

前言

海洋是人类赖以生存的、至今尚未充分开发的最后疆土,是实现全球可持续发展的宝贵财富。随着科学技术的不断进步和陆地资源的日渐减少,围绕海洋开发的国际竞争比历史上任何时期都更加激烈。海洋的开发和利用必将成为决定各国政治、经济、军事地位的重要因素。公平、合理地利用海洋资源,是关系到世界各国主权和权益、安全与发展的重大事。

中国科学院地质与地球物理研究所在“九五”期间,承担了国家 863 计划“海洋岩石层三维地震成像技术”(820-01-04)课题,研制了用于天然地震观测的大动态宽频带数字记录海底地震仪。“十五”期间参加了由国土资源部广州海洋地质调查局主持的 863 计划“深水油气地球物理勘探技术课题”的“长排列大容量震源地震采集技术子课题”的研究工作,主要是承担高频海底地震仪的研制和配套应用技术。完全依靠自己的力量研制高频海底地震仪并探索性地应用于油气勘探区深部地质构造背景的研究,在我国尚属首次。通过该课题关键技术的开发,缩小与先进国家在大洋深海中地震采集技术水平上的差距,促进深水中深层油气地球物理勘探技术和相关产业的发展,为经济建设、国防建设的提供高新技术支撑。

作为“九五”863 计划数字记录海底地震仪(OBS863)和陆上用地震仪(Land863)的研制任务的主要参与者。主要负责地震仪系统软件和微机交互控制软件的编制工作。并参加了数字采集器硬件的研制、测试工作。

这期间在刘福田研究员的指导下,跟踪国际高新技术发展前沿,从“九五”863 计划工作后期开始,结合电子技术发展最新方向,致力于微功耗大动态数字采集器的研制工作,取得了阶段性研究成果,研制出了 MC1 型微功耗宽带数字地震仪,并已投入野外试验流动观测;同时掌握了与此相关的核心技术,拥有了一些必要的技术储备。为高频海底地震仪研制的开展打下了必要的基础。

作为“十五”863 计划高频海底地震仪的主要研制人员,在整个方案设计过程中,抱着稳妥、求新的态度进行了广泛调研和论证;以已有的 MC1 型微功耗宽带数字地震仪为核心,根据海底地震仪的特点始终注意运用成熟的高新技术,为提高海底地震仪回收成功率和工作可靠性而努力;完成了高频海底地震仪总体技术方案设计,并研制出了样机。

在本论文中,第一章简约地介绍了当前国内外海底地震仪和海底地震观测技术的动态和发展状况。第二章是“九五”863 计划大动态宽带海底地震仪的研制和试验概况。第三章 MC1 型微功耗数字地震仪的研制和试验;着重介绍了微功耗设计原则、过采样模数转换技术、32 位单片机等先进技术在数字采集器中的运用。第四章主要叙述了在已有的 MC1 型微功耗数字地震仪的基础上,结合海底地震仪的特点和工作要求,对现有的成果进行扩展,采用先进成熟的功能模块,实现了海底地震仪这一较复杂系统的高技术集成。

第一章 国内外研究现状

早期的海底地震观测主要是监视海底地震活动,为地震预报服务。1960年前后,日、美、苏等国相继研制出模拟记录海底地震仪,其结构多采用浮标系留式或海底电缆式,观测规模和仪器数量都有限。70年代,板块大地构造学说的崛起和大陆架油气资源的勘探与开发,为海底地震仪的发展和海底观测注入了新的活力,为此目的研制的海底地震仪主要是采用自浮式,美国率先推出了模拟磁带记录自浮式海底地震仪。1977年美日两国联合在太平洋进行了长距离人工地震观测,使用27台海底地震仪,测线长达1400公里。1979年美法两国合作在美国东海岸进行“大规模海洋地震实验(LOSE)”计划,把90台海底地震仪布置在100公里边长的四边形海底范围内,观测目的是获得高密度、高精度观测数据,以便研究海底岩石层的细结构。

1980年美国研制出低功耗微机处理器控制事件触发和对记录信号进行预处理的数字式海底地震仪,采用盒式数字磁带记录,带速0.1mm/s,容量2MB。1987年日本实施太平洋超高性能数字化地震观测台网计划,即海神计划(POSEIDON),拟在西太平洋、东北亚和东南亚建立陆上、海底地震台网。

1983年美国的一批地震学家,基于地震学已成为地球科学的基石这一认识,提出了建立新的真正意义上的全国地震台网(GSN)的设想。利用电子反馈地震仪可以获取足够宽的频带(从固态潮汐频率到几十赫),大动态和大线性范围以及低于最低天然地动背景噪声的仪器噪声。模数转换理论上可达140dB,分辨率为24位。这一计划得到政府有关部门、高等院校、研究机构和国际组织的支持。该计划从1980年开始启动。它涉及到要在占全球2/3面积的海洋区域布设海洋地震观测台网的问题。1988年在美国马萨诸塞州伍兹霍尔举行的一次研讨会上,专门讨论了在深海中永久性宽频带海底地震观测台网(OSN)的建立和运行问题,为此还专门成立了指导委员会。从此,由短周期海底地震观测迈向宽频带海底地震观测,这项工作得到了海洋机构联合体(JOI)和IRIS的支持,自1995年至2001年7年间,直接用于宽频带海底地震仪开发、研制、试验的费用预计达9百万美元。1995年国际海洋台网(ION)计划、美国海洋地震台网(ION)计划等相继启动,1998年作为这若干个计划中的先导试验之一,在美国进行了Monterey海湾底国际地震试验(MOISE——The Monterey Bay Ocean Bottom International Seismic Experiment),在海底布署了一套地球物理和海洋物理仪器包:在55cm的沉箱内放置宽频带地震仪包和地磁传感器包,试图通过海底电缆与陆上连接为长期海底观测铺平道路。两个基本的科学目标需要在海底进行长期地震观测:一是地球深部结构和地球动力学的全球研究;二是服务于国家目标与海洋资源勘探、地震活动性、地质构造以及地壳的水热活动有关的海洋区域研究。

1998年日本开始实施“海洋半球观测研究计划”,在北极东部和西太平洋地区进行宽频带地震观测、GPS观测、地磁和超导重力观测,以及深海宽频带海底地震观测和利用海底电缆的电位观测。为了有效地利用这些观测资料还特别成立了“海洋半球计划数据中心”,现已在因特网上陆续提供数据。

1994年联合国教科文组织下属的国际政府间海洋学委员会(IOC)和1995年联合国为建立大陆架界限委员会作准备的专家组会议,就大陆架和专属经济区界限划定等问题与联合国法律事务办公室一起提出,“相邻、相向沿海各国在十

年内完成其大陆架和专属经济区的勘测,协调权益冲突,划定各国的大陆架和专属经济区界限。”要快速高质量地完成我国大陆架和专属经济区海底探测,必须采用海洋高技术集成,获取海洋划界所需的各种地质地球物理资料,国家高技术研究发展计划(863计划)海洋领域于1995年首批启动的专题之一“海域地形地貌与地质结构探测技术”(820-01专题)就是为这一目的设立的。“海洋岩石层三维地震成像技术”是该专题所属的第四课题(820-01-04),它的特点是:不一定要在有争议的海域进行现场观测作业,即可获得其地壳上地幔深部速度结构信息,以避免复杂敏感的外交问题;可根据需要,或对大面积海域进行普测或对特定区域进行详查,以其获得的深部结构特征进一步判断我国海域大陆/大洋地壳和上地幔性质和大陆架、大陆坡界限。“海洋岩石层三维地震成像技术”为我国大陆架和专属经济区划界这一国家目标提供高技术支撑。其工作受到国家科技部的表彰。

1993年5月,中国科学院南海海洋研究所与日本东京大学地震研究所等单位合作在南海北部共同开展了综合地球物理测量试验。其中最重要的内容就是采用日方提供的海底地震仪,进行了深地震探测。这次工作的目标是调查南海北部地区陆壳与洋壳的接触关系,了解地壳结构的横向变化,以推定南海的地质成因及演化。

我国海底地震仪的研制工作主要是在中科院地球物理所进行的。80年代先后研制出用于浅海(200m)和深海(2000m)的垂直分量、短周期数字磁带记录海底地震仪,并参加了重大项目“中国东南大陆及相邻海域岩石圈结构、组成与演化”的海上地震观测工作。

“九五”期间,中国科学院地球物理研究所承担了国家863计划820-01-04课题“海洋岩石层三维地震成像技术”的宽频带、大动态、三分量数字记录海底地震仪(OBS863)和陆上用地震仪(Land863)的研制任务,并成功的进行了海陆联合流动地震观测。

1995年8~9月间,台湾与美国合作,利用尤因(Ewing)号船在台湾近海及邻区进行了宽角深地震剖面观测试验。岛上用Reftek和K2数字地震仪,海上由OBS布与长约700km的三条测线进行了岛-海组合观测。

第二章 “九五”863 宽带海底地震仪

“九五”863 宽带海底地震仪研制任务的内容是研制既能在水深 3000 米的海底连续记录两个月以上,又可在陆地进行流动地震观测的宽频带、大动态、三分量数字记录地震仪。通过在沿海陆地流动地震观测和滨海海底布设有限数目的海底地震仪接收多源地震记录为我国的海洋地学研究积累观测经验,进而为我国的海洋地质探查和资源开发提供基于数字地震的方案和高技术支撑。宽带海底地震仪主要技术指标如下:

表 2.1 合同规定的宽带海底地震仪主要技术指标

频带范围	0.05~10Hz
动态范围	不小于 120dB
记录时间	连续记录 2 个月
最大工作深度	不小于 3000m

2.1 海底地震仪的主要特点

(1) 工作环境的复杂性。

海底地震仪是在海底无人值守条件下工作的,因此必须考虑密封、耐压、姿态控制以及回收和海面搜寻等一系列陆上地震观测不曾遇到的问题。这些问题直接影响到海底地震观测的成败。因此,海底地震仪功能和结构设计,是研究海底地震仪的关键。

(2) 耦合与噪声不确定性。

海洋本身就是一个巨大的地震干扰源。对于海底干扰背景的认识远不如陆地,且台址的选择有一定随意性,难于对其进行控制。大陆架为沉积物所覆盖,不同地区的底质、地貌以及沉积物的厚度与性质均不同,地震仪与之相耦合,导致不同程度的失真。研究耦合作用和噪声影响是海底地震观测的更为困难的问题。

(3) 技术的高集成性。

海底地震仪是集电子技术、高压密封技术、水声通讯技术、无线数传技术、自动控制技术于一体的高技术集成。其核心是宽频带、大动态、三分量数字地震数据记录系统(测震系统),包括三分量海底地震仪和大动态、高分辨的数据采集器。耐压、密封、姿态控制、回收、耦合等是关系到地震观测成败的关键技术。

(4) 制约海底地震仪连续工作时间的因素有供电能力和数据存储。

海底地震仪需要供电的部件有数据采集器、时钟、水声释放器、时控释放器、电子罗盘、无线信标机、地震计。由于电源体积和重量受到结构的限制。增大体积和重量给仪器结构带来困难,而且会使仪器的耦合性能变差。在选用高效电源的同时需采用低功耗措施。随着磁带、硬盘和其他存储介质的容量迅速增加、价格明显下降,数据存储问题渐渐地已不再成为制约海底地震仪连续工作时间的瓶颈。

(5) 为了确保海底地震仪能工作在 3000M 的水深,地震计、数据采集器以及电源必须放在耐压(不小于 30MPa)密封玻璃舱球容器中。回收系统要有足够的浮力,紧固脱钩应牢固可靠。释放机构采取“双保险”措施,以水声应答释放。

器为主,时控释放器可在投放前预置释放时间,以保证回收成功。仪器上浮出水面后,仪器打开内置的GPS校对记录器的钟差,并记录下当前的仪器位置通过无线数传模块发射。在搜寻船只接收仪器位置信号并结合仪器上的频闪灯确定仪器位置实施回收作业。

2.2 海底地震仪的重要技术

(1) 海底地震仪的水下定向技术

海底地震仪着底时,无法保证两水平分向(东西、南北)的正确指向,因此需要测出其偏离角度,而且这一角度有可能受到海底海流、地形、地貌等影响随时间有所变化。水下自动记录磁罗盘数据采集器是为解决这一问题而设计的。该部件由电子罗盘模块、单片机自动数据采集器组成。待海底地震仪回收完毕之后,再将记录结果回放出来。

(2) 海底地震仪的水下定位技术

海底地震仪位置精度对于地震记录分析和仪器回收有重要意义。海底地震仪投放点位置虽然可由GPS准确测定,但由于海底地震仪在下沉的过程中会受到洋流等的驱动,地震仪投放点并不是海底地震仪在海底的实际坐标位置。可采用简单、易行且有一定精度的三点或多点交汇水声应答测距法估计海底地震仪的位置坐标。这与地震定位的原理一致。因为在科考船上海水深度和海水中声速能被精确测定,所以海底地震仪的水下定位能达到比较高的精度。

(3) 水声应答测距、释放技术

由水上机和水下机两部分组成。两者之间通过声学通讯进行联络。水声测距是船上机通过水声换能器发出应答指令,测量发出指令与水下机应答信号之间的时间差,计算出水上机与水下机的距离;水声释放是水上机通过水声换能器发出释放指令,水下机通过水声换能器接到指令后,通过释放控制电路给海底地震仪释放机构加电,由于电化学作用使不锈钢丝腐蚀断,海底地震仪脱离沉耦架上浮;在给释放控制电路加电同时,通过水下发射机发送一个“证实”信号给水上机,提醒释放器已经开始工作,准备回收仪器。水上机由水声换能器、信号接收机、指令信号发射机、功能控制和电源(交流供电)5部分组成。水下机由水声换能器、水下信号接收机、水下发射机和电蚀脱钩组成。水下机由锂电池供电。

时控释放器其功能和水声应答释放器相同。不同的是释放指令不是由船上机发出,是由定时电路产生,释放时间在海底地震仪投放之前预先设置。其优点是省去了水声通讯所需整套设备,代之以时控电路,可靠性大大提高,主要缺点是释放时间固定,给回收带来很大限制。基于这种情况,可采用水声应答释放器和时控释放器串联工作方式。后者预置时间大于预期观测时间,一旦水声释放器失灵定时启动时控释放器。时控释放器的关键技术是超小型微功耗时控电路、微型高压容器和低功耗脱钩释放机构。

(4) 无线信标机

无线信标机由两部分组成。海底地震仪携带发射机,船载接收机。调制频率一般在数百兆赫兹。

早期无线信标机,信标机采用无线电测向原理,接收机采用八木天线等定向天线。在回收作业时,当仪器浮出海面时发射机通过水下开关的控制启动。发射调制的单音频信号。船载接收机同时工作,接收机转动定向天线配合场强仪和扬声器分辨目标的方位。该设备的主要缺点是:仅能以声响判断方向。距离越远方

向性越好,而在近处方向性变差,如目标距数公里方位角为数十度。数百米方向角将达 270 度已无法搜索较近距离目标。

现在,随着技术的发展,可将全球定位技术 GPS 与无线数传技术结合起来。当仪器浮出海面时启动内置的 GPS 接收机,测定所在位置,将位置信息通过数传模块发射出去。搜寻船只接收仪器位置信号将能迅速接近仪器实施回收作业。

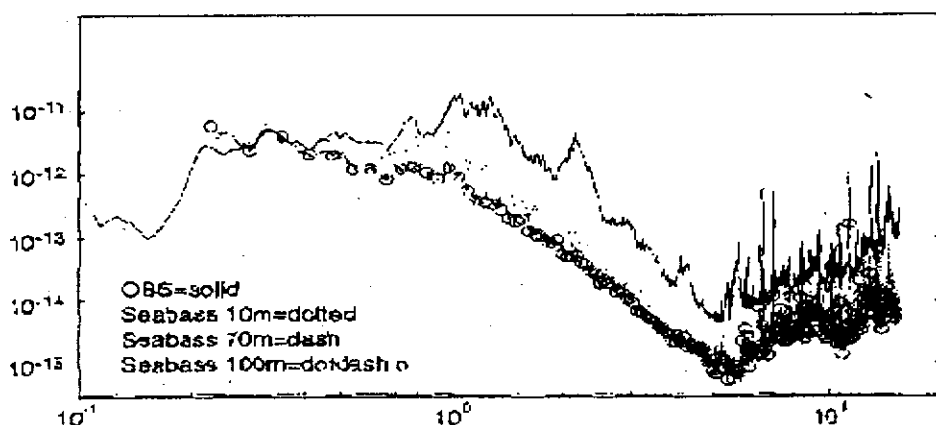
(5) 海底地震仪耦合和海底环境噪声研究

大多数的海底是被一层松软的沉积物所覆盖,在进行海底地震观测时,必须考虑海底地震仪与这一层松软介质的耦合问题。由于海水的作用和海底地震仪结构的复杂性使这一问题的研究无论是理论上还是实验上都很困难。此外,海底环境噪声也是困扰海底地震观测的另一个难题。从根本上解决这两个问题的方法是,在海底打井,将海底地震仪放在井(刚度匹配)上,或将海底地震仪埋在沉积物中(密度匹配)。这种说法适于长期海底观测,而不适于流动海底地震观测。因此,这两个问题的研究仍是海底地震观测的难点之一。海底地震仪耦合研究的主要目的是为海底地震仪设计提供最佳参数和确定耦合的相应特性。研究方法首先是建立简化模型,把含水沉积物视为弹性体,其弹簧常数(刚度)可以计算出来,海底地震仪假定为刚体,由此建立质量—弹簧—阻尼器模型。通过实验室模拟试验和海底暂态标定试验检验,证明这一理论对于海底地震仪设计和耦合响应特性的估计有一定指导意义。耦合频率与沉积物剪切波速度成正比,在相同条件下剪切速度愈高耦合频率愈高。这为我们选择观测点提供了依据。仪器质量愈大,耦合频率愈低,在仪器质量一定时,仪器与海底接触面积的等效半径存在最佳值。耦合响应特性可以根据沉积物的性能和仪器的几何形状、质量以及接触半径计算出来。耦合系数为 1 时,海底地震仪与海底完全耦合不存在响应问题,其条件是海底地震仪的密度和海水、沉积物的密度相同。

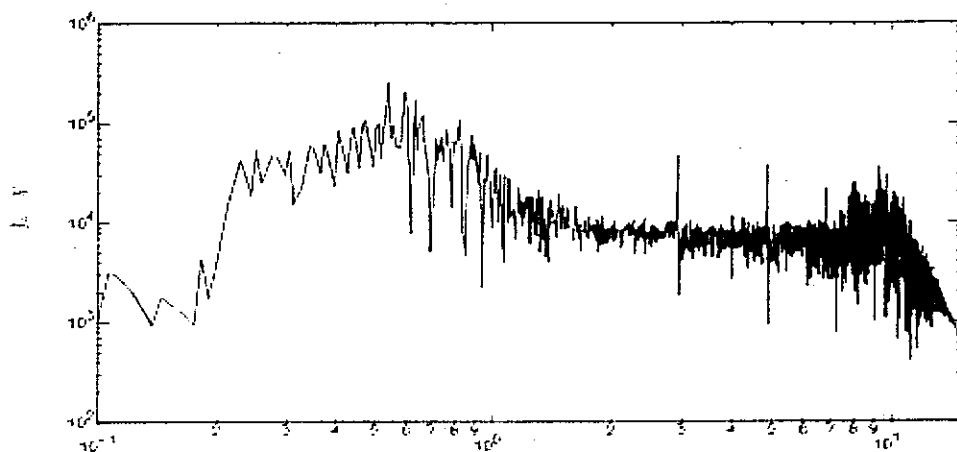
海底环境噪声的研究主要集中两个问题,一是海底噪声源,二是海底噪声传播规律。主要方法是通过大量海底地震观测试验记录分析,其结果还不一定具有普遍意义,因而这样一项工作十分困难。海底环境噪声源主要是风、浪、流。在 1998 年夏的海陆联合地震观测的有限海底地震仪记录中,风的影响已观测到。风的影响是非线性的,在弱风时(风速于 20—30 节),这种影响呈指数为 0.4 的关系增长,当强风时(风速大于 30 节),则呈 2.4 的指数关系增长。而对浪高与环境的噪声关系的研究,还难于得出规律性的认识。海流的影响也是非线性的。卡门涡漩产生的频率 $f=cv/d$, c 是斯特劳霍尔数, d 是障碍物直径, v 是海流速度,观测结果表明形成卡门涡漩的最低海流速度是 10cm/s 。在 1998 年夏的海陆联合地震观测试验中发现,在环境噪声谱中有多个峰值频率,有可能与海流有关。海底环境噪声是以斯通利波的形式传播,这一结论在浅海和深海观测中都已得到证实。由于我们的观测资料有限,无法对这一结论做出判断。

在海底地震观测中,噪声是最令人烦恼的一个问题。1998 年由美国、法国和日本等一些科学家在 10 多年试图建立永久宽频带地震台站的工作之后总结有关“海底宽频带地震和噪声”的文章中指出,要实现全球海底宽频带地震观测绝不仅仅是如何把资料取回的问题,要提醒地震学家们注意的是海底观测是极其困难的。海底噪声源不仅是复杂多变、广谱的,而且因地而异,而太平洋远比大西洋、印度洋信噪比低得多。

这一结论和我们海陆联合观测所取得的数据,进行分析得出的结论是一致的。



北大西洋海底地震仪垂直向记录的加速度噪声谱
(据Spahr, c. Webb, Reviews of Geophysics Vol11, 36, 1998)



OBS863-1海底A台垂直向记录的加速度噪声谱

图 2.1 海底地震仪记录的海底加速度噪声谱

2.3 OBS863 宽带海底地震仪的总体结构

OBS863 宽带海底地震仪的总体方案依据主要技术指标着重于供电能力和数据存储两个方面。在供电方面选用高效的锂电池作为能源，并在电路上采取低功耗措施。基于上述考虑，采用硬盘作为数据的存储介质，2G 字节容量的硬盘就能满足两个月的数据存储。地震计采用并联电容的无源反馈方式延长周期，以节约能源。由嵌入式 PC 机结合门阵列电路控制数据采集。三分量的数据和对应的时间码存放在两个交替工作的预缓冲存储器中其中一个存满后切换到另一个，同时启动 PC 机将其一数据文件的方式存入硬盘，然后关机以节约功耗。

在结构设计方面，根据地震计、数据采集器、电源的重量和体积，将其分置

于两个耐压玻璃舱球中。为确保海底地震仪能安全回收，回收系统有将近 10kg 的浮力。

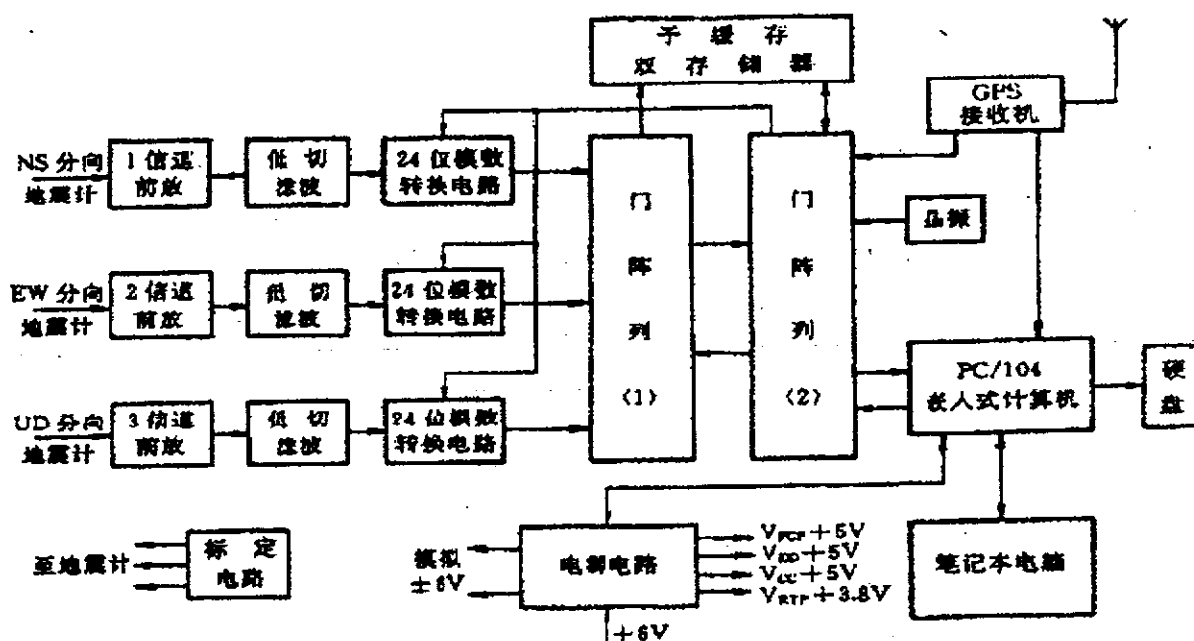


图 2.2 OBS863 宽带海底地震仪采集器原理图

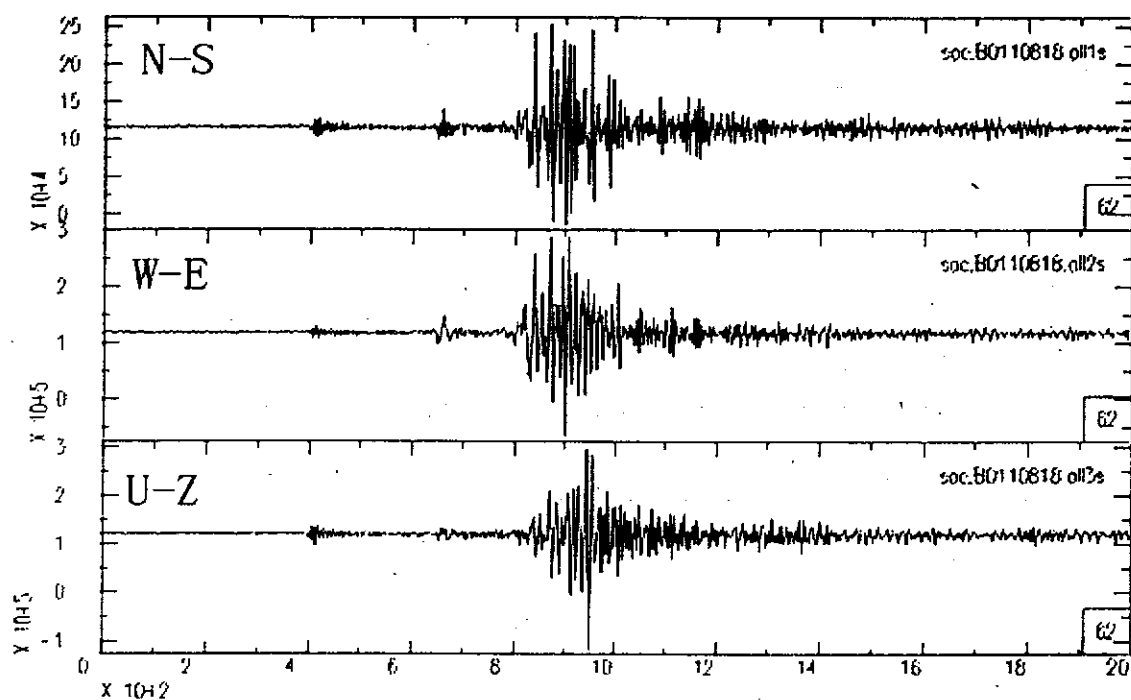
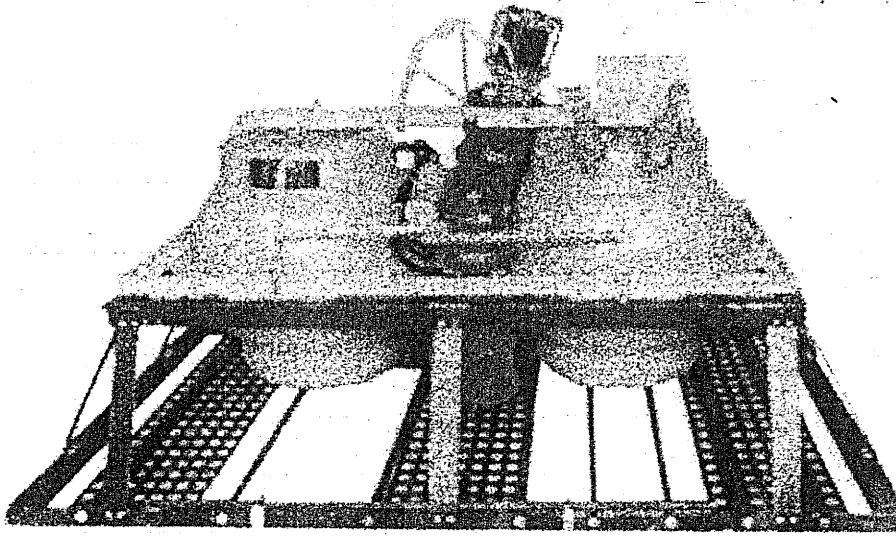


图 2.3 海底地震仪在岗南水库记录的西藏玛尼 7.5 级地震

2.4 海陆联合观测

总的来说, 宽带海底地震观测的目的可概括为: (1) 地球深部结构和地球动力学研究; (2) 服务于国家目标和与海洋资源勘探、地震活动性、地质构造以及地壳水热活动有关的海洋研究。

海陆联合宽带数字地震观测台网布局: 在浙江省的湖州地震台、建德地震台、福建南平地震台和江西上饶地震台设立 4 个陆上观测点。海底地震仪投放地点基本限定在合成排列 (SAP) 和扩展排列 (ESP) 测线上。



OBS 863-1 型海底地震仪全貌

图 2.4 OBS863-1 型海底地震仪

海底地震仪试验结果:

投放五台地震仪, 成功回收两台 (A 点和 E 点)。从记录来看, 对于 7 月 17 日在台湾嘉义地区的 6.1 级地震, 垂直分量都能记录到, 在 A 点水平分量记录较好, 在 E 点的一台海底地震仪南北分量记录不好, 东西分量尚可判读。对于气枪信号记录, 在 E 点清楚地记录到炮检距达 70Km 左右的東西分量和垂直分量气枪信号经过初步分析, 应该是来自 Moho 界面的地震波反射信号。

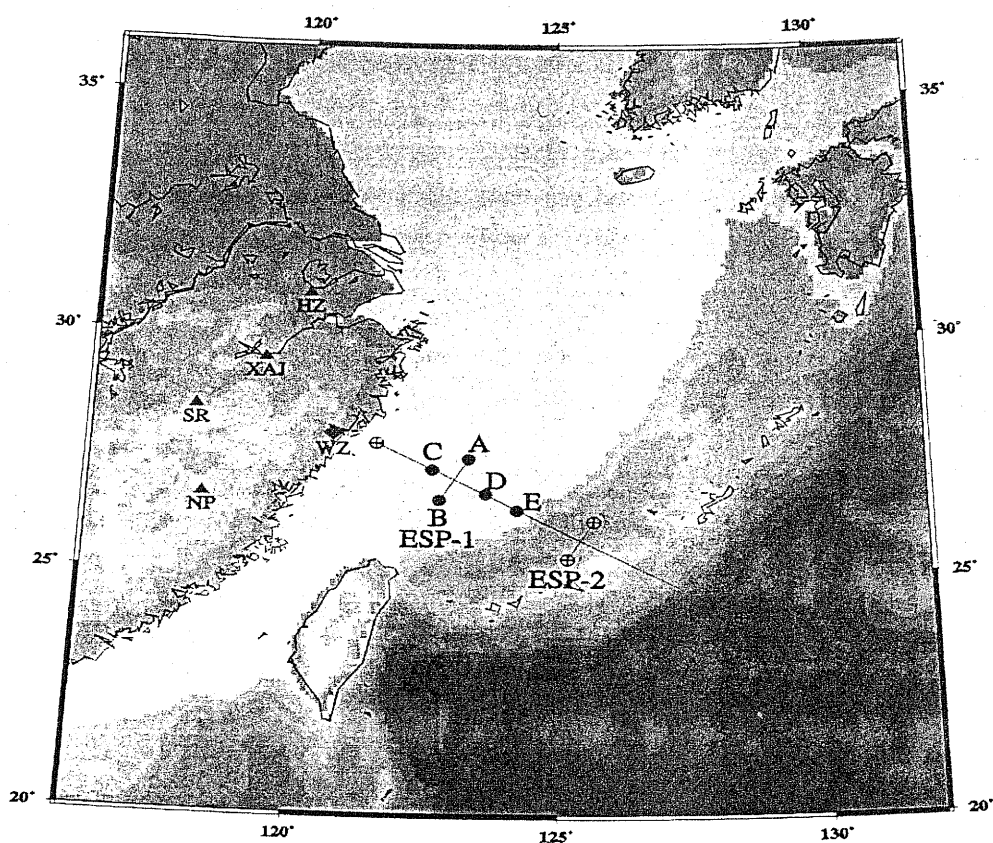


图 2.5 海陆联合宽带数字地震观测台网布局

2.5 经验教训的总结

通过海陆联合观测，数年的努力经过了实践的检验，对于海底地震仪的各个重要的技术环节有了进一步的更深刻认识。

对于如此复杂的海底观测必须解决好观测点的选择，降低仪器自身噪声和减小环境噪声的影响以及起用大功率震源，才有可能为海底深部结构的研究提供可用的数据。对于海底地震仪研制而言，回收的可靠性应始终置于研制工作的首位。同时要不断的利用电子技术发展的新成果，改进电子系统不断降低功耗，提高其在恶劣环境下工作的可靠性。

认真的做好经验教训的总结工作是我们继续从事海底地震仪研制和海底地震观测技术研究的重要基础。

第三章 MC1 型微功耗宽带数字地震仪

MC1 微功耗宽频带数字地震仪是在完成了国家 863 计划海底和陆地大动态宽频带数字地震仪的基础上新近研发的宽频带数字地震记录设备。它的最大的特点是系统功耗小于 $300mW$ ，体积小、重量轻、成本低廉，非常适合于天然地震的野外流动观测，也可应用在人工地震和工程地震等其它领域。

MC1 微功耗宽频带数字地震仪的研制，是在导师的指导下，较为独立进行并最终完成的工作。高频海底地震仪记录和控制的核心部分就是在此基础上改制而成。

当今，模拟地震仪正在被数字地震仪替代，数字地震仪的优点在于数字与模拟采集系统相比较具有性能高、可靠性好、成本低等优势。数字记录方式便于计算机处理；同时具有易于海量存储和高速远距离无失真传输等特点。随着数字处理技术、计算机和网络技术的飞速发展，数字地震仪迅速取代模拟地震仪是一种必然的结果。

3.1 研制背景

我所在的研究集体，从 20 世纪 90 年代以来一直致力于野外地震流动观测并推进宽频带、大动态数字地震仪的研制。在长期的野外地震观测和海底地震仪的研制过程中，我们体会到作为流动观测设备，地震仪的功耗对于观测质量有着相当大的影响，在实际工作中常常因为断电以及后备电源容量不足导致仪器记录中断和因硬盘工作异常引起数据错误。特别是在广大的边远农村地区，普遍存在电网电压波动幅度过大和经常断电的现象。减小流动地震观测设备的系统功耗，降低其对后备电源容量要求，不仅能够减轻建设流动台站的劳动强度、降低野外观测成本，最重要的是有效地提高了流动地震观测的可靠性和稳定性。

该仪器的设计目标是建立一个可靠的、提供高质量观测数据的数字地震流动台网，为多波多震相多参数地震层析成像的实施提供必要的硬件支持。

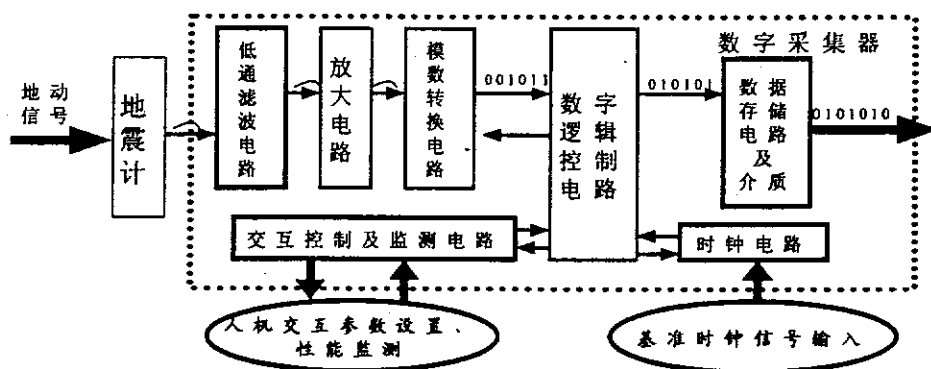


图 3.1 数字地震仪的基本组成

一般来说，提高信号的信噪比。作为一种数据采集设备。需要具有以下的模

块和功能。

(1) 地震计, 地震计是地震仪的传感器; 它的动态范围和频带等指标常常决定了整个仪器性能。

(2) 数字采集器, 它是数据的采集记录设备; 一般来说包括:

1、低通滤波电路, 将所要采集的地震波频带以外的信号滤去, 提高信号的信噪比。

2、放大电路, 增加输入模拟信号的幅度, 增加仪器的分辨能力, 提高信号的信噪比。

3、模数转换电路, 将连续的模拟信号转换为离散的数字信号, 这是包括地震仪在内的所有数字数据采集设备的核心部件。

4、数字逻辑控制电路, 控制地震仪数据采集、存储、状态显示、人机交互等功能。近年来, 随着单片机技术、门阵列技术、DSP 技术等逻辑控制技术的发展, 数字逻辑控制电路从结构上大大简化, 功能上大大增强。

5、数据存储电路, 将数据保存的电路和介质。过去存储介质以磁带为主, 当前主要以大容量的硬盘为主, 逐渐向固态电子介质发展。

6、时钟服务电路, 为在时域变化的数据信号提供时间坐标; 一般采用高精度的温度补偿晶体振荡器作为时钟源, 精度在毫秒量级, 以精度在数百纳秒量级高精度的全球定位系统 GPS, 作为校准信号。

7、人机交互控制及监测电路, 设置仪器的采集参数、监视仪器的工作状态、实现数据的提取。人机交互控制及监测电路一般与数字逻辑控制电路紧密结合。

3.2 D30 无功耗宽带地震计

宽带地震计的性能是制约数字地震仪观测性能的主要瓶颈。特别是设备重量、体积以及测量频带的宽度、稳定性、抗冲击性等重要特性指标总体上还不令人满意。宽带地震计的设计和制作工艺上还有较大的发展空间和必要。

3.2.1 常见地震计种类

惯性地震计本身的固有周期一般在 3~5 秒之内, 受体积、成本、稳定性等因素的限制很难提高。在惯性地震计中引入电子负反馈, 相当于等效改变惯性系统的质量、转动惯量、阻尼系数和簧片刚度, 从而扩大地震计的带宽和动态范围, 同时负反馈改善了地震计的线性和稳定性。

常用的反馈地震计有以下三种: (1) 位移反馈: 由于其低频特性好, 是目前国内外普遍采用的一种反馈方式, 但这种方式对温度很敏感, 国内产品和国外产品相比因工艺水平的原因有一些差距。(2) 速度反馈: 性能稳定体积小, 但带宽受阻尼度的限制, 目前较少采用。(3) 加速度反馈: 扩展低频带宽是国内地震台网用的最多的方式。

3.2.2 D30 无功耗宽带地震计

D30 无功耗宽带地震计是 D20 无功耗宽带地震计的改进型。

D20 无功耗宽带地震计是为海底地震仪研制的专用设备, 为动圈换能三分量速度型地震计。采取无源电容加速度反馈原理实现频带扩展。该地震计经过中国

计量科学院的振动台标定、中国水利科学院的振动台试验以及 5 年左右野外流动观测后, 根据本系统的需要我们对它进行了必要的改进, 其主要性能如下:

- 1) 宽频带, 优选带宽为 0.05~15Hz, 可以满足绝大多数 (95%左右) 远震的带宽要求;
- 2) 低噪音, 噪声低于流动观测台站的背景噪声;
- 3) 大动态, 动态上限为 130dB, 可完整记录震中距大于 100km 的 $M_s \leq 8$ 级大地震;
- 4) 零功耗, 无需专门供电, 既降低了系统功耗, 又方便了流动观测;
- 5) 低成本, 采用无源反馈, 简化了电子线路, 不仅提高了可靠性和稳定性, 同时也降低了成本;
- 6) 高稳定性, 对弹性悬挂系统进行了温度补偿和应力释放; 经过 $-20^{\circ}\text{C} \sim +50^{\circ}\text{C}$ 的抽样温度试验, 证明其机械与电子性能都很稳定。在多次水下和陆地长期观测中一直未发生故障, 它记录的近震和远震波形与国外同类仪器 (CDSN 和 CMG-40T) 的记录相比, 达到同类设备优良水平。
- 7) 小型化, 实现了地震计总体结构的小型化和全水密封装 (含电缆), 与国内外同类仪器相比重量较轻, 重量仅 7.5kg。
- 8) 低价格, 价格仅为国外产品价格的十分之一左右。

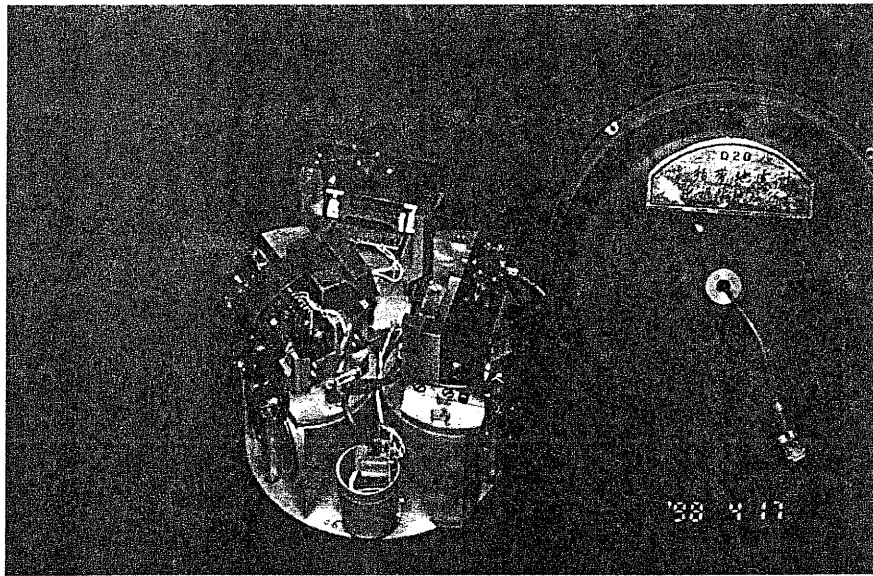


图 3.2 D20 型无功耗宽带地震计内部结构图

无功耗是微功耗地震仪对地震计的理想选择。这一类型的地震计具有大动态、低噪音、高稳定性等优点, 同时采集器前置放大电路具有低噪音 (单位增益下小于 $0.4\mu\text{V}$)、高共模抑制比 (大于 120dB) 的特性。两者配合使用, 通过选择适当的前置放大增益倍数, 有效地克服了无功耗地震计灵敏度偏低的缺点, 达到很好的实际运用效果。地震计的速度幅频特性见下图。我们在此基础上研制的 D30 无功耗宽带地震计, 将其优选带宽扩展为 0.05~40Hz。

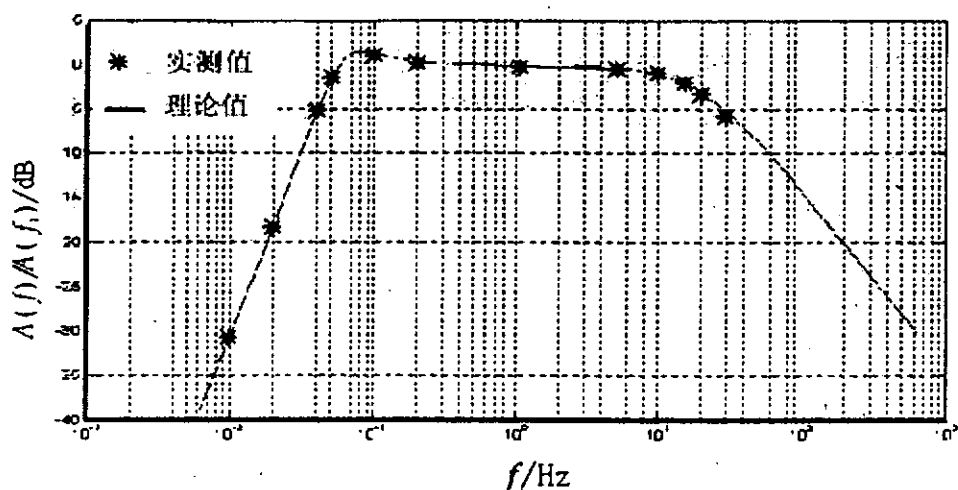


图 3.3 D20 中国水利科学院的振动台试验的幅频特性

3.3 微功耗大动态数字采集器

微功耗数据采集器是自主研发的新一代大动态（24 位）微功耗（0.3W）数据采集器。由输入滤波前放电路、24 位模/数转换电路、逻辑控制电路、时钟服务电路、数据存储电路、外置硬盘以及电源管理电路组成，其结构框图如下。

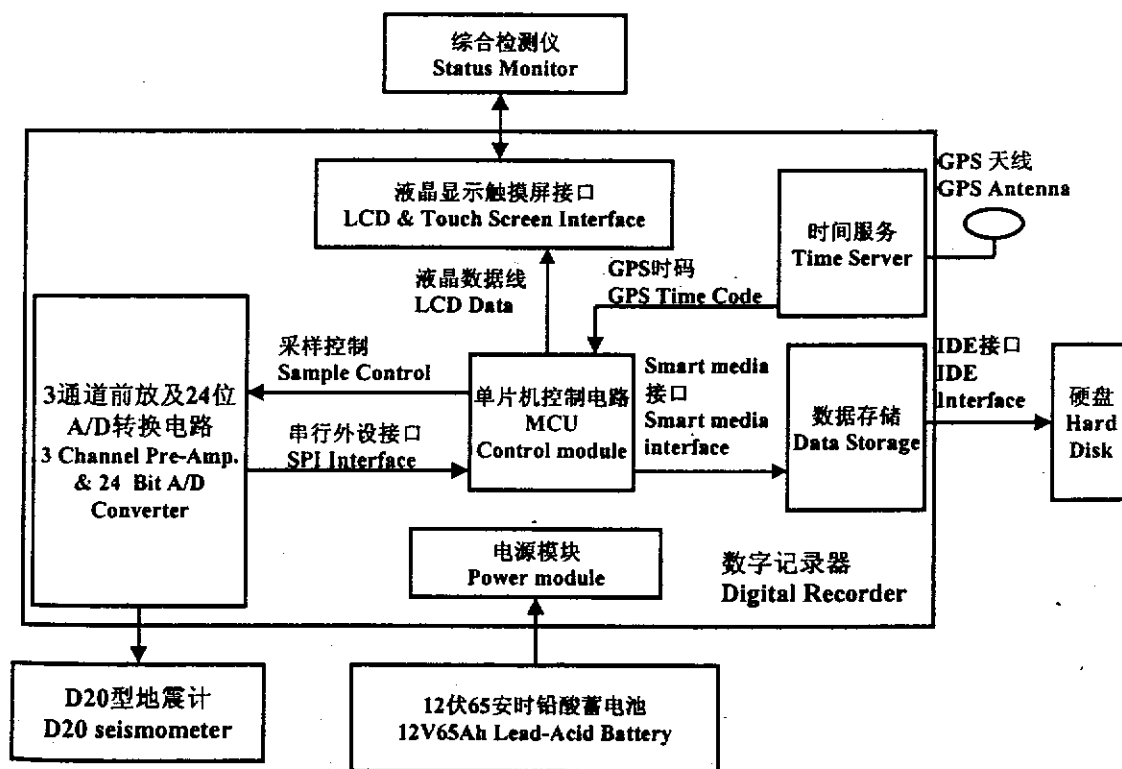


图 3.4 MC1 型微功耗数据采集器结构框图

3.3.1 数字地震仪研制目标

在研制的前期我的导师经过对国内外研制情况和趋势的充分的调研,为我的研制工作提出了以下的思路:

(1) 几个主要指标

- 三分量记录具有较高一致性

当前运用数字地震信号,不再仅仅局限于地震信号到时的提取,随着计算能力的提高,利用接收函数、偏振异常等方法进行反演工作已经越来越普遍,这些分析方法,不仅要求地震信号要有较高的信噪比,而且要求三分量的地震信号记录具有较高一致性。这种一致性随着时间的漂移和温度变化的漂移应在一个可接收的范围之内。

- 大于 100 dB 的动态范围

地震信号强度变化的范围在 10^8 量级。为了尽量完整的接收到各种强度的地震信号,地震仪需要有尽量大的动态范围。过采样模数转换器技术的发展使这一要求的实现成为了可能,但随之带来了如何有效的压制噪音等问题。

- 大量数据的存储和传输

大量数据的存储,随着硬盘容量的迅速增大,已经不再是连续观测时间限制的瓶颈。但是由于硬盘的可靠性,直接关系到数据的可靠性。硬盘功耗大,工作温度范围苛刻,不耐冲击碰撞等缺点应在仪器的研制中充分考虑。

- 长期时钟偏差、漂移的校正

一般的温度补偿晶体振荡器的精度上限在 1×10^{-7} , 为了进一步的提高仪器时间服务的精度,在仪器中内置嵌入式的 GPS 芯片作为高精度的时间源是有效的方法,同时也不会导致成本的大幅度增加。

- 恶劣工作环境下的系统可靠性保证

恶劣工作环境下的系统可靠性是一个非常复杂的综合问题,它受到仪器设计方案、仪器安装结构是否合理等大的方面的影响,同时也受到器件的质量、封装方式、焊接质量的好坏,以及接插件质量的好坏、引线和连接线质量的好坏等许多细致方面的影响。

因此在整个的研制过程中的每一个细节都需要一丝不苟的严肃对待。而且在试验样机完成以后,有必要进行完备的测试和尽可能多的野外观测试验,从中不断的发现问题,找到潜在的不可靠因素,逐步加以改进。这一“磨合”期是一个相对较长的过程,同时也是与研制样机同样重要的过程,没有这一过程,样机就不能投入野外的实际观测,达到实用的目的。

- 必要的系统冗余度

仪器应具有功能的扩展性和性能的可提高性,同时在受到某些轻微的损害时应能尽量避免损害继续扩大。这就要求器件和模块的标称值和使用值应有相当的余量,研制时应考虑到以后性能升级的可能性。但是,过多的冗余度会导致仪器的复杂性大大增加,研制成本迅速提高。

(2) 通过认真的调研总结了以下近年来在地震仪研制中逐渐被采用可借鉴的新兴技术:

- 采用过采样模数转换器大大提高系统动态范围,简化了模拟滤波电路
- 采用大容量存储器与数据缓冲技术

- 采用高性能微处理器和可编程门阵列技术。
- GPS 技术的运用, 提高了系统时间和空间的精度
- 仪器的低功耗设计便于流动地震观测
- 利用互联网技术使地震数据传输更加方便快捷

(3)研制的特色

由于我们“九五”863 计划海底大动态宽频带数字地震仪采集器的研制中一直把降低功耗努力贯穿于整个研制的过程中, 有了一些经验和体会。抱着不贪多求全, 有所为有所不为的思想, 将低功耗作为研制的特色。并努力提高仪器在恶劣工作环境下的系统可靠性。

3.3.2 低功耗设计原则

低功耗作为地震仪研制的基本特色, 需要首先从理论上解决低功耗设计原则问题, 并贯彻与软硬件的设计中。

(1) 低功耗设计的意义

高功耗是电子系统便携化的主要障碍; 低功耗系统具有可观的可靠性效益。具体表现 (1) 在低功耗方式下的噪声失敏 (2) 实现电源系统的洁净供电 (3) 严格的时钟管理降低 EMI 水平。

(2) 低功耗设计的可能性

在实际应用系统存在着巨大的无效功耗, 主要表现在两个方面: (1) 有效运行时间与无谓等待时间。MCU 高速运行与物理参数、慢速响应要求形成了惊人的占空比。在许多系统中达 1: 100 以上。(2) 有效运行区域与无谓等待区域。应用系统中 MCU 对众多外围电路的分时操作形成了有效运行的空域占空比现象。

(3) 低功耗设计的理念

- CMOS 电路系统与传统的电流型 TTL 系统相比, 其功耗水平 0.5% 在以下。
- 实际应用系统中, 基地的有效运行时空占空比, 为低功耗系统设计提供了可能。

- CMOS 电路的功耗特性是本质低功耗与功耗管理的基础。

- CMOS 电路的功耗特性

- 1、静态功耗 P_D : 理论上 $P_D=0$, 实际上 P_D 为保护二极管、寄生二极管泄漏电流 I_{DD} 。

- 2、动态功耗 $P_A=P_{TC}+P_{CO}$

P_{TC} 为瞬时导通功耗: 逻辑电路电频转换中 NMOS 管、PMOS 管瞬间同时导通的功耗与电源的电压和逻辑转化的速率相关。

P_{CO} 为电容充放电功耗, 输出逻辑建立时, 负载电容 C_L 充放电的电流功耗。

- 3、CMOS 电路的功耗表达式

$$P_{Tot}=P_D+P_A=P_D+P_{TC}+P_{CO} \quad (3.1)$$

由上述分析可以看出, 降低工作电压、降低时钟频率、减小负载电容是降低 CMOS 电路功耗的基本出发点。

(4) 最小功耗的硬件设计

根据上述分析,为了系统微功耗的目的,数据采集器的硬件电路设计遵从以下的原则:①采用 CMOS 型器件,数字逻辑电路尽量使用 CD 系列产品,高速场合采用 HC 系列产品;②采用 3V 和 5V 单电源低电压供电;③数字电路尽量采用较低频率的工作时钟;④尽量降低系统的无功功耗。

(5) 最小功耗的软件设计

系统最小功耗的软件设计的分析有以下三个步骤:①认真分析应用系统运行中的有效运行时空占空比;②寻求最小时空占空比的任务安排;③根据硬件系统的支持情况,实现微功耗的精细管理。

在整个地震仪的硬件、软件设计过程中,都是遵循这些微功耗设计原则进行的。

3.3.3 模拟电路设计

地震计拾取的地动信号一般非常微弱,必须经过模拟电路滤波、放大后才能进行模数转换。尤其是模拟电路必须有足够高的输入阻抗,才能保证地震计的工作不受到后端采集器的影响。

3.3.3.1 模拟低通滤波器的设计

传统的 PCM 型 A/D 转换器与 $\Sigma-\Delta$ A/D 转换器在使用上的差别。最大的差别是传统的 A/D 转换器可以采用分时复用技术,多通道共同使用同一 A/D 转换器。而采用 $\Sigma-\Delta$ A/D 转换器时,必须是一个通道一个转换器。其原因在于 $\Sigma-\Delta$ A/D 转换器是对同一信号的相邻两采样点幅度之差进行量化的,因此不能采用分时复用技术。但在将模拟信号数字化后,多个 $\Sigma-\Delta$ A/D 转换器可共用一个数字滤波器或 DSP 器件。此外在传统方案中每一道的前端都需要一个性能良好的抗混叠低通滤波器,而采用 $\Sigma-\Delta$ A/D 转换器时,由于采样率远远高于使用频率,只需要很简单的滤波器就能满足要求,这样可使采集通道大为简化。在 MC1 型的采集器中我们采用了一阶的 LC 无源滤波器其转折频率由下式决定:

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (3.2)$$

经计算,低通滤波器的-3dB 频率拐点应小于调制器的抽样频率的 1/64,在本采集器中抽样频率 256KHz,这就要求低通滤波器的-3dB 频率拐点应为 4KHz 实际中取 $L=100\mu H$, $C=1\mu f$; 对应的-3dB 频率拐点约为 1.6KHz。

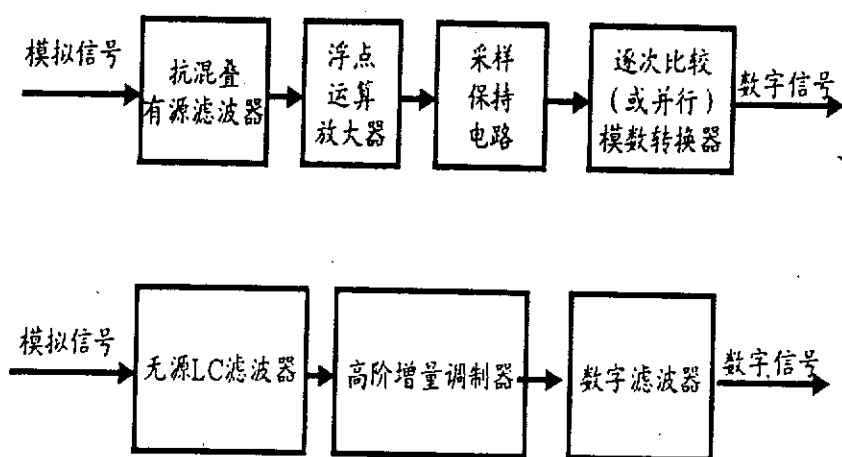


图 3.5 传统采集器的模拟电路与过采样采集器的模拟电路的差别

3.3.3.2 前置放大的设计

只有在最简单的应用场合,才可将传感器的型号直接连至数据采集系统。这一方面是因为传感器一般不具有零输出阻抗,也不一定能直接提供公用的输出信号的量值。另一方面,由于传感器的工作环境往往比较复杂和恶劣。在传感器的输出端经常产生较大的干扰噪声。为此前置放大的设计不仅为了获取适当的放大倍数,对于采集信号的质量至关重要。

(1) 测量放大器的功能

测量放大器(Instrumentation Amp.)是一种在不利于精密测量的环境下可以良好工作的精密的差动电压增益部件。它在数据采集工作中得到了广泛的使用,测量放大器一般提供了如下主要功能: 1、输入缓冲。提供一个高阻抗给传感器信号源。2、信号放大。3、共模抑制能力。测量放大器采用差动输入方式时,可提供很高的共模噪声抑制能力。4、单端输出。

(2) 测量放大器主要技术指标

测量放大器主要技术指标有:非线性度、偏置漂移、建立时间以及共模抑制比,这些指标均为放大器增益的函数。另外,运算放大器的选择和电路布线对于整个放大器性能起着决定性的作用。

(3) 测量放大器(IA)的运用

虽然测量放大器具有差动输入端,但对偏置电流必须提供返回通路。如果没有归路,偏流就会对杂散电容充电,使输出电压不可控制或处于饱和,因此必须使每一个输入端对地提供一条直流通路。为了减少对噪音的检识,往往对远处的传感器来的信号要经过屏蔽电缆传送到 IA,这种现象在地震仪的拾震器和采集器之间常常存在。但电缆线路上的分布 RC 将会产生差动相移,出现交流共模信号时,这些相移会减弱共模抑制。测量放大器用于采集数据时,高电平信号不会出现问题,但低电平信号,特别当共模电压与噪声共同存在时,要注意仔细处理接地以及信号返回路线。

(4) 采集器前置放大器的组成

下图为仪器一个通道的模拟电路原理图。其采用 B-B 公司极低噪音精密双

运算放大器 OPA2244 和精密电阻构成仪器放大电路, 增益为 30dB , 放大电路噪声折合到输入端为 $0.4\mu\text{V}$ (峰-峰值)。实测表明该电路工作稳定, 共模抑制比 ($>100\text{dB}$) 具有很高的抗干扰能力。

D1、D2 为齐纳二极管, 起保护作用防止过高的瞬间电压对前置放大器的损坏。L1、C22 和 L2、C57 分别是差分的正负输入端的一阶 LC 低通滤波器。仪器的输入电阻由 R22 和 R26 决定。采用双运放集成电路, 是因为两个运放集成在同一晶片上可以有效的抵消环境温度变化的影响。同时其各个电气特性都有较好的一致性。

放大器的增益 A 由下式决定, 改变电阻 R3 的阻值能方便的达到调整放大器的增益的目的。

$$A = 1 + (R1 + R2) / R3 \quad (3.3)$$

放大器的增益 A 的选取需要考虑地球的背景噪声、地震计的传递函数、前置放大器的噪声、A/D 转换器的量化噪声等诸多方面。我们选取的主要标准是使前置放大器产生的噪声与 A/D 转换器的量化噪声的噪声相当, 以期使仪器既获得最高的分辨率即拾取微弱信号的能力, 又使仪器具有尽量大的测量范围。同时也将地震计的传递函数和地球的背景噪声 (如脉动噪声) 的数值兼顾考虑。

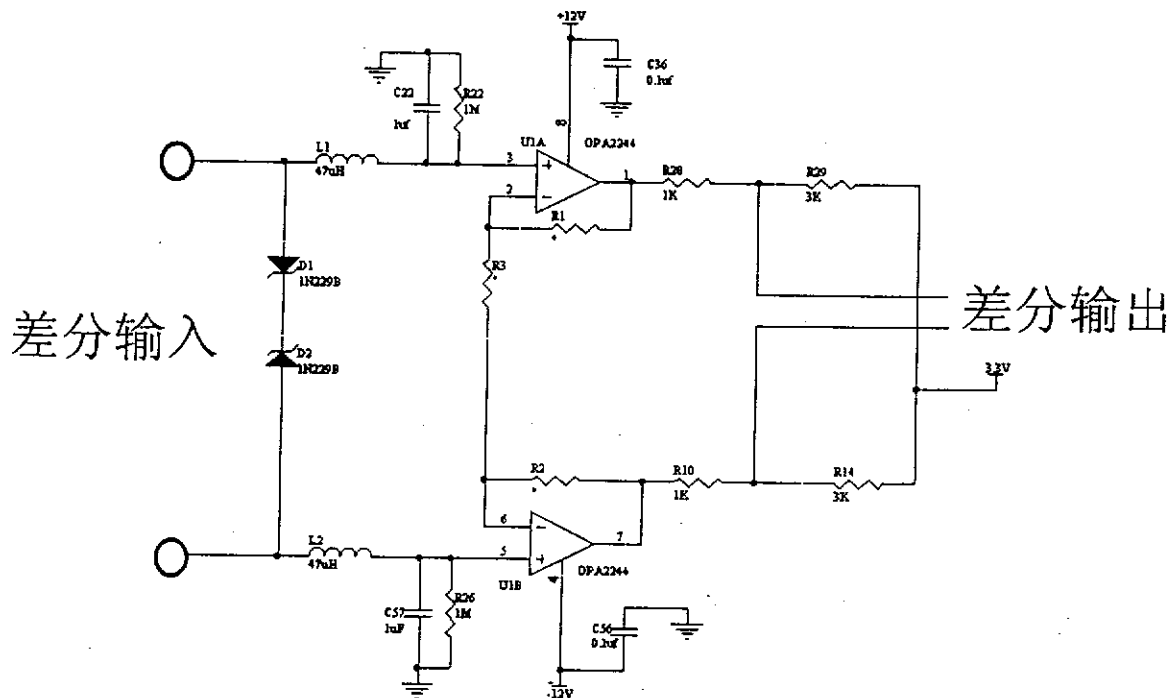


图 3.6 单通道的滤波及前置放大模拟电路原理图

运放的电源采用正负 12 伏供电使采集器的输入峰峰值电压的范围超过了 20V。这样采集器不仅能与 D30 型无功耗宽带地震计很好的连接而且还能与国内各种有源反馈方式的地震计连接。为降低功耗, MC1 型地震仪采用 5.3 伏低电压供电。正负电源供电使运放本身的共模抑制比性能较单电源供电大大提升, 幅度在 1000 倍量级。由于采集器与地震计之间的连线有时受环境的制约, 达数十

米, 不可避免的会引入较大的共模噪音, 采集器采用差分输入方式, 放大器的共模抑制比是采集系统能否对噪音进行有效压制的重要指标。放大器的共模抑制比由下式决定:

$$CMMRR = CMMRR_{ic} * DMG / CMG \quad (3.4)$$

式中 $CMMRR_{ic}$ 为运放标称共模抑制比, DMG 为放大电路的差模增益 A , CMG 为放大电路的共模增益 CMG 其数值由反馈电阻的阻值容差决定, 见下表:

表 3.1 电阻容差与共模增益关系表

电阻容差 (%)	5	2	1	0.5	0.1
平均 CGM	0.1	0.04	0.02	0.01	0.002

为了提高电路的共模抑制比, 反馈电阻采用 0.1% 的高精度电阻, 同时其具有较好的温度特性。

运放的正负 12 伏电源的生成, 采用了电荷泵 (Charge Pump) 方案。电荷泵的最大优点在于它的高效性, 它的转换效率在 95% 左右, 远高于诸如 DC-DC 变换器等其它方案。但它又有输出内阻较大, 负载能力弱, 输出电压纹波较大等缺点。针对这些特点。采取了以下措施: (1) 电荷泵是一电容储能为原理的器件, 采用大容量、低等效电阻的钽电容 (下图中的 $C1$ 、 $C2$ 、 $C6$ 、 $C7$) 能有效降低输出内阻和输出电压纹波。(2) 电荷泵的开关频率在数十千赫利用 $L9$ 、 $L13$ 、 $C3$ 、 $C8$ 、 $C10$ 组成的二阶 LC 滤波电路能有效的降低输出电压纹波。(3) 选用低功耗运放, 减轻电源的负载不仅能降低功耗, 而且能消除大信号时的瞬态失真。

经过实际测试, 采用这种电源的运放电路与采用性能优良的串联稳压方式的稳压电源的同一运放电路, 噪声水平没有变化。其输出电压纹波的峰值在 5mV 以下, 远低于厂家标称的 20mV 的参考参数。经观察对比, 其中 $C3$ 、 $C4$ 为高频特性较好的陶瓷电容, 对于高频毛刺的抑制有重要的作用。

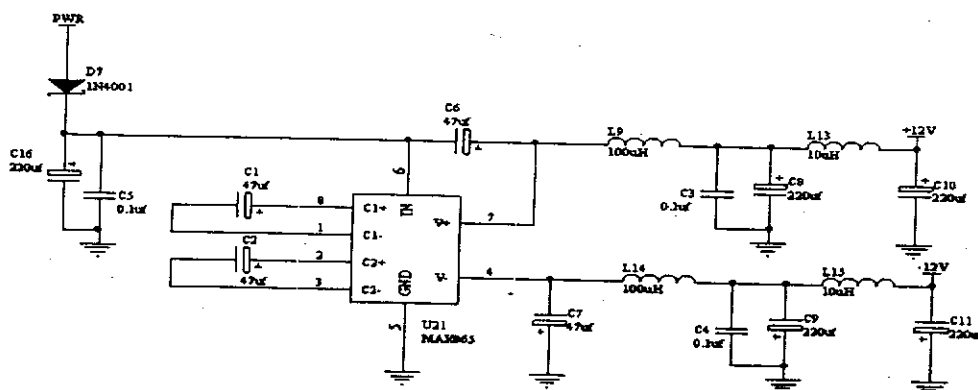


图 3.7 前置放大正负电源方案电原理图

3.3.4 增量调制模数转换器

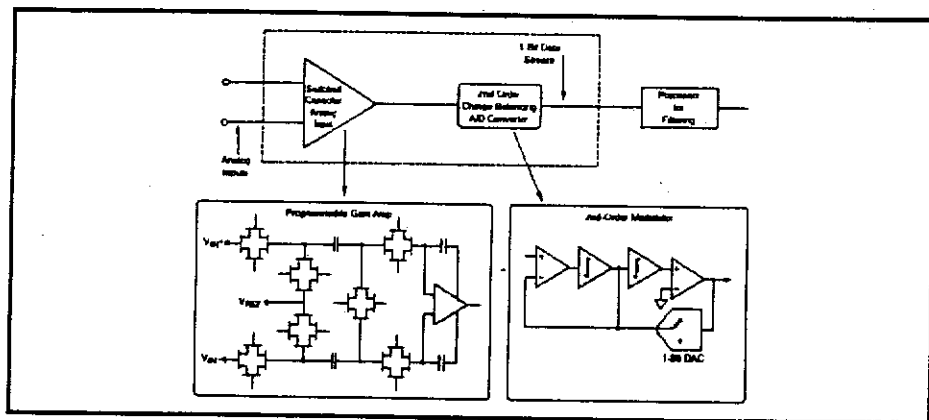
数据采集技术是信息科学的一个重要分支, 是以传感器、信号的测量与处理、微型计算机等高技术为基础而形成的一门综合技术。在数据采集方方面面的技术

中,模数转换技术具有举足轻重的作用。自然界的各种物理量常常表现为时间域上连续的变化的模拟信号。在科学研究中往往需要对这些信号进行加工,由于数字系统具有性能高、可靠性好、灵活性以及体积小、耗电量少、成本低等优点,使得模拟信号已越来越多地采用数字系统进行处理。为了能利用数字系统来处理模拟信号,首先必须将模拟信号转换成数字信号,模数转换器就是用来实现这一转换的器件。它是联系模拟和数字系统的桥梁,在某种程度上决定了整个系统的性能。当今随着科技的发展,对数据转换的精度要求越来越高。对于现代天然地震流动观测和地震勘探而言,要求数字数据采集器记录的地震信号动态范围大于120dB,畸变小于百万分之五。因此如何获得高精度的数据转换实在是地球物理仪器研制中的重要课题,其中首先要解决的就是模数转换技术问题。

过采样增量调制方案是近年来新型的模数转换方案,并在高保真音响设备中被大量运用。一般来说,地震仪器乃至绝大多数地球物理仪器所提取的信号频段都可在音频范围之内,但有时幅度变化的范围却非常大,如地震信号强度变化的范围在 10^8 量级。为了尽量完整的接收到各种强度的地震信号,地震仪需要有尽量大的动态范围。数字地震仪的动态范围可以定义为:模数转换器满刻度均方根值与量化噪音均方根值的比值。数字地震仪的动态范围主要受到模数转换器件量化噪音的限制。由量化噪音决定的动态范围往往是衡量模数转换器件乃至整个仪器性能的最重要的指标。

模/数转换模块将检波器模拟信号转化为24位数字信号。是决定数据采集器性能指标的主要模块,它的选型设计直接决定信号记录的范围和质量的高低。

模/数转换采用过采样增量调制方案,其基本原理为量化噪音成形技术,即高阶增量调制器将原来的均匀分布的白色量化噪声进行了变形,在低端的量化噪音很小,而在高端的噪音很大。根据这一特性。只要采样率足够高,通过低通滤波器滤除其中的高频成分,可获得130dB以上的动态范围,如图3.8和图3.9所示。这一方案近年已经在大动态数据采集系统中逐渐取代了传统的瞬时浮点放大器,被几乎所有国内外地震勘探仪器制造商所青睐。在研制的最初阶段,首先对各种过采样器件的特性进行了研究,掌握了诸如动态范围、响应延时、输入阻抗、通阻带频率特性等影响整机性能的重要参数,并通过试验对其加以验证。



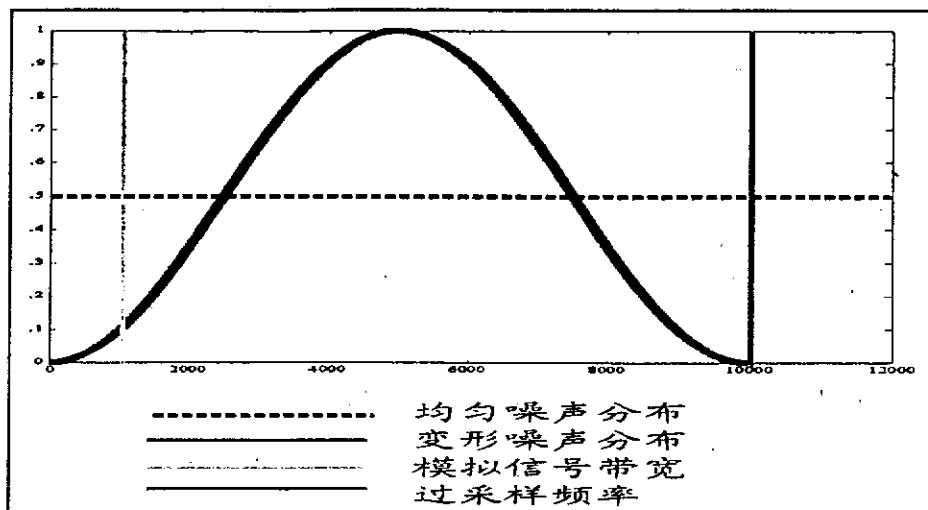


图 3.9 噪声成形技术示意图

3.3.4.1 增量调制器的原理

$\Sigma-\Delta$ 调制器是 $\Sigma-\Delta$ A/D 转换器的核心部分。 $\Sigma-\Delta$ 调制器又称为总和增量调制器,它是数字通信系统中的一种波形编码调制技术。由于实现它的设备简单,制造容易,以往主要用于容量不大,质量要求不高的通信系统中。严格地讲,在 $\Sigma-\Delta$ A/D 转换器中使用的调制器仅一阶调制器才是传统意义上的 $\Sigma-\Delta$ 调制器。这里所谓阶是指 $\Sigma-\Delta$ 调制器中所包含的积分器的个数,一个为一阶,二个为二阶等等。调制器的阶数实际上就是插入网络传输函数的阶数。由此 $\Sigma-\Delta$ 调制器是一种改进的增量调制器。

1、增量调制器

在 PCM 型 A/D 转换器中,量化是根据抽样值的幅值大小进行的,然后将量化的结果用一串二进制数码去表征。为了精确地表示一个抽样值的大小就需要多样的量化器,位数越多,精确度越高。这种转换器一个明显的缺点是完全忽略了信号样值之间的相关性。对于一个连续时间信号,抽样频率很高,抽样的时间间隔 Δt 很小,那么相邻抽样点间信号的幅度一般不会变化太大。前一抽样点信号的幅值加上(或减去)前一抽样点与后一抽样点的差值就代表了后一抽样点信号的幅值,若将前后两样值的差值进行量化编码,同样可代表连续信号所含的信息。这种将差值进行量化编码的发式,在通信系统中就称为“增量调制”(记为 ΔM)。下图 3.10 说明了这种量化编码的概念,图中 $x(t)$ 代表输入的模拟信号,把时间轴按抽样间隔 Δt 分成相等的小段,并将纵轴分成许多相等电压间隔,每个间隔为 Δ ,用阶梯信号 $x_1(t)$ 来近似 $x(t)$ 。由于 $x(t)$ 为连续信号,当 Δt 足够小时,可将阶梯信号 $x_1(t)$ 两相邻阶梯之间的差值限制在 Δ 范围内,显然 Δt 和 Δ 越小, $x_1(t)$ 与 $x(t)$ 的近似程度就越高,按这样产生的 $x_1(t)$ 有两个缺点:(1)在 Δt 间隔内 $x_1(t)$ 的幅值相等;(2)两个相邻间隔的幅值之差为 Δ ,此差值就是所谓的“增量”。根据 $x_1(t)$ 的这两个特点,若把 Δ 作为量化台阶,则可用 1 bit 码来表征 $x_1(t)$,当 $x_1(t)$ 上升一个 Δ 时编码为 0,下降 Δ 时编码为 1,得到如图所表示的 1 bit 编码序列,这就是增量调制的过程。显然在增量调制中采用阶梯电压 $x_1(t)$ 来近似 $x(t)$ 的前提条件是 Δt 非常小,也就是说要求抽样频率 f_s 非常高。

$$f_s = 1/\Delta t \quad (3.5)$$

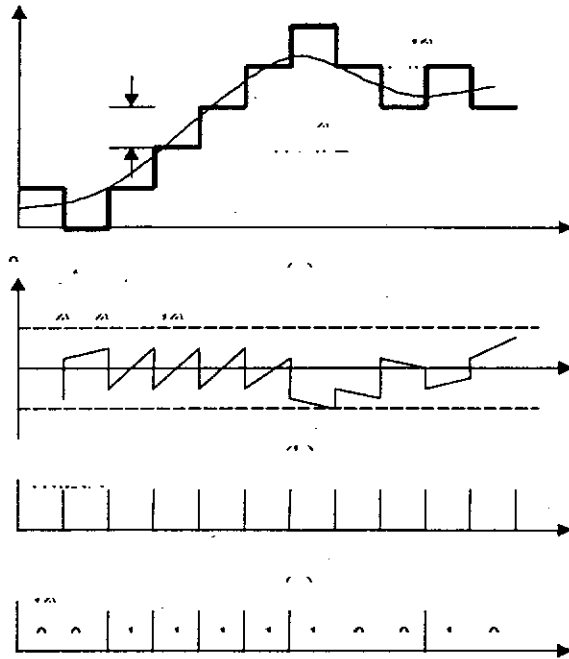


图 3.10 增量调制波形图

若采用常规的奈奎斯抽样率 F_s ，例如对于一个单频正弦信号，显然不能用这种方法来近似原来的正弦信号。这也就是为什么增量调制中抽样频率必须比奈奎斯抽样频率大许多倍的原因。通常称这种远高于奈奎斯抽样频率的抽样为过抽样。从前面的论述中可以看出，为了实现增量调制，关键之一就是如何获得近似阶梯信号 $x_i(t)$ ，图 3.11 是增量调制的框图。图中的积分器就是用来产生近似信号 $x_i(t)$ 。每隔一个抽样间隔 Δt ，根据前一位编码输出数字来决定在原来电压基础上，上升或下降一个 Δ 而形成 $x_i(t)$ ，若前一编码输出为“0”，则下降一个 Δ ，前一编码输出为“1”，则上升一个 Δ ，图 3.11 中的积分器正好可完成这一过程。设积分器是理想的，当输出“0”码时，给积分器输入一个负的单位冲激信号，则积分器输出将在原有电压的基础上下降 Δ ，当编码为“1”时，给积分器输入一个正单位冲激信号，积分器输出将在原来电压的基础上瞬时上升一个 Δ 。这样，正好得到了近似信号波形 $x_i(t)$ 。由于积分器的输入为量化器输出的 1 位数字信号，而积分器的输出信号为 $x(t)$ 的近似信号 $x_i(t)$ ，它为模拟信号，因此积分器实际上就是一个本地译码器或 1 位的 D/A 转换器。由以上的编码过程可见，增量调制编码就是用这种一位编码来表示 $x_i(t)$ 的过程，而 $x_i(t)$ 又近似代表了原模拟信号 $x(t)$ 。虽然增量调制码为 1 位码，分辨率很低，但正如前面指出的那样， $x(t)$ 或者说 1 位增量调制码之所以能代表 $x(t)$ ，是以抽样间隔 Δt 很小为前提的，也就是说低的量化位数是以高的过抽样为代价换来的。

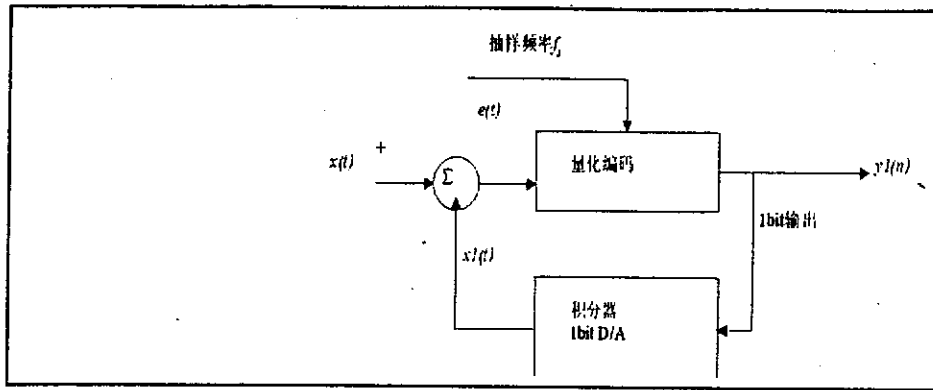


图 3.11 增量调制器框图

虽然在 Δt 足够小时, 阶梯信号 $x_i(t)$ 能很好地近似连续信号 $x(t)$, 但除非 $\Delta t \rightarrow 0$, $x_i(t)$ 不可能与 $x(t)$ 完全相同, 这种差别就是量化编码中产生的量化误差或量化噪声。和 PCM 编码一样, 量化噪声也分为一般量化噪声和过载量化噪声。由于在增量调制中, 在每个抽样间隔 Δt 内, $x_i(t)$ 只能上升或下降一个 Δ , 故我们定义当量化误差不超过 $\pm \Delta$ 时, 为一般量化噪声; 当超过 $\pm \Delta$ 时, 为过载量化噪声。

一般量化噪声可按上节中方法进行近似分析。假定增量调制的一般量化噪声 $e(t)$ 的振幅在 $\pm \Delta$ 内均匀分布, 其一维概率密度为

$$P(e) = 1/2\Delta \quad -\Delta \leq e(t) \leq +\Delta \quad (3.6)$$

可得量化噪声 $e(t)$ 的平均功率为

$$N_1 = \frac{(2\Delta)^2}{12} = \frac{\Delta^2}{3} \quad (3.7)$$

对于过载量化噪声, 由于增量调制对输入信号的幅度没有限制, 之所以产生过载是由于译码用积分器输出信号的上升或下降的斜率是固定的, 其斜率 $D = (\Delta / \Delta t) = f_s \Delta$, D 是译码器的最大跟踪斜率, 要想使信号不过载, 就必须使输入信号的斜率不超过 D 。若输入模拟信号斜率变化很陡, 大于 D 时, 积分器的输出就不能跟踪输入模拟信号的变化, 从而产生过载量化失真。设输入信号为正弦信号, 频率为 f_k , 抽样频率为 f_s , 可求得 f_k 和 f_s 以及 Δ 之间的关系如下:

$$x(t) = A \sin 2\pi f_k t \quad (3.8)$$

则它的变化频率为

$$dx(t)/dt = A\pi f_k \cos 2\pi f_k t \quad (3.9)$$

其最大斜率为 $2A\pi f_k$, 因而, 欲使在增量调制编码中不产生过载失真, 必须有

$$D = f_s \Delta \geq 2A\pi f_k \quad (3.10)$$

上式表明, 增量调制编码器对于频率越高的信号, 其产生不过载量化失真的幅度就越小, 设信号最高频率为 f_b , 其最大临界过载振幅为

$$A_{\max} = \frac{f_s \Delta}{2\pi f_b} = \frac{\Delta}{\pi} R \quad (3.11)$$

式中 $R = f_s / 2f_b$ 为增量调制的抽样率与奈奎斯特抽样率之比, 称为过抽样比。(3.11)式说明, 当 Δ 一定时, 最大临界过载振幅与信号频率成反比, 与抽样频率成正比, 即与过抽采样比成正比。为了防止过载失真, 应尽量提高过抽样比。

2. 改进的增量调制器— $\Sigma-\Delta$ 调制器

(3.11)式说明斜率过载是影响简单增量调制特性的主要原因, 为了克服这一缺点, 提出了一种改进的增量调制方案, 其原理性框图见图 3.12(a)。它的主要思想是在简单增量调制器的前端加入一积分器, 使得输入给调制器的信号幅度随频率下降而下降。设积分器的传输函数为 $H(f)$, 输入信号的频谱为 $X(f)$, 则对调制器而言输入信号的频谱 $X_s(f)$ 为

$$X_s(f) = X(f)H(f) \quad (3.12)$$

在理想情况下积分器的传输函数为

$$H(f) = 1/f \quad (3.13)$$

这样由式(3.5)和(3.13), 输入给调制器的信号幅度 A_s 与输入信号幅度 A 之间的关系为

$$A_s = A/f \quad (3.14)$$

将式(3.14)代入式(3.11), 得到增加积分器后的最大不过载电压为

$$A_{\max} = \frac{f_s \Delta}{2\pi} \quad (3.15)$$

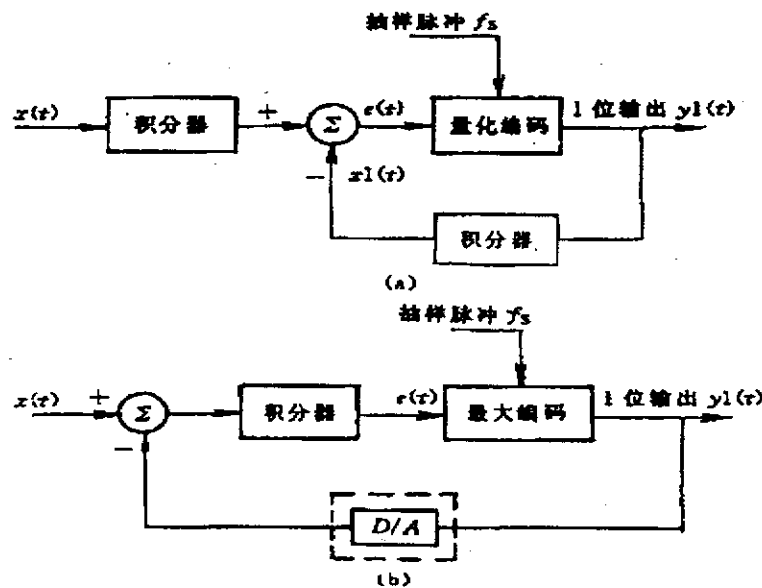
(3.15)式表明在调制器前端增加了积分器后, 整个系统的过载特性与频率无关, 变为了一常数。由于积分器具有累加作用, 因而称图 3.12 所示的系统为总和增量调制器, 或 $\Sigma-\Delta$ 调制器, 称调制器的输出 $y(n)$ 为 $\Sigma-\Delta$ 码。由图 3.12 可以求得 $y(n)$ 与模拟输入信号之间的关系为

$$\begin{aligned} e(t) &= \int x(t)dt - x_1(t) = \int x(t)dt - \int y(n\Delta t)dt \\ &= \int [x(t) - y(n\Delta t)]dt \end{aligned} \quad (3.16)$$

故有

$$y(n) = x(t) - \frac{d(e(t))}{dt} \quad (3.17)$$

上式表明,除了 $e(t)$ 的微分 $de(t)/dt$ 项外, $y(n)$ 的确代表了原始模拟信号, $de(t)/dt$ 实际上代表了量化噪声。出于微分信号一般表现为高频信号,因此将 $y_1(n)$ 经低通滤波后即可恢复原来的 $x(t)$ 。从式(3.16)式还可以看出,图 3.12(a)中的两个积分器实际上可合并成一个,由此得到图 3.12(b)所示的简化电路。目前大部分 $\Sigma-\Delta$ 调制器均采用该电路。值得指出的是,由于 $y(n)$ 表现为“0-1”编码的数字脉冲,而 $x(t)$ 为模拟信号,为了将这两个信号进行比较,在图 3.12(b)的等效电路中,插入了一位 D/A 转换器(用虚线标出),用来将数字脉冲转换为模拟信号。在实际的电路中,由于积分器大都采用开关电容网络构成,模拟信号在进入积分器之前已成为了抽样信号,因而不需要 D/A 转换器将数字脉冲转换为模拟信号。对图 3.12(b)用抽样信号等效电路分析时,可将 1 位 D/A 转换器略去,直接用直线连接。

图 3.12 $\Sigma-\Delta$ 调制器框图

3. 一阶 $\Sigma-\Delta$ 调制器的传输特性及量化信噪比

为了分析图 3.12(b)给出的一阶 $\Sigma-\Delta$ 调制器的传输特性,先将该图代表的模拟电路用它的等效数字模型来表示。积分器的数字模型为具有一个延迟单元的反饋回路,同时由于量化器为非线性元件,引入了量化噪声,并且它嵌入在反馈回路中,因此严格定量分析是十分困难的。将量化器线性化为一个量化误差为白噪声的信号源 $e(n)$,并且假设量化噪声与输入信号不相关。由于 $\Sigma-\Delta$ 调制器的量化分层很少。这种假定有时并不一定成立,特别是对于一阶 $\Sigma-\Delta$ 调制器和当输入为信号直流或正弦等规则信号的情况,量化噪声与输入信号表现了很大的相关性,但对于高阶 $\Sigma-\Delta$ 调制器以及随机的输入信号,仍然可得到具有指导意义的结果。进一步将量化器与积分器的增益合并为回路增益 K ,并略去 D/A 转换器。同时考虑到反馈信号 $x_1(t)$ 与输入信号 $x(t)$ 在时间上要相差一个抽样间隔,从而得

到图 3.12(b)的抽样信号等效电路及其信号流图,按信号流图的麦森公式,可求得

$$Y(z) = H_x(z)X(z) + H_e(z)E(z) \quad (3.18)$$

$$\text{其中 } H_x(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} = \frac{K}{1 + (K-1)z^{-1}} \quad (3.19)$$

$$H_e(z) = \frac{1 - z^{-1}}{1 + (K-1)z^{-1}} \quad (3.20)$$

分别为一阶 $\Sigma-\Delta$ 调制器对信号和量化噪声的传函数。

若回路增益 $K=1$, 则有

$$H_x(z) = 1 \quad H_e(z) = 1 - z^{-1}$$

以上二式表明,在回路增益 $K=1$ 时,一阶 $\Sigma-\Delta$ 调制器对信号全部无失真地传给了输出端,而对量化噪声则产生了变形。

为了确定一阶 $\Sigma-\Delta$ 调制器的量化信噪比,首先必须求得输出量化噪声功率。根据白噪声通过线性系统的原理时,可以求得一阶 $\Sigma-\Delta$ 调制器输出量化噪声的功率谱密度 $P_1(\omega)$ 为

$$P_1(\omega) = H_e(z)H_e(z^{-1})\sigma_e^2$$

令 $z = e^{j\omega}$ 代入上式得到

$$P_1(\omega) = 2(1 - \cos \omega)\sigma_e^2 = 4(\sin^2 \frac{\omega}{2})\sigma_e^2 \quad (3.21)$$

这里 σ_e^2 为量化白噪声的均方值。由于 $\omega = 2\pi f / f_s$, 可得到

$$P_1(f) = 8(\sin^2 \frac{\pi f}{f_s}) \frac{\sigma_e^2}{f_s} \quad (3.22)$$

式中 σ_e^2 / f_s 是量化白噪声的功率谱密度。(3.22)式说明由于 $\Sigma-\Delta$ 调制器的作用,将原来均匀分布在 $(0 \sim f_s)$ 上的白色量化噪声变形成了 $(\sin^2(\pi f / f_s)\sigma_e^2)$ 形式的有色噪声。我们称这种变形为 $\Sigma-\Delta$ 调制器的“量化噪声成型”。显然在 ω 的变化范围 $0 \sim \pi$ 内,由于 $\sin^2(\omega/2)$ 的性质,在低频端量化噪声很小,而在高频端量化噪声很大,这说明通过噪声成型将量化噪声推向了高频端。设模拟信号的最高频率为 f_b , 对于过抽样的 $\Sigma-\Delta$ 调制器总有 $f \leq f_b \ll F_s$, 在此条件下

$$\sin(\omega/2) \approx (\omega/2) = \pi f / f_s$$

于是 (3.22) 式可化为

$$P_1(f) \approx \frac{8\sigma_e^2 f^2 \pi^2}{f_s^3}$$

那么在通频带 $[0, f_b]$ 内, 总的量化噪声功率为

$$\begin{aligned} \varepsilon_1^2 &= \int_0^{f_b} P_1(f) df \approx \frac{8\sigma_e^2 \pi^2}{f_s^3} \int_0^{f_b} f^2 df \\ &= \frac{\pi^2 \sigma_e^2}{3} \left(\frac{2f_b}{f_s} \right)^3 \end{aligned} \quad (3.23)$$

在用满量程电压 E 表示时

$$\sigma_e^2 = \frac{\Delta^2}{12} = \frac{E^2}{3N^2}$$

当采用 1 位量化时 $N=2$, 故有

$$\sigma_e^2 = \frac{E^2}{12} \quad (3.24)$$

在我们知道, 当输入信号为均匀分布的随机信号时, 其均方值为

$$\sigma_x^2 = \frac{E^2}{3} \quad (3.25)$$

由 (3.23) 式, (3.24) 式和 (3.25) 式可求得一位量化, 一阶 $\Sigma-\Delta$ 调制器的量化信噪比 SNR^1 为

$$SNR^1 = \frac{\sigma_x^2}{\varepsilon_1^2} = \frac{12}{\pi^2} \left(\frac{f_s}{2f_b} \right)^3 = \frac{12}{\pi^2} R^3 \quad (3.26)$$

式中

$$R = f_s / 2f_b \quad (3.27)$$

就是前面已经定义过的过抽样比。(3.26) 式用 dB 表示

$$SNR^1(dB) \approx 30 \lg R + 1 \quad (3.28)$$

对于直接的均匀 PCM 量化编码器, 当输入信号为均匀分布的随机信号时, 量化信噪比为 6dB/位, 在 1 位量化时信噪比仅为 6dB, 可见采用 $\Sigma-\Delta$ 调制器后, 信噪比的改善为 $D_1 = 30 \lg R - 5(dB)$ 。

式(3.28)表明, 对于一阶 $\Sigma-\Delta$ 调制器, 虽然仅采用一位量化, 但在过抽样比 R 足够大时, 在理论上也可获得相当好的量化信噪比。例如若 $R=256$, 由(3.28)

式可求得 $SNR^1(dB) \approx 84dB$, 这相当于 14 位线性 PCM 编码 A/D 转换器的分辨率。

在前面的分析中量化误差为不相关的白噪声, 可以证明, 对于一阶或二阶 $\Sigma-\Delta$ 调制器, 量化误差很少表现为真正的白噪声, 但对于高阶 $\Sigma-\Delta$ 调制器, 近似程度要好得多, 这种情况类似于 PCM 调制时低位量化与高位量化的情况。尽管如此, 根据他们进行的非白噪声假设的研究表明, 这里推导的量化噪声功率表达式(3.23)式, 即使量化误差不是白噪声仍然可以应用, 并可得到一些具有指导意义的结果。

3.3.4.2 数字滤波器的原理

数字抽取滤波器作用是对调制器输出的编码流进行抽取, 将原来的过抽样率降低到奈奎斯特抽样率, 并同时有位流信号转换成具有给定字长的数字信号。其作用相当于一个码型变换器。主要的类型有: *FIR* 滤波器, 其优点是: 具有理想的线性相移特性没有相位失真。缺点是: 存在较大的相位延迟。最小相移滤波器, 其优点是: 相位延迟较小, 缺点: 存在非线性相移失真。

在 MC1 型地震仪中, 采用了 *FIR* 线性数据抽取滤波器。*FIR* 线性数字抽取滤波器中最重要的一类滤波器就是梳状滤波器。从多种著名厂家 (*AD*、*BB*、*LT*、*NATIONAL* 等) 的过采样模数转换器产品中都能看到对其应用的介绍。全面的掌握和理解其性能和特性对于进行数据采集设备的研制是很有必要的。

(1) 梳状滤波器的频率特性

梳状滤波器是一种最简单的 *FIR* 滤波器、其单位脉冲响应 $h(n)$ 全为 1

$$h(n) = \begin{cases} 1 & 0 \leq n \leq N-1 \\ 0 & \text{其它} \end{cases} \quad (3.29)$$

其中 N 为滤波器的节数, 它的传输函数为

$$H(z) = \sum_{n=0}^{N-1} z^{-n} = \frac{1-z^{-N}}{1-z^{-1}} \quad (3.30)$$

由此可求得其频率响应为

$$H(e^{j\omega}) = H(z)|_{z=e^{j\omega}} = \frac{\sin(\omega N/2)}{\sin(\omega/2)} e^{-j\omega(N-1)/2} \quad (3.31)$$

式中 $\omega = \frac{2\pi f}{f_s}$ 为数字频率, f_s 为抽样频率。(3.31)式表明梳状滤波器是一种线性

相位低通 *FIR* 滤波器, 相移常数 $a = (N-1)/2$ 为了使得滤波器的直流增益为 1, 可在传输函数(3.30)式中加入一归一化因子 $(1/N)$ 。图 3.13 给出了 $N=8$ 时梳状滤波器的幅频响应。