

电子式电能表的 研究与应用

付家才 郭松林 著

煤炭工业出版社

电子式电能表的研究与应用

付家才 郭松林 著

煤炭工业出版社

·北 京·

内 容 提 要

随着我国经济的快速发展,电子式电能表的应用也越来越广泛。本书对电能表的应用进行了较深入的研究,共分七章,内容包括:电能计量技术发展及技术基础、IIR 数字低通滤波器测量工频电参数系统、时分割乘法器的双电功率测量方法、数模乘法器交流电参数测量系统、硬件同步采样法电参数测量系统、特殊功能单相电能表设计、三相低压电力线载波电能表设计等。

本书可作为从事仪表领域的工程技术人员和相关专业的高等院校师生的参考书。

图书在版编目(CIP)数据

电子式电能表的研究与应用/付家才,郭松林著. —北京:
煤炭工业出版社,2007.7

ISBN 978-7-5020-3106-0

I. 电… II. ①付…②郭… III. 电子式电度表-基本知识
IV. TM933.4

中国版本图书馆 CIP 数据核字 (2007) 第 078174 号

煤炭工业出版社 出版
(北京市朝阳区芍药居 35 号 100029)

网址: www.cciph.com.cn
北京京科印刷有限公司 印刷
新华书店北京发行所 发行

*
开本 $787\text{mm} \times 1092\text{mm}^1/_{16}$ 印张 $10^3/4$
字数 262 千字 印数 1—1,000
2008 年 3 月第 1 版 2008 年 3 月第 1 次印刷
社内编号 5907 定价 35.00 元

版权所有 违者必究

本书如有缺页、倒页、脱页等质量问题,本社负责调换

前 言

随着我国经济的快速发展,电能作为一种重要的商品,供用电双方都需要稳定、可靠、准确和实时的计量工具作为收费、付费的依据。电能表作为体现电力部门经济效益的唯一计量器具,无论是电力部门和电力用户都需要其能准确地、正确地反映供电与用电的情况。随着电子技术及计算机技术在电能测量领域的发展及应用,近些年出现了以电子元器件与单片机为主的电能表(电子式电能表系列),由于电能表的特殊应用场合,在可靠性、准确性及实时上对其的应用有特殊的要求。

本书总结了多年电能表的研究成果,并吸收了目前最新的适用电能表的电子器件内容,其特点为:

1. 对电参量技术进行了详细地讲解;
2. 详细论证了用 IIR 数字低通滤波器采样法计算电参量;
3. 建立了电参量和测量理论误差分析数学模型,并进行了数学仿真,给出了软、硬件设计方法;
4. 提出了以时分功率乘法器为基础的双路(有功、无功)功率的测量方法;
5. 论述了用有功功率测量方法来测量无功功率,在此基础上建立了测量电路误差的数学模型,并对此模型进行了数学仿真;
6. 利用数模转换器构成了同步采样测量电参数的测量原理,并对此原理进行了数学证明、建模和数学仿真,设计了电参数测量系统;
7. 根据目前市场流行的单相及三相电能测量芯片,分别设计出具有特殊多功能的单相或三相电能表,同时给出了硬件、软件设计方法。

本书由付家才、郭松林著。由于作者水平有限,书中难免存在错误和不足,敬请广大读者批评指正。

付家才

2008 年 1 月

目 录

第 1 章 电能计量技术发展及技术基础	(1)
1.1 电能计量芯片概述	(1)
1.2 数字采样技术	(3)
1.3 $\Sigma-\Delta$ 型 A/D 转换器的原理	(7)
1.4 电子式电能表主要技术参数及特点	(14)
1.5 电子式电能表的电能测量原理	(15)
1.6 单相多功能电能表简介	(17)
1.7 三相多功能电能表简介	(20)
第 2 章 IIR 数字低通滤波器测量工频电参数系统	(24)
2.1 工频电参数测量原理	(24)
2.2 IIR 数字低通滤波器的设计	(28)
2.3 IIR 数字低通滤波器传递函数的确定	(32)
2.4 IIR 数字低通滤波器的实现	(33)
2.5 三相测量系统的设计	(35)
2.6 DSP 处理器系统的软件设计	(44)
2.7 测量方法误差分析及系统误差合成	(45)
第 3 章 时分割乘法器的双电功率测量方法	(51)
3.1 实现有功功率和无功功率的测量方法	(51)
3.2 测量电路的实现	(52)
3.3 功率乘法器电路的测量误差线性度分析及仿真估计	(55)
第 4 章 数模乘法器交流电参数测量系统	(60)
4.1 有功功率测量原理	(60)
4.2 测量系统硬件设计	(65)
4.3 电压、电流有效值测量	(76)
4.4 数模乘法器交流电参数的测量方法误差分析	(77)
第 5 章 硬件同步采样法电参数测量系统	(91)
5.1 数字采样测量原理	(91)
5.2 系统硬件设计	(94)
5.3 系统软件设计	(103)
5.4 同步采样算法理论测量误差分析	(107)
5.5 频率测量方法误差分析	(112)

第 6 章 特殊功能单相电能表设计	(114)
6.1 单相电能表设计基础	(114)
6.2 带有 RS485 总线接口通信的单相电能表设计	(121)
6.3 采用 Internet 的抄表系统的单相电能表	(136)
6.4 单相电能表系统测量误差分析	(144)
第 7 章 三相低压电力线载波电能表设计	(147)
7.1 三相载波电能表设计基础	(147)
7.2 电能表测量硬件设计	(148)
7.3 电力载波通信电路设计	(154)
7.4 其他功能电路设计	(158)
7.5 电能表系统软件设计	(160)
7.6 测量误差分析与计算	(163)
参考文献	(165)

第 1 章 电能计量技术发展及技术基础

目前工频电参数测量方法主要有模拟测量法和数字测量法两大类。模拟测量法经过几十年的发展,已经成为一种成熟的经典方法。数字测量法,从 20 世纪 70 年代提出到目前的普及应用,已取得空前的技术进步,并成为电测量领域最重要的测量方法之一。

专用电能计量芯片的应用使电测量的相关理论和 DSP 等技术得到有机结合,随着集成电路技术的发展,国内外许多公司相继设计出多款电能计量芯片,这些芯片的技术原理和性能指标都有了很大改善,推动了电工仪表行业的发展和技术进步。

电力部门和电力用户都需要对各种电参数进行准确测量。随着我国经济的快速发展,电作为一种重要的商品,供用电双方都需要一种稳定可靠的计量工具作为收费、付费的依据。电能表是电力企业计费的唯一器具,需保证其性能稳定、测量准确和可靠。电子式电能表的技术性能主要取决于电能计量集成电路的特性,随着电力电子器件技术的迅速发展和应用,电网中非线性负载越来越多,电网中谐波污染也日趋严重。由电能计量芯片制成的电子式电能表如何能准确、真实地反映非线性用户的用电量是一个十分重要的问题。因此,对电能计量芯片的频率特性和谐波影响进行理论分析和实验研究是十分重要的。

1.1 电能计量芯片概述

电能计量芯片的原理主要分为模拟乘法器和数字乘法器两大类。

1.1.1 模拟乘法器原理电能计量芯片

模拟乘法器原理又分为时分割乘法器原理和吉尔波特变跨导乘法器原理两类。采用时分割乘法器原理的代表性产品有北京瑞埃尔公司的 LS2005。采用吉尔波特变跨导乘法器原理的代表性产品有上海贝岭电子公司的 BL0931 和 BL0932。

1. 时分割乘法器原理电能计量芯片

时分割乘法器原理电能计量芯片多数采用电流平衡型时分割乘法器。对输入相乘的两个电压量(其中一个电压量经 I/U 转换而得)以一定的时间间隔进行分割。 Δt 很小时可以看做是直流,乘法器在分割的每一 Δt 时间内作一次相乘得出运算结果,然后对这些相乘结果取平均值,此平均值就代表电流、电压的乘积,即功率值。乘法器瞬间相乘的过程是对这一路电压进行倒相,倒相后有了一正向电压和一反向电压,形成双极性的方波电源。如果使正负极性部分的宽度差与另一个输入量成正比,则此正负方波的平均值就与两输入乘积成正比,所以这种时分割乘法器也称为脉冲宽度调制乘法器。

2. 吉尔波特变跨导乘法器原理电能计量芯片

用两个完全匹配的三极管组成对称的共射差动放大电路。其中一路电压作为差模输入电压,根据正向工作区的埃伯尔斯—摩尔模型可求出电路输出电压等于电路差模输入电压

和共射极电流源的乘积,再把射极电流源改为另一路电压输入的压控电流源,即可实现输出电压等于两路电压之积。因压控电流源电路的电流与电压成正比,其比例系数是该电路的导纳,所以成为变跨导乘法器。由于压控电流源电路电压只能输入正向电压,而差模输入电压可正可负,所以只能实现两象限乘法器。将差动共射放大电路中的差模输入三极管用双差动对管替换,射极单管恒流源电路也用双差动对管替换,当双输入电压远小于管子 PN 结的夹断电压时,即可实现双输入电压四象限线性乘法器。

1.1.2 数字乘法器原理电能计量芯片

数字乘法器原理电能计量芯片是计算单元控制双通道 A/D 转换器,同时对电压、电流波形进行采样,然后由芯片计算单元完成相乘功能并累加电能。所有的 A/D 转换器的工作过程都是由采样、量化和编码三个基本转换过程组成的。不同原理的 A/D 转换器其采样、量化和编码的转换过程是不同的。常用的电能计量 A/D 芯片的 A/D 转换器主要分为两类:逐次比较型 A/D 转换器和 $\sum - \Delta$ 型 A/D 转换器。前一类产品如南非 Sames 公司生产的 SA91 系列单、三相电能计量芯片;后一类产品是美国 ADI 公司研制的 ADE7755 系列。目前,采用此种原理芯片的电子式电能表已成为市场主流。类似的芯片产品有 Crystal 公司的 CS5460, Atmel 公司的 AT73C500 系列、AT73C501 系列以及 AT13C502 系列。

1. 逐次比较型 A/D 转换器

逐次比较型 A/D 转换器主要由比较器、数/模转换器、逐次逼近寄存器和逻辑控制单元四部分构成。转换中的逐次逼近是根据对分原理由逻辑控制单元完成的。启动转换器后,逻辑控制单元首先把逐次逼近寄存器的最高位置“1”,其他位置“0”。逐次比较型 A/D 转换器中的内容经数模转换器转换后得到约为满量程电压一半的电压值。这个电压值在比较器中与输入电压信号进行比较后输出电压反馈到数模转换器,并在下一次比较前对其进行修正。在逻辑控制单元的时钟驱动下,逐次逼近寄存器不断进行比较和移位操作,直到完成最低有效位的转换。由于提高分辨率需要相当复杂的比较网络和极高精度的模拟电子器件,且这些器件难以大规模集成,所以逐次比较型 A/D 转换器原理的电能表计量芯片的测量等级都不高。

2. $\sum - \Delta$ 型 A/D 转换器

$\sum - \Delta$ 型 A/D 转换器的芯片主要采取了增量调制、噪声整形、数字滤波和采样抽取等技术,因此其由增量调制器和数字抽取滤波器两部分组成。增量调制器以远大于奈奎斯特率的速度对信号进行过采样,在将模拟信号样本形成串行数字码流的同时,对量化噪声进行噪声成形处理,使量化噪声在低频段很小,在高频段很高;数字抽取滤波器的作用是对高速码流进行抽取,并以较低的成本实现高线性度和高分辨率。因此, $\sum - \Delta$ 型 A/D 转换器的电能计量芯片测量等级高,对波形幅值的变化不敏感,电磁兼容性好。

3. 数字乘法器原理电能计量误差及误差补偿方法

数字乘法器原理电能计量误差主要包括原理误差(截断误差)和 A/D 转换器引起的器件误差。当 N 次均匀采样时间间隔之和恰好等于电压波形一个周期或多个周期时,将不存在原理误差。但是由于环节和所有部件的不完善,将会因时间差异引起原理误差。原理误差的补偿方法:以频率计测得信号的周期,或用过零检测器控制计数器工作,从而获得准确的电压波形周期 T 值,然后求出采样时间实现误差修正。以往的同步采样功率乘法器、

A/D转换器的采样原理都是基于电荷平衡原理,A/D模数转换时间短,转换时间确定,引起的相位误差很小,当A/D转换器的分辨率高于测量精度时,基本不考虑A/D转换器引起的器件误差。随着DSP技术的成熟和应用,基于DSP技术的新型转换器同步采样误差补偿方法为:同步采样后加入相位校正系统以减小相位误差,加入高通滤波器滤掉直流,增加信号输入动态范围,以增大线性度。

4. 目前电能计量芯片的功能

目前国内常用的电能计量芯片大致可分为:电压、电流等电量的数据采集器芯片;脉冲输出的单、三相电能计量芯片;内置串口的带DSP引擎及相关软件的单、三相多功能电能计量芯片;防窃电电能表用单、三相电能计量芯片;带DI/DT采样器接口和DSP引擎的单、三相电能计量芯片;内部带精密振荡器的电能计量芯片等。这些电能计量芯片具有以下功能:

(1) 数据采集功能。对采集的电压、电流数据进行大量的加工和计算,直接给出了需要的各种电量,如电压、电流、有功功率和无功功率(电能)、相角和频率等量值。

(2) 被测电源系统的状态信息记录功能。记录被测电源系统的过电压、欠电压、过电流、欠电流、断相和错相、过零等状态。与单片机系统通过SPI或I²C串行口交流信息。

(3) 软件校正功能。对量程进行偏移校正、增益校正和相位校正。单片机系统对芯片内的寄存器写入一定的位值就可以对电能表进行软件校正。

单片机可通过对计量芯片的控制寄存器写入控制字,使电能表能正常工作或按某种需要方式工作。芯片内可读写的寄存器有数十个之多,单片机可通过串行口读芯片内部的各种电量寄存器,从而获得相关电量。所以目前的电能计量芯片不仅具有电能表的电能计量功能,而且还具有强大的计算功能。在硬件或软件技术上(已固化在芯片内)都要比单片机系统复杂。以MCS-51为内核的单片机性能优越但不善于计算,而现在的电能计量芯片具有硬件乘法器,可进行开方和各种计量运算(如FFT等),这补充了单片机系统的不足。与这种电能芯片连接的单片机系统的主要任务:写计量芯片的控制寄存器、读计量芯片的数据寄存器和接收状态信息及处理中断;显示、计量分时电能和需量;如通过RS485等通信接口进行通信和抄表。目前的电能计量芯片把电测量理论关于电功率(电能)的基本理论融入到芯片制造技术中。可对电能表的电流、电压互感器进行角误差校正,对电功率的瞬时功率信号进行频谱分析、无功功率(电能)的处理,对电源周波有功电能的累计模式进行选择。

1.2 数字采样技术

采样又称取样、抽样,它是指对模拟信号在时间上离散化和幅值上离散化,从而克服电参量测量中模拟运算准确度较低、模拟器件易受各种干扰影响的缺点,从同一批数据中获得许多电参量信息。

对于一个连续的时间信号 $f(t)$,若其最高次谐波分量的频率为 f_k ,当采样频率 $f_s > 2f_k$ 时,采样信号就将无失真地反映被测信号 $f(t)$,这就是采样定理。

数字采样技术主要应用于电参量测量领域,它是指在CPU的控制下,对周期或非周期的交流待测信号,由采样保持器进行采样和保持,再送到A/D转换器进行模数转换、量化处理,将模拟量变为数字量,送到存储器存储,最后由CPU进行一系列运算、处理,得到结果送显示器显示,如图1.1所示。

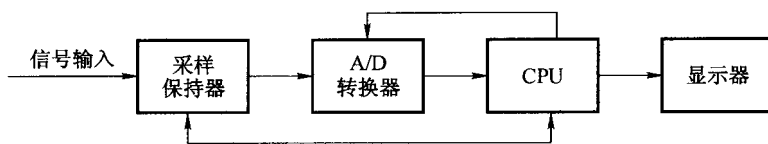


图 1.1 数字采样法原理框图

数字采样技术主要分为同步采样法、非同步采样法和准同步采样法三种。

1.2.1 同步采样法

同步采样法是指采样时间间隔 T_s 与被测交流信号周期 T 、 m 个整周期内采样点数 N 之间满足 $mT = NT_s$ 。

对于周期为 T 的信号,设 $t=0$ 处开始采样,在 m 个整周期中均匀采样 N 次,则采样时间间隔 $T_s = \frac{mT}{N}$,那么第 i 次采样的时间为 $t_i = i \frac{mT}{N}$, $i=0,1,2,\dots,N-1$ 。则交流平均功率为

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T u(t)i(t)dt = \frac{1}{T} \int_0^T p(t)dt = \frac{1}{mT} \int_0^T p(t)dt$$

经等间隔同步采样后,各采样点的瞬时功率值为 $p(t_i)$, m 个整周期的功率平均值为

$$P' = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} u(t_i)i(t_i) = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} p_i(t)$$

式中 $p_i(t)$ ——采样点的瞬时功率。

以上是以功率测量为例说明同步采样的原理,对电流、电压有效值测量的计算公式与功率相似,其他参量如功率因数、视在功率、无功功率等可通过计算得到。同步采样法又分为硬件同步采样法和软件同步采样法。

1. 硬件同步采样法

硬件同步采样法一般采用锁相环电路对被测信号进行频率跟踪,输出一个 N 倍于被测信号频率的控制信号,控制采样保持电路和 A/D 转换器。硬件同步采样法原理框图如图 1.2(a)所示,各点波形如图 1.2(b)所示。

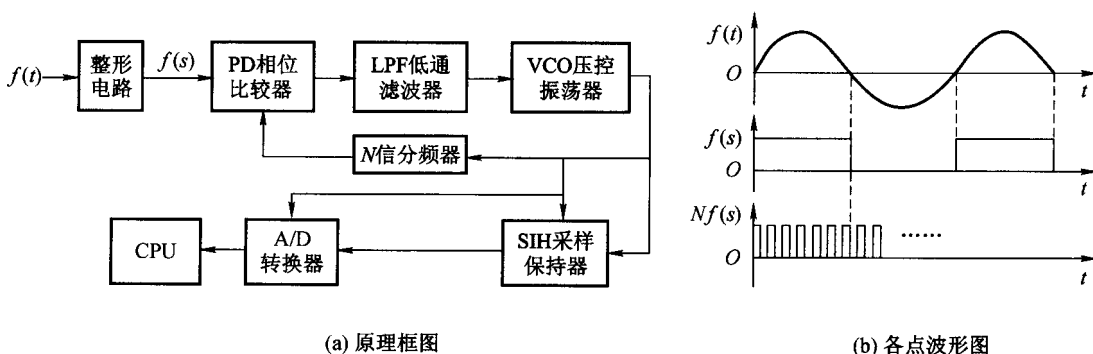


图 1.2 硬件同步采样法

2. 软件同步采样法

软件同步采样法首先测出被测信号的周期 T ,然后用 T 除以一周期内采样点数 N ,即

$\frac{T}{N}$, 得到采样间隔 T_s , 以此确定定时器的计数值, 用定时中断方式实现同步采样。由于采样间隔由定时器决定, 而定时器初值由单片机赋值, 受其时钟周期不能无限小的限制, 理论计算所得时间间隔与定时器设定的时间间隔相比存在一个偏差值, 随着采样点的增加, 偏差值不断累积, 产生同期误差。

设定定时器的计数周期为 T_0 , 则定时器的计数值为 $\frac{T}{NT_0}$ (N 为一周期内采样点数), 由于受定时器最大计数频率不能无限大的限制, $\frac{T}{NT_0}$ 一般不为整数, 只能对它取整, 去掉小数部分。设去掉的小数部分为 I , $\frac{T}{NT_0}$ 取整为 M , 以 M 为定时器的计数值, 则产生的周期误差为

$$\Delta T = -NIT_0$$

1.2.2 非同步采样法

非同步采样法是指使用固定的采样间隔, 选取合适的采样点数, 使采样周期与信号周期 (或其整数倍) 的差值小于一个采样间隔的测量方法。

设测量的截断误差为 ΔF , 信号周期为 T , 采样周期为 T' 。则

$$\begin{aligned}\Delta F &= \frac{1}{T'} \int_0^T f(t) dt - \frac{1}{T} \int_0^T f(t) dt \\ &= \frac{1}{T + \Delta T} \int_0^{T+\Delta T} f(t) dt - F_0 \\ &= \frac{1}{T + \Delta T} \left[\int_0^T f(t) dt + \int_0^{\Delta T} f(t) dt \right] - F_0 \\ &= \frac{1}{T + \Delta T} \left[TF_0 + \int_0^{\Delta T} f(t) dt \right] - F_0\end{aligned}$$

根据积分中值定理 $f(t)$ 在 $[0, \Delta T]$ 连续, 存在 $\xi \in [0, \Delta T]$, 使 $\int_0^{\Delta T} f(t) dt = 0$, 那么

$$\Delta F = \frac{1}{T + \Delta T} [TF_0 + \Delta T f(\xi)] - F_0$$

由于 $f(\xi) \ll F_0$, 且 $\Delta T \ll T$, 所以 $\Delta T f(\xi) \ll TF_0$, 则

$$\begin{aligned}\Delta F &\approx \frac{1}{T + \Delta T} (TF_0) - F_0 = \frac{TF_0 - TF_0 - \Delta TF_0}{T + \Delta T} \\ &= \frac{\Delta TF_0}{T + \Delta T} \approx -\frac{\Delta T}{T} F_0\end{aligned}$$

同理可证, 若对被测信号 m 个整周期等间隔采样, 则截断误差为 $\Delta F = -\frac{\Delta T}{mT} F_0$, 其值为一个周期采样的 $\frac{1}{m}$ 。可见, 增加采样点数, 可降低测量误差。

1.2.3 准同步采样法

准同步采样是从同步采样演变而来, 是指在同步采样的基础上, 通过适当增加采样点及采用相应的算法进行数据处理的一种方法。它去掉了同步采样中的同步环节, 节省了硬件开销。在被测信号的 m 个周期内, 以等间隔同步采样 $m * (N + 1)$ 点、采样时间间隔 $T_s = \frac{T + \Delta T}{N}$ 对采样数据值进行 m 次迭代, 最终得到测量值。准同步采样在算法上对周期信号

$f(x)$ 求其平均值 $\overline{f(x)}$, 即

$$\overline{f(x)} = \int_{x_0}^{x_0+2\pi} f(x) dx$$

式中 2π —— $f(x)$ 的周期;

x_0 —— 积分起点对应的角值。

在采样过程中, 通过适当增加采样数据量, 在满足一定条件时可采样 3~5 周期, 通过数值积分公式进行迭代运算, 就可以获得对 $\overline{f(x)}$ 的高准确度估计。

设周期信号 $f(x) = A_0 + \sum_{m=1}^M A_m \sin(m_x + \varphi_m)$, 其平均值为 $\overline{f(x)}$, 经迭代处理后有

$$\overline{f(x)} = F^n = A_0 + \sum_{m=1}^M (\gamma_m)^n [f(m)]$$

显然 $\overline{f(x)}$ 的准确度取决于 $(\gamma_m)^n$ 可忽略的近似程度。其递推公式为

$$\begin{aligned} F^n &= A_0 + \sum_{m=1}^M \rho_i F^{n-1} \\ &= \frac{1}{\sum_{i=0}^N \rho_i} \sum_{i=0}^N \rho_i F^{n-1} \quad (n=2, 3, 4) \end{aligned}$$

经上述处理后, 简化了软件计算过程, 把三次递推运算均选用矩形数值求积公式, 即用采样点形成的每个小矩形的面积之和来模拟整个曲线下含面积, 如图 1.3 所示。其计算过程如下:

第一次迭代过程为

$$\begin{aligned} M_1^1 &= f_1 + f_2 + \cdots + f_{65} \\ &\vdots \\ M_{65}^1 &= f_{65} + f_{66} + \cdots + f_{129} \\ &\vdots \\ M_{129}^1 &= f_{129} + f_{130} + \cdots + f_{193} \end{aligned}$$

第二次迭代过程为

$$\begin{aligned} M_1^2 &= M_1^1 + M_2^1 + \cdots + M_{65}^1 \\ &= 1f_1 + 2f_2 + \cdots + 64f_{64} + 65f_{69} + 64f_{70} + \cdots + 2f_{128} + f_{129} \\ &\vdots \\ M_{65}^2 &= M_{65}^1 + M_{70}^1 + \cdots + M_{129}^1 \\ &= 1f_{65} + 2f_{66} + \cdots + 64f_{128} + 65f_{129} + 64f_{130} + \cdots + 2f_{192} + f_{193} \end{aligned}$$

第三次迭代过程为

$$\begin{aligned} M_1^3 &= M_1^2 + M_2^2 + \cdots + M_{65}^2 \\ &= 1f_1 + 3f_2 + \cdots + 6f_3 + 3168f_{96} + 3169f_{97} + 3168f_{98} + \cdots + 6f_{192} + 3f_{192} + f_{193} \end{aligned}$$

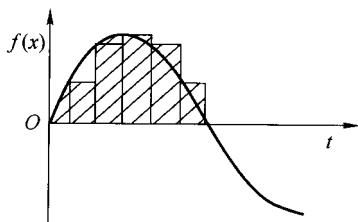


图 1.3 矩形求积

1.2.4 几种采样方法的比较

(1) 硬件同步采样法在理论上只需一个周期的数据即可, 但同步触发脉冲与被测信号严格同步是很难实现的。在高准确度测量时, 对硬件电路的元器件的条件要求很高, 这就造

成完成工频测量的成本很高。以此原理生产的仪表一般只适合于用作实验室仪表。

(2) 软件同步采样法要求 CPU 的时钟周期很高,且需要对被测信号几个周期的采样。一般只适合于测量准确度要求不是太高的测量。

(3) 非同步采样法不需同步环节,但要求更多周期的采样数据,测量频率范围宽。不适合实时测量。

(4) 准同步采样法不要求采样周期与信号周期同步,但增加了运算量和运算时间。不适合实时在线测量。

1.3 $\Sigma - \Delta$ 型 A/D 转换器的原理

近几年随着 DSP 处理器发展趋于成熟,美国 AD 公司生产了以数字低通滤波器为基础的采样法测量工频电功率的产品,用 $\Sigma - \Delta$ 型 A/D 转换器与数字低通滤波器相结合对工频电流、电压、频率、相位、功率因数、有功功率、电能、无功功率、电能进行测量,其组成系统硬件简单、功能较强、测量准确度高,对系统的时滞、温漂可用软件消除,不需增加硬件开销,且对组成系统的元器件要求不高。

1.3.1 $\Sigma - \Delta$ 型 A/D 转换器的结构

$\Sigma - \Delta$ 型 A/D 转换器具有抗干扰能力强、量化噪声小、分辨率高和线性度好的优点。一阶 $\Sigma - \Delta$ 型 A/D 转换器主要由 $\Sigma - \Delta$ 调制器和数据抽取滤波器两部分组成,如图 1.4 所示。

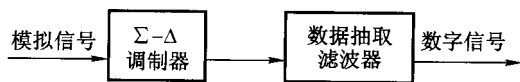


图 1.4 一阶 $\Sigma - \Delta$ 型 A/D 转换器结构框图

$\Sigma - \Delta$ 调制器由开关电容积分器构成,其功能是用高于模拟波形频率许多倍的过采样频率对模拟波形进行过采样,在相邻的采样时间间隔内波形幅值变化量 Δ 不变的情况下,对采样时间间隔内的波形变化趋势进行编码,上升编码为“1”,下降编码为“0”。调制器的输出是频率为过采样频率的高速串行码,这样就可用阶梯波来近似表示模拟波形,对模拟波形实现一位量化;同时把量化噪声“成型”,所谓“成型”即是把在基带内均匀分布的量化噪声推向高频带,使基频通带内量化噪声功率变小,以提高基带内输入波形的分辨率。数据抽取滤波器是由 DSP 软件编程实现的数字低通滤波器来完成的,它的主要作用是将 $\Sigma - \Delta$ 调制器输出的、频率为过采样频率的高速串行码进行整倍数的低通抽取滤波,将串行码流的频率降低到奈奎斯特采样频率,将已被 $\Sigma - \Delta$ 调制器推向高频端的量化噪声滤掉,同时以一种固定的码制对串行码流进行编码输出。

1.3.2 $\Sigma - \Delta$ 调制器的原理分析

1. $\Sigma - \Delta$ 调制器的调制原理

调制器输出是高速串行码流,它的物理意义如图 1.5 所示,就是用阶梯波形 $x_1(t)$ 来近似表示输入波形 $x(t)$,采用高于 $x(t)$ 频率许多倍的过采样频率对 $x(t)$ 进行采样。当采样

频率很高时,可以认为在各个时间间隔 Δt 内, $x_1(t)$ 的阶梯值 $[\Delta = x_1(t + \Delta t) - x_1(t)]$ 是相等的,即前一点的 $x_1(t)$ 幅值加上 Δ 即等于后一采样点的幅值。由于 Δ 增量值是不变的,所以可把 Δ 作为量化单位,对 $x(t)$ 实现 1 位量化。当阶梯波上升“ Δ ”,编码为“1”;当阶梯波下降“ Δ ”,编码为“0”;当编码序列均为“1”时(如 111111),则是以“ Δ ”上升的线性斜线;当编码序列均为“0”时(如 000000),则是以“ Δ ”下降的线性斜线;当序列以 0,1 不等的变化编码时,则为一曲线。所以阶梯波 $x_1(t)$ 可以用对 Δ 的变化趋势进行编码的代数和来表示,实现对输入的波形 $x(t)$ 的增量调制。

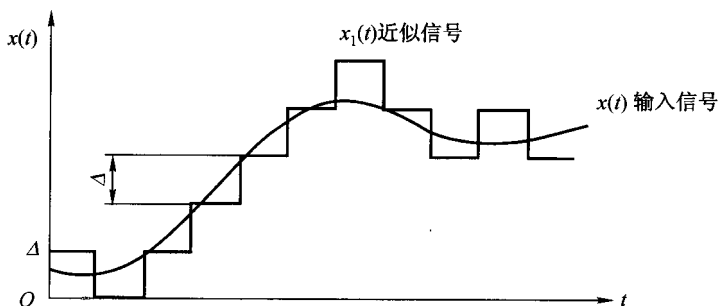
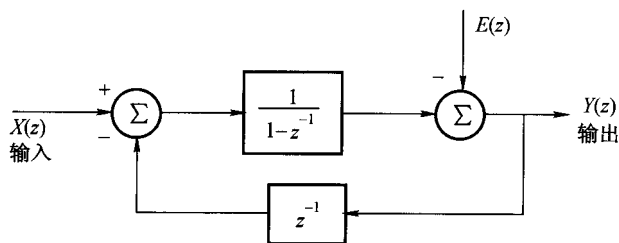


图 1.5 增量调制波形示意图

2. $\Sigma - \Delta$ 调制器的工作原理

$\Sigma - \Delta$ 调制器是由开关电容网络构成的数字积分器来实现的,数字积分器具有对输入波形进行增量调制和量化噪声成型的功能。下面以一阶 $\Sigma - \Delta$ 调制器为例说明 $\Sigma - \Delta$ 调制器的工作原理。

图 1.6 一阶 $\Sigma - \Delta$ 调制器的离散数学模型

一阶 $\Sigma - \Delta$ 调制器的离散数学模型如图 1.6 所示。其中 $X(z)$ 为输入信号 $x(n)$ 的 z 变换, $Y(z)$ 为输出信号;假设量化噪声是与输入信号不相关的加性噪声,则将量化器线性化为一个量化误差为白噪声的信号源 $E(z)$ 。其数字积分器的传递函数为

$$H(z) = \frac{1}{1 - z^{-1}}$$

根据信号流图的迈森公式可求得

$$Y(z) = H_x(z)X(z) + H_e(z)E(z)$$

其中信号的传递函数 $H_x(z)$ 和量化噪声的传递函数 $H_e(z)$ 分别为

$$H_x(z) = \frac{X(z)}{Y(z)} = 1 \quad (1.1)$$

$$H_e(z) = 1 - z^{-1} \quad (1.2)$$

式(1.1)、式(1.2)表明:一阶调制器对信号全部无失真地传给了输出,而量化噪声则产生了变形(量化噪声成型)。

下面用一阶 $\Sigma - \Delta$ 调制器基带内的量化噪声功率分布说明量化噪声经过 $\Sigma - \Delta$ 调制器后,量化噪声的成型。这需要引入两个描述 $\Sigma - \Delta$ 调制器质量的物理参数:量化信噪比与量化噪声功率谱密度函数,并以 PCM 型 A/D 转换器为例对此进行说明。

1) 量化信噪比

量化信噪比(SNR_e)是指模拟输入信号功率与量化噪声功率之比,用对数来表示,单位是分贝。一般 SNR_e 都是指未过载均匀量化时的信噪比。

如 A/D 转换器的采样值为 n 位二进制编码,则与量化级数 N 的关系为

$$N = 2^n \quad (1.3)$$

由 A/D 转换器的量化理论可知,任何对模拟信号的幅值进行量化的 A/D 转换器都是均匀量化,如设信号的幅度的动态范围为 $(-E, +E)$,被均匀量化为 N 个量化级,则每个量化级的 Δ 为

$$\Delta = \frac{2E}{N} \quad (1.4)$$

式(1.4)说明,经 A/D 转换后的任意两个相邻的采样值之差是相等的,其值是 A/D 转换器不产生线性失真的最大信号幅度动态范围的 N 等分值。一般都用数理统计的方法研究量化噪声,量化噪声 $e(n)$ 的方差 σ_e^2 就是除去了直流分量后的量化噪声平均功率,其求法为

$$\sigma_e^2 = \frac{\Delta^2}{12} = \frac{E^2}{3N^2} \quad (1.5)$$

式(1.5)说明,对于均匀量化,未过载量化噪声的平均功率与量化级的平方(Δ^2)成正比,与量化级数的平方(N^2)成反比。设 A/D 转换器的输入信号为均匀分布的随机信号,其信号幅度的概率分布为 $(-E, +E)$,所以信号的有效值(u_s^2)需要用信号的均方根来代替,其求法为

$$u_s^2 = \int_{-E}^{\infty} \frac{u^2}{2E} du = \frac{E^2}{3}$$

则信号功率为

$$p_s = u_s^2 \quad (1.6)$$

按量化噪声比的定义得

$$SNR_e = \lg \frac{p_s}{\sigma_e^2}$$

式中 SNR_e ——量化信噪比, dB。

将式(1.3)、式(1.5)和式(1.6)代入上式得

$$SNR_e = 4.77 + 6n + 10 \lg \frac{1}{3} = 6n \quad (1.7)$$

式(1.7)表明,量化信噪比与 A/D 转换器的编码位数一样,可以通过它对 A/D 转换器

的采样值的量化质量进行描述。量化信噪比越高,量化误差越小。每当 PCM 型 A/D 转换器变化 1 位,则量化信噪比有 6 dB 的变化。已知量化信噪比,可由式(1.7)求得 A/D 转换器的二进制编码。

2) 量化噪声功率谱密度函数

量化噪声功率谱密度函数描述了信号在各个不同频率分量上功率分布的情况。当在整个频率范围内对它进行积分时,其结果就是量化误差的平均功率。

根据白噪声通过线性系统的分析方法,调制器量化噪声功率谱密度函数为

$$\sigma_i^2 = \frac{\sigma_e^2}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} |H(e^{j\omega})|^2 d\omega \quad (1.8)$$

式中 ω ——模拟频率 f 的数字角频率。

量化噪声经过线性系统后,其量化噪声的功率谱密度为量化噪声的平均功率乘上系统传递函数的平方在一个周期内积分的平均值,即原来均匀分布的量化噪声通过线性系统后,其在各个不同频率分量上功率分布的情况发生了变化。

由式(1.8)可求出一阶 $\Sigma - \Delta$ 调制器输出量化噪声的功率谱密度为

$$p(\omega) = H_e(z) H_e(z^{-1}) \sigma_e^2 \quad (1.9)$$

令 $z = e^{j\omega}$,代入式(1.9)得

$$p(\omega) = 4 \left(\sin^2 \frac{\omega}{2} \right) \sigma_e^2$$

由于过采样频率 $f_s = 64$ kHz,其对应的数字角频率为 2π 。故将 $\omega = \frac{2\pi f}{f_s}$ 代入式(1.9)得

$$p(f) = 8 \left(\sin^2 \frac{\pi f}{f_s} \right) \frac{\sigma_e^2}{f_s} \quad (1.10)$$

式(1.10)说明,由于调制器的作用,将原来均匀分布在 $(0, f_s)$ 内的白噪声变成 $\left(\sin^2 \frac{\pi f}{f_s} \right) \frac{\sigma_e^2}{f_s}$ 形式的有色噪声,即量化噪声成型。

例如, A/D 转换器的频带为 $0 \sim 4$ kHz,最大输入频率 $f_b = 4$ kHz,所以对应的数字角频率为

$$\omega_b \approx 0.3926$$

假设 $\sigma_e^2 = 1$,由此可作出一阶 $\Sigma - \Delta$ 调制器输出量化噪声的功率谱密度分布图,如图 1.7 所示。

从图 1.7 中可见,在频带 $0 \sim 4$ kHz(即数字频率范围 $0 \sim 0.3926$ rad/s)内,由于 $\sin^2 \frac{\omega}{2}$ 的性质量化噪声很小,而在高频端 32 kHz(数字频率 π)量化噪声很大,这说明量化噪声通过一阶 $\Sigma - \Delta$ 调制器后,将量化噪声推向了高频端。

如图 1.7 所示,调制器的输出经过数字抽取器滤波后,将过采样频率降到奈奎斯特采样频率,同时滤掉被调制器推向高频端的量化噪声。

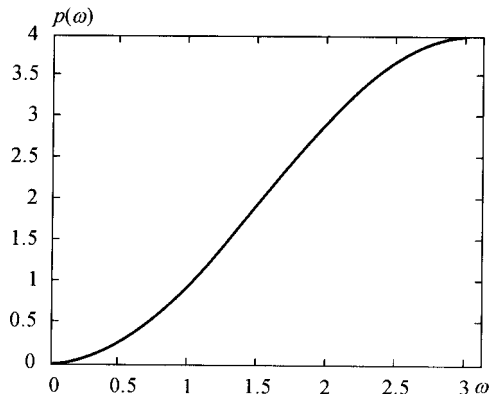


图 1.7 一阶 $\Sigma - \Delta$ 调制器输出量化噪声的功率谱密度分布图

1.3.3 数字抽取滤波器

1. 数字抽取原理

设 $x(n)$ 是 $\Sigma - \Delta$ 调制器输出的串行信号序列, 它的频率为调制器的过采样频率, 数字抽取是指将数字序列 $x(n)$ 的频率降到采样频率可对模拟信号进行采样时所需要的频率, 并形成新的数字信号序列 $y(m)$ 。它的工作过程是对 $x(n)$ 序列进行整数 M 倍的抽取, 即对 $x(n)$ 序列每隔 M 点取一点, 以形成新的数字序列 $y(m)$ (其频率为 $f_{s1} = f_s/M$), 抽取过程如图 1.8 所示。这个过程是由 DSP 软件实现的数字低通滤波器完成的。

2. 数字抽取滤波器的特点

(1) 根据采样定理, 为了在抽取过程中不产生混叠失真, 数字抽取滤波器的截止频率应小于或等于被抽取数字序列频率的一半。

(2) 为了避免抽取引起的相位失真, 抽取前的数字序列 $x(n)$ 和抽取后的数字序列 $y(m)$ 的相位变化必须是线性的。

(3) 为了减少数字抽取滤波器的运算量, 一般采用多级抽取的方法, 即数字抽取滤波器的结构采用多级数字低通滤波器级联的方法。

(4) 为了将 $\Sigma - \Delta$ 调制器输出的量化噪声滤掉, 要求前级滤波器的输出信号具有保持原调制器量化噪声成型的频谱形状不变的特性, 以便于后级滤波器将量化噪声滤掉。

3. 数字抽取原理的数学过程

进行整数 M 倍数字抽取滤波器的理想数字低通滤波函数为

$$H(e^{j\omega}) = \begin{cases} 1 & |\omega| \leq \frac{\pi}{M} \\ 0 & \text{其他} \end{cases}$$

但是理想滤波器是不能实现的, 在实际中须采用以一种形式逼近它的非理想滤波器来实现, 这就将对数字抽取造成一定的误差。下面以推导 $x(n)$ 的 z 变换与 $y(m)$ 的 z 变换关系, 来说明数字抽取过程和变换引起的误差。数字抽取滤波器框图如图 1.8 所示。

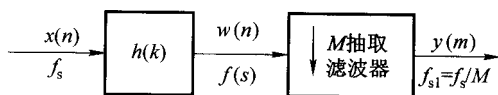


图 1.8 数字抽取滤波器框图

根据图 1.8 所示可知, 数字抽取的数学过程为

$$w(n) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} h(k)x(n-k)$$

$$y(m) = w(Mm)$$

所以有

$$y(m) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} h(k)x(Mm-k)$$

$$\text{设一序列} \quad w'(n) = \begin{cases} w(n) & (n=0, \pm M, \pm 2M \cdots) \\ 0 & \text{其他} \end{cases} \quad (1.11)$$

式(1.11)表明, 在抽样瞬间 $w'(n) = w(n)$, 其他时间为 0。