计算的精度提高, 结果是自适应陷波器带宽变窄, 自适应陷波器的止带衰减增大。 M 越大, 自适应滤波器和陷波器带宽越窄。

3) 用极窄带自适应陷波滤波器抑制定子电流中的基频分量

在了解了极窄带自适应陷波滤波器的工作原理以后, 现场对转子断条故障的 Y2-112M-6 型电机样机进行测试, 装置系统采样频率为 200Hz, 转子转速为 947RPM。所以电机的故障特征量应该在 44.7 附近。在陷波之前, 故障特征频率相对于基频分量要小的多, 所以在频谱图上不是很明显, 如图 3-18。经过自适应陷波滤波以后, 很大程度上消除了基频的影响, 突出了故障特征分量, 如图 3-19

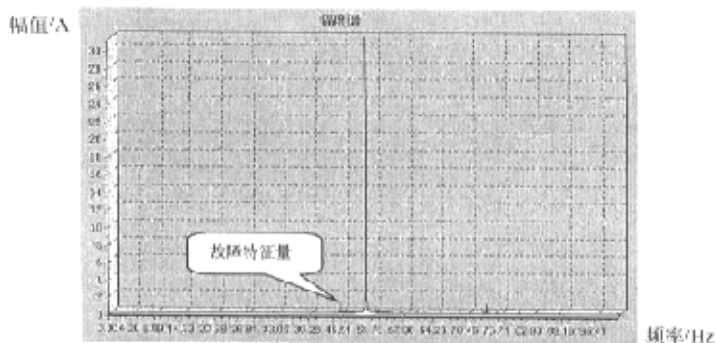


图 3-18 直接进行 8192 点 FFT 的频谱图

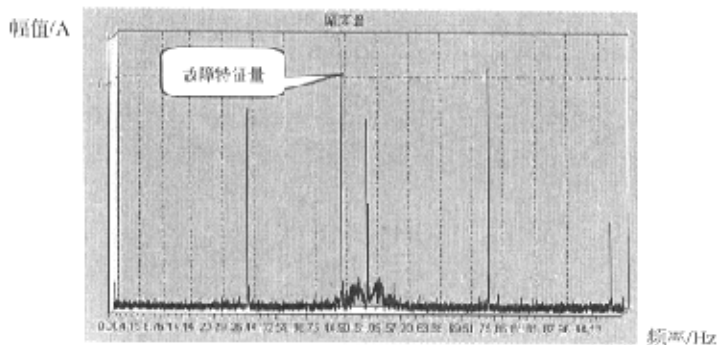


图 3-19 经过自适应陷波滤波后的频谱图

说明: 对所测量的信号作 FFT 变换, 然后使用二分法或者黄金分割法对基频分量进行搜索, 以保证所抑制的为实际信号的基频。而并不是固定的 50Hz。这便是动态频率自适应滤波陷波。

3.3.3 频率细化技术提高频率分辨率, 抑制基频泄漏

本系统在对定子电流进行频谱分析的时候, 当转差率小的时候, 故障特征量与基频十分接近, 因此我们有必要获得很高的频率分辨率。由式 (3-7), 如果要有较高的频率分辨率, 要么增加 FFT 计算点数, 要么降低采样频率。本系统希望在基频附近的频率区域内获得较高的频率分辨率。

频率细化技术是一种频段扩展的快速傅立叶变换技术, 又称 ZFFT。它是一种局部频谱

放大技术，使得某些感兴趣的局部频谱得到较高的分辨率。

前面已经分析过，增加计算点数，不但影响 CPU 运行速度，而且消耗芯片资源，因此我们这里只针对降低采样频率的方法。这种方法主要是基于移频原理，如图 3-20 所示。信号移动到低频以后经过低通滤波，就可以用低的采样频率进行采样，从而达到提高频率分辨率，频率细化的目的。

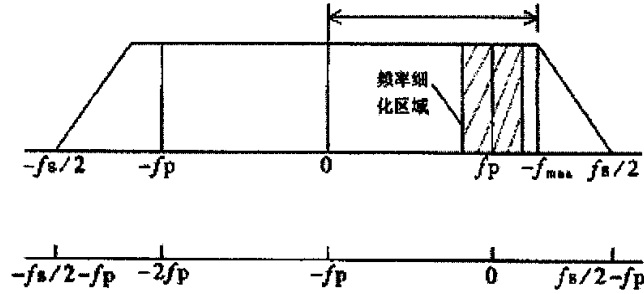


图 3-20 移频前后的频率刻度

说明： f_s 为采样频率， f_p 为向要移频部分的频率，其角频率为 $\omega = 2\pi f_p$ ，令 $f(t) = e^{-j\omega t}$ 。时域信号 $x(t)$ 与 $f(t)$ 的卷积后，则在信号的频域上， f_p 频率就移到了原点。

基于移频的频率细化方法主要包括数字移频、数字低通滤波、重采样、FFT 变换等。如图所示。对移频后的信号进行低通滤波后把 f_p 附近的以外的频率分量都过滤掉了。然后进行重新采样，对信号每隔 M 个点采样一次，这样 $f'_s = f_s / M$ ，也就是说频率分辨率提高了 M 倍。但是需要注意的是要保证经过细化后的采样频率应该比原始信号的基频高，否则将产生信号的混叠。

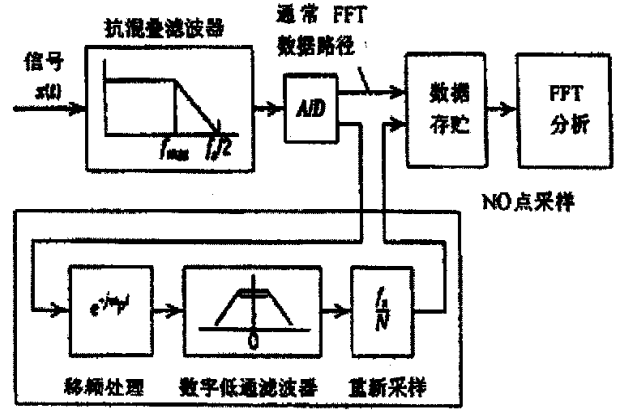


图 3-21 移频法的频率原理图

下面使用 Matlab 仿真实现这一过程。模仿转子故障电机定子电流信号，设

$$I_s = 100 \sin(100\pi * n/1000) + 4 \sin(96\pi * n/1000) \quad n=0,1,2...1023$$

采样频率为 1000Hz，采样点数为 1024 点，故障分量在 48Hz 附近。对上述信号进行移频，

然后分别细化 4 倍、8 倍对突出故障特征量达到比较满意的效果，如图 3-22 所示

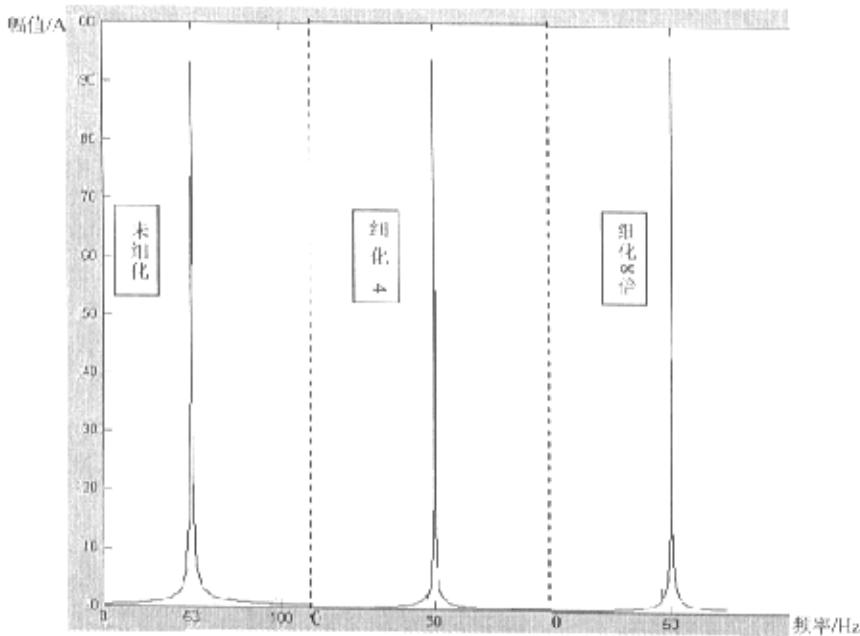


图 3-22 各倍数频率细化的信号频谱比较

在实际应用中，如果结合频率细化与窗函数对信号进行处理，将突出了故障特征量，产生更加满意的效果。

3.4 Matlab 在电机故障诊断中的仿真编程计算

前面三节中详细地讲述了数字信号处理在电机故障诊断中的各种应用，而使用描述说明的工具主要是 Matlab。

Matlab 是 MathWorks 公司于 1982 年推出的一套高性能的数值计算和可视化软件 [10,11]，它集数值分析、矩阵运算、信号处理和图形显示于一体，构成了一个方便的、界面友好的用户环境。Matlab 的推出得到了各个领域专家学者的广泛关注，其强大的扩展功能为各个领域的应用提供了基础。由各个领域的专家学者相继推出了 Matlab 工具箱，这些工具箱给各个领域研究和工程应用提供了有力的工具。使得研究人员可直观、方便地进行分析、计算及设计工作，从而大大地节省了时间，人们可以把主要时间放在研究用何种算法来解决问题，而不是在如何编写程序上，因为大部分算法 Matlab 都帮你实现好了，你只需简单的调用就可以了，即使算法没有实现，你也可以在 Matlab 已有算法的基础上较容易的实现算法。

本课题在使用 Matlab 进行信号的仿真处理时候。编制了 FFT 算法、STFT 算法、自适应陷波滤波器，下面对各算法编制作一一介绍。

3.4.1 傅立叶算法 (FFT)

由于 Matlab 具有 FFT 函数，可以直接使用。在实现的过程中主要注意频域分辨率的计算方法和有效频率范围两个问题。用 Matlab 语言来实现：

```
function fft(x,fs)
%%计算给定数据的傅立叶变换。
% x: 被分析信号序列;
% fs: 采样频率;
len = length(x); %取数据长度
y = fft(x); %进行傅立叶计算
r = 2*sqrt(y.*conj(y))/len; %计算各频率的幅度值
n=[0:fs/len:fs/2] %设置显示图形的横坐标，频率有效值为 fs/2, 频率分辨率为 fs/len
plot(n,r) %画信号频谱图
end
```

3.4.2 自适应陷波滤波器算法

在实际应用中，主要用到极窄带自适应陷波滤波器，结构如图所示，用 Matlab 语言实现如下：

```
function out = FilterByNarrowband(Fdata,fs)
%OUT = FILTERBYNARROWBAND(FDATA,FS)
% 采用极窄带自适应陷波滤波器来抵消数据中基波频率分量。
% Fdata: 需要滤波的数据
% fs: 采样频率
% out: 滤波后的数据
datalen = length(Fdata); %用来计算的数据长度
An = max(Fdata);
t = 0:1/fs:(datalen-1)/fs;
NdataS = An*sin(2*pi*50*t); %参考信号
NdataC = An*sin(2*pi*50*t-pi/2); %参考信号,平移 90°
NoOfData = datalen; %计算点的长度
Order = 96; %自适应滤波器的权的个数,也就是滤波器的阶数
Mu = 0.0001; %权调整的步长
M = 20; %递归滤波器的时间常数
%初始化权值
wS = zeros(Order,1); %自适应滤波器的权值
wC = zeros(Order,1);
wSbar = zeros(Order,1); %递归滤波器的权值
wCbar = zeros(Order,1);
e = zeros(1,NoOfData);
for n = Order : NoOfData
```

```

DS = NdataS(n:-1:n-Order+1);
DC = NdataC(n:-1:n-Order+1);
d_hat(n) = DS*wSbar + DC*wCbar;
e(n) = Fdata(n) - d_hat(n);
wS = wS + Mu*e(n)*DS';
wC = wC + Mu*e(n)*DC';
wSbar = wSbar + (wS-wSbar)/M;
wCbar = wCbar + (wC-wCbar)/M;
end;
out = e;

```

3.4.3 短时傅立叶变换 (STFT) 算法

短时傅立叶变换实际就是在时间轴上平移窗口，对每个窗口中数据进行傅立叶计算，所以要确定窗口长度和每次平移的长度两个参数。用 Matlab 语言来实现如下：

```

function stft(x,w,overlap,fs)
% x 为被分析的信号序列
% w 为窗函数序列
% overlap 为窗口交叠占窗口宽度的百分比
% fs 为采样频率
M = length(x); % 信号长度
L = length(w); % 窗函数长度
LL = floor(overlap*L); % 窗口交叠宽度
N = floor((M-LL)/(L-LL)); % 所计算 FFT 的个数
X = zeros(L,N);
start = 1;
for n = 1:N
tmp = x(start:start+L-1).* w;
X(:,n) = fft(tmp);
start = start + L - LL;
end;
if ((fs == 2*pi) | (fs == 1)) % 产生时频矢量
t = [0:M/N:M-1]';
else
t = [0:M/N/fs:M/fs-1]';
end;
f = [0:fs/L:fs/2]';
imagesc(t,f(L/2+1:-1:1),20*log10(abs(X(1:L/2+1,:)))); colormap(jet);
if (fs == 2*pi) % create time and frequency vectors
xlabel('n');
ylabel('Frequency (rads/s)');
elseif (fs == 1)
xlabel('n');
ylabel('Normalized Frequency (f/fs)');

```

```
else
xlabel('t (sec)');
ylabel('Frequency (Hz)');
end;
```

3.5 小结

本章主要通过 MATLAB 仿真与电机故障诊断后载软件分析了电机不同运行状态下的故障诊断方法，并提出了在空载情况下电机转子断条故障诊断的方法—STFT 时频分析法。通常情况下，即电机带额定负载稳态运行，通过傅立叶变换比较故障特征量与基频之间的幅值比值的大小来判断转子断条故障。然而在电机空载的情况下，转差率为 0，通常的 FFT 无法分辨故障特征量，这是利用电机空载起动的 STFT 分析，可以解决问题；在做时频分析的时候，为了解决频率泄漏的问题，文中提到了三种有效的方法，其中窗函数的方法被应用在电机故障诊断装置的诊断算法中。

第四章 软件模块基于 DSP 平台的实现

DSP 是数字信号处理或者数字信号处理器的简称,它的实现主要基于 DSP 芯片的。DSP 芯片是基于超大规模集成电路技术和计算机技术发展起来的一种高速专用微处理器,有强大的运算功能和高速的数据传输能力^[1]。DSP 芯片在实时大容量数据处理中体现了其无法比拟的优越性(参考第二章相关内容),它在电机控制与故障诊断中也得到了广泛的应用。

电机故障诊断的数字信号处理算法在 Matlab 仿真和 PC 机故障诊断系统中都得到了较好的验证和体现,而又作为本课题基于 DSP 的故障诊断装置软件模块的核心,则要考虑使其如何在 DSP 芯片中实现。

本章便讲述了电机故障诊断软件模块在 TI 公司 TMS320VC5402 芯片中的实现,包括数字信号处理算法、信号的采样和预处理等等。另外还介绍了 DSP 的集成开发环境 CCS 的功能与使用方法以及装置系统帮助文件的编写。

4.1 电机故障诊断系统的软件模块设计

实时 DSP 系统的设计包括硬件设计和软件设计两个方面。硬件设计首先要根据系统运算量的大小、对运算精度的要求、系统成本限制以及体积、功耗等要求选择合适的 DSP 芯片,然后设计 DSP 芯片的外围电路及其他电路。第二章的第 4 节对装置系统的硬件设计进行了详细说明。软件设计和编程主要根据系统要求和所选的 DSP 芯片编写相应的 DSP 程序。在实际应用系统中常常采用高级语言和汇编语言的混合编程方法,即在算法运算量大的地方,用手工编写的方法编写汇编语言,而运算量不大的地方则采用高级语言。由于本系统软件模块主要是做数字信号处理算法,数据吞吐量大,因此全部采用了汇编语言编程。

4.1.1 主程序模块的结构与功能

装置上电或复位后,系统首先进行初始化模块,包括各个芯片及寄存器的初始化,为算法申请计算空间、变量等;接下来就进入了主循环模块,在主循环模块中作如下工作:判断定子电流采集按钮是否按下,如果是,则转到执行 A/D 采样控制模块,采样模块是必须执行的;接下来判断是否进行稳态时的定子电流频谱分析,如果是,则转到执行 8192 点 FFT 算法模块;最后判断是否进行起动电流频谱分析,如果是,则转到执行短时傅立叶算法模块。各过程的结果判断方法不一样,因此数据结果的判断在各信号处理算法中实现,但在流程图 4-1 中把它们都归做结果判断模块。如图 4-1 是主程序模块的流程图。

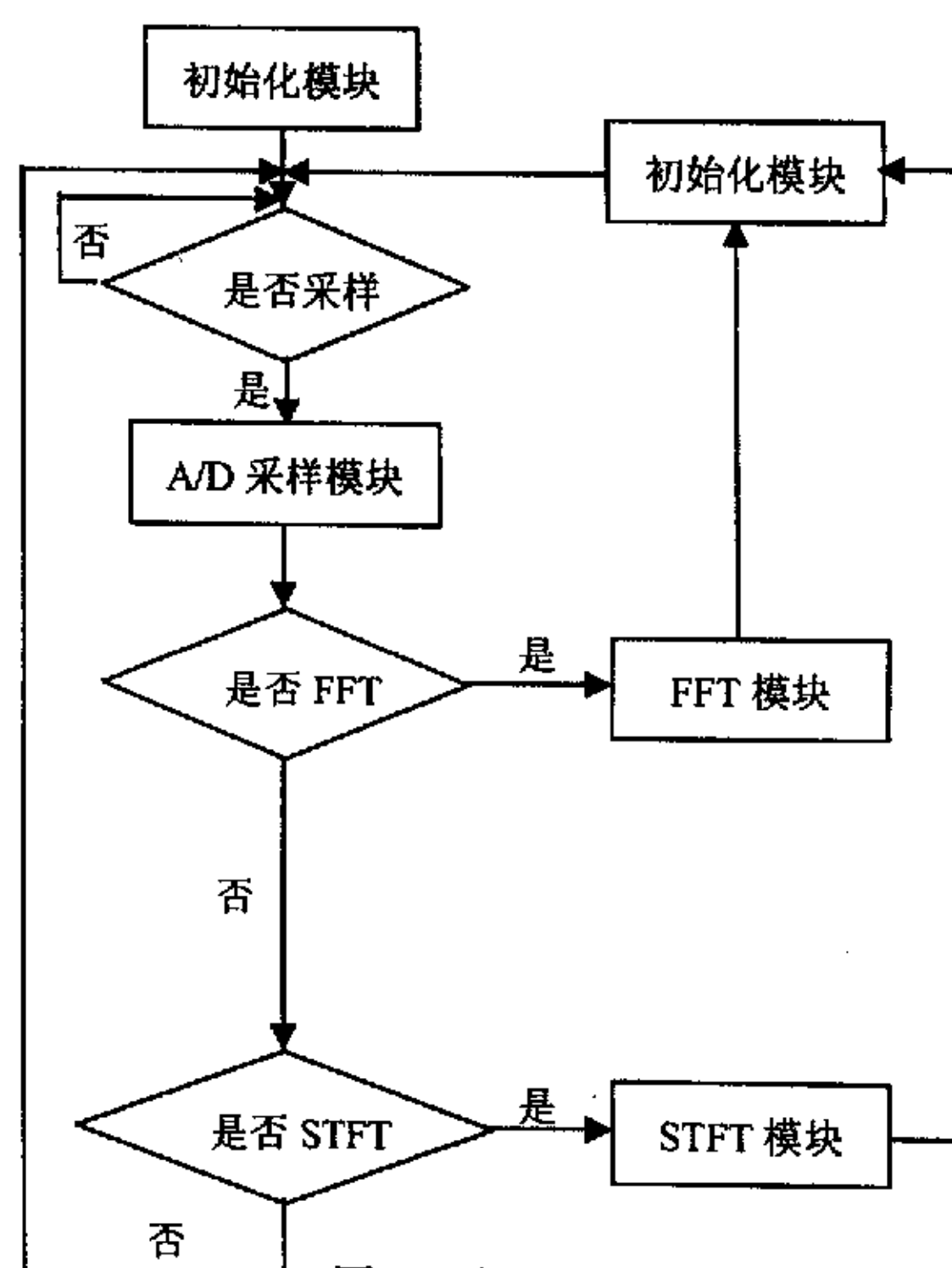


图 4-1 主程序模块流程图

在了解主程序模块的结构与功能的基础上,我们将在下面的章节介绍各个算法模块的功能与实现方法。

4.1.2 初始化模块与 A/D 模数控制采样模块

1) 初始化模块

它主要完成对系统堆栈指针、CPU 时钟频率寄存器 CLKMD、状态等待寄存器的初始化,使 CPU 满足诊断系统的各个参数要求。如下面程序所示:

```

BOS    .usect "stack",1    ;为堆栈分配空间
STACK  .usect "stack",0FDh
TOS     .usect "stack",1
initialprog:
        LD #0h,DP
        STM #1800h,ST0
        STM #0900h,ST1
        STM #0a0h,PMST
        STM #7ffh,SWWSR    ;状态等待寄存器等待 7 个周期
        STM 00h,XPC
clkmdset:
        STM 0h,CLKMD
status:
        LD CLKMD,a
        AND #01b,a
        BC status,aneq
        STM #0000001111101111b,clkmd    ; CPU 时钟频率寄存器=10MHz
clkmdset_end:

```

2) A/D 采样控制模块

其功能是控制模数转换器,使其按照预定的频率进行转换由信号调理电路输出的电压信号。然后把转换结果存入 SRAM 中的指定空间中。本装置电路中使用的是 TI 公司 THS14F01 模数转换芯片,具有 14 位的转换精度。它包含有四个寄存器:转换结果寄存器、PGA 增益寄存器、偏移量寄存器、控制寄存器。对这四个寄存器的理解是控制 A/D 的前提。通过设置 A0,A1 管脚的电平值可以对 4 个寄存器进行选择^[2],如图 4-2 所示。

A1	A0	Register
0	0	Conversion result
0	1	PGA
1	0	Offset
1	1	Control

图 4-2 THS14F01 寄存器的选择

程序模块首先给 A/D 芯片初始化后三个寄存器的值,如程序‘PORTW #value,0001h’,就是把 PGA 寄存器设置#value 值。接下来设置 A/D 的转换结果为 2 进制补码形式,这样与数字信号处理器的数据计算和存储方式一致。完成 A/D 初始化,接下来查询 A/D 是否已在等待就绪状态。

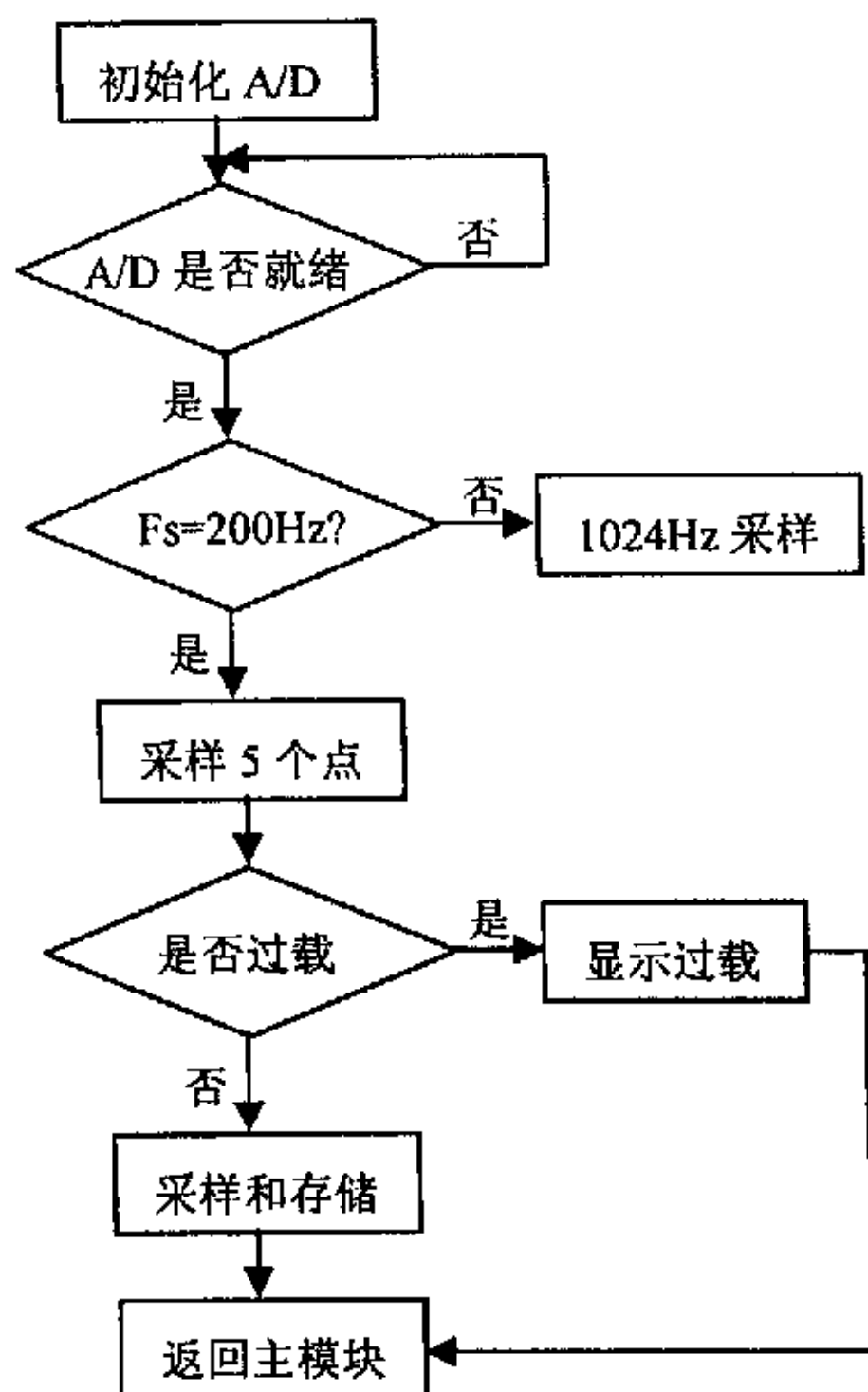


图 4-3 200Hz 的 A/D 程序流程图

FFT 运算的时间只要 $\frac{9}{2}N\log_2 N + \frac{95}{4}N + 22\log_2 N + 13$ 个指令周期。一般 DSP 芯片的时钟频率可达 100Mhz, 这样计算 1024 点实数的 FFT, 只要 12420 个指令周期, 也就是说只要 0.12ms, 因此高速的 DSP 芯片和有效的算法在实时数据处理中得到了切实有效的结合应用。本模块就使用了实数序列 FFT 的有效算法之一, Packing 算法。

Packing 算法按四个步骤来求解:

- 首先 2N 点的实数序列被打包成 N 点的复数序列
- 接下来作 N 点的复数 FFT 变换, 求得 N 点的复数序列结果
- N 点的复数序列结果解压成 2N 点的复数序列, 这就是 2N 点实数序列 FFT 的结果
- 取 2N 点结果的模, 即求出了原序列 2N 点的功率谱

通过 Packing 算法可以使 FFT 变幻的计算速度提高到普通 FFT 变换速度的 2 倍。下面将介绍该算法在 TMS320VC5402 数字信号处理器中的实现。

基于 TMS320VC5402 的 FFT Packing 算法是基 2 的按时间抽取算法。按照上述 Packing 算法步骤, 它也相应的包括四个步骤:

- 输入 2N 点实数序列的打包和位反转。
- N 点的复数 FFT 变换
- 上一步结果的奇偶序列的分开, 产生最后结果
- 求结果的功率谱

本课题编制的 FFT 程序, 适合于 16~8192 点实数序列。在应用中, 只需合适的选取常量 K_FFT_SIZE and K_LOGN 的值。比如输入 8192 点的实数序列, 可以设置 K_FFT_SIZE=8192/2=4096, K_LOGN= $\log_2 4096=12$ 。输入序列在一般认为是定点 Q15 格式的。

在程序计算之前必须有个初始化过程, 在 DSP 程序空间包括设置堆栈指针、程序入口地址、矢量表入口地址。在 DSP 的数据空间包括设置输入序列、正弦余弦表、采样数据的

对 A/D 采样频率的选择是通过装置的跳线设置的, 其 I/O 地址是在 000CH 处, 程序通过该地址读取跳线的电平值, 确定测试所要的频率 (有 200Hz 与 1024Hz 可选)。最后便进入电压信号的采样, 通过空操作指令 NOP 实现可变延时, 这样就可以按需要设定采样频率了。另外为了防止电压信号过载, 在正式采样之前首先采样 5 个点作为信号样本, 如果 A/D 的溢出位为 1, 则终止采样, 并通过发光二极管显示电路显示信号过载。如图 4-3 为 200Hz 的 A/D 采样控制模块流程图。

4.1.3 快速傅立叶算法 (FFT) 模块

FFT 算法是 N 点离散傅立叶变换的一类有效算法, 在通常情况下, 输入序列都被认为是复数形式。当输入序列为实数时, 利用其对称性, FFT 算法将会得到更有效地使用, 比如在工程应用中, 所研究的采样信号都是实数序列。2N 点的实数的

零值化、输出结果的空间分布。如图 4-4 为 FFT 算法模块的程序空间分配，图 4-5 为数据空间分配情况。下面将以 8192 点 FFT 对算法的各步骤进行详细说明。

程序存储器	
0080h	中断向量表 (128 字)
0100h	
0497h	RFFT 用户程序区(3456 字)
0738h	

图 4-4 FFT 算法模块的程序空间分配

在第一步中，设输入 2N 点的实数序列为 $a[n]$ ，通过打包转化为 N 点的复数序列 $d[n]$ 。

$$d[n] = r[n] + j * i[n]; \quad (4-1)$$

$$r[n] = a[2n]; \quad (4-2)$$

$$i[n] = a[2n+1] \quad n=0,1,2,N-1 \quad (4-3)$$

然后就对复数序列进行位反转。通过 DSP 中的位倒序寻址方式来实现的。

位倒序寻址指令：MAR *AR1+0B

在这种寻址方式中，AR0 寄存器存放的整数 N 是实数 FFT 点数的一半，一个辅助寄存器如 (AR1) 指向数据存放的物理单元，当使用位倒序寻址把 AR0 加到辅助寄存器中时，地址以位倒序的方式产生，即进位是从左向右，而不是从右向左^[3]。如：0110 与 1100 以位倒序的形式相加，结果就是 1001。

$$\begin{array}{r} 0 \ 1 \ 1 \ 0 \\ + \ 1 \ 1 \ 0 \ 0 \\ \hline 1 \ 0 \ 0 \ 1 \end{array}$$

比如说对 8 个数据经过位倒序寻址变成了表 4-1 的位倒序格式。

表 4-1 位倒序寻址

原序	位模式	位倒序模式	位倒序
0	000	000	0
1	001	100	4
2	010	010	2
3	011	110	6
4	100	001	1
5	101	101	5
6	110	011	3
7	111	111	7

数据存储器	
0000h	存储器映射寄存器
005Fh	
0060h	组计数器 d_grps_cnt
0061h	旋转因子索引 d_twid_idx
0062h	数据处理缓冲区索引 d_data_idx
0F00h	堆栈空间
0100h	
04000h	正弦表 sine
05000h	
05000h	余弦表 cosine
06000h	
06000h	数据处理缓冲区 (16384 字) (下半段存放 实数 FFT 输入) fft_data
0A000h	
06000h	功率谱输出 (8192 字)
08000h	

图 4-5 数据空间分配

在第二步中，N 点的复数序列 $d[n]$ 被存储在数据缓冲区 6000H~8000H 里，然后做 N 点的复数 FFT 算法，2N 结果 $D[n]$ 存储在 6000H~0A000H，覆盖了 $d[n]$ 。结果按式 (4-4) 进行对应。

$$D[n] = FFT(d[n]) = R[n] + jI[n] \quad (4-4)$$

所用的旋转因子表是定点 Q15 格式的，分别存储在正弦表和余弦表的表中。每个表包含 4096 个值，每个值与 0~180° 之间的度数均匀对应。本程序中使用的循环寻址数据索引方法允许相同的旋转因子表计算不同点数的 FFT 运算。比如要算 512 点的 FFT，对于 4096 点的正余弦旋转因子表来说，只需在其中每隔 4096/512=8 点进行抽取，构成新的 512 点的正余弦旋转因子表。循环寻址指令为 MAR *AR1+0%

在第三步中，对上一步所作的计算结果 $D[n]$ 进行解包。首先把 $D[n]$ 按索引顺序依次计算 4 个独立序列：实偶序列 $RP[n]$ ，实奇序列 $RM[n]$ ，虚偶序列 $IP[n]$ ，虚奇序列 $IM[n]$ 。他们依次存储在 6000H~0A000H 数据缓冲区里。按下式计算：

$$RP[n] = RP[N-n] = 0.5 * (R[n] + R[N-n]) \quad (4-5)$$

$$RM[n] = -RM[N-n] = 0.5 * (R[n] - R[N-n]) \quad (4-6)$$

$$IP[n] = IP[N-n] = 0.5 * (I[n] + I[N-n]) \quad (4-7)$$

$$IM[n] = -IM[N-n] = 0.5 * (I[n] - I[N-n]) \quad (4-8)$$

其中 $RP[0]=R[0]$ ， $IP[0]=I[0]$ ， $RM[0]=IM[0]=RM[N/2]=IM[N/2]=0$ ， $RP[N/2]=R[N/2]$ ， $IP[N/2]=I[N/2]$ 。然后对这 4 个序列按下面公式再进行一次蝶形运算，就得到了最终的 2N 点 FFT 结果 $A[n]$ 。

$$\text{Re}[n] = \text{Re}[2N-n] = RP[n] + \cos \frac{n\pi}{N} * IP[n] - \sin \frac{n\pi}{N} * RM[n] \quad (4-9)$$

$$\text{Im}[n] = \text{Im}[2N-n] = IM[n] - \cos \frac{n\pi}{N} * RM[n] - \sin \frac{n\pi}{N} * IP[n] \quad (4-10)$$

其中 $\text{Re}[0]=RP[0]+IP[0]$ ， $\text{Im}[0]=IM[0]-RM[0]$ ， $\text{Re}[N]=R[0]-I[0]$ ， $\text{Im}[N]=0$

$$A[n] = FFT[a[n]] = \text{Re}[n] + j \text{Im}[n] \quad (4-11)$$

这样 2N 点 FFT 的结果 $A[n]$ 填充了整个 4N 字的数据缓冲区 6000H~0A000H。

在第四步中，由于要得到信号的频谱图，计算了这 2N 点实数序列的功率谱 $P[n]$ 。计算公式如下式。

$$P[n] = \frac{\sqrt{\text{Re}[n]^2 + \text{Im}[n]^2}}{N} \quad (4-12)$$

另外在数据进行处理之前，由于模数转换器 THS14F01 的输入引入了 0.5V 的直流分量，同时硬件电路也存在不同程度的零漂移，为了克服这种现象，在软件中通常进行零均值化处理^[6,7]，先进行求平均值，然后把采样数据减去平均值，如以下公式所示^[4]：

$$\bar{x} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n x_i \quad (4-13)$$

其中 $x_i = x_i - \bar{x}, i = 1, \dots, n$

在 DSP 内部也进行了零均值化，具体程序如下所示：


```
getdata_average:
    SSBX SXM
    RSBX XF
    STM #8000h,ARr2
    STM #average_value,AR3
    STM #8191,BRC
    XOR A,A
    RPTB enddata_average-1
    SUB *AR2,*AR3,A
    NOP
    STH A,*AR2+
    NOP
```

在该程序中，就取定子电流稳态数据中的最后 8192 个整周波点作为零值计算点。算出的 $\bar{x}$ 定点值为 0x3ffd，因为定标值 Q15，所以真实值=0x3ffd/0x8000=0.4999A,接近 0.5A,这便是实际的直流偏移量。

零值化计算同时也应用在下面短时傅立叶算法之中。

4.1.4 短时傅立叶 (STFT) 算法模块

设计思路如下：

按照第三章短时傅立叶变换的基本思想：在 t 时刻得该段信号得傅立叶变换。不断地移动 t ，也即不断地移动窗函数 $g(\tau)$ 的中心位置，即可得到不同时刻的傅立叶变换。这些傅立叶变换的集合，即是短时傅立叶变换过程。

由于研究的对象是电机起动过程中定子电流，有必要知道电机起动过程的开始点与结束点。只有在两点之间的采样数据，才是起动电流信号。故障特征量的变化是从开始点到结束点之间完整的回归过程，这也是我们最关心的地方，因此起止点选择正确与否直接影响到最终的结果判断与装置诊断效果。

短时傅立叶变换的时频域分辨率是由窗口函数直接决定的，一旦窗口函数 $g(t)$ 选定，其时频分辨率就已确定，并且不随频率和时间而变化。由于基频泄漏的影响，必须选择合适的短时傅立叶窗函数 $g(\tau)$ ，保证最终结果的精度。电机起动过程定子电流属于窄带信号且具有较强的干扰噪声时，则应选用旁瓣幅度较小的窗函数如Hamming 窗等。

短时傅立叶算法是基于FFT算法的，因此

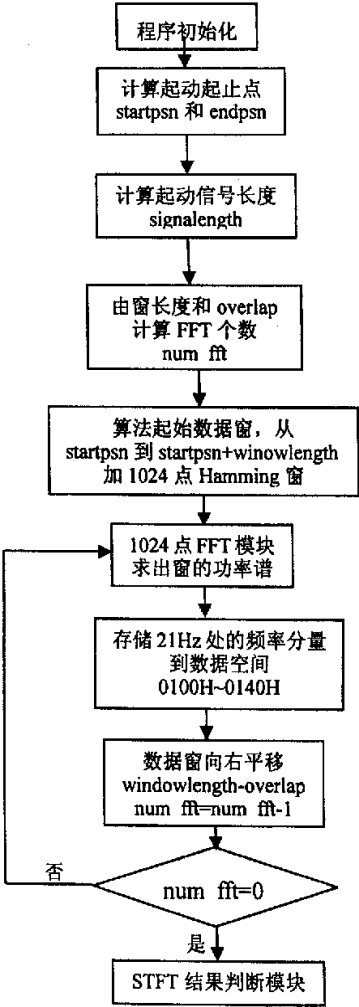


图 4-6 STFT 算法流程图

可以直接利用前面提到的2N点Packing算法，如图4-6为短时傅立叶算法模块的程序流程图。下面将对短时傅立叶算法模块的各步骤作详细说明。

第一步：程序模块的初始化过程，在 DSP 程序空间包括设置堆栈指针、程序入口地址、中断矢量表入口地址等。在 DSP 的数据空间包括设置输入序列、正弦余弦表、Hamming 窗函数表、输出结果的空间分布，零值化采样数据。如图 4-7 为 1024 点窗 Hamming 为 STFT 算法模块的程序空间分配，图 4-8 为 STFT 数据空间分配情况。

程序存储器		数据存储器	
		0000h	存储器映射寄存器
0080h	中断向量表 (128 字)	005Fh	
0100h		0060h	组计数器 d_grps_cnt
		0061h	旋转因子索引 d_twid_idx
		0062h	数据处理缓冲区索引 d_data_idx
0180h	1024 点 FFT 程序区(3456 字)	0F00h	堆栈空间
0216h		0100h	
0216h	计算起动过程开始点与结束点	0100h	21Hz 分量存储区
0312h		0140h	
		1000h	数据处理缓冲区
0738h	短时傅立叶主函数区	1800h	
084dh		1800h	计算结果输出区
		1E00h	
		04000h	采样数据区
		0A000h	
		0F000h	STFT Sine 表
		0F200h	
		0F400h	STFT cosine 表
		0F600h	

图 4-7 STFT 程序空间分配

第二步：计算起动过程开始点 starpsn 与结束点 endpsn。在电机降压起动合闸之前，A/D 采集到的信号数据为其直流偏移量 1.5V。合闸之后电机才进入起动开始，电流量值急速增加。采样数据经过零值化处理之后，可依据相邻采样点之间的增益值来判断。采样点 $a[i], a[i+1]$ ，如增益值 $A = \frac{a[i+1]-a[i]}{a[i]} > K$ 的时候，就认为可能是起始点，如果后面的采样点增益值超过 K 的点数超过 M，则认为 $a[i]$ 是起动过程开始点，其中 K,M 可按照实际情况进行取值。另外，由于外部噪音的干扰，通过零值化的零点并非是真的零点，其仍然存在上下的波动，这就会造成伪增益的产生。为了解决该问题，可以通过预设幅值限制的，把接近零的波动排除在考虑范围之内。

起动开始点找到之后，从起始点开始一直到采样数据的末端，计算出之间所有峰峰值的点，组成新的序列 $b[n]$ 。计算出 $b[n]$ 后 100 个点的平均值，作为稳态时的峰峰值。然后再从起动起始点开始，找到的点中第一个与峰峰值的接近程度小于某个预定值得时候，这个点就是起动过程结束点，也是稳态过程的开始。如图 4-8 为起动

图 4-7 STFT 程序空间分配

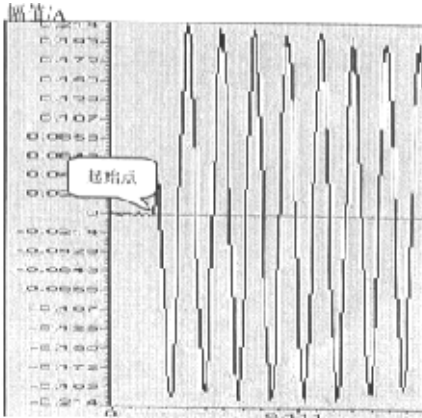


图 4-8 起动过程实测图

过程起始点的实测图。

第三步：在开始点与结束点之间，便是整个电机的起动过程，通过 $\text{endpsn}-\text{startpsn}$ ，可以求出起动过程的数据长度。再根据窗函数 windowlength 与窗交叠长度 overlap ，按照式 (4-13) 就可以计算出 FFT 的个数 num_fft 了。

$$\text{num_fft} = \frac{\text{endpsn} - \text{startpsn} - \text{overlap}}{\text{windowlength} - \text{overlap}} \quad (4-13)$$

第四步：从起动开始点，整个起动过程在时间上分成若干个相互交叠的数据段。对这些数据段作加窗处理，实际上就是把每个数据段行向量与相同大小的窗函数向量作点乘。下面是 1024 点加窗过程的部分程序：

```
STM #1023,BRC      ; 加窗计数 1024 点
STM #2000h,AR3     ; 窗函数地址
NOP
RPTB window_mpy_end-1
MPY *AR3+,*start_reg+,B ; 做点乘
NOP
STH B,*AR2+
NOP
NOP
NOP
window_mpy_end:
```

我们这里使用 1024 点的 Hamming 窗。点乘的结果就作为 FFT 变换的输入序列，可以直接利用上节讲过的 Packing 算法，只是点数由 8192 改为 1024 点了。

第五步：由于最终诊断是根据电机起动过程中的最佳频率分量的变化的，因此需要把最佳频率分量的在每个时间段上的谱值记录下来。该步就完成了谱值的存储过程，为结果判断模块提供输入数据。按照频率分辨率去搜寻最佳频率分量（参照第二章），数据以 32 位存储。存储程序如下所示：

```
STM #real_fft_output+42,AR1      ; 频率分辨率=1024/1024=1, 21Hz
                                   ; 在 21*2 处（数据以 32 位存储的）
STM #stft_21Hz_value,stft_21Hz_value_reg
LD *AR1+,A
STL A,*stft_21Hz_value_reg+
LD *AR1+,A
STL A,*stft_21Hz_value_reg+
NOP
```

4.1.5 结果判断模块

根据电机不同的运行状态，结果判断模块包括电机稳态过程 FFT 的结果判断和起动过程 STFT 的结果判断。

1. 电机稳态过程 FFT 的结果判断

稳态过程的判断是通过判别故障特征量与基频幅值相对大小来得出结论，由于本装置的硬件部分没有采用可视性的图形显示界面，因此，DSP 内部的 FFT 分析程序结束后，就在频率 40Hz~49.6Hz 范围之间进行检测，判断最大谐波频率分量的幅值大小。采用在仪器面板上显示故障频率分量幅值大小范围的方法，用红、黄、绿三盏指示灯来分别表示（频率

在 40Hz~49.6Hz)。

- 红灯：故障频率分量幅值与基频幅值的比例在 2.1% 以上，表明有明显的故障；
- 黄灯：故障频率分量幅值与基频幅值的比例在 1.2%~2.1% 之间，表明需要进一步观察；
- 绿灯：故障频率分量幅值与基频幅值的比例在 1.2% 以下，表明没有明显的故障现象，可以认为是正常的。

说明：上述的比例定标仅作为参考示例，它是根据转子断条与端环开裂的根数、位置和实际电机的参数来确定，可以参考第三章的参考文献[7]。

至于为什么要在 40Hz~49.6Hz 之间查找故障特征量，可以这样理解：
40~49.6Hz 是根据临界转差率 S_k 来确定的，电机在稳态运行中转差率 s 在 $0 \sim S_k$ 之间，一般中小型异步电机的 S_k 在 10%~20% 左右，而 s 虽然处于 $0 \sim S_k$ 之间，对于稳态转差率 s 是不会离 S_k 很近，我们就取 s 为 0.1，则 $(1-2s)f_1$ 为 40Hz，不但符合测试对象的运行特征，还可以避免 40Hz 以下的频率分量干扰引起的误诊；同时，我们取 s 为 0.004，则 $(1-2s)f_1$ 为 49.6Hz，这样就可以在尽可能考虑 50Hz 的泄漏的情况下扩大检测的量程。

在 DSP 汇编程序中分别使用 `d_value_reg` 和 `d_max_value_reg` 来表示定子电流信号的基频与故障特征频率。下面是稳态结果判断中控制比例定标的部分程序与注释。

```
LD *d_max_value_reg+,16,a
ADD *d_max_value_reg-,a
LD *d_nextmax_value_reg+,16,b
ADD *d_nextmax_value_reg-,b
SSBX sxm
NOP
SUB a,-11,b ;控制比例定标
nop
BC default,bgt ;if nextmax / max >=2.21%,then default.
```

可以根据实际情况，来改变移位数，来控制比例定标精度的大小。

2. 起动过程 STFT 的结果判断

根据第二章的分析结果——转子断条故障电机，定子起动电流中每一个在 0~50Hz 的频率分量随时间变化呈两次峰峰值，而无故障电机则只有一个峰峰值。分析故障的重点也就转到了对某一最佳频率特征量的变化上来。如图 4-9，是具有转子断条电机的起动电流中 21Hz 分量随时间的变化图，由 STFT 模块计算，通过 CCS 显示结果。

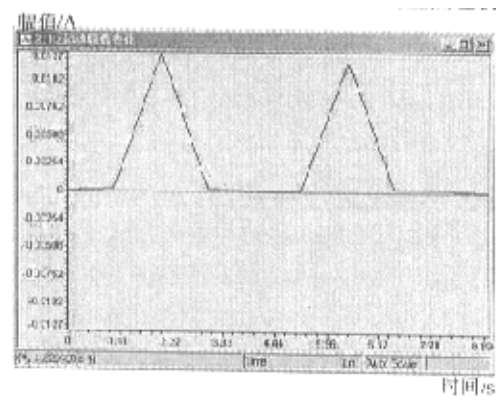


图 4-9 21Hz 分量随时间的变化

由图中可以看出，电机的起动时间在 9 秒钟左右，计算大约 10 个 FFT。图中具有两个明显的峰峰值，其幅值都在 0.01 以上，而其他地方幅值都低于 0.0005。这样就可以通过计算最佳特征频率分量随时间变化的峰峰值，在这些值中，如果其大于某个预设的值（根据实际需要）则计数。如果个数为 2，则认为是故障。下面给出部分计算峰峰值的程序。

```
kiss1:  MVMM findmax,findmaxtemp
        NOP
        LD *findmaxtemp-,A
        NOP
        LD *findmaxtemp+,B
        MAX A
        NOP
        BC c0,C
        MAR *findmaxtemp+
        LD *findmaxtemp,B
        MAX A
        BC c0,C
        NOP
        NOP
        LD *findmax,A
        STL A,*maxpsn+
        LDM findmax,A
        STL A,*maxpsn+
c0:     MAR *findmax+
        RSBX SXM
        LDM findmax,A
        LD #0BFF8h,B
        MAX A
        BCD kiss1,C
        SSBX SXM
```

4.2 DSP 的集成开发环境 CODE COMPOSER STUDIO

设计者在选择 DSP 去构建产品时，不仅要选择好处理器，也要考虑生成 DSP 软件的工具的好用性。现存的开发工具中分离的代码生成器、调试、代码性能测试已不能再满足日益复杂的实时系统的需要。TI 高端产品 C6000 和高性能 C5000 而设计的新软件工具 Code Composer Studio (CCS) 将代码生成工具和调试工具集成在一起，并提供了基于可视化链接和剖析的编译功能。它能在一个控制窗口内使用所有的工具，毋需像其它开发系统那样在几个不同的应用程序之间切换，因而使客户能够开发出更可靠的应用系统，缩短产品上市时间。

在一个开放式插件(plugin) 结构下，CCS 内部集成了以下软件工具：

- 集成开发环境 Code Composer (包括编辑、调试、项目管理、代码性能测试和实时调查)。
- 代码生成工具(包括 C 编译器、汇编优化器、汇编器和连接器)。
- 软件模拟器(Simulator)。
- 实时基础软件(DSP/BIOS)。

- 主机与目标机之间的实时数据交换软件(RTDX)。
 - 实时分析(real-time analysis) 和数据可视化(data visualization) 软件。
- 如图 4-10 所示, 为 CCS 的主界面

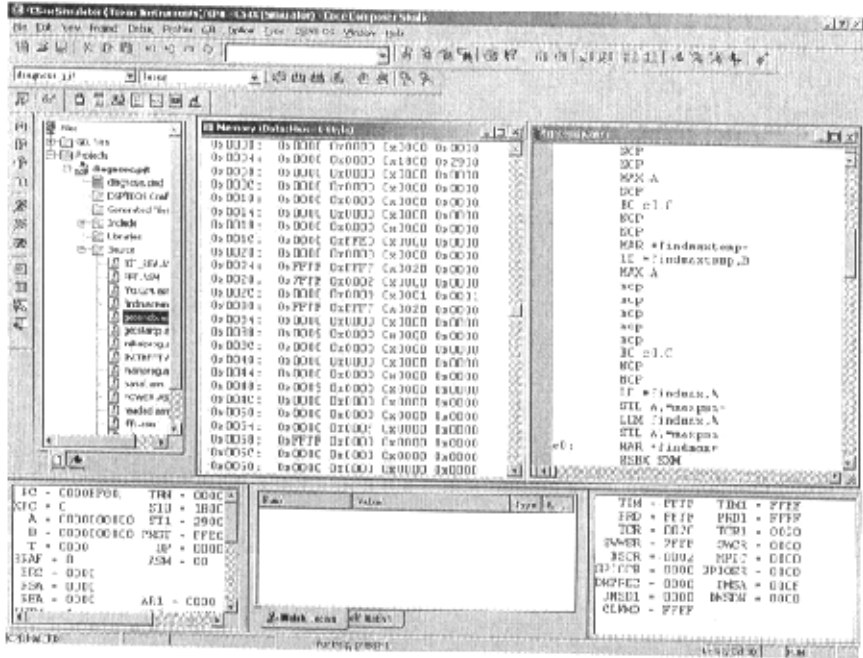


图 4-10 CCS 的主界面

4.2.1 C 优化编译器^[7]

TMS320 的 C 优化编译器将标准 C 语言源文件编译成为相应片种的汇编语言源代码文件, 进而汇编和连接, 产生可执行的目标文件。TMS320 的 C 编译器有如下特点:

- 完全符合 ANSI C 标准。
- 该编译器软件包内带有一个完整的运行支持库 (RTS Library)。
- 该编译器使用多种先进技术来从 C 源代码产生高效汇编代码。
- 该编译器包内有一个外壳程序 (Shell Program), 只用一个命令, 就可以编译、汇编和连接, 直接从 C 源文件产生可执行代码。
- 该编译器包内提供归档器公用程序 (Archiver Utility) 和建库公用程序 (Library-Build Utility), 灵活地建立和修改库文件。
- 该编译器具有灵活的汇编语言接口、使用直接调用协议、易于编写可以相互调用的汇编和 C 函数。

4.2.2 汇编语言工具^[8]

TMS320 的汇编语言工具是一个软件包, 其中包括:

- (1) 汇编器 (Assembler)。TMS320 的汇编器将汇编语言源文件汇编成为机器语言目标文件, 其格式为 COFF。汇编语言源程序可以包括汇编语言指令 (instruction)、汇编指令 (assembler directives) 和宏指令 (macro directives)。

(2) 连接器 (Linker)。连接器的作用是将目标文件组合成一个可执行目标模块。它将程序段定位到目标系统存储器的特定区域, 赋予它们最后的地址; 定义或重定义全局符号, 以赋予它们特定的值; 重新解决输入文件之间的未定义的外部引用。

(3) 归档器 (Archiver)。归档器允许用户将一组文件归入一个档案文件 (库)。

(4) 交叉引用列表器 (Cross-reference Lister)。交叉引用列表器是一个查错的工具。它接受已经连接好的目标文件作为输入, 产生一个交叉引用列表作为输出。它列出符号、符号的定义、以及它们在已经连接的源文件中的引用。

(5) 十六进制转换公用程序 (Hex Conversion Utility)。代码格式转换器的作用是将链接器生成的.out 文件 (COFF 文件格式) 转换为其它的文件格式, 如 Intel 的 Hex 文件格式、Tektronix 的文件格式或 TI-tagged 文件格式, 以便于烧制 EPROM, 因为大多数的 EPROM 编程器都不接受 COFF 文件格式。

4.2.3 软件模拟器和硬件仿真器

TI 公司为 TMS320 系统调试所提供的工具主要有软件模拟器 (Simulator) 和硬件仿真器 (Emulator) 等。

TMS320 软件模拟器是一个软件程序, 使用主机的处理器和存储器来仿真 TMS320 DSP 的微处理器和微计算机模式, 从而可以在没有 DSP 硬件的情况下进行 DSP 软件的开发和非实时的调试。

TMS320 DSP 硬件仿真器是一种独特的, 非插入式的系统仿真、集成、调试方法, 它通过 DSP 器件内部的扫描通道对内部寄存器的状态进行全速扫描式仿真。用户可以使用 TMS 扩展开发系统 XDS510/XDS510WS 进行在线调试。

4.3 基于定点 DSP 的软件开发经验总结

TMS320C5000 系列定点 DSP 的编程中的确存在着一些难点, 深入的理解这些难点是 DSP 芯片软件开发的关键。笔者在开发 DSP 软件模块过程中, 通过自己的实践与思索, 总结了一些 DSP 软件开发经验, 这些将在本节予以介绍。

掌握对链接器命令文件 (Linker command file) 的编写, 是所有基于 TI DSP 软件开发的前提条件, 才能完全掌握 DSP 内存空间分配和管理方法, 并深入理解 COFF 格式; 由于定点 DSP 没有提供单周期的除法指令, 为此必须采用除法子程序来实现; 在程序中, 如果遇到对函数的长调用, 通常的寄存器压栈将变得很危险, 在程序中应采取相应的措施; 通常定点 DSP 芯片比浮点 DSP 芯片具有更高的性价比, 因为定点 DSP 芯片可以根据应用场合的实际情况, 将运算结果的精度控制在预想的范围内。小数运算的精度主要就是用数据定标的方式来控制;

4.3.1 链接器命令文件的编写与使用

汇编器和链接器产生的目标文件可以由 TMS320C5000 器件执行。这些目标文件的格式称为公共目标文件格式 (Common Object File Format), 缩写为 COFF。由于 COFF 在编写汇编语言程序时采用代码与数据块的形式, 因此便于模块化的编程, 且灵活性与可移植性都得到极大的提高^[9]。

目标文件的最小单元是段 (sections)。在编制汇编语言源程序时, 程序按段组织, 每行

汇编语言都属于一个段，并有段汇编伪指令表明该段的属性。

COFF 目标文件包含三个缺省的段：

.text 段	通常包含可执行代码
.data 段	通常包含已初始化数据
.bss 段	通常为未初始化的数据保留空间

汇编器对段的处理功能就是通过段伪指令区分出各个段，并将段名相同的语句汇编在一起。汇编器有 5 个命令来完成这种功能，即.bss、.usect、.text、.data、.sect，其中.bss 和.usect 命令创建未初始化块，.text、.data、.sect 命令则建立已初始化块。

链接器对段的功能有 2 个。其一是将由汇编器产生的 COFF 格式的目标文件作为输入块，当有多个文件进行链接时，将相应的段结合在一起产生可执行的输出模块；其二是重新定位，将输出的段分配到存储器的指定地址。链接器提供两个指令：MEMORY 指令定义目标系统每一块存储器的起始地址和长度；SECTIONS 指令告诉链接器如何组合输入块以及在存储器何处存放输出段。扩展名为.cmd 的链接器命令文件（Linker Command Files）中定义了链接器如何完成块定位工作，而且段伪指令 MEMORY 和 SECTION 只能在文件中使用，不能在命令行里。下面就是典型的 cmd 文件编写格式：

```
a.obj b.obj c.obj          /*链接文件名*/
-o prog.out -m prog.map    /*选项*/
MEMORY                     /* MEMORY 伪指令*/
{
    RAM:  origin = 100h      length = 0100h /*RAM从 100h 开始，长度 0100h*/
    ROM:  origin = 01000h    length = 0100h
}
SECTIONS                   /*SECTIONS 伪指令*/
{
    .text:>{} ROM /*.text 段属于 ROM 存储器空间*/
    .data:>{} RAM
    .bss: >{} RAM
}
```

4.3.2 定点除法子程序的实现

在 STFT 程序模块里需要计算 FFT 的个数 num_fft，这就需要用到 16 位整数的二进制除法运算了。考虑到二进制除法是乘法的逆运算。乘法包括一系列的移位与加法，那么除法则可分解为一系列的移位与减法。使用到的是条件减法指令 SUBC。下面就是 16 位有符号整数的除法子程序。

```
DivModI16:
SSBX SXM ; 打开符号扩展位
STM #d_Quot,AR2 ; d_Quot为商
LD d_Den,16,A ; d_Den为除数
MPYA d_Num ; d_Num为被除数，其符号保存在累加器B
ABS A
STH A,d_Rem ; d_Rem 为余数，暂时保存被除数的值
LD d_Num,A
ABS A ; AL = abs(Num)
```



```

RPT #(16-1)
SUBC d_Rem,A ;做16次条件减法
STL A,d_Quot ; A的低16位存商的绝对值
STH A,d_Rem ; A的高16位存余数
LD #0,A
SUB d_Quot,16,A ; AH = -abs(Quot)
SACCD A,*AR2,BLT ; 如果B中的符号为负,则商的绝对值加负号
RET

```

4.3.3 解决函数长调用 (long call) 中寄存器变化的问题

在 STFT 中需要调用 1024 点 FFT 子程序模块, 而该模块中又要调用位反转等模块。在这个过程中寄存器如 AR1 在不同的模块中所处的身份也不同, 其值也在不同的模块里随需要变化。这里就多次用到函数的长调用。通常的方法是寄存器的压栈与出栈 (PUSHM 和 POPM), 但是长调用次数变多的时候往往会导致压栈出栈的紊乱, 这对于程序的开发是十分危险的。

例如在 STFT 模块中用 PUSHM 将 BRC 压栈, 这时候调用 FFT 模块, 随即 BRC 又被另一个块循环赋值, 而后来使用 RET 指令跳回 STFT, 然而 RET 指令只弹出 PC, 这是使用 POPM 弹出 BRC 的值, 便产生错误, 这个值其实是 PC。

由此可见在块循环中是禁止使用长调用或长跳转指令的。

我们使用直接保存寄存器到固定的一段内存中, 在函数长调用结束之后, 再去读取, 而舍去了 PUSHM 和 POPM。如下面的程序所示:

```

;保存 AR0
STM #ar0temp,AR5
LDM AR0,A
STL A,*AR5
;恢复 AR0
STM #ar0temp,AR5
NOP
LD *AR5,A
STLM A,AR0

```

4.3.4 DSP 代码实现浮点数的运算

通常, 若一个数的整数位为 i 位, 小数位为 j 位, 另一个数的整数位为 m 位, 小数位为 n 位, 则这两个数的乘积为 $(i+m)$ 位整数位和 $(j+n)$ 位小数位。这个乘积的最高 16 位可能的精度为 $(i+m)$ 位整数位和 $(15-j-n)$ 位小数位。如 $1.5 \times 0.75 = 1.125$, 1.5 这个数的 Q 值 14, 也可取别的值 ≤ 14 , 0.75 的 Q 值可取 15, 这里假如也取 14, 因为 $Q14 \times Q14 = Q28$, 所以结果应该用 Q13 来表示 ($13=28-15$)。实现代码如下:

```

LTD NUM1
MPY NUM2,A
STH A,1,result

```

结果 $result=2400H$, $x=2400/2^{13}=1.125$, 这里程序员必须先计算出结果数值的 Q 值, 只要把两个乘数的 Q 值相加再减去 15, 因为左移一位后再取高 16 位。上述方法为了保证精度

均对乘的结果舍位,结果所产生的误差相当于减去了一个最低位。采用下面的方法可使误差减少一半。

```
LTD num1
MPY num2,A
ADD 1,14,A
STH A,1,result
```

4.4 装置系统帮助文件的编制

为了使用户能够快速的掌握电机转子故障诊断装置的原理、配置、安装使用方法,除了对他们做技术培训之外,还可以为系统编制帮助文件,使用户随时随地对装置的细节进行查阅。

Windows 应用程序一个重要的特点就是具有强大的帮助功能,用户在使用应用程序的过程中遇到难题时,可以使用帮助功能获得由软件供应商提供的解答。Windows 系统的系统界面简洁直观,易学易用,交互功能强,用户在浏览帮助文件时就像在翻阅一本详细的软件说明书一样地随意方便。

CHM 文件是微软 1998 年推出的基于 Html 文件特性的帮助文件系统,以替代早先的 WinHelp 帮助系统,在 Windows98 中把 chm 类型文件称作“已编译的 HTML 帮助文件”。被 Internet Explorer 支持的 JavaScript、VBScript、ActiveX、Java Applet、Flash、html 图像文件(GIF、JPEG、PNG)、音频视频文件(AU、MIDI、WAV、AVI)等等,CHM 同样支持,并可以通过 URL 地址与因特网联系在一起。

Windows 应用程序可以直接调用预先制作好的 CHM 文件,因此设计程序帮助系统的关键就是制作 CHM 文件。制作 CHM 文件的最佳工具是微软的 HTML Help Workshop(HHW),另外还结合了 HHW 的外壳工具 Windows Help Designer (WHD),它使得对 HHW 的操作更加方便。

CHM 文件系统是基于 HTML 文件的。它左侧的子窗口中的每一个主题都有一个 HTML 文件与之相对应。HTML 的制作可以使用一些专业的网页设计工具去完成,下面主要讲述如何使用 WHD 将这些 HTML 文件按照装置系统的结构与功能进行合理的组织。

1. 创建 CHM 工程文件

首先要创建工程文件,对 HTML 及其其他的资源文件进行组织和分类,在工程文件中可以按照文件类别与内容创建不同的目录。如图 4-11-A 所示。

2. 创建 CHM 主题文件

按 [Contents] 选项卡,选择 [Create a new contents file] 创建新的主题文件,并命名它为 contents.hhc。然后进入目录表编辑窗口。最后得到的主题文件如图 4-11-B 所示。主体标签和目录一样,可以分成很多级,如果你原先制作的不好或者需要改动,可以选择某个主题标签,然后单击上面的那四个上下左右的箭头进行调整,也可以单击右键进行操作。

3. 创建索引文件

当用户打开 CHM 格式的帮助文件时,单击左边的索引选项卡输入关键字的时候,将显示与关键字相关的主体列表。使用户可以很方便的找到所需要的内容,所以索引是帮助文件的重要内容。与主题文件的创建非常类似,只是索引文件中需要指定关键词与 HTML 文件的关联关系。如图 4-11-C。

4. 编译 CHM 帮助文件

前面制作好的 CHM 帮助文件只是源代码，还需要把它编译好。首先按 [Project] 选项卡，进入项目编辑窗口（即默认的 WHD 界面）。对其按要求进行设置，再按菜单 [Project]→[option] 设置窗口属性：这里的设置将决定 chm 文件显示的风格。最后进行 CTRL+F9 编译。如图 4-12 为编译后的 CHM 文件。

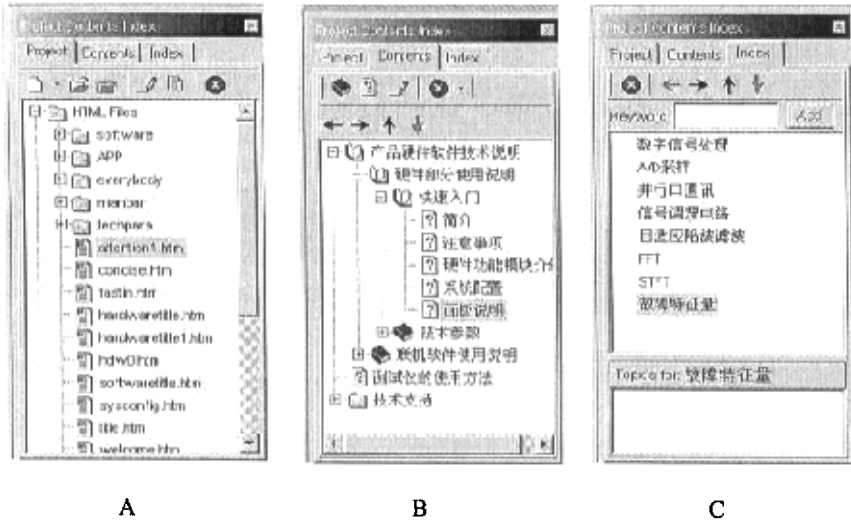


图 4-11 WHD 的 CHM 制作窗口

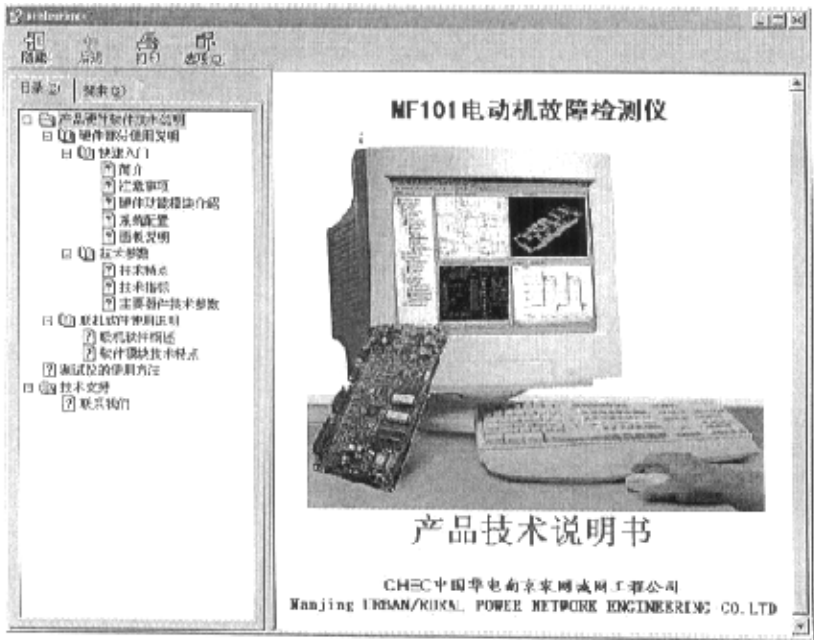


图 4-12 CHM 帮助文件

第五章 电路调试与系统测试

前面的四个章节从电机转子断条故障内部机理入手,逐步分析研究电机故障诊断的各种数字信号处理方法,最后完成电机转子故障检测仪的研究和设计工作。但是技术要实现其实用价值,须向产品转化,这就必须要有一个现场调试过程。本章便介绍了电机转子故障检测仪的各部分模块的调试与实现的方法。包括故障面板显示模块、DSP 外部电源模块、DSP 主电路板的调试、以及通过 TI CCS 2.1 对电机转子故障检测电路软件部分的调试。最后针对设计一个 DSP 硬件系统给出了一些设计经验。

5.1 电路调试的系统结构与调试工具

电路调试在实际生产应用中,不仅存在于产品的开发阶段,而且贯穿于产品的生产全过程。因此具备一套完善的电路调试方法,可以加速产品的生产、升级、维修。本文以基于 TMS320VC5402 的电机转子断条故障检测仪电路调试为例,说明了以数字信号处理器为核心的数字电路的调试方法和经验。

调试数字电路,通常需要解决以下几个方面的问题:第一,逻辑功能测试、时序匹配、毛刺干扰捕获及其原因分析和排除,以及信号质量分析等等。第二,具有使被测电路正常工作所需的各种测试激励信号。而以 DSP 为核心的数字电路还要注意其外部电源、工作频率是否符合要求,高速处理器与外部低速器件之间的速度搭配。

调试之前首先要对装置的系统结构以及各部分所具备的功能有一定的了解。本系统实现的基本功能是数据采集与处理以及与计算机进行数据通讯。装置由电流变换器、抗混叠电路、A/D 转换电路、DSP 核心电路、计算机并口通讯电路以及外扩存储器组成。

在了解本系统的基本结构和功能以后,整个系统的调试重点便放在了各模块功能是否正常实现,以及模块之间的磨合标准的统一。调试的原则是:首先要保证外部电源模块正常工作,这是目标板,仿真器运行的前提;然后按照系统流程顺序调试各模块的硬件功能,以及模块间的接口(电平匹配,速度匹配);接着是通过仿真器,进行软硬件结合调试;最后脱离仿真器,通过自启动方式,直接调试目标板的系统调试。

软硬件调试工具包括:数字存储示波器(Tektronix 的 TDS1012);数字万用表;C5000DSP 仿真器(合众达的 XDSPP);软件调试集成环境(TI 公司的 CCS 2.1)^[6]。

现场采用三相双鼠笼转子感应电动机样机,转子为铜条转子,且通过人为的断条两根。在实验室中使用普通的信号发生器(XD2)作为标准 50Hz、幅值 0.5V 正弦波电压信号源,用以模拟稳态时良好电机的定子电流波形。

5.2 装置的软硬件调试

按照系统的结构,调试的工作可以按照从硬件模块的设计调试,到软件模块的编程调试,然后完成软硬件集成,最后到总系统测试与调试的顺序进行。

5.3.1 外部电源模块的调试

充电芯片采用 MAXIM 的 MAX712,同时用 MAX1703 芯片对电池电压进行 5 伏的稳压,

用 MAX735 芯片产生-5 伏电压,再用 TI 的 TPS767D318 电平转换芯片提供 TMS320VC5402 的电源。在接通外部 12V 电源之前务必要检测电源板上的电力二极管的极性,否则会烧毁电路!如图 5-1,接通以后,发光二极管 D2 点亮,表示电源极性正确,再接上镍氢充电电池,发光二极管 D3 点亮,指示充电开始,结束熄灭。MAX712 的 PGM0、PGM1 脚分别接 V+、BATT-脚,表示能最大充电电池数 13, PGM2、PGM3 都接 BATT-表示充电时间最大 264min。正常情况下 ref 管脚电平在 1.96V~2.04V,通过调节可变电阻 R4 使其符合要求。通过调节可变电阻 R1,使 V+脚电平达到+5V。对于 MAX1703 要保证 POKIN 脚电平在 1.25V 以上。

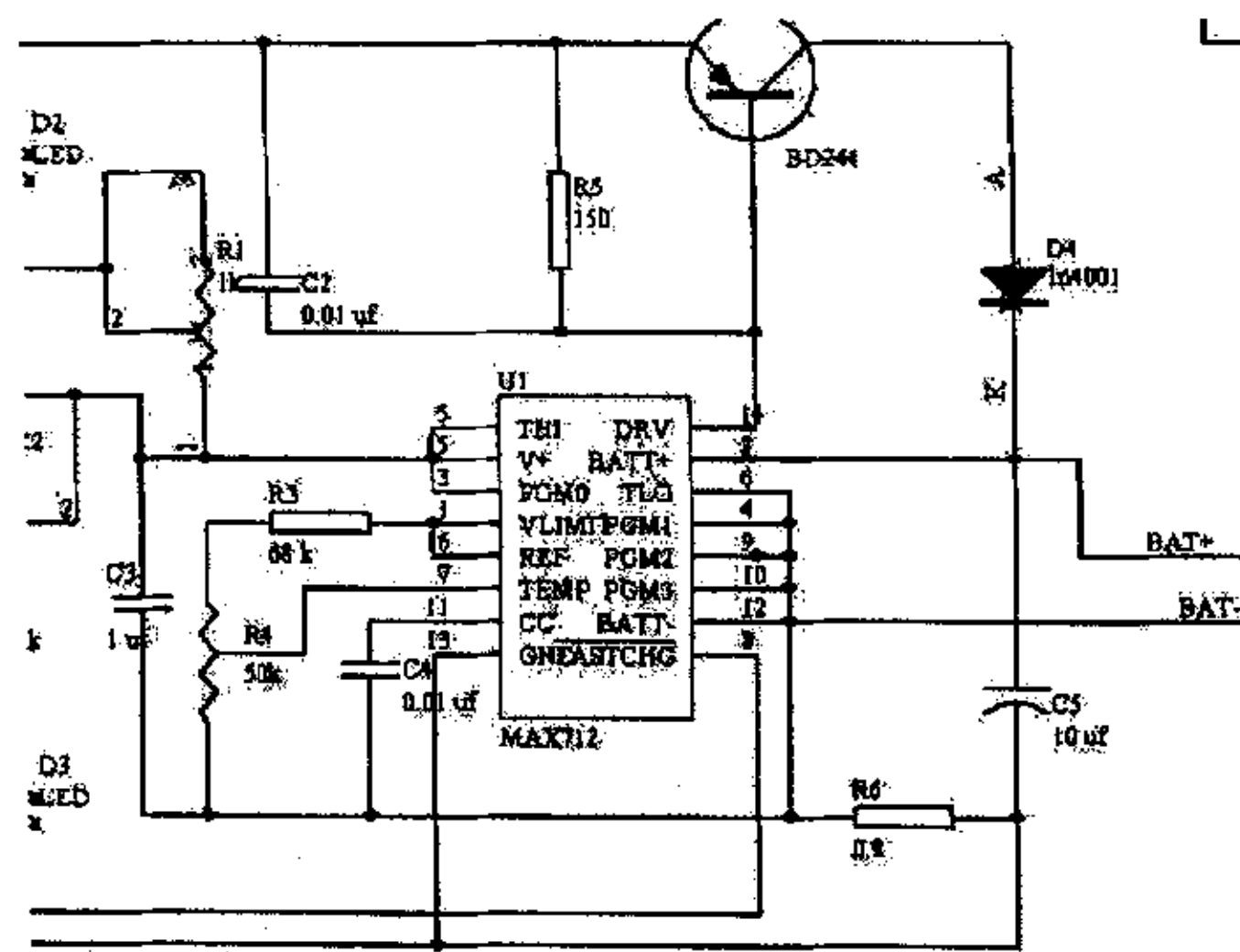


图 5-1 MAX712 部分线路图

5.3.2 电流变换器到模数转换器之间电路的调试

电流变换器采用钳形交流电流转换器 (MASTECH M97A), 其转换的交流电流范围是 0.1A~300A, 输出电压: 1mV/0.1A。电机的额定电流为 5.6A, 因此直接用电流转换器转换的最大电压为 0.056V, 所用的 ADC 是 TI 的 THS14F01,其输入范围是-0.3V~4.3V。通过它们之间的抗混叠滤波电路的抗干扰、滤高次谐波、放大、抗混叠功能,使电压输入级别满足要求。

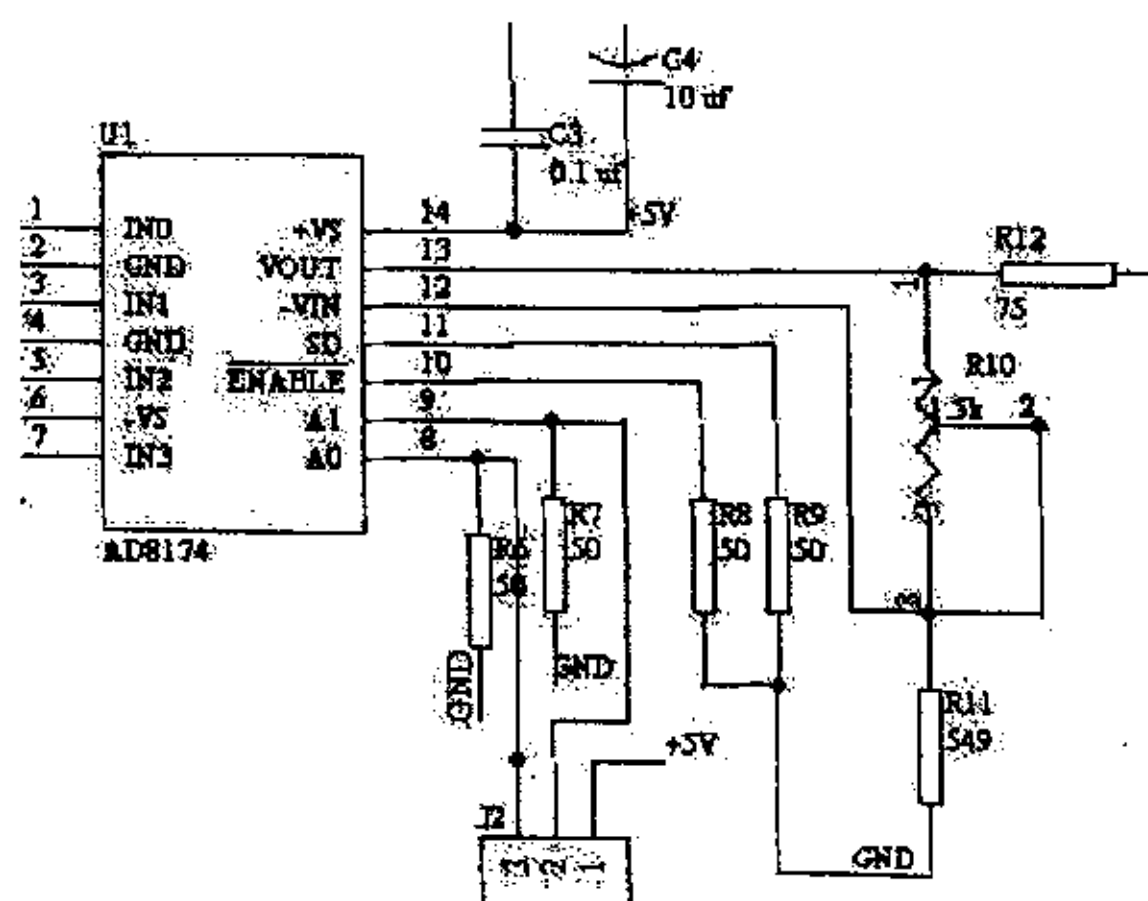


图 5-2 AD8174 部分电路图

在这一环节，主要对抗混叠电路中的多路选择器 AD8174 和放大器 LF356 的管脚电平和输入输出进行测量。如图 5-2，AD8174 的 8、9 脚接地，即 A0=0,A1=0;因此选择了通道 0 即 1 脚作为输入口。用示波器查看输出端 13 脚的电压波形是否和输入一致。

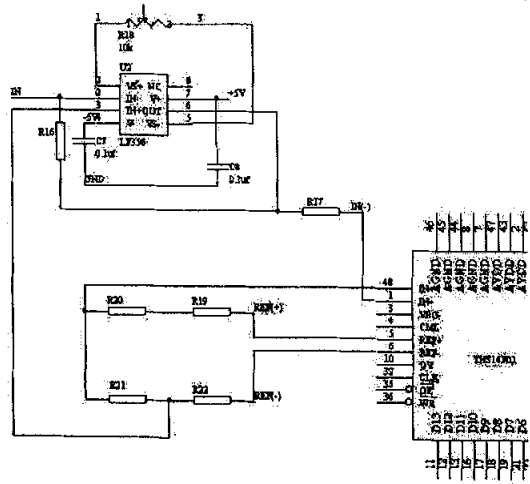


图 5-3 THS14F01 模数转换器与 LF356 的连接线路

输出电压的放大系数 G 可以由选择器芯片的外置电阻 R_{10} 、 R_{11} 调节， $G = R_{10} / R_{11}$ 。如图 5-3 用 LF356 放大器芯片构成差分输入，进入 THS14F01 模数转换器的模拟输入端 in+、in-，即 48、1 脚。用示波器观测，正常情况 48 脚为正弦波，1 脚为 1.5v 直流电压。

5.3.3 A/D 模数转换器的调试与设置

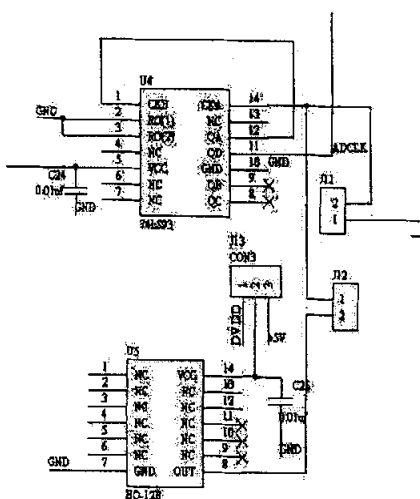


图 5-4 ADC 的时钟发生电路

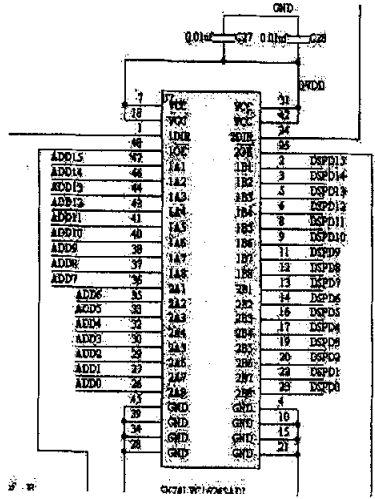


图 5-5 16245 芯片与 AD、DSP 的连接

A/D 模块是数据处理的重要模块，它的精度直接影响该故障诊断仪的诊断结果。本装置采用 TI 的并行输出转换器 THS14F01，分辨率为 14 位，单电源差分输入，输入电压 3.3V，该转换器的采样率可达 1MHz，内部带 32 字的数据缓冲。

首先要保证 ADC 的时钟频率在额定工作条件下 ($\leq 1\text{MHz}$)，如图 5-4 我们选用 10MHz 作为时钟源，经过 74LS93 的 16 分频得到 ADC 的 $\text{CLK}=10/16=0.625\text{MHz}$ 。可以用示波器进

行检查。然后调节 ADC 的 VBG 脚电平到标准 1.5V, 这时用万用表测量 ADC 的 ref+, ref- 电平分别固定在 2.5V, 0.5V, 符合技术标准 ($Ref+ = VBG(1+2/3)$ and $Ref- = VBG(1-2/3)$), 这时我们使用的是内置的带沟参照。

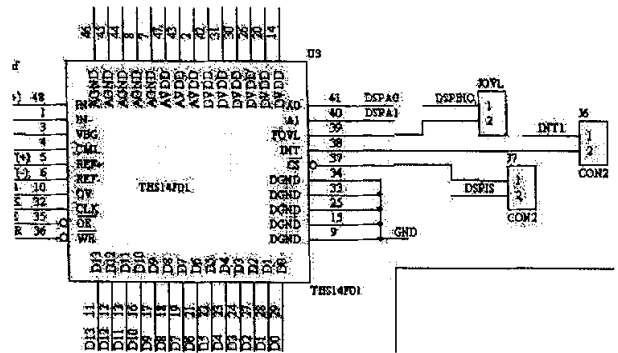


图 5-6 THS14F01 接线图

ADC 的片选 $\overline{CE}$ 接 DSP 的 $\overline{IS}$, 读写端 $\overline{WR} = \overline{IOSTRB} + R/\overline{W}$, 输出使能端 $\overline{OE} = \overline{IOSTRB} + XF$ 。14 条数据线 AD0~AD13 和溢出标志端 OV 作为 AD14, 通过 16 位的总线电平转换芯片 SN74LVC16245 与 DSP 的 D0~D14 相连, D15 悬空, 如图 5-5。SN74LVC16245 方向控制端由 $R/\overline{W}$ 控制。如图 6, ADC 的地址端 AA0、AA1 与 DSP 的地址线 A0、A1 直接相连, 因为 ADC 有 4 个寄存器, 对应 4 个地址: 0000H 代表转换结果寄存器, 0001H 代表 PGA 放大系数寄存器, 0002H 代表偏移量寄存器, 0003H 代表读写状态寄存器。在 A/D 转换之前要对后三个寄存器通过软件编程作相应的设置, 可以参考 Ti 公司的 THS14F01 技术说明书^[5]。

5.3.4 DSP 外部电路的调试与外部电路的整合调试

在此部分调试中, 首先要确保 DSP 外部器件的正常连接和以及外部 I/O、内核电压是 3.3V 和 1.8V。接下来通过软硬件结合的调试方法, 保证 DSP 核心电路按照预定的逻辑功能运行, 以达到预期的效果。

如果把调试 DSP 的核心电路与外部电路 (ADC 接口电路、外扩 FLASH, SRAM 接口电路) 同时去做, 那是困难且不现实的, 使用 DSP 硬件仿真器 XDSP, 这样的目的可以在早期屏蔽掉主电路上的 DSP 芯片的控制权, 避开难点。把调试重点放在外部电路上。

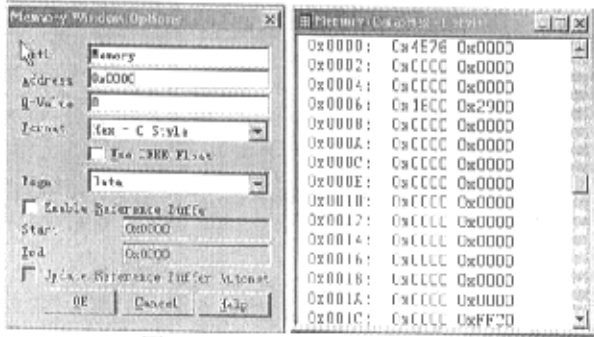


图 5-7 CCS 内存查看器

仿真器通过 JTAG 口与目标板连接, 通过并行口与计算机连接。当打开 CCS 后, 如果不通过 CCS 设置 DSP 的寄存器, 或者不装载可执行代码, 那么电路控制权仍属于板上 DSP; 反之, 则仿真器可获得控制权。这一点在调试中值得注意。开始装载可执行代码, 在这过程中如果出现中断, 可以查看工程文件中的 .cmd 文件, 它里面描述了代码各段在内存中的物理分配, 对照这个文件检查 DSP 的内存映射。如果没有内存冲突, 则检查外部的 FLASH、或者 SRAM 的片选端, 读写端是否有效。装载完成以后, 可以在模数转换控制代码段的开始处设置断点, 然后运行程序, 当按下采样按钮时, 如果程序停在断点处, 则表示按钮产生了有效的电平, 并被 DSP 正确接收, 如图 5-8。

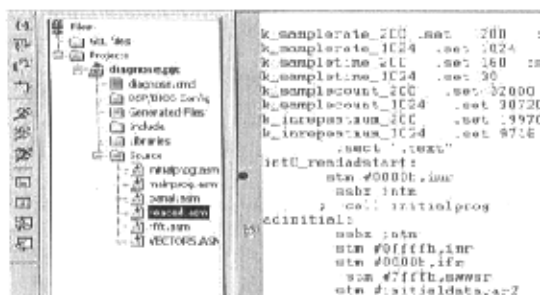


图 5-8 CCS 中的断点和单步执行

接着开始单步执行程序, 并打开 CCS 中的内存查看器, 因为 ADC 采样的数据都放在片外 SRAM, 因此把查看的起始地址放在 4000H, 此处为外部空间的入口地址。当写完一个数据以后, 内存查看器某处数值显示红色, 表示被修改, 如图 5-7。如果出现整个内存空间同时被修改的现象, 则可能是 DSP 读写信号与 SRAM 的片选在时序搭配上有误, 使用示波器的双端输入进行观察; 或者是 SRAM 没有被选中, 因此返回到 CCS 中的数据仍然是数据线上的数据, 并非内存中的实际数据。如果数据读写正确, 可以全速运行, 再查看一下内存, 如果出现数据错误, 原因可能在速度匹配上, 可以设置状态周期等待寄存器 SWWSR, 一般是等待 7 个机器周期。或者在程序中加入 nop 语句, 可以避免流水线作业时, 寄存器的读写紊乱。

运行过程中程序对 DSP 的各个存储器映射寄存器都作了相应的设置, 在这里要提到 CLKMD 寄存器, 通过这样的语句可以设置 DSP 工作频率的: `stm #000000111110111b,clkmd`, 表示把工作频率设置在 10MHz。当程序运行过此语句后, 用示波器检查。只有频率设置正确, 才能保证 DSP 的正确运行。

5.3.5 外扩 FLASH SST39VF400A 的烧写与 BOOTLOADER 的调试

当用仿真器调试成功后, 便可进行实际测试目标板了。TMS320VC5402 片内掩模 ROM 中固化的引导装载(Bootloader)程序用于在上电复位时把用户程序从外部引导到片内 RAM 或片外高速 RAM 中, 以保证其全速运行。本系统采用 16 位 EEPROM 并行引导的方式。

按照以上的过程首先要把用户程序烧写到 FLASH 中。方法很多, 如使用编程器直接擦写 FLASH, 或者用 CCS 通过 JTAG 口通过编程写 FLASH 控制字的方式烧写。由于 SST39VF400A 是表贴件, 故用 CCS 烧写的方法比较方便。方法首先是把用户程序中的 4 类数据分别保存为文件: ADC 的控制字、.text 段的数据、.vector 向量表数据、4096 点正弦余

弦表。保存数据的起止地址以及分配情况可以参照 CCS 在编译过程中产生的.map 文件。

因为 FLASH 是按一个字的写过程，因此有必要加入循环，循环次数由数据字的数目决定。所使用的块循环语句：RTPB blockend-1。

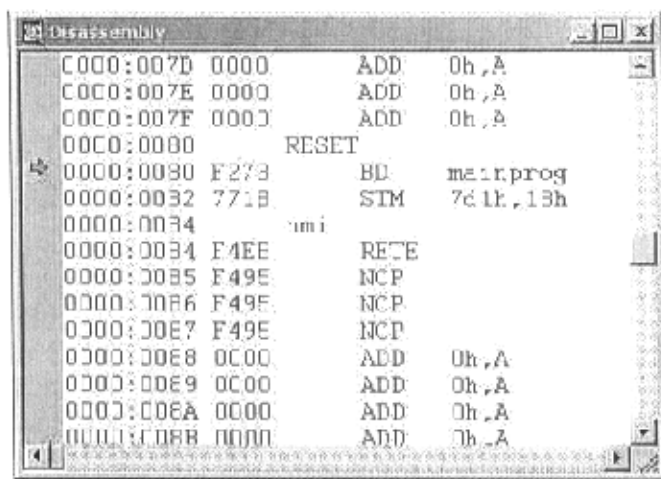


图 5-9 CCS 反汇编的窗口

正确写完以后就可以断开仿真器的 JTAG 连接，然后上电，来检测 DSP 目标板的自启动过程。可以继续使用 CCS2.1 查看 bootloader 程序的装载情况，在上电后，接上仿真器，然后启动 CCS,使用内存查看器观察内存中所装载的数据。再查看 PC 程序指针，正确的话，应该指在矢量表的起始地址处 0080H，如图 5-9。

注意上电前务必设置 MP/MC=0，这样才能保证程序从片内 ROM 地址 F000H 处开始执行，因为 bootloader 程序段固化在程序存储空间 F000H~FF80H 中，否则片内 ROM 不会被映射在程序区。

5.4 故障诊断仪的总系统测试与调试

在软硬件调试全部测试通过，并完成软件模块的片上烧写工作之后，故障诊断仪便进入了总系统测试与调试阶段。在该阶段，将软件脱离开发系统而直接通过板上 DSP 芯片的控制，在应用系统上运行。测试工作按照 3 步进行，首先测试信号调理电路、A/D 模数转换电路、数据存储器 SRAM 电路；接下来分别采样电机的稳态与起动时候的定子电流信号，用来判断 FFT 模块与 STFT 模块的计算正确性。最后通过察看故障指示面板，确定结果判断模块的准确性。

5.4.1 外部信号的采样准确性测试与存储测试

一开始，拨开 XDSP 仿真器与主电路板之间的 JTAG 口连接。这样就可以直接通过板上的 DSP 芯片控制整个装置系统。上电复位，使用数字示波器观察 TMS320VC5402 外部管脚 XF 的电平变化。正常情况是：上电复位开始，XF 置高；上电复位结束，程序从中断向量表起始位置开始运行，跳入主程序模块，这时候 XF 被置零，如图 5-10 所示为 TDS-1012

数字示波器的观察结果。如果 XF 一直处在高电平，说明上电 BOOTLOADER 失败。

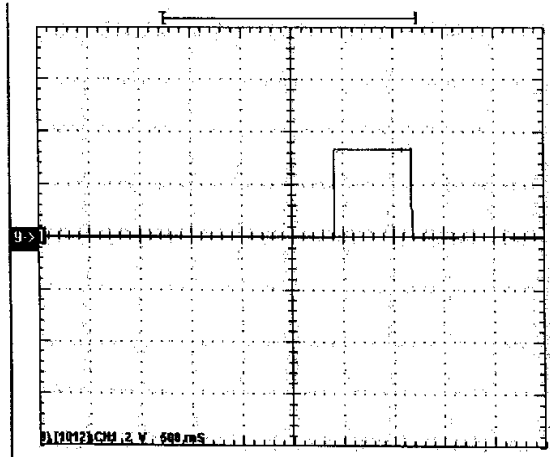


图 5-10 XF 在上电复位时电平变化

如果上电复位成功，接下来就检测信号调理电路转化过来的外部电压信号使用 TDS-1012 观察，如图 5-11；以及最终存储在 SRAM 中的信号数据使用 CCS2.1 观察，如图 5-12 对两者进行比较，如果数据存储器中的数据波形产生畸变，则主要检测 A/D 的参考电平、以及 JTAG 口上 EMU0,EMU1 管脚是否上拉。这两者是造成信号畸变的主要原因。JTAG 的管脚接法可以参照图 5-13。实验对象是三相异步电机样机。

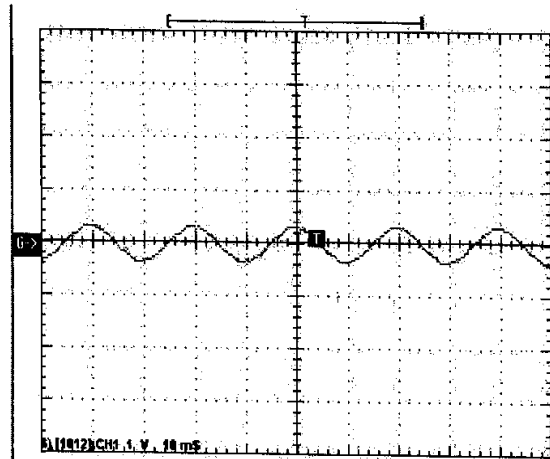


图 5-11 由信号调理板到 A/D 输入上的电压信号
(由示波器 1012 观察)

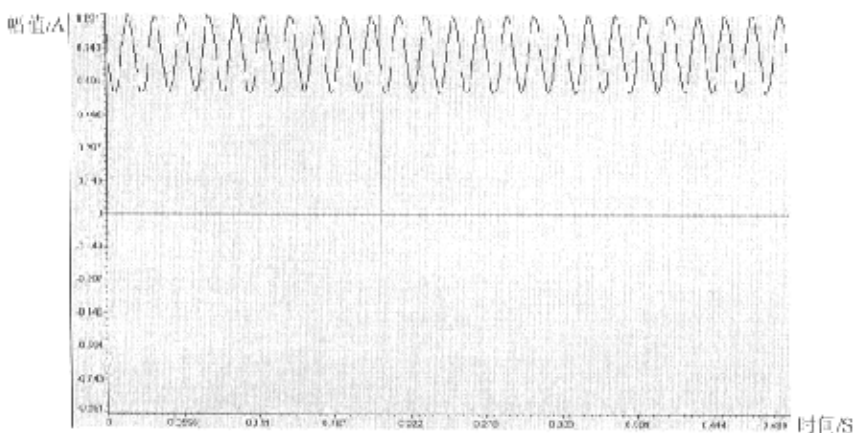


图 5-12 由 A/D 转换并存储在 SRAM 中的电压信号
(由 CCS2.1 观察)

说明：图 5-12 中的电压信号与 5-11 中的电压信号的波形一致，但是其中心线不在零点，主要是由于 A/D 转换器有一个原始的直流转换电平 0.5V，这个直流分量将在 FFT 或 STFT 的数据预处理中予以零值化。如果通过 CCS 观察发现内存中的电压波形下半波被截断，则通过调节 AD8174 的可变电阻 R10 来减小电压的放大倍数。

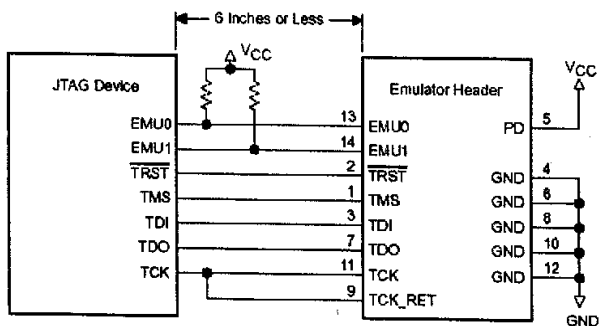


图 5-13 JTAG 管脚的标准接法
(仿真器与 JTAG 之间的距离小于 6 英寸)

5.4.2 FFT 模块与 STFT 模块的计算准确性测试

这一步是要在采样模块正确工作的前提之下的。我们所采用的仍然是样机，其铭牌参数可以参照第三章。首先测量无故障电机的稳态与起动过程。FFT 与 STFT 均通过烧写在上的 FLASH 中的计算程序实现的。这里测量结果当然要借助于 CCS2.1 了，也可以使用本系统的并口通讯模块来实现数据与计算机的交换。

1) 电机稳态测试

无故障电机电压 380V，电机转速为 963rpm，故障量发生频率 46.3Hz。所测的定子电流波形图参照图 5-12，通过 FFT 加 P301 变换之后的频谱图如图 5-14。

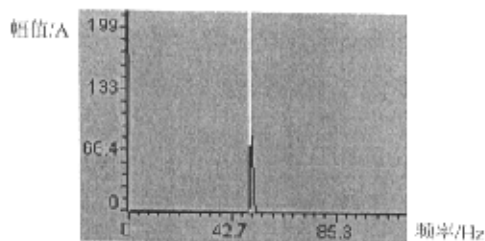


图 5-14 通过 CCS 观察的频谱图
(正常电机)

46.3Hz 的分量幅值与基频幅值的比值为 0.4%，确属正常。

故障电机电压 380V，电机转速 952rpm，故障量频率 45.2Hz。所测的定子电流波形图加 P301 窗后如图 5-15。通过 FFT 变换之后的频谱图如图 5-16

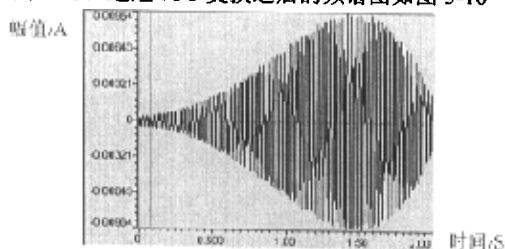


图 5-15 定子电流加窗部分波形

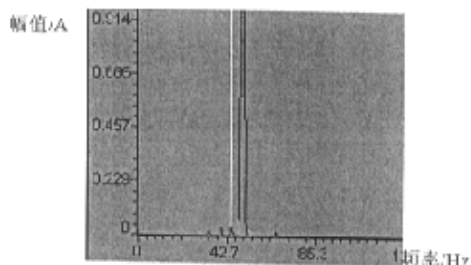


图 5-16 通过 CCS 观察的频谱图
(转子断条故障电机)

45.2Hz 的分量幅值与基频幅值的比值为 2.3%，确属故障。

2) 电机起动测试

这里使用 Y90S-4 型三相双鼠笼转子感应电动机，一台电机状态良好，另一台人为转子断条两根。通过 A/D 采样模块，对电机定子电流进行采样；电机采用降压起动的方式，起动电压为 100V，起动时间在 19 秒左右。如图 5-16 和图 5-17 分别计算出两电机电机定子起动电流的时频图，和特定频率分量随时间变化的波形，对二者进行比较。

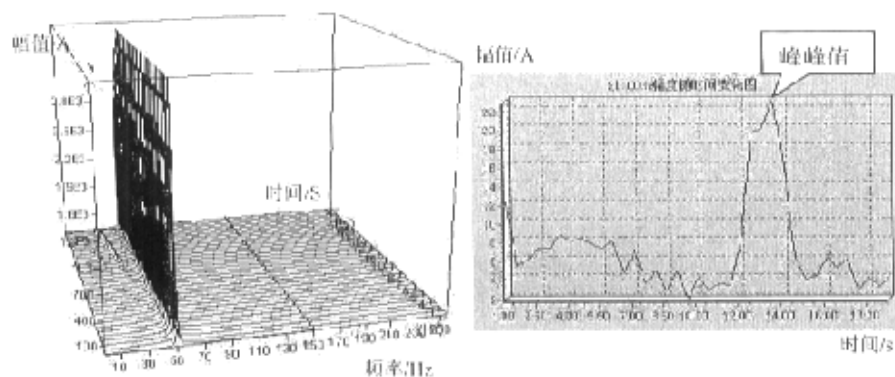


图 5-17 无故障电机定子起动电流时频图和 21Hz 分量频率变化图

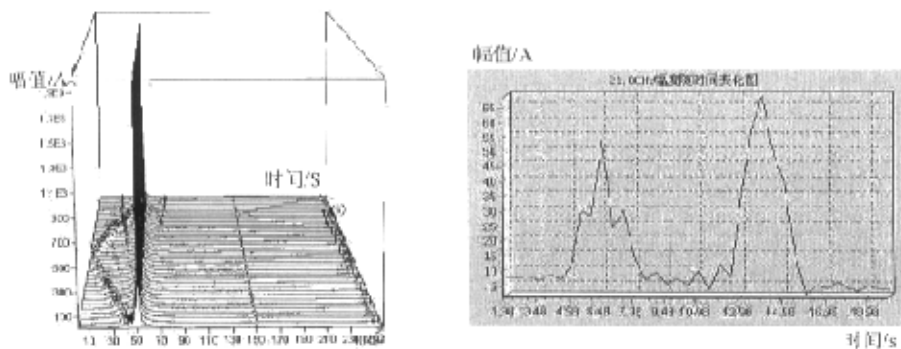
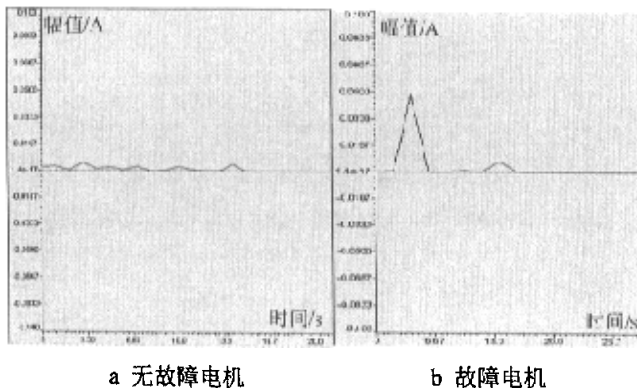


图 5-18 转子断条故障电机定子起动电流时频图和 21Hz 分量频率变化

由上面两幅图可以看出，由 STFT 计算出来的 21Hz 频率分量在无故障异步电机整个起动过程中确实只存在一个峰峰值。而故障电机则存在两个明显的峰峰值。由此判断 STFT 模块功能基本正确。

本故障诊断装置对两个样机进行直接测试诊断：有故障电机依然采用原样机，无故障电机采用 Y110L1-4 型三相鼠笼电机，其铭牌参数：额定电压 380V， $P_n=2.2\text{kW}$ ， $I_n=5.0\text{A}$ ，额定转速 1420rpm，极对数 $P=2$ 。

在片上进行运算对二者进行比较。采用降压起动，起动电压为 110V，电机 A 相定子起动电流的峰值 8.2A，经诊断算法计算无故障电机起动时间在 13 秒左右，故障电机起动时间为 15 秒左右。对于无故障样机通过计算特定频率 25Hz 分量处在起动过程中随时间的变化，如图 5-19-a 所示；对于有故障电机通过计算特定频率 25Hz 分量处在起动过程中随时间的变化，如图 5-19-b。



a 无故障电机 b 故障电机
图 5-19 A 相定子电流特定频率分量 25Hz 幅值随时间变化规律

装置对无故障电机定子起动电流 30Hz 处分量也进行了计算,如图 5-20 所示,在其时间轴的后半段出现一个波峰。

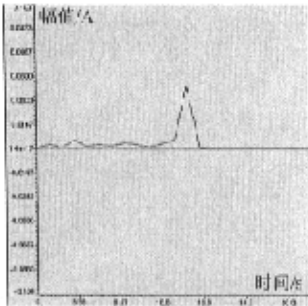


图 5-20 a 相定子电流 30Hz 分量幅值随时间变化规律

分析:在图 5-19-a 图中,25Hz 的整个时轴上未出现峰峰值,而在 5-20 中 30Hz 分量各时间点的幅值只有在 11 秒左右处(时间轴的后半段)达到峰峰值,其解释依照后载软件分析结果如图 5-17-a,因为 25Hz 频率线没有与正常状态线相交,而提高到 30Hz 时候正好在时轴的后半段存在一个交点。在图 5-19-b 中,25Hz 频率的故障特征分量随时间变化,在 2 秒和 7 秒左右有两处峰峰值,同样可用图 5-18-a 用频率线的方法去解释。后一个峰值较小,有两个原因:其一是起动过程定子电流随时间衰减;其二由于 STFT 计算窗的数量受窗的长度影响,因此在时间轴上采样点未能准确的达到峰峰值。

因此上面的计算结果与 Matlab 的仿真结果以及前面用 PC 机后载软件的分析结果一致,可以找到判断起动故障的依据,即在某个最佳频率分量处如果仅在其时间轴的后半段出现一个波峰或者是没有波峰,则电机属无转子断条故障状态;如果在该频率分量的时间轴上出现两个关于时轴对称的波峰,则确认电机存在转子断条故障。

课题还对三相异步电机的各相进行测试,这里以无故障电机样机为例,实验条件与前面的一样,仍然采用降压起动,察看 30Hz 分量在各相定子电流中随时间的变化规律,进一步验证了判断依据的正确性。

5.4.3 故障显示面板与结果判断模块测试

如图 2-18，故障显示面板上有两个按钮，分别是采样数据按钮 12 和故障诊断计算按钮 11。还有两排发光二极管指示灯 1~9。面板的原理图参照图 5-21。

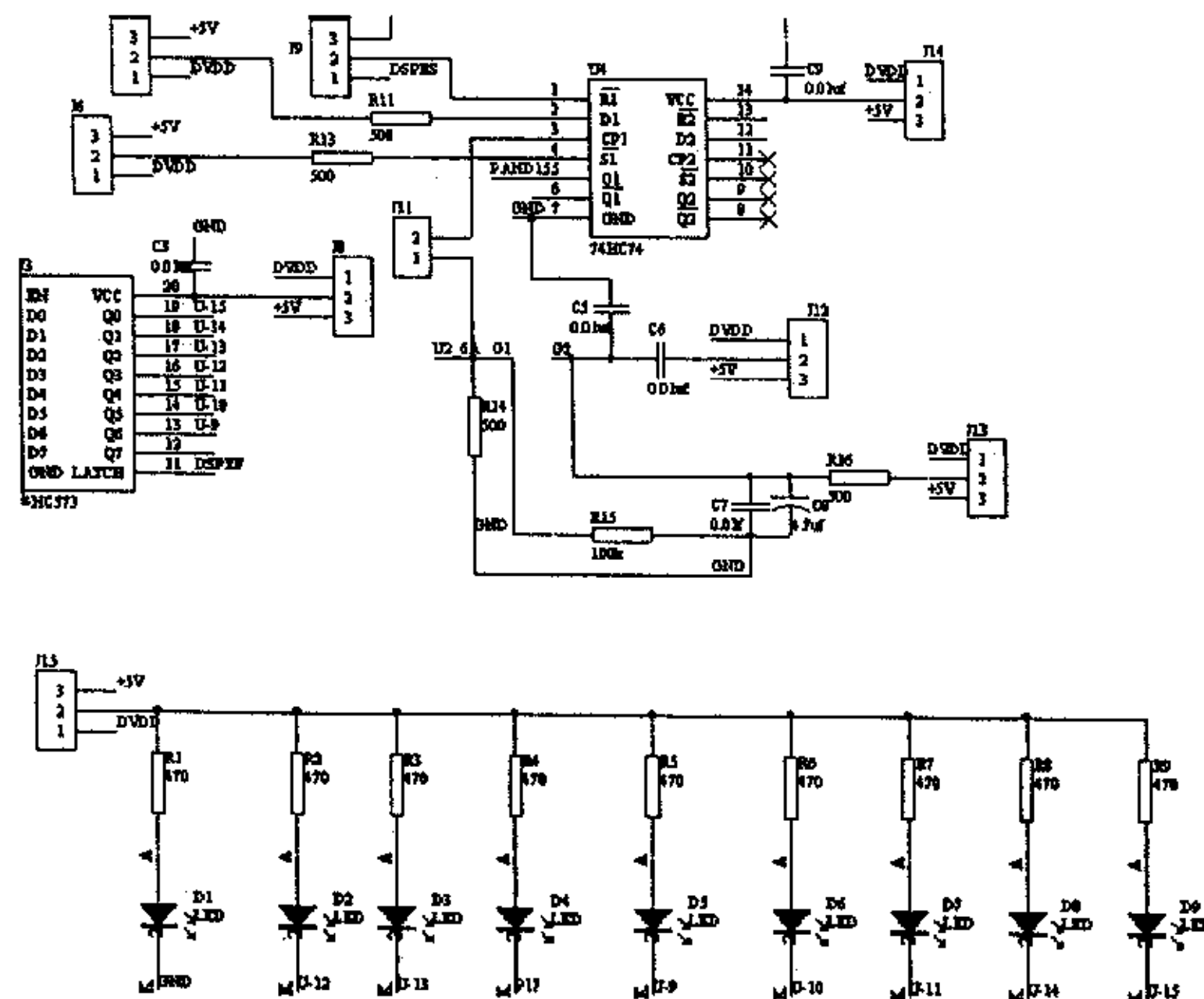


图 5-21 面板的主要部分原理图

按下采样按钮，这时测量指示灯 2 亮。如果不亮，首先检查硬件电路的连通性，看采样按钮电平信号是否被 DSP 接收到。按钮通过管脚 PAND15 与 DSP 的数据线 D1 相连，用万用表测量。如果连通，则在查看有 DSP 响应的信号是否被指示灯接收到，这就要检查信号回馈线路的连通性。DSP 通过 PAND0、PAND1、PAND2 与芯片 74LS138 相连，通过译码，来达到对 8 个指示灯的控制，使用万用表检测该部分的连通性。如果硬件电路工作正常，便转向软件方向的检测。DSP 主要通过 PORW 指令来对外部 I/O 口进行信号写操作的。控制指示灯的程序如下：

normal:

```
RSBX SXM
STM #lampdata,lampdata_reg
STM #k_lampdata_normal,*lampdata_reg
SSBX XF
NOP
NOP
PORTW    *lampdata_reg,0014h
NOP
RSBX XF
NOP
NOP
RPT #5
NOP
```

可以在程序开始处设置断点，单步执行程序。往往由于外部器件的速度与 DSP 相比无法匹配，因此可以在程序中加以等待延时。其它指示灯的调试都可以按照上述的方法进行。

通过上述的调试方法, 调试 DSP 目标电路板, 使得其外部频率、工作电压、时间匹配, 以及和外部电路的速度匹配达到了预期要求, 并通过仿真测试和脱离仿真的 bootloader 过程; 以上方法可以作为本电路调试的参照, 也可以在通用的 DSP 数字电路的调试中。

5.5 DSP 硬件设计与调试经验总结

前面对基于电机故障诊断系统的功能与结构进行了详细地介绍, 接着又对该系统的调试与实现作了描述与总结。本章将针对开发一个 DSP 系统, 提出相应的开发调试经验, 以及如何很快的入门开发 DSP。

- 1) A/D、D/A 的连接。一般音频 IC 可以使用 McBSP 实现无缝连接, 如 AC01、AD50 等; 几百 kSa/s 的并行 A/D 和 D/A 可以通过数据空间或 I/O 空间连接, 例如本系统采用的 THS14F01 (14 位的 A/D) 便使用了数据线并行方式连接。
- 2) 外部扩展存储器。利用 C5xxx 提供的 EMIF 接口可以无缝连接 SRAM、SDRAM、SBSRAM, TI 的技术手册为其提供了硬件连接的原理图和内部的寄存器设置, 如 HY57V651620 (4M × 16); C5000, C2000, C3X 使用 SRAM, 目前有许多 3.3V 的 RAM 可用, 如 CY7C1020 (32k × 16), 这也是本系统所采用的 SRAM。
- 3) LOAD 程序的实现方法。各个具体型号有所差别, 但常用的方式不外乎 HPI、16bit 或 8bit 的并行 EPROM, 还有串口。在有 MCU 或 PC 做主控机的情况下一般都使用 HPI 方式。并行 EPROM 方式很方便, 但需要注意代码的大小。串口加载可以用在多 DSP 的情况下进行。
- 4) 在调试过程中重点测试电路中的一些关键点, 如前面的系统测试中便对 AD8174 输出通道引脚, A/D 模数转换器的差分输入引脚, DSP 的 CLKOUT 脚, 外部电源的电压输入端。这样可以提高调试的效率。
- 5) 在系统调试过程中, 需要改变软件模块中的一些参数来应付不同的调试与诊断场合。
 - 通过改变 SUB 指令中的移位数, 来调节控制红绿灯显示的百分比定标, 参考第四章的结果判断模块。
 - 通过改变块循环计数器 BRC 的值以及块循环中 NOP 指令的执行数目, 来设定 A/D 采样点的个数和 A/D 采样频率。
 - 通过设置 K_FFT_SIZE 与 overlap 值来设定短时傅立叶算法的窗函数宽度及交叠数据长度, 以此来比较不同窗长度和交叠数据长度下的诊断效果。

全文总结

经过笔者的不懈努力,基于 TI 公司 TMS320VC5402 数字信号处理器的电机转子断条故障终于研制并调试运行,完成本论文的工作主要如下:

1. 从电机故障产生的外部因素与内部机理入手,通过数学公式推导,验证了当异步电机转子发生断条故障的时候,定子电流中将感应出 $(1-2s)f$ 的故障频率分量,并把这个作为故障诊断的基本依据。
2. 提出了基于 STFT 的电机起动电流时频分析的方法解决了普通 FFT 无法诊断电机空载时转子断条故障的问题。通常我们普遍采用异步定子电流频谱法分析定子电流,但是如果电机转差率 s 很小或空载的时候,普通的频谱分析法将无法分辨出故障量来。对此,笔者发现如果利用电机起动过程中非常丰富的信息,在起动过程中寻找故障特征量就应该比稳态的时候显著的多,并且通过实验理论分析、仿真计算和实际测量结果分析,找到了基于 STFT 的诊断电机起动过程转子断条故障方法。
3. 针对异步电机稳态运行与起动过程这两个状态,论文分别给出了基于 FFT 与 STFT 算法的故障诊断模块在 TI DSP 平台上的汇编语言编制与实现过程,并总结了定点 DSP 芯片软件开发的一些经验。在 FFT 算法中使用了有效的 Packing 方法,提高了算法效率节约了系统资源;在 STFT 算法中给出了判断电机起动过程起始点与结束点比较精确的算法程序,克服了噪音干扰所造成的伪增益;同时在软件中进行零均值化处理,克服了 A/D 转换中的直流量以及硬件电路存在不同程度的零漂移。
4. 本文总结归纳了 3 种方法——自适应陷波滤波算法、窗函数、频率细化技术,用来有效抑制在频谱分析中由于无限长信号进行截断以及采样数据非整周期所带来的基频泄漏和频率分辨率降低,并通过 Matlab 仿真分析在理论上得到了证实。在本系统便运用了窗函数的方法:FFT 中引入了 P301 窗;STFT 中引入了 Hamming 窗,通过试验比较,抑止效果较未加窗有了明显的改善。如果再结合另外两种方法,抑止效果将更加显著。
5. 完成了电机转子断条故障诊断仪硬件电路与软件模块的调试,包括故障面板显示模块、DSP 外部电源模块、DSP 主电路板的调试、以及通过 TI CCS 2.1 对电机转子故障检测电路软件部分的调试。并在调试过程中总结了如下经验:
 - 在硬件电路调试中,遵循了按照系统的结构顺序调试的方法,这样可以使得调试时候保持清晰的思路,模块化的思维。并在该步中提取到几个关键测试点为最终的系统测试作准备,如 AD8174 输出通道引脚, A/D 模数转换器的差分输入引脚, DSP 的 CLKOUT 脚, 外部电源的电压输入端。
 - 在软件模块的调试中,主要注意软件功能与硬件结构的结合考虑;在软件模块对外部 I/O 操作的时候,出现错误往往是由于器件的之间速度的匹配问题;在算法中出现错误一般是由于定点精度 Q 值的选取以及寄存器的非法变化引起的。
 - 在最终的系统集成调试中,主要是几个关键点的测试,比如从硬件电路调试中提取到的测试点;在系统上电复位成功与否,主要是看 XF 的引脚的电平变化;另外作为产品,系统在实际环境的抗干扰能力要强,可以用 RC 电路或续流二极管消火花,加磁屏蔽等措施。
 - 需要改变软件模块中的一些参数来应付不同的调试与诊断场合,如百分比定标,采样频率,采样点数,短时傅利叶算法的窗函数长度及交叠数据长度。

致 谢

盲审的论文已经通过，我首先要衷心感谢导师胡虔生教授，本论文是在导师的悉心指导和精心培养下完成的。在论文的选题、研究和撰写、审阅等方面导师都进行了严格的把关。导师的正确指导使学生明确方向，保证盲审论文按要求顺利完成。导师深厚的学术造诣、严谨求学的治学精神、诲人不倦的美德使学生终生受益。两年多的研究生求学生涯中，导师不仅教学生治学的方法，而且教学生做人的道理，这必将为我以后的工作、生活带来无穷的收益。在此，学生谨向导师表示最崇高的敬意和衷心的感谢。

在论文完成期间, 还要感谢东南大学黄允凯老师，马宏忠老师，黄平林博士、余莉博士、李卫良硕士、吴影生硕士、戴茵茵硕士、刘永硕士、龙永文硕士、周耀硕士等师兄弟以及 1601 研班全体同学给予的支持和帮助。

在装置的开发研究中，感谢国家电网公司南京自动化设备总厂华电农网城网公司，在他们的合作下，才得以顺利完成本装置的开发。

最后，我要特别感谢我的父母，是他们多年来支持我完成硕士学业，同时对所有关心和帮助我的朋友们表示诚挚的谢意。

参考文献

第一章

1. 朱利民. 旋转机械工况监视与故障诊断中若干信号处理方法的研究. [博士学位论文]. 南京: 东南大学, 1999
2. 张贤达, 保铮. 平稳信号分析与处理. 国防工业出版社, 1998
3. 陈庆祥. 球磨机电机笼故障原因分析与处理. 大电机技术, 1997. 1
4. 张雨, 徐小林, 张建华等. 设备状态监测与故障诊断的理论和实践. 长沙: 国防科技大学出版社, 2000. 4-30
5. 沈标正. 电机故障诊断技术. 机械工业出版社, 1996
6. 马宏忠. 大型交流电机故障分析和诊断系统的研究. [博士学位论文]. 南京: 东南大学, 2002
7. 王旭红, 罗威. 高电压异步电机状态监测与故障诊断方法研究. 电力自动化设备, 2001. 7
8. 张军, 马志云, 王琳, 许强. 基于 DSP 的转子断条故障诊断装置. 电机电器技术, 2000
9. Cameron J. R, Thompson W. T. Vibration and current monitoring for detection airgap eccentricity in large motors. Proc. Int. Conf. on Electrical Machines, Design and Applications, IEE, September 1985. 173-179
10. 王维俭, 刘云, 钱洪钧等. 发电机内部短路的试验研究及其保护定值探讨. 电力系统自动化, 1980, 4(3):1-3
11. 张贤达, 《现代信号处理》, 清华大学出版社, 1995
12. 胡虔生, 金俭, 夏大骏. 人工神经网络在异步电机故障诊断中的应用研究. 电气自动化, 1997 年增刊
13. 朱大奇, 徐振斌, 于盛林. 基于证据理论的电机故障诊断方法研究. 华中科技大学学报, 2001. 12
14. 张雄伟, 曹铁勇. DSP 芯片的原理与开发应用. 北京: 电子工业出版社, 2000. 1-5
15. R.R.Schoen, B.R.Lin, T.G.Habetler, J.H.Schlag, and S.Fang, "An unsupervised, on-line system for induction motor fault detection using stator current monitoring," in Conf. Rec. 29th IEEE-IAS Annu. Meeting, Oct. 1994, pp. 117-122.
16. R.R.Schoen, T.G.Habetler, F.Kamran, and R.G.Bartheld, "Motor bearing damage detection using stator current monitoring," in Conf. Rec. 29th IEEE-IAS Annu. Meeting, Oct. 1994 pp. 110-116.
17. F.Flippetti, G.Franceschini, and C.Tassoni, "Neural networks aided on-line diagnostics of induction motor rotor failure," in Conf. Rec. 28th IEEE-IAS Annu. Meeting, Oct. 1993, pp. 316-323.
18. G.B.Kliman, R.A.Koegl, W.J.Premierlani, and T.B.Breen, "Demonstration of sensorless torque meter for AC motors," in Conf. Rec. 31th IEEE-IAS Annu. Meeting, Oct. 1996 pp. 110-116.
19. Jafar Milimonfared, Homayoun Meshgin Kelk, Subhasis Nandi, Artin Der Minassians, Hamid A. Toliyat. "A Novel Approach for Broken-Rotor-Bar Detection in Cage Induction Motors". IEEE Trans. on Industry Application, Vol.35, No.5, September/October 1999, pp1000-1005

第二章

1. 沈标正. 电机故障诊断技术. 机械工业出版社, 1996
2. Hargis, C., Gaydon, B.G and Kamash, K. "The detection of rotor defects in induction motors", Proceedings of International Conference on Electric Machines-Design and Applications, IEE, London, Conference Publication. 213, July 1982, pp.216-220
3. M. E. H. Benbouzid, Nejari. Induction motor asymmetrical faults detection using advanced signal processing techniques. IEEE Trans. on EC 1999, 114(2)
4. 马宏忠. 大型交流电机故障分析和诊断系统的研究. [博士学位论文]. 南京: 东南大学, 2002
5. R. Burnett, J.F. Watson. "The Current Analysis Program- A Software Tool For Rotor Fault Detection in Three Phase Induction Motors", Electrical Machines and Drives, 11-13 September 1995, Conference Publication No.412, pp156-160
6. 张雄伟, 曹铁勇. DSP 芯片的原理与开发应用. 北京: 电子工业出版社, 2000. 1-5
7. 张雄伟, 曹铁勇. DSP 集成开发与应用系统. 北京: 电子工业出版社, 2002. 55-100
8. 李刚. 数字信号微处理器的原理与其开发应用. 天津: 天津大学出版社, 2000. 8-253
9. 李颂伦. 电气测试技术. 西安: 西北工业大学出版社, 1992. 240-243
10. TI 公司. TMS320C54x DSP CPU and Peripherals Reference Set. Volume 1~5, 1999
11. TI 公司. TMS320VC5402 FIXED-POINT DIGITAL SIGNAL PROCESSOR, 2000
12. Deleroi, W. "Squirrel-cage motor with broken bar in the rotor, physical phenomena and their experimental assessment". International Conference on Electrical Machines, Budapest, 1982, pp.767-771
13. Kliman, G.B., Koegl, R.A., Stein, J., Endicott, R.D. and Madden, M.W. "Noninvasive detection of broken rotor bars in operating induction motors", IEEE trans. On Energy Conversion, Vol.3, No.4, December 1988, pp.873-879

第三章

1. 张贤达, 保铮. 平稳信号分析与处理. 国防工业出版社, 1998
2. A. V. 奥本海默. 数字信号处理. 董士嘉等译. 北京: 科学出版社, 1986. 64-247
3. 东南大学自控系. 数字信号处理基础. 1998.1
4. 张雄伟, 曹铁勇. DSP 芯片的原理与开发应用. 北京: 电子工业出版社, 2000. 249-251
5. B.Torrésani. Analyse Continue par Ondelettes. CNRS Editions, Paris, 1995.
6. 彭玉华. 小波变换与工程应用. 科学出版社, 1999
7. 马宏忠. 大型交流电机故障分析和诊断系统的研究. [博士学位论文]. 南京: 东南大学, 2002
8. 缪赞, 马瑶珠等. FFT 谱上频率的位置对加窗泄漏影响的研究. 浙江海洋学院学报, 2001, 6 (2): 123-125
9. 惠俊英, 蔡平, 马晓民. 自适应陷波滤波器应用研究. 声学学报, 1991, Vol.16, No.1, pp18-24
10. 楼顺天, 施阳. 基于 Matlab 的系统分析与设计——神经网络. 西安电子科技大学出版社, 1999
11. 楼顺天, 李博菡. 基于 Matlab 的系统分析与设计——信号处理. 西安电子科技大学出版社, 1999
12. R.R.Schoen, T.G.Habetler, F.Kamran, and R.G.Bartheld, "Motor bearing damage detection

- using stator current monitoring,” in Conf. Rec. 29th IEEE-IAS Annu. Meeting, Oct. 1994 pp. 110-116.
13. F.Flippetti, G.Franceschini, and C.Tassoni, “Neural networks aided on-line diagnostics of induction motor rotor failure,” in Conf. Rec. 28th IEEE-IAS Annu. Meeting, Oct. 1993, pp. 316-323.
 14. G.B.Kliman, R.A.Koegl, W.J.Premierani, and T.B.Breen, “Demonstartion of sensorless torque meter for AC motors,” in Conf. Rec. 31th IEEE-IAS Annu. Meeting, Oct. 1996 pp. 110-116.
 15. Jafar Milimonfared, Homayoun Meshgin Kelk, Subhasis Nandi, Artin Der Minassians, Hamid A. Toliyat. “A Novel Approach for Broken-Rotor-Bar Decetion in Cage Induction Motors”. IEEE Trans. on Industry Application, Vol.35, No.5, September/October 1999, pp1000-1005
 16. Birsen Yazici, Gerald B.Kliman, “An adaptive statistical time-frequency method for detection of broken bars and bearing faults in motors using stator current,” in IEEE Trans. On Industry Application, Vol.35, NO.2, MARCH/APRIL 1999, pp.442-452.

第四章

1. 张雄伟, 曹铁勇. DSP 芯片的原理与开发应用. 北京: 电子工业出版社, 2000. 249-251
2. TI. THS14F01 14-BIT, 1 MSPS/ 3 MSPS, DSP COMPATIBLE, ANALOG-TO-DIGITAL CONVERTERS WITH FIFO INTERNAL REFERENCE AND PGA, 2000. 6
3. 彭启琮, TMS320C54x 实用教程. 电子科技大学-德州仪器 DSP 实验室, 1997. 7
4. 胡光书. 数字信号处理. 北京: 清华大学出版社, 1997. 133-179
5. TI 公司. TMS320C54x DSP CPU and Peripherals Reference Set. Volume 1~5, 1999
6. A. V. 奥本海默. 数字信号处理. 董士嘉等译. 北京: 科学出版社
7. TI 公司. Code Composer Studio Getting Started Guide, 2001. 11
8. TI 公司. Code Composer Studio IDE Quick Start, 2001. 2
9. 刘益成. TMS320C54X DSP 应用程序设计与开发. 北京航空航天大学出版社, 2002. 5

第五章

1. TI 公司. TMS320C54x DSP CPU and Peripherals Reference Set Volumel~5, 2001. 3
2. MAXIM. MAX712/713 Application Guide, 1997. 1
3. TI 公司. TMS320VC5402 DATASHEET, 2000. 8
4. TI 公司. THS14F01 14-BIT, 1 MSPS/ 3 MSPS, DSP COMPATIBLE, ANALOG-TO-DIGITAL CONVERTERS WITH FIFO INTERNAL REFERENCE AND PGA, 2000. 6
5. ANALOG DEVICES. 250MHz, 10 ns Switching Multiplexers w/Amplifier AD8170/AD8174, 1996. 9
6. 李卫良. 基于 DSP 的电机转子断条故障诊断装置. [硕士学位论文]. 南京: 东南大学, 2003. 4

攻读硕士学位期间作者发表的论文

1. 异步电机转子绕组故障检测仪电路系统调试 机械制造与自动化, 2004 年, 第一作者 (已收到录用通知)

攻读硕士学位期间完成或参与的科研项目

1. 国家电力公司南京自动化设备总厂: **MF101** 电动机故障检测仪
2. 安徽省电力公司 (安徽电力局): 大型异步电机转子故障诊断系统
3. 东南大学基金项目: 交流电机故障的机理分析和诊断技术研究
4. 江苏应用基础研究基金项目: 大型交流电机奇异信号检测与诊断方法的研究