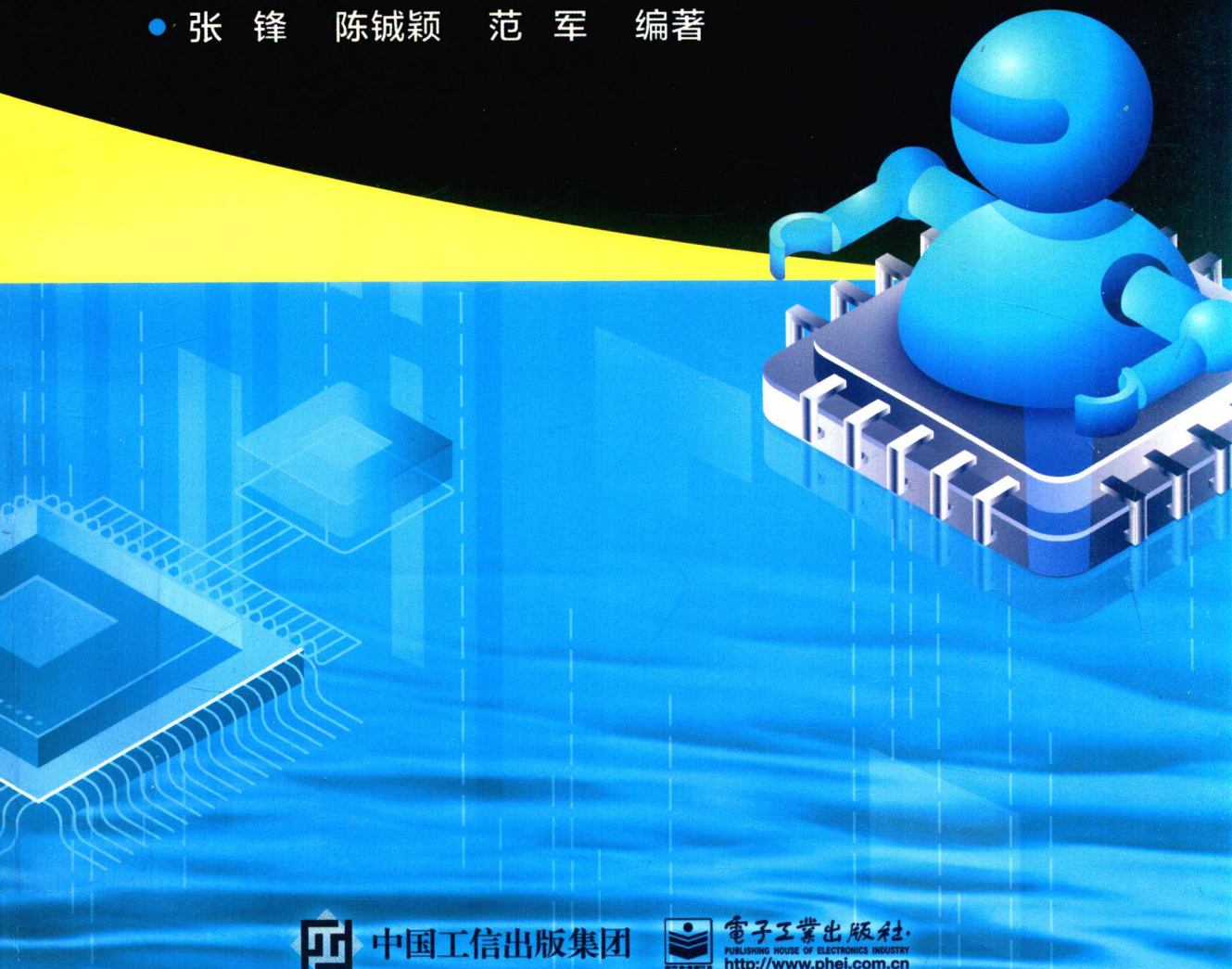




EDA 应用技术

CMOS 模 / 数转换器 设计与仿真

● 张 锋 陈铨颖 范 军 编著



中国工信出版集团



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

EDA 应用技术

CMOS 模/数转换器设计与仿真

张 锋 陈钺颖 范 军 编著



電子工業出版社

Publishing House of Electronics Industry

北京·BEIJING

内 容 简 介

在自然界中,人们能感受到的信号都是模拟量,如声音、风力、振动等。随着 21 世纪信息社会的到来,人们要对模拟信号进行精细化的数字处理。模/数转换器承担着模拟数据获取与重构的重任,也自然成为模拟世界与数字世界的桥梁。目前,模/数转换器广泛应用于语音处理、医疗监护、工业控制及宽带通信等领域中,是现代电子设备必不可少的电路模块。

本书采取理论与设计实例相结合的方式,分章节介绍了模/数转换器的基础知识,以及流水线型模/数转换器、逐次逼近型模/数转换器、Sigma-Delta 模/数转换器三大类结构。最后,还对重要的高速串行接口电路进行了分析讨论。

通过对本书的学习,读者可以深刻了解 CMOS 模/数转换器理论和基本设计方法。本书适合从事 CMOS 模拟集成电路设计的技术人员阅读使用,也可作为高等学校相关专业的教学用书。

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

CMOS 模/数转换器设计与仿真 / 张锋, 陈铨颖, 范军编著. —北京: 电子工业出版社, 2019.5

(EDA 应用技术)

ISBN 978-7-121-36411-2

I. ①C… II. ①张… ②陈… ③范… III. ①CMOS 电路—电路设计—计算机仿真 IV. ①TN432.02

中国版本图书馆 CIP 数据核字(2019)第 079726 号

策划编辑: 张 剑 (zhang@phei.com.cn)

责任编辑: 靳 平

印 刷: 三河市双峰印刷装订有限公司

装 订: 三河市双峰印刷装订有限公司

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: 15.75 字数: 403.2 千字

版 次: 2019 年 5 月第 1 版

印 次: 2019 年 5 月第 1 次印刷

定 价: 68.00 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, 88258888。

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

本书咨询联系方式: zhang@phei.com.cn。

前 言

模/数转换器 (Analog-to-Digital Converter, ADC) 作为混合信号集成电路的典型代表, 是各类电路和系统中不可替代的组成部分, 在工业控制、通信传输、医疗监护、国防军事中发挥着重要作用。掌握基本模/数转换器的设计是广大模拟、混合信号集成电路工程师所必备的技能之一。

本书编著者结合理论与工程实例详细介绍了流水线型模/数转换器、逐次逼近型模/数转换器、Sigma-Delta 模/数转换器三类主要模/数转换器的设计方法, 并结合混合信号集成电路中一类重要的接口电路——高速串行接口电路进行分析讨论, 供学习 CMOS 模拟集成电路设计与仿真的读者参考讨论之用。

本书内容主要分为 3 部分, 共 9 章。

第 1 章和第 2 章首先介绍模/数转换的基本原理和模/数转换器的基础知识, 主要包括采样、保持、量化、编码及模/数转换器相关参数的定义, 可使读者对模/数转换器有一个概括性的了解。

第 3~8 章详细介绍了流水线型模/数转换器、逐次逼近型模/数转换器、Sigma-Delta 模/数转换器三类主要模/数转换器的基本理论和设计方法。其中, 第 5~8 章重点对单环、多位量化及亚阈值反相器型 Sigma-Delta 模/数转换器进行了探讨。

第 9 章在分析高速串行接口电路概念和原理的基础上, 通过实例介绍 5Gbit/s 高速串行接口发送端和接收端的电路设计, 作为混合信号集成电路设计的补充知识。

本书内容丰富, 具有较强的实用性。本书由中国科学院微电子研究所张锋研究员主持编写, 厦门理工学院微电子学院陈铖颖老师、中国科学院微电子研究所高级工程师范军和厦门理工学院微电子学院陈黎明老师一同参与完成。其中, 张锋研究员完成了第 1、9 章的编写, 陈铖颖完成了第 2~4 章和第 7 章的编写, 第 5 和第 6 章由范军编写, 陈黎明完成第 8 章的编写工作。此外, 中国科学院微电子研究所联合培养的研究生樊明同学、李熙泽同学也查阅了大量资料, 参与了本书第 2 章和第 3 章的编写工作, 正是有了大家的共同努力, 才使本书得以顺利完成。

本书涉及知识面较广, 但由于时间和编著者水平有限, 书中难免存在不足和局限, 恳请读者批评指正。

编著者

目 录

第 1 章 模/数转换原理	1
1.1 采样原理	1
1.2 采样保持电路及跟踪保持电路	12
1.2.1 采样保持电路	12
1.2.2 特殊的性能参数	14
1.2.3 电容和开关的应用	15
1.2.4 跟踪保持电路	23
1.3 量化	27
1.3.1 线性度	28
1.3.2 量化误差	30
1.3.3 信号与噪声	33
第 2 章 模/数转换器基础	35
2.1 性能参数的定义	35
2.1.1 直流参数	36
2.1.2 交流特性	42
2.1.3 数字接口	47
2.1.4 功耗指标	51
2.1.5 抖动	51
2.2 模/数转换器的结构	52
2.2.1 流水线型模/数转换器	52
2.2.2 逐次逼近型模/数转换器	54
2.2.3 Sigma-Delta 模/数转换器	55
第 3 章 流水线型模/数转换器	60
3.1 流水线型模/数转换器的工作原理	60
3.1.1 采样保持电路	62
3.1.2 减法放大电路	63
3.1.3 比较器电路	65
3.1.4 冗余校正	66
3.2 流水线型模/数转换器的非理想因素与误差源	67
3.2.1 噪声	67
3.2.2 静态误差	69
3.2.3 动态误差	70
3.3 流水线型模/数转换器电路设计实例	72
3.3.1 工作原理	72

3.3.2	模块电路设计	73
3.3.3	采样保持和减法放大共享的流水线型模/数转换器测试结果分析	82
3.4	参考文献	87
第4章	逐次逼近型模/数转换器	89
4.1	采样保持电路	90
4.2	电容式数/模转换器	92
4.2.1	电容式数/模转换器的基本结构	94
4.2.2	修调方案	96
4.2.3	电容式数/模转换器版图的实现	102
4.3	比较器	104
4.3.1	基本比较器的结构	104
4.3.2	版图的注意事项	108
4.3.3	噪声的注意事项	110
4.4	参考缓冲器	112
4.4.1	内部参考缓冲器	113
4.4.2	带片外电容的参考缓冲器	113
4.4.3	改进的参考方案	114
4.4.4	参考噪声	115
4.5	噪声估值	116
4.5.1	新型过采样法	117
4.5.2	电源所引起的噪声和失真	118
4.6	10位/1MHz 逐次逼近型模/数转换器设计	120
4.7	参考文献	127
第5章	Sigma-Delta 模/数转换器	128
5.1	Sigma-Delta 模/数转换器的工作原理	128
5.1.1	Sigma-Delta 调制器过采样	129
5.1.2	Sigma-Delta 调制器噪声整形	130
5.1.3	Sigma-Delta 模/数转换器中的数字抽取滤波器	134
5.1.4	Sigma-Delta 调制器参数与性能指标	135
5.2	Sigma-Delta 调制器的结构	136
5.2.1	低阶 Sigma-Delta 调制器的结构	137
5.2.2	单环高阶调制器的结构	140
5.2.3	级联低阶调制器的结构	142
5.2.4	多位量化 Sigma-Delta 调制器的结构	144
5.3	Sigma-Delta 调制器非线性分析	145
5.3.1	Sigma-Delta 调制器的积分器泄漏	145
5.3.2	Sigma-Delta 调制器的电容失配	146
5.3.3	Sigma-Delta 调制器的时钟采样误差	148
5.3.4	与放大器有关的建立误差分析	149

5.4	参考文献	151
第 6 章	单环 Sigma-Delta 调制器	153
6.1	单环 Sigma-Delta 调制器性能参数的选择	153
6.2	单环 Sigma-Delta 调制器的行为级仿真	154
6.2.1	单环 Sigma-Delta 调制器传递函数的行为级仿真	155
6.2.2	单环 Sigma-Delta 调制器电路参数的行为级仿真	157
6.3	单环 Sigma-Delta 调制器的开关电容电路实现	158
6.3.1	开关电容电路	158
6.3.2	采样电容	160
6.3.3	积分器	161
6.4	单环 Sigma-Delta 调制器的电路设计及仿真结果分析	161
6.4.1	积分器的设计与仿真	161
6.4.2	量化器的设计与仿真	165
6.4.3	分相时钟电路的设计与仿真	167
6.4.4	单环 Sigma-Delta 调制器的仿真	168
6.5	单环 Sigma-Delta 调制器的版图设计与实验结果	169
6.5.1	单环 Sigma-Delta 调制器的版图设计	170
6.5.2	单环 Sigma-Delta 调制器的实验结果	172
6.6	参考文献	173
第 7 章	多位量化 Sigma-Delta 调制器	175
7.1	多位量化 Sigma-Delta 调制器的结构	175
7.2	Sigma-Delta 调制器行为级建模与仿真	179
7.2.1	理想 Sigma-Delta 调制器行为级建模与仿真	180
7.2.2	非理想 Sigma-Delta 调制器行为级建模与仿真	181
7.3	Sigma-Delta 调制器的电路实现	186
7.4	电路模块的设计	188
7.4.1	低功耗运算放大器	189
7.4.2	量化器	192
7.4.3	DWA 电路	194
7.5	芯片实现与测试结果	196
7.6	参考文献	197
第 8 章	低功耗 Sigma-Delta 调制器	199
8.1	低功耗 Sigma-Delta 调制器电路	199
8.1.1	前馈 Sigma-Delta 调制器的结构	199
8.1.2	低功耗运算放大器	201
8.1.3	低功耗比较器	204
8.2	亚阈值反相器型 Sigma-Delta 调制器设计	204
8.2.1	电路原理	204
8.2.2	电路设计	206

8.2.3	电路测试结果	209
8.3	参考文献	211
第 9 章	高速串行接口电路	213
9.1	高速串行接口通信协议架构	213
9.1.1	发送器的常用结构	214
9.1.2	接收器的常用结构	215
9.2	高速串行接口性能评价标准	217
9.2.1	眼图	217
9.2.2	抖动	217
9.2.3	误码率	218
9.3	高速串行接口结构分析	220
9.4	5Gbit/s 高速串行接口电路设计	222
9.4.1	高速串行接口发送端电路	222
9.4.2	高速串行接口接收端电路	225
9.5	5Gbit/s 高速串行接口芯片测试	239
9.5.1	发送端测试	240
9.5.2	接收端测试	241
9.6	参考文献	241

第1章 模/数转换原理

在自然界中,人们能感受到的信号都是模拟量,如声音、风力、振动等。随着 21 世纪信息社会的到来,人们要对模拟信号进行精细化的数字处理。模/数转换器(Analog-to-Digital Converter, ADC)承担着模拟数据的获取与重构的重任,自然就成为模拟世界与数字世界的桥梁。目前,模/数转换器广泛应用于语音处理、医疗监护、工业控制及宽带通信等领域中,是现代电子设备必不可少的电路模块。

在本章中,我们将对模/数转换中的采样、保持及量化 3 个基本概念进行分析讨论,作为研究模/数转换器的基础知识。



1.1 采样原理

采样是模/数转换中的第一步,也是最为重要的转换环节。本节将详细介绍采样原理及采样的基本步骤,同时对调制及噪声采样也进行相关讨论。

采样技术在我们的日常生活中随处可见,一部电影实际上是由一帧帧采样后的画面构成的;同样,广播信号也可以分解为单音节的采样语音信号。采样过程决定了预定时刻的信号值,而采样的确切时间则是由采样频率 f_s 来限定的,即

$$t = n/f_s = nT_s, \quad n = -\infty, \dots, -2, -1, 0, 1, 2, \dots, \infty \quad (1.1)$$

我们将每两个采样时刻的时间间隔定义为采样周期 T_s 。通过采样,可以将连续时间信号转换为离散时间信号。采样过程可以应用于不同的信号中。最常见的是模拟连续时间信号经过采样后,转换为模拟离散时间信号。当然,诸如脉冲宽度调制信号等连续时间数字信号也可以进行采样操作。

在数学上,我们用狄拉克函数 $\delta(t)$ 来表示采样过程。 $\delta(t)$ 的结构比较特殊,它仅仅在整数的范围内可定义,即由狄拉克函数提供的积分变量在某一点的积分值为

$$\int_{t=-\infty}^{\infty} f(t)\delta(t-t_0)dt = f(t_0) \quad (1.2)$$

在通常情况下,当 $\varepsilon \rightarrow 0$ 时,我们认为狄拉克函数的积分值近似为 1,即

$$\begin{aligned} \varepsilon(t) &= 0, & -\infty < t < 0 \\ \varepsilon(t) &= 1/\varepsilon, & 0 < t < \varepsilon \\ \varepsilon(t) &= 0, & \varepsilon < t < \infty \end{aligned} \Rightarrow \int_{t=-\infty}^{\infty} \delta(t)dt = 1 \quad (1.3)$$

一个狄拉克脉冲序列可以定义为

$$\delta_s(t) = \sum_{n=-\infty}^{n=\infty} \delta(t - nT_s) \quad (1.4)$$

此时,这个具有时间间隔为 T_s 的脉冲序列等效为一个离散傅里叶序列。因此,这个离

散傅里叶序列除了基波 $f_s=1/T_s$ 以外, 还具有其他谐波分量。设每一个谐波分量 kf_s 的倍乘系数为 C_k , 我们可以得到该序列的表达式为

$$\sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t-nT_s) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} C_k e^{jk2\pi f_s t} \quad (1.5)$$

只考虑单边带的情况时, 根据傅里叶反变换, 可以得到系数 C_k 为

$$C_k = \frac{1}{T_s} \int_{-T_s/2}^{T_s/2} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t-nT_s) e^{-jk2\pi f_s t} dt \quad (1.6)$$

在可积分范围内, 当 $t=0$ 时仅存在一个狄拉克脉冲, 所以式 (1.6) 可以简化为

$$C_k = \frac{1}{T_s} \int_{-T_s/2}^{T_s/2} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t-nT_s) e^{-jk2\pi f_s t} dt = \frac{1}{T_s} e^{-jk2\pi f_s \times 0} = \frac{1}{T_s} \quad (1.7)$$

在时域中, 我们将 C_k 的计算结果代入狄拉克脉冲序列的离散傅里叶变换 (Discrete Fourier Transform, DFT) 表达式中, 可得

$$\sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t-nT_s) = \frac{1}{T_s} \sum_{k=-\infty}^{\infty} e^{jk2\pi f_s t} = \frac{1}{T_s} \int_{f=-\infty}^{\infty} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta(f-kf_s) e^{jk2\pi f_s t} df \quad (1.8)$$

式 (1.8) 中的最后一项是对频率求和的标准反傅里叶变换。因此, 对于离散傅里叶序列, 狄拉克函数之和在时域内和频域内的关系为

$$\sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t-nT_s) \Leftrightarrow \frac{1}{T_s} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta(f-kf_s) \quad (1.9)$$

从式 (1.9) 可以看出, 无限短时脉冲序列会在采样频率的倍频处产生无限频率序列分量。快速傅里叶变换 (Fast Fourier Transform, FFT) 是计算 DFT 的有效方法。该方法可以以频率 $f_{\text{bin}} = 1/T_{\text{means}}$ 的间隔对信号进行网格状量化。因此, 我们使用 DFT 或 FFT 可以精确地分析一个离散时间重复信号。但如果我们用 FFT 算法来处理连续时间信号, 那么就会发生频率量化或离散化现象, 从而产生误差。

在带宽 BW 之内, 信号 $A(t)$ 所对应的响应为 $A(\omega) = A(2\pi f)$ 。模拟信号的采样过程如图 1.1 所示, 同时有

$$A(\omega) = \int_{t=-\infty}^{\infty} A(t) e^{-j2\pi f t} dt \quad (1.10)$$

从数学角度考虑, 采样过程可以理解为将连续时间信号 $A(t)$ 乘以狄拉克脉冲序列, 从而由图 1.1 (a) 得到图 1.1 (b) 中的离散时间信号。因此, 在采样周期 T_s 成倍的时间点上, 我们定义连续时间函数与狄拉克序列作用的结果为

$$A_s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} A(t) \delta(t-nT_s) \Rightarrow \sum_{n=-\infty}^{\infty} A(nT_s) \quad (1.11)$$

继续采用频域中对采样信号的描述方法, 在频域内, 连续时间函数 $A(t)$ 的时间序列采样值 $A_s(t)$ 定义为 $A_s(\omega)$, 即

$$\begin{aligned} A_s(\omega) &= \int_{t=-\infty}^{\infty} \left[\sum_{n=-\infty}^{\infty} A(t) \delta(t-nT_s) \right] e^{-j2\pi f t} dt \\ &= \int_{t=-\infty}^{\infty} A(t) \frac{1}{T_s} \sum_{k=-\infty}^{\infty} e^{jk2\pi f_s t} e^{-j2\pi f t} dt \end{aligned}$$

$$= \sum_{k=-\infty}^{\infty} \frac{1}{T_s} \int_{-\infty}^{\infty} A(t) e^{-j2\pi(f - kf_s)t} dt \quad (1.12)$$

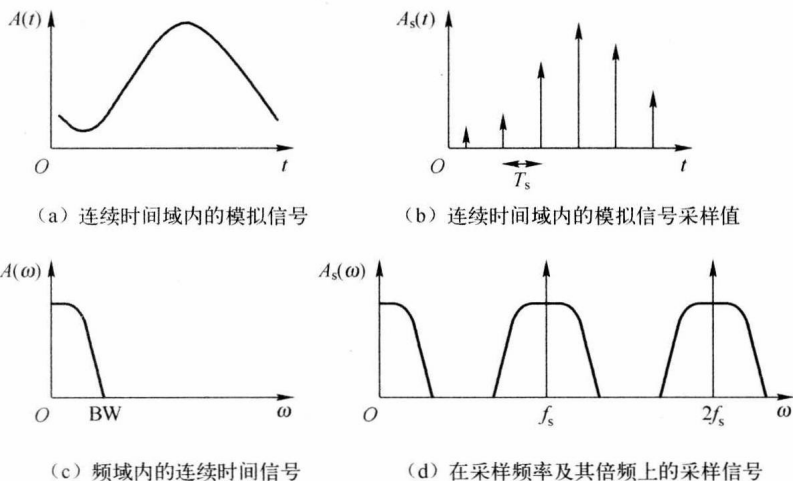


图 1.1 模拟信号的采样过程

将式 (1.12) 的最终积分结果与之前 $A(\omega)$ 的转换结果进行比较, 我们可以发现该积分结果等价于将傅里叶变换结果进行了 $k\omega_s$ 的频移, 因此完整的频谱 A_s 为

$$A_s(\omega) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \frac{1}{T_s} A(\omega - k\omega_s) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \frac{1}{T_s} A(2\pi(f - kf_s)) \quad (1.13)$$

这时原始的连续时间信号 $A(t)$ 只与频域信号 $A(\omega)$ 中的一个频带相关联。我们再利用狄拉克脉冲序列对该信号进行采样, 就可以在采样频率 f_s 倍频的两侧产生原始频谱信号 $A(\omega)$ 的复制。

在时间连续域中, 即使信号频率不同, 当采用同样间隔的采样频率对其进行采样时, 也可能得到同样的采样数据。例如, 采用 2MHz 采样时钟信号对 100kHz、1.9MHz、3.9MHz 连续时间信号的采样结果如图 1.2 所示, 虽然 100kHz、1.9MHz、3.9MHz 在时域的信号完全不同, 当采用 2MHz 采样时钟信号对它们采样时, 仍可能得到同样的结果。

从以上讨论中, 我们可以得出两个结论: 连续时间域中的每个信号都被映射为基带信号的一个样品组; 连续时间域中的不同信号在离散时间域中可能具有相同的表示形式。

1. 混叠

从前面的讨论中, 我们知道如果信号在连续时间域内增加带宽, 那么在采样频率倍频处的镜像信号频带也会随之加宽。当信号带宽大于采样频率 1/2 时, 采样结束后的信号通带会发生交叠现象, 这种现象称为混叠现象。与原始信号通带最接近的镜像信号上边带称为混叠带。混叠现象如图 1.3 所示。

因此, 在离散时间域中, 最大可用的信号带宽必须满足: $BW \leq f_s/2$ 。

2. 亚采样

在之前的讨论中, 我们都假设输入信号为一个从 0Hz 开始, 带宽为 BW 的基带信号。混叠带出现在采样频率及其谐波附近。这种有用频带的选择对于大多数设计都是必需的。然

而在实际情况中,当信号带宽上限位于较高的频率甚至超过采样频率时,我们依然可以对其进行采样,这时可以通过与其频率最为接近的采样信号谐波进行采样。同样地,此时信号频带也会出现在 0Hz 及所有采样频率的倍频处,这个采样过程称为欠采样或亚采样。

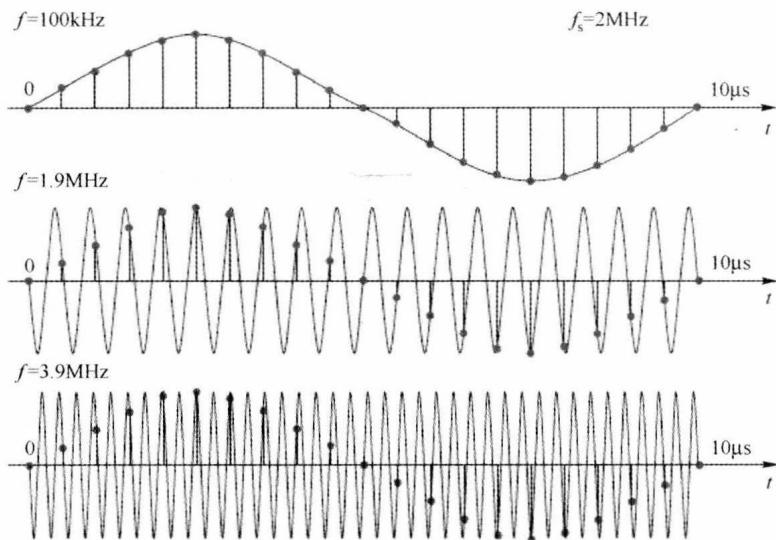


图 1.2 采用 2MHz 采样时钟信号对 100kHz 、 1.9MHz 、 3.9MHz 连续时间信号的采样结果

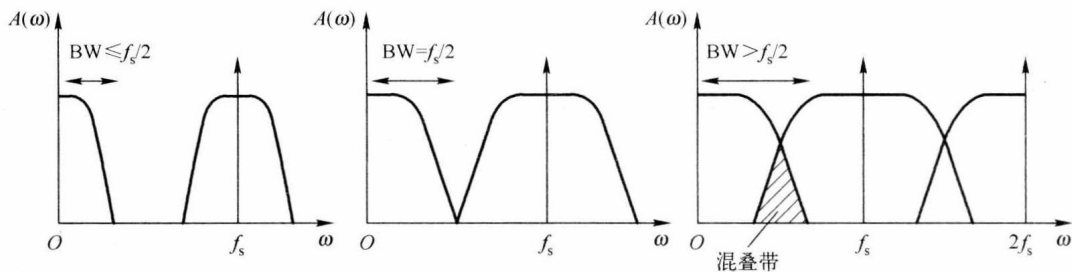


图 1.3 混叠现象

此时,如果有信号分量位于采样频率附近,那么它们也会被采样到相同的频带中,这就会导致混叠现象的产生。在一些通信系统中,工程师们会使用这种亚采样技术来进行信号解调,中频调频信号的解调和亚采样过程(信号带宽为 10.7MHz ,采样频率为 5.35MHz)如图 1.4 所示。在以下 3 种情况中,当不必要的信号出现在信号通带内,我们会采用亚采样技术进行消除。

- (1) 在基带信号中出现谐波失真。
- (2) 在输入信号频带内出现热噪声。
- (3) 其他电路或天线产生了干扰信号。

3. 采样、调制和斩波

在实际中,信号的采样与信号的调制过程类似。在这两个过程中,都产生了原始信号的频带移动。信号的调制和采样如图 1.5 所示,在调制过程中,正弦波调制信号乘以基带信号,在载波频率附近产生上边带和下边带的调制信号。在理想情况下,调制和采样频率信号并不会出现在最终的频谱中,这里保留它们作为参考频率信号。

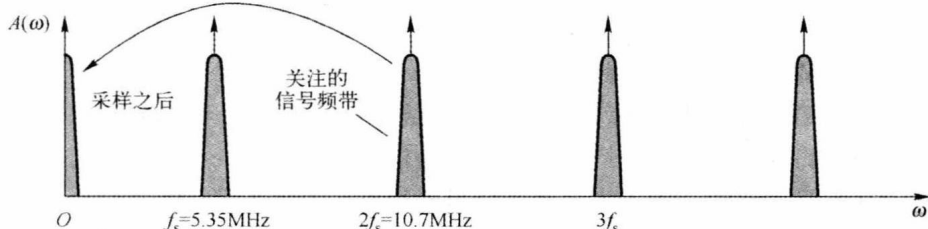


图 1.4 中频调频信号的解调和亚采样过程 (信号带宽为 10.7MHz, 采样频率为 5.35MHz)

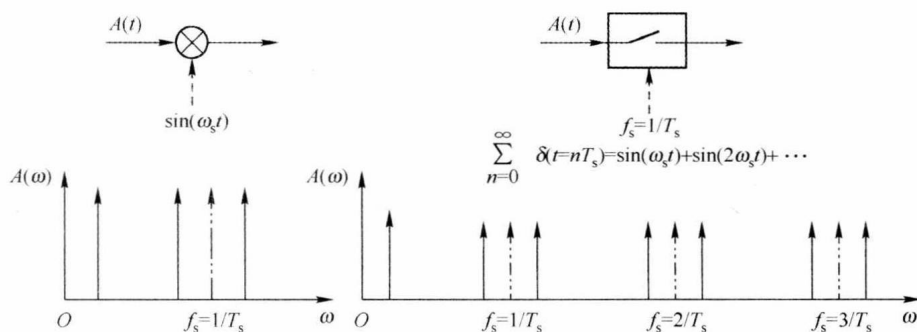


图 1.5 信号的调制和采样

从数学角度考虑, 调制的过程就是信号与角频率为 ω_{local} 的正弦波信号相乘的过程, 即

$$G_{\text{mix}}(t) = A(t) \sin(\omega_{\text{local}} t) \quad (1.14)$$

$$A \sin(\omega t) \sin(\omega_{\text{local}} t) = \frac{A}{2} \cos[(\omega_{\text{local}} - \omega)t] - \frac{A}{2} \cos[(\omega_{\text{local}} + \omega)t] \quad (1.15)$$

从式 (1.15) 的结果可以看出, 在输入频率处不存在任何频率分量, 而是在调制频率附近出现了两个不同频率的信号。式 (1.15) 也是幅度调制的基本原理。如果输入信号 $A(t)$ 是一个带限频谱信号, 那么调制的结果则会产生两个频带信号, 即

$$G_{\text{mix}}(t) = A(t) \sin(\omega_{\text{local}} t) \quad (1.16)$$

$$G_{\text{mix}}(\omega) = \frac{1}{2} A(\omega_{\text{local}} - \omega) - \frac{1}{2} A(\omega_{\text{local}} + \omega) \quad (1.17)$$

调制后的信号频率会出现在 ω_{local} 频率的两侧。通常, 我们只要其中一个频带内的信号, 而另一个频带信号称为镜像信号。

如果我们继续对此时的信号进行调制, 那么可以恢复原始的正弦波信号为

$$\begin{aligned} G_{\text{mix-down}}(t) &= G_{\text{mix}}(t) \sin(\omega_{\text{local}} t) \left(\frac{A}{2} \cos[(\omega_{\text{local}} - \omega)t] - \frac{A}{2} \cos[(\omega_{\text{local}} + \omega)t] \right) \sin(\omega_{\text{local}} t) \\ &= \frac{A}{2} \sin(\omega t) - \frac{A}{4} \sin(2\omega_{\text{local}} t + \omega t) + \frac{A}{4} \sin(2\omega_{\text{local}} t - \omega t) \end{aligned} \quad (1.18)$$

从式 (1.18) 中可以看出, 在原始信号两侧 $2\omega_{\text{local}}$ 的频率上出现了两个信号。在电路中我们可以通过低通滤波器滤除这两个频率的信号。

与调制过程相比, 采样过程主要在采样频率倍频的上边带产生频率分量。这时狄拉克脉冲序列等效于采样频率倍频处正弦波的求和, 即

$$D_s(\omega) = \frac{2\pi}{T_s} \sum_{k=-\infty}^{k=\infty} \delta\left(\omega - \frac{2\pi k}{T_s}\right) \quad (1.19)$$

因此, 采样过程可以视为调制结果的求和。两者内在联系的相似性可以在射频信号下的变频过程中得以体现。

一种特殊的采样和混频形式称为自混频。从数学角度考虑, 我们可以将混频器看成一个具有两个等效端口的器件。假设当一个端口中的信号泄漏到另一个端口中, 就会发生自混频现象。在一些实际电路中, 由于本振频率信号的幅度较大, 本振信号往往会泄漏到幅度较小的输入端口中。如果我们定义该泄漏信号为 $\alpha \sin(\omega_{\text{local}} t)$, 那么输出信号就会变为 $\alpha/2 + \sin(2\omega_{\text{local}} t)/2$ 。我们注意到这个结果中存在一个直流分量, 而这个直流分量常常会被误以为是电路的失调电压。

接下来我们介绍斩波技术。斩波技术主要是通过将误差敏感信号调制到别的频段, 使其免于受到误差的干扰, 从而提高信号精度。首先, 我们将输入信号乘以斩波信号 $f_{\text{chop}}(t)$, 将其调制到其他的频段。经过信号处理后, 再将该信号乘以斩波信号 $f_{\text{chop}}(t)$, 调制回原来的频段。当以正弦波作为调制信号时, 调制分量 $f_{\text{chop}}^2(t)$ 包含一个直流分量和一个两倍于斩波频率的频率分量。因此, 斩波技术可以用来移除带内不需要的干扰信号。当对一个直流电流源信号进行斩波时, 我们可以将失配和 $1/f$ 噪声搬移到更高的频段中, 不会影响到所需的有用信号。

在差分电路中, 斩波技术主要是通过交替乘以差分信号来进行实现的。从数学角度考虑, 该操作等价于输入信号交替乘以幅度为+1 和-1 的方波。这个方波可以分解为一系列正弦波的组合, 即

$$f_{\text{chop}}(t) = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{4 \sin(n\pi/2)}{n\pi} \cos(\omega_{\text{chop}} t) \quad (1.20)$$

此时 $f_{\text{chop}}^2(t) = 1$, 且经过两次斩波后, 输入信号可以完美地恢复到初始状态。需要注意的是, 当信号 $f_{\text{chop}}(t)$ 包含有+1、-1 序列或确定的频率信号时, 都可以作为斩波信号。具有确定频率的斩波信号的频谱可以分解为一系列位于调制频率奇次倍频上的调制频谱, 即

$$A_{\text{chop}}(\omega) = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{4 \sin(i\pi/2)}{i\pi} A(i\omega_{\text{chop}} \pm \omega) \quad (1.21)$$

例如, 用 10MHz 的方波信号去斩波 0~1MHz 的输入信号, 则会移除频谱中的直流信号, 并在 9~11MHz、29~31MHz、49~51MHz 等处产生镜像信号。

在斩波过程中, 被斩波的上边带信号不能滤除, 否则会导致斩波回原频带时产生误差。因为任何移除信号分量的操作都会认为是对理想斩波频谱的抵消, 所以这些信号分量都视为斩波回原频带时新的输入信号。

4. 奈奎斯特准则

输入信号超过采样信号频率的一半时出现的混叠现象如图 1.6 所示, 输入信号带宽较大, 超过了采样频率的一半。虽然它在采样时刻的值具有有效性, 但在信号重构时会发生错误。也就是说, 当输入信号的带宽超过采样频率的一半时, 经过采样, 会产生信号混叠到基带中的现象。在模/数转换器设计中, 通过采用“抗混叠滤波器”来限制输入信号, 可以防止混叠现象的产生。

这种对输入信号带宽的限制称为奈奎斯特准则。该准则最早由奈奎斯特提出, 在 1949

年,针对通信中的噪声,香农拓展了该准则的数学理论。完整的奈奎斯特准则表述为:如果一个函数没有包含高于带宽 BW 的频率,那么我们就可以在坐标轴上以一系列间隔为 $1/2 BW$ 的点描述出这个函数。

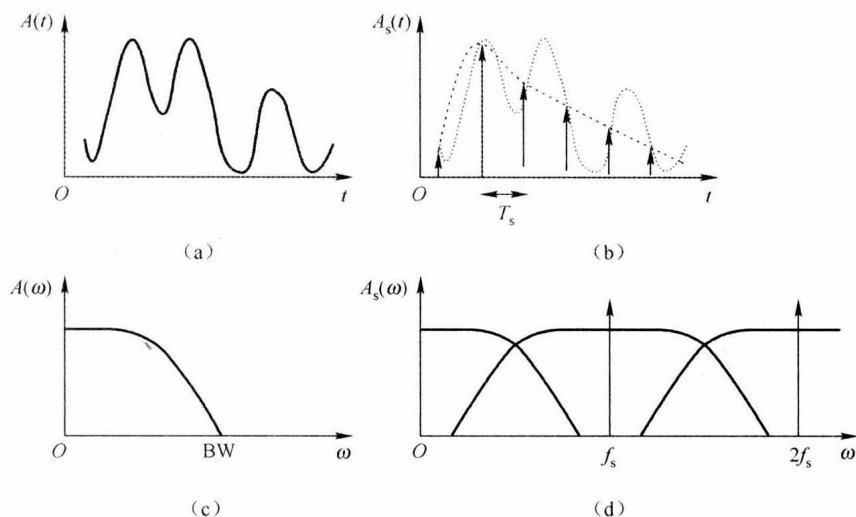


图 1.6 输入信号超过采样信号频率的一半时出现的混叠现象

该准则针对信号的带宽和采样频率,阐述了一个简单的数学关系,即

$$f_s > 2BW \quad (1.22)$$

该准则成立的前提是假设用理想滤波器和无限时间周期来重构输入信号。然而这个前提条件在实际情况中却无法达成。以压缩的音乐数据格式为例,被采样信号带宽为 20kHz ,为了避免混叠现象,过渡带限制在 $20\sim 24.1\text{kHz}$ 之间,且要有 90dB 的衰减。要完成该指标,滤波器要具有 $11\sim 13$ 个极点,“开销”巨大。此外,滤波器还会在较高的基带频率上产生非线性相位。相位失真会导致时域上的信号失真。幸运的是,如果采用过采样技术,我们就可以有效地将基带和混叠带区分开来。这种技术我们会在过采样模/数转换器中详细讨论。

奈奎斯特准则表明可处理的信号带宽主要受限于采样频率。而该准则中的另一个隐含假设是有效带宽内填满了相关的信号信息。但在一些系统中,这个假设也不成立。以视频信号为例,它们由一系列点或线的图像组成,本身就是采样信号。频谱能量集中在单个视频信号频率的倍频处。而它们之间的中间频带并没有信号信息。我们可以很容易地用梳状滤波器来分离这些信号分量。而这些离散的采样信号带宽都满足于奈奎斯特频率。

另一种更为先进的采样技术称为非归一化采样。在通信系统中,通常只有一些有限的载波信号同时在工作。有用信号分散在相对较宽的带宽之内,而且可以通过非归一化采样序列来进行重构。我们可以通过高频随机发生器来产生这个非归一化采样序列。这些载波携带的信息扩散到整个频带中,理论上我们可以通过设计一些算法来恢复这些信号信息。在高度一致采样类型的前提下,我们只要一些输入信号就可以实现信号重构。这时完整的信号带宽仍然小于有效采样频率的一半,即满足奈奎斯特准则。

5. 抗混叠滤波器

从奈奎斯特准则中我们可以看出,输入信号必须是带限信号。因此,模/数转换器必须

经过带限滤波器进行处理。该滤波器滤除有用信号之外的信号分量，避免它们与输入信号进行混叠。在实际系统中，我们通常要选择高于奈奎斯特频率的信号作为采样信号。

基带信号和混叠信号之间的频率间隔决定了所需抗混叠滤波器的极点数。抗混叠滤波器的信号如图 1.7 所示，每个极点都会使滤波器产生每频段 6dB 的信号衰减。但过渡带陡峭的带限滤波器通常需要许多精确可调的极点。同时，滤波器还应该具有一定的信号放大功能，这时滤波器的设计“开销”巨大，而且很难在生产中加以控制。另一方面，不能随意选择较高的采样频率也有以下原因：存储数字数据所需的容量及后级数据处理电路功耗会随着采样频率的增加而线性增加。

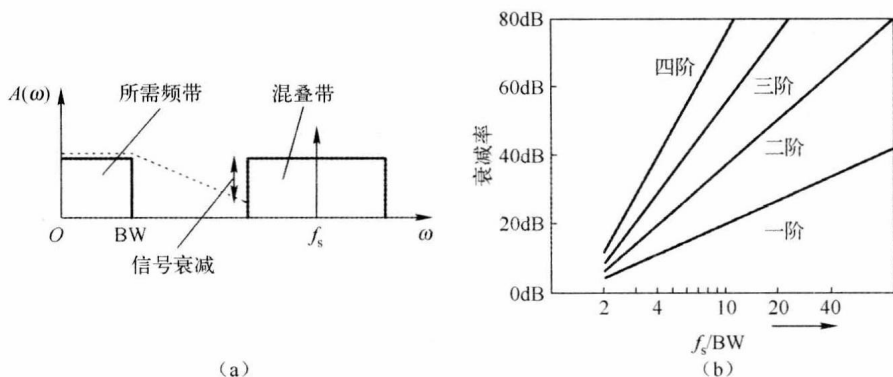


图 1.7 抗混叠滤波器的信号

抗混叠滤波器可以有源或无源的连续时间滤波器，也可以是离散时间的开关电容滤波器。抗混叠滤波器另一个功能是滤除系统中的干扰信号及电源线中的噪声信号。在实际中，一些系统自身就具有带限功能。例如，在射频中，超外差接收机的中频滤波器就可以作为抗混叠滤波器；而在一些传感器系统中，传感器自身输出信号就具有带限的特性。

6. 采样噪声

包含开关和存储电容的采样等效电路如图 1.8 所示。与理想的情况相比，该电路增加了两个非理想元器件。开关电阻包含了输入源和电容之间的所有阻性元器件。由于电阻受到热噪声的影响，所以又增加了一个噪声源 e_{noise} ，它的频谱远超过开关的采样频率，即

$$e_{\text{noise}} = \sqrt{4kTRBW} \quad (1.23)$$

式中， $k = 1.38 \times 10^{-23} \text{ m}^2 \text{ kgs}^{-2} \text{ K}^{-1}$ ，为玻尔兹曼常数； T 为开尔文温度。式 (1.23) 表示了正频率域内从 0 到正无穷的噪声。每一个采样频率的倍频信号都会把邻近的噪声调制回基带，然后在基带将这些噪声进行相加。

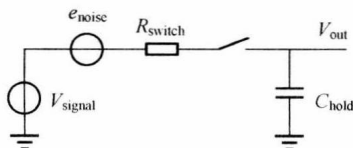


图 1.8 包含开关和存储电容的采样等效电路

当开关连接到电容时，电阻和电容构成一个低通滤波器。因此，电容上的平均噪声能量实际上是经过滤波器处理的电阻噪声能量，经过 RC 网络传递函数的处理，该噪声的积分

可以表示为

$$V_{C,\text{noise}}^2 = \int_{f=0}^{f=\infty} \frac{4kTRdf}{1+(2\pi f)^2 R^2 C^2} = \frac{kT}{C} \Rightarrow V_{C,\text{noise}} = \sqrt{\frac{kT}{C}} \quad (1.24)$$

这种电容上的采样噪声我们通常称为 kT/C 噪声。从式 (1.24) 中可以看出, 电阻产生的热噪声幅度并没有体现在这个一阶表达式中。但实际上, 增加电阻值确实会相应地增加噪声能量。同时, 增加电阻值也会等比例地降低相关的噪声带宽。

为了解释这个现象, 我们可以从经典的热力学理论中加以分析。根据均分定理, 在热平衡状态中, 热能平均地分布在每一个自由度中。对于电容来说, 只存在电势一个自由度。所以包含在载流子 $CV_{\text{noise}}^2/2$ 热波动中的能量等于一个自由度中的热能, 即 $kT/2$ 。

当 RC 的截止频率超过采样频率时, kT/C 噪声在 $0 \sim f_s/2$ 的范围内为一个平坦的频谱。而如果 RC 的截止频率较低时, 我们就将噪声带宽作为一个普通的信号频带进行处理, 即会发生频谱叠加及镜像现象。

kT/C 噪声表明了要选择最大采样电容值的上限。因此对于模/数转换器来说, 信噪比也受到该选择的影响。在室温下, 当采样电容为 1pF 时, 电容的噪声电压为 $65\mu\text{V}$ 。但是, 大的电容值会占据大的芯片面积, 而且会直接增加电路的功耗。

在采样系统中, kT/C 噪声的功率谱密度等于整个采样带宽内 kT/C 噪声的一半, 即

$$S_{\text{ff,SH}} = \frac{2kT}{Cf_s} \quad (1.25)$$

用同样的电阻和电容构成连续时间滤波网络, 且通带的截止频率为 $f_{RC} = \frac{1}{2\pi RC}$ 时, 噪声功率谱密度为

$$S_{\text{ff,RC}} = 4kTR = \frac{2kT}{\pi C f_{RC}} \quad (1.26)$$

比较式 (1.25) 和式 (1.26) 可以看出, 在采样过程中, 式 (1.26) 中的噪声密度增加了一个系数 $\pi f_{RC}/f_s$ 。该系数表明噪声会在基带内进行叠加, 这对设计低频、高精度的转换器而言是一个巨大挑战。

在电路中, 开关的时序会影响到整体噪声的累加。在开关电容电路中, 每一个开关周期都会增加一部分噪声。因为这些噪声都是不相关的, 所以它们会以平方根的形式累加。此外, 当开关泄放电容上的电荷使其达到一个固定电压时, 也会产生 kT/C 噪声 (复位噪声)。

7. 采样脉冲的抖动

在之前的讨论中, 我们假设采样时刻的精度是无限的。而在实际中, 任何时刻的信号都具有有限的带宽, 这意味着时钟信号不可能存在无限陡峭的上升沿。我们知道, 振荡器、缓冲器和放大器都是有噪声电路, 它们都会在采样时增加噪声。如果噪声改变了缓冲器的导通电压水平, 那么输出信号边沿与输入信号边沿的延时将不会是一个确定的值, 这种效应称为时钟抖动。时钟抖动导致采样时刻发生偏移, 并采样到另一个信号值。时钟抖动导致采样时刻发生偏移如图 1.9 所示。与噪声分量类似, 信号分量有时也会作用于时钟信号边沿。噪声源产生的时钟抖动会使得信号相应地产生噪声; 而输入信号源产生的抖动则会导致信号产