

Blackfin

在无线通信系统中的应用



董彬虹 杨炼 李强 编著



电子工业出版社
PUBLISHING HOUSE OF ELECTRONICS INDUSTRY
<http://www.phei.com.cn>

Blackfin 在无线通信系统中的应用

董彬虹 杨 炼 李 强 编著

電子工業出版社

Publishing House of Electronics Industry

北京 • BEIJING

内 容 简 介

DSP 芯片在无线通信中的应用日益广泛,它是基带处理和算法实现的核心部分。本书以 ADI 公司的 Blackfin®处理器为例,对其体系结构、软件开发做了详细的介绍,并详细讲解了基于 DSP 的通信技术与系统,对 DSP 在信道编码、数字滤波、自适应算法、扩频通信、OFDM 等通信研究领域的热点问题中的应用实例进行分析,使读者不仅对 DSP 的软硬件结构有了更加深刻的理解,而且对这些通信热点的理论有了更加深刻和全面的认识,提高读者在通信领域应用 DSP 解决实际问题的能力。

本书可作为通信、电子等领域的广大科研和工程技术设计人员的参考书,也可作为相关专业研究生和高年级本科生的参考教材。

未经许可,不得以任何方式复制或抄袭本书之部分或全部内容。

版权所有,侵权必究。

图书在版编目(CIP)数据

Blackfin 在无线通信系统中的应用/董彬虹,杨炼,李强编著. —北京:电子工业出版社,2009.3

ISBN 978-7-121-08116-3

I.B… II.①董…②杨…③李… III.数字信号—信号处理—微处理器—应用—无线电通信—通信系统 IV.TN92

中国版本图书馆 CIP 数据核字(2009)第 005803 号

策划编辑:高买花

责任编辑:何 况

印 刷: 北京京师印务有限公司
装 订:

出版发行:电子工业出版社

北京市海淀区万寿路 173 信箱 邮编 100036

开 本:787×1092 1/16 印张:26.75 字数:666.8 千字

印 次:2009 年 3 月第 1 次印刷

印 数:4000 册 定价:56.00 元

凡所购买电子工业出版社图书有缺损问题,请向购买书店调换。若书店售缺,请与本社发行部联系,联系及邮购电话:(010)88254888。

质量投诉请发邮件至 zltz@phei.com.cn, 盗版侵权举报请发邮件至 dbqq@phei.com.cn。

服务热线:(010)88258888。

前 言

DSP 的出现使半导体技术进入了一个全新的时代。20 多年以来, 它已经改变了人们的生活。其中一个最显著的影响是: 无线通信技术使人们广为受益, 越来越多的人以非常低的成本在享受其成果——手机。

DSP 芯片在无线通信中的应用日益广泛, 是基带处理和算法实现的核心部分。传统的无线通信系统纯粹以硬件方式实现, 现代的无线通信系统则越来越多地采用可编程数字信号处理器件来实现, 增强了设备的灵活性, 简化了开发研制的过程, 降低了系统成本。传统的模拟信号处理技术正被全新的数字信号处理 (Digital Signal Processing, DSP) 技术所替代, 数字化技术大大地减轻了模拟技术时代科技产品的瓶颈, 它将大量信息进行数字化的处理, 大大提高了现实信息的处理与传送能力, 绝大多数的无线通信技术都需要快速实时完成数字信号处理任务, 越来越多的高性能无线通信产品都依赖于 DSP 的运用。

本书在简明扼要地介绍数字信号处理理论与方法的基础上, 以 ADI 公司的 Blackfin[®] 处理器为例, 对其体系结构、软件开发做了详细的介绍, 并详细讲解了基于 DSP 的通信技术与系统, 对 DSP 在信道编码、数字滤波、自适应算法、扩频通信、OFDM 等通信研究领域的热点问题中的应用实例进行分析, 使读者不仅对 DSP 的软硬件结构有了更加深刻的理解, 而且对这些通信热点的理论有了更加深刻和全面的认识, 提高读者在通信领域应用 DSP 解决实际问题的能力。

本书由董彬虹主编。全书共分 10 章, 其中第 1~3 章由董彬虹编写, 第 4、第 7 和第 8 章由李强编写, 第 5 和第 6 章由杨炼编写, 第 9 章由程郁凡和董彬虹编写, 第 10 章由靳传学编写, 全书由董彬虹统稿。电子科技大学的研究生史峰旗、张振刚、郭剑、张伟和石锐等也做了许多工作。在编写过程中, 得到了电子工业出版社的大力支持, 在此一并表示感谢。

本书可作为通信、电子等领域的广大科研和工程技术设计人员的参考书, 也可作为相关专业研究生和高年级本科生的参考教材。

由于编著者水平有限, 错误和疏漏之处在所难免, 敬请广大读者批评指正。

编 者

2008.9

反侵权盗版声明

电子工业出版社依法对本作品享有专有出版权。任何未经权利人书面许可，复制、销售或通过信息网络传播本作品的行为；歪曲、篡改、剽窃本作品的行为，均违反《中华人民共和国著作权法》，其行为人应承担相应的民事责任和行政责任，构成犯罪的，将被依法追究刑事责任。

为了维护市场秩序，保护权利人的合法权益，我社将依法查处和打击侵权盗版的单位和个人。欢迎社会各界人士积极举报侵权盗版行为，本社将奖励举报有功人员，并保证举报人的信息不被泄露。

举报电话：(010) 88254396；(010) 88258888

传 真：(010) 88254397

E-mail: dbqq@phei.com.cn

通信地址：北京市万寿路 173 信箱

电子工业出版社总编办公室

邮 编：100036

目 录

第 1 章 概述	1
1.1 数字信号处理技术概述	1
1.1.1 模/数 (A/D) 变换	1
1.1.2 数/模 (D/A) 变换	4
1.1.3 处理信号序列	4
1.1.4 抽取和插值	5
1.2 现代无线通信技术与系统	7
1.2.1 现代无线通信技术的发展	7
1.2.2 现代无线通信系统的发展	10
1.3 基于 DSP 的通信系统结构	11
1.3.1 典型的 DSP 系统构成	11
1.3.2 DSP 系统的设计	12
1.4 DSP 芯片特点与选择	13
1.4.1 DSP 芯片的特点	13
1.4.2 DSP 芯片的选择	15
第 2 章 Blackfin 处理器基础	19
2.1 体系概述	19
2.1.1 什么是 Blackfin 处理器	19
2.1.2 Blackfin 处理器家族	19
2.2 内核结构	20
2.2.1 Blackfin 内核结构概述	20
2.2.2 寄存器组	21
2.2.3 桶形移位器	22
2.2.4 乘法—累加器 (乘法器)	23
2.2.5 算术逻辑单元 (ALU)	25
2.3 存储结构	26
2.3.1 内存结构	26
2.3.2 片内存储器	28
2.4 主要外设	39
2.4.1 外部总线	39
2.4.2 SPI	40
2.4.3 SPORT	40
2.4.4 UART	41
2.4.5 USB	41
2.4.6 PCI	42

2.4.7	PPI	43
2.4.8	TIMER	43
2.5	DMA 控制	43
2.5.1	DMA 概述	43
2.5.2	基于描述符 DMA 传送	44
2.5.3	基于自动缓冲 DMA 传送	45
2.5.4	存储器 DMA (MemDMA)	45
2.5.5	DMA 中止条件和 DMA 总线错误条件	46
2.5.6	二维 DMA 模式	46
2.6	中断控制	47
2.6.1	中断概述	47
2.6.2	系统中断过程	48
2.6.3	中断的全局禁止和使能	50
2.6.4	事件向量表	50
2.6.5	硬件错误中断	51
2.6.6	中断服务	52
2.6.7	非嵌套中断和嵌套中断	52
2.6.8	异常处理	53
2.7	硬件设计	53
2.7.1	引脚处理	53
2.7.2	管理时钟	53
2.7.3	配置和服务中断	55
2.7.4	信号量	55
2.7.5	外部存储器设计问题	56
2.7.6	高频设计	57
第 3 章	Blackfin 软件开发基础	59
3.1	Blackfin 指令概述	59
3.1.1	语法定义	59
3.1.2	记法定义	59
3.1.3	术语表	60
3.2	Blackfin 指令集	62
3.2.1	程序流程控制指令	62
3.2.2	加载/存储 (LOAD/STORE) 指令	64
3.2.3	寄存器数据转移 (MOVE) 指令	66
3.2.4	栈控制指令	66
3.2.5	逻辑运算指令	67
3.2.6	移位指令	69
3.2.7	算术运算指令	71

711	3.2.8 位操作指令	77
811	3.2.9 控制代码位 (CC) 操作指令	80
951	3.2.10 外部事件操作指令	81
951	3.2.11 高速缓存 (Cache) 控制指令	83
0E1	3.3 汇编编译器	84
2E1	3.3.1 汇编摘要	84
2E1	3.3.2 支持 C 结构的汇编器	84
1B1	3.3.3 汇编语法	84
141	3.4 C/C++ 编译器	90
541	3.4.1 C/C++ 编译器	90
541	3.4.2 数据类型存储长度	90
541	3.4.3 C/C++ 编译语言扩展	91
041	3.5 预处理命令	94
741	3.5.1 头文件	95
021	3.5.2 宏的编写	95
421	3.5.3 条件汇编和编译	96
001	3.6 C 代码优化	99
001	3.6.1 优化原则	99
E01	3.6.2 优化控制	100
401	3.7 C 与汇编混合编程	101
701	3.7.1 C/C++ 和汇编混合命名规则	102
801	3.7.2 C 运行环境下寄存器的使用	102
801	3.7.3 参数传递和局部堆栈存储分配——LINK 和 UNLINK 指令	102
871	3.7.4 在 C/C++ 程序中调用汇编子程序	103
471	3.7.5 在汇编程序中调用 C/C++ 函数	104
471	3.8 链接器与加载器	104
471	3.8.1 链接器	104
057	3.8.2 加载器	108
851	3.9 Visual DSP++ 简介	110
851	3.9.1 Visual DSP++ 总体介绍	110
E81	3.9.2 Visual DSP++ 特性	111
081	3.9.3 DSP 工程	112
081	3.9.4 工程开发	113
	第 4 章 数字调制的 DSP 实现	115
121	4.1 无线通信中的数字调制	115
001	4.1.1 无线通信系统对数字调制的要求	115
001	4.1.2 数字信号的带宽和功率谱密度	116
	4.2 脉冲成形器的设计方法	117

4.2.1	脉冲成形器的基本原理与设计方法	117
4.2.2	脉冲成形器的 Blackfin 实现	118
4.3	QPSK 的调制解调的设计方法	129
4.3.1	QPSK 调制解调的基本原理和设计方法	129
4.3.2	QPSK 调制解调的 Blackfin 实现	130
4.4	16QAM 调制解调的 DSP 实现	135
4.4.1	16QAM 的调制解调原理与设计方法	135
4.4.2	16QAM 调制解调的 Blackfin 实现	136
4.5	小结	141
第 5 章	数字滤波器的 DSP 实现	142
5.1	IIR 数字滤波器的 DSP 实现	142
5.1.1	IIR 滤波器的设计原理	142
5.1.2	MATLAB 中的 IIR 滤波器设计工具	146
5.1.3	IIR 滤波器的基本实现结构	147
5.1.4	数字滤波器在实现上的问题	150
5.1.5	IIR 数字滤波器的 Blackfin 实现	154
5.2	FIR 数字滤波器的 DSP 实现	160
5.2.1	FIR 滤波器的设计原理	160
5.2.2	MATLAB 中的 IIR 滤波器设计工具	163
5.2.3	FIR 滤波器的基本实现结构	164
5.2.4	IIR 与 FIR 滤波器的比较	167
5.2.5	FIR 数字滤波器在实现上的问题	168
5.2.6	FIR 数字滤波器的 Blackfin 实现	168
5.3	小结	173
第 6 章	自适应滤波器的 DSP 实现	174
6.1	自适应滤波器的基本原理与应用发展	174
6.1.1	自适应滤波器的组成	174
6.1.2	自适应滤波器的应用发展	176
6.2	自适应滤波器的结构与算法选择	178
6.2.1	自适应横式滤波器	178
6.2.2	自适应格形滤波器	183
6.2.3	最小二乘自适应滤波器	186
6.3	自适应滤波器的 Blackfin 实现	189
6.3.1	实现前的问题处理	189
6.3.2	用 LMS 算法实现自适应系统辨识	191
6.3.3	用漏损型 LMS 算法实现自适应预测	196
6.4	小结	199

第7章 均衡器的DSP实现	200
7.1 无线通信中的均衡技术	200
7.1.1 均衡原理	201
7.1.2 均衡类型	204
7.2 时域均衡技术	205
7.2.1 MLSE 算法	206
7.2.2 MAP 算法的设计与 Blackfin 实现	207
7.2.3 Turbo 均衡算法的设计与 Blackfin 实现	226
7.3 频域均衡技术	265
7.3.1 频域均衡原理	266
7.3.2 Turbo 频域判决反馈均衡	268
7.4 小结	269
第8章 DSP 在信道编解码中的应用	270
8.1 线性分组码的DSP实现	270
8.1.1 线性分组码原理与设计	270
8.1.2 汉明码的 Blackfin 实现	273
8.2 Reed-Solomon 码的DSP实现	280
8.2.1 RS 码原理与设计方法	281
8.2.2 RS 码的 Blackfin 实现	283
8.3 卷积码的DSP实现	311
8.3.1 卷积码原理与设计方法	311
8.3.2 卷积码的 Blackfin 实现	316
8.4 Turbo 码的基本原理与设计方法	327
8.4.1 Turbo 码的编码	327
8.4.2 Turbo 码的译码	328
8.5 小结	337
第9章 DSP 在扩频通信系统中的应用	338
9.1 扩频技术概述	338
9.1.1 扩频通信的基本概念	338
9.1.2 扩频技术的基本类型	341
9.1.3 扩频通信系统的主要特点	342
9.2 用于扩频系统的伪随机序列	343
9.2.1 随机序列和伪随机序列	343
9.2.2 m 序列	345
9.2.3 Gold 序列	349
9.3 直接序列扩频通信系统	352
9.3.1 直扩系统组成和原理	352
9.3.2 直扩系统的同步	354

9.3.3	直扩系统的性能	359
9.3.4	直扩技术的应用	360
9.4	跳频通信系统	362
9.4.1	跳频系统组成和原理	362
9.4.2	跳频系统的同步	364
9.4.3	跳频系统的性能	367
9.4.4	跳频技术的应用	371
9.5	m 序列和 Gold 序列的 Blackfin 实现	373
9.6	小结	379
第 10 章	DSP 在 OFDM 系统中的应用	380
10.1	OFDM 系统原理和在宽带通信中的应用	380
10.1.1	OFDM 系统原理	380
10.1.2	OFDM 系统在宽带通信中的应用	381
10.2	多载波调制基础	383
10.3	OFDM 调制解调的 Blackfin 实现	384
10.3.1	子载波映射	385
10.3.2	升采样	385
10.4	OFDM 系统中的同步原理	392
10.4.1	时间同步	393
10.4.2	频率同步	393
10.5	OFDM 同步的 Blackfin 实现	393
10.5.1	时间同步	394
10.5.2	PN 码的存取	396
10.5.3	滑动窗相关运算的实现	397
10.5.4	频率同步	397
10.6	OFDM 系统中的信道估计原理	398
10.6.1	OFDM 系统信道估计的 Blackfin 实现	400
10.6.2	频域估计	400
10.6.3	时域估计	413
参考文献		416

第1章 概述

DSP 的出现使半导体技术进入了一个全新的时代。20 多年以来, 它已经改变了人们的生活。其中一个最显著的影响是: 无线通信技术使人们广为受益, 越来越多的人以非常低的成本在享受其成果——手机。

现代的无线通信系统越来越多地采用可编程数字信号处理器件来实现, 增强了设备的灵活性, 简化了开发研制的过程, 降低了系统成本。传统的模拟信号处理技术正由全新的数字信号处理技术所替代, 它将大量信息进行数字化的处理, 大大提高了现实信息的处理与传送能力, 下面从数字信号处理技术的基本概念开始, 讲述 DSP 在无线通信系统中的应用。



1.1 数字信号处理技术概述

数字信号处理技术是一门涉及多学科而又广泛应用于诸多领域的新兴学科。20 世纪 60 年代以来, 随着计算机和信息技术的飞速发展, 数字信号处理技术应运而生, 并得到迅速发展。在过去的二十多年时间里, 数字信号处理技术已经在通信等领域得到极为广泛的应用。

在无线通信系统中, 信号是信息的载体, 有些是有用的, 另外一些可能是不想要的。因此, 从一个错综复杂的信息混合体中提取或增强有用信息是信号处理最为简单的形式。也就是说, 信号处理的本质是信息的变换和提取, 是将信息从各种噪声、干扰的环境中提取出来, 并变换为一种便于为人或机器所使用的形式。

从某种意义上说, 信号处理类似于“沙里淘金”的过程: 它并不能增加信息量 (即不能增加金子的含量), 但是可以把信息 (即金子) 从各种噪声、干扰的环境中 (即散落在沙子中) 提取出来, 变换成可以利用的形式 (如金条等)。如果不进行这样的变换, 信息虽然存在, 却是无法利用的, 这正如散落在沙中的金子无法直接利用一样。

数字信号处理技术就是以数字形式对信号进行采集、变换、滤波、估值、增强、压缩、识别等处理, 以得到符合人们需要的信号形式。

自然界中的大量信号均是以模拟形态存在的, 所以在利用数字信号处理方法处理这些信号之前, 一般要通过模/数 (A/D) 变换先将其转化为数字信号。而具体的处理过程则包括信号发生、频域分析、非线性处理及多采样率信号处理等。最后, 要恢复信号的本来面目, 还需要利用数/模 (D/A) 变换将其还原为模拟信号。



1.1.1 模/数 (A/D) 变换

A/D 变换的任务就是将模拟信号转换成数字信号, 以便于后续处理。它包括两个过程: 抽样和量化。

1. 抽样过程

如图 1-1 所示, 抽样操作将一个信号从连续时间表示形式转换成离散时间表示形式。



最简单的抽样器可以用如图 1-2 所示的开关电路实现, 每隔时间 T 合上, 瞬间又打开, 从而得到一个样本。继续做下去, 就得到一个间隔为 T 的离散序列。

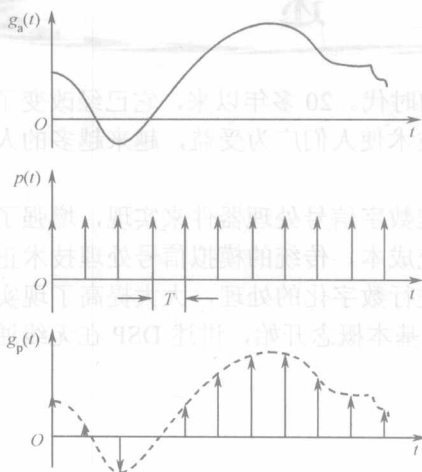


图 1-1 采样过程

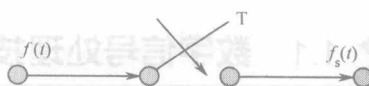


图 1-2 开关电路

采样中的另一个重要问题是采样频率的选取。

假定给定一个连续时间信号 $g_a(t)$, 采样后的信号为 $g_p(t)$, 可以用 $g_a(t)$ 和单位冲激串 $\delta_T(t)$ 相乘来得到

$$\begin{aligned} g_p(t) &= g_a(t) \delta_T(t) \\ &= g_a(t) \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \delta(t - kT) \\ &= \sum_{k=-\infty}^{+\infty} g_a(kT) \delta(t - kT) \end{aligned} \quad (1-1)$$

其中, T 是单位冲激串的周期, 也就是 $g_p(t)$ 中的样本间隔。

设 $g_a(t)$ 与 $g_p(t)$ 的傅里叶变换分别为 $G_a(j\Omega)$ 及 $G_p(j\Omega)$ (注: Ω 表示模拟角频率), 即

$$g_a(t) \leftrightarrow G_a(j\Omega)$$

$$g_p(t) \leftrightarrow G_p(j\Omega)$$

而

$$\delta_T(t) \leftrightarrow \Omega_0 \delta_{\Omega_0}(\Omega) = \frac{2\pi}{T} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \delta(\Omega - n\Omega_0) \quad (1-2)$$

根据频域卷积定理, 得

$$\begin{aligned} G_p(j\Omega) &= \frac{1}{2\pi} G_a(j\Omega) \Omega_0 \delta_{\Omega_0}(\Omega) \\ &= \frac{1}{T} G_a(j\Omega) \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \delta(\Omega - n\Omega_0) \\ &= \frac{1}{T} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} G_a(j(\Omega - n\Omega_0)) \end{aligned} \quad (1-3)$$

这是一个非常重要的结论：时域的离散化，造成了频域的周期化。如图 1-3 所示表示对连续信号 $g_a(t)$ 采样，从而使其采样信号 $g_p(t)$ 的频谱 $G_p(j\Omega)$ 周期化的过程。

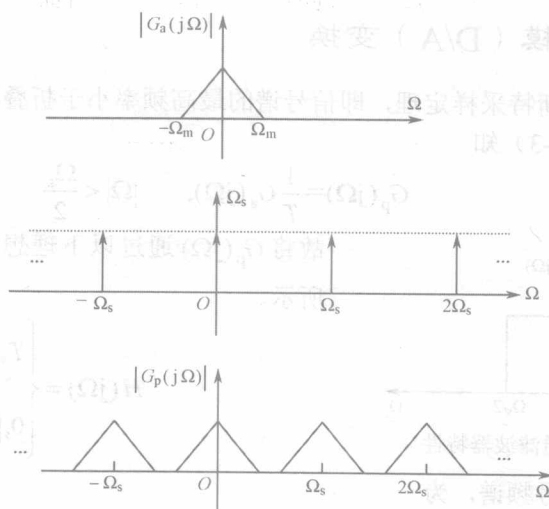


图 1-3 采样信号及其频谱示意图

从图 1-3 中可以看出，如果信号 $g_a(t)$ 是带限的，即当 $|\Omega| > \Omega_m$ 时， $G_a(j\Omega) = 0$ ，且采样频率足够高，即 $\Omega_s > 2\Omega_m$ ，则在周期化后的频谱 $G_p(j\Omega)$ 中，各周期的频谱就不会重叠。这样，只要将采样信号 $G_p(j\Omega)$ 通过一个合适的低通滤波器，就可以从 $G_p(j\Omega)$ 中取出 $G_a(j\Omega)$ ，即从 $g_p(t)$ 完全恢复原来的连续信号 $g_a(t)$ 。

反之，如果 $g_a(t)$ 不是带限的，即其频率成分延伸到无限宽。或者，即使 $g_a(t)$ 是带限的，但采样频率不够高，则采样后， $G_p(j\Omega)$ 中各周期的谱就会交叠。这种情况下，就无法从 $G_p(j\Omega)$ 中取出 $G_a(j\Omega)$ 。也就是说，无法从采样信号 $g_p(t)$ 完全地恢复原来的连续信号 $g_a(t)$ 。

由以上分析可以得出如下结论。

对于当 $|f| > f_m$ 时， $G_a(j\Omega) = 0$ 的带限信号，由间距不大于 $T = 1/2f_m$ 的均匀间隔上的采样序列唯一地确定，这就是时域采样定理，也称奈奎斯特 (Nyquist) 采样定理。 $f_0 = 2f_m$ 称为奈奎斯特采样频率。

可见，要使采样信号 $g_p(t)$ 无失真地保持连续信号 $g_a(t)$ 的全部信息，首先要使 $g_a(t)$ 通过一个截止频率为 f_m 的低通滤波器，滤掉原有信号中高于 f_m 的频率成分，使其成为一个带限信号。然后，选取高于 $2f_m$ 的采样频率对其采样，以便防止频谱的交叠而带来的信号失真。

2. 量化过程

通过上面的分析看出，采样器产生序列 $g_p[n] = g_a(t)|_{t=nT} = g_a(nT)$ ， $g_p[n]$ 是无限精度的，A/D 变换器中的量化器对采样得到的每个序列点 $g_p[n]$ 进行截尾或舍入的量化处理，用有限精度的数值来表示每个采样值，从而给出 $g[n] = Q(g_p[n])$ 。



通常在数字信号处理中,需要分析 A/D 变换量化效应,目的在于选择合适的字长,以满足信噪比指标。



1.1.2 数/模 (D/A) 变换

如果满足奈奎斯特采样定理,即信号谱的最高频率小于折叠频率,则采样不会产生频谱混叠,由式 (1-3) 知

$$G_p(j\Omega) = \frac{1}{T} G_a(j\Omega), \quad |\Omega| < \frac{\Omega_s}{2}$$

故将 $G_p(j\Omega)$ 通过以下理想低通滤波器,如图 1-4 所示。

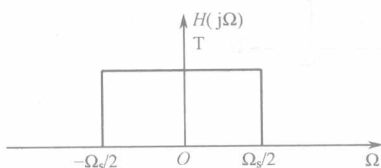


图 1-4 理想低通滤波器特性

$$H(j\Omega) = \begin{cases} T, & |\Omega| < \frac{\Omega_s}{2} \\ 0, & |\Omega| \geq \frac{\Omega_s}{2} \end{cases}$$

就可得到原信号频谱,为

$$Y_a(j\Omega) = G_p(j\Omega)H(j\Omega) = G_a(j\Omega)$$

所以输出端即为原模拟信号

$$y_a(t) = g_a(t)$$

理想低通滤波器虽不可实现,但是在一定精度范围内,可用一个可实现的滤波器来逼近它。



1.1.3 处理信号序列

在实际进行数字信号处理中,通常会遇到的问题包括信号发生、谱分析等。

最常见的数字信号发生为正弦序列的产生。由于大多数的数字信号都可以分解为复指数序列的线性组合,而正弦序列与复指数序列从本质上讲是没有区别的,所以正弦序列的产生在数字信号处理中是非常重要的。

正弦序列的产生可以利用查表的方式完成,即事先将正弦信号一个周期的数值计算出来放置于存储器中,需要的时候采用查表的方式取用并输出;另外一种方式便是基于数字振荡器的原理,利用迭代的方式产生。

对信号进行谱分析是一种信号处理的重要和有效的手段,利用它可以加深对信号的认识。最常用的一种谱分析变换工具就是傅里叶变换,利用这种变换手段,可以将信号从时域变换至频域。

在数字信号处理中常见的傅里叶变换有离散时间傅里叶变换 (DTFT) 和离散傅里叶变换 (DFT),其变换公式为式 (1-4) 和式 (1-5)。

$$X(e^{j\omega}) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x[n]e^{-j\omega n} \quad (1-4)$$

$$X[k] = \sum_{n=0}^{N-1} x[n]W_N^{nk}, \quad k = 0, 1, \dots, N-1 \quad (1-5)$$

在 DFT 中, 要求待变换的信号为有限长。所以在实际中, 往往要把观测的信号限制在一定长的时间之内, 设原来延伸到无限处的信号为 $x_1[n]$, 其频谱为 $X_1(e^{j\omega})$; 所截取出的一个时间段的信号为 $x_2[n]$, 其频谱为 $X_2(e^{j\omega})$ 。这里, 取出有限数据, 就相当于对 $x_1[n]$ 在时域乘以一个矩形窗函数——数据突然截断, 窗内数据并不改变, 时域相乘 ($x_1[n]$ 与矩形窗相乘得到 $x_2[n]$), 则在频域中相当于参与相乘的两个波形 (所研究的波形 $x_1[n]$ 及矩形窗波形 $w[n]$) 各自的频谱的周期卷积过程, 造成所得到的频谱 $X_2(e^{j\omega})$ 与原来的频谱 $X_1(e^{j\omega})$ 不相同, 有失真, 这种失真主要会造成频谱的“扩展” (拖尾、展宽), 这就是所谓的“频谱泄漏”。

由于 DFT 是数字信号处理中一种有效的变换工具, 而其固有的特性造成的这种频谱泄漏又不可避免, 只有尽量想办法减小泄漏。减小泄漏的方法, 首先是取更长的研究数据, 也就是窗宽加宽, 当然数据太长, 必然使运算存储量都增加。其次是数据不要突然截断, 也就是不要加矩形窗, 而是要缓慢截断, 即加各种缓变的窗 (如三角窗、升余弦窗等), 使得窗谱的旁瓣能量更小, 卷积后造成的泄漏减小。



1.1.4 抽取和插值

在有些数字信号处理系统中, 会出现采样频率的变换问题, 即系统工作在“多采样率”情况下。例如, 多媒体的传输、语言、视频、数据等, 它们的频率很不相同, 采样率自然不同, 必须进行采样率的转换; 又如, 为了减少采样率太高造成的数据冗余, 有时需要降低采样率; 再如, 两数字系统的时钟频率不同, 信号要在此两系统间传输时, 为了便于信号的处理、编码、传输和存储, 则要求根据时钟频率对信号的采样率加以转换, 等等。

上面的各种应用都要求转换采样率, 或者要求系统工作在多采样率状态, 经过人们不断地研究, “多采样率信号处理”的重要性已逐渐显现出来, 使它成为数字信号处理的一个重要内容。

减少采样率的过程称为信号的“抽取”, 也称为“采样率压缩”; 增加采样率的过程称为信号的“插值”, 也称为“采样率扩张”。抽取和插值有时是整数倍的, 有时是有理分数倍的。

(1) 整数倍抽取的实现原理, 时域和频域的变化情况

整数倍 (M 倍) 抽取是指每次抽样保留输入序列中的第 M 个样本, 而除去中间的 $M-1$ 个样本。抽取过程表示为

$$y[n] = x[nM] \quad (1-6)$$

可以用图 1-5 表示其工作过程。

可以得到 $Y(z) = \frac{1}{M} \sum_{k=0}^{M-1} X(z^{1/M} W_M^{-k})$, 以 2 倍抽取器

为例, 即 $M=2$, 可得

$$Y(e^{j\omega}) = \frac{1}{2} \{X(e^{j\omega/2}) + X(-e^{j\omega/2})\} = \frac{1}{2} \{X(e^{j\omega/2}) + X(e^{j(\omega-2\pi)/2})\}$$

抽取的频谱变化过程如图 1-6 所示。



图 1-5 整数倍 (M 倍) 抽取

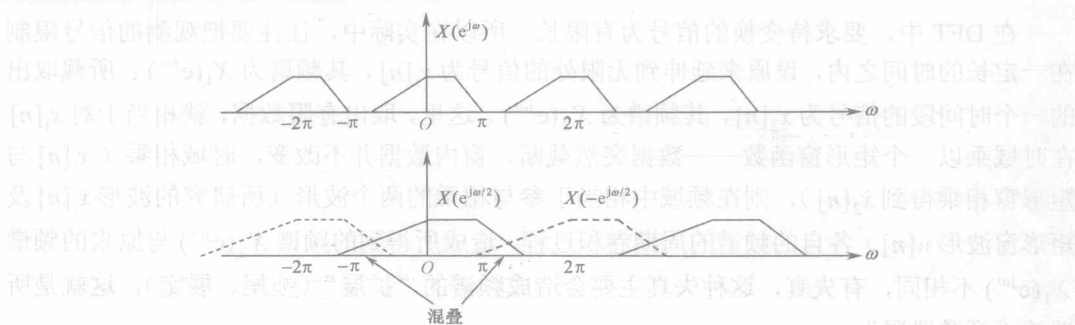


图 1-6 2 倍抽取的频谱变化过程

可以知道, 在降采样率时, $X(e^{j\omega})$ 的原形状会丢失, 即发生混叠现象。 M 倍下抽样器的输出和输入之间傅氏变换的关系为

$$Y(e^{j\omega}) = \frac{1}{M} \sum_{k=0}^{M-1} X(e^{j(\omega - 2\pi k)/M}) \quad (1-7)$$

图 1-7 M 倍抽取的实现过程

所以在抽取以前, 为了避免引起混叠, 信号需要通过一个低通滤波器来带限到 $|\omega| < \pi/M$, 即

(2) 整数倍内插的实现原理, 时域和频域的变化情况

整数倍 (L 倍) 内插是指通过对原离散信号的两个连续样本间插入 $L-1$ 个等距的样本值 (不一定为 0), 亦即采样因子为 L 的升采样。内插后的序列长度为原来的 L 倍, 内插过程表示为

$$x_u[n] = \begin{cases} x[n/L], & n = 0, \pm L, \pm 2L \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (1-8)$$

可以用图 1-8 表示其工作过程

可以得到: $X_u(z) = X(z^L)$, $X_u(e^{j\omega}) = X(e^{j\omega L})$, 对于 $L=2$ 时, 可得图 1-9。

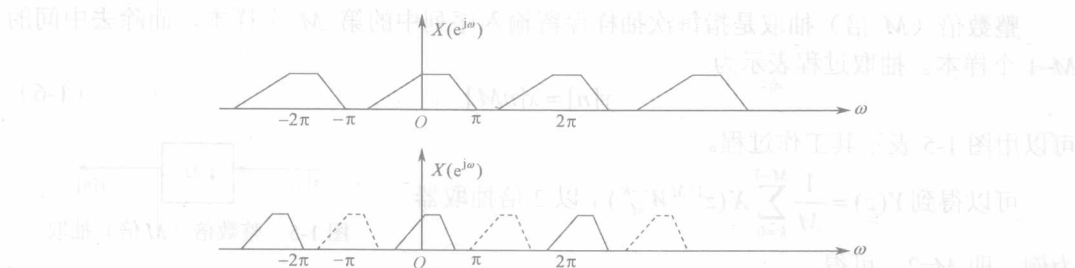
图 1-8 整数倍 (L 倍) 内插

图 1-9 2 倍内插的频谱变化过程

如图 1-9 所示, 2 倍的抽样率扩展导致频谱的 2 倍重复, 表明傅里叶变换以 2 倍压缩。因此可得输入频谱的一个额外镜像, 这个过程也叫做映射。内插后不必要的镜像必须用