

高等学校教材

微型机继电保护基础

华北电力学院 杨奇逊 主编

中国电力出版社

高等学校教材

微型机继电保护基础

华北电力学院 杨奇逊 主编

中国电力出版社

内 容 提 要

本书介绍微型机保护的硬件和软件的基础知识。内容包括微型机保护的原理及设计选择原则, 数字滤波器, 微型机保护的算法, 提高微型机保护可靠性的措施, 微型机距离保护举例。该书作为高等学校电力系统继电保护及自动化专业选修课“微型机继电保护基础”的教材, 亦可供研究生及继电保护科技人员参考。

图书在版编目 (CIP) 数据

微型机继电保护基础 / 杨奇逊主编. —北京: 中国电力出版社, 1988.11

高等学校教材

ISBN 7-80125-340-X

I. 微… II. 杨… III. 微电机-继电保护-高等学校-教材 IV. TM380.7

中国版本图书馆 CIP 数据核字 (97) 第 08419 号

中国电力出版社出版

(北京三里河路 6 号 邮政编码 100044)

冶 林 印 刷 厂 印 刷

新华书店北京发行所发行 · 各地新华书店经售

1988年11月第一版 2000年4月北京第六次印刷

787毫米×1092毫米 16开本 6.5印张 139千字

印数 27271—30570 册 定价 8.00 元

版 权 专 有 翻 印 必 究

(本书如有印装质量问题, 我社发行部负责退换)

前 言

本书是高等学校“电力系统继电保护及自动化”专业的选修课教材。鉴于当前微型机保护发展迅速，在编写时兼顾了广大继电保护工作者的要求。

本书除要求读者对微型计算机有必要的基本知识外，其他的基本理论，例如采样定理、离散系统和数字滤波器等，也都结合微型机保护的实际情况作了足够的介绍。特别注意阐述了连续系统和离散系统、模拟滤波器和数字滤波器之间的联系和对比。编者认为这将有利于读者从物理概念上理解离散系统和数字滤波器等比较抽象的概念。

书中主要内容介绍微型机保护的硬件和软件的基础知识，而不是各种各样的微型机保护的原理。仅在最后一章，为使读者建立一个完整的概念，例举了一个微型机距离保护的框图。

全书共分五章，由苏沛浦（第一章、第三章）、杨奇逊（第二章、第四章及第五章）编写；杨奇逊任主编。

全书承东北电力学院黄玉铮审阅，并提出许多宝贵意见，在此表示衷心感谢。

由于编者水平有限，书中难免有不当或错误之处，恳请读者批评指正。

编 者

1987年10月
于华北电力学院

目 录

前 言

绪 论	1
一、电子计算机在继电保护领域中的应用和发展概况	1
二、微机继电保护装置的特点	1
第一章 微型机保护的硬件原理及设计选择原则	3
1-1 概述	3
1-2 模拟量输入系统(数据采集系统)	3
一、电压形成回路	3
二、采样保持(S/H)电路和模拟低通滤波器(ALF)	4
三、模拟量多路转换开关(MPX)	8
四、模数转换器(A/D转换器或称ADC)	9
五、数据采集系统与微机的接口	15
1-3 开关量输入及输出回路	20
一、开关量输入回路	20
二、开关量输出回路	21
三、定值输入	21
四、同打印机的接口	22
1-4 CPU的选择原则	22
第二章 数字滤波器	23
2-1 概述	23
2-2 连续时间系统的频率特性和冲激响应	24
一、基本知识和定义	24
二、连续时间系统的频率特性	26
三、连续时间系统的冲激响应	26
四、冲激响应和频率特性之间的关系	27
五、卷积的图解法和滤波器的响应时间	29
六、周期性时间函数的傅氏变换和傅氏级数	30
2-3 离散时间信号的频谱	33
2-4 Z变换	36
2-5 离散时间系统的单位冲激响应和频率特性	37
一、离散时间系统	37
二、单位冲激序列和单位冲激响应	37
三、离散时间系统的频率特性	37
2-6 非递归型数字滤波器	38

2-7	递归型数字滤波器	44
2-8	数字滤波器型式的选择	47
第三章	微型机保护的算法	48
3-1	概述	48
3-2	假定输入为正弦量的算法	48
一、	两点乘积算法	49
二、	导数算法	51
三、	半周积分算法	52
3-3	傅里叶算法(傅氏算法)	53
一、	基本原理	53
二、	傅氏算法的滤波特性分析	54
三、	傅氏算法和两点乘积算法的统一	57
3-4	解微分方程算法	58
一、	基本原理	58
二、	对解微分方程算法的分析和评价	60
3-5	最小二乘方算法	66
3-6	算法的动态特性	68
3-7	算法的选择	68
第四章	提高微型机保护可靠性的措施	71
4-1	概述	71
4-2	干扰来源和窜入微机弱电系统的途径	71
4-3	干扰的可能后果	74
4-4	抗干扰措施	74
4-5	自动检测	77
4-6	多重化和容错技术	81
第五章	微型机距离保护举例	82
5-1	总框图	82
5-2	各程序模块介绍	84
一、	初始化	84
二、	起动元件	85
三、	故障相判别	86
四、	阻抗计算和区段比较	89
五、	振荡闭锁	91
六、	静稳破坏检测元件	93
	参考文献	94

绪 论

一、电子计算机在继电保护领域中的应用和发展概况

近年来电子计算机特别是微型计算机技术发展很快,其应用已广泛而深入地影响着科学技术、生产和生活等各个领域。它使各部门的面貌发生了巨大的,往往是质的变化,继电保护技术也不例外。在继电保护技术领域,除了离线地应用计算机作故障分析和继电保护装置的整定计算、动作行为分析外,60年代末期已提出用计算机构成保护装置的倡议。最早的两篇几乎同时发表的关于计算机保护的研究报告^[1,2],揭示了它的巨大潜力,引起了世界各国继电保护工作者的兴趣。在70年代,掀起了研究热潮,仅公开发表的有关论文就有200余篇^[3]。在此期间提出了各种不同的算法原理和分析方法。但是限于计算机硬件的制造水平以及价格过高,故当时还不具备商业性地生产这类保护装置的条件。早期的研究工作是以小型计算机为基础的,出于经济上的考虑,曾试图用一台小型计算机来实现多个电气设备或整个变电站的保护功能。这种想法使可靠性难以得到保证,因为一旦当该台计算机出现故障,所有的被保护设备都将失去保护。到了70年代末期,出现了一批功能足够强的微型计算机,价格也大幅度降低,因而无论在技术上还是经济上,已具备用一台微型计算机来完成一个电气设备保护功能的条件。甚至为了增加可靠性,还可以设置多重化的硬件,用几台微型计算机互为备用地构成一个电气设备的保护装置,从而大大提高了可靠性。美国电气和电子工程师学会(IEEE)的教育委员会在1979年曾组织过一次世界性的计算机保护研究班(其讲义有中译本^[4])。这个研究班之后,世界各大继电器制造商都先后推出了各种定型的商业性微机保护装置产品。目前发展最快的是日本。在1986年日本继电保护设备的总产值中已有一半属微机保护产品。由于微机保护装置具有一系列独特的优点,这些产品问世后很快受到用户的欢迎。据日本有关部门预计,1987年的订货可能达到继电保护设备总产值的70%。

国内在计算机保护方面的研究工作起步较晚,但进展却很快。1984年有一套微机距离保护样机在经过试运后通过了科研鉴定^[5]。现在全国已有不少套各种不同原理的由专业厂家制造的微机保护装置样机在电力系统中试运行^[6,7,8]。预计1987年年底可以有一批产品经过鉴定后投入小批量生产。中国电机工程学会继电保护和安全自动装置专业委员会已决定于87年举办一期全国微机保护研究班,此举必将大大推动国内微机继电保护工作的进行。

二、微机继电保护装置的特点

1. 维护调试方便

目前国内大量使用的整流型或晶体管型继电保护装置的调试工作量很大,尤其是一些复杂的保护,例如超高压线路的保护设备,调试一套保护常常需要一周,甚至更长的时间。究其原因,这类保护装置都是布线逻辑的,保护的每一种功能都由相应的硬件器件和连线

来实现。为确认保护装置是否完好，就需要把所具备的各种功能都通过模拟试验来校核一遍。微机保护则不同，它的硬件是一台计算机，各种复杂的功能是由相应的软件（程序）来实现的。换言之，它是用一个只会做几种单调的、简单操作（如读数，写数以及简单的运算）的硬件，配以软件，把许多简单操作组合而完成各种复杂功能的。因而只要用几个简单的操作就可以检验微机的硬件是否完好。或者说如果微机硬件有故障，将会立即表现出来。如果硬件完好，对于已成熟的软件，只要程序和设计时一样（这很容易检查），就必然会达到设计的要求，用不着逐台做各种模拟试验来检验每一种功能是否正确。实际上如果经检查，程序和设计时的完全一样，就相当于布线逻辑的保护装置的各种功能已被检查完毕。第四章将介绍，微机保护装置具有自诊断功能，对硬件各部分和存放在EPROM中的程序不断地进行自动检测，一旦发现异常就会发出警报。通常只要给上电源后没有警报，就可确认装置是完好的。所以对微机保护装置可以说几乎不用调试，从而可大大减轻运行维护的工作量。

2. 可靠性高

计算机在程序指挥下，有极强的综合分析和判断能力，因而它可以实现常规保护很难办到的自动纠错，即自动地识别和排除干扰，防止由于干扰而造成误动作。另外它有自诊断能力，能够自动检测出本身硬件的异常部分，配合多重化可以有效地防止拒动，因此可靠性很高。

3. 易于获得附加功能

应用微型计算机后，如果配置一个打印机，或者其他显示设备，可以在系统发生故障后提供多种信息。例如保护各部分的动作顺序和动作时间记录，故障类型和相别及故障前后电压和电流的波形记录等。对于线路保护，还可以提供故障点的位置（测距）。这将有助于运行部门对事故的分析 and 处理。

4. 灵活性大

由于计算机保护的特性主要由软件决定（不同原理的保护可以采用通用的硬件），因此只要改变软件就可以改变保护的特性和功能。从而可灵活地适应电力系统运行方式的变化。

5. 保护性能得到很好改善

由于计算机的应用，使很多原有型式的继电保护中存在的技术问题，可找到新的解决办法。例如对接地距离保护的允许过渡电阻的能力，距离保护如何区别振荡和短路，大型变压器差动保护如何识别励磁涌流和内部故障等问题都已提出了许多新的原理和解决方法。

最后应当指出，尽管微机保护具有上述一系列突出的优点，而且从发展方向看有着广阔的前景，但它毕竟属新事物，还有待于在逐步试用中不断总结经验。另外要使它的这些优点真正发挥效益，一个重要的问题是如何使广大继电保护工作人员能尽快掌握计算机保护的原理和技术。真诚希望本书在这方面能起一定作用。

第一章 微型机保护的硬件原理及 设计选择原则

1-1 概 述

微型机保护系统的硬件一般包括以下三大部分。

(1) 模拟量输入系统(或称数据采集系统) 包括电压形成、模拟滤波(ALF)、采样保持(S/H)、多路转换(MPX)以及模数转换(A/D)等功能块,完成将模拟输入量准确地转换为所需的数字量。

(2) CPU主系统 包括微处理器(MPU)、只读存储器(一般用EPROM)、随机存取存储器(RAM)以及定时器等。MPU执行存放在EPROM中的程序,对由数据采集系统输入至RAM区的原始数据进行分析处理,以完成各种继电保护的功能。

(3) 开关量(或数字量)输入/输出系统 由若干并行接口适配器(PIA或PIO)、光电隔离器件及有接点的中间继电器等组成,以完成各种保护的出口跳闸、信号警报、外部接点输入及人机对话等功能。

硬件示意框图如图1-1所示。

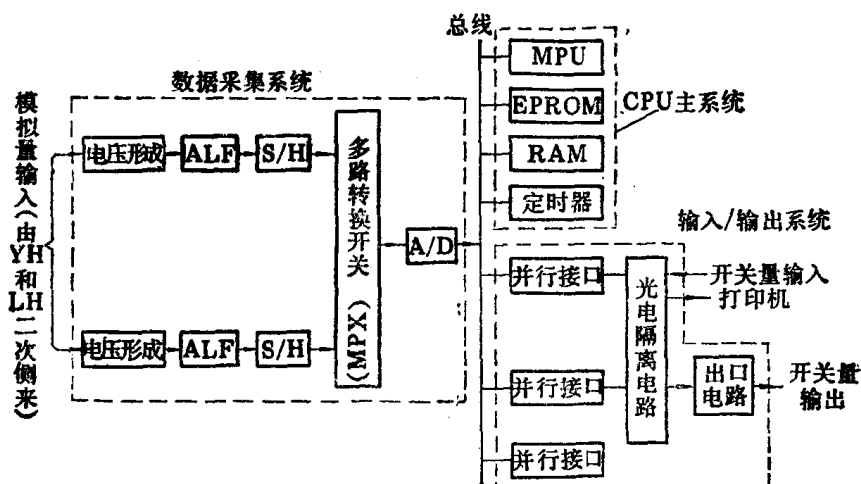


图 1-1 微机保护硬件示意框图

下面分别介绍除CPU主系统以外的各子系统的电路构成原理及各部件的选择原则。关于CPU本身的原理,因读者已具备这方面的基础,因此仅在本章的末尾讨论CPU的选择原则。

1-2 模拟量输入系统(数据采集系统)

一、电压形成回路

微机保护要从被保护的电力线路或设备的电流互感器、电压互感器或其他变换器上取

得信息，但这些互感器的二次数值、输入范围对典型的微机电路却不适用，故需要降低和变换。在微机保护中通常要求输入信号为 $\pm 5V$ 或 $\pm 10V$ 的电压信号，具体决定于所用的模数转换器。因此一般采用中间变换器来实现以上的变换。交流电流的变换一般采用电流中间变换器并在其二次侧并电阻以取得所需电压的方式。此外，也有采用电抗变换器的。两者各有优缺点，例如，电抗变换器有阻止直流，放大高频分量的作用，因此当一次流过非正弦电流时，其二次电压波形将发生严重的畸变，这是所不希望的。电抗变换器的优点是线性范围较大，铁芯不易饱和，有移相作用，另外，其抑制非周期分量的作用在某些应用中也可能成为优点。电流中间变换器的最大优点是，只要铁芯不饱和，则其二次电流及并联电阻上的二次电压的波形可基本保持与一次电流波形相同且同相，即它的传变可使原信息不失真。这点对微机保护是很重要的，因为只有在这种条件下作精确的运算或定量分析才是有意义的。至于移相，提取某一分量或抑制某些分量等，在微机保护中，根据需要可以容易地通过软件来实现。电流中间变换器的缺点是，在非周期分量的作用下容易饱和，线性度较差，动态范围也较小，这在设计和使用中应予以注意。

此外，这些中间变换器还起到屏蔽和隔离的作用，可提高保护的可靠性。

二、采样保持 (S/H) 电路和模拟低通滤波器 (ALF)

(一) S/H电路的作用及原理

S/H电路的作用是在一个极短的时间内测量模拟输入量在该时刻的瞬时值，并在模拟-数字转换器进行转换的期间内保持其输出不变。S/H电路的工作原理可用图1-2来说明。它由一个电子模拟开关AS，电容 C_h 以及两个阻抗变换器组成。开关AS受逻辑输入端电平控制。在高电平时AS闭合，此时，电路处于采样状态。 C_h 迅速充电或放电到 u_{ir} 在采样时刻的电压值。AS的闭合时间应满足使 C_h 有足够的充或放电时间即采样时间。显然希望采样时间越短越好，因而应用阻抗变换器I，它在输入端呈现高阻抗，而输出阻抗很低，

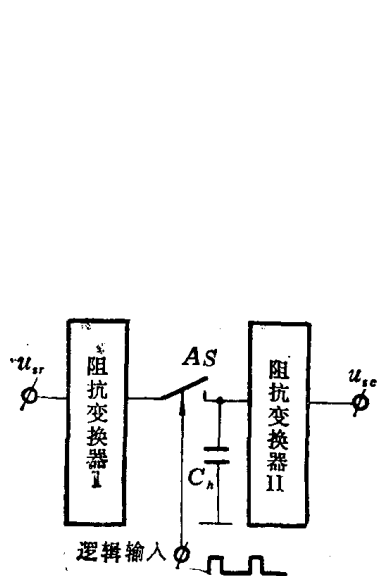


图 1-2 采样保持电路原理图

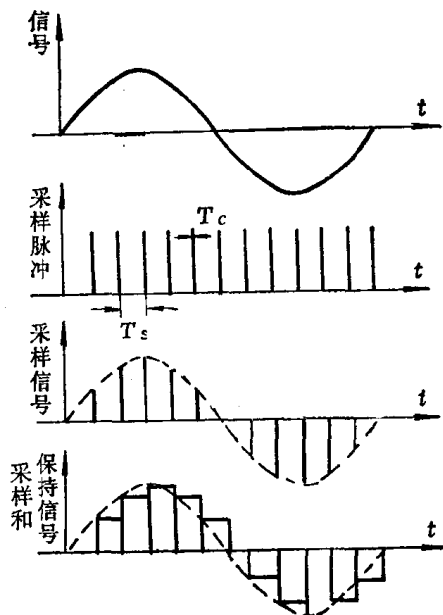


图 1-3 采样保持过程示意图

使 C_h 上的电压能迅速跟踪到 u_r 值。 AS 打开时, 电容 C_h 上保持住 AS 打开瞬间的电压, 电路处于保持状态。同样, 为了提高保持能力, 电路中应用了另一个阻抗变换器, 它对 C_h 呈现高阻抗, 而输出阻抗(u_r 侧)很低, 以增强带负载能力。阻抗变换器可由运算放大器构成。

采样保持的过程如图1-3所示。 T_s 为采样脉冲宽度, T_r 为采样周期(或称采样间隔)。

(二) 对采样保持电路的要求

高质量的采样保持电路应满足以下几点。

1) 使 C_h 上电压按一定的精度(例如误差小于0.1%)跟踪上 u_r 所需要的最小采样宽度 T_s (或称为截获时间), 对快速变化的信号采样时, 要求 T_s 尽量短, 以便可用很窄的采样脉冲, 这样才能准确的反映某一时刻的 u_r 值。

2) 保持时间要长。通常用下降率 $\frac{\Delta u}{T_r - T_s}$ 来表示保持能力。

3) 模拟开关的动作延时、闭合电阻和开断时的漏电流要小。

上述1)和2)两个指标一方面决定于图1-2中所用阻抗变换器的质量, 另一方面也和电容器 C_h 的容量有关。就截获时间来说, 希望 C_h 越小越好, 但就保持时间而言, C_h 则越大越好。因此设计者应根据使用场合的特点, 在二者之间权衡后选择合适的 C_h 值。

下面通过图1-4所示的一种典型采样保持器的特性曲线进一步说明采样保持电路的性能与电容 C_h 大小的关系。

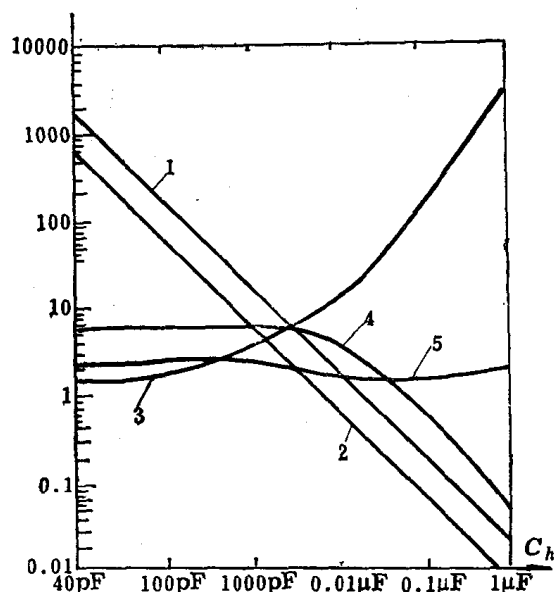


图 1-4 采样保持电路的性能与电容 C_h 大小的关系曲线

1—保持下降率(mV/s); 2—保持跳变误差(mV); 3—0.1%误差的截获时间(μs); 4—充电速率(V/ μs); 5—频带(MHz)

由图1-4可见, C_h 不宜用太小的值, 这不仅因为保持能力随 C_h 下降而下降(图中曲线1), 还因为 C_h 和采样脉冲输入电路之间不可避免地有一定的通过分布电容的耦合。因而

在从采样状态转到保持状态的瞬间, 采样脉冲由高电平变到低电平, 这种电平的跳变可能要通过分布电容的耦合影响 C_h 的保持值, 由于这种原因造成的误差叫保持跳变误差 (holdstep)。不难理解, C_h 值越小, 保持跳变误差越大 (图中的曲线 2)。对微机保护来说, 通常可选用 $C_h=0.01\mu\text{F}$, 此时从曲线 1 可见, 保持下降率约为 2mV/s , 完全可以忽略 (以后将看到保护系统的采样间隔一般不大于 2ms), 而达到 0.1% 的采样跟踪精度所需的最小截获时间约为 $20\mu\text{s}$, 仅相当于工频的 0.36° , 也是完全允许的。

目前已有将整个采样保持电路集成在一块芯片上的商品, 但其中不包括电容 C_h (需外接), 一方面是因为用集成电路构成电容困难, 另一方面是为增加设计的灵活性, 可根据不同的应用场合选用不同容量的电容 C_h 。

图1-5就是微机保护常用的一种型号为LF-398的采样保持电路芯片的原理图。

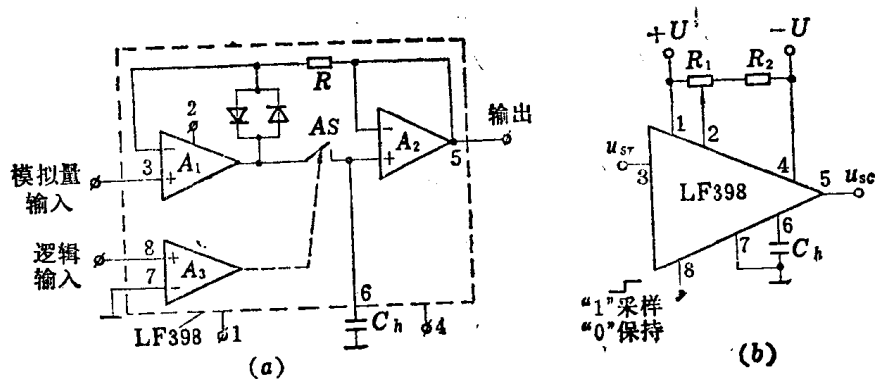


图 1-5 LF-398采样保持电路芯片原理图及实用接线图
(a)原理图; (b)实用接线图

电路主要由两只高性能的运算放大器 A_1 , A_2 构成的跟随器组成。其中 A_2 是典型的跟随器接法, 其反相端直接与输出端相连。由于运算放大器的开环放大倍数极高, 两个输入端之间的电位差实际上为零, 所以输出端对地电压能跟踪上输入端对地电压, 也就是保持电容 C_h 两端的电压。 A_1 的接法和 A_2 实质相同, 在采样状态 (AS 接通时) 其反相输入端从输出端经电阻 R 获得负反馈, 使输出跟踪输入电压。在 AS 断开后的保持阶段, A_2 的输出电压不再变化, 但模拟量输入却仍在变化, A_1 不再能从 A_2 的输出端获得负反馈, 为此在 A_1 的输出端和反相输入端之间跨接了两个反向并联的二极管, 配合电阻 R 起到隔离第二级输出与第一级的联系, 而直接从 A_1 的输出端经过二极管获得负反馈, 以防止 A_1 进入饱和区。

跟踪器的输入阻抗很高 (达 $10^{10}\Omega$), 输出阻抗很低 (最大 6Ω), 因而 A_1 对输入信号 u_i 来说是高阻, 而在采样状态时对电容 C_h 为低阻充放电, 故可快速采样。又由于 A_2 的缓冲和隔离作用使电路有较好的保持性能。

AS 为场效应晶体管模拟开关, 由运算放大器 A_3 驱动。 A_3 的逻辑输入端由外部电路 (通常可由定时器) 按一定时序控制, 进而控制着 C_h 处于采样或保持状态。

图1-5 (b) 中的端子 2 用于调零。实际上零漂很小, 在要求不是特别高的情况下, 可将端子 2 开路。

(三) 采样频率的选择和ALF的应用

图1-3中所示采样间隔 T_s 的倒数称为采样频率 f_s 。采样频率的选择是微机保护硬件设计中的一个关键问题,为此要综合考虑很多因素,并从中作出权衡。采样频率越高,要求CPU的速度越高。因为微机保护是一个实时系统,数据采集系统以采样频率不断地向CPU输入数据,CPU必须要来得及在两个相邻采样间隔时间 T_s 内处理完对每一组采样值所必须作的各种操作和运算,否则CPU将跟不上实时节拍而无法工作。相反采样频率过低将不能真实地反映被采样信号的情况。可以证明,如果被采样信号中所含最高频率成份的频率为 f_{max} ,则采样频率 f_s 必须大于 f_{max} 的二倍,否则将造成频率混叠(将在第二章中详细介绍)。这里仅从概念上来说明采样频率过低造成频率混叠的原因。设被采样信号 $x(t)$ 中含有的最高频率为 f_{max} ,现将 $x(t)$ 中这一频率成份 $x_{f_{max}}(t)$ 单独画在图1-6(a)中。从图1-6(b)可以看出,当 $f_s = f_{max}$ 时,采样所看到的为一直流成份,而从图1-6(c)看出,当 f_s 略大于 f_{max} 时,采样所看到的是一个差拍低频信号。这就是说,一个高于 $f_s/2$ 的频率成份在采样后将被错误地认为是一低频信号,或称高频信号“混叠”到了低频段。显然在 $f_s > 2f_{max}$ 后,将不会出现这种混叠现象。

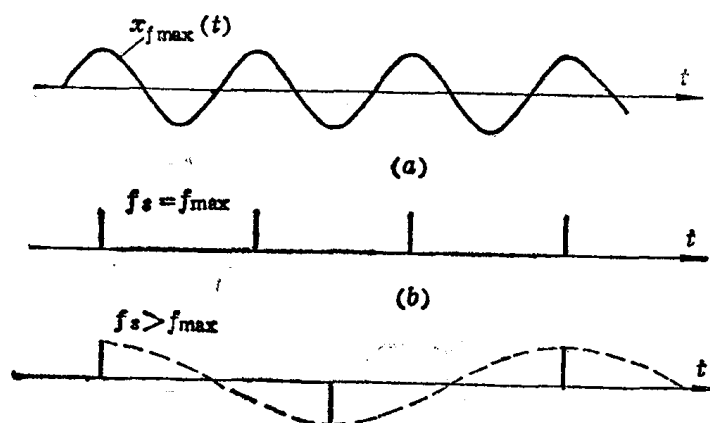


图 1-6 频率混叠示意图

对微机保护系统来说,在故障初瞬,电压、电流中可能含有相当高的频率分量(例如2kHz以上),为防止混叠, f_s 将不得不用得很高,从而对硬件速度提出过高的要求。但实际上目前大多数的微机保护原理都是反映工频量的,在这种情况下可以在采样前用一个低通模拟滤波器(ALF)将高频分量滤掉,这样就可以降低 f_s ,从而降低对硬件提出的要求。实际上,在第二章将看到,由于数字滤波器有许多优点,因而通常并不要求图1-1中的ALF滤掉所有的高频分量,而仅用它滤掉 $f_s/2$ 以上的分量,以消除频率混叠,防止高频分量混到工频附近来。低于 $f_s/2$ 的其他暂态频率分量,可以通过数字滤波来滤除。还应当提出,实际上电流互感器、电压互感器对高频分量已有相当大的抑制作用,因此不必对抗混叠的低通模拟滤波器的频率特性提出很严格的要求,例如不一定要很陡的过渡带,也不一定要求阻带有理想的衰减特性,否则高阶的模拟滤波器将带来长的过渡过程,影响保护的快速动作(详见第二章)。

采用ALF消除频率混叠问题后,采样频率的选择很大程度上取决于保护的原理和算法

的要求, 同时还要考虑硬件的速度问题。例如一种常用的采样频率是使采样间隔 $T_s = 5/3$ ms, 这正好相当于工频 30° , 因而可以很方便地实现 30° , 60° , 或 90° 移相, 从而构成负序滤波器等。考虑到硬件目前实际可达到的速度, 绝大多数微机保护的采样间隔 T_s 都在 $0.5 \sim 2$ ms 的范围内。

三、模拟量多路转换开关 (MPX)

对于反映两个量以上的继电保护装置, 例如阻抗, 功率方向等都要求对各个模拟量同时采样, 以准确地获得各个量之间的相位关系, 因而图1-1中要对每个模拟输入量设置一套电压形成、抗混叠低通滤波和采样保持电路。所有采样保持器的逻辑输入端并联后由定时器同时供给采样脉冲。但由于模数转换器价格昂贵, 通常不是每个模拟量输入通道设一个A/D, 而是公用一个, 中间经MPX切换轮流由公用的A/D转换成数字量输入给微机。多路转换开关包括选择接通路数的二进制译码电路和由它控制的各路电子开关, 它们被集成在一个集成电路芯片中。以常用的16路多路转换开关芯片AD7506为例, 其内部电路组成框图示于图1-7。因为要选择16路输入量, 所以它有 $A_0 \sim A_3$ 四个路数选择线, 以便由CPU通过并行接口芯片或其他硬件电路给 $A_0 \sim A_3$ 赋以不同的二进制码, 选通 $AS_1 \sim AS_{16}$ 中相应的一路电子开关 AS , 将被选中的某一路接通至公共的输出端供给A/D转换器。

图1-7中的EN (Enable) 端为芯片选择线, 只有在EN端为高电平时多路开关才工作, 否则不论 $A_0 \sim A_3$ 在什么状态, $A_1 \sim A_{16}$ 均处于断开状态。设置EN端是为了可以用二片 (或更多片) AD7506, 将其输出端并联以扩充多路转换开关的路数。

MPX中的模拟电子开关 AS 在D/A、A/D、S/H电路中的应用甚广, 现作简单介绍。它是用电子逻辑 (数字) 电路控制模拟信号通、断的一种电路。通常有双极型晶体管 (BJT), 结型场效应晶体管 (JFET) 或金属氧化物半导体场效应管 (MOS-FET) 组成的电子开关。BJT模拟电子开关是用得最早的一种, 电路举例如图1-8所示, 这是一种反接晶体管模拟开关, 该电路可直接用TTL数字逻辑电路控制。当控制信号为低电平时, T_1 , T_2 截止, T_3 导通。当控制信号为高电平时, T_1 , T_2 导通, T_3 截止。这种电路导通误差电压大约为 $1 \sim 2$ mV, 精度不高。为提高精度还可以采用并联互补, 串联补偿等电路。

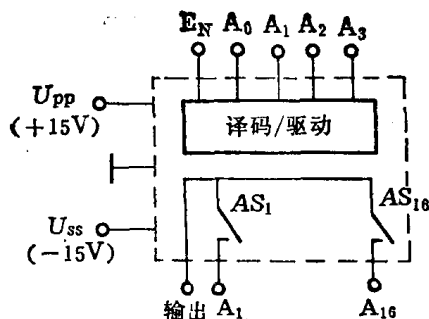


图 1-7 AD7506的内部电路组成框图

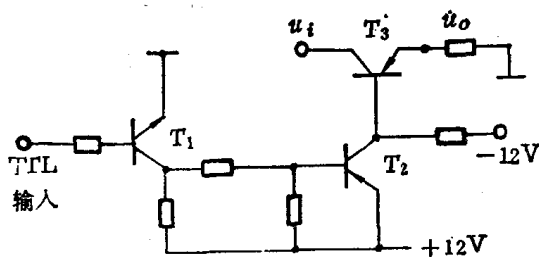


图 1-8 BJT模拟开关电路举例

J-FET组成的模拟开关性能更好, 导通电阻小, 截断时只有极微小的漏电流, 因此应用广泛。其电路举例如图1-9所示。

这是一个互补双路开关。当 u_c 为高电平时, T_1 , T_2 导通, T_3 截止, T_4 导通, $u_o = u_{i1}$ 。当 u_c 为低电平时, T_1 , T_2 截止, T_3 导通, T_4 截止, $u_o = u_{i1}$ 。

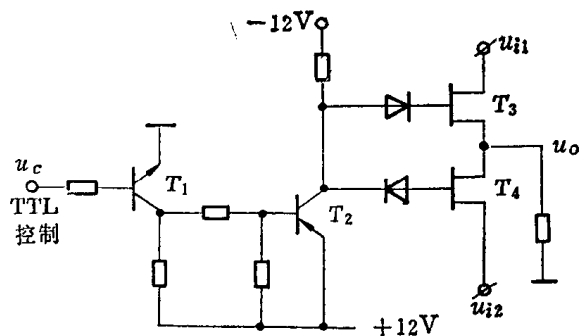


图 1-9 J-FET模拟开关电路原理图举例

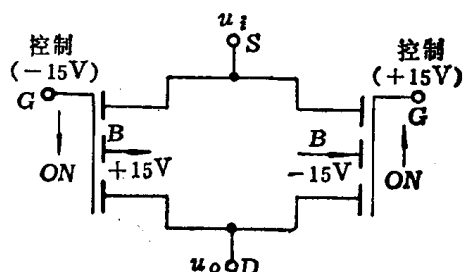


图 1-10 MOS-FET模拟开关电路原理图举例

MOS-FET组成的模拟开关性能和J-FET类似, 但它更容易制成集成电路, 成本低, 因此使用越来越广泛。其电路举例如图1-10所示。

这是一个互补型MOS-FET的模拟开关AS电路(简称CMOS-FET·AS), 它用两个增强型的MOS-FET并联, 一个是P沟道, 一个是N沟道。为使开关导通要求PMOS(P沟道的MOS-FET)的控制电压为负值, 同时要求NMOS(N沟道的MOS-FET)的控制电压为正值, 图中分别用向下及向上的箭头来表示。当输入电压 u_i 为零时, PMOS的 $u_{gs} = -15V$, NMOS的 $u_{gs} = +15V$, 故PMOS与NMOS两者均导通。开关导通电阻为两FET的电阻并联, 电阻很低。

当输入电压 $u_i = -15V$ 时, PMOS的 $u_{gs} = -30V$, NMOS的 $u_{gs} = 0V$, 此时PMOS导通, NMOS截止, 有一个FET导通, 电阻也很低。

当输入电压 $u_i = +15V$ 时, PMOS的 $u_{gs} = 0V$, NMOS的 $u_{gs} = +30V$, 此时NMOS导通, PMOS截止, 电阻也很低。

因此不论输入电压如何变化, 导通时, 导通电阻基本不受输入电压 u_i 变化的影响。

在应用中不论是哪种电路构成的模拟开关, 一般分成电压开关和电流开关两种。电流开关的工作速度比电压开关的高得多。

四、模数转换器(A/D转换器或称ADC)

(一) ADC的一般原理

由于计算机只能对数字量进行运算, 而电力系统中的电流、电压信号均为模拟量, 因此必须采用模数转换器将连续的模拟量变为离散的数字量。

模数转换器可以认为是一编码电路。它将输入的模拟量 U_A 相对于模拟参考量 U_R 经一编码电路转换成数字量 D 输出。一个理想的A/D转换器, 其输出与输入的关系式为:

$$D = \left\lfloor \frac{U_A}{U_R} \right\rfloor \quad (1-1)$$

式中 D 是小于1的二进制数。对于单极性的模拟量, 小数点在最高位前, 即要求输入 U_A 必须小于 U_R , D 可表示为:

$$D = B_1 2^{-1} + B_2 2^{-2} + \dots + B_n 2^{-n} \quad (1-2)$$

式中 B_1 为其最高位, 常用英文缩写MSB表示, B_n 为最低位, 英文缩写为LSB. $B_1 \sim B_n$ 均为二进制码, 其值只能是“1”或“0”.

因而(1-1)式又可写为:

$$U_A \approx U_R (B_1 2^{-1} + B_2 2^{-2} + \dots + B_n 2^{-n}) \quad (1-3)$$

以上即为A/D转换器中模拟信号量化的表示式.

由于编码电路的位数总是有限的, 例如式(1-3)中有 n 位, 而实际的模拟量公式 U_A/U_R 却可能为任意值, 因而对连续的模拟量用有限长位数的二进制数表示时不可避免的要舍去比最低位(LSB)更小的数, 从而引入一定的误差. 显然这种量化误差的绝对值最大不会超过和LSB相当的值. 因而模数转换编码的位数越多, 即数值分得越细, 所引入的量化误差就越小, 或称分辨率就越高.

(二) 数模转换器.(DAC或D/A转换器)

模数转换器一般要用到数模转换器, 因此这里先介绍一下数模转换器. 数模转换器的作用是将数字量 D 经一解码电路变成模拟电压输出. 数字量是用代码按数位的权组合起来表示的, 每一位代码都有一定的权, 即代表一具体数值. 因此为了将数字量转换成模拟量, 必须将每一位代码按其权的值转换成相应的模拟量, 然后, 将代表各位的模拟量相加, 即得与被转换数字量相当的模拟量, 亦即完成了数模转换.

图1-11为按上述原理构成的一个4位数模转换器的原理图.

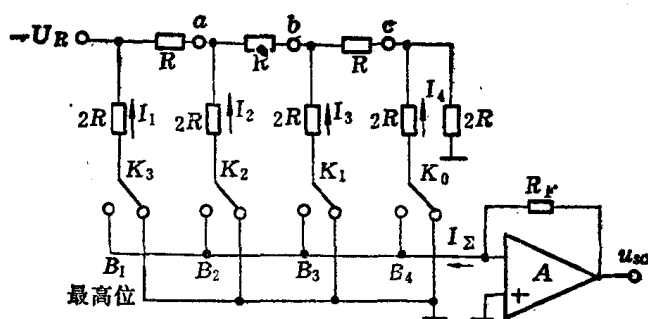


图 1-11 4 位的数模转换器原理图举例

图中电子开关 $K_0 \sim K_3$ 分别受输入四位数字量 $B_4 \sim B_1$ 控制. 在某一位为“0”时其对应开关倒向右侧, 即接地. 而为“1”时, 开关倒向左侧, 即接至运算放大器 A 的反相输入端. 流向运算放大器反相端的总电流 I_Σ 反映了四位输入数字量的大小, 它经过带负反馈电阻 R_F 的运算放大器, 变换成电压 u_o 输出. 运算放大器 A 的反相输入端的电位实际上也是地电位, 因此不论图中各开关倒向那一侧, 对图中电阻网络的电流分配是没有影响的. 这种电阻网络有一个特点, 从图中 $-U_R$, a , b , c 四点分别向右看, 网络的等值阻抗都是 R , 因而 a 点电位必定是 $\frac{1}{2}U_R$, b 点电位则为 $\frac{1}{4}U_R$, c 点为 $\frac{1}{8}U_R$.

相应的图中各电流为:

$$I_1 = U_R / 2R, I_2 = \frac{1}{2}I_1, I_3 = \frac{1}{4}I_1, I_4 = \frac{1}{8}I_1$$

各电流之间的相对关系正是二进制数各位的权的关系，因而图1-11中的总电流 I_2 必然正比于数字量 D 。式(1-2)已给出

$$D = B_1 2^{-1} + B_2 2^{-2} + \dots + B_n 2^{-n}$$

由图1-11得

$$\begin{aligned} I_2 &= B_1 I_1 + B_2 I_2 + B_3 I_3 + B_4 I_4 \\ &= \frac{U_R}{R} (B_1 2^{-1} + B_2 2^{-2} + B_3 2^{-3} + B_4 2^{-4}) = \frac{U_R}{R} D \end{aligned}$$

而输出电压为：

$$u_{ic} = I_2 R_F = \frac{U_R R_F}{R} \cdot D \quad (1-4)$$

可见输出模拟电压比例于输入数字量 D ，比例常数为 $\frac{U_R R_F}{R}$ 。

如图1-11所示的数模转换器电路通常被集成在一块芯片上。由于采用激光技术，集成电阻值可以做得相当精确。因而数模转换器的精度主要取决于参考电压或称基准电压 U_R 的精度。很多芯片在内部设有一个经温度补偿的齐纳二极管稳压回路，将外加给芯片的电源电压经过进一步稳压后提供 U_R ，因而精度很高。

应当指出，图1-11所示D/A转换器的电路只是很多方案中的一种。目前D/A芯片种类很多，有的是电流输出的，也有的是用正极性参考电压的，以适应各种不同场合的需要。由于微机保护用D/A转换只是为了实现A/D转换，而在实际应用中都选用包含有D/A转换部分的A/D转换器芯片。

(三) 逐次逼近法模数转换器的基本原理

微机保护用的模数转换器绝大多数都是应用逐次逼近法的原理实现的。图1-12示出了一个应用一片8位D/A转换器和一个比较器实现模/数转换的基本原理的框图。

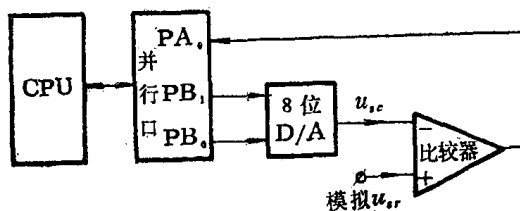


图 1-12 模数转换器基本原理框图

该图是在CPU控制下由软件来实现逐次逼近的，因而转换速度较慢，实用价值并不大。微机保护应用的A/D转换都是由硬件控制电路自动进行逐次逼近的，并且整个电路都集成在一块芯片上。但从图1-12可以很清楚地理解逐次逼近法A/D转换的基本原理。

图1-12的工作原理如下。并行接口的B口PB₀~PB₇用作输出，由CPU通过该口往8位D/A转换器试探性的送数。每送一个数，CPU通过读取并行口的PA₀（用作输入）的状态（“1”或“0”）来观察试送的8位数相对于模拟输入量是偏大还是偏小。如果偏大，