

内蒙古科技大学

下册

内蒙古科学技术出版社

赛音德力根 于海平 主编

学生优秀毕业设计（论文）选编

（2006届）

NEIMENGGU KEJI DAXUE
XUESHENG YOUXIU BIYE SHEJI XUANBIAN

内蒙古科技大学学生优秀 毕业设计(论文)选编(2006届)

* 下 册 *

主 编 赛音德力根 于海平

内蒙古科学技术出版社

图书在版编目(CIP)数据

内蒙古科技大学学生优秀毕业设计(论文)选编:2006届,下 / 赛音德力根,于海平主编. —赤峰:内蒙古科学技术出版社, 2007. 12

ISBN 978-7-5380-1654-3

I.内… II.①赛…②于… III.①高等学校—毕业设计—汇编—内蒙古—2006 ②高等学校—毕业论文—汇编—内蒙古—2006 IV.G642.477

中国版本图书馆 CIP 数据核字(2007)第 196251 号

出版发行:内蒙古科学技术出版社

地 址:赤峰市红山区哈达街南一段 4 号

电 话:(0476)8224848 8231924

邮 编:024000

出 版 人:额敦桑布

组织策划:巴 图

责任编辑:张继武 那顺乌日图 阿如罕 季文波

封面设计:永 胜

印 刷:赤峰地质宏达印刷有限责任公司

字 数:980 千

开 本:787×1092 1/16

印 张:47.75

版 次:2007 年 12 月第 1 版

印 次:2007 年 12 月第 1 次印刷

定 价:90.00 元(上下册)

编委会

主 编:赛音德力根 于海平

副主编:贾慧媛

编 委:(排名不分先后)

宋义全 蔡 颖 王 楠 王 涛

王英浩 吕跃聪 刘希裕 牛大伟

赵自豪 杜永胜 袁川峰 聂 立

目 录

* 下 册 *

基于 TMS320C5402 的自适应滤波器实现	邹林刚	363
PLC 控制遥控变频桥式吊车系统	于 虹	404
小型化实时控制总线系统设计	周振华	446
综合人事管理系统的设计	李荣保	527
儿童玩具设计	丁艳娇	584
平展流冷态流场的 PIV 测量与研究	薄 荷	613
焦炉煤气脱硫脱氰工艺设计	杨 丽	638
北方某高级住宅小区污水处理回用工程设计	肖 悦	665
城市道路规划与设计	刘建利	707
后 记		750

基于 TMS320C5402 的自适应滤波器实现

邹林刚

(内蒙古科技大学信息工程学院 通信 2002-1 班)

摘要:随着科技的发展,当今社会已进入了数字化时代。DSP 技术凭借其运算速度快,可编程等特点,在电子信息、通信、软件无线电、自动控制、仪器仪表、信息家电等科技领域得到了广泛应用。

考虑到当前 DSP 市场上德州仪器公司高达 45% 的市场占有率,本次设计选用了 TI TMS320C5402 作为实现芯片,并以 TI 提供 CCS2.0 作为开发环境,再配合以 C5402 Simulator 进行模拟。

本设计首先用 Matlab 仿真出算法,并根据特定的输入信号得到基本 LMS 横向自适应滤波器的阶数和收敛因子的最佳值。再在 CCS2.0 集成开发环境下,配合以 C5402 Simulator 模拟器,用汇编语言实现基于 TMS320C5402 的自适应滤波器。

关键词:最小均方误差;自适应滤波器;数字信号处理;TMS320C5402

Abstract: A company with the development of the science, current social has been coming into a digitalized age. With the feature of fast performance and programmability, DSP technology was used spread in such area as electricity information, telecommunication, software defined radio (SDR), automatic control, apparent & appearance, etc.

In consideration of market share of DSP in which Texas Instruments Incorporated rates 45 percent, this design selects TMS320C5402 of TI as implement chip, and CCS2.0 as integration development environment (IDE). Also we choose C5402 Simulator to simulate.

In this design, we simulate the arithmetic by Matlab first. Simultaneity, we choose the best values of the order and search step by this. Then under the CCS2.1 integration development environment and company with C5402 Simulator, the design realizes a adaptive filter base on the chip of TMS320C5402 by assemble language.

Keywords: LMS; ADF; DSP; TMS320C5402

1 绪论

1.1 DSP 概述

1.1.1 DSP 系统特点

数字信号处理器是利用计算机或专用处理设备,在模拟信号变换成数字信号以后,以数字形式对信号进行采集、变换、滤波、估值、增强、压缩、识别等高速实时处理的专用处理器,其处理速度比最快的 CPU 还快 10~50 倍。

一个典型的 DSP 系统构成如下:输入信号首先进行带限滤波和抽样,然后进行 A/D 变换将信号变换成数字比特流。DSP 芯片的输入是 A/D 变换后得到的以抽样形式表示的数字信号,DSP 芯片对输入的数字信号进行某种形式的处理,如进行一系列的乘累加操作(MAC)。最后,经过处理后的数字样值再经 D/A(Digital to Analog)变换转换为模拟样值,之后再进一步进行内插和平滑滤波就可得到连续的模拟波形。

数字信号处理系统是以数字信号处理为基础,因此具有数字处理的全部优点:

(1)接口和编程方便。DSP 系统与其他以现代数字技术为基础的系统或设备都是相互兼容的,与这样的系统接口以实现某种功能要比模拟系统与这些系统接口容易得多;另外,DSP 系统中的可编程 DSP 芯片可使设计人员在开发过程中灵活方便地对软件进行修改和升级。

(2)稳定性和可重复性好。DSP 系统以数字处理为基础,受环境温度、湿度、噪声、电磁场的干扰和影响较小,可靠性高;数字系统的性能基本不受元器件参数性能变化的影响,因此数字系统便于测试、调试和大规模生产。

(3)精度高。16 位数字系统可以达到 10^{-5} 的精度。

(4)特殊应用。有些应用只有数字系统才能实现,例如信息无失真压缩、V 型滤波器、线性相位滤波器等。

(5)集成方便。DSP 系统中的数字部件有高度的规范性,便于大规模集成。

另外,DSP 处理器往往都支持专门的寻址模式,它们对通常的信号处理操作和算法是很有用的。例如,模块(循环)寻址(对实现数字滤波器延时线很有用)、位倒序寻址(对快速傅立叶变换很有用)。这些非常专门的寻址模式在通用处理器(GPP)中是不常使用的,只有用软件来实现。在执行时间的预测上,DSP 对高性能 GPP 的优势在于,即便是使用了高速缓存的 DSP,哪些指令会放进去也是由程序员(而不是处理器)来决定的;DSP 一般不使用动态特性,如转移预测和推理执行等。因此,由一段给定的代码来预测所要求的执行时间是完全直截了当的,从而使程序员得以确定芯片的性能限制。

当然,数字信号处理在高频信号处理上也存在一定的缺点。DSP 系统中的高速时钟可能带来高频干扰和电磁泄漏等问题,而且 DSP 系统消耗的功率也较大。此外,DSP 技术更新的

速度快,数学知识要求多,开发和调试工具还不尽完善。

1.1.2 DSP 技术的发展

在数字信号处理技术发展的初期(20 世纪 50~60 年代),人们只能在微处理器上完成数字信号的处理。直到 70 年代,有人才提出了 DSP 的理论和算法基础。一般认为,世界上第一个单片 DSP 芯片应当是 1978 年 AMI 公司发布的 S2811。1979 年美国 Intel 公司发布的商用可编程器件 2920 是 DSP 芯片的一个主要里程碑。这两种芯片内部都没有现代 DSP 芯片所必须有的单周期乘法器。1980 年,日本 NEC 公司推出的 mP D7720 是第一个具有硬件乘法器的商用 DSP 芯片,从而被认为是第一块单片 DSP 器件。

随着大规模集成电路技术的发展,1982 年美国德州仪器公司推出世界上第一代 DSP 芯片 TMS32010 及其系列产品,标志着实时数字信号处理领域的重大突破。TI 公司之后不久相继推出了第二代 DSP 芯片 TMS32020、TMS320C25/C26/C28、第三代 DSP 芯片 TMS320C30/C31/C32。20 世纪 90 年代 DSP 发展最快,TI 公司相继推出第四代 DSP 芯片 TMS320C40/C44、第五代 DSP 芯片 TMS320C5X/C54X、第二代 DSP 芯片的改进型 TMS320C2XX、集多片 DSP 芯片于一体的高性能 DSP 芯片 TMS320C8X 以及目前速度最快的第六代 DSP 芯片 TMS320C62X/C67X 等。

随着 CMOS 技术的进步与发展,日本的 Hitachi 公司在 1982 年推出第一个基于 CMOS 工艺的浮点 DSP 芯片,1983 年日本 Fujitsu 公司推出的 MB8764,其指令周期为 120ns,且具有双内部总线,从而使处理吞吐量发生了一个大的飞跃。而第一个高性能浮点 DSP 芯片应是 AT&T 公司于 1984 年推出的 DSP32。

与其他公司相比,Motorola 公司在推出 DSP 芯片方面相对较晚。1986 年,该公司推出了定点处理器 MC56001。1990 年,推出了与 IEEE 浮点格式兼容的浮点 DSP 芯片 MC96002。美国模拟器件公司(AD)在 DSP 芯片市场上也占有一定的份额,相继推出了一系列具有自己特点的 DSP 芯片,其定点 DSP 芯片有 ADSP2101/2103/2105、ASDP2111/2115、AD-SP2161/2162/2164 以及 ADSP2171/2181,浮点 DSP 芯片有 ADSP21000/21020、ADSP21060/21062 等。

自 1980 年以来,DSP 芯片得到了突飞猛进的发展,DSP 芯片的应用越来越广泛,并逐渐成为电子产品更新换代的决定因素。从运算速度来看,MAC(一次乘法和一次加法)时间已经从 20 世纪 80 年代初的 400ns(如 TMS32010)降低到 10ns 以下(如 TMS320C54X、TMS320C62X/67X 等),处理能力提高了几十倍。DSP 芯片内部关键的乘法器部件从 1980 年占模片区(die area)的 40%左右下降到 5%以下,片内 RAM 数量增加一个数量级以上。DSP 芯片的引脚数量从 1980 年的最多 64 个增加到现在的 200 个以上,引脚数量的增加,意味着结构灵活性的增加,如外部存储器的扩展和处理器间的通信等。

1.1.3 DSP 应用及其市场前景

在近 20 多年时间里,DSP 芯片的应用已经从军事、航空航天领域扩大到信号处理、通信、雷达、消费等许多领域。主要应用有:信号处理、通信、语音、图形/图像、军事、仪器仪表、自动控制、医疗、家用电器等。

DSP 主要应用市场为 3C 领域,合占整个市场需求的 90%。数字蜂窝电话是 DSP 最为重要的应用领域之一。由于 DSP 具有强大的计算能力,使得移动通信的蜂窝电话重新崛起,并创造了一批诸如 GSM、CDMA 等全数字蜂窝电话网。在 Modem 器件中,DSP 更是成效卓著,不仅大幅度提高了传输速率,且具有接收动态图像能力。另外,可编程多媒体 DSP 是 PC 领域的主流产品。以 XDSL Modem 为代表的高速通信技术与 MPEG 图像技术相结合,使得高品位的音频和视频形式的计算机数据有可能实现实时交换。目前的硬盘空间相当大,这主要得益于 CDSP(可定制 DSP)的巨大作用。预计在今后的 PC 机中,一个 DSP 即可完成全部所需的多媒体处理功能。DSP 也是消费类电子产品中的关键器件。由于 DSP 的广泛应用,数字音响设备的更新换代周期变得非常短暂。用于图像处理的 DSP,一种用于 JPEG 标准的静态图像数据处理;另一种用于动态图像数据处理。

从 80 年代开始起步的 DSP 市场,目前正处于高速成长的阶段。在数字化、个人化和网络化的推动下,1997 年世界 DSP 市场营销额超过 32 亿美元,预计未来的年均增长率高达 40%,按照这一增长速度,至 2007 年,世界 DSP 市场营销额将突破 500 亿美元。在全球 DSP 产品市场中,TI 公司独占鳌头,占世界市场 45%的份额,其次是朗讯(28%)、ADI(12%)、摩托罗拉(12%)、其他公司(3%)。

目前,国外众多厂商涉足我国 DSP 产品市场,我国的 DSP 应用已有了相当的基础,有 10 多家集成电路设计企业从事数字信号处理系统(DSP)及相关产品的开发与应用。从应用范围来说,数字信号处理器市场前景看好。DSP 不仅成为手机、个人数字助理等快速增长产品中的关键元件,而且它正在向数码相机和电机控制等领域挺进。

随着 DSP 芯片的品种和技术档次不断提高以及向多功能化、高性能化、低功耗化方向发展,DSP 日益进入人们的生活,在未来相当长的一段时间,我国 DSP 市场将蓬勃发展,今后几年市场销售额仍将保持 40%以上的增长率,具有良好的市场前景

1.2 论文组织

本文首先简要介绍了本次设计关键部分 DSP。然后对设计中所涉及的理论知识进行详细阐述,分别是数字信号处理和自适应滤波器的各种算法。最后阐述设计的硬件平台和软件开发环境,并以它们作为设计实现的基础。

2 数字信号处理理论

2.1 DFT 及其快速算法 FFT

2.1.1 离散傅立叶变换 DFT

要利用计算机对信号进行分析, 必须要求该信号在时域的波形以及在频域的频谱均为离散的序列; 否则, 哪怕一个是离散的, 另一个是连续的也无法计算。虽然可以采取数值计算的方法, 把求积分、微分的过程用求和、差来替代, 用离散取值来逼近连续取值的计算结果, 但这仅仅是用离散来模拟连续的一种仿真。事实上, 随着科技的进步和数字技术的飞速发展, 数字方法已远比模拟方法优越, 不仅基本上取代了模拟, 而且在很多方面是模拟方法所无法实现的, 因此数字化已经成为信息时代的技术特征。信息的获取、传输和变换基本上是大量数据的操作, 即使是连续量, 也要通过离散化转化成数字量进行处理。由此可见, 用数字的方法对信号进行分析与综合是科技进步与社会发展的必然。那么怎样才能将在时域频域是连续函数的信号离散化, 而又不丢失原有信息, 离散傅立叶变换 DFT 的出现, 从理论上和实践上解决了这一问题。

考虑到客观存在的信号大多数是有限长和非周期的, 无论时间连续还是离散, 其频谱都是频率的连续函数。为此, 对于非周期信号, 除了要求时间离散化, 还应人为地在频域对连续频谱进行取样, 即通过对离散时间傅立叶变换式 DTFT 中的频率离散化, 形成时域变量都是离散的离散傅立叶变换。其过程是将 Ω 代以 $K\Omega_0=K2\pi/N$, Ω_0 是在频域进行取样(离散化)的间隔, N 是在一个周期(2π)内的样点数, 则得:

$$X(k) = \frac{2\pi}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x(n) e^{-jk2\pi n/N} \quad k=0,1,\dots,N-1 \quad (2.1)$$

由于序列长度 N 是定数, k 是离散变量, 故上式可写成:

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) e^{-j\frac{2\pi}{N}kn} \quad k=0,1,\dots,N-1 \quad (2.2)$$

式中表示把一个在时域为有限长序列 $x(n)$ 经过离散化, 变换到在频域里的另一个有限长序列 $X(k)$, 所以称之为离散傅立叶变换 DFT。

信号在一个域实现离散化, 必然在另一个域带来周期性的变化。理论也已证明, 若在时域对非周期连续信号进行取样, 则其生成的频谱一定是周期的, 而且在满足取样定理的条件下, 其变化规律是未离散化形成周期序列的同时, 必然在时域也生成一个周期序列。这就如同周期序列的 DFS, 其区别仅仅是因为形成 DFT 经历了离散化过程, 使幅度大小的比例系数有了变化。所以 DFT 在理论上被视为从 DFS 中派生而来, 即以 N 点有限长序列 $x(n)$ 为一

个周期,进行周期延拓后所形成的周期序列 $x(n)$ 的离散频谱, $X(k\Omega_0)$ 在一个周期的取值再乘以 N , 另可得式:

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) e^{-j\frac{2\pi}{N}kn} = NK(k\Omega_0) \quad k=0,1,\dots,N-1 \quad (2.3)$$

式中, Ω_0 是基本数字频率, 又求得:

$$x(n) = \frac{1}{N} \sum_{K=0}^{N-1} X(K) e^{j\frac{2\pi}{N}Kn} \quad n=0,1,\dots,N-1 \quad (2.4)$$

以上两式构成一对离散傅立叶变换, 即

$$x(n) \xleftrightarrow{\text{DFT}} X(k)$$

或写成:

$$X(k) = \text{DFT}[x(n)] \quad (2.5)$$

$$x(n) = \text{IDFT}[X(k)] \quad (2.6)$$

上式中, $X(k)$ 是有限长序列 $x(n)$ 的 DFT 正变换, 又称分析变换。是有限长序列 $X(k)$ 的 DFT 反变换, 又称合成变换。同样, 从给定的有限长频谱样值 $X(k)$ 可求出相应的序列。至此, 可以 DFT 为依据, 以计算机为工具, 以 FFT 为运算规则, 实现信号、系统的高效计算与分析。

2.1.2 DFT 的快速算法(FFT)

DFT 之所以在各个学科领域获得广泛的应用, 其中一个非常重要的原因是因为它存在有高效快速的算法。

快速立里叶变换, 简称 FFT, 就是计算 DFT 的快速算法的统称。习惯上是指 1965 年库力和图基(Cooley-Tukey)算法为基础的一类高效算法。由于它的出现和发展对推动信号的数字处理技术的变革和发展起着重大作用。

已知 N 点有限长序列 $x(n)$ 的 DFT 为

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) e^{-j\frac{2\pi}{N}kn} \quad k=0,1,\dots,N-1 \quad (2.7)$$

通常 $X(k)$ 为复数, 给定的数据 $x(n)$ 可以是实数也可以是复数。为了简化, 令指数因子(有的称为旋转因子或加权因子)

$$W_N = e^{-j2\pi/N}$$

当 N 给定, W_N^{kn} 是一个常数, 则 $X(k)$ 可写成

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) W_N^{kn} \quad k=0,1,\dots,N-1 \quad (2.8)$$

因而 DFT 可看作以 W_N^{kn} 为加权系数的一组样点 $x(n)$ 的线性组合, 是一种线性变换。将上式展开, 得

$$\begin{aligned} X(0) &= W^{0(0)} x(0) + W^{0(1)} x(1) + \cdots + W^{0(N-1)} x(N-1) \\ X(1) &= W^{1(0)} x(0) + W^{1(1)} x(1) + \cdots + W^{1(N-1)} x(N-1) \\ X(2) &= W^{2(0)} x(0) + W^{2(1)} x(1) + \cdots + W^{2(N-1)} x(N-1) \\ &\vdots \\ &\vdots \\ &\vdots \\ X(N-1) &= W^{(N-1)(0)} x(0) + W^{(N-1)(1)} x(1) + \cdots + W^{(N-1)(N-1)} x(N-1) \end{aligned} \quad (2.9)$$

可见上式中, 每完成一个频谱样点的计算, 需要作 N 次复数乘法和 $(N-1)$ 次复数加法。整个 $X(k)$ 序列的 N 个样点的计算, 就得作 N^2 次复数乘法和 $N(N-1)$ 次复数加法。而且每一复乘又含有 4 个实乘和 2 个实加。这对一个实际的信号长度来说, 当样点较多时, 这么大的数组, 势必占用很长的计算时间。即使是目前运算速度很快的通用 PC 机, 往往也难免失去实时性。可见 DFT 虽然解决了利用计算机进行信号与系统的分析问题, 但尚未解决实时性问题, 因而直接计算 DFT, 在实际应用中都有其局限性。为了提高速度, 还有赖于提高算法。

DFT 运算时间能否减少, 关键在于实现 DFT 运算是否存在规律性以及如何利用这些潜在规律。通过分析, 得知指数因子存在周期性, 即

$$\begin{aligned} W_N^k &= W_N^{k+N} \\ W_N^{kn} &= W_N^{(k+ln)(n+mN)} \quad l, m \text{ 为整数} \end{aligned} \quad (2.10)$$

式中下标 N 是为了强调以 N 为周期。由于

$$W_N^N = e^{-j \left\{ \frac{2\pi}{N} \right\} N} = 1, W_N = \sqrt[N]{1} \quad (2.11)$$

所以 W_N 又称为对模 N 的 N 次单位根。 W_N^{kn} 成为离散付立叶变换核。

由于 DFT 的复乘和复加的次数都是与 N^2 成正比, 因此若把长序列分解为短序列, FFT 的基本思想是把原始的 N 点序列, 依次分解成一系列短序列。充分利用 DFT 计算式中指数因子 W_n 所具有的对称性质和周期性质, 进而求出这些短序列相应的 DFT, 并进行适当的组合, 最终达到删除重复计算, 减少乘法运算, 提高速度的目的。

FFT 算法很多, 具有指数因子的 FFT 算法可以分为以下两大类。这里仅介绍库力—图基算法。

当输入序列的长度 N 不是素数(一个大于 1 的正整数, 只能被 1 和它本身整除)而是可以高度分解的复和数(能被正整数整除), 即 $N=N_1 \cdot N_2 \cdot N_3 \cdot \cdots \cdot N_r$ 。若 $N_1=N_2=\cdots=N_r=2, N=2^r$ 则 N 点

DFT 的计算可以分解为 $N=2 \times N/2$, 即 2 个 $N/2$ 点 DFT 计算的组合。以此类推, 是 DFT 的计算形成有规律的模式, 故称之为以 2 位基底的 FFT 算法。同理, 当 $N=4^r$ 则称为以 4 位基底的 FFT 算法; $N=N_1^{r_1} \cdot N_2^{r_2}$ 。

称为以 N_1 和 N_2 位基底的混合基算法。在这些算法中, 基 2 算法用的最普遍。通常按序列在时域或在频域分解过程的不同, 分为下列两种:

(1) 按时间抽取基 2FFT 算法(DIT)

将 N 点 DFT 输入序列 $x(n)$, 在时域分解成 2 个 $N/2$ 点序列 $x_1(n)$ 和 $x_2(n)$, 前者是从原序列中按偶数字号抽取而成, 后者则按奇数字号抽取而成。这样有规律的按奇、偶次序递归进行分解所构成的一种快速算法, 其过程可表示为

$$\begin{aligned} x_1(n) &= x(2n) & n=0, 1, \dots, N/2-1 \\ x_2(n) &= x(2n+1) & n=0, 1, \dots, N/2-1 \end{aligned}$$

则 N 点 DFT 可写成为

$$\begin{aligned} X(k) &= \sum_{n=0}^{N-1} x(n) W_N^{kn} \\ &= \sum_{m=0}^{\frac{N}{2}-1} x(2m) W_N^{2km} + \sum_{m=0}^{\frac{N}{2}-1} x(2m+1) W_N^{k(2m+1)} \\ &= \sum_{m=0}^{\frac{N}{2}-1} x_1(m) W_{N/2}^{km} + \sum_{m=0}^{\frac{N}{2}-1} x_2(m) W_{N/2}^{km} \\ &= X_1(k) + W_N^k X_2(k) \quad k=0, 1, \dots, N-1 \end{aligned} \quad (2.12)$$

式中 $X_1(k)$ 和 $X_2(k)$ 分别是 $N/2$ 点序列 $x_1(n)$ 和 $x_2(n)$ 的 DFT, 他们的周期都是 $N/2$, 即 $X_1(k+N/2)=X_1(k)$, $X_2(k+N/2)=X_2(k)$ 。在利用指数因子 $W_N^{k+\frac{N}{2}} = -W_N^k$ 的对称性质, 则式(2.12)又可表示为

$$X(k) = X_1(k) + W_N^k X_2(k) \quad k=0, 1, \dots, N/2-1 \quad (2.13)$$

$$X(k+N/2) = X_1(k) - W_N^k X_2(k) \quad k=0, 1, \dots, N/2-1 \quad (2.14)$$

比较式(2.13)及(2.14)可见, 二者只差一个符号, 所以计算 N 点 DFT 可通过计算式(2.13)或式(2.14)来求得。他们是基 2FFT 算法最近本的递推公式。由于在高速专用器件出现以前, 在实际运算中复数乘法耗时较多, 所以常以复乘次数的多少来估算速度的快慢。

(2) 按频率抽取基 2FFT 算法

以上介绍的算法其特点是: 每一级的处理, 都建立在时域里把输入序列依次的按奇、偶一分为二的分成较小的序列。与此相类似还有一种算法是在频域里把序列分解为奇与偶的

形式。这种算法,虽然开始也是把输入序列 $x(n)$ 分解成两个长为 $N/2$ 点的组成,即

$$\begin{aligned}
 x(k) &= \sum_{n=0}^{\frac{N}{2}-1} x(n)W_n^{kn} + \sum_{n=\frac{N}{2}}^{N-1} x(n)W_n^{kn} \\
 &= \sum_{n=0}^{\frac{N}{2}-1} x(n)W_n^{kn} + W_N^{\frac{KN}{2}} \sum_{n=0}^{\frac{N}{2}-1} X(n+\frac{N}{2})W_n^{kn}
 \end{aligned}
 \tag{2.15}$$

由于 $W_N^{Nk/2} = (-1)^k$, 故上式可写成

$$X(k) = \sum_{n=0}^{\frac{N}{2}-1} [x(n) + (-1)^k x(n+N/2)] W_N^{kn}
 \tag{2.16}$$

上式存在 k 为奇数和偶数的两种不同形式,因此可采取上述按时间抽取的办法,在频域将 DFT 分解成 2 个 $N/2$ 点序列 $X(2k)$ 和 $X(2k+1)$ 。前者是从 $X(k)$ 按 k 为偶数序号抽取而成,而后者是按奇次序列抽取而成,故得

$$X(2k) = \sum_{n=0}^{\frac{N}{2}-1} [x(n) + x(n+N/2)] W_{N/2}^{kn} \quad k=0, 1, \dots, N/2-1
 \tag{2.17}$$

和

$$X(2k+1) = \sum_{n=0}^{\frac{N}{2}-1} \{ [x(n) - x(n+N/2)] \} W_{N/2}^{kn} \quad k=0, 1, \dots, N/2-1
 \tag{2.18}$$

以上两式表明, $X(2k)$ 是序列 $[x(n) + x(n+N/2)]$ 的 $N/2$ 点 DFT, $X(2k+1)$ 是序列 $[x(n) - x(n+N/2)]$ W_N^n 的 $N/2$ 点的 DFT, 整个 N 点 DFT, $X(k)$ 是他们的组合。重复以上过程,每个 $N/2$ 点的 DFT 又可分解为两个 $N/4$ 点的 DFT 组合,以此类推。这种分组的办法,每次都是按输出的 $X(k)$, 在频域的奇数还是偶数来确定,所以称为频率抽取法 DIT。如同 DIT, 对整个 N 点的运算可以通过以上两式迭代完成。

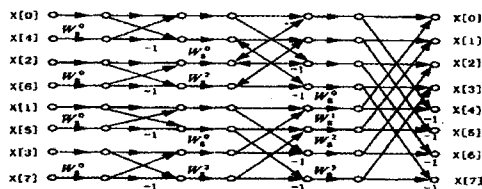


图 2.1 N=8 的时间抽取 FFT 变换

上图表示 $N=8$ 时 DFT 算法的信号流图。该图表明其基本运算也是蝶算。当输入按自然顺序排列,输出则位序颠倒。信号从左到右也是经过三级运算,但 DIT 每一步蝶算,复乘是在加减运算之后进行的。整个计算结果和所具有的优点和特点与 DIT 等效。DIT 与 DIF 之间有着对应关系,一要改变他们信号流通的方向和置换 $x(n)$ 与 $X(k)$ 的位置就可以从 DIT 转换为 DIF 或从 DIF 转换为 DIT。

由于 $N=2^r=4^{r/2}=8^{r/3}=\dots$, 所以基 2FFT 算法可以用 $r/2$ 级基 4 算法来计算。理论和实践证明, 基数越高总运算量会减少, 但算法与控制设备更加复杂。一般说来, 基 2 算法最便于实现, 因此在实际中基 2 与基 4 至今仍获得最广泛应用。

2.2 FIR 数字滤波器

狭义地说, 滤波是把信号中的某些频率分量去除掉, 能够完成这种功能的设备称为滤波器。广义的说, 滤波是把某种信号处理成为另一种信号的过程, 因此滤波器是一个系统。数字滤波器指的是对输入数字信号 $x(n)$ 按一定的要求进行运算, 然后输出数字信号 $y(n)$ 的过程。它可以是一种算法, 也可以是一种数字处理设备。数字滤波器不仅是数字信号处理中最重要的基础内容之一, 而且也是最广泛应用的数字信号处理技术之一。在工程中它可以软件实现, 也可以硬件实现。它可以实现滤波、平滑、预测等信号处理的基本任务。如果滤波器输出端的被滤波、被平滑或被预测的量是滤波器的输入的线性函数, 则称之为线性滤波器, 否则称之为非线性滤波器。若滤波器的冲击响应是无限长的, 便称之为无限冲击响应滤波器(IIR DF), 而冲击响应有限长的滤波器叫做有限冲击响应滤波器(FIR DF)。如果滤波器是在时域、频域或空域实现, 则分别称为时域、频域或空域滤波器。

由于自适应滤波器一般采用 FIR 结构, 因此在这儿对 FIR 作简要介绍。

数字滤波器是一类重要的线性移不变系统, 它的输入信号 $x(n)$ 和输出信号 $y(n)$ 通过一个 N 阶线性常系数差分方程联系起来,

$$\sum_{k=0}^N c_k y(n-k) = \sum_{r=0}^M d_r x(n-r) \quad (2.19)$$

式中 C_k, d_r 是定义系统的系数。

上式可改写为

$$\begin{aligned} y(n) &= \sum_{k=0}^N \frac{c_k}{c_0} y(n-k) + \sum_{r=0}^M \frac{d_r}{c_0} x(n-r) \\ &= \sum_{k=0}^N a_k y(n-k) + \sum_{r=0}^M b_r x(n-r) \end{aligned} \quad (2.20)$$

式中, $a_k = -c_k/c_0, b_r = d_r/c_0$

a_k 和 b_r 是两组任意常数, 一旦他们的值被确定, 该系统也就被确定了。通常总是设定系统满足初始静止条件, 且是因果性的。

在式(2.20)表征的数字滤波器中, 如果其系数 a_k 中至少有一个不为零, 那么在计算 $y(n)$ 时至少要用到一个先前的输出值, 既要用递归的计算方法, 这类滤波器因此被称为递归数字滤波器。

对于递归滤波器, 若输入序列 $x(n)$ 为一个单位取样序列 $\delta(n)$, 那么其输出即为单位取

样响应 $h(n)$, 且是无限时宽的。因此称之为无限冲激响应(IIR)数字滤波器。

如果, 式(2.20)中所有的 $a_k=0$, 那么该式可简化为

$$y(n) = \sum_{r=0}^M b_r x(n-r) \tag{2.21}$$

$y(n)$ 只取决于有限个过去的输入和现在的输入, $y(n)$ 得计算不需要在采用递归方法。因此这类滤波器成为非递归数字滤波器, 当其输入信号 $x(n)=\delta(n)$ 时, 相应的输出信号为

$$y(n)=h(n)=\sum_{r=0}^M b_r \delta(n-r) \tag{2.22}$$

显然, 仅在 $M \geq n \geq 0$ 时, $h(n)$ 存在; 当 $n > M$ 时, $h(n)=0$ 。由于 $h(n)$ 的个数仅有 $M+1$ 个, 所以是有限时宽的, 因此这类滤波器称之为有限冲激响应(FIR)数字滤波器。FIR 滤波器一般是非递归的, 但如若在设计时采用零点、极点互相抵消的办法, 它也可以是递归的。

FIR 滤波器的主要特点是:

- (1) 系统的单位冲击相应 $h(n)$ 仅在有限个 n 值处不为零;
- (2) 系统函数 $H(z)$ 在 $|z| > 0$ 处收敛, 且有 $(N-1)$ 阶级点在 $z=0$ 处, 有 $(N-1)$ 零点位于有限平面的任何位置。因此 FIR 滤波器的结构主要是非递归结构, 没有输出到输入的反馈。但在频率采样结构等某些结构中也包含有反馈的递归部分。

FIR 滤波器有以下几种基本结构形式。

(1) 直接型

由于表征 FIR 数字滤波器的差分方程为

$$y(n) = \sum_{r=0}^{N-1} b_r x(n-r) = \sum_{k=0}^{N-1} h(k) x(n-k) \tag{2.23}$$

据此可以直接画出其对应的网络结构, 其为 $x(n)$ 延时链的横向结构, 如图 2.2 所示, 其称之为直接型结构, 也可以称为卷积型或横截型结构, 应用前述的转置定理可得到其转置型结构如图 2.3 所示。

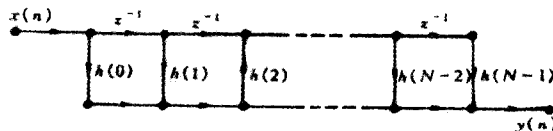


图 2.2 FIR DF 的直接型结构

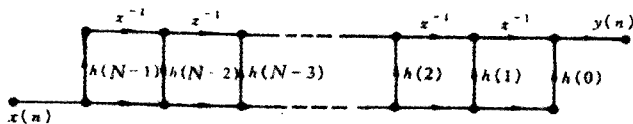


图 2.3 FIR DF 的直接型结构的转置

(2)级联型

将 $H(z)$ 写成二阶因子的乘积既可得 FIR 滤波器的级联型结构。

$$H(z) = \prod_{k=1}^{\lfloor N/2 \rfloor} (\beta_{0k} + \beta_{1k} Z^{-1} + \beta_{2k} Z^{-2}), \quad (2.24)$$

$\lfloor N/2 \rfloor$ 表示取整,若 N 为偶数,则 $N-1$ 为奇数,故系数 β_{2k} 中有一个为零,因为这时有奇数个根。与式(2.24)对应的网络结构如图 2.4 所示,图中每一个二阶因子都用直接型实现,其优点是零点便于调整,因为这种结构的每一节控制一对零点;缺点是其所需的乘法次数比直接型多,因为系数 β_{ik} 的个数比系数 $h(n)$ 的个数多。直接型和级联型 FIR 结构,在雷达信号处理中作为相关器和消声器而获得广泛应用。

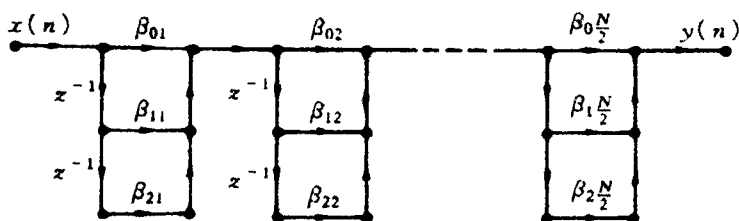


图 2.4 FIR DF 级联型结构

(3)线性相位型

FIR 数字滤波器最重要的特点是可以设计成具有严格的线性相位,其实它的单位冲击响应有如下特性:

$$h(n) = h(N-1-n) \quad (2.25)$$

因此,当 N 为偶数时

$$H(z) = \sum_{n=0}^{N/2-1} h(n) [Z^{-n} + Z^{-(N-1-n)}] \quad (2.26)$$

当 N 为奇数时

$$H(z) = \sum h(n) [Z^{-n} + Z^{-(N-1-n)}] h(N-1) / 2Z^{-(N-1)/2} \quad (2.27)$$

式(2.26)意味着实现直接型网络需 $N/2$ 次乘法,而式(2.27)则仅需要 $(N+1)/2$ 次乘法,他们都不像一般情况那样需要 N 次乘法,图 2.5 和 2.6 分别为他们对应的网络。