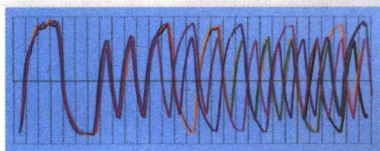




数字声频测量技术

朱 伟 陈 辉 赵新梅 编著



人民邮电出版社
POSTS & TELECOM PRESS

TN912.34/8

2008

数字声频测量技术

朱 伟 陈 辉 赵新梅 编著

人民邮电出版社
北京

图书在版编目 (CIP) 数据

数字声频测量技术 / 朱伟, 陈辉, 赵新梅编著. —北京:
人民邮电出版社, 2008.1
ISBN 978-7-115-16796-5

I. 数… II. ①朱…②陈…③赵… III. 语音数据处理—
声频测量 IV. TN912.34 TB52

中国版本图书馆 CIP 数据核字 (2007) 第 140137 号

内 容 提 要

本书从数字声频的基础理论出发, 详细介绍了数字声频的测量参数、测量方法等内容, 并重点阐述了各种测量结果所表示的实际意义。本书主要内容包括声音数字化基础、数字声频接口、抖动理论和抖动的测量、模数和数模转换器的测量、数字声频设备的测量方法等。

本书可供从事数字声频技术研究、数字声频设备的生产及系统集成等领域中的工程技术人员, 特别是从事声频测量工作的读者阅读, 同时还可以供相关专业的本科生、研究生作为教材使用。

数字声频测量技术

- ◆ 编 著 朱 伟 陈 辉 赵新梅
责任编辑 张兆晋
- ◆ 人民邮电出版社出版发行 北京市崇文区夕照寺街 14 号
邮编 100061 电子函件 315@ptpress.com.cn
网址 <http://www.ptpress.com.cn>
北京鸿佳印刷厂印刷
新华书店总店北京发行所经销
- ◆ 开本: 787×1092 1/16
印张: 14
字数: 346 千字 2008 年 1 月第 1 版
印数: 1—5 000 册 2008 年 1 月北京第 1 次印刷

ISBN 978-7-115-16796-5/TN

定价: 28.00 元

读者服务热线: (010) 67129264 印装质量热线: (010) 67129223

反盗版热线: (010) 67171154

前 言

本书是在中国传媒大学录音系录音工程专业“声频测量技术”课程教材基础上编写而成的，其目的是顺应当前专业和民用声频领域中数字化的发展潮流，满足我国广播电视行业和数字声频制造领域广大工程技术人员在数字声频测量方面的实际需求。

目前人们对模拟设备和系统的测量已有一套完善的测量标准和方法可供使用，广大的工程技术人员对此也比较熟悉，但因种种原因，国内尚没有一套完整的，关于数字化器件、设备和系统的测量与检测方法及标准，因此人们对相关的问题还了解甚少，相对比较陌生。

对于传统的模拟声频设备和系统而言，人们都知道应该测量其频率响应特性，失真特性（谐波失真、互调失真和瞬态失真）、噪声特性（等效噪声和信噪比）、抖晃和通道间隔离度等技术指标，以此来反映设备和系统的客观性能和运行状态。但对于数字化的声频设备和系统，要想知道其工作的状态和系统的可靠性，应该测量哪些技术指标和参量？这些参量又应该如何测量，测量得到的数据和曲线又有何含义？这些都是人们目前最急需了解，同时也是本书力图解决的问题。

本书的写作宗旨就是力求系统地介绍数字声频测量技术的相关知识，在国内相关技术标准尚未制定颁布之前，让广大读者对有关的测量技术有所了解和掌握。

本书从数字声频的基础理论出发，详细地介绍了数字声频的测量参量、测量方法等内容，以使广大的读者对此有一全面系统的了解，并对所从事的工作提供借鉴。

本书共分 8 章，介绍了有关数字声频测量的基础理论和测量方法。第 1 章为引言；第 2 章和第 3 章为理论篇，主要介绍了有关数字声频方面的基础理论，为进一步学习数字声频测量技术理论打下基础；第 4 至 7 章为实践理论篇，其中第 4 章介绍了数字声频器件和系统中的抖动及其测量方法，第 5 章重点介绍了模数转换器的测量，第 6 章重点介绍了数模转换器的测量，第 7 章介绍了数字声频接口及其测量方法；第 8 章为实践篇，主要介绍了数字声频设备的测量方法。

本书的第 1 章、第 7 章和第 8 章由陈辉编写，第 2 章和第 3 章由赵新梅编写，第 4 至第 6 章由朱伟编写。

在本书的编写过程中，作者得到了 Audio Precision 公司华东地区总代理胡佳民先生的支持，在此深表感谢；同时本书还得到了中国传媒大学“382 人才工程”项目启动资金的帮助。

鉴于在本书写作过程中可以借鉴的资料较少，同时本书作者也是刚刚开展此方面的研究和实践，所以在此也想通过本书和广大的声频技术研究人员共同探讨有关的问题，为我国的声频事业发展尽自己的一份力量。

作 者

2007 年 11 月

目 录

第 1 章	引言	1
第 2 章	声音数字化基础	2
2.1	采样定理	2
2.2	采样及采样频率	3
2.3	线性量化及误差	5
2.4	A/D 和 D/A 转换器	8
2.5	过采样技术	15
2.6	高频颤动处理技术	19
2.7	1bit 转换器及噪声整形技术	22
第 3 章	数字声频接口	32
3.1	AES/EBU 标准	32
3.2	S/PDIF 标准	36
3.3	MADI 标准	39
3.4	数字电视中声音的传输——杜比 E 技术	40
3.5	IEEE 1394 火线接口	50
第 4 章	抖动理论	57
4.1	抖动理论简介	57
4.2	数字接口抖动	62
4.3	采样抖动	69
第 5 章	模数转换器的测量	82
5.1	引言	82
5.2	数字域的电平测量	82
5.3	测量技术	85
5.4	傅立叶变换	107
第 6 章	数模转换器的测量	113
6.1	引言	113
6.2	测量技术	113
附录 A	高频颤动	160
第 7 章	数字声频接口及其测量	165
7.1	引言	165
7.2	基本的接口格式	165
7.3	输出端口测量	173
7.4	输入端口特性	182
7.5	信号特性	188

7.6 决定数据处理特性	192
附录 B 通道状态	196
第 8 章 数字声频设备的测量方法	201
8.1 数字声频设备测量基本条件要求	201
8.2 测量工具	201
8.3 测量设备精度	203
8.4 被测设备的设定	203
8.5 测量前的设备准备	204
8.6 文件	204
8.7 输入特性	204
8.8 输出特性	207
8.9 线性响应	208
8.10 幅度的非线性特性	210
8.11 信噪比的测量	212
8.12 串音与隔离度	213
参考文献	215

第1章 引言

自20世纪80年代初数字声频技术逐步进入广播电视领域以来，它便以迅猛的态势在该领域普及开来。目前，从声音的制作到传输，直至重放链路上，除了传声器和扬声器尚未有真正意义上的商业化数字产品出现之外，其他设备几乎全部都有数字化的产品问世。我国的广播电视领域在这一方面也顺应了这一发展潮流，广播电视整体的数字化进程已经进入到了实施阶段。

近些年来，我国的广播电视行业发展极为迅速，在国家级、省市级电台和电视台不断增加开路播出节目套数的同时，也不断开辟其他的传播途径，使得广播电视节目日益丰富。为此，各级广播电视机构和一些影视制作部门也逐步加大了对硬件建设的投入，尤其是购置了大量的数字化制作和播出设备，以新建和改造原有的模拟制作和播出系统。与此同时，人们面临的一个普遍问题就是如何客观地测试和测量新建的数字化系统，对新建的系统进行验收，以及如何对正在使用的数字化系统进行日常的维护。虽然目前广播电视行业对模拟设备和系统的测量都有一套完善的测量标准和方法可供使用，广大的工程技术人员对此也十分了解，但是由于国内尚没有一套完整的关于数字化器件、设备和系统的测量检测方法及标准提供给广大的用户，所以人们对这一方面的了解十分有限。

对于模拟声频设备和系统而言，人们都知道应该测量其频率响应特性、失真特性（谐波失真、互调失真和瞬态失真）、噪声特性（等效噪声和信噪比）、抖动和通道间隔离度等技术指标，并以此来反映设备和系统的客观性能和运行状态。那么对于数字化的声频设备和系统，要想知道其工作的状态和系统的可靠性，到底应该测量哪些技术指标和参量？这些参量又应该通过何种方法进行测量，测量得到的数据和曲线到底有何含义？这些都是大家非常想了解的，同时也是本书力图解决的问题。

本书的目的就是希望系统地介绍数字声频测量技术的相关的知识，在国内相关技术标准尚未制定颁布之前，让广大声频工作者对数字声频测量技术有所了解和掌握。

本书将从数字声频的基础理论出发，详细地介绍数字声频的测量参量、测量方法等内容，以使广大的读者对此有一全面系统的了解，并对实际工作提供借鉴。

实际上，对于数字声频器件和系统而言，我们在模拟域内用来衡量模拟器件和系统性能的技术参数绝大部分在数字域里仍然适用，比如频率响应特性、噪声特性和失真特性等，但是数字器件和系统也有用来反映其工作性能的专门参数，比如说抖动。抖动特性可以说是反映数字声频器件和系统工作稳定性的一个重要参数。

第 2 章 声音数字化基础

2.1 采样定理

采样定理是任何模拟信号（包括声音、图像以及生物医学信号等）数字化的理论基础。其实质是讨论一个连续时间模拟信号经过采样变成离散序列后，能否由此离散序列样值重建原始模拟信号的问题。

在 19 世纪末，人们曾错误地认为一个函数能够被等于其最高频率的采样频率成功地采样，直到 1920 年，日本科学家才最终证明：如果一个函数以其最高频率两倍的采样频率进行采样，则采样后的函数中将包含原函数的所有信息，并能从采样中重建原函数。奈奎斯特首先明确地阐明了采样在通信领域中的应用，并在 1928 年证明了要获得完全的信号重建，所需的频率带宽与信号速率成正比。美国数学家香农则将各种结论进行了统一归纳，建立了一门新的学科——信息论，并从信息论的角度作了严格的分析，得出了重要的采样定理。采样定理的内容如下：

一个频带限制在 $0 \sim f_H$ 内的连续信号 $f(t)$ ，如果采样频率 f_s 大于或等于 $2f_H$ ，则可以由抽样序列 $\{f(nT_s)\}$ 无失真地重建恢复原始信号 $f(t)$ 。

在很多数字声频技术的文献当中也将采样定理称为奈奎斯特采样定理，并作如下叙述：当采样频率 f_s 为被采样信号最高频率 f_H 的两倍时，则被采样信号可以被恢复。通常，采样频率的一半称为奈奎斯特频率。

下面，我们从频谱的角度来分析一下采样定理：

设连续信号为 $f(t)$ ，其频谱为 $F(f)$ ，根据采样定理的要求，当频率 $f > f_H$ 时， $F(f) = 0$ ，即信号中没有高于 f_H 的频率分量，如图 2-1 (a) 所示。当以适当的采样频率对此信号进行采样后，采样信号的频谱图如图 2-1 (c) 所示，它由一系列形状相同的部分排列构成。相邻两个组成部分的中心频率之间相隔一个采样频率 f_s 。图 2-1 (b) 为周期单位冲激信号的频谱。

从图 2-1 (c) 可以看出，采样信号频谱中虚线框内的部分与原信号频谱具有完全相同的结构，因此，只要将采样信号送入一个理想的低通滤波器，就可以将所需部分取出，而滤出其他部分，在滤波器输出端得到原来的信号。显然，要重建原来的信号，采样信号频谱中相邻的组成部分不能互相重叠，否则即使采用了低通滤波器也无法取出与原来信号相同的频谱。这就是为什么采样定理中规定，采样频率要大于或者至少等于最高信号频率两倍的原因。

需要说明的是，我们在此讨论的采样定理是低通采样定理，是模拟声频信号进行数字化的理论基础，此外还有带通信号的带通采样定理，这里就不再详述了。

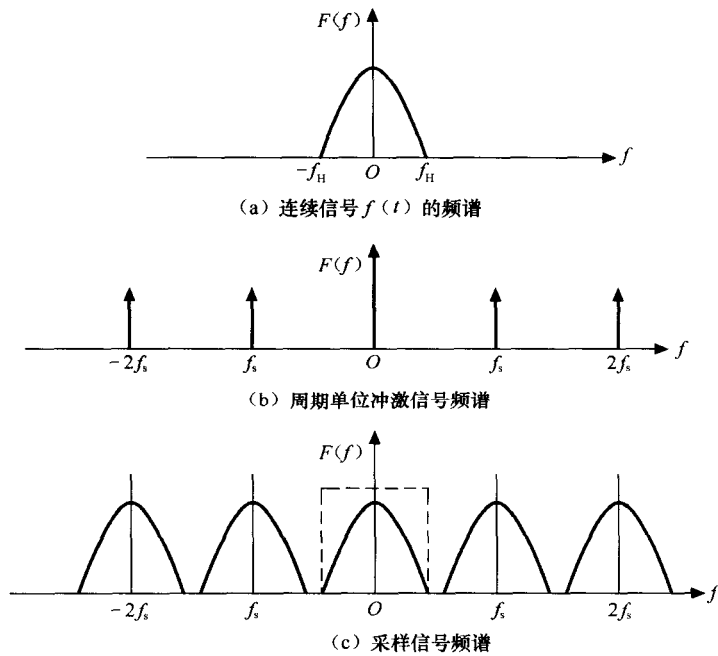


图 2-1 采样信号的频谱

2.2 采样及采样频率

2.2.1 采样

采用 PCM (Pulse Code Modulation), 即脉冲编码调制的方式将模拟信号转换成数字信号, 需要经过采样、量化、编码三个过程。

我们用传声器拾取到的声音信号是模拟声频信号, 它可以用幅度对时间的关系来表示。如果用适当的时间间隔对模拟声频信号的幅度采得样值, 就可得到在时间轴上不连续的脉冲序列, 每个脉冲的高度反映了采得样值时刻的信号幅度的大小。这一过程, 我们称其为采样。采样的时间间隔称为采样周期, 每秒内的采样次数则称为采样频率。

信号的采样可由采样器来完成, 如图 2-2 所示。采样器实际上是一个电子开关, 输入信号只有在开关接通期间才能产生输出, 形成如图 2-3 所示的采样信号, 其中 $f(t)$ 为输入信号,

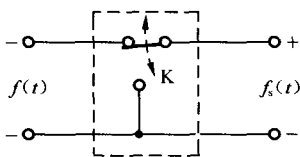


图 2-2 采样器示意图

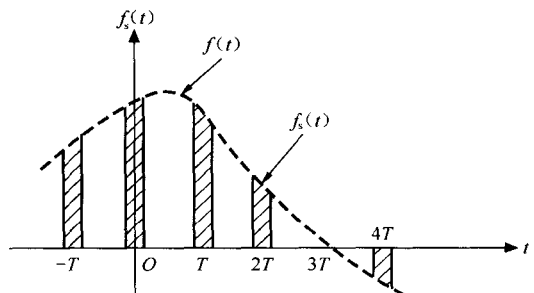


图 2-3 采样器的输出信号

$f_s(t)$ 为输出采样信号。为便于理论分析,我们用周期单位冲激信号 $\delta_T(t)$ 与模拟信号 $f(t)$ 相乘得到采样信号脉冲序列,如图2-4所示。通常把采样得到的脉冲序列称为脉冲幅度调制(PAM)信号。

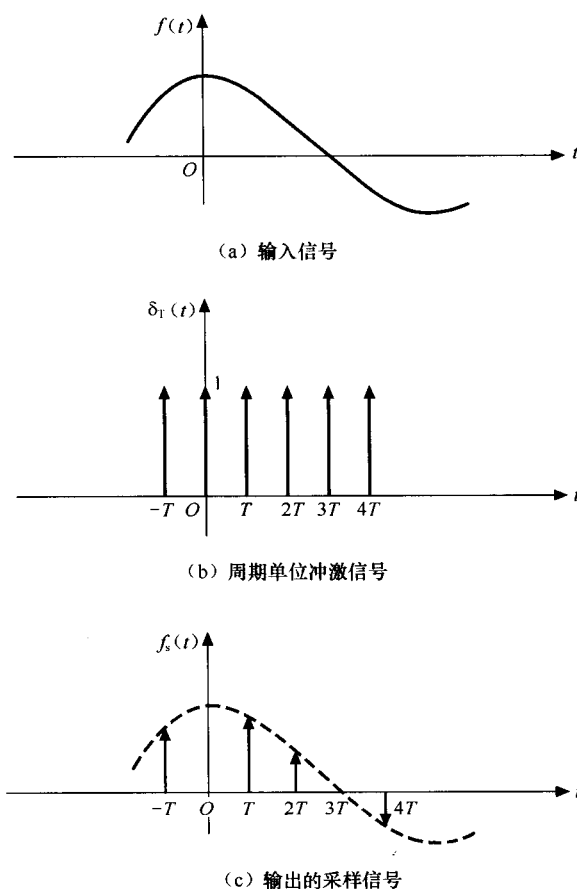


图2-4 采样信号的形成

2.2.2 采样频率

根据2.1节所述的采样定理的要求,当我们对模拟声频信号进行采样时,必须要保证采样频率是信号所包含的最高频率的两倍。那么实际应用中采用的采样频率是多少,又是如何确定的呢?

我们曾在上节从频谱的角度讨论过采样频率要大于或者至少等于最高信号频率两倍的原因。也就是说,当采用适当的频率进行采样时,只有满足了下列条件,原信号的波形才能得以重建。

(1) 模拟声频信号的频带要严格限制,否则当采样频率不够高时,新增加的频谱成分会有部分与原信号的频谱相混叠,形成混叠噪声(折叠噪声);

(2) 模拟信号经采样后变为理想的脉冲序列,脉冲幅值与原信号相同,但是各脉冲的宽度应尽量窄;

(3) 解调低通滤波器应具有理想的低通滤波特性,即通带内衰减量为零,阻带内衰减量

为无限大，通带与阻带间的过渡带应很陡。

然而实践中是不存在上述理想的状态的。首先，人耳能够听到声音的最高频率虽然为 20kHz，但实际上有些乐器的频率分量却高于 20kHz，所以尽管我们听不见 20kHz 以上的声音信号，还是要在采样前设置一个好的低通滤波器，以尽量消除可能会在后级出现的混叠噪声。其次，宽度为无限窄的脉冲也是不存在的。实际的脉冲都具有一定的宽度，如果脉冲宽度太窄，则会造成信噪比下降。如果脉冲宽度过宽，则解调后的频率特性会在高频段下降，这种现象称为孔径效应。实际工作中，通常把脉冲宽度选为小于采样间隔的 1/4，这时孔径效应引起的高频响应下降约为 0.2dB，人耳不易察觉。其三，理想的低通滤波器也是不存在的，特别是具有陡峭过渡带的滤波器很难设计。因此，如果声频信号的频带上限选为 20kHz，则采样频率不能选为恰好等于 40kHz，而必须大于该值，以便设计出容易实现的低通滤波器。

在数字声频系统中，采样频率的选定主要从声频信号的最高频率、采样定理和硬件实现这三方面进行考虑。

第 1 个因素与数字声频系统应用的领域有关。一般的声频系统最高频率为 20kHz，调频广播为 15kHz，而电话传送的语音信号最高频率只有 3.4kHz。应用领域的最高频率不同，则根据第 2 个因素，即采样定理得到的采样频率也不尽相同。通常数字声频系统中常用的采样频率有 44.056kHz、44.1kHz、48kHz、32kHz 等，其中，后 3 个采样频率是声频工程协会 (AES) 推荐的采样频率，它是由第 3 个因素决定的。

选择 44.1kHz 和 44.056kHz 作为采样频率，是由于最初人们是利用比较成熟的磁带录像技术来记录数字声频信号的。由于录像机的许多参量，例如走带速度、磁鼓转速等都受电视信号的行、场同步控制，因此必须将数字声频信号纳入电视行、场格式中，或者说，数字声频信号中必须加入行、场同步，于是规定了对 PAL 制 50 场、625 行标准的录像机，利用每场 312.5 行中的 294 行记录数字声频信号，场逆程和空余部分占去 17.5 行，控制信号占去 1 行，并规定每 1 行记录 3 个采样值（每行采用 2 个样值，采样频率小于根据采样定理得到的 40kHz，而采用 4 个样值又远大于 40kHz，没有必要，而每行 3 个样值时正好符合各方面的要求），于是采样频率选定为 $f_s=50$ （场） $\times 294$ （行） $\times 3$ （样值）=44.1kHz。

对于 NTSC 制 59.94 场 525 行的标准来说，每场 262.5 行中利用 245 行来记录数字声频信号，场逆程和空余占去 16.5 行，控制信号占去 1 行，同样每行记录 3 个样值，于是采样频率可选为 $f_s=59.94$ （场） $\times 262.5$ （行） $\times 3$ （样值）=44.056kHz。

48kHz 是作为广播级 DAT 录放音的标准采样频率，任何一种类型的 DAT 都必须具备这一采样频率，它对 24 帧/秒的电影和 PAL 制电视都能很好地适应。其采样频率较高，容易保证声频信号的频率上限达到 20kHz。

32kHz 主要用于记录广播卫星直播节目、传送 FM 广播节目以及作为 DAT 的长时间录放音格式。它与 48kHz 为 2:3 的关系，这两种采样频率容易互相转换，具有很好的兼容性。但由于其频率较低，根据采样定理，用其录放的声频节目上限受到限制，一般能重放的信号频率上限为 15kHz 左右。

2.3 线性量化及误差

将模拟声频信号经过采样以后变成在时间上离散的脉冲序列信号，每一脉冲的幅度大小

都等于采样瞬间的模拟信号的幅度值，用来描述这个量所需要的位数，理论上讲应该是无限的。也就是说，此时的脉冲序列（PAM）在幅度上仍然是连续的模拟信号。

模拟信号数字化过程中的量化，实际就是将采样后得到的 PAM 脉冲序列以一定的单位进行度量，并以整数倍的数值来表示的过程。换言之，就是将信号的连续幅度分成有限个离散的层。

分层的方法有两种，一种是均匀的分层，称为均匀量化，也即本节要讲到的线性量化；另一种是非均匀分层，称为非均匀量化。无论均匀量化还是非均匀量化，都是用有限个离散数值来近似表示无限个数值，即用有限个量化单位的整数值来替代每一采样时刻的幅度值，因而不可能完全精确地替代原模拟信号。

例如，在图 2-5 中，设某个声音信号电压在 0~7V 范围内变化，如果每隔 T_s 进行采样，可得到图 2-5 (a) 中 9 个精确的采样值：1.3V、4.4V、7.0V、6.45V、4.3V、3.6V、5.2V、3.7V、1.52V。当选取单位量化电压为 1V 时，则有 8 个单位量化电压，于是以上精确的采样值通过四舍五入的方法近似到某一个单位量化电压，得到 9 个量化值：1、4、7、6、4、4、5、4、2。当这 9 个量化值与单位量化电压 1V 相乘，转换回采样时刻的电压值时，就成为 1V、4V、7V、6V、4V、4V、5V、4V、2V。很明显，量化值与原始值之间有了差别，也就是说量化过程必然要产生误差，我们将其称为量化误差，有时也称为量化噪声。

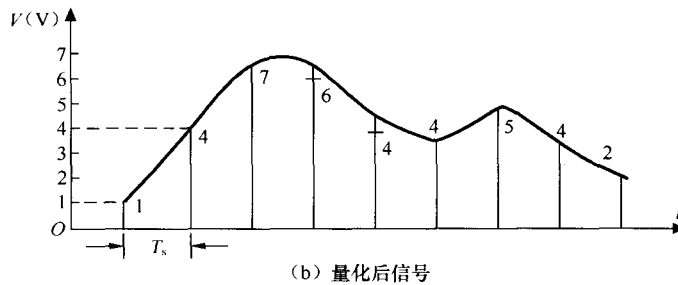
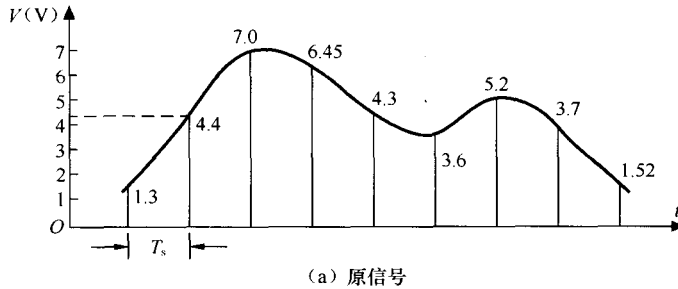


图 2-5 量化过程

不过，如果我们把单位量化电压由 1V 改为 0.5V，得到的 9 个量化值就变为 3、9、14、13、9、7、10、7、3，当这 9 个量化值与单位量化电压 0.5V 相乘，转换回采样时刻的电压值时，就成为 1.5V、4.5V、7V、6.5V、4.5V、3.5V、5V、3.5V、1.5V。这 9 个值相比于以 1V 作为单位量化电压（量化级）时，误差小了很多。由此看来，量化级（单位量化电压）越小，量化阶数越多，则量化误差就越小。在量化阶数相同时，采样频率越高则量化噪声越小。实际量化当中所选取的量化阶数非常多，例如采用 16bit 线性量化时，信号的峰峰值将被分为 65535 份。

对于不同的量化方法，其量化误差、量化信噪比以及应用范围等都不尽相同，本节主要讨论线性量化及其误差。

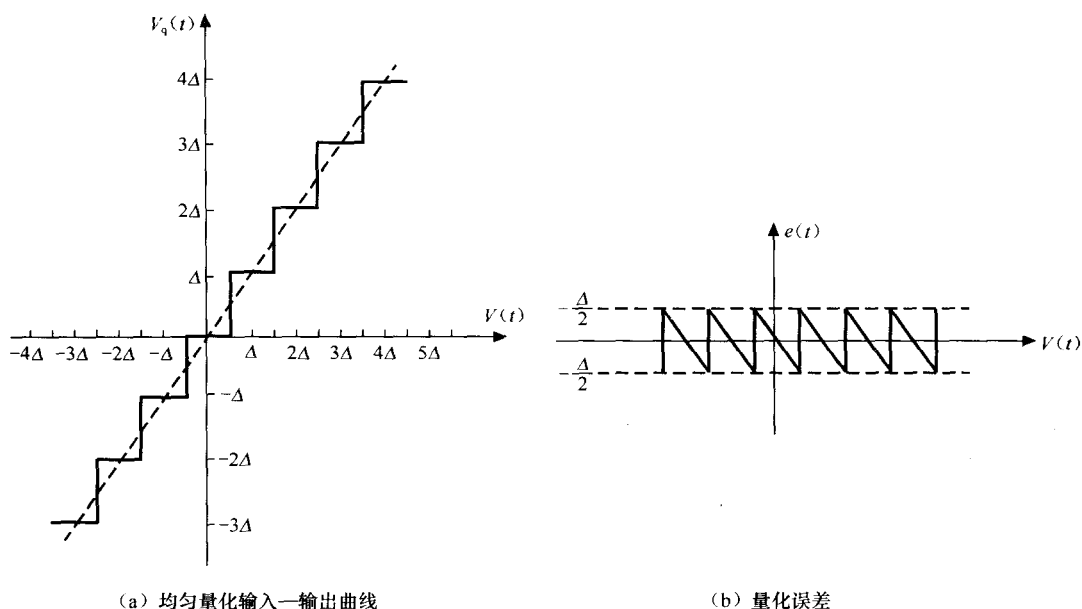
线性量化广泛地应用于数字音频系统中，例如，我们经常用到的 CD 唱片，就是采用 44.1kHz 采样频率，16bit 线性量化。

假设模拟信号的最大信号电压与最小信号电压的差值为 V ，量化间隔数为 L ，分层电平数为 $L+1$ ，量化级（量化单位）为 Δ ，则均匀量化时，

$$V=L\times\Delta。$$

输入信号每变化 Δ 时，量化值就变化 1 级。量化间隔数越多，量化后的阶梯信号与原信号的差别就越小，量化噪声也就越小。

图 2-6 (a) 描述的是均匀量化的输入-输出特性曲线。从图中可以看出，当输入电压 $V(t)$ 在量化值 $0、\pm\Delta、\pm2\Delta、\pm3\Delta\cdots\cdots$ 范围内时，量化后的输出 $V_q(t)$ 就是 $0、\pm\Delta、\pm2\Delta、\pm3\Delta\cdots\cdots$ 其间隔相等。如果量化间隔数 L 为无穷大，则量化间隔数 Δ 就为无穷小，此时， $V_q(t)=V(t)$ ，转换特性为一条斜率等于 1 的斜线，也就等于没有量化了。因此， Δ 必然为一有限值，量化误差也一定会存在。



(a) 均匀量化输入-输出曲线

(b) 量化误差

图 2-6 均匀量化的输入-输出特性

下面讨论一下均匀量化时，量化信噪比与编码比特数的关系。

量化误差信号 $e(t)$ 被定义为量化后的阶梯信号 $V_q(t)$ 与输入信号 $V(t)$ 的差值，即

$$e(t)=V_q(t)-V(t)。$$

从图 2-6 (b) 可以看出，当输入信号幅度等于任意量化层中心值时，误差为 0，当输入信号幅度等于任意量化层边界值时，误差最大，为 $\pm\Delta/2$ 。因此，量化误差值在 $-\Delta/2\sim+\Delta/2$ 之间。幅度相同的信号，当分层数 L 增多时， Δ 变小，最大量化噪声就会减小。

量化信噪比 (SNR) 是信号功率与量化噪声功率之比。可以证明，一个最高频率为 f_H 的信号，在采样频率大于或等于 $2f_H$ 时，误差信号 $E(t)$ 的均方值等于它的采样误差 $e(t)$ 的均方值，即

$$E^2(t) = \frac{\Delta^2}{12} \quad (2-1)$$

式(2-1)说明, 量化噪声功率与量化级的平方成正比, 即量化噪声功率与信号统计特性无关, 而只与量化间隔有关。

下面以输入为正弦波为例, 讨论其量化后的信噪比。

在量化分层数很多时, 可以认为量化器输出的信号功率 S_q 近似的等于输入信号功率 S 。设输入正弦信号的幅度范围为 $-V \sim +V$, V 为最大幅度, 则被均匀量化的量化间隔数 L 为

$$L = \frac{2V}{\Delta} \quad (2-2)$$

量化信号功率与量化噪声功率之比 R 为

$$R = \frac{S_q}{N_q} \approx \frac{S}{N} = \frac{V^2}{\frac{\Delta^2}{12}} = \frac{3}{2} L^2 \quad (2-3)$$

当量化间隔数 L 用 n 位二进制码来表示时 $L=2^n$, 量化信噪比 (SNR) 的分贝值为

$$\begin{aligned} R_{\text{SN}} &= 10 \lg \frac{3}{2} 2^{2n} \\ &= 10 \lg \frac{3}{2} + 20n \lg 2 \\ &\approx 1.76 + 6n \text{ (dB)}. \end{aligned}$$

由此可以看出, 编码每增加 1bit, 量化信噪比可提高 6dB。

对于均匀量化, 有两个问题需要注意。第一, 不论信号幅度的大小如何, 量化级都是恒定的, SNR 会随着输入信号幅度的变化而变化, 不为常数。如果按大信号设计量化级, 则小信号时的量化信噪比就会较差, 而声音信号在一定的功率电平下出现小幅度的概率比出现大幅度的概率要大, 这样信噪比低的概率就会较大; 如果按照小信号设计量化级, 则 Δ 就会很小, 幅度分层级数就会增多, 编码后比特数也必然增多, 造成大幅度信号的信噪比过于富裕, 降低了编码效率, 增大了传输频带。第二, 当输入信号幅度较小时, 量化噪声将与输入信号有较强的相关性, 造成原信号的高次谐波失真。由这种失真造成的噪声, 称为颗粒噪声。去除颗粒噪声可以采用高频颤动 (dither) 处理技术, 其详细内容将在 2.6 中进行介绍。

2.4 A/D 和 D/A 转换器

2.4.1 A/D 转换器

A/D 转换器即模数转换器, 简称 ADC, 是将输入的模拟信号变换成数字信号的装置。在数字声频系统中, 一般都是用 ADC 先将模拟信号转换成数字信号, 然后再对其进行记录或进行各种处理。

A/D 转换器的基本功能是采样-保持、量化和编码, 它是数字声频系统编码的核心部分。如果模数转换过程出错, 则错误会贯穿始终, 最终还原的信号也是不正确的。ADC 的种类很

多，为了减小量化噪声并具有大的动态范围，数字音频技术中所用的 A/D 转换器大多为 14~16bit、采样频率为 30~50kHz 的类型。

下面主要介绍 3 种最基本的 ADC 形式：逐次比较型、积分型和级联积分型。

1. 逐次比较型 A/D 转换器

逐次比较型 A/D 转换器是由 DAC、比较器、锁存器、移位寄存器等部分构成的。

逐次比较型 A/D 转换器的工作原理如图 2-7 所示，图中是以 3bit 变换的判定顺序为例加以说明的。模拟信号电压 V_{in} 先与一参考电压 V 的一半进行比较，如果 $V_{in} > \frac{1}{2}V$ ，则最高位为 1，否则最高位为 0。假设这次最高位为 1，再将 V_{in} 与 $\frac{3}{4}V$ 相比较，如果 $V_{in} > \frac{3}{4}V$ ，则第 2 位为 1，否则为 0。假设此次第 2 位为 0，再将 V_{in} 与 $\frac{5}{8}V$ 相比较，如果 $V_{in} > \frac{5}{8}V$ ，则第 3 位为 0，否则为 1。假设此次第 3 位为 1，则该模拟采样值转换为 3bit 的数字信号就是 101，如图中粗线路径所示。其他情况则依此类推。

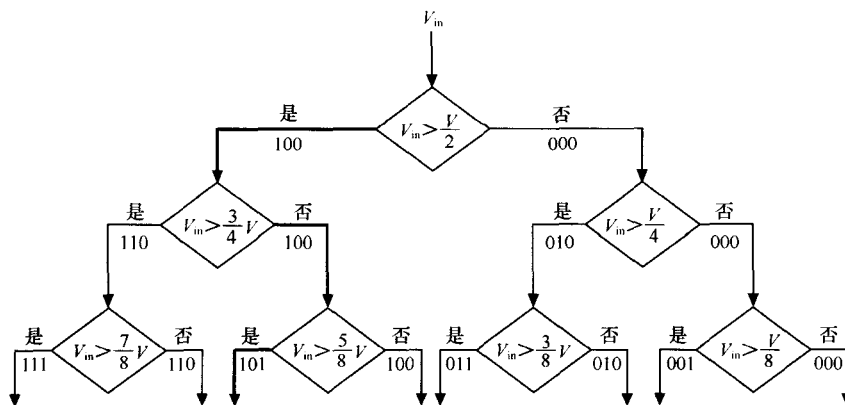


图 2-7 逐次比较型 A/D 转换器的工作原理

如果输出的信号是 4bit，则可以再与 $\frac{15}{16}V$ 、 $\frac{13}{16}V$ 、 $\frac{11}{16}V$ 、 $\frac{9}{16}V$ 、 $\frac{7}{16}V$ 、 $\frac{5}{16}V$ 、 $\frac{3}{16}V$ 、 $\frac{1}{16}V$ 进行比较。

如果比较时 V_{in} 与参考值相等，则这一位为 1，并且以后各位均不再进行比较，都输出 0。图 2-8 为逐次比较型 A/D 转换器的框图。在电路中有一个 D/A 转换器，它的作用是产生

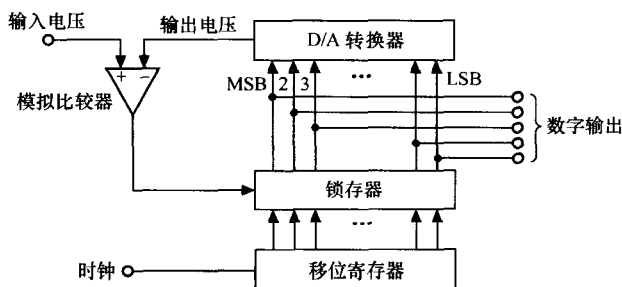


图 2-8 逐次比较型 A/D 转换器的框图

与各位相对应的输出电压，即当这个 D/A 转换器在数字输入的最高位端有“1”输入时，输出电压为 V ；在第 2 位端有“1”输入时，输出为 $\frac{1}{2}V$ ；在第 3 位端有“1”输入时，输出为 $\frac{1}{4}V$ ，其余类推。当两个以上的输入端同时有“1”输入时，输出电压为各电压之和。例如当最高端和第 2 位都有“1”输入时，输出电压为

$$V + \frac{1}{2}V = \frac{3}{2}V。$$

当模拟电压加到输入端时，时钟脉冲使移位寄存器开始动作。这时，先给 D/A 转换器的 MSB（最高有效位）端加上“1”，这使得 D/A 转换器的输出端产生电压 V ，这一电压在模拟比较器中与输入电压 V_{in} 进行比较。如果 V_{in} 大，则比较器输出“1”，锁存器工作，D/A 转换器的 MSB 端保持“1”的状态。与此相反，如果 V_{in} 小，则比较器输出为“0”，锁存电路不工作，当下一个时钟脉冲进入移位寄存器时，MSB 端恢复为“0”，该时钟脉冲也使移位寄存器工作，当 D/A 转换器的 2SB 端加上“1”时，重复进行与 MSB 端有“1”输入时同样的作用。

电路这样工作的结果，使 D/A 转换器的输出电压逐渐趋近于电压 V_{in} 。图 2-9 所示为 A/D 转换器的输出电压。

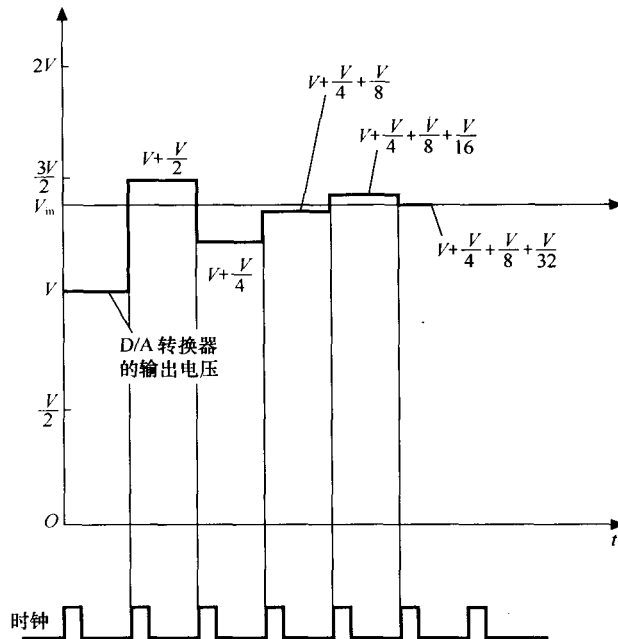


图 2-9 逐次比较型 A/D 转换器的输出电压

当 LSB（最低有效位）比较完后，D/A 转换器的输出电压与输入模拟电压 V_{in} 之间的误差将在 $0 \sim 1$ LSB 之间。如果先从 D/A 转换器的输出电压中减去 $\frac{1}{2}$ LSB 后再进行转换，则输入信号的变换精度将为 $\pm \frac{1}{2}$ LSB。

由于在一个采样周期中要按照比特逐个进行比较，所以这种 D/A 转换器的动作速度必须很快。例如，设采样频率为 50kHz，则采样周期为 20 μ s，这时的转换器速度应小于

几百纳秒。

在这种逐次比较型 A/D 转换器的转换过程中，应保持输入电压没有变化，因此需要采用采样-保持电路。

2. 积分型 A/D 转换器

这种 ADC 的特点是变换精度很高，但工作速度慢。它主要是由积分器、模拟开关、比较器和数字计数器等构成的。积分型 A/D 转换器的原理如图 2-10 所示。

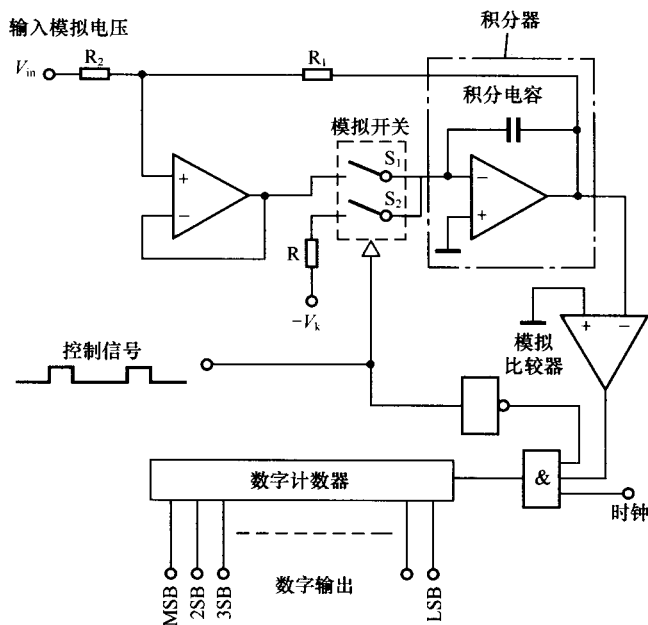


图 2-10 单级积分型 A/D 转换器原理图

在变换开始时，首先由控制信号使模拟开关 S_2 断开、 S_1 闭合，这时积分器的积分电容被充电至输入电压 V_{in} ，积分器的输出由于倒相变为 $-V_{in}$ 。这个充电过程和采样-保持过程相同，也要受到运放输出电流和模拟开关电流的限制，不是瞬间完成，而需要一定的时间。当充电到输入电压后，积分器的输出电压跟随输入电压，但积分器输出的电压与输入电压为倒相关系，如图 2-11 所示。

图 2-11 中所示的是积分器输出电压跟随经过倒相后的输入电压的情况。接着由控制信号使模拟开关 S_2 闭合、 S_1 断开，数字计数器开始计数。与此同时，积分器的输入通过电阻 R 接至电源 V_k ，这时积分电容开始放电，积分器输出电压逐渐趋近于 0。当积分器两端的电压成为 0 时（即积分器输出电压为 0），模拟比较器使进入数字计数器的时钟停止进入，计数器停止计数。这时的数字计数器与输入电压成正比，比例常数由积分电容器的电容量、时钟频率、电阻 R 和电压 $-V_k$ 决定。这样就确定了数字输出与模拟电压的关系。

由上看出，积分型 ADC 是把与输入模拟电压相对应的电荷储存在积分器的电容中，然后以一定的速度使电容放电，用数字计数器测出积分器输出电压变为 0 或者某一给定值所需要的时间。由于数字计数器的精度很高，而且是按照二进制数工作的，因此，数字计数器直接成为 A/D 转换器的数字输出。