

运算放大器应用基础

段尚枢 编

哈尔滨工业大学出版社

22.77

434167

运算放大器应用基础

段尚枢 编



00434167

哈尔滨工业大学出版社

哈尔滨

内 容 简 介

本书系按机械电子工业部的工科机、电类专业教材的出版规划,根据“电磁测量技术及仪表”专业教材编审委员会制定的教学计划和教学大纲编写出版的。

本书对运算放大器及其应用着重于从基础方面作了比较全面和深入地分析与介绍。全书共八章,内容包括运算放大器的基础知识,信号放大电路,模拟运算器,线性变换器,非线性波形变换器,RC有源滤波器,模拟电压比较器和信号发生器。

本书为高等工程院校电磁测量及仪表专业本科生教材,也可供从事自动检测、电子测量仪器、自动控制、计算机技术等有关专业师生、工程技术和科研工作者在学习和应用运算放大器电路时参考。

运算放大器应用基础

Yunsuan Fangdaqi Yingyong Jichu

段尚枢 编

*

哈尔滨工业大学出版社出版发行

哈尔滨理工大学东区印刷厂印刷

*

开本 787×1092 1/16 印张 12.625 字数 281千字

1998年10月第2版 1998年10月第2次印刷

印数 3 001—6 000

ISBN 7-5603-0391-9 /TN·26 定价 13.00元

前 言

随着科学技术的发展,模拟与数字集成电路已广泛应用于电子计算技术、测量技术和自动控制等各个领域,并成为各类电子设备和系统中必不可少的电子器件。

运算放大器最早在模拟计算技术中得到应用。它经历了电子管、晶体管分立元件及集成电路等不同的发展阶段。至今,集成运算放大器无论在品种数量上,还是在性能质量上都有相当大的发展,已成为集成电路中比较重要的,也是当前应用比较广泛的最基本的电子器件。

随着电子计算机技术在测量技术中的推广应用,测量仪器和检测系统对信号处理的能力和品质都有了相当大的提高。然而,由于测试仪器和系统必须首先通过传感器从被测对象上获得信息,再对其模拟信号进行模拟量的预处理(如放大、变换和滤波等等),模拟通道(也包括传感器)的测量误差,将限制整台测量仪器和设备的测量精度。因此,模拟通道的设计与试验已成为重要的一环。随着集成运算放大器的应用和推广,几乎所有新型测量仪器的模拟通道都是采用集成运算放大器来实现,作为从事测量技术及仪器设计的工程技术人员必须具有能完成模拟电路设计和试验的良好素质。

本教材是在模拟电子技术的基础上,为进一步强化学生的集成运算放大器电路知识而编写的。其内容不是以介绍更多的器件和应用电路为主要目的,而是着眼于在有限的篇幅内完成对学生基本技能的培养,着重于讲授集成运算放大器的基础知识,剖析典型应用电路,使学生掌握基本分析方法和误差计算。

本教材是编者在多年教学经验总结的基础上编写的。全书共分八章,内容包括运算放大器的基础知识,信号放大电路,模拟运算器,线性变换器,非线性波形变换器,RC有源滤波器,模拟电压比较器和信号发生器。由于受篇幅和教学时数的限制,以及考虑到在其它课程中有所体现,在本书编写时,有关集成运算放大器在模拟与数字转换技术、采样与保持器、调制与解调器,以及噪声分析、屏蔽防护、特殊集成运算放大器等方面的内容均未编入。本教材课堂讲授约为55学时,各校在具体讲授时,可根据需要增减内容。在教学中要求学生重点掌握集成运算放大器的技术特性及其参数的测试方法,熟悉各种典型电路的构成,学会分析电路工作原理和理想传输特性的推导方法,根据具体条件,运用等效电路分析和计算各种因素所引起的测量误差。这是一门实践性很强的课程,在学习和消化课程内容的同时,安排一定的习题和实验,对提高学生的动手能力也将是十分必要的。

本书在编写过程中得到了哈尔滨工业大学电磁测量技术及仪器教研室赵新民教授、**赫继显**讲师、张荣祥副教授、郭振芹副教授及教研室各位老师的指导和支持,并由重庆大学周德超副教授对全书作了认真审阅,在此特向他们表示谢意。

由于编者水平所限,书中可能存在一些缺点和错误,殷切希望广大读者批评指正。

编 者

目 录

第一章 集成运算放大器的基础知识.....	(1)
§ 1-1 集成运算放大器的基本构成和表示符号	(1)
§ 1-2 理想运算放大器及其等效模型	(4)
§ 1-3 集成运算放大器的特性参数及分类	(6)
§ 1-4 集成运算放大器的实际等效模型	(15)
§ 1-5 集成运算放大器特性参数的测试方法	(16)
§ 1-6 集成运算放大器负反馈电路的稳定性	(25)
第二章 信号放大电路	(38)
§ 2-1 集成运算放大器的基本放大电路	(38)
§ 2-2 基本放大电路的误差分析	(46)
§ 2-3 仪器放大器	(50)
§ 2-4 动态校零型斩波放大器	(53)
第三章 基本模拟运算器	(60)
§ 3-1 模拟加法器和减法器	(60)
§ 3-2 模拟积分器	(63)
§ 3-3 模拟微分器	(71)
§ 3-4 模拟对数运算器	(76)
§ 3-5 模拟指数运算器	(79)
§ 3-6 模拟乘法器	(81)
第四章 线性变换器	(89)
§ 4-1 电压-电流变换器	(89)
§ 4-2 电流-电压变换器	(93)
§ 4-3 电桥放大器	(95)
§ 4-4 电荷放大器	(99)
§ 4-5 阻抗模拟变换器	(101)
第五章 非线性波形变换器	(107)
§ 5-1 线性检波电路	(107)

§ 5-2	绝对值变换器	(109)
§ 5-3	限幅器	(113)
§ 5-4	二极管函数变换器	(118)
第六章	RC 有源滤波器	(124)
§ 6-1	概述	(124)
§ 6-2	传递函数的幅度近似问题	(126)
§ 6-3	滤波器传递函数的设计	(134)
§ 6-4	电压控制电压源单端正反馈型基本节电路	(140)
§ 6-5	电压控制电压源双重正反馈型基本节电路	(146)
§ 6-6	双二阶电路	(151)
§ 6-7	灵敏度	(153)
第七章	模拟电压比较器	(161)
§ 7-1	模拟电压比较器及其特性	(161)
§ 7-2	过零电压比较器	(162)
§ 7-3	电平检测器	(168)
§ 7-4	回差电压比较器	(170)
§ 7-5	窗口电压比较器	(174)
§ 7-6	动态校零型电压比较器	(177)
第八章	信号波形发生器	(180)
§ 8-1	正弦波发生器	(180)
§ 8-2	方波和三角波发生器	(186)
§ 8-3	压控振荡器	(188)
§ 8-4	脉冲波和锯齿波发生器	(190)
§ 8-5	阶梯波发生器	(191)
参考文献		(195)

第一章 集成运算放大器的基础知识

在各类电子仪器和设备所采用的电子线路中,集成运算放大器(以下简称集成运放)是应用最普遍的模拟电子器件。集成运放配上不同的反馈网络和采用不同的反馈方式,就可以构成功能和特性完全不同的各种集成运放电子电路,简称运放电路,如放大器、积分器、滤波器、振荡器等等。这些运放电路是各种电子电路中最基本的组成环节。为了更好地熟悉和掌握各类运放电路的设计和计算方法,首先必须对集成运放有一个比较全面的和较深入的了解。只有在充分熟悉集成运放器件性能和特点的基础上,才能很好地学习和掌握各种运放电路的构成和分析方法,才能根据任务要求,灵活地掌握电路设计和元件参数的计算,合理选择元器件,并在理论指导下进行电路调试。

全面了解集成运放需要涉及半导体材料、微电子电路设计和集成电路制造工艺等许多方面的知识。集成运放的电路设计和制造是一个专业性很强的技术领域,作为从事集成运放应用的工作者来讲,更多的不是关心它们的内部电路是如何设计、采用什么材料和哪种工艺制造的,而是将它们作为电路的一个基本器件,从它的外部特性去了解、掌握和应用它。学习集成运放的基础知识,是进一步熟悉和掌握运放电路分析、设计和计算的基础,这是十分必要的。

§ 1-1 集成运算放大器的基本构成和表示符号

一、集成运放的基本构成

集成运放是以双端为输入,单端对地为输出的直接耦合型高增益放大器。它是将相当数目的晶体管、电阻以及连接线,采用半导体集成工艺制做在一块面积很小(约 0.5mm^2)的硅片上。

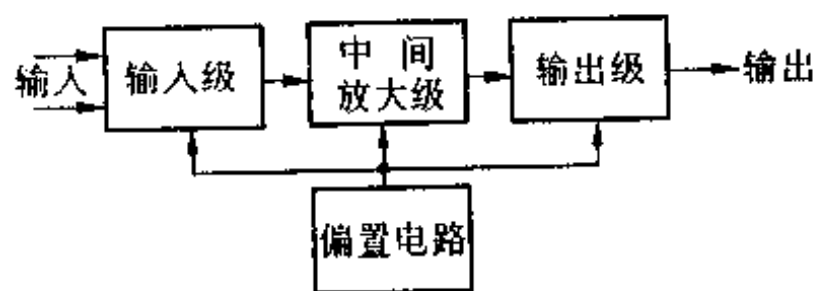


图 1-1 集成运放内部电路构成方框图

集成运放内部电路包括四个基本组成环节:输入级、中间放大(兼电平移动)级、输出级和各级的偏置电路,如图 1-1 所示。由于晶体管容易制造,且它在硅片上占的面积小,集成运放内部电路大量采用晶体管来代替其它元器件,如采用三极管构成二极管、用有源负载代替电阻负载等。由于晶体管是在相同的

工艺条件下同时制造的,同一硅片上的对管特性比较相近,易获得良好的对称特性,且在同一温度场,易获得良好的温度补偿,具有很好的温度稳定性。内部电路中的部分电阻采用半导体工艺制造,如扩散电阻、夹层电阻、体电阻、离子注入电阻、薄膜电阻等。内部电容

采用PN结电容、薄膜电容等,电容量较小,在几十pF之内。一般大电阻、大电容在硅片上占用面积大,集成电路内部很少采用,需要时采用外接方法,特别是大的相位校正电容,多采用外接方式。为了提高集成运放输入电阻、减小失调电压和偏置电流、提高差模和共模输入电压范围等性能,集成运放的输入差分放大级可采用超 β 管、达林顿复合管、串联互补复合管、场效应管等等。从集成运放差动输入级经中间放大级转为单端输出,差模输入电压为零时,其输出对地电压不为零,因此在输入与输出级之间需采用电平移动电路,将其电平移动到地电平。电平移动电路多采用恒流源、横向PNP管、稳压管、正向二极管链和电阻降压电路等。从双端输出到单端输出的变换,常采用并联电阻负反馈、有源负载、电流负反馈、PNP管等方法。为了提高共模抑制能力,提高差模增益和提供稳定的内部电路工作电流,实际电路中广泛采用各种恒流源电路,如稳压管恒流源、镜电流恒流源,比例恒流源、多集电极恒流源、场效应管恒流源等。为了获得比较大的输出电压动态范围、大的输出电流和低的输出电阻,集成运放输出级多采用互补推挽输出级、跟随器推挽输出级、多级互补推挽输出级等。

为提高集成运放的稳定性和耐受过载能力,某些集成运放又在内部电路中采用一些辅助电路,如内电源稳压电路、控温电路、温度补偿电路、输入电压保护、输出过流、过热保护电路等。

二、741型集成运放电路简介

以图1-2所示的741型(如 $\mu A741$, AD741)集成运放电路为例,简述其构成原理。

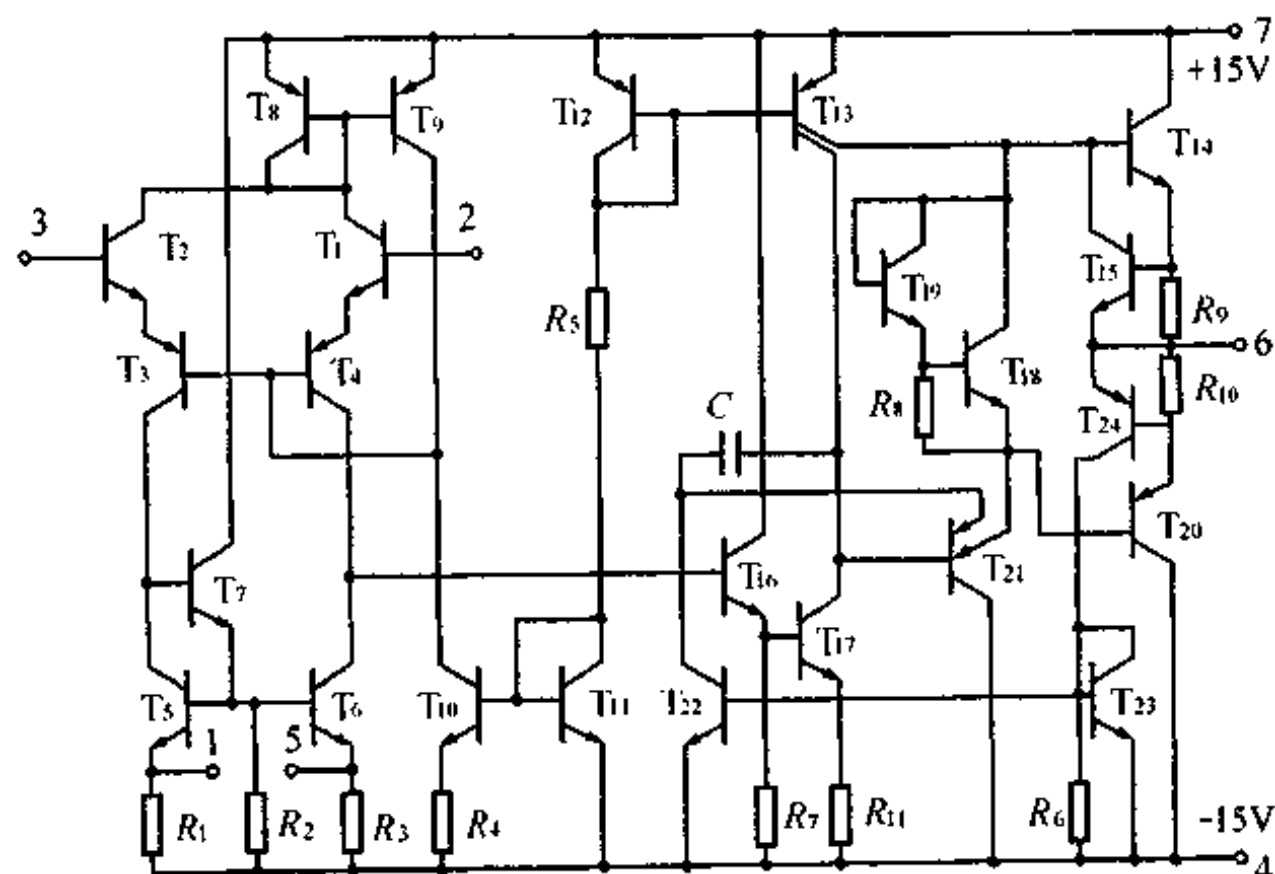


图 1-2 $\mu A741$ 型集成运放内部电路图

图中 $T_1 \sim T_{10}$ 管和 $R_1 \sim R_4$ 电阻组成了输入级。 T_1 、 T_2 (NPN管)和 T_3 、 T_4 (PNP管)组成互补差分输入放大级。 T_1 、 T_2 管为共集电极组态,其 β 值很大,具有小的基极偏置电流和高的差模输入电阻。 T_3 、 T_4 管为横向PNP管,采用共基极组态,以改善输入频响特性。由于 T_3 和 T_4 管基射结可耐受较大的反压,则可承受较大的差模输入电压。 $T_5 \sim T_7$ 管和

$R_1 \sim R_3$ 电阻构成了电流镜恒流源,它们是 T_3 、 T_4 管集电极有源负载,并完成从双端输出到单端输出的转换,同时提高输入级的增益。在输入级偏置电路中,由 T_5 、 T_6 组成电流镜电流源,再配合 T_{10} 恒流源,完成输入级共模电流负反馈,以稳定输入级工作电流,提高输入级共模抑制比和共模输入电阻。在共模输入电压作用或由于温升而使 I_{c3} 、 I_{c4} 增大时,共模电流负反馈的作用则是,通过 I_{c3} 、 I_{c4} 增大,使 I_{c8} 增大,根据电流镜的关系, I_{c9} 也增大,而 T_{10} 为恒流源,则 T_3 、 T_4 的基极电流 I_{b3} 、 I_{b4} 必然同时减小,从而使 I_{c3} 、 I_{c4} 减小,达到稳定工作点,提高共模特性的目的。

T_{16} 、 T_{17} 管和它的有源负载 T_{13B} 组成中间放大级,同时完成电平移动。这一级具有较高的增益。为了保证运放闭环工作的稳定性,在 T_{16} 管集电极和基极间接入 30pF 积分校正电容。

T_{11} 、 T_{12} 两个二极管和电阻 R_5 为 T_{10} 、 T_{13A} 、 T_{13B} 管的电流镜恒流源的偏置电路。

输出级由 T_{14} 、 T_{20} 和 T_{21} 管及偏置电路、输出保护电路构成。 T_{14} 、 T_{20} 管组成互补输出级, T_{21} 管为激励级。 T_{18} 、 T_{19} 两个二极管为 T_{14} 、 T_{20} 提供初始偏置电压,以减小交越失真。 T_{13A} 为 T_{21} 射极有源负载。为了避免输出级接地过载引起的损坏,由 T_{15} 管和电阻 R_9 构成正向电流过载保护电路。当 T_{14} 管输出电流增大到使 R_9 上的电压大于 0.6V 时, T_{15} 管导通,将分流 T_{14} 管部分基极电流,使正向输出短路电流限制在 $0.6\text{V}/27\Omega = 22\text{mA}$ 。负向输出电流保护电路由 T_{22} 、 T_{23} 、 T_{24} 管和电阻 R_{10} 构成。当电阻 R_{10} 上电压超过 0.6V 时, T_{24} 、 T_{23} 和 T_{22} 管相继导通,分去 T_{16} 管的基极电流,限制了输出级 T_{20} 管输出电流,使负向输出短路电流限制在 $0.6\text{V}/22\Omega = 27\text{mA}$ 。

三、集成运放的引出端及表示符号

集成运放器件的封装形式主要有两类:金属圆帽封装和双列直插封装,如图 1-3(a)

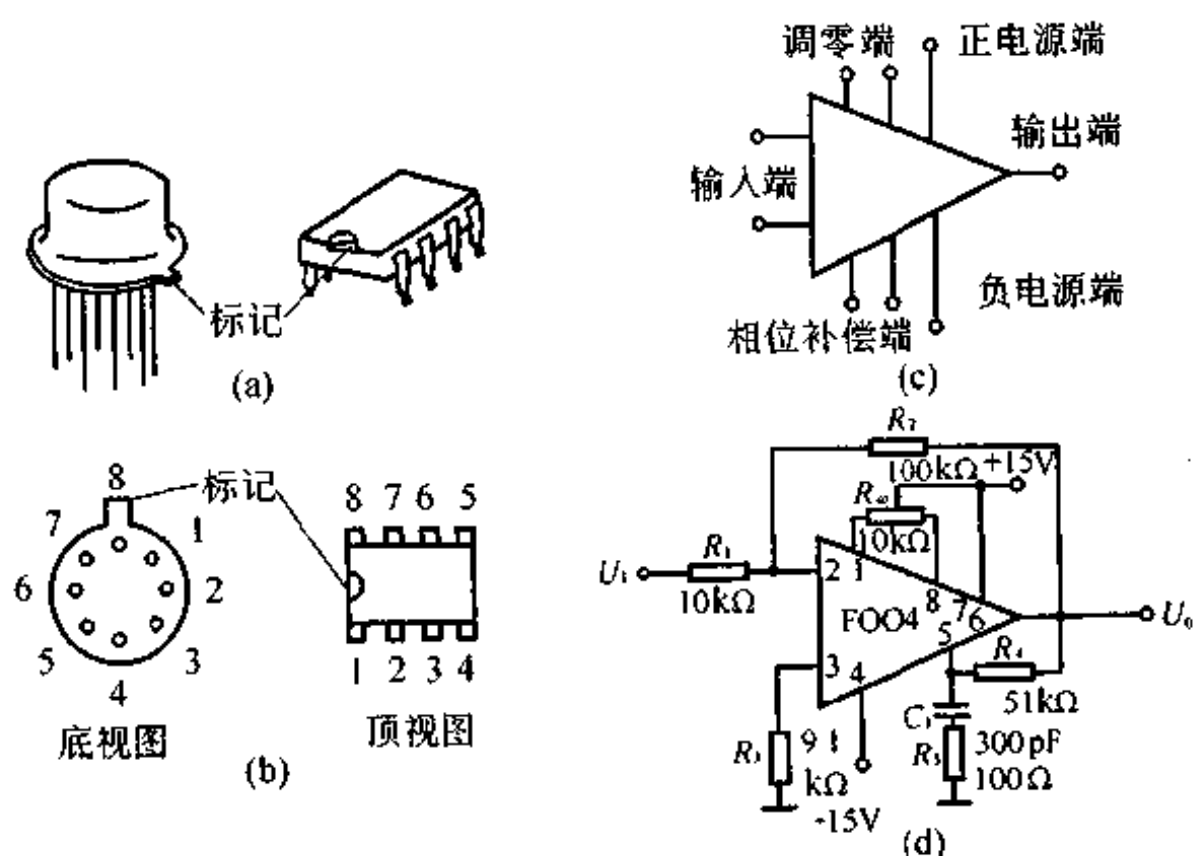


图 1-3 集成运放外形、管脚排列标记和表示符号

所示。按封装材料分,双列直插封装有塑封、陶瓷封装、金属-陶瓷封装,它们适用于不同的

环境条件。集成运放管脚排列方法如图 1-3(b)所示。圆帽封装多数为 8 脚,也有 10 脚、12 脚的。双列直插单运放多数为 8 脚,双运放和四运放多数为 14 脚。圆帽封装的管脚号排列顺序是以圆帽边沿上的凸作为定位标志,一般以对准定位标志的管脚定为最大的管脚号。在早期产品中有的对准管脚 1 或管脚 1 与最大管脚间空位。管脚排列以底视图顺时针方向顺序编号。双列直插器件的定位标志一般是在器件正表面上的一端设凹坑或标志点,管脚排列顺序是以顶视图,并按逆时针方向,从定位标志开始的第一管脚顺序排列。管脚编号排列顺序应注意定位标志、视图方法和时针方向。

集成运放通常采用图 1-3(c)所示的三角形符号和相应的引出端来表示。集成运放共有五类引出端:

(1)输入端。即信号电压输入端,它有两个。通常用符号“+”来表示同相输入端,用“-”来表示反相输入端。

(2)输出端。即放大信号输出端,只有一个,通常为对地电压输出。

(3)电源端。集成运放为有源器件,工作时必须外接电源。一般有两个引出端。对于双电源运放,其中一个为正电源 $+U_{cc}$ 端,而另一个为负电源 $-U_{ee}$ 端;对于单电源运放,一端接正电源,另一端接地。

(4)调零端。一般有两个引出端。将其外接到电位器的两个外端,而电位器中心调节端接正电源或负电源端。有些运放则不设调零端,欲调零则需外设调零电路。

(5)相位补偿(校正)端。其引出端数目因型号而各异。一般为两个引出端,多者 3~4 个,少者不设相位补偿端。

集成运放的输入端、输出端、电源端在三角形符号上标示的位置比较固定,如图 1-3(c)所示。而调零端、相位补偿端则不同,可在两斜边任一位置上标出。

为简化电路图,经常只标出两个输入端和一个输出端,而将电源端、调零端和相位补偿端略去。必要时也可标出所需说明的引出端,如调零端等。由于输入输出共三个引出端,因此称其为三端器件。

在用于施工的运放电路图中,必须将全部引出端和所连元件、连接方式完整地表示出来,并在相应的引出端标出器件管脚编号,在相应的三角形表示符号内或附近标出器件型号和器件编号。外接的元件也相应标出参数值和编号,如图 1-3(d)所示。

§ 1-2 理想运算放大器及其等效模型

集成运放与不同的外部电路连接,采用不同结构的反馈网络、不同的反馈元件和反馈方式,可以构成功能和特性各异的多种应用电路。在分析众多的应用电路时,首先应该分析这些应用电路欲实现的理想输出-输入特性,即理想的传输特性或理想的变换特性。对于可以用传递(传输)函数来描述其传输(或变换)特性的运放电路,则应分析它的理想传递函数。这些理想的传输特性或理想的传递函数,是把集成运放看作理想运放、把反馈元件看作理想元件时所获得的。集成运放应用电路的分析和设计,也应该是先从理想的传输特性设计入手。把运放看作一个环节,从它在系统中所处的地位和作用,来确定它所应该完成的最基本的功能。然后根据实际元器件的实际特性和参数,分析和计算实际电路的传

输特性和误差,并根据设计指标要求,选择合适的元器件及其参数,然后进行电路装配、实验调整和性能测试,最终完成满足技术要求的应用电路。

一、理想运放的基本条件

运算放大器是以它的高增益和很小的引入误差来获得接近于理想的传输和阻抗变换等特性。运放的增益越高、引入误差越小,运放电路的特性越接近于理想特性。可见理想运放应具备的基本条件是:

- (1)差模电压增益为无限大;
- (2)具有无限宽的频带;
- (3)共模电压增益为零;
- (4)输入失调电压、偏置电流、输入噪声电压和电流均为零;
- (5)输入阻抗为无限大;
- (6)输出阻抗为零。

二、理想运放等效模型

从反馈角度看,运算放大器有两类基本工作状态:一类是以负反馈为主的,负反馈工作状态;另一类是正反馈工作状态。运算放大器负反馈工作状态是大多数运放电路所采用的基本工作状态。根据理想运放条件,处于负反馈工作状态的运放,可以采用图 1-4(a)所示的理想运放等效模型来代替。

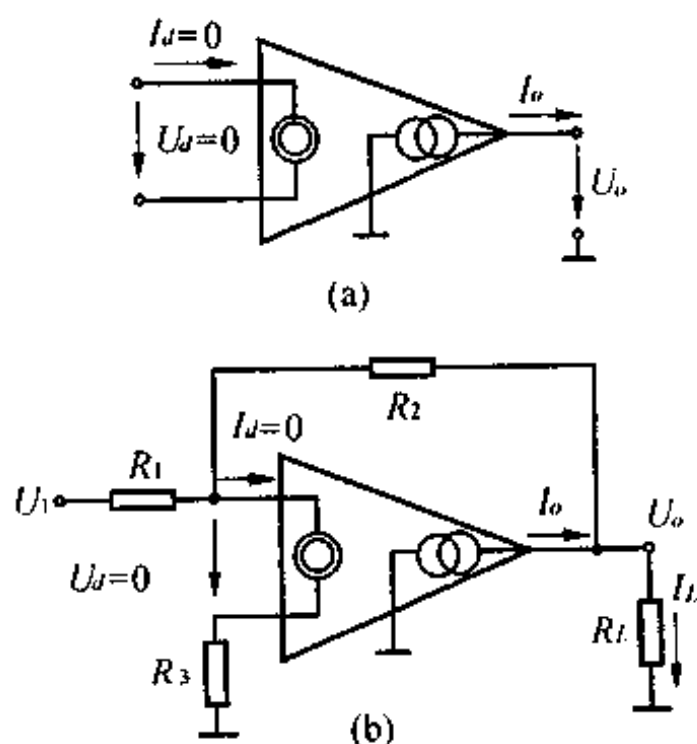


图 1-4 理想运放等效模型

理想运放等效模型的输入端采用“零子”符号来表示。“零子”系指两个输入端的差模电压 U_d 为零,流入输入端的电流 I_d 亦为零。由于理想运放的增益为无限大,其输出电压等效到输入端的差模电压看作为零。输入阻抗为无限大,这意味着输入差模电流为零。也就是理想运放在负反馈电路中,其同相端和反相端电位相等,若同相端接地,则反相端也为地电位,但并不是直接接地,称之为“虚地”。若同相端为某一电位,则反相端将与同相端等电位,反相端不能与同相端短接,称之为“虚短”。理想运放输入差模电压为零,然而输出电压 U_o 和输出电流 I_o 为任意值。等效模型的输出端用“任意子”符号来表示。所谓“任意子”系指理想运放提供给外部电路的对地输出电压和电流均为任意值。任意值的含

意就在于它有能力提供任意输出电压和输出电流。然而任意者并非随意,理想运放的输出电压和输出电流将由外部网络的条件所决定,其值与外部连接的网络结构、元件特性和参数值、输入信号大小、输出端负载等密切相关。外部网络条件确定后,理想运放的输出电压和输出电流将为确定值。

将集成运放看作理想运放,并用等效模型来代替,可以很快地导出运放电路的理想传

输特性。

§ 1-3 集成运算放大器的特性参数及分类

一、集成运放的特性参数

实际上,集成运放并非为理想运放。因此,由集成运放构成的各种运放电路,在实际的电路与欲实现的理想电路的特性之间存在一定的差别,由此带来误差。在设计运放电路和参数计算时,必须充分熟悉和掌握实际运放的特性及表述其性能的各项技术参数或指标。正确理解和运用其特性参数,是正确评价和选择集成运放、设计、计算和实验调试运放电路所必须的。

集成运放的特性参数分工作特性参数和极限参数两大类。而工作特性参数可按输入特性参数、传输特性参数、输出特性参数、电源特性参数分类。下面分别介绍这些特性参数。

首先应该说明的是,集成运放的各项参数都是与运放的工作环境和外部条件有关的,因此,许多参数都规定了一定的条件,如供电电源电压额定值或一定的电压范围、环境温度、输入信号幅度、信号频率和波形、运放的负载条件等等。这些条件在具体的技术规范中有详细规定,这也是器件特性参数的测试条件。为了简化叙述,在下面介绍各项特性参数时,一般将不再详细列举每项参数所规定的条件。

1. 输入特性参数

这一类特性参数与集成运放输入端有关,因此说,它主要是与输入级有关的输入端等效特性参数。

(1) 输入失调电压 U_{os}

当集成运放差模输入端外加电压为零时,由于输入差分级不对称,以及后续电路不完善,则表现出输入差模电压为零,而输出电压并不为零的失调现象。其中,对输出电压贡献最大的是差分输入级不对称,特别是差分对管特性不一致。此输出电压可以看作为在输入端有一个很小的等效差模输入电压,经放大后所产生的输出电压,即输出电压等于此差模电压乘以差模放大倍数,此差模电压即为输入失调电压,或者,当差模输入端外加一个直流补偿电压,使运放输出电压为零,此时的补偿电压与失调电压大小相等,而输入极性相反,此补偿电压值为失调电压值。对实际集成运放,只给出输入失调电压典型值、最大值,而对其极性不作任何规定。

一般集成运放输入失调电压在 $20\mu\text{V}\sim 20\text{mV}$ 范围内。双极型集成运放比场效应管型集成运放的输入失调电压小。

(2) 输入失调电压温度系数 $\Delta U_{\text{os}}/\Delta T$

在规定的温度范围内,集成运放的输入失调电压将随温度变化而变化,失调电压对温度的变化率,即为输入失调电压温度系数。

失调电压致使运放电路零位输出电压不为零,这可以通过调零方法,使其输出电压调整为零。但由于温度变化,失调电压也随之变化,结果引起运放电路输出电压的零点漂移。

输入失调电压温度系数可用来估计和评价集成运放对运放电路输出电压零值的温度稳定性。这也是一项重要的特性参数。一般低漂移集成运放的失调电压温度系数约为 $0.2 \sim 50 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$ 。

(3) 输入偏置电流 I_B

集成运放的失调电压被补偿后,使其输出电压为零时,集成运放两个差模输入端所需偏流的平均值,规定为输入偏置电流,即

$$I_B = \frac{1}{2}(I_{B+} + I_{B-}) \quad (1-1)$$

为了保证双极型集成运放正常工作,在两个输入端必须提供一定的偏流。而以场效应管为输入级的集成运放,在其输入端也必须通过一定的途径将栅极接地,或是通过电阻直接接地,或是通过电阻和输出端接地,总之需通过外部电路给栅极提供一定的直流电平。尽管场效应管输入电阻很高,但栅极输入端总是存在一定的漏电流。此栅极漏电流对运放电路带来的影响与双极型偏流的影响相同,也按偏流处理。由于差分对管不对称,集成运放的两个输入端的偏流不完全相等,取其平均值定义为输入偏置电流。为了与偏置电流相区别,每个输入端的偏置工作电流称其为偏流,分别为 I_{B+} 、 I_{B-} 。

输入偏置电流的大小与输入级管子类型、电路和参数、以及工艺有关。双极型运放一般为 $0.025 \sim 1 \mu\text{A}$,结型场效应管型运放大约为 $1 \sim 50 \text{pA}$,绝缘栅型场效应管型运放可小于 0.1pA 。

(4) 输入失调电流 I_{os}

集成运放在失调电压被补偿后,两个输入端偏流之差的绝对值,定义为失调电流,即

$$I_{os} = |I_{B+} - I_{B-}| \quad (1-2)$$

由于工艺上的一些原因,制造出来的集成运放,其输入级管子特性及电路不可能完全对称,两个输入端的偏流也不等。为衡量输入级偏流的对称性,并计算由此产生的误差,所以定义两个偏流之差的绝对值为输入失调电流。

绝对值的意思是只确定失调电流值,不确定它的符号。为分析时更明确,一般假定 $I_{os} = I_{B+} - I_{B-}$ 为正。

集成运放两个输入端的偏流将在各自输入端之外的等效直流电阻 R_{B+} 、 R_{B-} 上产生直流电压降: $U_{B+} = I_{B+} R_{B+}$ 和 $U_{B-} = I_{B-} R_{B-}$,二者的差值将带来集成运放的差模输入电压,如同输入失调电压一样将带来零位输出电压。当 $R_{B+} = R_{B-}$ 时,偏置电流 I_B 引起的零值输出电压为零,这时只有失调电流 I_{os} 将引起零位输出电压。通过调零方法可以将失调电流引起的零位输出电压补偿掉。

一般集成运放的输入失调电流比偏置电流小几倍到几十倍。

(5) 输入失调电流的温度系数 $\Delta I_{os}/\Delta T$

在规定的温度范围内,输入失调电压被补偿后,集成运放输入失调电流随温度变化而变化,失调电流对温度的变化率,即为输入失调电流温度系数。

由于失调电流随温度变化,也将导致输出电压零位的漂移。为衡量集成运放的温度稳定性,计算温度漂移,采用输入失调电流温度系数这个指标可作为衡量和选择集成运放的

重要依据。

一般低漂移集成运放输入失调电流温度系数为每度失调电流的 $10^{-2} \sim 10^{-3}$ 量级。

(6) 差模输入电阻 R_d

集成运放的两个输入端之间,在其差模电压为零(接近于零)时的等效输入电阻,即为差模输入电阻,它是差模输入电压变化量与由此引起的差模输入电流变化量之比。

差模输入电阻与输入级晶体管类型、工作状态以及环境温度有关。双极型运放差模输入电阻不如场效应管型运放的高,一般为几百 $k\Omega$ 到几十 $M\Omega$,而场效应管型运放的输入电阻一般为 $10^{12} \sim 10^{14} \Omega$,甚至更高。一般偏置电流小的集成运放,其差模输入电阻高。

与差模输入电阻并联的差模输入电容 C_d 一般在 $0.2 \sim 4pF$ 左右。二者并联称为差模输入阻抗。

(7) 共模输入电阻 R_{CM}

集成运放两个输入端相对地之间的输入电阻为共模输入电阻。

共模输入电阻与共模电压和温度有关。共模输入电阻由共模电压从零到最大时的平均值来确定。对于双极型运放,共模输入电阻远大于差模输入电阻,而场效应管型运放二者相当。

与共模输入电阻并联的共模输入电容 C_{CM} 一般也在 $0.2 \sim 4pF$ 左右。二者并联称为共模输入阻抗。

2. 传输特性参数

这是在信号电压从输入端到输出端传输过程中所表现出来的,与输入和输出电压同时有关的一些特性参数。

(1) 开环差模电压增益

由差模输入电压引起的对地输出电压与此差模输入电压之比,即为开环差模电压增益,简称开环增益。

开环增益可用放大倍数来表示,如 10^5 倍,或用 $10^5 V/mV$ 来表示,也可用分贝数来表示,如 $20\lg A_d = 100dB$ 。

1) 直流开环增益

一般,开环增益指的是直流开环增益,这是在输入直流电压信号下或在很低频率下近似测得的增益。

集成运放的开环增益一般为 $100 \sim 140dB$ 。

2) 交流开环增益 $A_d(\omega)$

当差模输入电压信号为交流时,其开环增益为交流开环增益。交流开环增益随频率上升而下降,其开环增益与频率的关系曲线称之为开环增益的频响特性曲线,简称增益频响特性,一般用伯德图来描述,如图1-5所示。增益频响特性与相位补偿条件有关,图1-5(a)示出了 CF709 集成运放在不同的补偿参数下的频响特性。 $\mu A741$ 采用内部相位补偿,其频响特性曲线如图1-5(b)所示。随着信号频率增高,集成运放输出电压不失真的输出幅值也随之下降,因此其增益频响特性在高频端实际上是小信号的增益频响特性。

(2) $-3dB$ 带宽 BW,增益带宽积 GBW

开环增益频响特性在从直流开环增益下降 $-3dB$ 时所对应的频率范围,称之为 $-3dB$

带宽,又称之为开环带宽。

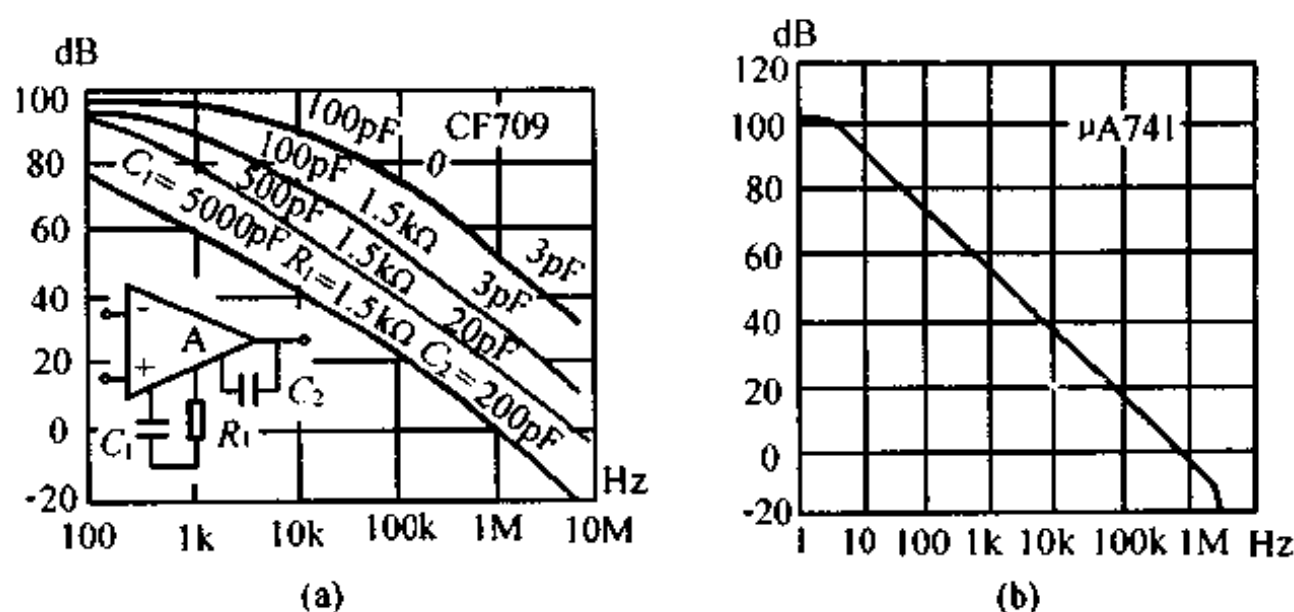


图1-5 CF709型和 $\mu A741$ 型集成运放开环增益频响特性

交流开环增益与其相应的增益带宽(频率)的乘积被称之为增益带宽积。一般规定在指定频率下或指定增益下进行测试。

在作交流信号放大时,希望集成运放在较宽的频率范围内保持较高的交流开环增益。开环带宽是衡量开环频响特性的一个指标,是由第一个极点所决定的转折频率。开环带宽仅仅表明增益频响特性相对于频率的相对变化范围,不表示增益绝对量值。若采用增益带宽积来衡量集成运放的频响特性,则将同时考虑了增益和频带这两个方面的因素,将是比较全面的。

(3) 单位增益带宽 f_T

当交流增益下降到0dB,即交流开环放大倍数为一倍时所对应的信号频率,称单位增益带宽。

这是小信号特性参数。若集成运放被看作单一极点时,运放的增益函数可表示为

$$A_d(s) = \frac{A_d}{1 + T_o s} \quad (1-3)$$

其增益频响特性为

$$A_{df} = \frac{A_d}{\sqrt{1 + (f/f_o)^2}} \quad (1-4)$$

式中 $f_o = BW = 1/2\pi T_o$

由式(1-4)可得出,单位增益带宽近似等于增益带宽积

$$f_T = A_d \cdot BW = GBW$$

实际上,由于与 f_T 频率接近的第二个极点频率的影响,单位增益带宽 f_T 略低于增益带宽积 GBW。

(4) 全功率带宽 f_P

在保证正弦波输出电压失真系数不大于规定值(一般为1%)和最大输出电压幅度 $\pm U_{om}$ (或 U_{oP-P}) 的条件下,所达到的最高正弦信号频率,即为全功率带宽,又称满功率带宽。这是大信号的工作带宽。

(5) 输出电压摆率 SR

集成运放在输入信号为阶跃脉冲条件下,输出电压对时间的最大变化率,即输出电压转换速率,简称摆率。

摆率是由集成运放内部电路中的电容和晶体管电流驱动能力所限定的,它也与相位补偿网络的特性和负载电容有关,这是输出电压对快速变化的输入信号所能达到的最快响应速率,如图1-6所示。输入为大信号方波,而输出方波的上升沿和下降沿的电压变化率即为摆率

$$SR = \Delta u_o / \Delta t$$

若输入为正弦信号 $u_i(t) = U_m \sin \omega t$, 在理想条件下, 图 1-6(a) 所示电路的输出电压 $u_o(t) = -U_m \sin \omega t$ 。此正弦波输出电压的最大电压变化率发生在输出电压过零时, 其值为

$$\left. \frac{du_o(t)}{dt} \right|_{\max} = U_m \omega$$

当输出信号幅值达到 $\pm U_{om}$, 同时最大变化率又不大于摆率, 即 $U_{om} \omega \leq SR$, 则输出正弦电压将不会失真。随信号频率增高, 达到某频率时, 输出信号开始失真, 如图 1-6(c)。在保证输出幅度为 $\pm U_{om}$, 且不失真, 可由 $U_{om} \omega = SR$ 条件, 确定全功率带宽 f_P 与摆率的关系式

$$f_P = \frac{SR}{2\pi U_{om}} \quad (1-5)$$

(6) 建立时间 t_s

集成运放接成闭环放大器, 经调零后, 输入大信号阶跃脉冲, 从脉冲沿达到 50% 时计时, 到放大器输出达到稳定值, 并在规定的精度之内所需时间, 即为建立时间 t_s 。

集成运放可接成增益为 -1 的倒相放大器, 如图

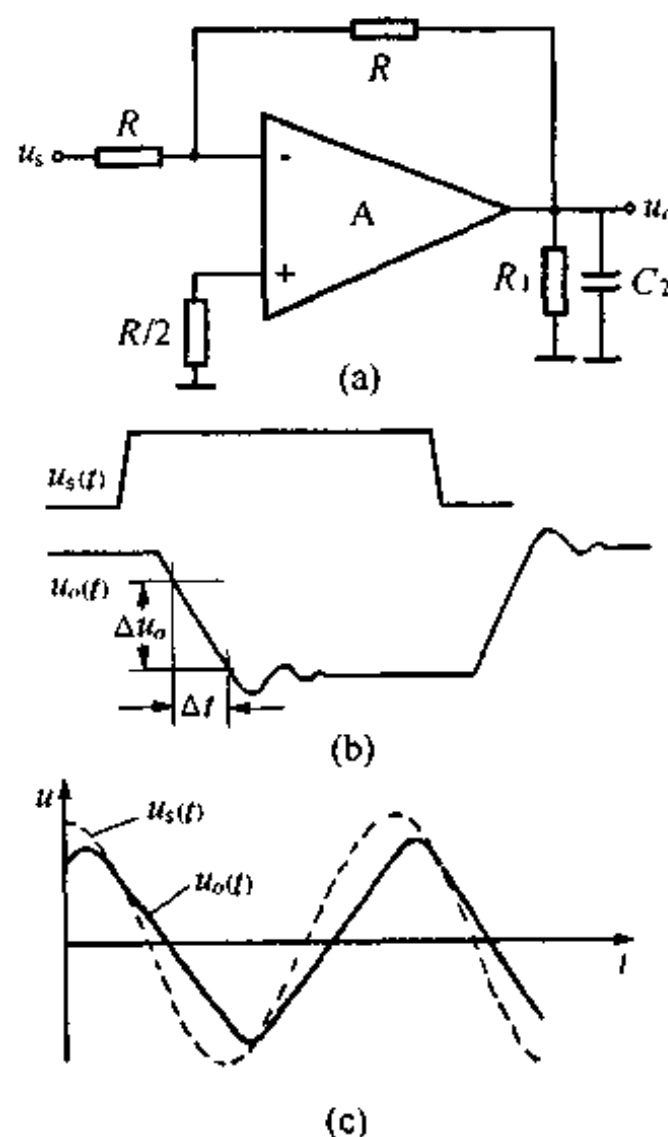


图1-6 摆率测试电路和输出波形图

图1-6(a)所示。也可接成增益为 +1 的同相跟随器。一般输入端加 10V 阶跃脉冲信号, 规定输出电压达到稳定值的精度为 $\pm 0.1\%$, 即误差为 $\pm \epsilon = \pm 10\text{mV}$ 。建立时间可分为上升沿建立时间 t_{sr} , 下降沿建立时间 t_{sf} 。建立时间包括信号传输中的延迟时间 t_d , 上升(或下降)时间 $t_r(t_f)$, 以及恢复时间 t_r , 如图 1-7 所示。

(7) 共模电压增益 A_{CM} 与共模抑制比 CMRR

集成运放在两个输入端上所加的共同的电压为共模输入电压 U_{CM} 。由共模输入电压引起的输出电压与此共模输入电压之比, 定义为共模电压增益

$$A_{CM} = U_{oCM} / U_{CM} \quad (1-6)$$

理想运放的共模电压增益为零, 而实际的集成运放尽管内部电路采用共模负反馈, 但总有一定的共模增益。一个集成运放, 希望它的共模增益越小越好, 而差模增益越大越好。为了便于比较, 则采用共模抑制比 CMRR。它被定义为差模电压增益 A_d 与共模电压增益

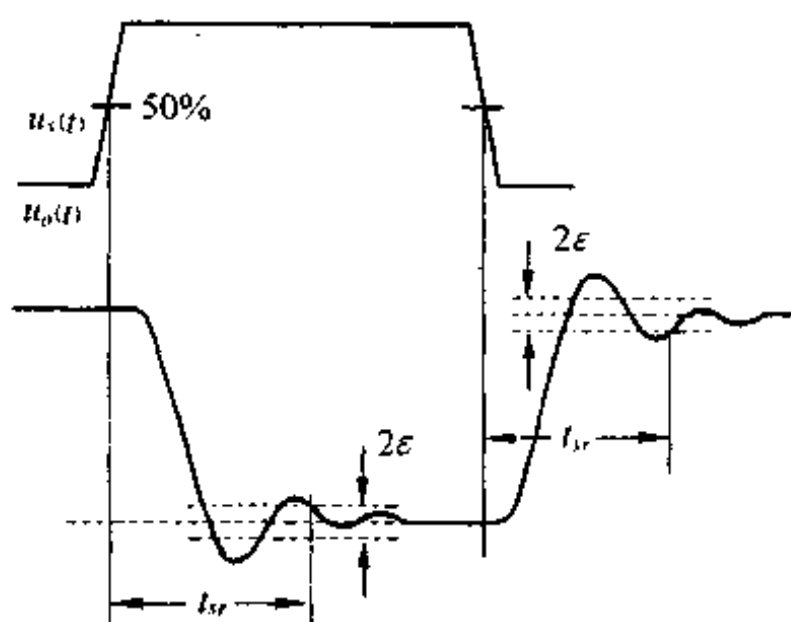


图1-7 测试建立时间的输出响应波形图

或 $CMRR = 20\lg(U_{CM}/U_{dCM})$

一般,集成运放的共模抑制比 $CMRR$ 为 $80 \sim 100\text{dB}$ 。

3. 输出特性参数

(1) 最大输出电压幅度 $\pm U_{om}$

集成运放在额定电源电压和规定的负载(或输出电流)下,保证运放输出电压不出现限幅或非线性失真,运放至少能达到的最大的输出电压,即为最大输出电压幅度或称峰-峰值电压 U_{opp} 。

最大输出电压幅度与电源电压、负载和信号频率有关。一般低于电源电压 $1 \sim 2\text{V}$ 。图 1-8(a)和(b)分别为 AD301和 AD741集成运放最大输出电压与输出电流或负载电阻的关系特性曲线。从曲线中可以看出,负载电阻越小,输出电流越大,最大输出不失真电压幅度也越小。通常特性参数所给出的最大输出电压幅度都标出电源电压和负载等条件。

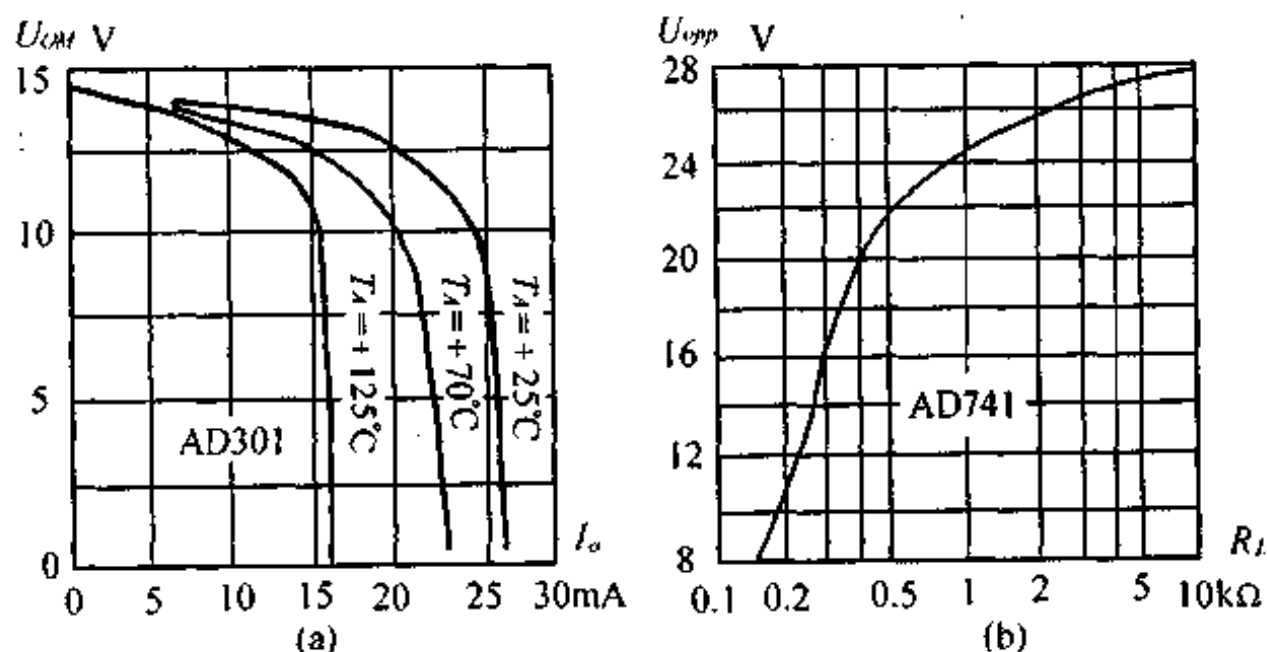


图1-8 AD301型和 AD741型集成运放输出电压幅度(峰-峰值)与输出电流(或负载电阻)的关系曲线

A_{CM} 之比,可表示为

$$CMRR = A_d/A_{CM}$$

$$\text{或 } CMRR = 20\lg(A_d/A_{CM}) \quad (\text{dB})$$

(1-7)

由共模输入电压 U_{CM} 引起的输出电压 U_{dCM} 也可以被看作是在输入端有一个等效的差模电压 U_{dCM} 引起的输出。可见此等效差模电压为

$$U_{dCM} = U_{dCM}/A_d = U_{CM}/CMRR$$

(1-8)

由此很容易导出共模抑制比

$$CMRR = U_{CM}/U_{dCM}$$

(2) 最大输出电流幅度 $\pm I_{OM}$

集成运放在最大输出电压幅度(峰-峰值 U_{opp}) 条件下,所能给出的最大输出电流,即为最大输出电流。

采用正负电源的运放,其正向最大输出电流和负向最大输出电流可能不同值,则可分别规定 I_{OM+} 、 I_{OM-} 。

通常集成运放的最大输出电流为 $5 \sim 20\text{mA}$ 左右,而功率运算放大器,其输出电流可在 1A 以上。

(3) 输出短路电流 I_s

接成同相跟随器的集成运放在规定的输入正、负电压下,运放输出端对地短路时的电流为输出短路电流 I_s 。

(4) 开环输出电阻

集成运放输出端对外表现出来的电阻,即运放在无反馈时,外加输出电压的变化量与输出电流变化量之比,即为开环输出电阻,或称运放输出电阻。一般集成运放的输出电阻为几十 $\Omega \sim$ 几百 Ω 。

4. 电源特性参数

集成运放是有源器件,它必须在电源支持下进行工作,而电源电压对集成运放的特性参数有一定的影响。下面将介绍与电源有关的一些特性参数。

(1) 额定电源电压 $+U_{cc}$ 、 $-U_{cc}$

保证集成运放达到技术指标所规定的供电电源电压值,称之为额定电源电压。

一般双电源运放额定电源电压为 $\pm 15\text{V}$,也有 $\pm 6\text{V}$ 、 $+12\text{V}$ 和 -6V 的。高压运放额定电源电压大于 $\pm 20\text{V}$ 。一些运放也可在单电源下工作。一般在双电源额定电压下测量其特性参数。

另外,在集成运放产品手册中还给出电源电压使用范围,如 $\pm 3 \sim \pm 18\text{V}$, $+3 \sim +32\text{V}$,在此电源电压范围内,集成运放能正常工作,但并不能保证达到所有给出的技术指标。

(2) 电源电压抑制比 PSRR

集成运放的输入失调电压是随电源电压变化而变化的,电源电压变化量与它所引起的失调电压变化量之比的分贝数,定义为电源电压抑制比

$$\text{PSRR} = 20\lg |\Delta U_{ic}(\text{或 } \Delta U_{io}) / \Delta U_{cc}| \text{ (dB)} \quad (1-9)$$

这是用于衡量电源电压变化对集成运放零位稳定性影响大小的一项技术参数。有时为了更清楚起见,常见输入失调电压对电源电压的变化率来表示这一项参数

$$\text{PSRR} = |\Delta U_{ic} / \Delta U_{cc}(\text{或 } \Delta U_{io})| \text{ (}\mu\text{V/V)}$$

若 PSRR 为 100dB ,相当于 $10\mu\text{V/V}$,显然后一种表示法更一目了然。

一般低漂移运放的电源电压抑制比为 $90 \sim 110\text{dB}$,相当于 $2 \sim 20\mu\text{V/V}$ 。

(3) 静态功耗 P_D

集成运放在无外接负载下,输出电压为零(或规定值)时所需消耗的电源总功率即为静态功耗

$$P_D = U_{cc}I_c + U_{ee}I_e$$

式中 I_+ 、 I_- 为正、负电源提供给运放的静态工作电流。

通常在输出电压为零时, $I_+ = I_-$, 静态功耗也可以用电源电流来描述。

一般集成运放静态功耗为几十到几百 mW, 电源电流为 1~5mA, 而低功耗运放的静态功耗为 0.1~1mW, 电源电流在几十 μ A 到几百 μ A。

5. 极限(最大额定)特性参数

为了保证集成运放的性能和使用寿命, 而规定的不允许超过的最大值为极限特性参数。在实际使用中若有任何一项超出极限参数值, 则可能造成永久性损坏或特性变差。随器件生产水平的提高, 其耐受超出极限参数的能力也在增强。一些集成运放在输入和输出端设有内部保护电路, 一般稍超出极限参数值也不一定会损坏, 不过生产厂对于已超出极限参数下应用过的器件, 将不再作性能方面的保证。实际使用时, 一定遵守极限参数的规定。

(1) 极限电源电压

允许加到集成运放电源端的最大直流电压为极限电源电压。一般集成运放极限电源电压为 ± 18 V, 或正、负电源电压之差为 36V。

(2) 最大差模输入电压

在集成运放同相端与反相端之间所允许施加的最大差模电压为最大差模输入电压。

当输入差模电压超出此极限值时, 可能造成输入端损坏或与输入端有关的一些特性参数变差。当运算放大器处于比较器工作状态时, 应注意避免超出此极限值。

(3) 最大共模输入电压

这是集成运放两个输入端对地间所允许施加的最大共模输入电压。超出此共模电压极限值, 其共模抑制比将明显下降。这也是集成运放用于同相放大器时所允许的输入电压极限值。若正向和负向共模电压极限值明显不等时, 则将分别规定其极限值。

(4) 允许总功耗

在不引起集成运放热损坏的条件下, 集成运放所能够消耗的最大功率。

(5) 工作温度范围

集成运放能正常工作的范围。在此温度范围内, 不是所有特性参数均能满足技术指标要求。

一般工作温度范围分为: $-10 \sim +70^\circ\text{C}$, $-40 \sim +85^\circ\text{C}$, $-55 \sim +85^\circ\text{C}$, $-55 \sim +125^\circ\text{C}$ 。

(6) 贮存温度范围

集成运放在这个温度范围内保存, 其特性参数不发生变化。贮存温度范围比工作温度范围宽, 一般金属帽和陶瓷封装的运放为 $-65 \sim +150^\circ\text{C}$, 塑封的运放为 $-55 \sim +125^\circ\text{C}$ 。

二、集成运放的分类

1. 通用型

这类集成运放具有价格低廉和应用范围广泛等特点。从客观上判断通用型运放, 目前还没有明确的统一标准。习惯上认为, 在不要求具有特殊的特性参数的情况下所采用的运放为通用型。由于运放特性参数的指标在不断提高, 现在的和过去的通用型运放的特性参

数的标准并不相同。相对而言,在特性参数中具有某些优良特性的运放称之为特殊型或高性能型。由于各生产厂或公司的分类方法不同,在这个厂定为特殊型的,而在那个公司则可能定为通用型的。且特殊型的性能标准也在不断提高,过去定为特殊型的,现在可能定为通用型。这里介绍的分类型方法,只是作大致的标准。在选用器件时,还是应该以特性参数值作为选择器件的标准。

2. 低输入偏置电流、高输入阻抗型

在某些应用场合,如测量小电流、高输入阻抗测量电路、积分器、光电探测器、电荷放大器等电路,要求集成运放具有很低的偏置电流和高的输入阻抗。

场效应管型集成运放具有很低的输入偏置电流,一般为 $0.1\text{pA}\sim 50\text{pA}$,其输入电阻一般为 $10^{12}\sim 10^{14}\Omega$ 。

3. 低输入失调电压型

输入失调电压是造成直流放大电路零位输出的主要原因之一。通常输入失调电压在 1mV 以下者为低输入失调电压型,一般为 $50\mu\text{V}\sim 1\text{mV}$ 之间。

4. 低漂移型

对稳定性要求比较高的直流测量电路,希望选用低漂移型运放。失调电压、失调电流、温度漂移是造成零位输出漂移的主要原因。一般输入失调电压的温度漂移较为重要。输入失调电压的温度系数小于 $5\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ 的运放被认为是低漂移型。

5. 高精度型

这类集成运放在测量电路中的应用最广泛。其性能指标包括几项主要参数,如输入失调电压、输入失调电流、输入偏流,开环增益和共模抑制比等,它综合衡量几项性能指标,相对比较优越。

6. 高速型、宽频带型

高速型集成运放是具有快速跟踪输入信号电压能力的运放,常用摆率大小来衡量。一般摆率在 $5\text{V}/\mu\text{s}$ 以上者为高速运放,通常在 $5\sim 70\text{V}/\mu\text{s}$ 。

宽频带型集成运放是以最高工作频率来划分的。根据使用目的,在小信号条件下是用单位增益带宽来衡量,在大信号条件下是用全(满)功率带宽或用摆率来衡量。

7. 高压型

工作电源电压越高,输出电压动态范围越宽。一般电源电压在 $\pm 20\text{V}$ 以上者称为高压型集成运放。

8. 低功耗型

一般运放的静态功耗在 50mW 以上,而低功耗运放的静态功耗在 5mW 以下,在 1mW 以下者称为低功耗型。这种集成运放特别适用于电池供电条件下使用,如便携式仪器、航天仪器等。

9. 高输出电流型(功率型)

一般集成运放输出电流能力有限,通常在 10mA 以下。当输出电流在 50mA 以上者称为高输出电流型。输出电流在 1A 以上者通常称为功率运算放大器。

10. 低噪声型

在对微弱交流信号进行放大时,集成运放的噪声特性就是一项重要特性参数。一般等

效输入噪声电压在 $2\mu\text{V}$ ($p-p$) 以下者为低噪声型。

以上是按特性分类。如果按功能的特殊性分类,又有跨导型集成运放、可编程集成运放等。

另外,按集成运放电源个数可分为:双电源型和单电源型集成运放。

按器件内所包含的集成运放的个数,又可分为:单运放、双运放和四运放。

§ 1-4 集成运算放大器的实际等效模型

分析集成运放的实际特性参数,可以采用等效模型。实际的等效模型可以真实地反映实际特性参数,可以用于分析和计算实际运放的非理想特性和由此带来的误差。实际工作中,分析运放的直流特性参数可采用直流特性参数等效模型,分析动态特性参数则采用传递函数等效模型,若分析噪声则采用噪声等效模型。图1-9所示的等效模型是包含上述三种情况的等效模型。在一个模型中不可能把运放的所有特性参数都作模型化处理。在图1-9所示的模型中包含了其中一些最基本的特性参数。而一些尚未模型化的特性参数,如最大输出电压幅度、最大输出电流、摆率等,则应在实际运用中加以考虑。

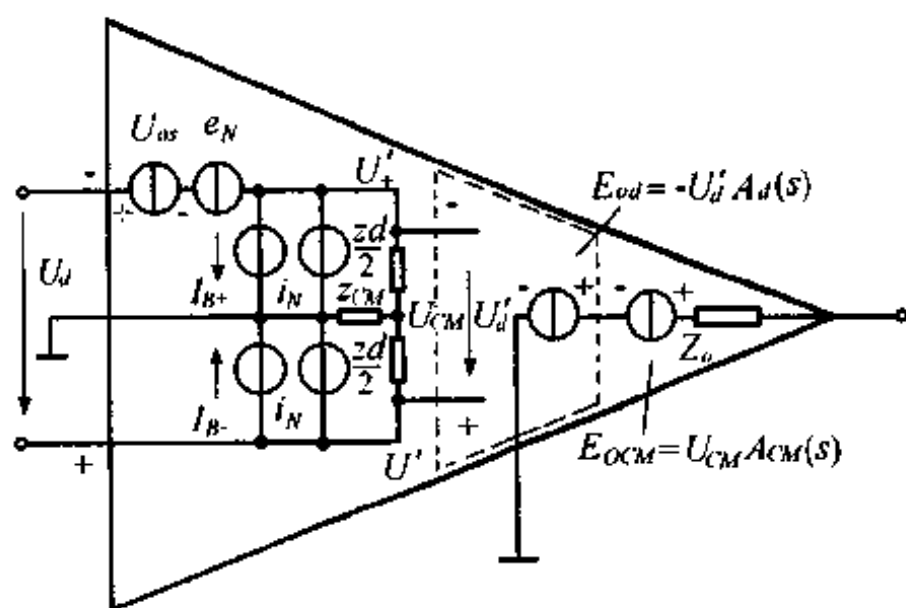


图1-9 集成运放实际特性参数等效模型

当只考虑运放的增益函数 $A_d(s)$ 时,则如图 1-9 构成虚线框内的等效模型。差模输入电压 $U'_d(s) = U_+(s) - U_-(s)$, 经差模放大的输出电压为 $E_{od}(s) = U'_d(s) A_d(s)$, 当输入电压为直流电压时, $E_{od} = U'_d A_d$ 。等效模型中的 Z_d 为差模输入阻抗,它是差模输入电阻 R_d 和差模输入电容 C_d 的并联阻抗, Z_{CM} 为共模输入阻抗,它是共模输入电阻 R_{CM} 和共模输入电容 C_{CM} 的并联阻抗。通常,频率不是很高时,可忽略容抗影响,即 $Z_d = R_d, Z_{CM} = R_{CM}$ 。

集成运放的输入失调电压可等效串联在差模输入电路中,致于等效在同相端还是反相端,其结果是一样的。运放两个输入端的偏流,可分别用两个恒流源来表示,并分别画在两个输入端和地之间。在分析噪声时,等效输入噪声电压 e_N 和噪声电流 i_N ,分别与运放的失调电压和偏流位置相同。在运放的输出端,还有一项因共模电压引起的输出电压 $E_{ocm}(s) = U_{CM}(s) A_{CM}(s)$ 。另外, Z_o 为运放的输出阻抗,通常只考虑输出电阻,即 $Z_o = R_o$ 。

根据需要,此模型可分别用于分析直流特性、正弦交流频响特性、瞬态时间响应特性以及噪声特性。

利用等效模型还可分析、计算实际特性和参数所带来的误差。在计算误差时,可分别计算每一个或少数几个特性参数作用的结果,而不必把所有参数放在一起分析,否则其分析将是十分繁琐的。这样简化分析的结果仅仅略去一些高次误差项,这是完全允许的。

等效模型中的参数也可以理解为是变化的参数,如失调电压随温度和电源电压变化

而变化,则可以用来分析它们变化所带来的影响。

当深刻理解了等效模型并能熟练地运用它时,可不必画等效模型,而直接进行电路分析和计算。

§ 1-5 集成运算放大器特性参数的测试方法

集成运放出厂前需要进行特性参数测试,以便对其检验和筛选。对集成运放特性参数有比较严格要求的用户,在使用前也需要进行特性参数的测试。特性参数的测试方法和测试电路也有很多种,熟悉集成运放特性参数测试电路及基本工作原理,将有助于深刻理解集成运放各特性参数的含意。这里仅就标准中规定的测试方法作较详细的介绍。

特性参数测试电路如图1-10所示。这里采用了辅助运放 A_2 ,它和被测运放 A_1 一起构成闭环测试电路。这种测试电路的测试精度高、测试方便,因而被广泛采用。

这里所采用的辅助集成运放应满足开环增益和动态范围足够大,输入失调电压和输入偏置电流足够小。

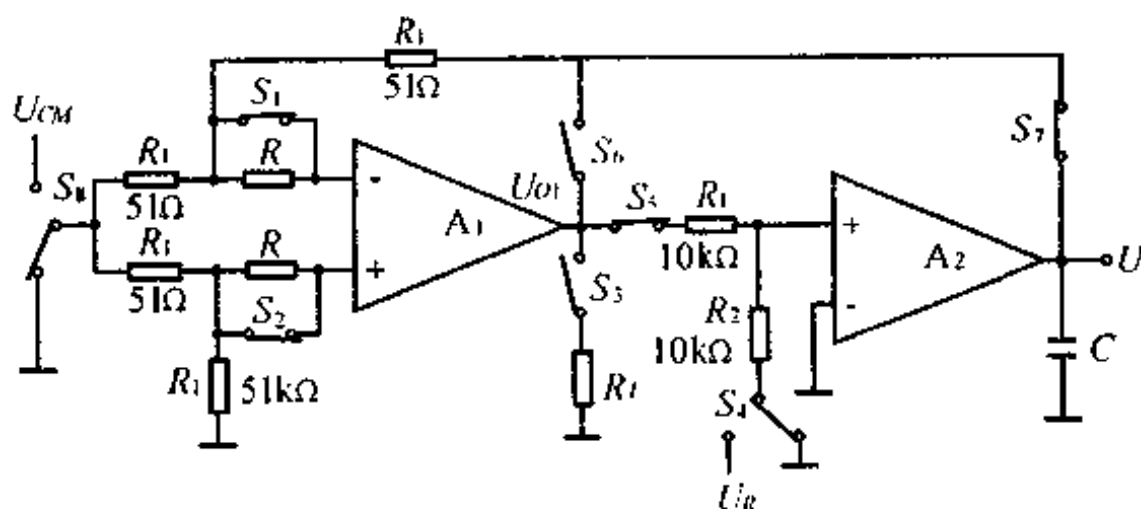


图1-10 集成运放特性参数测试电路

测试电路各电阻元件参数值应满足:

- (1) $R_I \cdot I_B \ll U_{os}$
- (2) $R \ll R_d$
- (3) $R \cdot I_B \gg U_{os}$
- (4) $R_o \ll R_F \ll R_d$
- (5) $R_1 \gg R_L$ (取 $R_1 = R_2$)

其中, U_{os} , I_B , R_d , R_o 分别为被测试集成运放的失调电压、偏置电流、输入电阻、输出电阻。另外电阻比值 R_F/R_I 应保证测试精度要求,一般误差为 $\pm 0.5\%$ 。

集成运放的特性参数值与工作条件有关,因此测试时应满足测试规范中所规定的测试条件,如环境温度、额定电源电压、输出负载、相位补偿参数、测试信号幅值、频率和波形质量等。为了简便起见,在叙述各特性参数的测试方法时,一般不再详叙其测试条件。而在导出基本关系式时,也将忽略对测试精度影响很小的误差因素。

1. 输入失调电压 U_{os} 的测试

将图1-10所示电路接成如图1-11形式,并参照集成运放直流参数等效模型,在电路

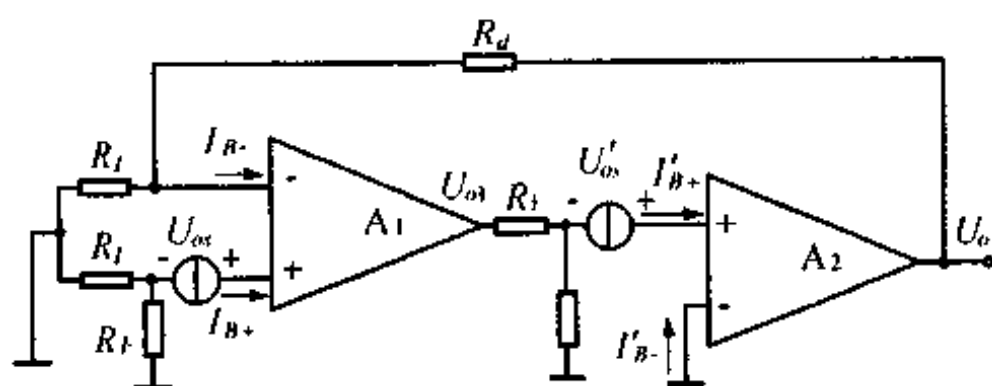


图 1-11 集成运放失调电压测试电路

中分别标出被测运放 A_1 和辅助运放 A_2 的失调电压和偏流。为了简化分析可忽略 R_d 、 R_o 的影响，认为 R_d 为无限大、 R_o 为零。失调电压测试方法的基本关系式作如下推导：

被测运放 A_1 的反相输入端和同相输入端电压分别为

$$U_- = \frac{U_o R_f}{R_f + R_f} - (R_f // R_f) I_{B-} \quad (1-10-1)$$

$$U_+ = U_{os} - (R_f // R_f) I_{B+} \quad (1-10-2)$$

当忽略 A_1 和 A_2 运放的输出电阻、 A_2 输入电阻的影响时， A_2 运放的输出电压为

$$U_o = [(U_+ - U_-) A_d \frac{R_2}{R_1 + R_2} + U_{os} - I_{B+} (R_1 // R_2)] A_d \quad (1-11)$$

式中 A_d 为辅助运放的开环增益；

I_{B+} 为辅助运放的同相端偏流。

将式(1-10-1)和(1-10-2)代入式(1-11)中，并整理后可导出被测试运放的输入失调电压为

$$U_{os} = U_o \frac{R_f}{R_f + R_f} \left[1 + \frac{(R_1 + R_2)(R_f + R_f)}{A_d A_d R_2 R_f} \right] + I_{os} (R_f // R_f) - U_{os} \frac{R_1 + R_2}{A_d R_2} + I_{B+} \frac{R_1}{A_d} \quad (1-12)$$

式中 $I_{os} = I_{B+} - I_{B-}$

分析式(1-12)可见，除了第一项外，其余各项均为误差项。第二项是环增益为有限值所引起的误差

$$\gamma = \frac{(R_1 + R_2)(R_f + R_f)}{A_d A_d R_2 R_f} 100\% \ll 1$$

第三项为被测运放失调电流引起的误差。由于 R_f 很小，则此项远小于第一项，也可忽略。第四项和第五项分别为辅助运放失调电压和同相端偏流引起的误差。由于 $A_d \gg 1$ ，则这两项也远小于第一项。忽略上述各项误差之后，被测运放的失调电压则为

$$U_{os} = U_o R_f / (R_f + R_f) \quad (1-13)$$

因此，可通过测试电路总输出电压 U_o ，按式(1-13)计算，即可测得被测运放的失调电压值。

除了被测运放失调电压和偏流，若将 A_1 和 A_2 均看作为理想运放，则可根据 $U_d = U_+ - U_- = 0$ 的条件，由式(1-10-1)和(1-10-2)直接导出被测运放的失调电压的关系式：

$$U_{os} = \frac{U_o R_f}{R_f + R_f} - I_{os} (R_f // R_f)$$

同样，由于 R_f 很小，忽略后一项误差则可很快地得到与式(1-13)同样的关系式。

2. 输入失调电压温度系数 $\left(\frac{\Delta U_{os}}{\Delta T}\right)$ 的测试

此测试电路与图 1-11 相同。按技术规范规定,分别在 T_1 和 T_2 两个环境温度下,测出输入失调电压值。其测试方法与输入失调电压测试方法相同,分别测出 A_2 输出电压为 U'_o 和 U''_o 。按下式计算输入失调电压温度系数

$$\left(\frac{\Delta U_{os}}{\Delta T}\right) = \frac{U''_o - U'_o}{T_2 - T_1} = \frac{(U''_o - U'_o)R_I}{(T_2 - T_1)(R_I + R_F)} \quad (1-14)$$

3. 输入偏置电流 I_B 的测试

将图 1-10 所示电路接成图 1-12 形式。在此图中,除了被测运放的输入失调电压和偏流

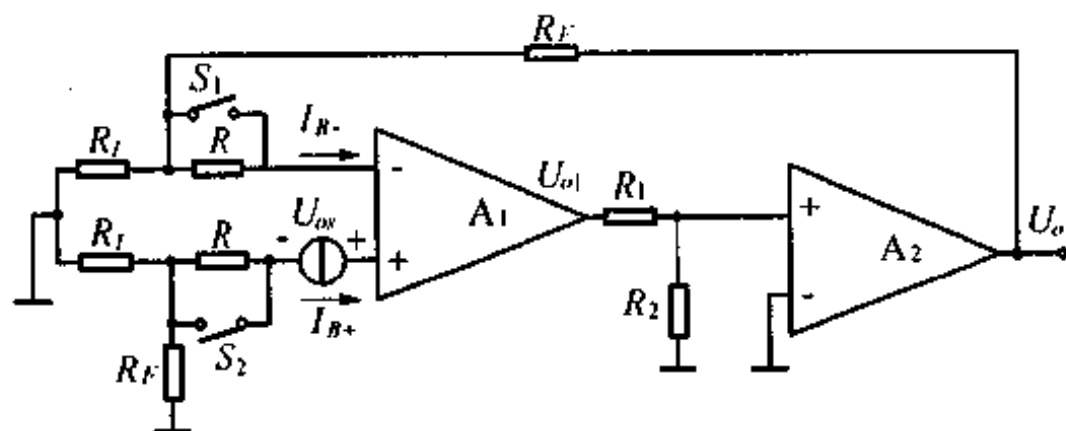


图 1-12 集成运放偏置电流和失调电流测试电路

外,其余均假设为理想运放条件。首先将开关 S_1 打开, S_2 合上测出 A_2 输出电压 U'_o ,则可导出被测运放反相端和同相端的电压分别为

$$\begin{aligned} U_- &= U'_o R_I / (R_I + R_F) - (R + R_I // R_F) I_{B-} \\ U_+ &= U_{os} - (R_I // R_F) I_{B+} \end{aligned}$$

考虑到 $U_+ = U_-$,则可导出

$$I_{B-} R = U'_o \frac{R_I}{R_I + R_F} - U_{os} + I_{os} (R_I // R_F) \quad (1-15)$$

然后,将开关 S_1 合上, S_2 打开,则测出 A_2 输出电压 U''_o 。同样可以导出反相端和同相端电压分别为

$$\begin{aligned} U_- &= \frac{U''_o R_I}{R_I + R_F} - (R_I // R_F) I_{B-} \\ U_+ &= U_{os} - [R + (R_I // R_F)] I_{B+} \end{aligned}$$

考虑到 $U_+ = U_-$,则可导出

$$I_{B+} R = - \frac{U''_o R_I}{R_I + R_F} + U_{os} - I_{os} (R_I // R_F) \quad (1-16)$$

将式(1-15)和式(1-16)相加再除以 $2R$,则可得出被测运放的偏置电流

$$I_B = \frac{1}{2} (I_{B+} + I_{B-}) = \frac{1}{2} (U'_o - U''_o) R_I / [R(R_I + R_F)] \quad (1-17)$$

4. 输入失调电流 I_{os} 的测试

测试电路见图 1-12 所示。首先将开关 S_1 和 S_2 同时合上,此时的测试电路就是输入失调电压的测试电路。测出 A_2 的输出电压为 U''_o ,由式(1-13)得出

$$U''_o = U_{os} (R_I + R_F) / R_I \quad (1-18)$$

然后,将开关 S_1 和 S_2 同时打开,测出 A_2 的输出电压 U_o' 。此时,被测运放两个输入端电压分别为

$$U_- = \frac{U_o' R_I}{R_I + R_F} - [R + (R_I // R_F)] I_{B-}$$

$$U_+ = U_{os} - [R + (R_I // R_F)] I_{B+}$$

同样认为 $U_+ = U_-$, 则可以导出

$$U_o' = U_{os} (R_I + R_F) / R_I - I_{os} [R + (R_I // R_F)] (R_I + R_F) / R_I \quad (1-19)$$

式(1-18)减去式(1-19),并考虑到 $R \gg (R_I // R_F)$, 则可得出输入失调电流的计算公式

$$I_{os} = I_{B+} - I_{B-} = (U_o - U_o') R_I / [R(R_I + R_F)] \quad (1-20)$$

5. 输入失调电流温度系数 $\left(\frac{\Delta I_{os}}{\Delta T}\right)$ 的测试

采用上述输入失调电流的测试方法,分别在技术规范规定的 T_1 和 T_2 环境温度下测出失调电流 I_{os}' 和 I_{os} ,即可计算出输入失调电流的温度系数为

$$\frac{\Delta I_{os}}{\Delta T} = \frac{I_{os}' - I_{os}}{T_2 - T_1} \quad (1-21)$$

6. 差模开环电压增益的测试

将图1-10测试电路接成图1-13形式。

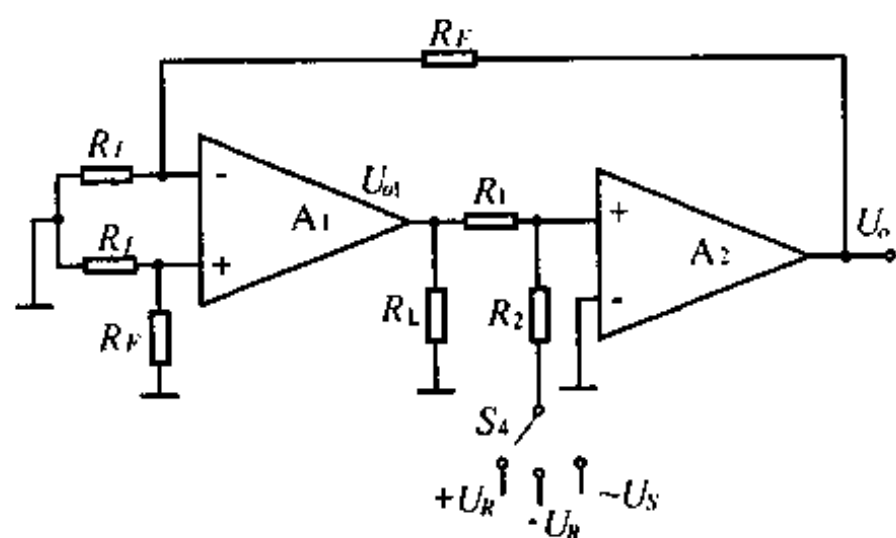


图1-13 集成运放开环增益测试电路

(1) 直流差模开环电压增益 A_d 的测试

首先将开关 S_4 置于“1”位置,将 $+U_R$ 接入,测出 A_2 输出电压 U_o' 。

应用迭加原理推导 U_o' 的关系式:

U_o' 包括两个分量,一个是由失调电压和失调电流引起的零位输出 U_{os} ,另一个分量是由直流参考电压源 $+U_R$ 引起的输出电压 U_{oR} 。显然

$$U_o' = U_{oR} + U_{os} \quad (1-22)$$

其中,由 $+U_R$ 所引起的输出电压 U_{oR} 可由下面的推导过程得到。

由于被测运放反相端和同相端电压分别为

$$U_- = U_{oR} R_I / (R_I + R_F)$$

$$U_+ = 0$$

被测运放的输出电压为

$$U_{o1} = -A_d U_- = -A_d U_{oR} R_I / (R_I + R_F) \quad (1-23)$$

而 A_2 的输出电压为

$$U_{oR} = A_d' \left[\frac{U_R R_1}{R_1 + R_2} + \frac{U_{o1} R_2}{R_1 + R_2} \right] \quad (1-24)$$

将式(1-23)代入式(1-24)中去,并考虑到 $A_d A_d' R_2 R_I / [(R_1 + R_2)(R_I + R_F)] \gg 1$, 经

整理后得出

$$U'_{oR} = U_R R_1 (R_I + R_F) / (R_2 R_I A_d) \quad (1-25)$$

根据式(1-22), 则 A_2 的输出电压为

$$U'_o = \frac{U_R R_1 (R_I + R_F)}{R_2 R_I A_d} + U_{\infty} \quad (1-26)$$

当开关 S_4 置于“2”位置时, 负参考电压 $(-U_R)$ 加到闭环测试电路中, 则由式(1-26)可直接得出 A_2 的输出电压为

$$U''_o = \frac{-U_R R_1 (R_I + R_F)}{R_2 R_I A_d} + U_{\infty} \quad (1-27)$$

将式(1-26)减去式(1-27), 并取 $R_1 = R_2$, 则可导出被测运放直流开环电压增益

$$A_d = 2U_R (R_I + R_F) / [R_I (U'_o - U''_o)] \quad (1-28)$$

(2) 交流开环电压增益 $A_d(\omega)$ 的测试

将开关 S_4 打向“3”的位置, 将交流正弦信号电压 U_i 加入到闭环测试电路中去, 用交流电压表测出 A_2 输出的交流电压 U_o 。类似于式(1-25)可得出

$$U_o = U_i R_1 (R_I + R_F) / [R_2 R_I A_d(\omega)]$$

若取 $R_1 = R_2$, 则可得出交流开环电压增益为

$$A_d(\omega) = U_i (R_I + R_F) / (R_I U_o) \quad (1-29)$$

当测试信号 U_i 的频率很低时, 所测得的交流开环电压增益近似于直流开环增益。当改变信号频率, 则可测出开环电压增益的频响特性。由于增益的频响特性与相位补偿参数有关, 因此, 在测试时应注明相位补偿参数值。在高频下测开环增益, 应在小信号下测试, 否则将引起输出波形失真。

7. 共模抑制比 CMRR 的测试

共模抑制比的测试电路如图 1-14 所示。

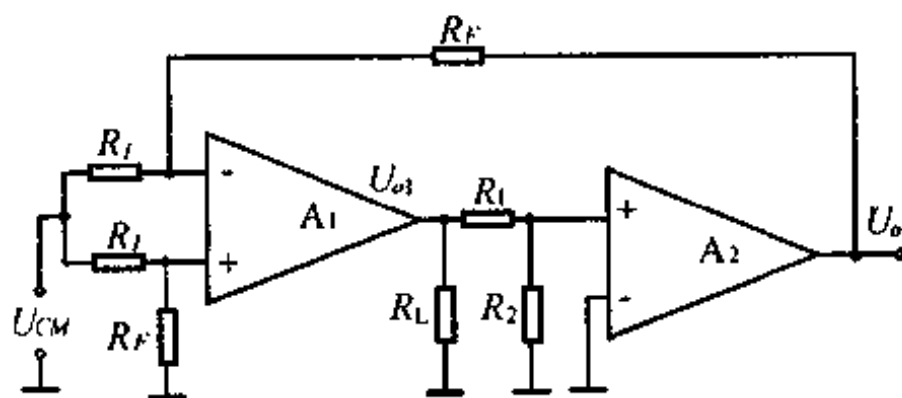


图 1-14 集成运放共模抑制比测试电路

共模输入信号可以是直流电压, 也可以是交流电压, 相应地可测出直流共模抑制比和交流共模抑制比。当共模输入信号频率比较低时, 所测得的结果基本是通常在特性参数中所给出的共模抑制比之值。

首先分析直流共模抑制比的测试方法。

在被测运放输入端加入正共模电压 $+U_{CM}$, 它应小于最大正向共模输入电压, 可测出 A_2 的输出电压值 U'_o 。此输出电压与共模抑制比的关系推导如下:

当共模电压为零时, 由失调电压和失调电流引起 A_2 的零位输出电压为 U_{∞} , 通过实验可以测出。

当输入共模电压 $+U_{CM}$ 后 A_2 的输出电压为 U'_o , 显然它包括两个分量, 一个是零位输出电压 U_{∞} , 另一个是由共模电压 $+U_{CM}$ 引起的输出电压 U_{oCM} , 即

$$U'_o = U_{oCM} + U_{\infty} \quad (1-30)$$

其中,由共模电压 $+U_{CM}$ 所引起的输出电压 U'_{oCM} 可由以下推导过程得到。

由于被测运放同相端和反相端电压分别为

$$U_- = \frac{U_{CM}R_F}{(R_I + R_F)} + \frac{U'_{oCM}R_I}{(R_I + R_F)}$$

$$U_+ = U_{CM}R_F/(R_I + R_F)$$

则被测运放的两个输入端的共模电压为

$$U'_{CM} = \frac{1}{2}(U_+ + U_-) =$$

$$\frac{U_{CM}R_F}{(R_I + R_F)} + \frac{1}{2} \frac{U'_{oCM}R_I}{(R_I + R_F)}$$

其差模电压为

$$U_d = U_+ - U_- = -U'_{oCM}R_I/(R_I + R_F)$$

由差模电压 U_d 和共模电压 U'_{CM} 引起的被测运放的输出电压为

$$U'_{o1} = A_d U_d + A_{CM} U'_{CM} =$$

$$- \frac{U'_{oCM} A_d R_I}{(R_I + R_F)} + \frac{1}{2} \frac{U'_{oCM} A_{CM} R_I}{(R_I + R_F)} + \frac{U_{CM} A_{CM} R_F}{(R_I + R_F)}$$

考虑到 $A_d \gg A_{CM}$, 则上式可近似为

$$U'_{o1} = - \frac{U'_{oCM} A_d R_I}{(R_I + R_F)} + \frac{U_{CM} A_{CM} R_F}{(R_I + R_F)} \quad (1-31)$$

而 A_2 的输出电压为

$$U'_{oCM} = U'_{o1} A'_d R_2 / (R_1 + R_2) \quad (1-32)$$

由式(1-31)和式(1-32)消去 U'_{o1} , 并考虑到环增益 $A_d A'_d R_2 R_I / [(R_1 + R_2)(R_I + R_F)] \gg 1$, 则可近似为

$$U'_{oCM} \approx (A_{CM}/A_d) U_{CM} R_F / R_I \quad (1-33)$$

再由式(1-30)和式(1-33)可导出正向共模抑制比为

$$CMRR_+ = 20 \lg \{ (R_F/R_I) (U_{CM}/U'_{oCM}) \} =$$

$$20 \lg \{ (R_F/R_I) [U_{CM}/(U'_o - U_{o\infty})] \} \quad (1-34)$$

当输入端输入负向共模电压 $-U_{CM}$ 时,可测出 A_2 的输出电压 U'_o , 则可由式(1-34)得出负向共模抑制比为

$$CMRR_- = 20 \lg \{ (R_F/R_I) [U_{CM}/(U_{o\infty} - U'_o)] \} \quad (1-35)$$

如果不去区别正向和负向共模抑制比时,可以分别输入共模电压 $+U_{CM}$ 和 $-U_{CM}$, 相应测出 U'_o 和 U'_o , 则被测运放的共模抑制比的计算公式为

$$CMRR = 20 \lg \{ 2(R_F/R_I) [U_{CM}/(U'_o - U'_o)] \} \quad (1-36)$$

如若测交流共模抑制比,则应在测试电路输入端加交流共模电压 U_{CM} , 并测出 A_2 的交流输出电压 $U_{o\sim}$, 则交流共模抑制比类似于式(1-33)得出

$$CMRR_{\sim} = 20 \lg \{ (R_F/R_I) (U_{CM}/U_{o\sim}) \} \quad (1-37)$$

3. 最大共模输入电压 U_{CMm} 的测试

当共模输入电压大到一定值之后,共模抑制比将明显下降。采用共模抑制比测试电路

(图 1-13), 逐渐增大共模输入电压, 当测得的共模抑制比, 比在规定的共模电压下所测得的共模抑制比下降 6dB 时, 其共模输入电压定为最大共模输入电压。用此方法可以分别测出正向最大共模电压和负向最大共模电压。

9. 电源电压抑制比 PSRR 的测试

电源电压抑制比的测试电路与失调电压测试电路(图 1-10) 基本相同。所不同的是需要调节供电电源电压值, 使其偏离额定电源电压。

首先将电源电压调整到额定值, 按失调电压测试方法, 测出失调电压值。假设此时 A_2 的输出电压为 U_o , 则按式(1-13) 可计算出失调电压值

$$U_{os} = R_I U_o / (R_I + R_F)$$

然后, 调节正电源电压, 其变化量为 ΔU_{cc} , 再测出 A_2 的输出电压 U'_o , 再按式(1-13) 计算出此时的输入失调电压值

$$U'_{os} = U'_o R / (R_I + R_F)$$

由此可以导出正电源电压抑制比为

$$\begin{aligned} \text{PSRR}_+ &= 20 \lg |\Delta U_{cc} / (U'_{os} - U_{os})| = \\ &= 20 \lg \left| \frac{(R_I + R_F) \Delta U_{cc}}{R_I (U'_o - U_o)} \right| \end{aligned} \quad (1-38)$$

当负电源电压变化一个增量 ΔU_{ee} 时, 可测出 A_2 的输出电压 U''_o 。则类似可以导出负电源电压抑制比为

$$\begin{aligned} \text{PSRR}_- &= 20 \lg |\Delta U_{ee} / (U''_o - U_o)| = \\ &= 20 \lg \{ [(R_I + R_F) / R_I] [\Delta U_{ee} / (U''_o - U_o)] \} \end{aligned} \quad (1-39)$$

10. 差模输入电阻 R_d 的测试

此测试电路与开环电压增益测试电路基本相同, 如图 1-15 所示。

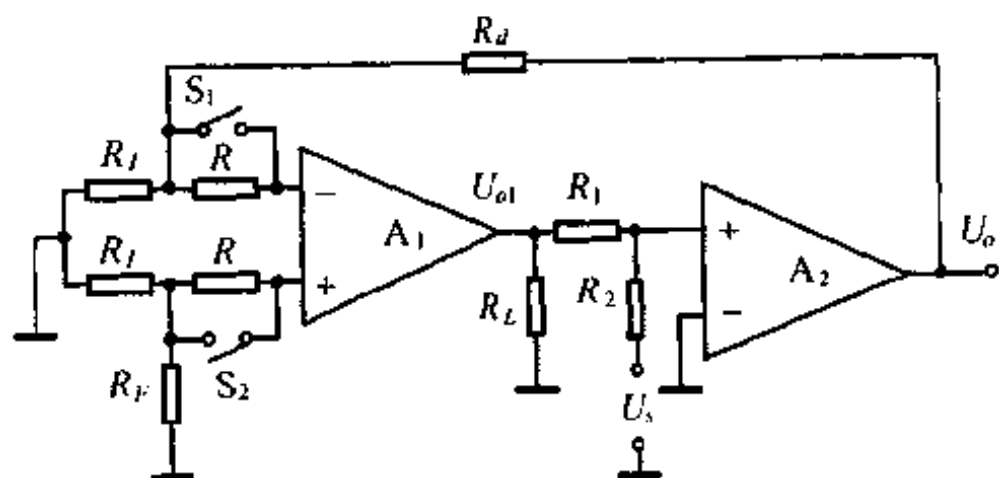


图 1-15 集成运放差模输入电阻测试电路

开环差模输入电阻的测试原理是, 在被测运放基模输入端串入比较大的电阻, 如图中的 $2R$, 它与差模输入电阻 R_d 形成了对差模输入电压的分压, 由此所测得的差模电压增益 A'_d 必将低于被测运放的开环电压增益 A_d , 其增益下降关系式为

$$A'_d = A_d R_d / (2R + R_d)$$

由此可以导出差模输入电阻为

$$R_d = 2R A'_d / (A_d - A'_d) \quad (1-40)$$

显然, 差模输入电阻的测试, 是可以通过开环差模电压增益的测试方法来实现的。

首先将开关 S_1 和 S_2 闭合, 加入低频交流输入电压信号 U_i , 测出 A_2 输出的交流电压 U_o , 根据式(1-29) 可计算出被测运放的开环增益

$$A_d = (R_I + R_F) U_i / (R_I U_o) \quad (1-41)$$

然后将开关 S_1 和 S_2 同时打开, 再根据所测得的 A_2 输出的交流电压 U'_o , 再按式(1-29) 计算

出当串入 $2R$ 后的开环增益

$$A'_d = (R_I + R_F)U_i / (R_I U'_o) \quad (1-42)$$

将式(1-41)和式(1-42)代入式(1-40)中,则可导出差模输入电阻 R_d 为

$$R_d = 2RU_o / (U'_o - U_o) \quad (1-43)$$

11. 输出电阻 R_o 的测试

开环输出电阻 R_o 的测试电路如图 1-16 所示。其测试原理与输入电阻 R_d 的测试原理

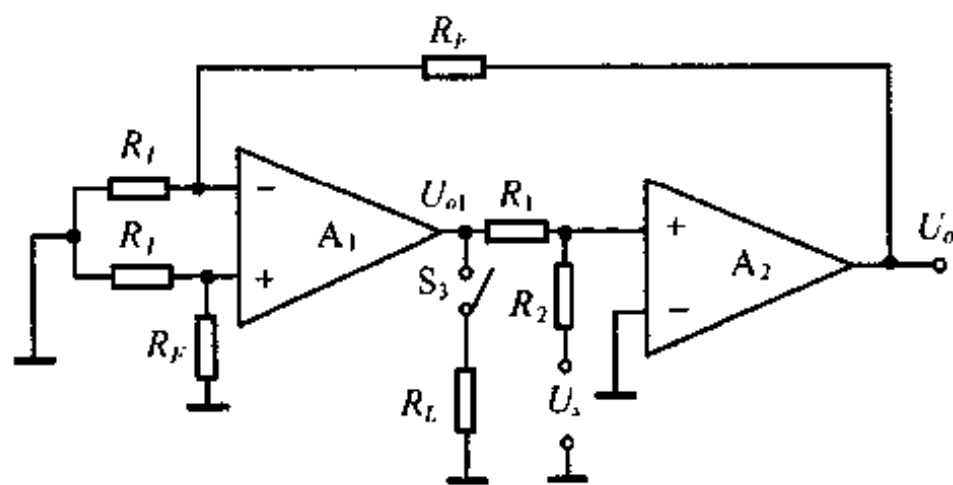


图 1-16 集成运放输出电阻的测试电路

基本类似。

首先在被测运放输出端所接负载电阻比较大〔如图中的 $(R_1 + R_2)$ 〕的条件下,测出开环增益 A_d ,然后在被测运放输出端接入一个与输出电阻相差不多的负载电阻 R_L ,合上开关 S_3 ,再测出开环增益 A'_d 。由于输出电阻 R_o 与负载电阻 R_L 形成的分压关系,而使所测得的开环

增益下降为

$$A'_d = A_d R_L / (R_o + R_L)$$

由此可以导出输出电阻为

$$R_o = R_L (A_d - A'_d) / A'_d \quad (1-44)$$

可见,只要测出开环增益 A_d 和 A'_d 就可以测出被测运放的输出电阻。

具体测试则是,先将开关 S_3 打开,加入低频测试电压信号 U_i ,测出 A_2 的输出交流电压 U_o ,由于 $R_o \ll (R_1 + R_2)$,可按式(1-29)计算出开环电压增益

$$A_d = (R_I + R_F)U_i / (R_I U_o) \quad (1-45)$$

然后合上开关 S_3 ,接入负载 R_L ,再测 A_2 的输出电压 U'_o ,同样按式(1-29)计算出相应的开环增益

$$A'_d = U_i (R_I + R_F) / (R_I U'_o) \quad (1-46)$$

将式(1-45)和式(1-46)代入式(1-44),则可导出被测运放输出电阻的计算公式为

$$R_o = R_L (U'_o - U_o) / U_o \quad (1-47)$$

12. 输出电压摆率 SR 的测试

输出电压摆率的测试电路如图1-6所示。将被测试运放接成倒相放大器,也可接成同相跟随器。在测试电路输入端加入方波信号,用示波器观测输出波形。输入方波信号的幅度和脉冲沿应符合测试条件规定,并接入规定的负载电阻 R_L 和负载电容 C_L 。从示波器上观测输出波形上升沿或下降沿,并测出其电压变化率。

一般当上升沿和下降沿摆率不同时,应取其小者,或分别给出上升沿和下降沿摆率。

13. 建立时间 t_s 的测试

建立时间的测试电路如图 1-17 所示。输入方波信号的幅值和脉冲沿应符合测试条件规定,被测运放应按规定接入相应的负载电阻 R_L 和负载电容 C_L 。

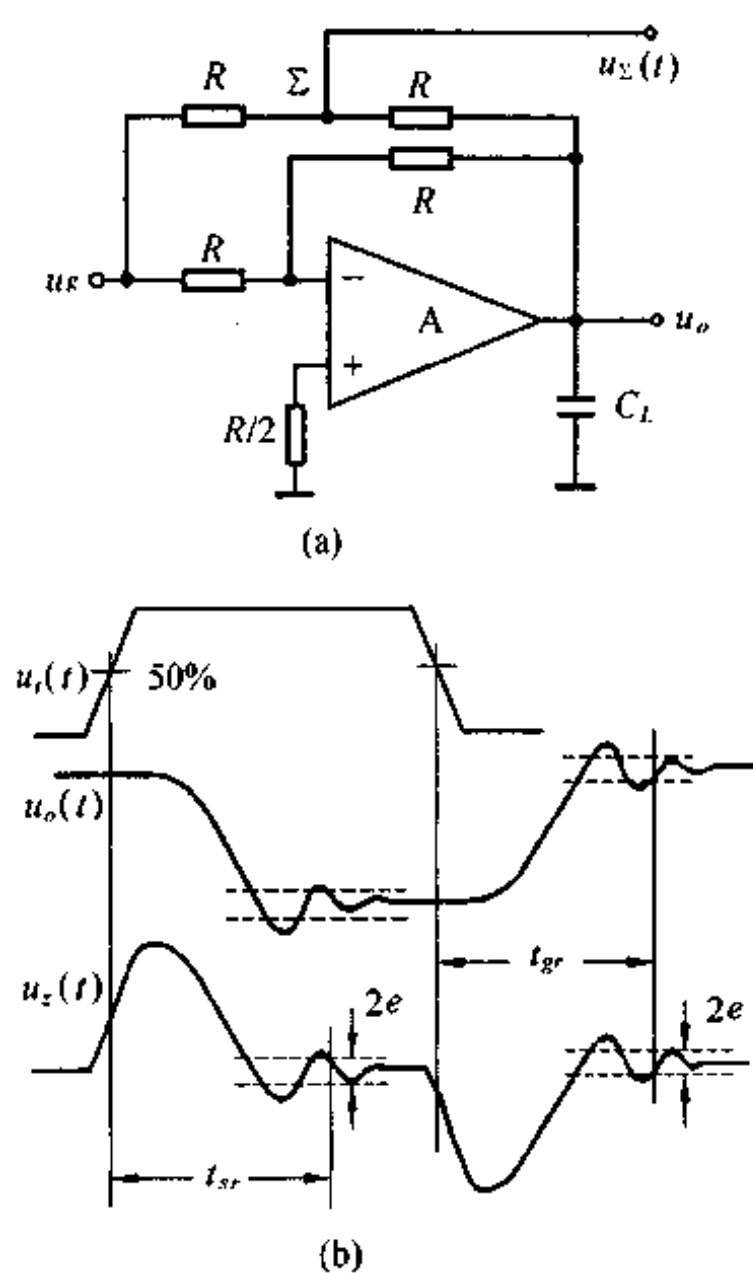


图 1-17 集成运放建立时间的测试电路

按技术条件规定,稳定时间是从输入方波脉冲沿达到 50% 时算起,一直到输出电压达到稳定值(在允许的误差内)所需的时间。为了便于判断稳定时间的截止时刻,可以从图中 Σ 点观察电压波形。 Σ 点的电压波形如图 1-17(b) 所示。这是输入方波和经过倒相后的输出响应在通过两个电阻相加后的波形。由于输入和输出电压极性相反,其实质上是相减,当输出电压达到稳定值时, Σ 点的电压将稳定在 0V。这样,只要观察 Σ 点的电压波形何时进入以 0V 为中心的误差带内,就可以判断稳定时间的截止时刻。从 Σ 点观察波形时,应避免因示波器过大的输入电容而引起波形迟后所带来的误差。

14. 最大输出电压幅度 $\pm U_{om}$ 或峰-峰值电压 U_{opp} 的测试

这里采用的测试电路与开环增益测试电路相同,见图 1-13。被测运放在规定的电源电压和负载条件下,输入一定频率的正弦信号 U_i ,增大输入信号幅值,用示波器观察被测运放输出电压波形,可分别测出开始出现限幅时的正、负峰值电压 U_{op+} , U_{op-} ,则输出电压峰-峰值 $U_{opp} = |U_{op+}| + |U_{op-}|$ 。或取其最小峰值确定为最大输出电压幅度 U_{om} 。

15. 最大输出电流 I_{om} 的测试

这里采用的测试电路与图 1-2 相同。用示波器观测被测运放输出波形,同时用电流表测负载中的电流。在保证输出电压为 $\pm U_{om}$ 或 U_{opp} 下,减小负载电阻,当输出电压开始限幅时,测出此时的最大输出电流,即为最大输出电流。

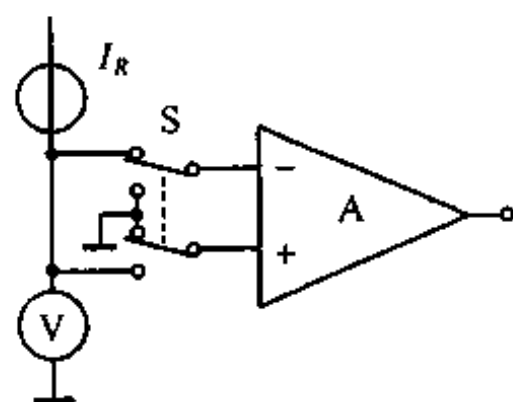


图 1-18 集成运放最大差模输入电压的测试电路

16. 最大差模输入电压 U_{dm} 的测试

最大差模输入电压测试电路如图 1-18。图中 I_R 为恒流源电流,应符合测试条件规定值。

测试时先将开关 S 置于“1”位置,同相端接地,反相端输入恒流源电流。用数字电压表测出反相端对地电压 U_{R-} 。然后将开关 S 置于“2”位置,反相端接地,同相端输入恒流源电流,用数字电压表测出同相端对地电压 U_{R+} 。取 U_{R-} 和 U_{R+} 中的最小值定为最大差模输入电压。

§ 1-6 集成运算放大器负反馈电路的稳定性

由集成运放和反馈网络构成的负反馈运放电路,与负反馈系统一样,都是以高的环路增益来获得闭环电路的许多优异特性。一个环路增益很高的反馈电路,环路增益并不是常数,随工作频率的提高,不仅集成运放的开环增益幅值下降,而且它的相位也随之变化。一方面,由于环路增益引起的相位迟后,将可能使得本来是负反馈的电路在高频端出现正反馈,当环路增益又大于1时,则必然产生自激振荡。自激振荡将破坏负反馈电路的正常工作状态。消除自激是保证负反馈电路正常工作的必备条件。另一方面即便不出现自激,由于稳定储备不足,也会使负反馈电路高频响应特性变差。因此研究集成运放负反馈电路的稳定性是十分必要的。

负反馈电路的稳定性,在很大程度上决定于集成运放内部电路特性。降低集成运放的开环增益、缩小频带,虽然可以达到闭环电路稳定的目的,但这必然带来闭环电路精度下降、高频响应特性变差。集成运放的设计者为了使集成运放在大多数应用场合都是稳定的,并具有一定的稳定储备,必须对集成运放进行相位校正。相位校正应兼顾增益和频带这两方面的特性。这是集成运放设计者需要完成的工作。

集成运放负反馈电路的稳定性不仅与集成运放有关,还与反馈网络的特性有关。反馈网络不仅包括被采用的反馈电路,还包括其它对反馈起作用的电路和参数,如运放的输入、输出阻抗、输出端负载、寄生耦合等。在采用集成运放构成负反馈电路时,由于反馈网络和外接相位校正参数不适当,也会存在闭环电路不稳定和动态响应特性差的问题。作为集成运放的使用者必须有一定的基本知识,以便正确地处理这个问题。从应用角度出发,这里将只介绍稳定性的基本知识和在实际应用中应注意的问题以及实验方法。

一、集成运放负反馈电路稳定性判定

集成运放负反馈电路,按输入方式可分为两种基本类型:反相型和同相型,分别如图1-19(a)、(b)所示,其反馈系统框图如图1-9(c)所示。图中 U_{id} 和 U_{fd} 分别为输入电压 U_i 和输出电压 U_o 在差模输入端上产生的电压。这两种负反馈电路的传递函数可写成统一形式

$$A_{F0}(s) = A_{F0}(s) \frac{A_d(s)F(s)}{1 + A_d(s)F(s)} \quad (1-48)$$

式中 $A_{F0}(s)$ 为理想运放条件下的传递函数,对于反相型, $A_{F0}(s) = -\frac{Z_2}{Z_1}$, 对于同相型, $A_{F0}(s) = \frac{Z_1 + Z_2}{Z_1}$;

$A_d(s)$ 为集成运放开环增益函数;

$F(s)$ 为负反馈电路的反馈函数

$$F(s) = \frac{Z_1 // (Z_d + Z_3)}{Z_2 + Z_1 // (Z_d + Z_3)} \cdot \frac{Z_d}{Z_3 + Z_d}$$

分析负反馈电路的稳定性,应分析反馈环路的稳定性,即分析以 U_{id} 为输入和以 U_o 为输出的反馈环路的稳定性,其传递函数为

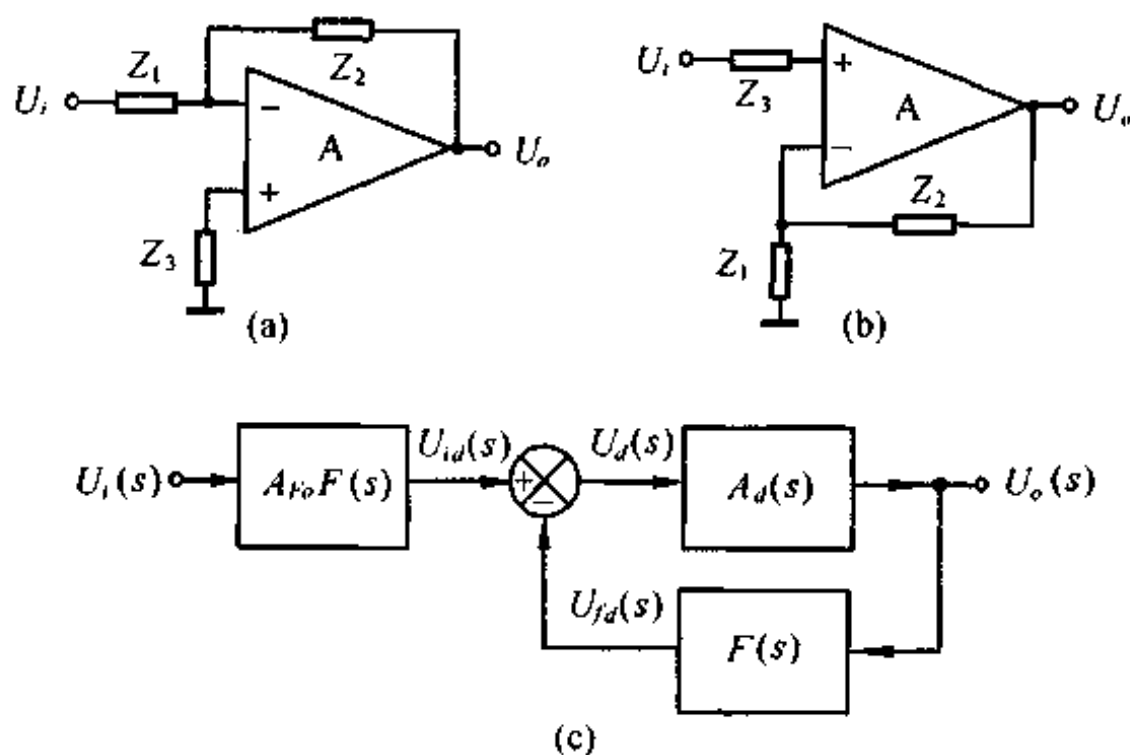


图1-19 集成运放负反馈电路及反馈系统框图

$$A_f(s) = \frac{U_o(s)}{U_{id}(s)} = \frac{A_d(s)}{1 + A_d(s)F(s)} \quad (1-49)$$

根据自控理论,讨论反馈系统的稳定性,应分析闭环传递函数特征方程 $1 + A_d(s)F(s) = 0$ 的根。

1. 劳斯准则判定稳定条件

若集成运放由三级放大组成,且每一级有一个极点,则开环增益函数为

$$A_d(s) = \frac{A_d}{\left(1 + \frac{s}{\omega_{p1}}\right)\left(1 + \frac{s}{\omega_{p2}}\right)\left(1 + \frac{s}{\omega_{p3}}\right)} \quad (1-50)$$

式中 $\omega_{p1}, \omega_{p2}, \omega_{p3}$ 为开环增益函数的三个极点频率,设 $\omega_{p1} < \omega_{p2} < \omega_{p3}$ 。

一般,经常采用的负反馈电路是电压放大器,如同相和反相放大器,其反馈网络为纯电阻,反馈函数为常数 $F(s) = F$ 。下面先分析全极点的三阶负反馈系统的稳定性。其特征方程为

$$A_d F + \left(1 + \frac{s}{\omega_{p1}}\right)\left(1 + \frac{s}{\omega_{p2}}\right)\left(1 + \frac{s}{\omega_{p3}}\right) = a_0 s^3 + a_1 s^2 + a_2 s + a_3 \quad (1-51)$$

式中 $a_0 = (\omega_{p1}\omega_{p2}\omega_{p3})^{-1}, a_1 = (\omega_{p1}\omega_{p2})^{-1} + (\omega_{p2}\omega_{p3})^{-1} + (\omega_{p1}\omega_{p3})^{-1}$

$$a_2 = \omega_{p1}^{-1} + \omega_{p2}^{-1} + \omega_{p3}^{-1}, a_3 = A_d F + 1$$

根据劳斯准则,若特征方程各项系数满足两个条件:所有系数均大于零和 $a_1 a_2 - a_0 a_3 > 0$,则特征方程的根均为具有负实部的根,系统是稳定的。式(1-51)满足第一条;根据第二条可以写出环路增益函数为全极点的三阶负反馈系统的稳定条件是

$$\frac{(\omega_{p2} + \omega_{p3})}{\omega_{p1}} + \frac{(\omega_{p1} + \omega_{p3})}{\omega_{p2}} + \frac{(\omega_{p1} + \omega_{p2})}{\omega_{p3}} > A_d F - 2 \quad (1-52)$$

当 $\omega_{p1} \ll \omega_{p2}, \omega_{p3}$ 和 $A_d F \gg 1$ 时,则可近似得出满足稳定的环路增益带宽积的条件是

$$A_d F \omega_{p1} < (\omega_{p2} + \omega_{p3}) \quad (1-53)$$

根据式(1-53)很容易得出满足临界稳定状态下的最大反馈系数

$$F_{\max} = (\omega_{p2} + \omega_{p3}) / (A_d \omega_{p1}) \quad (1-54)$$

若此三阶系统在全反馈 $F = 1$ 时也是稳定的, 则集成运放的增益带宽积应满足

$$A_d \omega_{p1} < (\omega_{p2} + \omega_{p3}) \quad (1-55)$$

再分析具有全极点的四阶系统。对于全极点的四阶系统, 当 $\omega_{p1} \ll \omega_{p2}, \omega_{p3}, \omega_{p4}$ 和 $A_d F \gg 1$ 时, 由劳斯准则可得出系统的稳定条件是环路增益带宽积应近似满足

$$A_d F \omega_{p1} < (\omega_{p2} \omega_{p3} + \omega_{p2} \omega_{p4} + \omega_{p3} \omega_{p4}) / (\omega_{p2} + \omega_{p3} + \omega_{p4}) \quad (1-56)$$

若第四个极点 $\omega_{p4} \gg \omega_{p2}, \omega_{p3}$, 则式(1-56)近似为式(1-53), ω_{p4} 对系统的稳定性影响不大。当 ω_{p4} 接近于 ω_{p3} 时, 将使满足稳定条件下的环路增益带宽积有所下降。为了便于比较, 举例说明: 若 $\omega_{p3} = 2\omega_{p2}$, 则由式(1-53)得出全极点三阶系统稳定应满足 $A_d F \omega_{p1} < 1.5\omega_{p3}$ 。而对于全极点的四阶系统, 若 $\omega_{p4} = 2\omega_{p3}$, 则由式(1-56)可得出满足稳定的条件是 $A_d F \omega_{p1} < \omega_{p3}$ 。

而零点对系统稳定性的影响, 可作如下分析。

当三阶系统具有一个零点 ω_z 时, 其环路增益函数为

$$A_d(s)F(s) = \frac{A_d F (1 + s/\omega_z)}{(1 + s/\omega_{p1})(1 + s/\omega_{p2})(1 + s/\omega_{p3})} \quad (1-57)$$

根据劳斯准则, 此系统的稳定条件是

$$\begin{aligned} & (\omega_{p2} + \omega_{p3})/\omega_{p1} + (\omega_{p1} + \omega_{p3})/\omega_{p2} + (\omega_{p1} + \omega_{p2})/\omega_{p3} > \\ & A_d F [1 - (\omega_{p1} + \omega_{p2} + \omega_{p3})/\omega_z] - 2 \end{aligned} \quad (1-58)$$

若 $\omega_{p1} \ll \omega_{p2}, \omega_{p3}$ 和 $A_d F \gg 1$, 则上式可近似为

$$A_d F \omega_{p1} [1 - (\omega_{p2} + \omega_{p3})/\omega_z] < (\omega_{p2} + \omega_{p3}) \quad (1-59)$$

比较一下式(1-59)和式(1-53)可见, 当零点频率 $\omega_z > (\omega_{p2} + \omega_{p3})$ 时, 相应地可以扩大环路增益带宽积。当 $\omega_z \gg (\omega_{p2} + \omega_{p3})$ 时, ω_z 对稳定性的影响不大。当 $\omega_z \leq (\omega_{p2} + \omega_{p3})$ 时, 则系统等效为二阶恒稳定系统。

2. 奈奎斯特稳定判据及稳定裕度

采用极点和零点的条件来断定负反馈系统的稳定性, 这适合于在极点和零点频率为已知时应用。这对于集成运放相位校正电路的设计是十分有用的, 而对于使用集成运放, 还是采用环路增益的幅频特性和相频特性来分析闭环系统的稳定性更方便些。

根据奈奎斯特稳定判据, 首先要求环路增益函数 $A_d(s)F(s)$ 中应只有左半平面内的极点。这对于集成运放负反馈电路来讲是可以满足的条件。其闭环系统的稳定性判据则是正弦环路增益函数 $A_d(j\omega)F(j\omega)$ 在复平面内的轨迹必须不包围 $(-1, j0)$ 点。

一阶和二阶系统的环路增益函数的轨迹分别如图1-20(a)和(b)所示, 可见它们是恒稳定系统。而对全极点的三阶闭环系统, 其环路增益函数的轨迹如图1-20(c)所示, 可见轨迹1是稳定的, 而轨迹2是不稳定的。三阶系统是有条件的稳定系统。

三阶系统的正弦环路增益函数可表示为

$$A_d(j\omega)F(j\omega) = \frac{A_d F}{(1 + j\omega/\omega_{p1})(1 + j\omega/\omega_{p2})(1 + j\omega/\omega_{p3})} = \frac{A_d F}{A + jB} \quad (1-60)$$

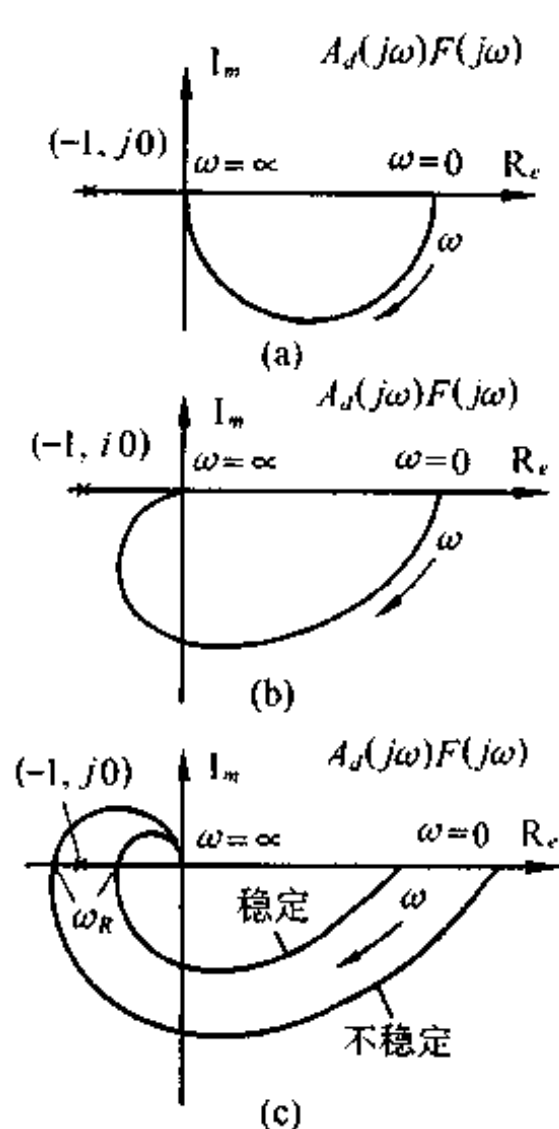


图 1-20 一、二、三阶系统环路增益的极坐标图

式中

$$A = 1 - \frac{\omega^2}{(\omega_{p1}\omega_{p2})} - \frac{\omega^2}{(\omega_{p2}\omega_{p3})} - \frac{\omega^2}{(\omega_{p1}\omega_{p3})}$$

$$B = \frac{\omega}{\omega_{p1}} + \frac{\omega}{\omega_{p2}} + \frac{\omega}{\omega_{p3}} - \frac{\omega^3}{(\omega_{p1}\omega_{p2}\omega_{p3})}$$

判断环路增益函数的轨迹是否包围 $(-1, j0)$ 点, 可由它在负实数轴上的交点的位置来判断。若交点对应的频率值为 ω_R , 则可根据 $\text{Im}[A_d(j\omega_R)F(j\omega_R)] = 0$ 的条件, 即 $B = 0$, 求出 ω_R 值, 然后由 $\text{Re}[A_d(j\omega_R)F(j\omega_R)] > -1$ 的条件, 得出此三阶系统的稳定条件, 其结果与式 (1-52) 相同。

上述稳定条件实际上就是当环路相移为 $-\pi$ 时, 环路增益应小于 1。这个稳定条件是理论上的绝对稳定条件。此条件还不能说明系统的相对稳定性。一个实际的负反馈电路, 必须具备适当的相对稳定性或稳定裕度 (储备), 以避免因参数变化和干扰而破坏系统的稳定性, 使负反馈电路具有良好的动态响应特性。

根据自控理论对“相位裕度”和“幅值裕度”的定义, 可以将其在环路增益函数的幅频和相频特性的伯德图上表示出来, 如图 1-21 所示。

集成运放负反馈电路的环路增益函数不存在右半平面内极点和零点, 它是最小相位系统。只有当相位裕度和幅值裕度都是正时, 负反馈电路才是稳定的, 否则为不稳定。

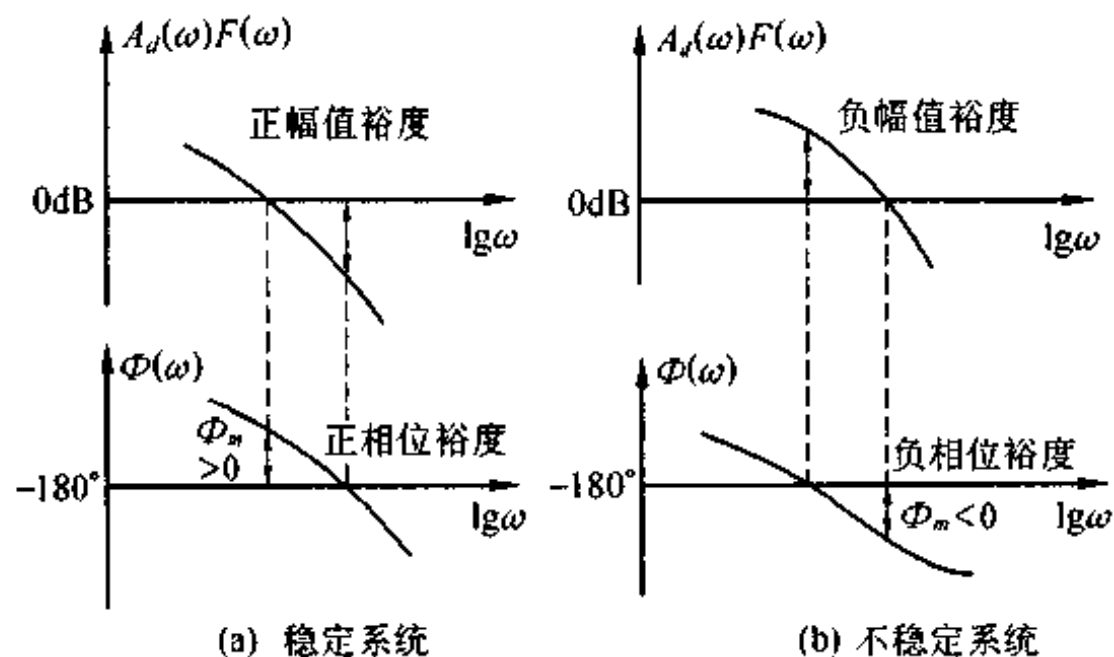


图1-21 稳定和 unstable 系统的相位裕度和幅值裕度

一般, 为了获得满意的稳定性和动态响应特性, 希望有 45° 左右的相位裕度和大于 10dB 的幅值裕度。对于大多数情况, 希望环路增益在交接频率上的幅频特性的斜率为 $-20\text{dB}/\text{十倍频}$, 如若交接频率上的斜率为 $-40\text{dB}/\text{十倍频}$, 系统可能是稳定的, 也可能是

不稳的,即使是稳定的,其相位裕度也较小。在分析负反馈电路的稳定性时,必须估计它的相对稳定性,只有足够的相位裕度和幅值裕度才能有良好的稳定性和动态特性。

二、集成运放的相位校正

为了使集成运放在大多数应用场合下都是稳定的,并具有一定的稳定裕度,集成运放本身需要进行相位校正。一般未经校正的集成运放只能在反馈系数较小时才能稳定工作,在反馈系数较大,乃至全反馈时,则自激振荡。为了消除自激,并获得一定的稳定裕度,对集成运放进行相位校正是完全必要的。

例如,702型集成运放的开环增益为70dB,在未进行相位校正前有三个极点,其频率分别为1MHz、4MHz、50MHz,其开环增益幅频特性和相频特性,如图1-22中的虚线所示。

分析集成运放在负反馈电路中的稳定性和相位校正(补偿)电路的设计,一般是以反馈系数为常数来进行的。当 $F=1$ 时是稳定的,则在大多数情况下也是稳定的。由于环路增益和集成运放开环增益幅频特性之间的分贝值有下列关系

$$20\lg|A_d(j\omega)F| = 20\lg|A_d(j\omega)| - 20\lg(1/F)$$

则只要将集成运放开环增益的零分贝线向上移动 $20\lg(1/F)$,并以此线作为零分贝线,即可得到不同反馈系数时的环路增益幅频特性曲线,而相频特性不变。

根据式(1-54),可计算出702型集成运放在未经相位校正前,不出现自激的最大反馈系数 $F_{\max} = 0.017$,最小增益 $A_{\min} = 59$ 倍。通过作图可以画出以 $20\lg \frac{1}{F_{\max}}$ 所确定的环路增益零分贝线,划分出稳定和不稳定的环路增益分界线,如图1-22中所示。

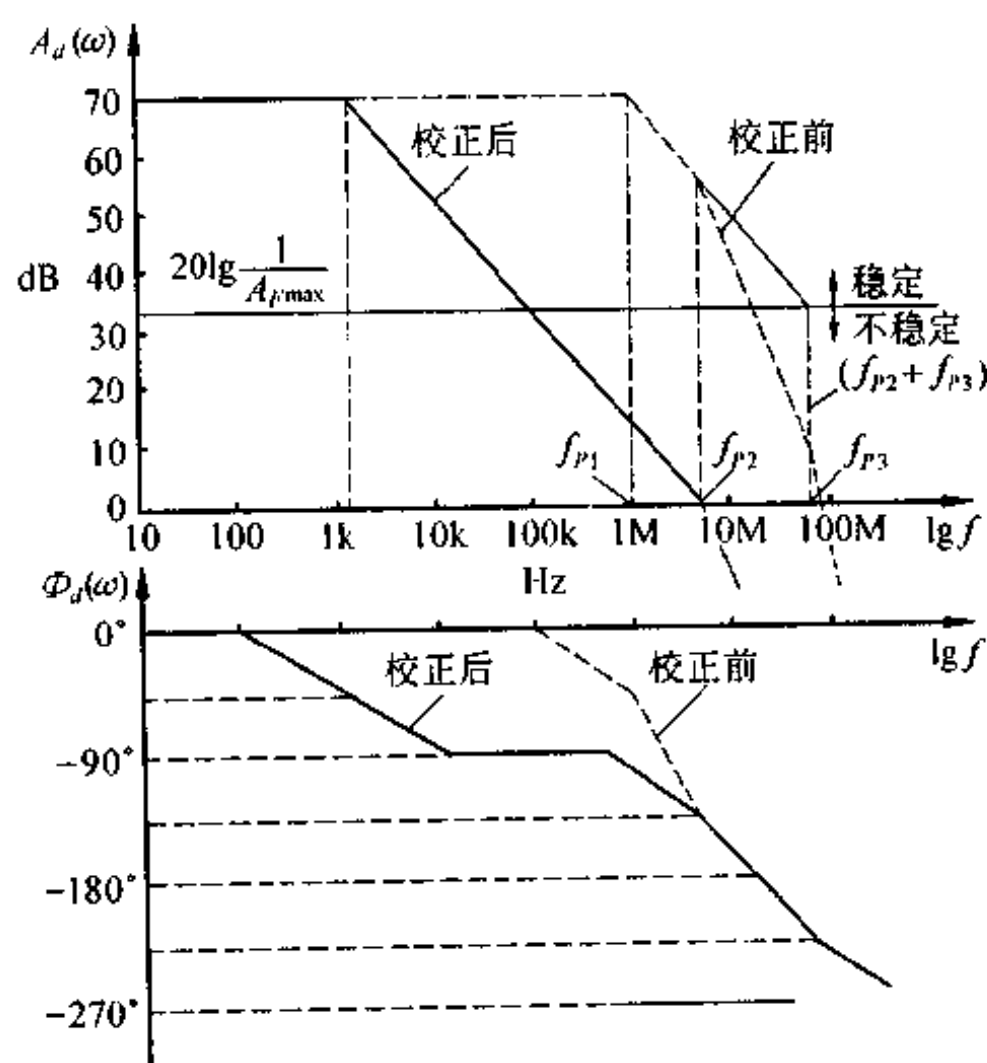


图 1-22 702 型集成运放相位校正前后的幅频和相频特性

可见,未经过相位校正的集成运放,能保证稳定工作的环路增益很低。由于其不能满足包括 $F=1$ 在内的大多数应用场合下的稳定性,对集成运放进行相位校正是完全必要的。

通常,集成运放相位校正方法有三种类型:

- (1) 把低频极点移到更低频率;
- (2) 把高频极点移到更高频率;
- (3) 增加零点抵消极点以减少极点个数;

在第一类方法中,可增大原有的第一个低频极点的电容或电阻以降低该极点频率。或

采用迟后-超前补偿方法,在原系统中增加一个零点和一个极点,零点用于抵消原有的第一个低频极点,而新增加的极点移向更低频率。

在第二类方法中,可采用减小高频极点的电阻或电容,使其极点频率移向更高频率。或采用超前-迟后补偿方法,增加一个零点和一个极点,增加的零点用于抵消原有的高频极点,而新增加的极点移向更高频率。

在第三类方法中,是采用超前补偿方法,在系统中增加零点,用以减少净剩极点数。

采用上述相位补偿后,最终使集成运放开环增益的幅频特性,在零分贝线以上有一个最多只有两个极点,而且第二个极点的频率接近于单位增益带宽,第三、四极点频率高于单位增益带宽,且保持一定的间距,否则易在 $F=1$ 条件下出现自激。

对702型集成运放采用了第一类相位校正方法。其迟后-超前相位校正电路的传递函数为

$$G_c(s) = \frac{1 + s/\omega_z}{1 + s/\omega_{p0}}$$

其零点 ω_z 用于抵消原有的第一个极点 ω_{p1} ,同时产生一个更低频率的极点 ω_{p0} ,并确定第二个极点频率 f_{p2} 为校正后的单位增益带宽。这样,经相位校正后的开环增益幅频和相频特性,如图 1-22 中的实线所示。

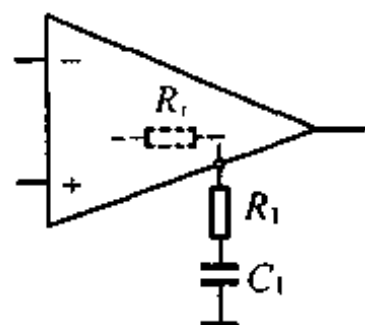


图 1-23 702 型集成运放的 RC 串联校正网络

图 1-23 中采用的 RC 串联迟后-超前相位校正网络,其传递函数为

$$G_c(s) = \frac{1 + sR_1C_1}{1 + s(R_i + R_1)C_1}$$

上式中 R_i 为运放在相位校正端的等效内阻。

新增加的零点用于抵消原有 f_{p1} 极点,则应选取 $R_1C_1 = \frac{1}{2\pi f_{p1}}$ 。为了使校正后的开环增益在第二个极点 f_{p2} 为零分贝,则要求新产生的极点频率 $f_{p0} = f_{p2}/A_d$,若 $R_i = 3k\Omega$ 由此可求出 $f_{p0} = 1.27kHz, R_1 = 3.8\Omega, C_1 = 0.04\mu F$ 。

三、集成运放负反馈电路的不稳定因素

经过相位校正的集成运放在大多数应用场合是能满足要求的。但在实际应用当中仍然会出现自激,需要特别注意,并加以纠正。这有以下几种情况。

1. 没有按集成运放使用说明中推荐的相位校正电路和参数值进行校正

说明书中推荐的补偿方法和参数是通过产品设计和大量实验得出的,对大多数应用是有效的,它考虑了温度、电源电压变化等因素引起的频响特性的变化,并保证具有一定的稳定裕度。

2. 对已采用的相位校正,闭环增益过低

某些集成运放相位校正后的开环增益幅频特性,在零分贝线以上有第二个极点。当闭环增益比较高,反馈系数比较小时,环路增益幅频特性在零分贝线以上只有一个极点,在交接频率处幅频特性的斜率为 $-20dB/十倍频$,有足够的稳定裕度。而当闭环增益很低,

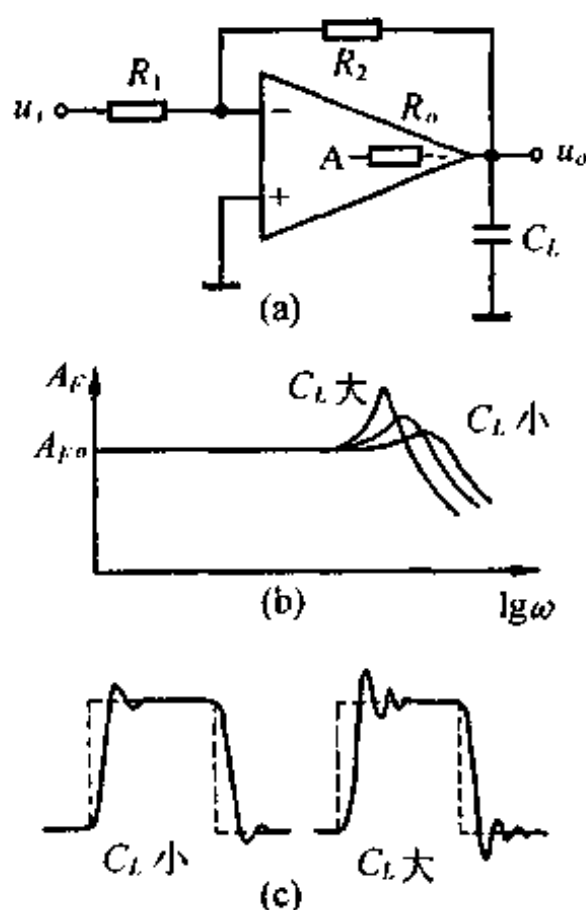


图1-24 电容负载对动态响应特性的影响

反馈系数接近于1时,环路增益幅频特性在交接频率处的斜率为 $-40\text{dB}/十倍频$,其相位裕度较小,如果反馈网络再引入一个接近于交接频率的高频极点,加剧了相位迟后,很容易引起自激。显然,在这种情况下,应采取的方法是:①避免引入高频极点或提高此极点的频率,使其远离交接频率;②抵消或提高零分贝线以上的第二极点频率。

3. 集成运放带电容负载

当集成运放负反馈电路带一定的电容负载后容易出现自激。特别是有的集成运放,当其闭环增益比较低时,即使所带电容负载并不太大,譬如在输出端接入的测试电缆的电容负载,也会自激。产生自激的主要原因是由于集成运放的输出电阻 R_o 和负载电容 C_L 构成的积分网络,见图1-24(a)使闭环系统内引入一个新的极点。若这个极点的频率比较低或接近于交接频率,闭环系统的相位裕度显著减小,则极易引起自激。即使不自激,也会使闭环电路的频响特性在高频出现较高的谐振峰,其

阶跃输入响应波形超调量增大,衰减振荡次数明显增多,如图1-24(b)和(c)所示。

在实际运用集成运放时,应该避免和减小不必要的容性负载。集成运放输出电阻随频率增高和输出电流增大而明显增大。在运放输出端增加电流输出级,可降低输出电阻,这样可提高带电容负载能力,且不易自激。若再采用图1-25所示电路,则不会因容性负载而自激,并可获得良好的动态响应特性。此电路的反馈函数的推导比较复杂,这里只给出简单结论。反馈函数引入的极点频率大约为:

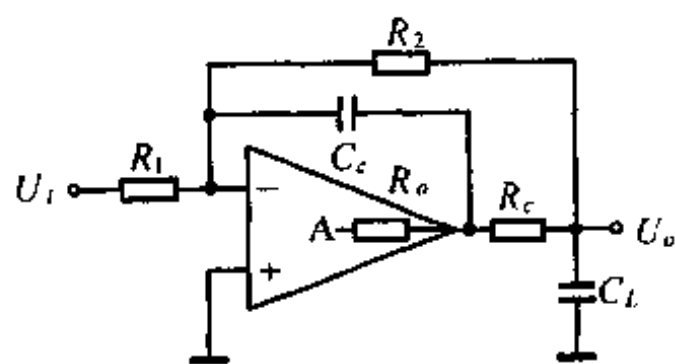


图1-25 允许带较大电容负载的相位校正方法

$$f_p = \frac{1}{2\pi(R_o + R_c)C_L}$$

同时还产生一个零点,零点频率约为

$$f_z = \frac{1}{2\pi R_2 C_c}$$

选择元件参数,使其零点抵消容性负载所产生极点。可见应选择电容

$$C_c = \frac{C_L(R_o + R_c)}{R_2}$$

电阻 R_c 不宜选择过大,一般应在 $50 \sim 500\Omega$ 之间。此电路的最佳工作状态,可以通过调整 C_c 电容来实现。这可以通过实验,观察电路对方波输入的响应波形来判断最佳工作状态。

4. 反馈网络引起附加相移

当集成运放所采用的反馈网络的反馈函数引入的极点接近于或低于交接频率时,会引起自激或使动态响应特性变差,例如微分放大器(详见第三章)。当集成运放差模输入端

或反相端对地接入电容,由此引入的极点频率在接近于交接频率时也易引起自激。一般可在反馈电阻两端并入负反馈电容、输入端并接串联 RC 校正网络可以消除自激。

5. 集成运放同相输入端接地电阻太大

当同相端对地接入很大的电阻,它与运放差模输入端的电容形成一个新的极点。尽管输入端的电容不大,但同相端对地外接电阻较大,则新产生的极点可能接近于或低于交接频率,而使闭环电路自激或电路动态特性变差。解决的简便方法是在同相端对地电阻上并接电容,以形成高频旁路。

6. 集成运放输出端与同相端和调零端之间存在寄生电容

在印刷电路设计时,或电路实验时,由于引线布置不适当或过长、过近,带来寄生电容而引起自激。通常在低频电路中不易出现自激,而在宽带放大器中,应注意消除寄生电容耦合。

7. 电源旁路不良

在电路实验中经常会发现,电路自激是与正、负电源旁路不良引起的。这个问题很少用反馈法来分析,而是以经验法为准则。电源对地旁路电容除采用电解电容外,特别是对高频,应选择 $0.01 \sim 0.1 \mu\text{F}$ 的无感电容。

四、集成运放负反馈放大器稳定裕度的实验分析

从理论上分析负反馈电路的稳定性和稳定裕度(储备),最终目的在于指导实践。而通过实验分析和检验,则能最真实、最简便地反应它的实际工作状态,更具有实际意义。实际检验负反馈电路是否自激,并消除自激,是稳定性检验的一个目的,但不是唯一目的,更重要的是检验它的相对稳定性、稳定裕度,检验它的动态响应特性的质量,后一个目的经常被忽视。一个具有良好素质的集成运放电路设计者和实验工作者,不仅要熟悉稳定性理论,还应学会和运用通过实验进行稳定性检验和分析的方法,这对于更深入地掌握电路动态响应特性也是十分必要的。

稳定裕度的实验分析方法是以前述负反馈放大器的动态响应特性——频响特性和时间响应特性的测试和分析为基础的。当反馈系数 $F = 1$ 时,负反馈放大器(如同相跟随器)的稳定裕度最小。下面以此为例,分析负反馈放大器的动态响应特性。反馈系数 $F = 1$ 时,集成运放开环增益函数即为环路增益函数(参照图 1-22)。

通常,集成运放的第二个极点频率至少比第一个极点频率大十倍以上,在第二个极点频率附近开环增益达到零分贝,为减小第三个极点带来附加的迟后相移,第三个极点频率不能靠近第二个极点频率。由这样的集成运放构成的负反馈放大器,当工作频率在十倍于第一个极点频率,即 $f < 10f_{p1}$ 的范围内时,环路相移受第一个极点控制。当工作频率达到 $10f_{p1}$ 时,环路相移接近于 -90° ,这时环路增益仅下降 20dB,仍具有高的环路增益,而且环路相移在 -90° 以内,负反馈放大器具有很强的负反馈作用,呈现比较理想的具有平坦的闭环增益频响特性。随着工作频率增高,环路增益下降,当工作频率开始进入受第二个极点控制的频率,即 $0.1f_{p2} < f < 10f_{p2}$ 的范围内时,环路相移从 -90° 逐渐移向 -180° ,环路增益随之下降,在交接频率附近环路增益达到零分贝,环路相移接近 -135° 左右。由于环路增益低,环路相移已超出 -90° ,接近 -180° ,负反馈控制作用减弱,并出现负反馈

向正反馈方向的转化趋势,使闭环反馈放大器的频响特性和时间响应特性,出现明显变化。这种变化表现为闭环增益频响特性在交接频率附近出现频响峰值,阶跃响应特性出现过冲和衰减振荡现象。这种响应特性的变化程度,反映了闭环系统的相对稳定性。采用实验方法检验负反馈放大器的稳定裕度,就是通过观测负反馈放大器的频响特性和阶跃输入的输出时间响应特性来实现的。

下面详细讨论这两种方法的理论基础及方法。

1. 频率响应峰值测试法

这是通过检测负反馈放大器闭环频响特性的峰值大小来估计反馈电路相位裕度的一种实验方法。

根据式(1-48)可写出负反馈放大器的正弦传递函数

$$A_F(j\omega) = A_{F0} \frac{A_d(j\omega)F}{1 + A_d(j\omega)F} \quad (1-61)$$

式中 对于同相放大器 $A_{F0} = \frac{R_1 + R_2}{R_1}$

对于反相放大器 $A_{F0} = -\frac{R_2}{R_1}$

若将集成运放开环增益函数 $A_d(j\omega)$ 表示为指数形式

$$A_d(j\omega) = A_d(\omega)e^{j\varphi(\omega)}$$

式中 $A_d(\omega) = |A_d(j\omega)|$

$\varphi(\omega) = \angle A_d(j\omega)$

则式(1-62)可改写为

$$\begin{aligned} A_F(j\omega) &= \frac{A_{F0}A_d(\omega)Fe^{j\varphi(\omega)}}{1 + A_d(\omega)Fe^{j\varphi(\omega)}} = \\ &= A_{F0} \frac{1}{1 + \frac{1}{A_d(\omega)F}e^{j\varphi(\omega)}} = \\ &= A_{F0} \frac{1}{1 + \frac{1}{A_d(\omega)F}\cos\varphi(\omega) - j\frac{1}{A_d(\omega)F}\sin\varphi(\omega)} \end{aligned} \quad (1-62)$$

式中 $A_d(\omega)F$ 和 $\varphi(\omega)$ 分别为环路增益函数 $A_d(j\omega)F$ 的幅频特性和相频特性。

由式(1-62)可以得出负反馈放大器的闭环增益频响特性关系式为

$$A_F(\omega) = \frac{A_{F0}}{\sqrt{1 + \frac{2}{A_d(\omega)F}\cos\varphi(\omega) + \frac{1}{A_d^2(\omega)F^2}}} \quad (1-63)$$

值得注意的是,当反馈系数较大,如 $F = 1$,环路增益交接频率接近于第二极点频率,特别是大于第二极点频率时,负反馈放大器的闭环频响特性易出现频响峰值,如图 1-26 所示。

为了求出闭环增益的响应峰值 A_{Fmax} ,可将式(1-63)对 $A_d(\omega)$ 求导,并令导数为零,可求出现频响峰值的条件,即

$$\frac{dA_F(\omega)}{dA_d(\omega)} = -\frac{1}{2} \left[1 + \frac{2\cos\varphi(\omega)}{A_d(\omega)F} + \frac{1}{A_d^2(\omega)F^2} \right]^{-\frac{3}{2}} \times$$

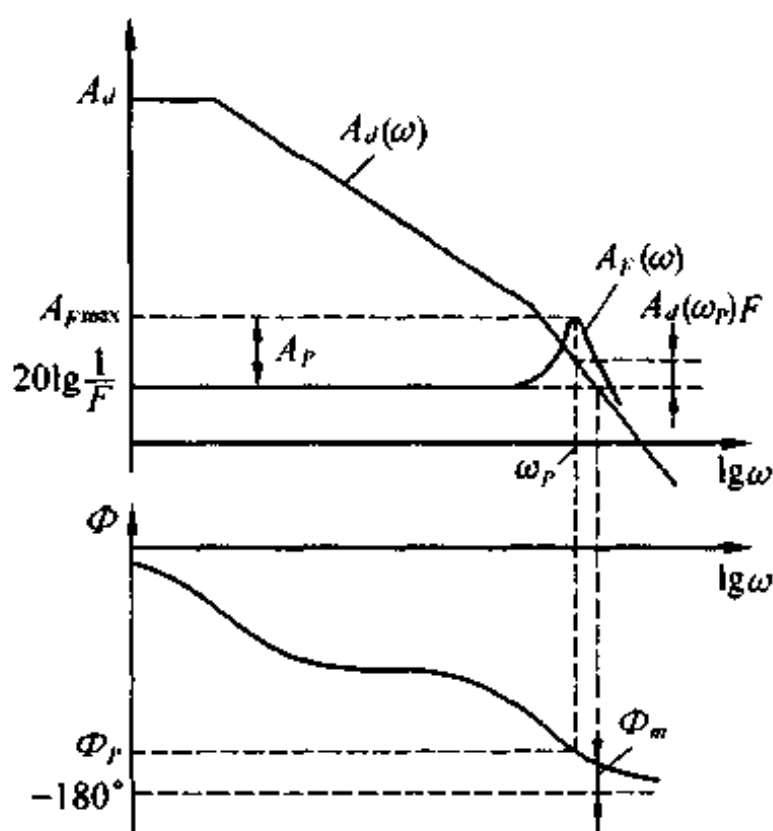


图1-26 闭环频响峰值与环路增益幅相特性关系示意图

值。取其分贝值,即

$$A_p = 20 \lg \frac{A_{Fmax}}{A_{F0}} = 20 \lg \frac{1}{|\sin \varphi_p|} \quad (1-66)$$

根据上式可绘出图1-27(a)所示的 A_p 与 φ_p 的关系曲线。

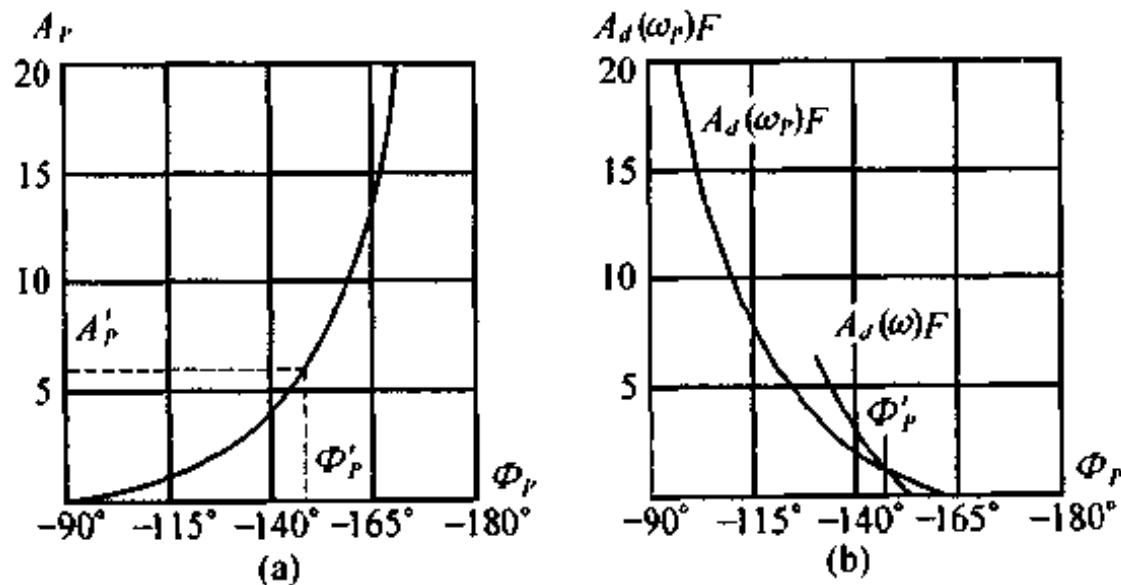


图1-27 确定频响峰值的关系曲线

为了更清楚起见,可在图1-27(b)中分别画出两条曲线,一条曲线是环路增益 $A_d(\omega)F$ 和环路相移 $\varphi(\omega)$ 的关系曲线,参变量为 ω ,另一条曲线是按式(1-65)绘出的满足峰值条件的环路增益 $A_d(\omega_p)F$ 和环路相移 φ_p 的关系曲线。由这两条曲线的交点即可确定出出现峰时的环路相移 φ_p ,再由图1-26(a)可确定 A_p 值。

从上述分析中可得出闭环增益频响的相对峰值 A_p 与环路相移 φ_p 的关系。而人们最关心的是相位裕度 φ_m 。

不同的开环增益函数和不同的反馈系数,其环路增益函数在增益交接频率 f_g 处的环路相移 φ_g 是不同的,而出现峰值时的频率 f_p 比较接近于 f_g ,相应的相位也比较接近。

$$\left[-\frac{2\cos\varphi(\omega)}{A_d^2(\omega)F} - \frac{2}{A_d^2(\omega)F^2} \right] = 0$$

由此可导出出现频响峰值的条件是,在出现峰值频率 ω_p 处的环路增益 $A_d(\omega_p)F$ 和环路相移 $\varphi_p = \varphi(\omega_p)$ 应满足如下关系式

$$A_d(\omega_p)F = -\frac{1}{\cos\varphi_p} \quad (1-64)$$

由于环路增益 $A_d(\omega_p)F$ 为正,环路相移 φ_p 不能超出 -180° ,可见 φ_p 应在下面范围内

$$-90^\circ < \varphi_p < -180^\circ$$

下面再将式(1-64)出现峰值条件代入式(1-63),可求出闭环增益频响峰值为

$$A_{Fmax} = \frac{A_{F0}}{|\sin\varphi_p|} \quad (1-65)$$

值得关心的是闭环增益频响的相对峰

当交接频率大于第一个极点频率十倍频,而第三个极点至少比第二个极点高出两个倍频程时,可近似由 φ_p 代替 φ_s ,求出相位裕度 φ_m 与 A_p 的关系式

$$A_p \approx 20 \lg \frac{1}{|\sin(180 - \varphi_m)|} \approx 20 \lg \frac{1}{\sin \varphi_m} \quad (1-67)$$

由此可以得出相位裕度 φ_m 与闭环增益相对峰值 A_p 的关系曲线,如图 1-28 所示。

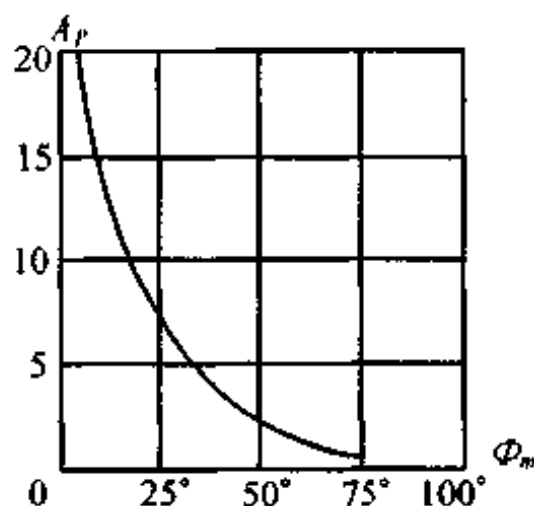


图 1-28 频响峰值 A_p 与相位裕度 φ_m 的关系曲线

对于不满足上述极点频率和交接频率相对关系的负反馈放大器, A_p 与 φ_m 的关系不能近似为式(1-67),但此式仍可用于粗略估计负反馈放大器的稳定裕度的大致趋势。

这样,只要通过负反馈放大器的频响特性测试,测出闭环增益相对峰值 A_p ,即可求出相位裕度。反馈系数不同时,可测出对应的相位裕度。

2. 阶跃输入输出响应超调量测试法

采用频率响应方法测响应峰值比较麻烦,而采用测阶跃输入的输出时间响应,则方法更简单、直观,而且可以迅速获得实验结果。下面讨论这种实验方法。

为了获得超调量与相位裕度的相应关系,首先从典型的二阶系统出发,分析闭环增益相对峰值 A_p 与阻尼比 ξ 的关系和阶跃输入的输出响应超调量 c 与阻尼比 ξ 的关系,从中找出 c 与 A_p 的关系。进一步再根据近似式(1-67)得出 c 与相位裕度 φ_m 的关系曲线。

若集成运放的第三个极点远离第二个极点,则可将集成运放看作双极点的纯二阶系统,其开环增益函数为

$$A_d(j\omega) = \frac{A_d}{\left(1 + j\frac{\omega}{\omega_{p1}}\right)\left(1 + j\frac{\omega}{\omega_{p2}}\right)} \quad (1-68)$$

负反馈放大器的闭环增益函数为

$$A_F(j\omega) = \frac{A_{F0}}{1 + \frac{1}{A_d(j\omega)F}} = A_{F0} \frac{A_d F}{1 + A_d F} \cdot \frac{1}{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_n}\right)^2 + j2\xi \frac{\omega}{\omega_n}} \approx A_{F0} \frac{1}{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_n}\right)^2 + j2\xi \frac{\omega}{\omega_n}} \quad (1-69)$$

式中 $\omega_n = \sqrt{(1 + A_d F)\omega_{p1}\omega_{p2}}$ 为无阻尼自然频率

$$\xi = \frac{\omega_{p1} + \omega_{p2}}{2\omega_n} \quad \text{为阻尼比}$$

将式(1-69)对 ω 求导,并令其等于零,可求出出现峰值的条件是

$$\omega = \omega_p = \omega_n \sqrt{1 - 2\xi^2} \quad (1-70)$$

将此条件代入式(1-69),可得出最大闭环增益

$$A_{Fmax} = \frac{A_{F0}}{2\xi \sqrt{1 - \xi^2}}$$

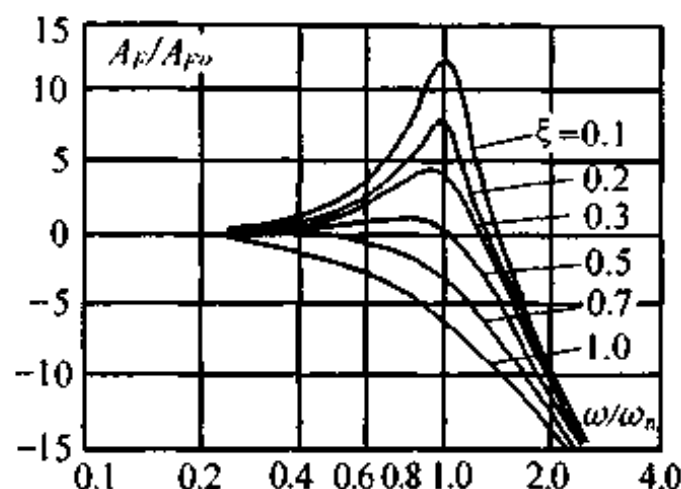


图1-29 典型二阶系统的频响特性曲线

由此可得到闭环增益的相对峰值的分贝值

$$A_p = 20 \lg \frac{1}{2\xi \sqrt{1-\xi^2}} \quad (1-71)$$

从式(1-71)可以看出只有阻尼比 $\xi \leq \frac{1}{\sqrt{2}}$ 时,才有峰值,图 1-29 为典型的二阶系统的频响特性。

当阻尼比 $\xi < 1$ 时,此二阶系统对单位阶跃输入的响应时间表达式为

$$e_o(t) = A_{p0} \left[1 - \frac{e^{-\xi\omega_n t}}{\sqrt{1-\xi^2}} \sin(\omega_d t + \cos^{-1}\xi) \right] \quad (1-72)$$

式中 $\omega_d = \omega_n \sqrt{1-\xi^2}$ 为阻尼振荡频率。

从式(1-72)中可以看出,这是个具有过冲和衰减振荡的阶跃响应特性,如图 1-30 所示。

求式(1-72)对 t 的导数,并令其为零,可导出出现峰值时的时间条件

$$t_{pn} = \frac{n\pi}{\omega_d}, n = 1, 2, 3, \dots \quad (1-73)$$

再将式(1-73)的时间条件代入式(1-72),可得出各个峰值的表达式

$$e_o(t_{pn}) = A_{p0} \left(1 + e^{-\frac{n\pi\xi}{\sqrt{1-\xi^2}}} \right), n = 1, 2, 3, \dots \quad (1-74)$$

取 $n = 1$, 可得出第一个峰值,则超调量

$$c = \frac{e_o(t_{p1}) - A_{p0}}{A_{p0}} = e^{-\frac{\pi\xi}{\sqrt{1-\xi^2}}} 100\% \quad (1-75)$$

或

$$\xi = \frac{-\ln c}{\sqrt{\pi^2 + \ln^2 c}}$$

根据式(1-75)和式(1-71),以及图 1-27,可以画出超调量 c 与相位裕度 ϕ_m 的关系曲线。如图 1-31 所示。

这样,可以通过实验,在负反馈放大器输入端加入一定频率和一定幅度的方波,观测输出响应波形,测出超调量 c ,并查图 1-31,即可得到和估计负反馈放大器的相位裕度。

方波信号的频率应远低于自由振荡频率,信号幅值要考虑运放输出电压受摆率的限制,输出信号幅度不宜过大。

利用阶跃响应特性观测输出波形,可以直观地观测不同集成运放、不同的相位校正参数下的相对稳定性。减小超调意味着相位裕度增加,自由振荡频率减少意味着响应速度降

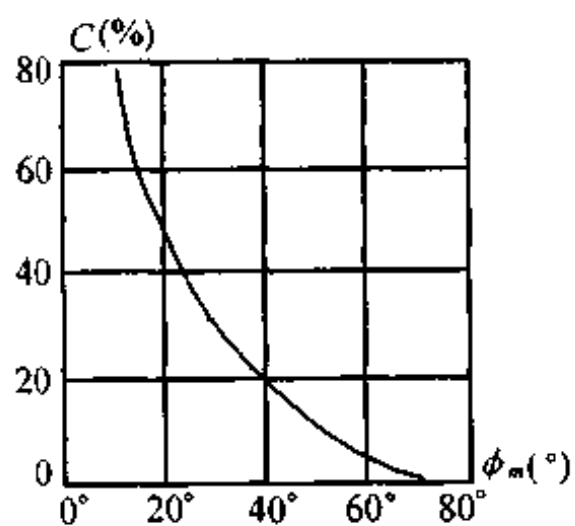


图1-31 超调量与相位裕度的关系曲线

低。若在已调好的负反馈放大器输出端接电容负载,随负载电容增大,相位裕度减小,直至自激振荡。也可以用出现自激时的最小负载电容的大小来比较电路的相对稳定性程度。

复习思考题

- 1-1 集成运放内部电路由哪几部分组成,都起什么作用,它有哪些类引出脚,都有什么作用?
- 1-2 什么是理想运放和理想运放等效模型,用它来分析负反馈电路有何意义?
- 1-3 集成运放有哪些极限特性参数,你如何理解这些极限特性参数的?
- 1-4 你熟悉集成运放的工作特性参数吗?哪些是输入特性参数、传输特性参数、输出特性参数和电源特性参数?
- 1-5 失调电压、偏置电流和失调电流对电路将带来什么影响?
- 1-6 失调电压和失调电流的温度系数有什么实际意义?
- 1-7 开环增益、开环带宽、增益带宽积和单位增益带宽彼此之间有何关系?
- 1-8 摆率、满功率带宽、最大输出幅度之间有什么关系?
- 1-9 什么是大信号带宽和小信号带宽?
- 1-10 电源电压变化是否会引引起集成运放输出直流电压变化?如何衡量这个变化?
- 1-11 集成运放外接的相位校正电路的参数和运放负载电容大小,对运放电路的工作状态带来哪些影响?
- 1-12 你会测量集成运放哪些特性参数?试述其测试电路的工作原理,给出测量计算式。
- 1-13 反馈系数与稳定性有什么联系?
- 1-14 集成运放开环增益函数的极点(频率)分布有什么特点?负反馈电路在什么情况下,还会出现自激?如何消除自激?
- 1-15 你会用实验方法检验负反馈放大器的稳定性,并估计相位裕度吗?

第二章 信号放大电路

信号放大电路是检测仪器、测量装置和控制系统等许多电子设备中不可缺少的重要环节。从测量对象检测出来的电信号往往比较微弱,必须进行信号放大处理,以满足后级各种电路对信号幅度的要求。测量仪器的量程切换、改变仪器的灵敏度、提高分辨力等也都是采用信号放大电路来实现。

信号放大电路的性能指标常常直接影响测量仪器和检测装置的整机性能。根据信号放大电路在仪器和系统中所处的位置和作用不同,对信号放大电路提出的要求的侧重点也不同。归纳起来可提出如下一些要求:

- (1)准确的放大倍数;
- (2)高的温度稳定性、低的零位漂移、高稳定的放大倍数;
- (3)低的输出噪声;
- (4)一定的输入、输出动态范围;
- (5)保证精度要求的足够宽的频带;
- (6)一定的输入共模范围、高的共模抑制比;
- (7)高输入阻抗、低输出阻抗等。

在集成运放性能指标日益完善的今天,晶体管分立元件的放大器将逐渐被淘汰。几乎所有新设计的测量仪器和系统,都广泛采用各种类型的集成运放来构成信号放大电路。其性能指标在很大程度上取决于集成运放的性能指标。随着科技的发展、工艺措施的完善,高性能集成运放的制造水平有了很大提高,例如低失调、低漂移、低噪声、高输入阻抗、高速和宽带等类型集成运放的出现。集成运放在性能上的提高,无疑使信号放大电路的性能有了更可靠的保证。

本章将对集成运放最基本的放大电路——反相型、同相型和差动型放大器,从理想特性,实际特性以及各种误差因素方面作一些理论分析,使读者在信号放大器的设计、计算以及在实际工作中合理地选择元器件打下理论基础。本章还将详细地介绍仪器放大器和动态校零型斩波放大器。俗称放大器的运放电路,如电荷放大器、电桥放大器,则将归到第四章中去论述。

§ 2-1 集成运算放大器的基本放大电路

反相放大器、同相放大器和差动放大器是应用最广泛,也是最基本的放大电路。本节将介绍这些电路的构成,详细地分析这些放大电路在理想条件下的理想特性,以及实际存在的非理想特性,并导出相应的关系式;通过实际特性与理想特性的比较,详细地分析和计算实际放大电路存在的主要误差源和误差关系式;由此详细地介绍负反馈运放电路的

基本分析方法。

一、反相型放大器

1. 反相型放大器的理想特性

反相放大器电路如图2-1(a)所示。为了导出理想条件下的传输特性,即输出电压与输入电压间的放大特性,首先应将集成运放看作为理想运放,其等效电路,如图2-1(b)所示。根据理想运放输入端“零子”条件 $U_d = 0, I_d = 0$,则可以得出:同相端和反相端对地电压为零,而在 R_1 和 R_2 电阻中的电流相等 $I_1 = I_2$ 。因 $I_1 = U_i/R_1, I_2 = -U_o/R_2$, 则可得出反相放大器的理想放大倍数为

$$A_{F0} = U_o/U_i = -R_2/R_1 \quad (2-1)$$

理想反相放大器的反馈系数为

$$F_o = R_1/(R_1 + R_2) \quad (2-2)$$

因此,理想放大倍数也可表示为

$$A_{F0} = 1 - 1/F_o \quad (2-3)$$

由于输出与输入相位相反,由此得名为反相放大器,又因为放大倍数为电阻比值,则称其为比例放大器。而当比值为-1时,则称其为倒相器。

类似于这种电路结构形式,若将其电阻 R_1, R_2 改为阻抗 Z_1, Z_2 ,则可以实现其它方面的应用电路,如积分器、滤波器等。

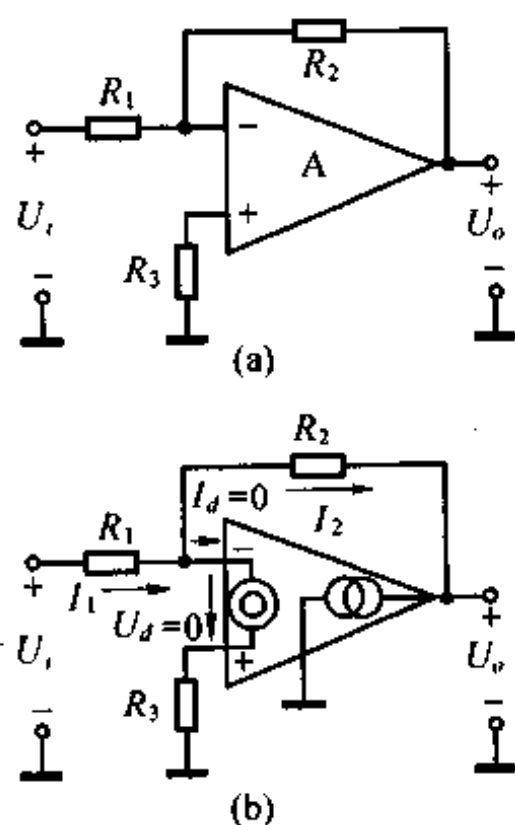


图 2-1 反相放大器及理想运放条件下的等效电路

U_o 和 U_- 的关系式

由于反相输入端电压 $U_- = 0$, 则反相放大器在理想条件下的等效输入电阻为 $R_i = R_1$, 而输出电压 U_o 又与负载 R_L 无关, 因此理想条件下的等效输出电阻 $R_o = 0$ 。

2. 反相型放大器的实际特性

实际上,运放并非为理想的,由它所构成的反相放大器的特性也并非为理想的。研究实际特性和理想特性之间的差别,并从理论上加以分析,将有助于计算和评价反相放大电路实际上存在的误差。

图 2-2 为用于分析 A_d, R_d, R_o 的等效电路。参看图 2-2 可求出反相输入端的对地电压

$$U_- = \left(\frac{U_i}{R_1} + \frac{U_o}{R_2} \right) [R_1 // R_2 // (R_d + R_3)] \quad (2-4)$$

运放输出的差模放大电压为

$$E_o = -A_d U_d = -A_d U_- R_d / (R_d + R_3) \quad (2-5)$$

按图 2-2 电路和式 (2-5) 可导出反相放大器输出电压

$$U_o = \frac{U_- R_o}{R_o + R_2} + \frac{E_o R_2}{R_o + R_2} \quad (2-6)$$

由式 (2-4)、(2-5) 和 (2-6) 可求出反相放大器的实际放大倍数

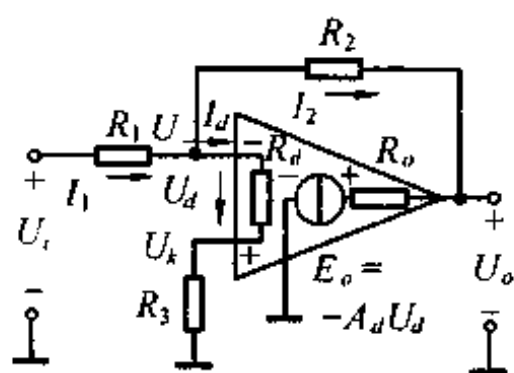


图2-2 分析实际运放 A_d 、 R_d 和 R_o 的反相放大器电路

$$A_F = \frac{U_o}{U_i} = \frac{[R_o(R_d + R_3) - R_d R_2 A_d] + [R_d R_1 A_d + (R_d + R_3)(R_o + R_2) + R_1(R_d + R_3 + R_o + R_2)]}{(2-7)}$$

再将式(2-7)作如下修改:

$$A_F = -\frac{R_2}{R_1} \times$$

$$\frac{1 - R_o(R_d + R_3)/(R_d R_2 A_d)}{1 + [(R_d + R_3)(R_o + R_2) + R_1(R_d + R_3 + R_o + R_2)]/(R_d R_1 A_d)} = A_{F0} \left[1 - \frac{1}{1 + A_d F} \right] + \frac{k}{1 + A_d F} \quad (2-8)$$

式中 $A_{F0} = -\frac{R_2}{R_1}$ 为理想放大倍数;

$$F = \frac{U_{fd}}{E_o} = \frac{R_1 R_d}{(R_d + R_3)(R_2 + R_o) + R_1(R_2 + R_o + R_3 + R_d)} = \frac{R_d}{R_d + R_3} \cdot \frac{R_1 // (R_d + R_3)}{R_o + R_2 + [R_1 // (R_d + R_3)]} \quad (2-9)$$

为反馈系数,即从运放输出的差模放大电压 E_o 到差模输入端的分压系数。通常 $R_d \gg R_3, R_d \gg R_1, R_o \ll R_2$, 则反馈系数 $F \approx F_0$;

$$k = \frac{U_k}{U_i} = \frac{(R_d + R_3) // (R_2 + R_o)}{R_1 + (R_d + R_3) // (R_2 + R_o)} \cdot \frac{R_o}{R_o + R_2} \quad (2-10)$$

为跨越系数,即从输入端到反相放大器的输出端 (U_o 引出端) 的分压系数。由于 $K \ll A_{F0}$, 在式(2-8)中的第三项将远小于第二项,忽略第三项,则反相放大器的实际放大倍数可以写为:

$$A_F \approx A_{F0} \frac{A_d F}{1 + A_d F} = A_{F0} \left(1 - \frac{1}{1 + A_d F} \right) \quad (2-11)$$

若考虑到运算放大器开环增益的响应特性,以及各元件参数的阻抗特性,则这种反相型运放电路的实际传递函数可由式(2-11)改写为

$$A_F(s) = A_{F0}(s) \left[1 - \frac{1}{1 + A_d(s)F(s)} \right] \quad (2-12)$$

式中 $A_{F0}(s) = -\frac{Z_2(s)}{Z_1(s)}$ 为理想传递函数;

$F(s) = \frac{Z_d}{Z_d + Z_3} \cdot \frac{Z_1 // (Z_d + Z_3)}{Z_2 + Z_o + Z_1 // (Z_d + Z_3)}$ 为反馈函数。

3. 反相放大器的等效输入电阻

从图 2-2 中可见,反相放大器的输入电阻将由输入电压 U_i 与输入电流 $I_i = I_1$ 的比值决定,即 $R_{ie} = U_i / I_1$, 而 $U_i = I_1 R_1 + U_-$, 则输入电阻为

$$R_{ie} = R_1 + U_- / I_1$$

其中第二项是从相加点看进去的等效输入电阻 $R_x = U_- / I_1$ 。推导如下 (参见图2-2可得出下式)

$$I_1 = I_d + I_2 = \frac{U_-}{R_d + R_3} + \frac{U_- - E_o}{R_2 + R_o} = \left[\frac{1}{R_d + R_3} + \frac{1 + A_d R_d / (R_d + R_3)}{R_2 + R_o} \right] U_-$$

由此可得到

$$R_x = (R_d + R_3) // \frac{(R_2 + R_o)}{1 + A'_d} \quad (2-13)$$

式中 $A'_d = A_d R_d / (R_d + R_3)$

分析式(2-13)可见,从相加点看进去的等效输入电阻是两个电阻的并联值,一个电阻是从运放反相输入端到地的电阻($R_3 + R_d$),另一个电阻是由反馈支路的电阻($R_2 + R_o$)折算到相加点至地的等效电阻,它被缩小了 $(1 + A'_d)$ 倍。后一个关系式正是通常称之为“密勒效应”所得出的结果。

由此可得出反相放大器的输入电阻为

$$R_{ie} = R_1 + (R_d + R_3) // \frac{(R_2 + R_o)}{(1 + A'_d)} \quad (2-14)$$

通常 $(R_d + R_3) \gg (R_2 + R_o) / (1 + A'_d)$, $R_1 \gg (R_2 + R_o) / (1 + A'_d)$, 则

$$R_{ie} \approx R_1$$

可见,反相放大器的输入电阻与理想条件下的输入电阻相差很小。

若考虑到各元件参数为阻抗时,式(2-14)可改写为反相型运放电路的输入阻抗的关系式

$$Z_{ie} = Z_1 + (Z_d + Z_3) // \frac{(Z_2 + Z_o)}{1 + A'_d(j\omega)} \approx Z_1 \quad (2-15)$$

式中 $A'_d(j\omega) = A_d(j\omega) Z_d / (Z_d + Z_3)$

通常反相放大器所选用的 R_1 电阻值不可能取得比较大,因此反相放大器输入电阻都不高。

4. 反相放大器的等效输出电阻

在一定的输入电压 U_i 作用下,反相放大器的输出端可以看作是电势为一定的有源二端网络,其等效输出电阻是在无负载时的输出开路电压 U_o 除以负载短路电流 I_k , 即

$$R_{oe} = U_o / I_k$$

参看图2-2,在求输出短路电流 I_k 时,可参见图2-3所示电路进行计算。

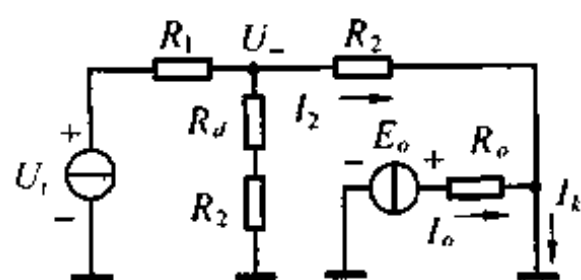


图 2-3 输出电阻等效计算电路

由于输出端短路至地,输出对反相端的反馈电压为零,反相端对地电压为输入电压 U_i 的分压值

$$U_- = U_i \frac{R_2 // (R_d + R_3)}{R_1 + R_2 // (R_d + R_3)} = U_i \frac{R_2 (R_d + R_3)}{R_2 (R_d + R_3) + R_1 (R_2 + R_3 + R_d)} \quad (2-16)$$

差模输入电压经差模放大后的输出电压为

$$E_o = -A_d (U_- - U_+) = -A_d U_- R_d / (R_d + R_3) \quad (2-17)$$

反相放大器输出短路电流 I_k 是 E_o 经 R_o 的短路电流 I_o 和经 R_2 流入地的电流 I_2 之和。

由式(2-16)和式(2-17)可求得

$$I_i = \frac{E_o}{R_o} + \frac{U_-}{R_2} = \frac{-A_d R_2 R_d + R_o(R_d + R_3)}{R_o[R_2(R_d + R_3) + R_1(R_2 + R_3 + R_d)]} U_i \quad (2-18)$$

由式(2-17)和式(2-18)可求出反相放大器的等效输出电阻

$$R_o = \frac{U_o}{I_i} = \frac{R_o[R_2(R_d + R_3) + R_1(R_2 + R_3 + R_d)]}{R_d R_1 A_d + (R_d + R_3)(R_2 + R_o) + R_1(R_2 + R_3 + R_d + R_o)} \quad (2-19)$$

考虑 $R_o \ll R_2, R_1$, 则

$$R_o \approx R_o / (1 + A_d F) \quad (2-20)$$

可见反相放大器的输出电阻与集成运放的输出电阻 R_o 相比,降低了 $(1 + A_d F)$ 倍。

当输入为交流信号时,由于运放的开环增益是频率的函数,同相放大器的等效输出阻抗 U 也是频率的函数,则

$$Z_o = Z_o / (1 + A_d(j\omega)F)$$

一般信号频率 $\omega \ll \omega_n$, 则输出阻抗 $Z_o \approx \frac{R_o}{1 + A_d F}$, 当信号频率比较高时,其输出阻抗将有很大变化。

二、同相型放大器

1. 同相型放大器的理想特性

另一种基本放大电路为同相放大器,如图2-4(a)所示。

若将运放看作为理想运放,如图2-4(b),就可以很容易导出同相放大器的理想特性。根据运放输入端的“零子”条件,输入差模电流 $I_d = 0$, 则 $I_i = 0$, 即同相型放大器在理想条件下,输入阻抗为无限大 $Z_i = \infty$ 。显然,同相端的电压 $U_+ = U_i$ 。根据输入端“零子”的另一个条件, $U_d = 0$, 则反相端电压 $U_- = U_+ = U_i$ 。而反相端的电压 U_- 与输出电压 U_o 之间的关系为

$$U_- = U_o R_1 / (R_1 + R_2)$$

则可导出同相放大器的放大倍数为

$$A_{F0} = U_o / U_i = (R_1 + R_2) / R_1 \quad (2-21)$$

同相放大器的理想放大倍数等于理想反馈系数的倒数即 $A_{F0} = 1/F_o$ 。

由于输出电压与输入电压极性相同,故称之为同相型放大器。同相放大器的放大倍数最小为一倍,即 $A_{F0} = 1$, 如图2-4(c)所示,称之为同相跟随器。

在理想条件下同相放大器与反相放大器一样,其输出阻抗 $Z_o = 0$ 。

由于同相放大器输入阻抗高,输出阻抗低,常在电路中用于实现级间的阻抗变换,如对内阻抗很高的传感器实现电压信号的放大。根据它的功能又称之为阻抗变换器或缓冲

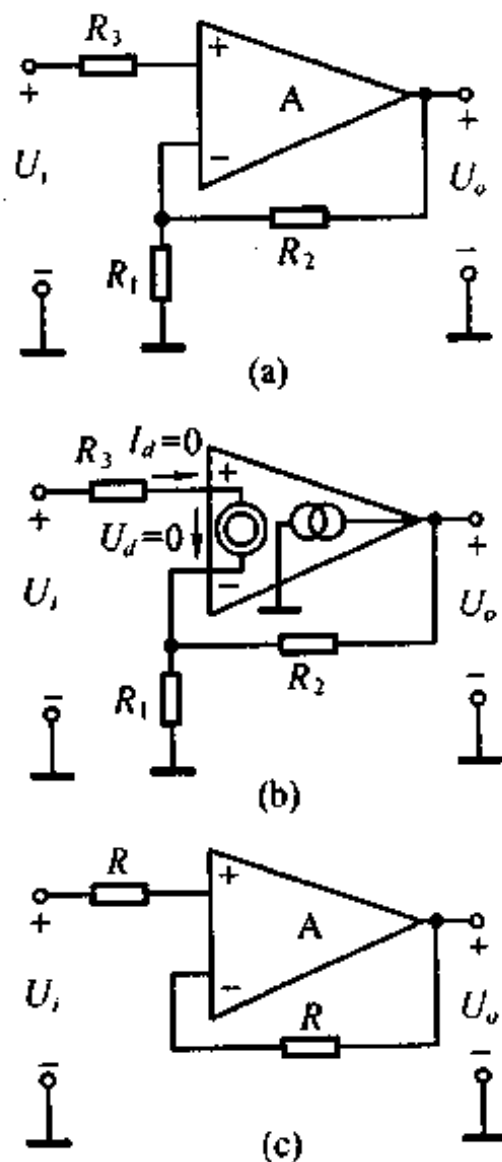


图2-4 同相放大器及其在理想运放条件下的等效电路

放大器。

当反馈网络为阻抗时,这种同相放大器就构成其它用途的电路,如积分器、滤波器等。

2. 同相放大器的实际特性

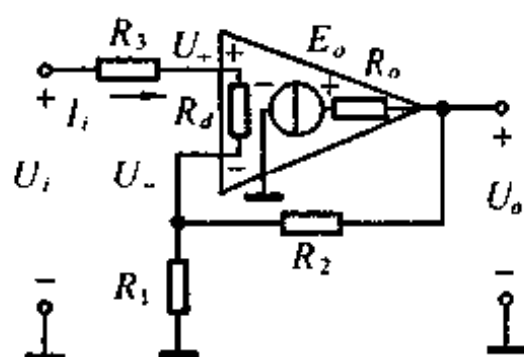


图 2-5 分析实际运放 A_d 、 R_d 和 R_o 的同相放大器等效电路

同反相放大器的分析方法一样,当考虑 R_d 、 R_o 和 A_d 时,可以采用图 2-5 所示的等效模型来分析。参考图 2-5,可列出运放反相端电压为

$$U_- = \left[\frac{U_i}{(R_d + R_3)} + \frac{U_o}{R_2} \right] (R_1 // R_2 // (R_3 + R_d)) \quad (2-22)$$

而同相放大器的输出电压又为

$$U_o = \frac{U_- R_o}{(R_2 + R_o)} + \frac{E_o R_2}{(R_2 + R_o)} = \frac{U_- R_o}{(R_2 + R_o)} + \frac{A_d (U_- - U_i) R_d R_2}{[(R_3 + R_d)(R_2 + R_o)]} \quad (2-23)$$

由式(2-22)和式(2-23),消去 U_- ,则可导出同相放大器的实际放大倍数

$$A_F = \frac{R_1 R_o + R_d (R_1 + R_2) A_d}{(R_d + R_3)(R_2 + R_o) + R_1 (R_2 + R_o + R_d + R_3) + R_1 R_d A_d} = A_{F0} \left(1 - \frac{1}{1 + A_d F} \right) + \frac{k}{1 + A_d F} \approx A_{F0} \left(1 - \frac{1}{1 + A_d F} \right) \quad (2-24)$$

式中 $A_{F0} = (R_1 + R_2)/R_1$ 为同相放大器理想放大倍数;

F 为反馈系数,与式(2-9)相同;

$$k = \frac{R_o}{R_o + R_2} \cdot \frac{R_1 // (R_2 + R_o)}{R_3 + R_d + R_1 // (R_2 + R_o)} \quad (2-25)$$

为跨越系数。

当考虑到运放开环增益的响应特性和各元件参数的阻抗特性时,则同相放大电路的实际传递函数为

$$A_F(s) = A_{F0}(s) \left[1 - \frac{1}{1 + A_d(s) F(s)} \right] \quad (2-26)$$

其中 $A_{F0}(s) = \frac{Z_2(s) + Z_1(s)}{Z_1(s)}$

$A_{F0}(s)$ 为理想传递函数;

$$F(s) = \frac{Z_d}{(Z_d + Z_3)} \cdot \frac{Z_1 // (Z_3 + Z_d)}{Z_2 + Z_o + Z_1 // (Z_3 + Z_d)}$$

为反馈函数。

3. 同相放大器的等效输入电阻

同相放大器输入端的电压 U_i 和输入电流 I_i 之比即为等效输入电阻 R_{in} 。

参看图 2-5,可列出

$$U_i = (R_3 + R_d) I_i + U_-$$

则输入电阻为

$$R_{ie} = R_3 + R_d + U_- / I_i$$

此式第三项是由放大器负反馈提供的等效输入电阻。考虑到 $E_o = I_i R_d A_d$, 可得出

$$U_- = I_i [R_1 // (R_2 + R_o)] + I_i R_d A_d R_1 / (R_1 + R_2 + R_o)$$

则

$$U_- / I_i = R_1 // (R_2 + R_o) + [R_d A_d R_1 / (R_1 + R_2 + R_o)]$$

由此可导出同相放大器的等效输入电阻为

$$R_{ie} = R_3 + R_d + R_1 // (R_2 + R_o) + R_1 R_d A_d / (R_1 + R_2 + R_o)$$

若考虑到同相放大器的反馈系数 F , 则同相放大器的等效输入电阻又可改写为

$$R_{ie} = [R_3 + R_d + R_1 // (R_2 + R_o)] (1 + A_d F) \approx R_d (1 + A_d F) \quad (2-27)$$

分析式(2-27)可以看出, 同相放大器的输入电阻是与 R_d 相串联的回路总电阻的 $(1 + A_d F)$ 倍。通常 $R_d \gg R_3$, $R_d \gg [(R_2 + R_o) // R_1]$, 则输入电阻 $R_{ie} \approx R_d (1 + A_d F)$ 。实际上, 这是由于负反馈作用, 使得反相端形成自举电压, 大大降低了实际的输入电流, 从而提高了等效输入电阻。

同相放大器具有很高的输入电阻, 是它的突出优点。它是被广泛采用的高输入阻抗放大器。

4. 同相放大器的输出电阻

同相放大器和反相放大器的差别是输入电压信号所加入的输入端不同。在计算输出电阻时, 与输入信号加入方法无关, 因此输出电阻表达式与反相放大器输出电阻是同一表达式(2-20)。

三、差动型放大器

这种放大器有两个输入信号, 同时采用了同相放大器和反相放大器两种输入方式, 如图2-6(a)所示。

1. 差动放大器的理想特性

把运放看作理想运放, 则等效电路如图2-6(b)所示。差动放大器的同相端和反相端电压分别为

$$U_+ = U_{i2} \frac{R_4}{R_3 + R_4} \quad (2-28-1)$$

$$U_- = U_{i1} \frac{R_2}{R_1 + R_2} + U_o \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad (2-28-2)$$

根据理想运放条件 $U_+ = U_-$, 则可导出差动放大器的输出电压为

$$U_o = U_{i2} R_4 (R_1 + R_2) / [R_1 (R_3 + R_4)] - U_{i1} R_2 / R_1 \quad (2-29)$$

若选取电阻 $R_3 = R_1$, $R_4 = R_2$, 则式(2-29)为

$$U_o = (U_{i2} - U_{i1}) R_2 / R_1 \quad (2-30)$$

从式(2-30)可以看出, 当满足两对电阻相等条件时, 差动放大器输出电压为输入电压差值 $(U_{i2} - U_{i1})$ 的 R_2 / R_1 倍, 因此称其为差动放大器。若取电阻 $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R$,

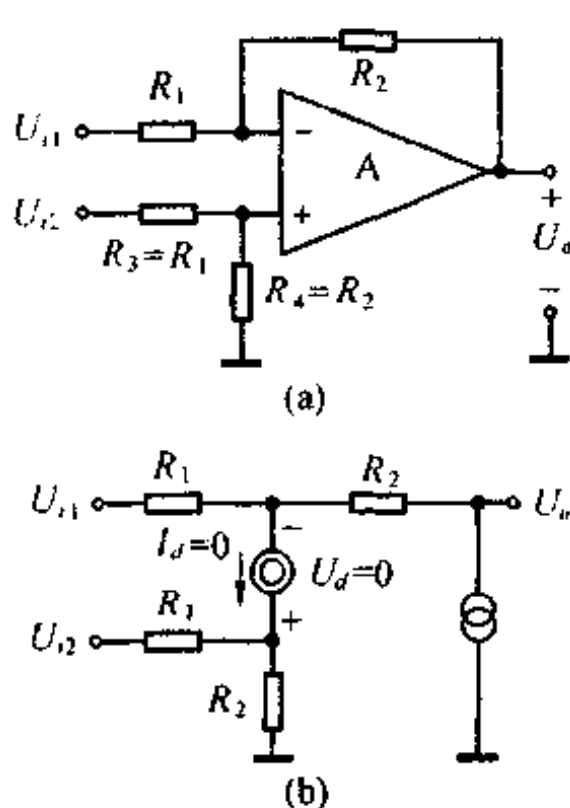


图2-6 差动放大器及理想运放条件下的等效电路

则输出电压即为输入电压的差值。实际上,它是完成减法运算的减法器。

上述电阻匹配条件已同时满足了 $R_1 // R_2 = R_3 // R_4$, 这时可以消除偏置电流引起差动放大器的零位输出。

由于差动放大器的两个输入信号源的内阻分别与 R_1 和 R_3 相串联,其内阻改变了差动放大器的运算关系式,因此,差动放大器不适于对内阻不可忽略的电压源作差值电压的放大器来使用。

2. 差动放大器的实际特性

为简化起见,这里只分析运放差模放大倍数 A_d 和共模放大倍数 A_{CM} 对放大特性的影响,在此假设 $R_d = \infty$, $R_o = 0$ 。

差动放大器的输出电压为

$$U_o = (U_+ - U_-)A_d + \frac{1}{2}(U_+ + U_-)A_{CM} \quad (2-31)$$

而运放同相端和反相端电压如式(2-28),将其代入式(2-31),则差动放大器的输出电压为

$$U_o = A_d \frac{\left(\frac{U_{i2}R_4}{R_3 + R_4} - \frac{U_{i1}R_2}{R_1 + R_2} \right) + \frac{1}{2}A_{CM} \left(\frac{U_{i2}R_4}{R_3 + R_4} + \frac{U_{i1}R_2}{R_1 + R_2} \right)}{1 + \frac{A_d R_1}{R_1 + R_2} - \frac{1}{2} \frac{A_{CM} R_1}{R_1 + R_2}} \quad (2-32)$$

若取电阻 $R_1 = R_3, R_2 = R_4$, 且 $F_0 = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$, 则上式为

$$U_o = \frac{R_2}{R_1} \left[1 - \frac{1 - A_{CM}F_0}{1 + A_dF_0 - \frac{1}{2}A_{CM}F_0} \right] U_{i2} - \frac{R_2}{R_1} \left[1 - \frac{1}{1 + A_dF_0 - \frac{1}{2}A_{CM}F_0} \right] U_{i1}$$

由于 $A_dF_0 \gg 1, A_d \gg A_{CM}$, 则上式可近似为

$$U_o \approx \frac{R_2}{R_1} (U_{i2} - U_{i1}) \left(1 - \frac{1}{1 + A_dF_0} \right) + \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{A_{CM}}{A_d} U_{i2} \quad (2-33)$$

式(2-33)中的第一项为理想差动放大器的输出电压,第二项为环增益为有限值引起的误差电压,其相对误差 $\gamma = -1/(1 + A_dF)$, 第三项为共模放大倍数引起的输出电压,主要取决于差动放大器同相端输入电压 U_{i2} 和运放的共模抑制比。

3. 增益可调的差动放大器

上述的差值放大器的输入阻抗不高,而且欲改变其放大倍数,必须同时调节两个参数,如 R_2 和 R_4 , 且必须保证 $R_2 = R_4$ 。实际上这实现起来很困难。为了实现差动放大倍数的调节,可采用图 2-7 所示电路。

下面按理想运放条件导出其基本关系式。参看图 2-7, 可列出下面等式

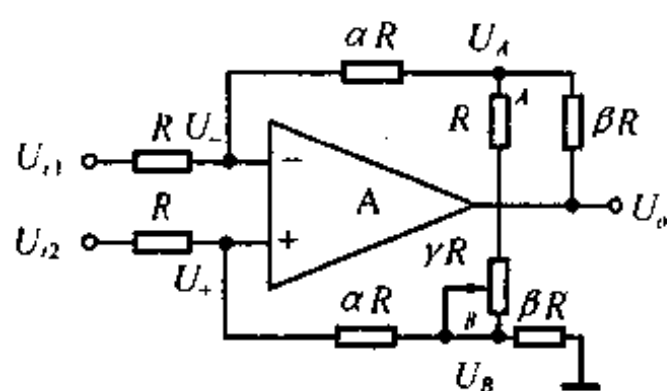


图2-7 增益可调的差动放大器

$$(U_{i1} - U_-)/R = (U_- - U_A)/(\alpha R) \quad (2-34-1)$$

$$(U_{i2} - U_+)/R = (U_+ - U_B)/(\alpha R) \quad (2-34-2)$$

考虑到运放 $U_- = U_+$, 则由式(2-34)两等式可导出

$$\alpha(U_{i2} - U_{i1}) = (U_A - U_B) \quad (2-35)$$

另外可列出下列两个等式

$$(U_- - U_A)/(\alpha R) = (U_A - U_B)/[(1 + \gamma)R] + (U_A - U_o)/(\beta R) \quad (2-36-1)$$

$$(U_+ - U_B)/(\alpha R) = U_B/(\beta R) - (U_A - U_B)/[(1 + \gamma)R] \quad (2-36-2)$$

将式(2-36)两等式相减并将式(2-35)代入, 经整理后得出此差动放大器的输出电压

$$U_o = [\alpha + \beta + 2\alpha\beta/(1 + \gamma)](U_{i2} - U_{i1}) \quad (2-37)$$

通常取 $\alpha = \beta$, 则式(2-37)为

$$U_o = 2\alpha[1 + \alpha/(1 + \gamma)](U_{i2} - U_{i1}) \quad (2-38)$$

可见, 在选定 α, β 值之后, 只要调节一个电位器电阻 γR , 即可调节差动放大倍数。此电路不足之处是差动放大倍数与电位器电阻值呈非线性关系, 且这种电路的输入阻抗也不高。

4. 高输入阻抗差动放大器

为了实现高输入阻抗的差动放大器, 可采用图2-8所示电路。

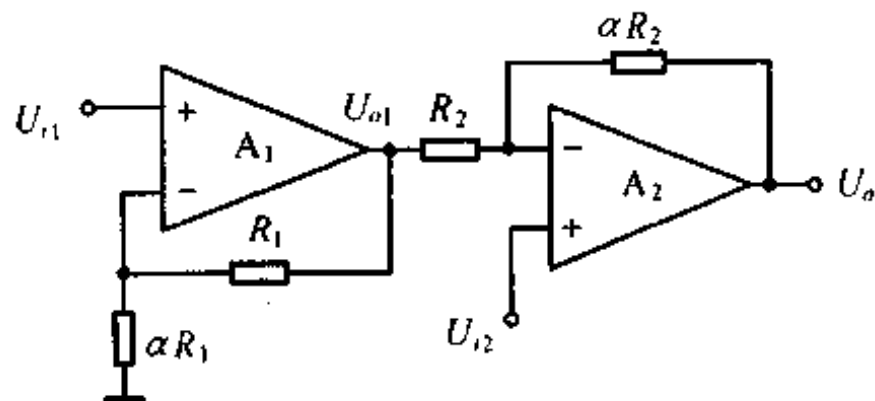


图2-8 高输入阻抗差动放大器

第一个运放的输出电压为

$$U_{o1} = U_{i1}(1 + \alpha)/\alpha$$

第二个运放的输出电压是输入电压 U_{i2} 和 U_{o1} 分别作用所引起的输出电压的迭加, 即

$$U_o = (1 + \alpha)U_{i2} - \alpha U_{o1} = (1 + \alpha)(U_{i2} - U_{i1}) \quad (2-39)$$

结果, 输出电压正比于两个输入电

压之差。两个输入信号均从运放同相端输入, 其输入阻抗均比较高。

另一种应用非常广泛的差动放大器, 称之为仪器放大器, 详见“仪器放大器”一节。

§ 2-2 基本放大电路的误差分析

测量仪器和检测系统中的信号放大器, 首先是按其理想特性进行设计的。但实际上由于多方面的原因, 实际特性与理想特性之间总是有一定的差别。设计者必须从量值方面进行误差分析和计算, 以便把握它在仪器或系统中的影响, 根据整机对放大器提出的具体要求, 选择合适的放大电路和元器件, 进行合理设计。

对于放大器需要从下面两个方面分析其误差:

(1) 元件参数值不准引起的误差;

(2) 运放非理想特性参数, 如 A_d 、 A_{CM} 、 U_{os} 、 I_{os} 、噪声等引起的误差。

按输出的误差电压是否与输入信号电压有关, 可分为两类误差: 增益误差和零位误差。增益误差用相对值表示; 零位误差用折算到输入端的电压值来表示, 或与输入信号电压满度的比值, 即引用误差来表示。在分析不同原因所产生的误差时, 有必要区分一下它是上述两类误差中的哪一类误差。

放大器用于直流信号放大时, 要分析直流增益误差和直流零位误差, 在用于交流信号放大时, 则需要分析其频响误差和噪声。

分析放大器的频响特性, 计算其频响误差, 将有助于确定放大器的工作频率范围, 或提出改善频响特性和减小频响误差的有效途径, 这也是十分必要的。

下面详细分析、计算反相放大器和同相放大器的各项主要误差。

一、反馈网络电阻 R_1 和 R_2 引起的误差

反相放大器的放大倍数是由 R_2 和 R_1 的比值决定的, 即 $|A_{F0}| = R_2/R_1$ 。因电阻的相对误差而引起的放大倍数的相对误差为

$$\gamma_A = \gamma_2 - \gamma_1 \quad (2-40)$$

式中 $\gamma_A = \Delta A_{F0}/A_{F0}$, $\gamma_1 = \Delta R_1/R_1$, $\gamma_2 = \Delta R_2/R_2$

同相放大器的放大倍数为 $A_{F0} = (R_1 + R_2)/R_1$, 则由电阻的相对误差引起的放大倍数相对误差为

$$\gamma_A = (\gamma_2 - \gamma_1)(A_{F0} - 1)/A_{F0} \quad (2-41)$$

放大倍数的相对误差属于增益误差, 误差越大其输出误差电压也越大。从式(2-40)和式(2-41)中可见, 若 R_1 和 R_2 具有相同的相对误差, 即保证 R_2 和 R_1 比值的精确性, 就可获得精确的放大倍数。即使不相等, 当误差均偏正或偏负也可以互相补偿一部分误差。当电阻 R_1 和 R_2 具有相同的电阻温度系数, 则可获得很高的放大倍数的温度稳定性。

同相放大器放大倍数的相对误差与反相放大器的相对误差不同之处是还与放大倍数 A_{F0} 有关, 当 A_{F0} 接近于 1, 即接近于同相跟随器时, 因电阻 R_1 和 R_2 相对误差 γ_1 和 γ_2 所引起的放大倍数相对误差将大大减小。去掉 R_1 则构成同相跟随器, 其放大倍数误差与电阻 R_2 精度无关。

二、环路增益引起的误差

反相放大器的实际放大倍数表达式(2-11) 和同相放大器放大倍数表达式(2-24) 是完全相同的, 只是理想放大倍数 A_{F0} 不同。当用于直流信号放大时, 由环路增益 $A_d F$ 引起放大倍数相对误差为

$$\gamma_A = (A_F - A_{F0})/A_{F0} = -(1 + A_d F)^{-1} \approx -(A_d F)^{-1} 100\% \quad (2-42)$$

考虑到反馈系数 $F \approx F_0$, 则式(2-42)可分别改写为

$$\gamma_A = -(1 - A_{F0})/A_d 100\% \quad (2-43)$$

(对于反相放大器)

式中 $A_{F0} = -R_2/R_1 = 1 - 1/F_0$

$$\gamma_A = -A_{F0}/A_d 100\% \quad (2-44)$$

(对于同相放大器)

式中 $A_{F0} = (R_2 + R_1)/R_1 = 1/F_0$

分析式(2-43)和式(2-44)可见,由环路增益 $A_d F$ 引起的误差,随放大倍数 A_{F0} 增大而增大。为了减小环路增益引起的误差,应选择开环增益 A_d 高的运放,而闭环放大倍数 A_{F0} 不可取得太大。

当放大电路用于交流信号放大时,由于运放开环增益随频率上升而下降,其相位也随之变化。因环路增益引起的放大倍数的误差,则不可以简单地用交流差模放大倍数 $A_d(\omega)$ 代入式(2-42)来计算。由于运放的开环增益、频响特性的复杂性,欲准确计算交流放大倍数的误差将有一定困难。当把运放看作双极点时,则可近似分析这一项误差。

双极点运放的开环增益如式(1-69)。由它构成的同相和反相放大器放大倍数的频响特性可用式(1-70)来分析。若取归一化频率 $\Omega = \omega/\omega_n$, 则其频响特性为

$$A_F(\Omega) = A_{F0}[(1 - \Omega^2)^2 + (2\xi\Omega)^2]^{-\frac{1}{2}} \quad (2-45)$$

当阻尼比 $\xi < \frac{1}{\sqrt{2}}$, 幅频特性将出现峰值,出现峰值所对应的归一化频率为

$$\Omega_p = \sqrt{1 - 2\xi^2}$$

同相和反相放大器放大倍数的频响误差为

$$\gamma_A = [A_{F0}(\Omega) - A_F]/A_{F0} = \{[(1 - \Omega^2)^2 + (2\xi\Omega)^2]^{-\frac{1}{2}} - 1\} 100\% \quad (2-46)$$

闭环放大倍数相对误差的频响特性曲线,参见图1-29。

当放大器的放大倍数比较低时,反馈系数则比较大,阻尼比相应减小。当 $\xi < \frac{1}{\sqrt{2}}$, 工作频率接近于峰值频率时,其放大倍数随之上升,误差增大。在这种情况下,为了减少频响误差,在同相放大器和反相放大器的反馈电阻 R_2 上并联一个小电容,将可以部分校正放大倍数随频率上升的正误差。而当放大器放大倍数比较高时,反馈系数则比较小,其阻尼比将增大。当阻尼比 $\xi > \frac{1}{\sqrt{2}}$ 时,则放大倍数呈单调下降趋势。同样,为了减小频响误差,在电阻 R_1 上并联一个小电容,则可以校正放大倍数下降引起的负误差。上述采用的补偿电容,其大小要适度,否则会过补偿。放大器阻尼比过大和过小都将增大频响误差,缩小工作频率范围。当阻尼比接近于 $\frac{1}{\sqrt{2}}$ 或略小于 $\frac{1}{\sqrt{2}}$, 则相对的工作频率范围可以扩宽。通过测量阶跃响应超调量 c ,再根据式(1-76)可以估算出阻尼比的大小(只限于 $\xi < 1$ 的情况)。

放大器无阻尼自然频率 ω_n 越高,则工作频带也越宽。可见,为了获得较宽的工作频带,在选用运放时,应选择增益带宽积 GBW 高的运放,同时应选择高摆率的运放,以获得较大的高频不失真输出幅度。

三、共模误差

由于反相放大器共模信号为零,它不存在共模放大倍数引起的误差。而同相放大器具有共模误差,这也是同相放大器与反相放大器重要差别之一。下面分析同相放大器的共模

误差。

为了简化分析,除了 A_d 和 A_{CM} 外,其它均被看作是理想运放条件,且认为 $U_{CM} \approx U_i$, 则运放的输出电压为

$$U_o = -A_d(U_- - U_+) + U_{CM}A_{CM} = -A_d(U_o F_0 - U_i) + U_i A_{CM}$$

此式经整理,可导出同相放大倍数为

$$A_F = (A_d + A_{CM}) / (1 + A_d F_0) = (1/F_0) [1 - 1/(1 + A_d F_0)] (1 + A_{CM}/A_d)$$

考虑到 $A_{F0} = 1/F_0$, $A_{CM} \ll A_d$, 则上式可近似为

$$A_F \approx A_{F0} [1 - 1/(1 + A_d F_0) + A_{CM}/A_d] \quad (2-47)$$

式(2-47)中的第二项是前面分析的环路增益引起的误差,而第三项为共模放大倍数引起的共模误差。共模误差是增益误差,它取决于运放的共模抑制比。共模抑制比引起的误差可表示为

$$\gamma_{CM} = A_{CM}/A_d = 10^{-CMRR/20} 100\% \quad (2-48)$$

四、失调误差

运放的失调电流和失调电压会引起反相和同相放大器的零位输出,即在输入信号为零时,放大器输出直流电压也不为零,这是零位误差。

在讨论零位误差中,为简化分析,把运放的部分参数看作为非理想的,如失调电压 U_{ω} , 偏置电流 I_B 和失调电流 I_{ω} , 而其余参数均看作为理想参数。分析时,设输入电压为零,这样,同相和反相放大器的直流等效电路完全是相同的,如图 2-9(a) 所示。

失调电压和失调电流引起的零位输出是二者分别作用引起零位输出的迭加。为了更清楚起见,下面分别讨论这两项误差。

首先,分析失调电压 U_{ω} 起的零位输出。这里令两个输入端的偏流 I_{B+} 和 I_{B-} 均为零,其它参数均为理想条件,其等效电路如图 2-9(b) 所示。将等效的失调电压画在运放外边,并假定失调电压的极性。失调电压可以等效在同相端一边也可等效在反相端一

图2-9 计算失调电压和失调电流引起零位误差的等效电路

边,其结果是一样的。这样就把运放完全看作为理想运放,而用等效到外边的失调电压来进行分析,其结果是等效的。这里按等效到同相端的情况来分析。

由于 $U_- = U_+ = U_{\omega}$, 且 $U_- = U_o \cdot R_1 / (R_1 + R_2)$, 则失调电压引起的零位输出电压为

$$U_o' = U_{\omega} (R_1 + R_2) / R_1 \quad (2-49)$$

此输出电压的极性取决于失调电压的极性。在运放技术条件中,只给出失调电压的典

型值和最大值,而不给出其极性。当作一般分析时,则必须考虑两种可能性以及最大值。

再分析偏置电流 I_B 和失调电流 I_{ω} 引起的零位输出电压,参看其等效电路图 2-9(c)。

在集成运放的两个输入端标出其偏流 I_{B+} 和 I_{B-} 。反相端电压为

$$U_- = -I_{B-}(R_1 // R_2) + U_o R_1 / (R_1 + R_2)$$

同相端电压为

$$U_+ = -I_{B+} R_3$$

考虑到理想运放条件: $U_+ = U_-$, 由此可导出由偏置电流和失调电流引起的零位输出电压

$$U_o = [I_{B-}(R_1 // R_2) - I_{B+} R_3](R_1 + R_2) / R_1 = \\ [I_B(R_1 // R_2 - R_3) + \frac{1}{2} I_{\omega}(R_1 // R_2 + R_3)](R_1 + R_2) / R_1 \quad (2-50)$$

通常失调电流 I_{ω} 小于偏置电流 I_B 。为了补偿掉偏置电流 I_B 引起的零位输出,经常选择电阻 R_3 , 满足条件 $R_3 = R_1 // R_2$, 则零位输出电压为

$$U_o = I_{\omega} R_2 \quad (2-51)$$

总和起来,当满足条件 $R_3 = R_1 // R_2$ 时,失调电压和失调电流引起的零位输出电压,无论是同相放大器还是反相放大器均为

$$U_o = U_o' + U_o'' = \pm U_{\omega}(R_1 + R_2) / R_1 \pm I_{\omega} R_2 \quad (2-52)$$

式(2-52)中的正负号是考虑两种可能情况。一个具体的放大器只能取其一。

为了能与输入电压信号相比较,分析其影响,通常是将输出的零位误差电压折算到输入端。由于同相放大器和反相放大器输入端不同,放大倍数不同,折算到输入端的误差电压也不同。

对于同相放大器

$$E_{ir} = U_o R_1 / (R_1 + R_2) = \pm U_{\omega} \pm I_{\omega} R_2 \quad (2-53)$$

对于反相放大器

$$E_{ir} = -U_o R_1 / R_2 = \mp U_{\omega}(R_1 + R_2) / R_2 \mp I_{\omega} R_1 \quad (2-54)$$

由于零位误差电压在很大程度上是固定的系统误差,可以通过调零方法得到补偿,因而使得放大和测量比零位误差电压还小的直流电压时,不致于带来很大的测量误差。但由于失调电压和失调电流随温度变化,已调好零点的放大器也会随之偏离零点而带来零位温漂。为了计算零位温漂误差,仍可利用式(2-53)和式(2-54)。

对于同相放大器,输入端等效零位误差电压的温度系数为

$$(\Delta E_{ir} / \Delta T) = \pm (\Delta U_{\omega} / \Delta T) \pm (\Delta I_{\omega} / \Delta T) R_2 \quad (2-55)$$

对于反相放大器,输入端等效零位误差电压的温度系数为

$$(\Delta E_{ir} / \Delta T) = \mp (\Delta U_{\omega} / \Delta T)(R_1 + R_2) / R_2 \mp (\Delta I_{\omega} / \Delta T) R_1 \quad (2-56)$$

利用式(2-55)和式(2-56)可计算出同相和反相放大器的零点温度稳定性。

§ 2-3 仪器放大器

这是测量仪器和仪表中应用最广泛的一种放大器,又称仪表放大器。许多测量对象,

如力、压力、应变等传感器所构成的电桥、四端钮分流器的电流测量、低电阻测量和电位差测量等,经常是在具有一定的共模电压条件下完成差值电压放大的。因此,除要求放大器具有低失调、低漂移和稳定的增益外,还应具有很高的共模抑制比。一般测量对象都具有一定的内阻抗,有的甚至很高,因此要求放大器具有很高的输入阻抗。测量对象和测量仪器之间通常有一定的距离,因此也必须具有良好的防护措施。仪器放大器是测量仪器中经常被选用的一种前置放大器。

一、仪器放大器工作原理

仪器放大器是在差动放大器基础上发展起来的一种比较完善的放大器。作为已成型的仪器放大器,其内部是由三个运放和一些精密电阻构成,其电路如图2-10所示。 A_1 、 A_2 为高输入阻抗同相放大器, A_3 为差动放大器。

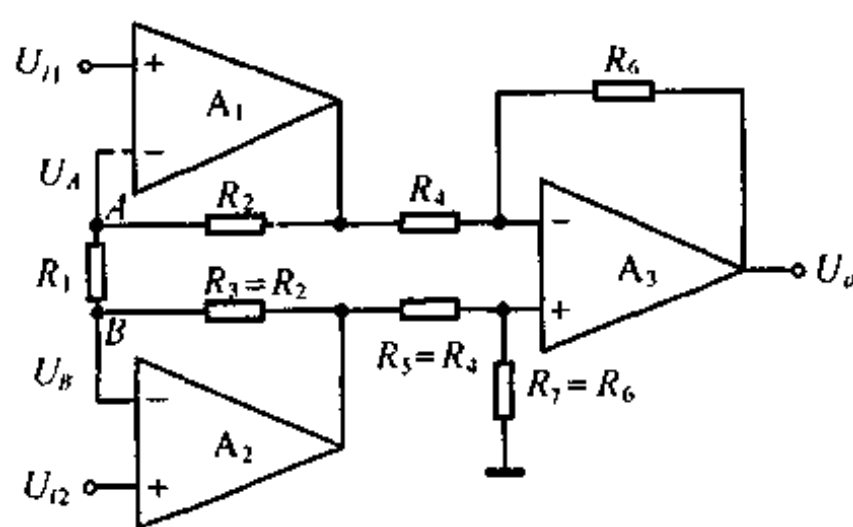


图2-10 仪器放大器电路

但这里的同相放大器所不同的是每个同相放大器的反相端接地电阻 R_1 并不直接接地,而是将两个放大器反相端通过电阻 R_1 直接相连。下面的分析可证明这样连接的必要性。

利用迭加原理可导出仪器放大器的理想放大特性。

首先,令输入电压 $U_{i2} = 0$,求在 U_{i1} 作用下 A_1 、 A_2 运放的输出电压。

由于 $U_{i2} = 0$,则 B 点电压 $U_B = 0$,可

见运放 A_1 是由 R_1 和 R_2 构成的同相放大器,其输出电压为

$$U_{o1} = U_{i1}(R_1 + R_2)/R_1$$

又由于 A 点电压 $U_A = U_{i1}$, $U_{i2} = 0$,则运放 A_2 是由 R_1 和 R_3 构成的反相放大器,其输出电压为

$$U_{o2} = -U_{i1}R_3/R_1$$

然后,令输入电压 $U_{i1} = 0$,求在 U_{i2} 作用下运放 A_1 和 A_2 的输出电压。

由于 $U_B = U_{i2}$, $U_{i1} = 0$,则运放 A_1 是由 R_1 和 R_2 构成的反相放大器,其输出电压为

$$U_{o1}' = -U_{i2}R_2/R_1$$

又由于 $U_{i1} = 0$,则 $U_A = 0$,可见运放 A_2 是由 R_1 和 R_3 构成的同相放大器,其输出电压为

$$U_{o2}' = U_{i2}(R_1 + R_3)/R_1$$

当在 U_{i1} 和 U_{i2} 同时作用下, A_1 和 A_2 的输出电压为

$$U_{o1} = U_{o1}' + U_{o1} = U_{i1}(R_1 + R_2)/R_1 - U_{i2}R_2/R_1 \quad (2-57-1)$$

$$U_{o2} = U_{o2}' + U_{o2} = -U_{i1}R_3/R_1 + U_{i2}(R_1 + R_3)/R_1 \quad (2-57-2)$$

A_3 为差动放大器,取匹配电阻 $R_5 = R_4$, $R_7 = R_6$,则仪器放大器总的输出电压为

$$U_o = (U_{o2} - U_{o1})R_6/R_4 =$$

$$(U_{i2} - U_{i1})R_6(R_1 + R_2 + R_3)/(R_1R_4) \quad (2-58)$$

由此可得出仪器放大器的放大倍数为

$$A_I = \frac{R_6(R_1 + R_2 + R_3)}{R_4R_1} \quad (2-59)$$

可见,仪器放大器只要求 $R_4 = R_5, R_6 = R_7$ 两个电阻匹配条件。如若 A_1 和 A_2 分别为两个独立的同相放大器,则还应要求两个同相放大器的放大倍数相等,又需要保证这两个电阻匹配条件,否则带来较大误差。

通常仪器放大器选取 $R_2 \sim R_6$ 为同一电阻 R , 则仪器放大器的输出增益为

$$A_I = 1 + 2R/R_1 \quad (2-60)$$

可见,只要改换电阻 R_1 即可达到改变增益的目的,这是非常方便的。

另外,由于 A_1 和 A_2 为近似相同的同相放大器,由共模电压引起的输出电压也近似相等,经差动放大器 A_3 相减后可以补偿掉 A_1 和 A_2 共模放大倍数引起的误差。这时,仪器放大器的共模误差主要取决于 A_3 的共模抑制比。当运放 A_1 和 A_2 又具有相同的漂移特性时,也通过差动放大器 A_3 的相减作用而达到补偿。

仪器放大器已经被制成为一块集成放大器,如 AD612、AD524、INA101、INA102 等。为了保证各阻值匹配关系,在工艺上采用镍铬铁合金薄膜电阻,阻值采用激光微调工艺进行调整,可在很宽的温度范围内保证放大倍数的精度和稳定性。内部还设有不同的 R_1 电阻,可通过外部连接方法,按 2^N 或 10^N 改变仪器放大器的放大倍数。

二、仪器放大器输入端的屏蔽防护

测量对象和仪器放大器之间通常有一段距离,为了减小外部对输入端引起的干扰和保证不因漏电引起输入阻抗的降低,一般对输入引线采用屏蔽电缆加以保护。电缆屏蔽层不能直接接地,而是采用电位自举电路,保持屏蔽电位跟踪输入信号电位。这减小了电缆芯线与屏蔽间的电位差,降低了电缆对运放电路输入阻抗的分路作用,保证具有高的输入阻抗。电缆的屏蔽作用同时有效地保护输入端,避免了来自外部电场的干扰。其电路连接方法,如图2-11所示。

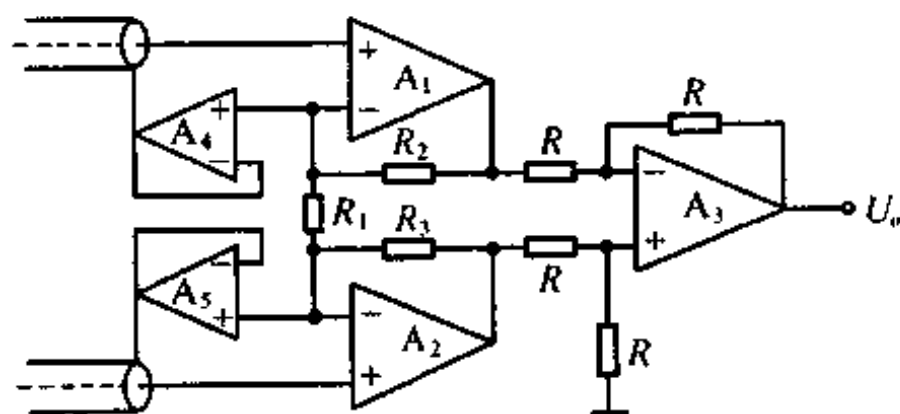


图2-11 仪器放大器输入端的屏蔽防护方法

三、仪器放大器输入端的扩展应用

仪器放大器除了以电压输出外,也可以采用电流输出,即输出负载中的电流正比于输入电压的差值,而与负载无关。图2-12为电流输出型仪器放大器的两种连接方法。

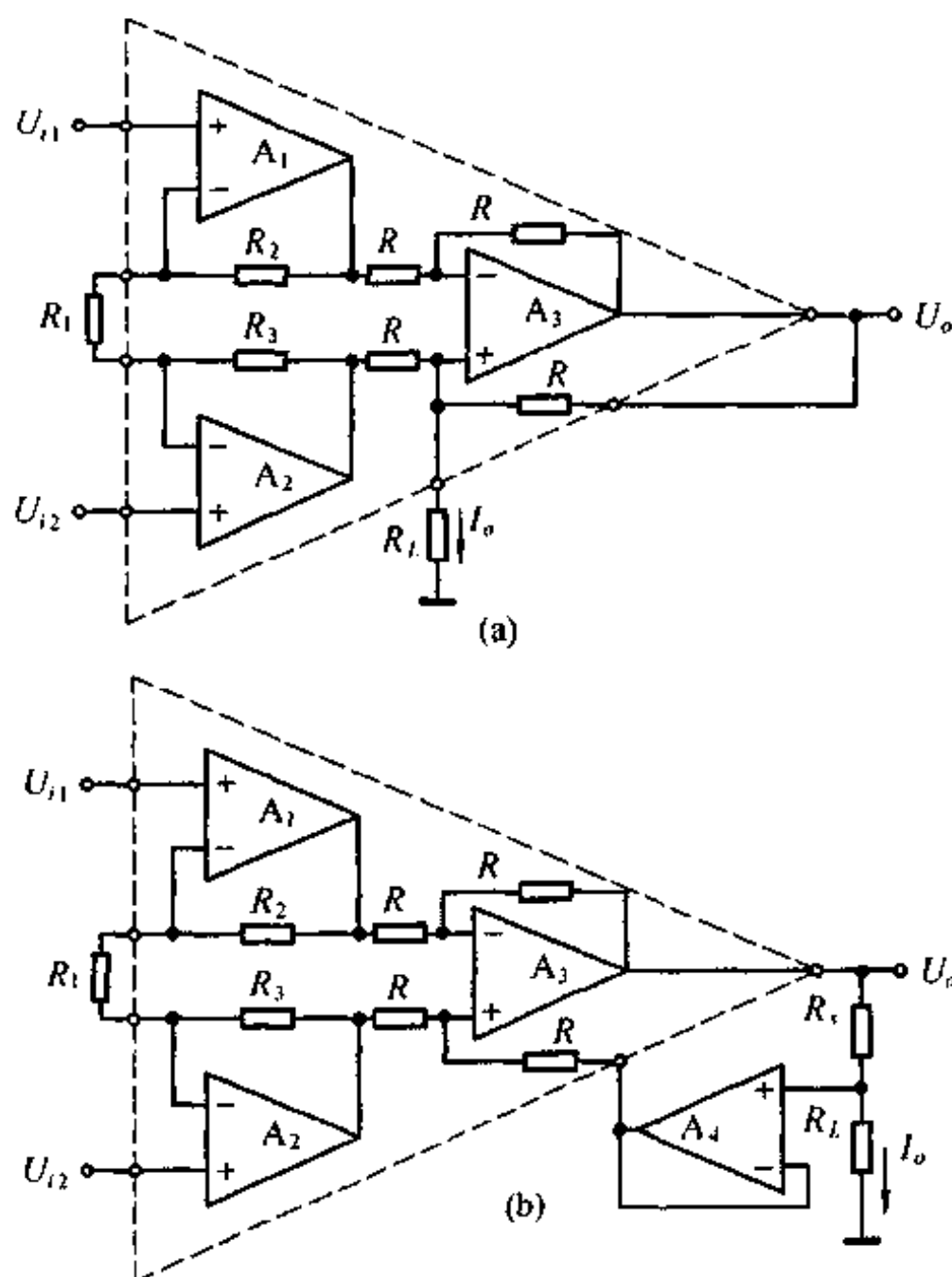


图2-12 采用仪器放大器构成的差动电压到电流的变换电路

图2-12(a)所示电路,其负载电阻不是接在 A_3 的输出端,而是接在同相端。运放 A_3 为 V-I 变换电路,其输出电流为

$$I_o = (U_{o2} - U_{o1})/R \quad (2-61)$$

(详见第六章电压-电流变换器)。

运放 A_1 和 A_2 的输出电压分别由式(2-57)二式决定,则负载中的输出电流为

$$I_o = (U_{i2} - U_{i1})A_I/R \quad (2-62)$$

当仪器放大器本身不外设 A_3 同相端的引出脚时,就不能采用图2-12(a)所示电路,这时可接成图2-12(b)所示电路。

由 A_3 和 A_4 构成的从差值电压 $(U_{o2} - U_{o1})$ 到负载 R_L 中的输出电流 I_o 的变换关系式为

$$I_o = (U_{o2} - U_{o1})/R_L$$

(详见第六章中电压-电流变换器)。

同样,将式(2-57)代入上式,则得出

$$I_o = (U_{i2} - U_{i1})A_I/R_L \quad (2-63)$$

§ 2-4 动态校零型斩波放大器

一、概述

一个直流放大器最重要的参数之一是它的零位输出电压及其漂移。当输入电压为零时,因失调电压和失调电流而使放大器输出电压不为零,一般可采用调零方法使输出电压调整到尽可能小的数值。然而,这种状态很难长期稳定。当经过一段时间和环境温度变化,零位输出电压又变得大了,因而出现了漂移。一般解决的方法是选择低失调电压,低漂移的集成运放。当要求比较高时,需制造低漂移的集成运放,这在过去是相当困难的。随着工艺水平的提高,特别是一些工艺水平较高的公司,已制造出相当水平的高精度低漂移集成运放,如集成运放精度可达到失调电压 $5 \sim 100 \mu V$, 失调电压温度漂移 $0.03 \sim 3 \mu V/^\circ C$, 偏置电流 $0.5 \sim 2.5 nA$, 失调电流温度漂移 $10 \sim 30 pA/^\circ C$, 开环增益 $(5 \sim 13) \times 10^6$ 。

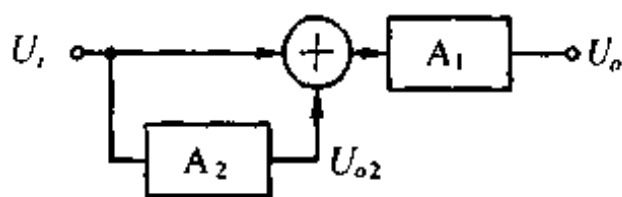


图2-13 斩波放大器采用的双通道放大电路框图

降低直流漂移的另一个有效途径是采用斩波放大器。斩波放大器是由两个放大器构成的低漂移放大器，如图2-13所示。 A_1 为主放大器， A_2 为辅助放大器。若失调电压分别为 U_{os1} 、 U_{os2} ，则因失调电压引起的零位输出电压为

$$U_o = -A_{d1}U_{os1} - U_{os2}A_{d2}A_{d1}$$

将其折算到输入端，其等效失调电压为

$$U_{os} = U_o / (-A_{d1}A_{d2}) = U_{os2} + U_{os1}/A_{d2} \approx U_{os2}$$

可见，此斩波放大器的失调电压主要取决于辅助放大器，即斩波放大器就是以降低辅助放大器失调电压及其漂移的一种低漂移放大器。辅助放大器是在斩波开关控制下进行工作的低漂移放大器，其上限工作频率受斩波开关工作频率的限制。信号中的直流和低频信号分量是经过 A_2 、 A_1 放大的，它具有很高的开环增益： $A_{d1} \cdot A_{d2}$ ，这一信号通道称为下通道。而信号中的高频分量，是由运放 A_1 提供高频增益，这一信号通道称为上通道。这种斩波放大器又称为双通道斩波放大器。

按辅助放大器的工作原理，斩波放大器分两类：一类是调制解调型斩波放大器，另一类是动态校零（又称自稳零）型斩波放大器。

前一类是最早被采用的斩波放大器。其辅助放大器的工作原理是，输入的直流和低频信号电压，在输入端被斩波器调制成为方波信号，经交流放大器放大之后，再经过同步解调器和低通滤波器滤波，将放大的直流和低频信号解调出来，从而实现了包括直流在内的信号放大。由于采用调制解调技术，交流放大器不会带来直流漂移，而斩波器成为主要误差源。由于斩波器的残压和残流可做得很小，因而使得斩波放大器具有很低的失调电压及其漂移。调制解调型斩波放大器在早期得到了广泛应用。

另一类斩波放大器中的辅助放大器，采用直接耦合方案。不过，它是在斩波开关控制下作周期工作。当斩波开关将辅助放大器与输入信号切断时，将检测出辅助放大器的失调电压，并记忆在存贮电容上。然后，当斩波开关与输入信号接通时，存贮电容上记忆的失调电压被用来校正放大器因失调电压引起的零位输出，同时进行信号放大。本节将重点讨论这种动态校零型斩波放大器。

二、动态校零型斩波放大器的基本工作原理

图2-14为动态校零型斩波放大器基本工作原理电路图。斩波开关 S_1 、 S_2 、 S_3 为同步开关，它们是在开关驱动器控制下工作。图中 U_{os1} 、 U_{os2} 、 U_{os3} 分别为 A_1 、 A_2 和 A_3 的输入失调电压。

其工作过程分两个工作期：误差检测和记忆期，校零和信号放大期。

1. 误差检测和记忆期。

在开关驱动器控制下，开关 S_1 、 S_2 和 S_3 同时打向“1”位置。如图2-15所示，则

$$U_{o1} = A_{d1}(U_{os1} - U_{C1})$$

$$U_{o2} = U_{C1} = A_{d2}(U_{o1} + U_{os2})$$

由此可导出 C_1 上的电压为

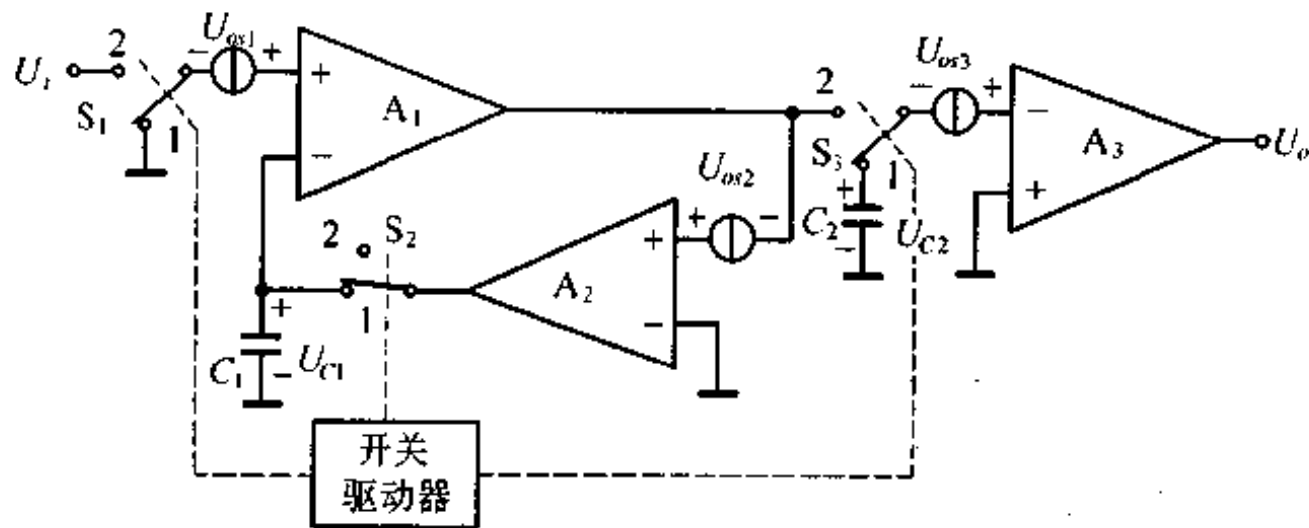


图2-14 动态校零型斩波放大器工作原理电路图

$$U_{C1} = \frac{A_{d1}A_{d2}}{1 + A_{d1}A_{d2}}U_{os1} + \frac{A_{d2}}{1 + A_{d1}A_{d2}}U_{os2} \quad (2-64)$$

可见,在存贮电容 C_1 上记忆了失调电压。

2. 校零和信号放大期

在开关驱动器相反电平控制下,各开关打向“2”位置。开关 S_1 将输入信号 U_i 接到 A_1 同相端, S_2 将 A_2 输出端与存贮电容 C_1 断开,同时 S_3 将 A_1 输出端与采样保持器 A_3 和存贮电容 C_2 接上。此时, A_3 的输出电压为

$$U_o = A_{d1}(U_i + U_{os1} - U_{C1}) + U_{os3} = A_{d1}\left(U_i + \frac{U_{os1}}{1 + A_{d1}A_{d2}} - \frac{A_{d2}U_{os2}}{1 + A_{d1}A_{d2}} + \frac{U_{os3}}{A_{d1}}\right) \quad (2-65)$$

分析式(2-65)可见,运放 A_1 失调电压对输入电压的影响被降低了 $(1 + A_{d1}A_{d2})$ 倍。 A_2 和 A_3 的失调电压相应被降低了 A_{d1} 倍。若 $U_{os2} = U_{os3}$,则又可以互相得到补偿。

在此期间,存贮电容 C_2 上的保持电压为

$$U_{C2} = U_{o1} = A_{d1}\left(U_i + \frac{U_{os1}}{1 + A_{d1}A_{d2}} - \frac{A_{d2}U_{os2}}{1 + A_{d1}A_{d2}}\right) \quad (2-66)$$

且完成了零位校正和信号放大。

在开关驱动器时钟控制下不断重复上述过程。由于采样保持器 A_3 和存贮电容 C_2 的保持作用,基本上实现了输出电压的连续性,而不会出现断点。

这种斩波放大器采用的是直接耦合方式。当信号频率小于斩波开关时钟频率的一半时,它具有平坦的增益。其动态响应特性优于调制解调型放大器。由于所需电容很少,特别容易集成,如 HA2900 型、ICL7650 型均为这种动态校零型斩波运算放大器。后面将以 HA2900 型为例介绍其工作原理。

三、HA2900 型动态校零型斩波集成运算放大器

图2-15为其原理电路图。它是由主放大器 A_1 、动态校零辅助放大器 A_2 、采样保持器 $(S/H)_1$ 和 $(S/H)_2$ 、斩波开关和斩波开关驱动器构成, C_1 和 C_2 分别为两人采样保持器的存贮电容。

HA2900 型斩波集成运放也是在驱动器时钟控制下分两个工作期工作的。

1. 误差检测和记忆期

开关 S_1 、 S_4 打开, 开关 S_2 、 S_3 接通, 这时电路如图2-16所示。开关 S_1 将输入电压 U_i 与运放 A_2 断开, S_2 开关将 A_2 两个输入端短接, 并连接到 A_1 具有共模输入电压 U_{CM} 的引出端, S_3 开关接通采样保持器 $(S/H)_1$, 使其工作在采样期。

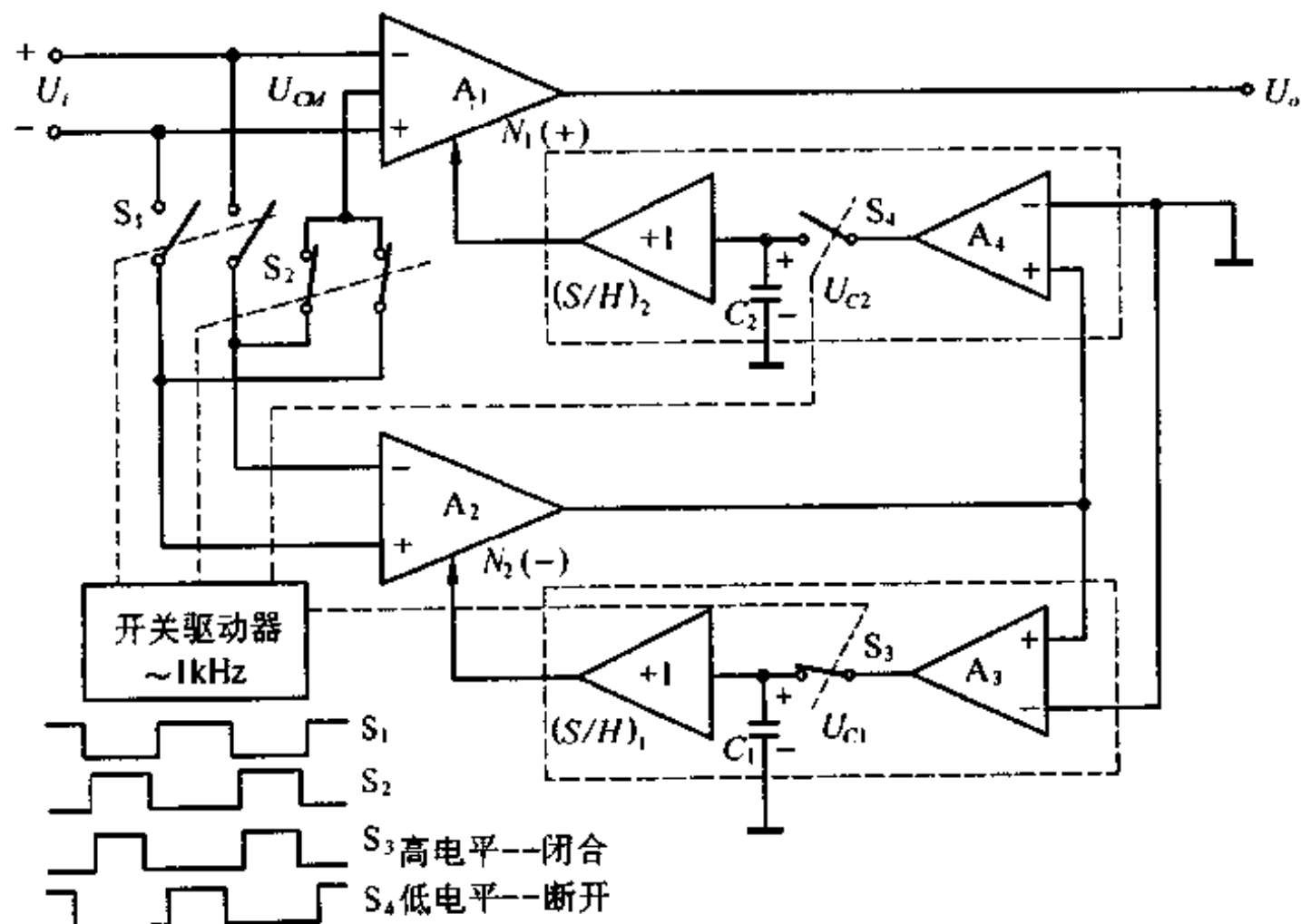


图2-15 HA2900型动态校零型斩波集成运放原理电路图

A_2 的输入电压有输入失调电压 $U_{\omega 2}$, 共模输入电压 U_{CM} 。为了分析方便, 将共模电压引起的输出电压折算为差模输入电压 $U_{CM}/CMRR_2$ 。另外, A_2 的输入电压还包括调零输入端的电压 U_{C1} 。这三者引起 A_2 的输出电压为

$$U'_{o2} = \frac{U_{CM}}{CMRR_2} A_{d2} + U_{\omega 2} A_{d2} - U_{C1} A'_2 \quad (2-67)$$

式中 A_{d2} 为运放 A_2 开环增益;

A'_2 为从 A_2 调零输入端 N_2 输入的电压增益。

存贮电容 C_1 上的电压是运放 A_3 的输出电压

$$U_{C1} = U_{o3} = A_{d3} (U'_{o2} + U_{\omega 3}) \quad (2-68)$$

式中 A_{d3} 为 A_3 的开环增益。

由式(2-67)和式(2-68), 可导出 C_1 上的电压为

$$U_{C1} = \frac{A_{d2} A_{d3} U_{CM}}{(1 + A_2 A_{d3}) CMRR_2} + \frac{A_{d2} A_{d3}}{1 + A_{d3} A'_2} U_{\omega 2} + \frac{A_{d3} U_{\omega 3}}{1 + A_2 A_{d3}} \approx \frac{A_{d2} U_{CM}}{A'_2 CMRR_2} + \frac{A_{d2}}{A'_2} U_{\omega 2} + \frac{U_{\omega 3}}{A'_2} \quad (2-69)$$

电容 C_1 上存贮了与三项误差电压有关的电压。在对输入信号放大时, 可用于校正零位输出电压。

2. 校零和信号放大期

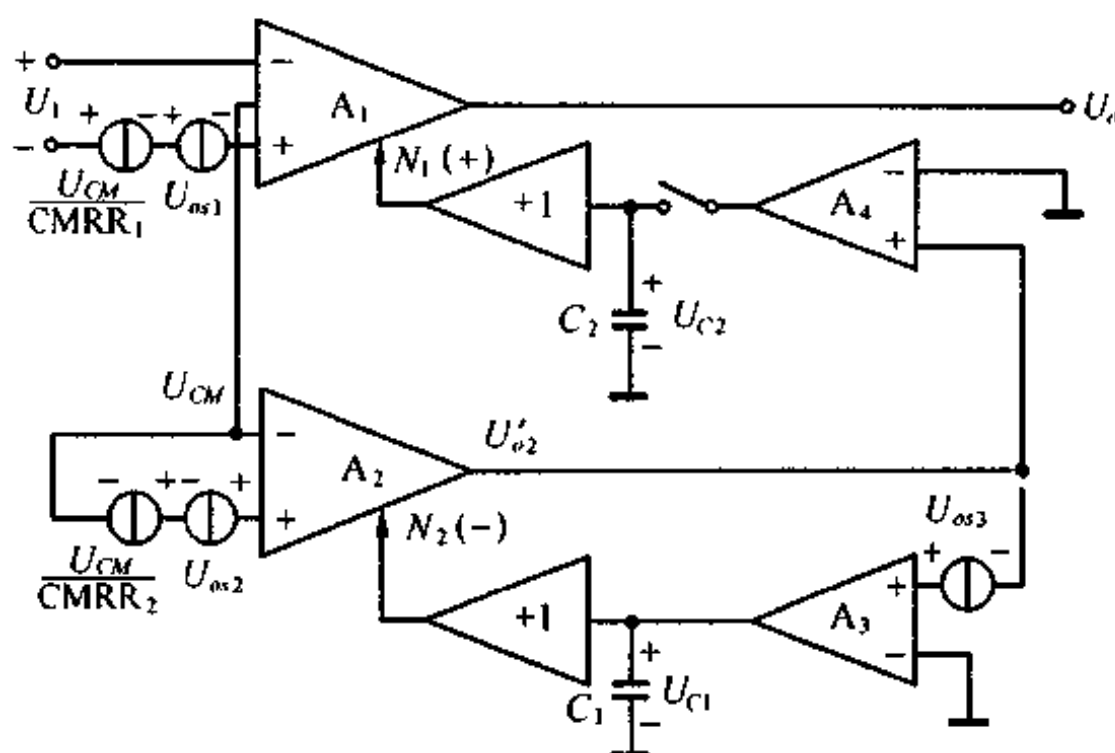


图2-16 HA2900型在误差检测和记忆期时的工作电路图

开关 S_1 、 S_4 接通, 开关 S_2 、 S_3 断开, 集成运放进入校零和信号放大期, 其电路如图2-17所示。

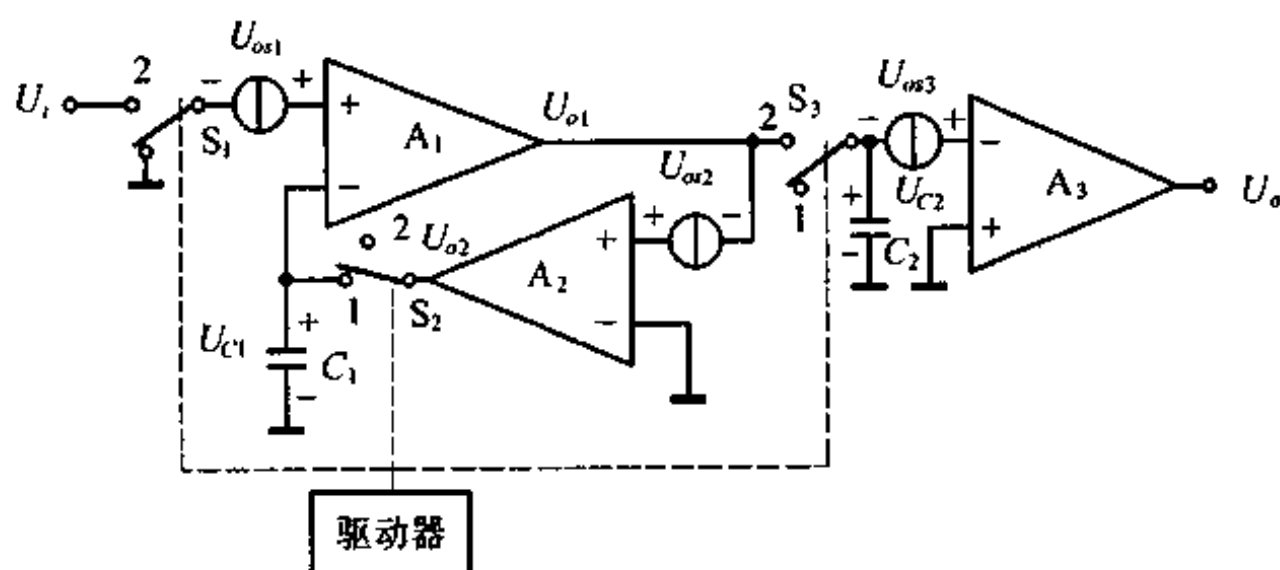


图2-17 HA2900型在校零和信号放大期的工作电路图

开关 S_1 将输入电压 U_i 接入到 A_2 的输入端。同时开关 S_2 断开, A_2 的共模输入电压仍然为 U_{CM} 。开关 S_3 断开, 采样保持器 (S/H)₁ 处于保持期。存贮电容 C_1 上的电压保持着误差检测期存贮上的电压, 如式(2-69)的值。这时 A_2 的输出电压为

$$U'_{o2} = -U_i A_{d2} + \left(\frac{U_{CM}}{GMRR_2} + U_{os2} \right) A_{d2} - A'_2 U_{C1}$$

将式(2-69)代入上式, 则为

$$U'_{o2} = -U_i A_{d2} + \frac{U_{CM} A_{d2}}{CMRR_2 (1 + A'_2 A_{d3})} + \frac{U_{os2} A_{d2}}{1 + A'_2 A_{d3}} - \frac{A'_2 A_{d3}}{1 + A'_2 A_{d3}} U_{os3} \approx -U_i A_{d2} - U_{os3} \quad (2-70)$$

可见, 在记忆期内电容 C_1 上存贮记忆了误差电压, 在校零放大期内对输入信号电压

U_i 放大信号进行零位校正。

开关 S_4 接通采样保持器 (S/H)₂, 使其工作在采样期。采样保持器的输出电压也是存贮电容 C_2 上的电压 $U_{o4} = U_{C2}$, 它是 A_2 输出电压 U_{o2} 经过 A_4 放大的输出电压, 则

$$U_{C2} = A_{d4}(U_{o2} + U_{o4}) = A_{d4}(-U_i A_{d2} - U_{o3} + U_{o4})$$

若 $U_{o3} = U_{o4}$, 则

$$U_{C2} = -A_{d4}A_{d2}U_i \quad (2-71)$$

主放大器的输入电压包括输入信号电压 U_i , A_1 的失调电压 U_{o1} , 共模误差等效输入电压 $U_{CM}/CMRR_1$, 及调零输入端 N_1 的输入电压 U_{C2} 。由此可写出主放大器的输出电压为

$$U_o = A_1'U_{C2} - U_i A_{d1} + \frac{U_{CM}}{CMRR_1}A_{d1} + U_{o1}A_{d1} \quad (2-72)$$

式中 A_1' 为从 A_1 调零端 N_1 输入的电压放大倍数。

将式(2-71)代入式(2-72), 则主放大器 A_1 的输出电压为

$$U_o = -(A_1'A_{d2}A_{d4} + A_{d1})U_i + A_{d1}U_{o1} + \frac{U_{CM}}{CMRR_1}A_{d1} =$$

$$-(A_1'A_{d2}A_{d4} + A_{d1})\left[U_i - \frac{A_{d1}}{A_1'A_{d2}A_{d4} + A_{d1}}(U_{o1} + \frac{U_{CM}}{CMRR_1})\right] \quad (2-73)$$

当电路再次重复上述工作过程时, 由于 C_2 的存贮作用, 主放大器的输出电压仍然保持着刚刚完成校零和信号放大期的输出电压值, 一直到进入下一个校零和信号放大期之前。

分析式(2-73)可见, 动态校零型斩波放大器的开环增益 $A_d = A_1'A_{d2}A_{d4}$, 可以做得很高。等效失调电压比 U_{o1} 降低了 $A_1'A_{d2}A_{d4}/A_{d1}$ 倍。而共模抑制比也比 A_1 共模抑制比 $CMRR_1$ 提高了同样倍数。

由于 A_1 和 A_2 采用 MOS 场效应管输入级, 具有很低的偏置电流, 失调电流及其温度漂移。下通道的上限工作频率受时钟频限制, 而上通道由 A_1 提供高频增益。

这里还应提到的是, $S_1 \sim S_4$ 各模拟开关的通断时间互相是交错开的, 在中间保留了一定的空隙时间。这主要是用于避免开关在导通和断开时所产生的瞬变尖峰对放大电路的影响。

HA2900型动态校零型斩波运算放大器的开环增益为 5×10^6 , 失调电压 $20 \mu V$, 其温度漂移为 $0.3 \mu V/^\circ C$, 失调电流为 $0.05 nA$, 其温漂为 $1 pA/^\circ C$, 共模抑制比为 $160 dB$, 单位增益带宽为 $3 MHz$ 。

复习思考题

- 2-1 反相型、同相型和差动型放大器有什么相同和不同之处?
- 2-2 差动放大器的电阻匹配条件是什么?
- 2-3 为什么反相型和同相型放大器的电阻 R_1 和 R_2 应具有相同温度系数? 在什么情况下同相放大器对电阻稳定性要求降低?
- 2-4 反相型和同相型放大器的误差因素中, 哪些是增益误差? 哪些是零位误差?
- 2-5 反相型和同相型放大器的最大放大倍数和最小放大倍数受什么限制, 最大输

入电压又受什么限制?

2-6 试分析反相型和同相型放大器的实际放大倍数,并比较一下,当 $A_d = \infty$ 和 $A_d = 0$ 时,各代表什么意义?

2-7 当信号源内阻比较大时,应选择哪种放大器,为什么?

2-8 为什么同相型和反相型放大器输出电阻相同?试从物理概念上加以说明。

2-9 哪些放大器会由共模抑制比带来误差,它与什么有关?

2-10 当同相型和反相型放大器放大倍数改变时,输出零位是否会变化?

2-11 你能否为反相型和同相型放大器设计一个外部调零电路?

2-12 若同相放大器输入电压 $U_i = 0$, $R_1 = 1\text{k}\Omega$, $A_{F0} = 10$ 试问:

(1) $R_2 = ?$ $R_3 = ?$

(2) 若 $I_{os} = 0$, $U_o = -10\text{mV}$, 试计算 U_{os} ;

(3) 若 $I_{os} = (I_{B+} - I_{B-}) = 0.5\mu\text{A}$, 试问由 I_{os} , U_{os} 引起的输出电压 U_o 是多少?

(4) 若将此运放接成反相放大器,且 $A_{F0} = -10$, 试问, $R_2 = ?$ $R_3 = ?$ $U_o = ?$

2-13 仪器放大器是如何构成的?它有什么特点?试述输入端静电屏蔽的必要性及屏蔽方法。

2-14 试述动态校零型斩波放大器的工作原理,什么情况下用这种运算放大器?

第三章 基本模拟运算器

模拟运算器是实现输出电压与输入电压间具有数学运算关系的又一种集成运放电路。运算器可实现的模拟运算有加、减、乘、除、平方和开方、微分和积分、对数和逆对数等。模拟运算器是测量仪器、控制系统中应用比较广泛的一种基本电路。经常被用来实现信号的迭加与合成、抵消和补偿、相位校正、波形变换、调制与解调,以及利用这些运算关系来实现各种变换等等。

§ 3-1 模拟加法器和减法器

一、反相型加法器

反相型加法器是由反相放大器构成的、对多输入电压求和并倒相放大的一种模拟加法器。这种电路的构成如图 3-1 所示。

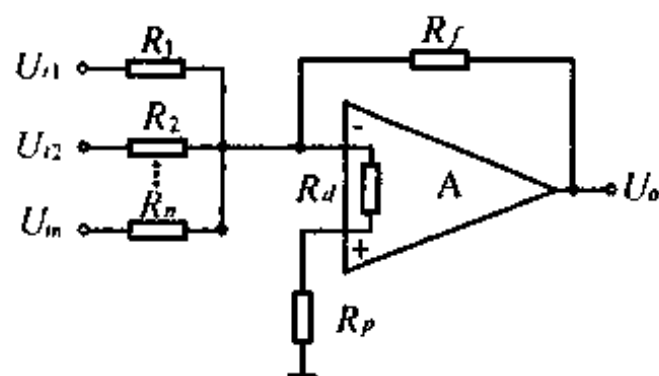


图 3-1 反相型加法器

若将运放看作理想运放,可导出反相型加法器基本关系式,其输出电压为

$$U_o = -I_f R_f = -R_f \sum_{j=1}^n (U_{ij}/R_j) \quad (3-1)$$

从式(3-1)中可以看出,输出电压是各个输入电压加权后求和,各输入电压的权系数为 R_f/R_j 。

由于输出电压与输入电压极性相反,则称为反相型加法器。当取权系数相等,令 $R_1 = R_2 = \dots = R_n = R$ 时,则输出电压为

$$U_o = -\frac{R_f}{R} \sum_{j=1}^n U_{ij} \quad (3-2)$$

可实现对输入电压的求和运算。

当考虑到实际的运放为有限开环增益 A_d ,输入电阻为 R_d 并忽略输出电阻 ($R_o \approx 0$) 时,可导出实际的反相型加法器的输出电压 U_o 的关系式。按图 3-1 所示电路可列出下列等式

$$U_- = (U_o/R_f + \sum_{j=1}^n (U_{ij}/R_j)) [1/R_j + 1/(R_d + R_p) + \sum_{j=1}^n (1/R_j)]^{-1} \quad (3-3-1)$$

$$U_o = -U_- A_d R_d / (R_d + R_p) \quad (3-3-2)$$

将式(3-3)中的反相端电压 U_- 消去,则可导出反相型加法器的输出电压为

$$U_o = -\left(R_f \sum_{j=1}^n \frac{U_{ij}}{R_j}\right) \left[1 + \left(\frac{1}{R_f} + \frac{1}{R_d + R_p} + \sum_{j=1}^n \frac{1}{R_j}\right) \frac{R_d + R_p}{A_d R_d} R_f\right]^{-1} =$$

$$- R_f \sum_{j=1}^n \frac{U_{ij}}{R_j} \left(1 - \frac{1}{1 + A_d F} \right) \quad (3-4)$$

式中 反馈系数 F 为

$$F = \frac{R_d}{R_d + R_p} \cdot \frac{(R_d + R_p) // R_1 // R_2 \cdots // R_n}{R_f + (R_d + R_p) // R_1 // R_2 \cdots // R_n}$$

分析式(3-4)可以看出,式中的第一项为基本加法关系式(3-1),而第二项则为误差项,这和反相放大器的误差项完全一样。

二、同相型加法器

同相型加法器是由同相放大器构成的,其电路构成如图 3-2 所示。

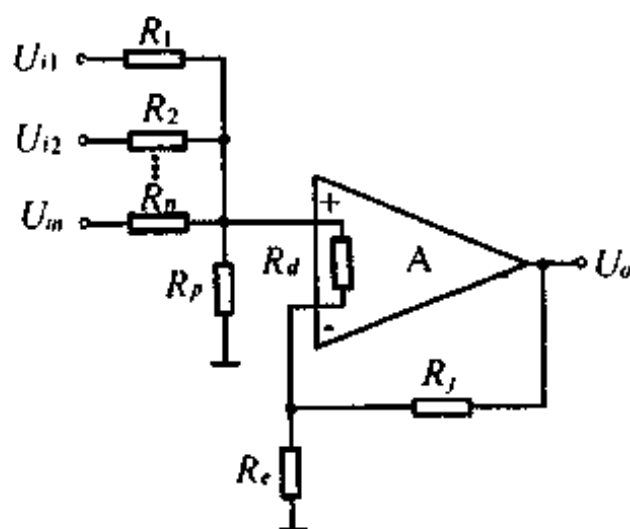


图 3-2 同相型加法器

设运放为理想运放,根据图 3-2 所示电路可列出下列等式(这里认为 $R_d \approx \infty$)

$$U_+ = \left(\sum_{j=1}^n \frac{U_{ij}}{R_j} \right) \left(\frac{1}{R_p} + \sum_{j=1}^n \frac{1}{R_j} \right)^{-1}$$

$$U_- = U_o R_f / (R_r + R_f)$$

根据理想运放应满足 $U_+ = U_-$ 的条件,则可导出同相型加法器输出电压基本关系式

$$U_o = (R_1 // R_2 // \cdots // R_n // R_p) \frac{R_r + R_f}{R_r} \sum_{j=1}^n \frac{U_{ij}}{R_j} \quad (3-5)$$

通常为了减小实际运放偏流引起的零位输出,应选择各电阻满足 $R_r // R_f = R_p // R_1 // R_2 // \cdots // R_n$ 条件,这时输出电压的基本关系式为

$$U_o = R_f \sum_{j=1}^n \frac{U_{ij}}{R_j} \quad (3-6)$$

从式(3-6)可以看出,同相型加法器输出电压是输入电压加权后相加,加权系数为 R_f/R_j 。若取 $R_1 = R_2 = \cdots = R_n = R$, 则输出电压为

$$U_o = \frac{R_f}{R} \sum_{j=1}^n U_{ij} \quad (3-7)$$

则输出电压是各输入电压的代数和,并放大了 R_f/R 倍。由于输出电压的极性与输入电压代数和的极性相同,因此称其为同相型加法器。

当考虑了实际运放 A_d 、 R_d 、 R_o 后可推导实际运算关系式和运算误差。首先分析同相端外接的二端网端,其等效输入电压和等效内阻分别为

$$E_{in} = (R_1 // R_2 // \cdots // R_n // R_p) \sum_{j=1}^n \frac{U_{ij}}{R_j} \quad (3-8-1)$$

$$R_{in} = R_1 // R_2 // \cdots // R_n // R_p \quad (3-8-2)$$

把 E_{in} 看作同放大器的输入电压, R_{in} 看作同相端的外接电阻,则可以利用第二章同相放大器分析的结果,根据式(2-24)可得出

$$U_o \approx (R_1 // R_2 // \cdots // R_n // R_p) \frac{R_r + R_f}{R_r} \left(\sum_{j=1}^n \frac{U_{ij}}{R_j} \right) \left(1 - \frac{1}{1 + A_d F} \right) \quad (3-9)$$

式中 反馈系数 F 为

$$F = \frac{R_f // (R_d + R_{\infty})}{R_f + R_f // (R_d + R_{\infty})} \cdot \frac{R_d}{R_d + R_{\infty}} = \frac{R_d R_f}{(R_1 // R_2 // \dots // R_n // R_p + R_d + R_f // R_f)(R_d + R_f)} \quad (3-10)$$

通常取 $(R_1 // R_2 // \dots // R_n // R_p) = R_f // R_f$, 则式(3-9) 为:

$$U_o = R_f \left(\sum_{j=1}^n \frac{U_{1j}}{R_j} \right) \left(1 - \frac{1}{1 + A_d F} \right) \quad (3-11)$$

若同时取 $R_1 = R_2 = \dots = R_n = R$, 则

$$U_o = \frac{R_f}{R} \left(\sum_{j=1}^n U_{1j} \right) \left(1 - \frac{1}{1 + A_d F} \right) \quad (3-12)$$

比较一下式(3-12)和式(3-7), 可见因 A_d, R_d 所引起的求和运算的相对误差为

$$\gamma = -1/(1 + A_d F) 100\%$$

三、差动型加减运算器

这是由同相型加法器和反相型加法器合并构成的求和并相减的运算器, 如图 3-3 所示。

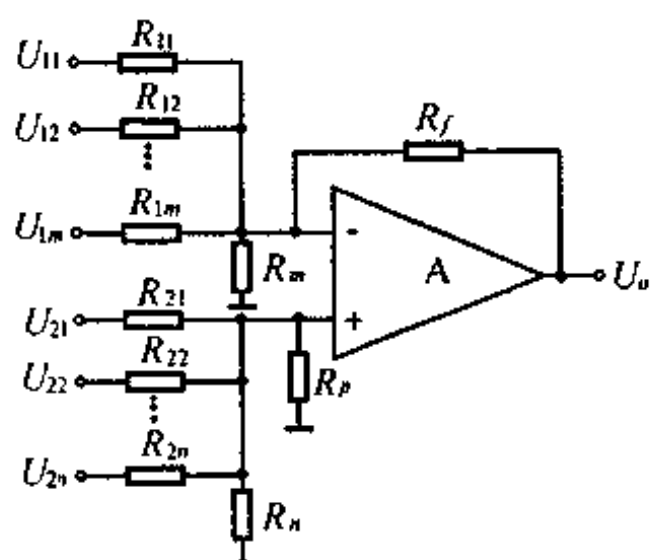


图 3-3 加减运算器

为便于推导, 设

$$R_a = R_{11} // R_{12} // \dots // R_{1m} // R_m$$

$$R_b = R_{21} // R_{22} // \dots // R_{2n} // R_n$$

应用迭加原理可导出此运算器在理想运放条件下的输出电压

$$U_o = \frac{R_a + R_f}{R_a R_f} \cdot \frac{R_b R_p}{R_b + R_p} R_f \sum_{j=1}^n \frac{U_{2j}}{R_{2j}} - R_f \sum_{j=1}^m \frac{U_{1j}}{R_{1j}} \quad (3-13)$$

为了减小实际运放偏置电流会引起的零位输出, 应选择 $R_a // R_f = R_b // R_p$, 通常选择 $R_f = R_p$, $R_a = R_b$. 同时为了实现输入电压 U_{1j} 和 U_{2j} 直接相加

减, 应选择 $R_{11} = R_{12} = \dots = R_{1n} = R_{21} = R_{22} = \dots = R_{2m} = R$. 显然按 $R_a = R_b$ 条件, 应满足

$$\frac{R}{n} // R_n = \frac{R}{m} // R_m$$

下面分三种情况选择 R_m, R_n 值:

(1) $m = n$, 应选择 $R_m = \infty, R_n = \infty$

(2) $m > n$, 应选择 $R_m = \infty, R_n = R/(m - n)$

(3) $n > m$, 应选择 $R_n = \infty, R_m = R/(n - m)$

这样, 此运算器输出电压关系式(3-13) 将改写为

$$U_o = \frac{R_f}{R} \left(\sum_{j=1}^m U_{2j} - \sum_{i=1}^n U_{1i} \right) \quad (3-14)$$

可见,此运算器输出电压实现了输入电压求和并相减的运算。

§ 3-2 模 拟 积 分 器

积分器也是测量仪器和控制系统中应用比较广泛的一种集成运放电路。它在 A/D 变换器中用来产生线性度很高的斜坡电压,在控制系统中用作积分环节,在 V-f 变换器和压控振荡器中用来产生三角波、锯齿波波形,在测量仪器中用于实现积分变换,如实现加速度到速度、速度到位移振动信号的变换等等。

一、基本积分器及理想积分特性

1. 反相型积分器

反相型积分器电路如图 3-4(a)所示。其理想的传递函数为

$$G(s) = -Z_2(s)/Z_1(s) = -1/(sT) \quad (3-15)$$

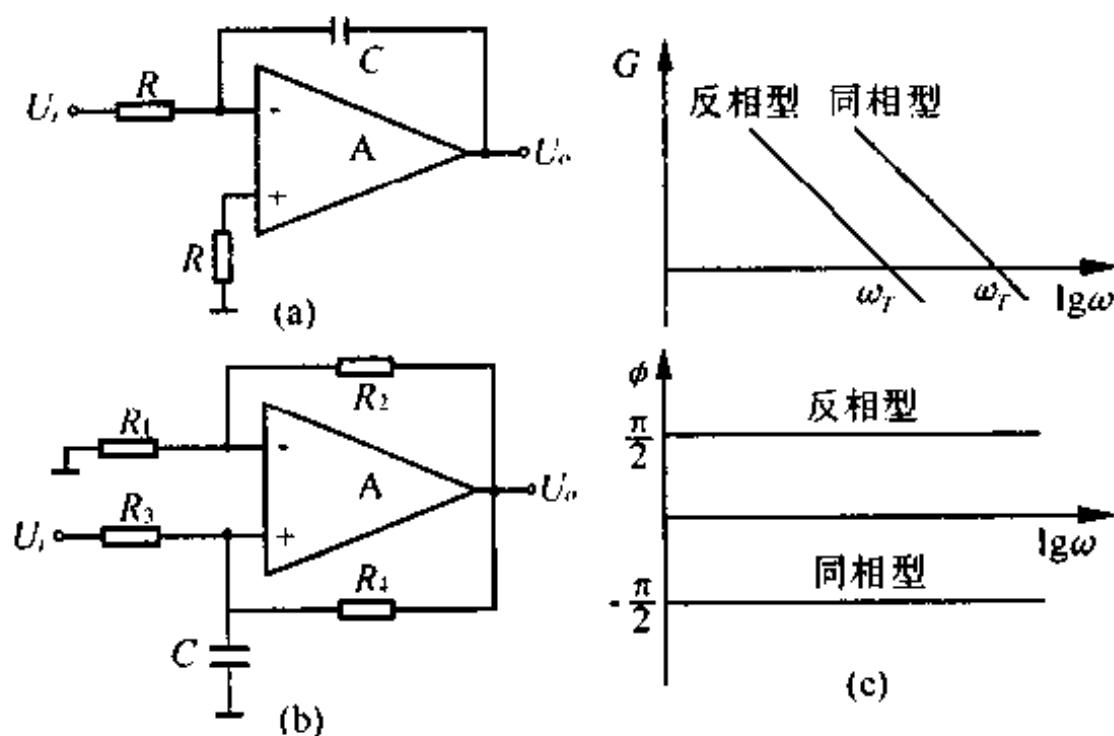


图 3-4 基本积分器

式中 $T = RC$ 为积分时间常数。

其幅频特性和相频特性分别为

$$G(\omega) = 1/(\omega RC) = \omega_r/\omega \quad (3-16-1)$$

$$\varphi(\omega) = \pi/2 \quad (3-16-2)$$

式中 $\omega_r = 1/RC$ 为幅频特性的交接频率。

图 3-4(c)示出了理想积分器的幅频特性和相频特性。

反相型积分器输出电压的时间响应函数为

$$u_o(t) = -\frac{1}{RC} \int u_i(t) dt \quad (3-17)$$

2. 同相型积分器

同相型积分器电路如图 3-4(b)所示。假设运放为理想运放,则运放的两个输入端的电压分别为

$$U_+ = (U_i/R_3 + U_o/R_4)/(1/R_3 + 1/R_4 + sC)$$

$$U_- = U_o R_1/(R_1 + R_2)$$

根据理想运放条件 $U_+ = U_-$, 同时满足电阻匹配条件: $R_1 R_4 = R_2 R_3$, 例如选取 $R_3 = R_1, R_4 = R_2$, 则可导出此同相型积分器的理想传递函数

$$G(s) = \left\{ \frac{R_3}{R_4} \left[\frac{R_1(R_3 + R_4)}{(R_1 + R_2)R_3} - 1 \right] + \frac{R_1 R_3}{R_1 + R_2} sC \right\}^{-1} = 1/(sRC) \quad (3-18)$$

式中 $R = R_1 R_3/(R_1 + R_2)$

比较式(3-18)和式(3-15)可以看出, 在满足电阻匹配条件下, 同相型积分器和反相型积分器的传递函数只是符号不同, 因而其幅频特性完全相同, 而相位相差 180° 。输出电压的时间响应函数也仅与式(3-17)相差一个符号位。

3. 差动型积分器

差动型积分器的输出电压是两个输入电压之差的积分, 其电路如图 3-5 所示。

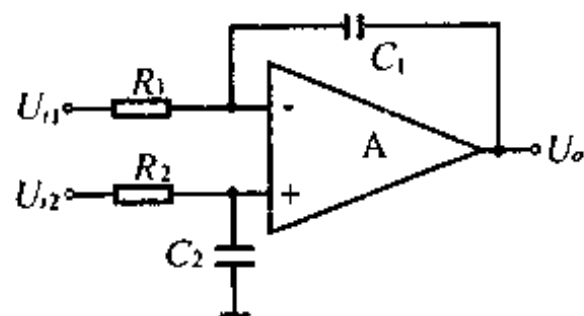


图 3-5 差动积分器

假设它为理想运放, 运放反相端和同相端的电压分别为

$$U_- = (U_{i1} + U_o s R_1 C_1)/(1 + s R_1 C_1)$$

$$U_+ = U_{i2}/(1 + s R_2 C_2)$$

根据理想运放条件 $U_+ = U_-$, 则可导出

$$U_o = [U_{i2}(1 + s R_1 C_1)/(1 + s R_2 C_2) - U_{i1}]/(s R_1 C_1) \quad (3-19)$$

若选择时间常数 $R_1 C_1 = R_2 C_2$, 例如取 $R_1 = R_2 = R, C_1 = C_2 = C$, 则由式(3-19)可以导出差动型积分器的传递函数为

$$G(s) = U_o/(U_{i2} - U_{i1}) = 1/(sRC) \quad (3-20)$$

二、积分器的实际积分特性

1. 反相型积分器的实际频响特性及频响误差

式(3-15)、式(3-18)和式(3-20)是把运放看作理想运放得出的理想积分传递函数, 相应地可得出理想的积分频响特性和时间响应特性。实际上, 由于运放开环增益为有限值, 且是频率的函数, 因而实际积分器的频域响应特性和时域响应特性必然与理想特性存在一定的差别, 在实际应用中分析由此而引起的误差将是十分必要的。首先分析实际积分器的频域特性。

为了简化分析, 将运放看作单极点的, 其增益函数为

$$A_d(s) = A_d/(1 + sT_0)$$

而其它条件均认为是理想运放条件。

利用式(2-12), 并根据 $Z_1 = R, Z_2 = \frac{1}{sC}$, 反馈系数 $F(s) = \frac{sRC}{1 + sRC}$, 可导出反相型积分器的实际传递函数

$$G(s) = - (Z_2/Z_1) A_d(s) F(s) / [1 + A_d(s) F(s)] = - A_d / [1 + (T_0 + T + A_d T) s + T_0 T s^2] \quad (3-21)$$

式中 $T = RC$ 为积分时间常数。

由于 $A_d \gg 1$, 式(3-21)中特征方程的根可近似为

$$s_1 \approx -1/A_d T, s_2 \approx -A_d/T_0$$

则可将式(3-21)改写成因子式形式

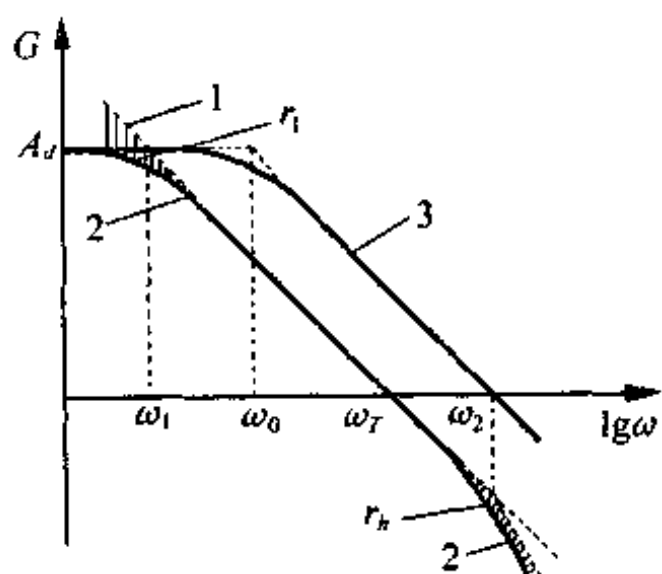
$$G(s) = -\frac{A_d}{(1 + A_d T s)(1 + T_0 s/A_d)} \quad (3-22)$$

可见, 实际积分器具有两个极点, 积分器的频响特性具有两个转折频率 $\omega_1 = \frac{1}{A_d T}$ 和 $\omega_2 = \frac{A_d}{T_0}$, 其幅频特性和相频特性分别为

$$G(\omega) = A_d / \sqrt{\left(1 + \frac{\omega^2}{\omega_1^2}\right) \left(1 + \frac{\omega^2}{\omega_2^2}\right)} = \frac{1}{\omega T} / \sqrt{\left(1 + \frac{\omega_1^2}{\omega^2}\right) \left(1 + \frac{\omega^2}{\omega_2^2}\right)} \quad (3-23-1)$$

$$\Phi(\omega) = \pi - \arctg \frac{\omega}{\omega_1} - \arctg \frac{\omega}{\omega_2} \quad (3-23-2)$$

图 3-6 中, 曲线 1 为理想积分器的幅频特性, 曲线 2 为实际的幅频特性, 曲线 3 为运放增益的幅频特性。



从实际的积分器频响特性曲线 2 上可以看出, 当 $\omega \ll \omega_1$ 时, 积分器的增益近似等于运放的开环增益, $G(\omega) \approx A_d$, 当 $\omega \gg \omega_2$ 时, $G(\omega) \approx \frac{\omega_2}{\omega^2 T}$, 而当 $\omega_1 < \omega < \omega_2$ 时, 积分器的实际频响特性近似为理想的积分特性, $G(\omega) = \frac{1}{\omega T}$, 其交接频率 $\omega_T = \frac{1}{T}$ 。

根据式(3-23-1)可写出实际积分器的频响误差为

$$\gamma_\omega = \left[G(\omega) - \frac{1}{\omega T} \right] / \left(\frac{1}{\omega T} \right) = \left[\left(1 + \frac{\omega_1^2}{\omega^2} \right)^{-\frac{1}{2}} \left(1 + \frac{\omega^2}{\omega_2^2} \right)^{-\frac{1}{2}} - 1 \right] 100\% \quad (3-24)$$

图 3-6 实际积分器的幅频特性

在积分工作区 $\omega_1 < \omega < \omega_2$ 内, 靠近 ω_1 的低频区的频响误差为

$$\gamma_\omega = [1 + (\omega_1/\omega)^2]^{-\frac{1}{2}} - 1 \approx -\frac{1}{2}(\omega_1/\omega)^2 100\% \quad (3-25)$$

而靠近 ω_2 的高频区, 其频响误差为

$$\gamma_h \approx [1 + (\omega/\omega_2)^2]^{-\frac{1}{2}} - 1 \approx -\frac{1}{2}(\omega/\omega_2)^2 100\% \quad (3-26)$$

为了减小积分器频响误差, 扩大积分工作压, 应选择开环增益和开环带宽均比较高的

运放。增大时间常数 T 可降低下限工作频率,但随之积分器增益下降,因此选择时间常数 T 应以满足低频误差为依据。若允许的低频误差为 γ ,则由式(3-25)选择时间常数

$$T \geq (A_d \omega_l \sqrt{2\gamma})^{-1} \quad (3-27)$$

2. 反相型积分器的阶跃响应特性和时域误差

根据理想积分器传递函数式(3-15),可求出它对单位阶跃的理想的输出时间响应函数

$$u_o(t) = L^{-1}[-1/(s^2 RC)] = -t/(RC) \quad (3-28)$$

如图 3-7 的直线 1 所示。

而实际的积分器传递函数为式(3-22),它对单位阶跃输入的输出响应函数为

$$U_o(s) = -[s(1 + sA_d T)(1 + sT_o/A_d)]^{-1}$$

为了便于进行拉氏反变换,将 $U_o(s)$ 函数分解为下列三项和的形式

$$U_o(s) = -A_d \left[\frac{1}{s} - \frac{A_d^2 T}{(A_d^2 T - T_o)(s + 1/A_d T)} + \frac{T_o}{(A_d^2 T - T_o)(s + A_d/T_o)} \right]$$

通过对输出响应函数的拉氏反变换则可得出输出的时间响应函数

$$\begin{aligned} u_o(t) &= L^{-1}U_o(s) = \\ &= -A_d + \frac{A_d^2 T}{A_d^2 T - T_o} e^{-\frac{t}{A_d T}} - \frac{A_d T_o}{A_d^2 T - T_o} e^{-\frac{A_d t}{T_o}} \approx \\ &= -A_d (1 - e^{-\frac{t}{A_d T}}) + \frac{T_o}{A_d^2 T} (1 - e^{-\frac{A_d t}{T_o}}) \end{aligned} \quad (3-29)$$

从式(3-29)中可以看出,输出对阶跃输入的响应包括两个指数函数。第一项指数函数的稳定值为 $-A_d$,时间常数为 $A_d T$,而第二项指数函数的稳定值为 $\frac{T_o}{A_d T}$,时间常数为 $\frac{T_o}{A_d}$ 。前者的稳定值和时间常数均大于后者。

一般认为,当时间远远小于时间常数时,指数函数的初始段认为是时间的线性函数 $\frac{t}{T}$,而达到 3 ~ 5 倍的时间常数时,近似达到稳定值。

当 $0 < t < 5T_o/A_d$ 时

$$u_o(t) \approx -\frac{t}{T} + \frac{T_o}{A_d T} (1 - e^{-A_d t/T_o}) \quad (3-30)$$

这是积分器输出响应的初始段,如图 3-7 曲线 2 的 a 段。它是理想积分特性 1 和指数特性 3 的和,这段时间很短。

当 $5T_o/A_d < t < A_d T$ 时

$$u_o(t) \approx -t/T + T_o/(A_d T) \quad (3-31)$$

这是积分器输出响应的中段,如图 3-7 曲线 2 的 b 段,它近似为理想的积分特性。它与理想积分特性曲线 1,在时间上退后了 $t_r = T_o/A_d$,或幅值降低了 $T_o/(A_d T)$ 。

当 $t \rightarrow 5A_d T$ 时

$$u_o(t) \approx -A_d [1 - e^{-t/(A_d T)}] + T_o/(A_d T) \quad (3-32)$$

这实际上是积分器输出响应的末段,如图 3-7 曲线 2 的 c 段。这时开始偏离理想积分

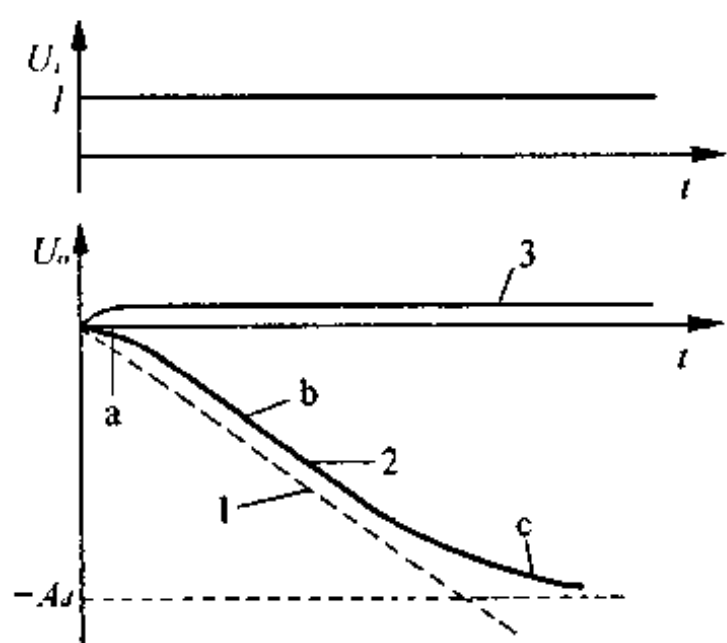


图 3-7 实际积分器的阶跃响应特性

特性。当 $t \gg A_d T$ 时, $u_o(t) \approx -A_d$ 。实际上, 由于受运放输出动态范围的限制, 输出电压开始限幅。

为了分析积分误差, 将式(3-32)的第一项指数函数展开为幂级数, 并取其前三项, 则可近似为

$$u_o(t) \approx - (t/T) [1 - \frac{1}{2} t/(A_d T)] + T_0/(A_d T) \quad (3-33)$$

从式(3-33)中可以看出, 第一项为理想积分特性 $-t/T$, 第二项为相对积分误差

$$\gamma_d = -t/(2A_d T) 100\% \quad (3-34)$$

此相对积分误差随时间增长而增大。第三项为积分器在 $t > 5T_0/A_d$ 之后出现的初始恒定的积分误差。

显然, 开环增益越大, 积分时间常数越大, 这两项误差越小。 T_0 越小, 即开环带宽越宽, 则后一项恒定积分误差越小。当积分时间比较长时, 前一项为主要积分误差。当要求相对积分误差小于允许值 γ_d 时, 则允许的积分时间为

$$t_d < 2A_d T \gamma_d \quad (3-35)$$

增大时间常数 T 可以减小积分误差, 但同时也将降低积分器输出响应的斜率。当积分时间比较短时, 后一项为主要误差。显然这项误差是限制积分器快速积分的重要原因。为此应选择增益带宽积比较高的运放。

三、积分放大器的零位漂移

积分器除了在频域内和时域内存在积分运算误差外, 还有一项因失调电压和失调电流所引起的积分器漂移。实际上, 即使是积分器输入电压为零, 而积分器仍然有积分输出, 即积分器零位漂移。

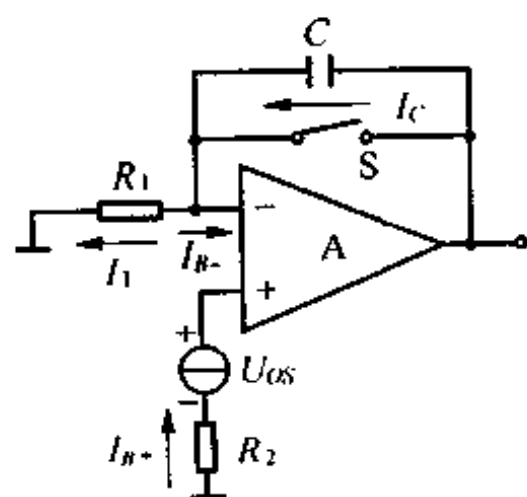


图 3-8 积分器的漂移分析电路

图 3-8 为积分器失调电压、偏置电流等效电路。其它条件看作理想运放情况。

为了分析积分漂移, 在电路中设置开关 S。初始时开关 S 闭合, 运放零位输出电压为

$$U_{o0} = U_{os} - I_{B+} R_2$$

当 $t > 0$, 开关 S 打开, 积分器工作, 积分电容 C 充电, 充电电流为

$$I_C = I_1 + I_{B-} = U_{os}/R_1 - I_{B+} R_2/R_1 + I_{B-}$$

当选取 $R_1 = R_2 = R$ 时, 积分器的输出电压为

$$u_o(t) = U_{o0} + u_c(t) = U_{o0} + U_{os} t/(RC) - I_{B-} t/C \quad (3-36)$$

可见,失调电压和失调电流也和输入电压信号一样引起积分输出,积分时间越长,积分漂移也越大。

为了便于与输入电压信号相比较,将式(3-36)的积分漂移输出电压折算到输入端,即除以 $-t/RC$, 则等效误差电压为

$$\Delta U_i = -U_{os} + RI_{os} \quad (3-37)$$

为了减小这一项误差,应选择失调电压和失调电流均小的运放,在允许的条件下可选择小一点的电阻。

通常在某些应用场合,运放输出端与反相输入端之间只有积分电容的负反馈,不采用电阻直流负反馈,如在伺服反馈系统、压控振荡器、双二阶滤波器等电路中所采用的积分器。由于它们在大的闭环系统中具有直流负反馈,积分器本身就可以不必采用直流反馈来稳定工作点。而在另外一些应用场合,如振动测量仪器中采用的一、二次积分交换器,积分器本身必须采用直流负反馈才能稳定工作点,否则积分器将因积分漂移而使输出电压偏向正或负电源而达到饱和状态。采用直流负反馈后积分器将不适用于长时间的和频率很低的信号的积分。

四、一次、二次积分器

将表示加速度或速度的电压信号转换为反映其速度或位移的电压信号,则需要采用一次积分器。若从加速度直接变换为位移信号则需要采用二次积分器。

1. 一次积分器

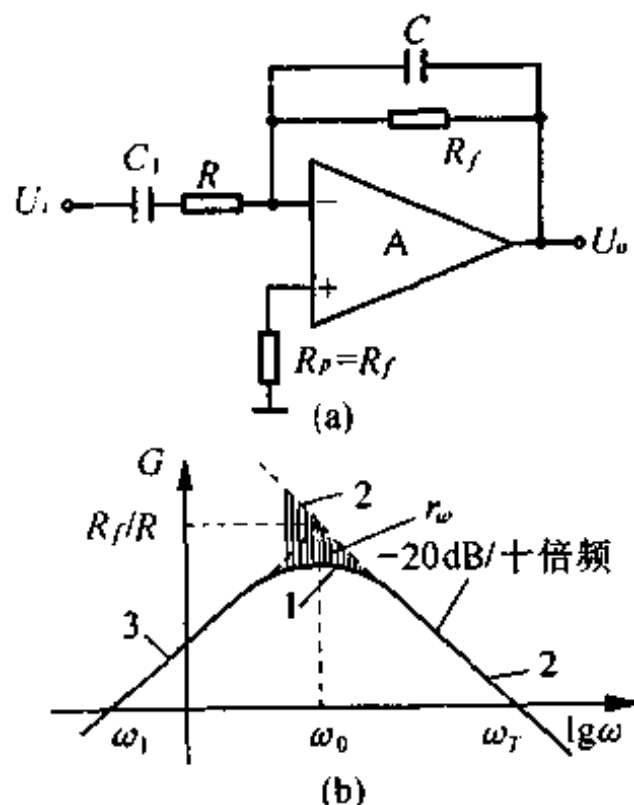


图 3-9 改进的反相型一次积分器

图 3-4(a)所示的积分器不能直接用来实现一次积分变换,必须采用反馈电阻 R_f 来稳定工作点。同时,为了有效地抑制不必要的甚低频干扰信号的增益,在反相输入端再串入一个容值大一点的 C_1 电容,如图 3-9(a)所示。

此积分器的理想传递函数为:

$$G(s) = - \left(R_f // \frac{1}{sC} \right) / \left(R + \frac{1}{sC_1} \right) = \frac{sR_fC_1}{(1 + sR_fC)(1 + sRC_1)} \quad (3-38)$$

若取 $R_fC = RC_1$, 且 $R_f \gg R, C_1 \gg C$, 则 $R_fC_1 > R_fC > RC$, 设 $\omega_1 = 1/(R_fC_1), \omega_0 = 1/(R_fC) = 1/(RC_1)$, 由式(3-38)可得出此积分器的幅频特性

$$G(\omega) = \frac{\omega R_f C_1}{\sqrt{1 + (\omega R_f C)^2} \cdot \sqrt{1 + (\omega R C_1)^2}} = \frac{\omega \omega_0^2}{\omega_1 (\omega^2 + \omega_0^2)} \quad (3-39)$$

其幅频特性如图 3-9(b)所示的曲线 1。

当 $\omega \ll \omega_0$ 时,积分器的幅频特性可近似为

$$G(\omega) \approx \omega / \omega_1$$

如图中直线 3 所示。

当 $\omega \gg \omega_0$ 时,积分器的幅频特性近似为理想的积分特性

$$G(\omega) \approx \omega_r / \omega \quad (3-40)$$

式中 $\omega_r = 1/(RC)$ 为交接频率。

理想积分特性如图 3-9(b) 直线 2 所示。可见只有在 $\omega > \omega_0$ 后才为积分工作区,与理想积分特性的频响误差为

$$\gamma_\omega = \left[G(\omega) - \left(\frac{\omega_r}{\omega} \right) \right] / \left(\frac{\omega_r}{\omega} \right) = - [\omega_0^2 / (\omega^2 + \omega_0^2)] 100\% \quad (3-41)$$

当 $\omega \gg \omega_0$ 时

$$\gamma_\omega \approx - (\omega_0 / \omega)^2 = - (f_0 / f) 100\% \quad (3-42)$$

在振动测量仪器中经常被采用的另一种双 T 型网络一次积分器电路,如图 3-10(a) 所示。

电路元件参数应满足下列条件

$$C_1 = 2C_2, R_2 = 2R_1, R_1 C_1 = RC$$

下面简要介绍此积分器传递函数的推导过程。

参看图 3-10(a),通过星形—三角形变换,可分别求出输入的星形网络在结点 1 和 2 间的阻抗 Z_{12} 和反馈电路的星形网络在结点 2 和 3 间的阻抗 Z_{23} ,并考虑上述假设条件,则有

$$Z_{12} = \frac{1}{sC_1} \left(R_2 + \frac{1}{sC_2} \right) \left(sC_1 + \frac{1}{R_1} + \frac{sC_2}{1 + sR_2C_2} \right) =$$

$$\frac{2s^2R^2C^2 + 5sRC + 2}{2s^2R_1C_1C_2}$$

$$Z_{23} = \frac{2s^2R^2C^2 + 5sRC + 2}{s^3R^3C^3 + 2s^2R^2C^2 + 2sRC + 1} R$$

由此可以导出此积分器的传递函数

$$G(s) = - \frac{Z_{23}}{Z_{12}} = - \frac{2s^2R_1C_1C_2R}{s^3R^3C^3 + 2s^2R^2C^2 + 2sRC + 1} \quad (3-43)$$

其幅频特性为

$$G(\omega) = \frac{\omega_0 C_1}{\omega C \sqrt{1 + (\omega_0 / \omega)^6}} \quad (3-44)$$

式中 $\omega_0 = \frac{1}{RC}$

图 3-10(b) 中的曲线 1 为积分器实际的幅频特性曲线。

当 $\omega \ll \omega_0$ 时,积分器的幅频特性可近似为

$$G(\omega) \approx \frac{C_1}{C} \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)^2 \quad (3-45)$$

如图 3-10(b) 的直线 3。

当 $\omega \gg \omega_0$ 时,积分器的幅频特性近似为一次积分特性,即为理想的积分特性

$$G(\omega) \approx \frac{\omega_0 C_1}{\omega C} \quad (3-46)$$

图 3-10(b)中的直线 2 为理想的积分特性,其交接频率为 $\omega_T = \omega_0 C_1 / C$

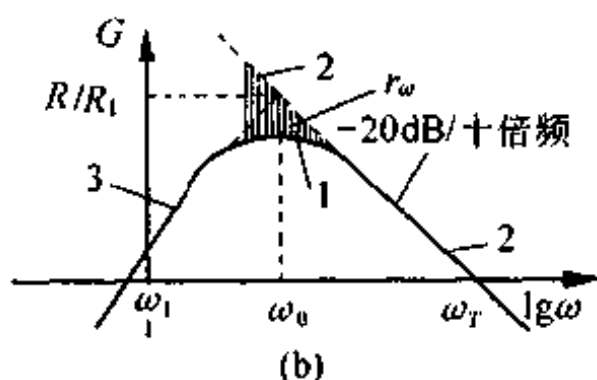
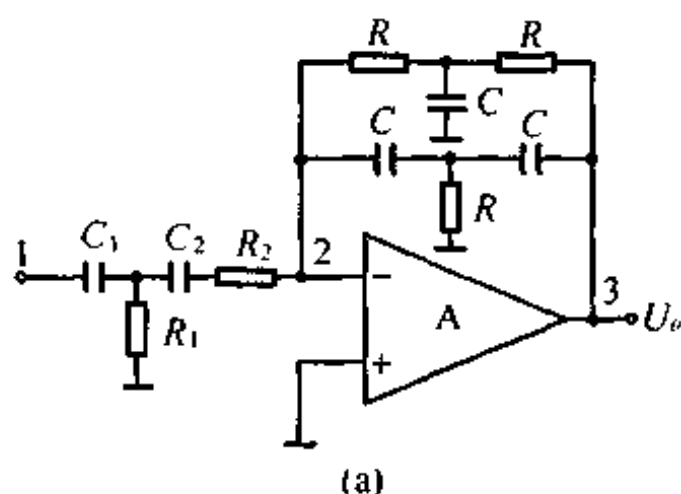


图 3-10 采用双 T 形网络的一次积分器

(4) 根据 ω_T 、 ω_0 、 C 值计算电容 C_1 和 C_2

$$C_1 = C\omega_T/\omega_0, C_2 = C_1/2;$$

(5) 然后计算 R_1 、 R_2 : $R_1 = 1/(\omega_0 C_1)$, $R_2 = 2R_1$

2. 二次积分器

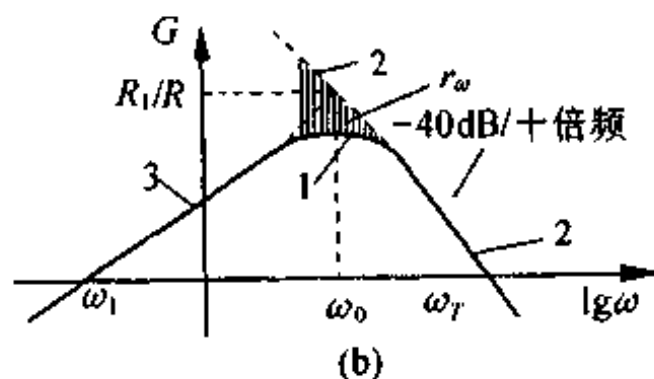
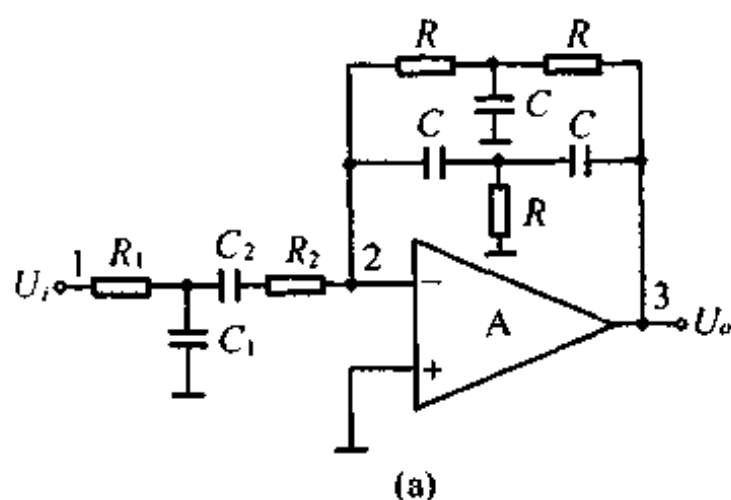


图 3-11 采用双 T 形网络的二次积分器

可见, $\omega > \omega_0$ 为积分工作区, 积分器幅频特性的频响误差为

$$\gamma_\omega = [G(\omega) - (\omega_T/\omega)]/(\omega_T/\omega) = \left\{ \left[1 + \left(\frac{\omega_0}{\omega} \right)^2 \right]^{-\frac{1}{2}} - 1 \right\} 100\% \quad (3-47)$$

当 $\omega \gg \omega_0$ 时, 其频响误差近似为

$$\gamma_\omega \approx -\frac{1}{2} \left(\frac{\omega_0}{\omega} \right)^2 100\% \quad (3-48)$$

若已知积分器积分工作区的交接频率 ω_T , 低频下限工作频率 ω_l 和允许的频响误差 γ_l , 则此积分器电路参数的设计步骤是:

(1) 根据 ω_l 、 γ_l 由式 (3-48) 可导出 ω_0 的计算公式: $\omega_0 \leq \omega_l (2\gamma_l)^{\frac{1}{2}}$;

(2) 选择适当的电容值 C ;

(3) 根据 ω_0 、 C 值计算电阻 R ; $R =$

$1/\omega_0 C$;

(4) 根据 ω_T 、 ω_0 、 C 值计算电容 C_1 和 C_2

$$C_1 = C\omega_T/\omega_0, C_2 = C_1/2;$$

(5) 然后计算 R_1 、 R_2 : $R_1 = 1/(\omega_0 C_1)$, $R_2 = 2R_1$

采用两级一次积分器可以实现二次积分, 这需要两个运放。若只用一个运放, 可采用图 3-11(a) 所示的二次积分器电路。

在电路中的各个元件参数值应满足的条件是

$$R_2 = 2R_1, C_1 = 2C_2, R_1 C_1 = RC$$

此积分器传递函数的推导方法与上述 T 形网络一次积分器的方法相同。通过星形—三角形变换, 并考虑上述假设条件, 可分别求出阻抗 Z_{12} 和 Z_{23} 为

$$Z_{12} = R_1 \left(R_2 + \frac{1}{sC_2} \right) \left(\frac{1}{R_1} + sC_1 + \frac{sC_2}{1 + sR_2 C_2} \right) = \frac{2s^2 R^2 C^2 + 5sRC + 2}{sC_1}$$

$$Z_{23} = \frac{2s^2 R^2 C^2 + 5sRC + 2}{s^3 R^3 C^3 + 2s^2 R^2 C^3 + 2sRC + 1} R$$

由此可以导出此二次积分器的传递函数

$$G(s) = -\frac{Z_{23}}{Z_{12}} = -\frac{sRC_1}{s^3R^3C^3 + 2s^2R^2C^2 + 2sRC + 1} \quad (3-49)$$

其幅频特性为

$$G(\omega) = \frac{\omega_0^2 C_1}{\omega^2 C \sqrt{1 + (\omega_0/\omega)^6}} \quad (3-50)$$

式中 $\omega_0 = 1/(RC)$

图 3-11(b) 中的曲线 1 为二次积分的实际幅频特性。

当 $\omega \ll \omega_0$ 时, 二次积分器的幅频特性可近似为

$$G(\omega) \approx \omega RC_1 \quad (3-51)$$

如图 3-11(b) 中的直线 3。

当 $\omega \gg \omega_0$ 时, 二次积分器的幅频特性近似为理想二次积分特性:

$$G(\omega) \approx (\omega_T/\omega)^2 \quad (3-52)$$

如图 3-11(b) 中的直线 2, 其交接频率为 $\omega_T = \omega_0 \sqrt{C_1/C}$ 。

可见, 只有 $\omega > \omega_0$ 时, 才是积分工作区。二次积分器的频响误差为

$$\begin{aligned} \gamma_s &= \left[G(\omega) - \left(\frac{\omega_T}{\omega} \right)^2 \right] / \left(\frac{\omega_T}{\omega} \right)^2 = \\ &= \left\{ \left[1 + \left(\frac{\omega_0}{\omega} \right)^6 \right]^{-\frac{1}{2}} - 1 \right\} 100\% \end{aligned} \quad (3-53)$$

当 $\omega \gg \omega_0$ 时, 其频响误差可近似为

$$\gamma_s \approx -\frac{1}{2} \left(\frac{\omega_0}{\omega} \right)^6 = -\frac{1}{2} \left(\frac{f_0}{f} \right)^6 100\% \quad (3-54)$$

若已知积分工作区的交接频率 ω_T , 低频下限工作频率 ω_l 和允许的低频误差 γ_l , 此电路的参数设计可按下列步骤进行:

- (1) 根据 $\omega_T, \omega_l, \gamma_l$ 由式 (3-54) 导出计算 ω_0 的公式 $\omega_0 \leq \omega_l (2\gamma_l)^{\frac{1}{6}}$
- (2) 选择合适的电容 C 值
- (3) 根据 ω_0 和 C 值计算电阻 R 值 $R = 1/(\omega_0 C)$
- (4) 根据 ω_T, ω_0, C 值计算电容 C_1 和 C_2 值

$$C_1 = C \left(\frac{\omega_T}{\omega_0} \right)^2, \quad C_2 = C_1/2$$

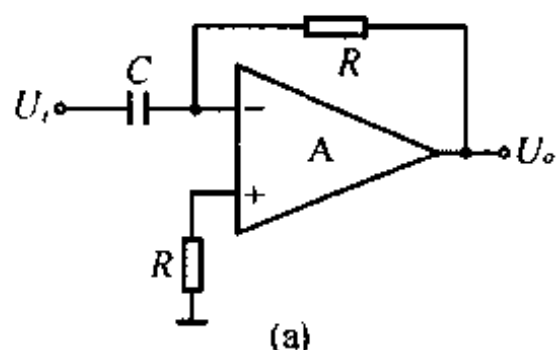
- (5) 然后计算 R_1, R_2 值 $R_1 = 1/(\omega_0 C_1), R_2 = 2R_1$

§ 3-3 模拟微分器

模拟微分器和模拟积分器彼此互为模拟量间的逆运算、逆变换。在测量仪器中微分器可以实现积分器相反的逆变换, 如从位移信号到速度信号、速度信号到加速度信号的变换, 在控制系统中用于实现微分校正。

一、基本微分器及理想微分特性

将图 3-4(a) 所示积分器电路中的电阻 R 和电容 C 的位置互换一下就构成了基本微分器电路, 如图 3-12(a) 所示。



在理想运放条件下的传递函数为

$$G(s) = -sRC \quad (3-55)$$

理想微分器的幅频特性和相频特性分别为

$$G(\omega) = \omega/\omega_T$$

$$\Phi(\omega) = -\pi/2$$

式中 $\omega_T = 1/RC$ 为交接频率, RC 为微分时间常数。其幅频特性和相频特性如图 3-12(b) 所示。

理想微分器输出对输入的时间响应函数为

$$u_o(t) = -RC \frac{du_i(t)}{dt} \quad (3-56)$$

基本微分器在实际使用中存在稳定性差、高频输入阻抗低、高频干扰大等缺点。

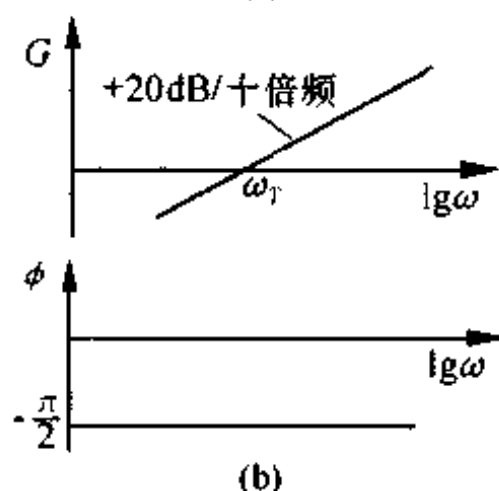


图 3-12 基本微分器

二、微分器的实际微分特性

1. 实际频响特性

实际上, 运放并非为理想运放。为简化分析, 将运放看作单极点的, 其增益函数为

$$A_d(s) = A_d/(1 + sT_0)$$

微分器的反馈函数为

$$F(s) = 1/(1 + sRC)$$

根据式(2-12), 可导出微分器的传递函数为

$$G(s) = -sRC \frac{A_d(s)F(s)}{1 + A_d(s)F(s)} = -sT \left(\frac{A_d}{TT_0} \right) / \left(s^2 + \frac{T + T_0}{TT_0}s + \frac{1 + A_d}{TT_0} \right) \quad (3-57)$$

从式(3-57)中可以看出, 实际微分器的传递函数是由一个理想微分器的传递函数 $G_1(s) = -sT$ 和一个二阶振荡环节的传递函数

$$G_2(s) = \frac{A_d}{TT_0} / \left(s^2 + \frac{T + T_0}{TT_0}s + \frac{1 + A_d}{TT_0} \right) \quad (3-58)$$

构成。

二阶振荡环节的自然频率和阻尼比分别为

$$\omega_n = \sqrt{\frac{1 + A_d}{TT_0}} \approx \sqrt{\frac{A_d}{TT_0}} \quad (3-59-1)$$

$$\xi = \frac{T + T_0}{2} \sqrt{\frac{1}{(1 + A_d)TT_0}} \approx \frac{T + T_0}{2} \sqrt{\frac{1}{A_d TT_0}} \quad (3-59-2)$$

二阶振荡环节的幅频特性为

$$G_2(\omega) = \frac{\omega_n^2}{\sqrt{(\omega^2 - \omega_n^2)^2 + (2\xi\omega_n)^2}} \quad (3-60)$$

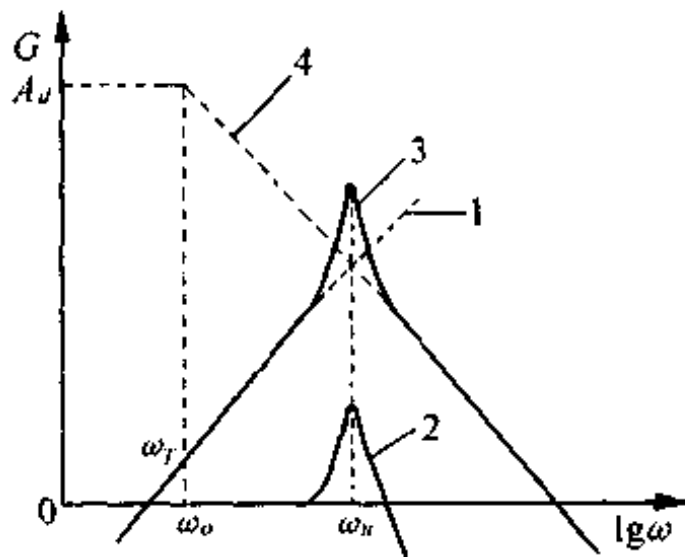


图 3-13 实际微分器的幅频特性

通常 $(T + T_0)^2 < A_d T T_0$, 则阻尼比 $\xi < 1$, 因此这是一个具有谐振峰的二阶振荡环节, 其幅频特性如图 3-13 中的曲线 2 所示。直线 1 为理想的微分特性, 曲线 3 为实际微分器的幅频特性, 曲线 4 为运放开环增益的幅频特性。

由于阻尼比 ξ 很小, 幅频特性在接近于 ω_n 的高频端具有比较高的谐振峰。更高频率时则随运放开环增益而衰减。

2. 实际微分器对斜波输入电压的时间响应特性

假设输入电压为负斜波电压

$$u_i(t) = -at \quad (t \geq 0)$$

理想微分器的输出响应函数为

$$U_o(s) = U_i(s) \cdot G(s) = aT/s$$

则输出的时间响应特性为

$$u_o(t) = L^{-1}U_o(s) = aT \quad (t \geq 0)$$

(3-61)

如图 3-14 的曲线 1 所示。这是理想的响应特性。

然而实际微分器的传递函数如式(3-57), 它对负斜波输入电压的输出响应函数为

$$U_o(s) = \frac{aT}{s} \left[\frac{A_d}{TT_0} \left(s^2 + \frac{T + T_0}{TT_0}s + \frac{1 + A_d}{TT_0} \right) \right]$$

由于阻尼比 $\xi < 1$, 其输出的时间响应函数

为

$$u_o(t) = L^{-1}U_o(s) = aT \left[1 - \frac{1}{\sqrt{1 - \xi^2}} e^{-\xi\omega_n t} \sin \left(\omega_d t + \tan^{-1} \frac{\sqrt{1 - \xi^2}}{\xi} \right) \right] \quad (3-62)$$

式中 $\omega_d = \sqrt{1 - \xi^2}\omega_n$ 为阻尼振荡频率。

从上式中可以看出, 实际微分器对斜波输入的响应, 是在理想的输出响应 aT 上迭加了一个衰减振荡响应, 如图 3-14 的曲线 2 所示。

从上述频响和时间响应特性分析中可以看出, 由于基本微分器在环路增益中增加了一个极点, 其阻尼比较小, 高频响应特性变差。实际上, 运放不是单极点的, 因受第二个极点等因素的影响, 这种微分器极不稳定, 易于自激。为了消除自激, 改善频响特性, 提高高频输入阻抗, 可采取下面的改进措施。

三、微分器的改进电路

1. 改进措施之一

首先在输入端串入电阻 R_1 , 如图 3-15(a) 所示。假设 $T = RC, T_1 = R_1C$, 则反馈函数为:

$$F(s) = \left(R_1 + \frac{1}{sC} \right) / \left(R_1 + R + \frac{1}{sC} \right) = \frac{1 + sT_1}{1 + s(T + T_1)}$$

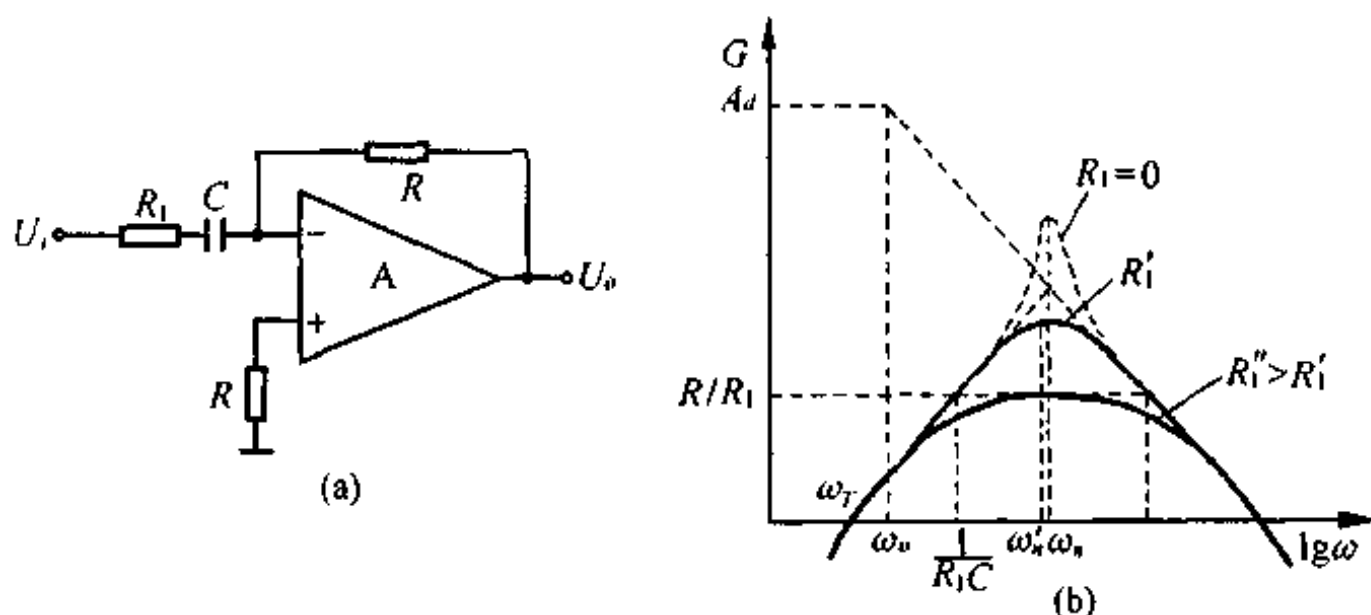


图 3-15 微分器第一种改进电路及幅频特性

并同样假设 $A_d(s) = \frac{A_d}{1 + sT_0}$, 则此微分器电路的传递函数为

$$G(s) = - \frac{sT}{1 + sT_1} \cdot \frac{A_d(s)F(s)}{1 + A_d(s)F(s)} = -sT \frac{A_d}{T_0(T + T_1)} / \left[s^2 + \frac{T_0 + T + T_1(1 + A_d)}{T_0(T + T_1)}s + \frac{1 + A_d}{T_0(T + T_1)} \right] \quad (3-63)$$

其二阶振荡环节的自然频率和阻尼比分别为

$$\omega_n' = \sqrt{\frac{1 + A_d}{T_0(T + T_1)}} \approx \sqrt{\frac{A_d}{T_0(T + T_1)}} \quad (3-64-1)$$

$$\xi = \frac{1}{2} [T_0 + T + T_1(1 + A_d)] \sqrt{\frac{1}{(1 + A_d)T_0(T + T_1)}} \approx \frac{T_1}{2} \sqrt{\frac{A_d}{T_0(T_1 + T)}} \quad (3-64-2)$$

比较一下式(3-59)和式(3-64)可以看出, 采用电阻 R_1 后, 自然频率下降, 阻尼比明显增大。这不仅可以消除自激, 减小高频谐振峰, 如图 3-15(b) 所示, 而且可以提高高频输入阻抗。当增大 R_1 , 使阻尼比 $\xi > 1$ 时, 则二阶振荡环节将分解为两个一阶环节, 其幅频特性如图 3-15(b) 中电阻为 R_1'' 所示的情况, 微分工作区的高频端向低频方向移动。微分工作区上限频率不能设计到接近于 ω_n 的频率, 这一方面是, 在 ω_n 处环路增益接近于零分贝, 另一方面也极易受高频干扰。为此可采用下述改进措施限制不必要的高频区的增益。

2. 改进措施之二

为降低不必要的高频增益, 再在反馈电阻上并联反馈电容 C_f , 如图 3-16(a) 所示。此

电路的结构形式与积分器改进电路图 3-9(a) 完全相同。同样, 很容易导出理想运放条件下的传递函数

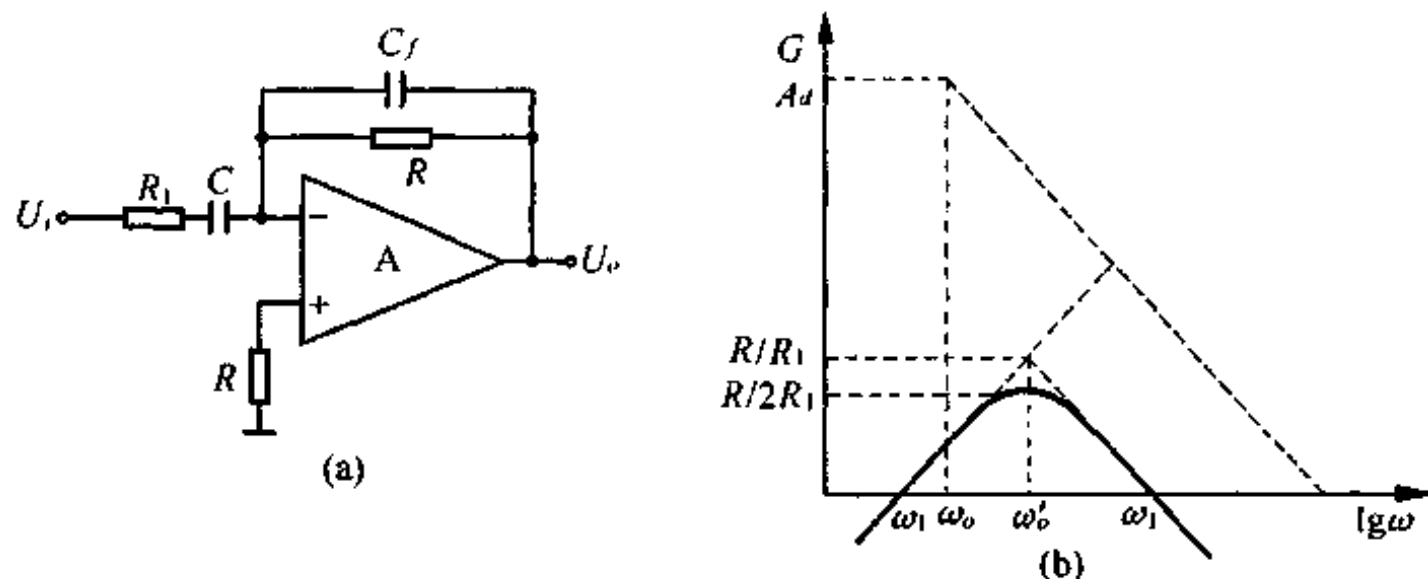


图 3-16 微分器第二种改进电路及幅频特性

$$G(s) = -sRC / [(1 + sRC_f)(1 + sR_1C)] \quad (3-65)$$

假设, $\omega_T = 1/RC$, $\omega_0' = 1/(R_1C) = 1/(RC_f)$, $\omega_1 = 1/(R_1C_f)$, 则微分器的幅频特性为

$$G(\omega) = \left(\frac{\omega}{\omega_T} \right) / \left[1 + \left(\frac{\omega}{\omega_0'} \right)^2 \right] \quad (3-66)$$

当 $\omega \ll \omega_0'$ 时, 为理想的微分工作区, $G(\omega) \approx \omega/\omega_T$; 当 $\omega \gg \omega_0'$ 时, 为非微分的高频衰减区, $G(\omega) \approx \omega_T/\omega$; 当 $\omega = \omega_0'$ 时, 幅频特性达到最大增益, $G(\omega) = \frac{1}{2} \omega_0'/\omega_T = \frac{1}{2} C/C_f = \frac{1}{2} R/R_1$ 。其幅频特性如图 3-16(b) 所示。

微分器在微分工作区, $\omega < \omega_0'$ 的频响误差为

$$\gamma_\omega = [G(\omega) - \omega/\omega_T] / (\omega/\omega_T) = [1 + (\omega/\omega_0')^2]^{-1} - 1 \quad (3-67)$$

当 $\omega \ll \omega_0'$ 时

$$\gamma_\omega \approx -(\omega/\omega_0')^2 100\% \quad (3-68)$$

分析上式可见, 为了减小高频端的频响误差, 应增大 ω_0' 。由于 $\omega_0' = \sqrt{\omega_T \omega_1}$, 当 ω_T 设定之后, 则应增大 ω_1 , 即减小 R_1 和 C_f , 但不宜过小, 否则将带来高频干扰和输入阻抗的降低。

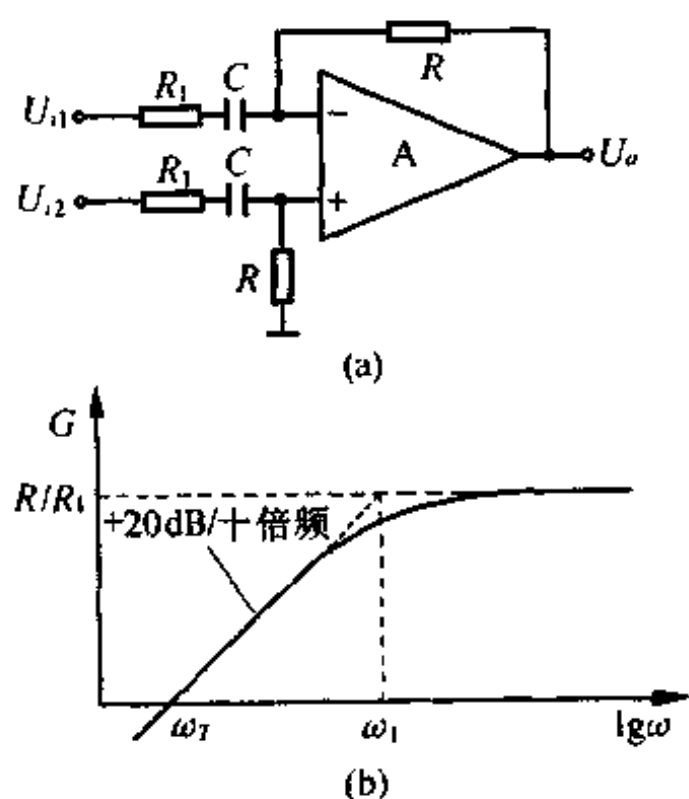


图 3-17 差动微分器

四、差动型微分器

与差动放大器和差动积分器相类似, 采用集成运放也可以构成差动微分器, 其电路如图 3-17(a) 所示。

由于运放同相端和反相端的电压分别为

$$U_+(s) = \frac{R}{R_1 + R + 1/sC} U_{i2}(s) =$$

$$\begin{aligned} & \frac{sT}{1+s(T+T_1)}U_{i2}(s) \\ U_{-}(s) &= \frac{R}{R_1+R+1/sC}U_{i1}(s) + \\ & \frac{R_1+1/sC}{R_1+R+1/sC}U_o(s) = \\ & \frac{U_{i2}(s)sT + (1+sT_1)U_o(s)}{1+s(T+T_1)} \end{aligned}$$

式中 $T = RC, T_1 = R_1C$ 。

根据理想运放条件 $U_{+}(s) = U_{-}(s)$, 则差动微分器的传递函数为

$$G(s) = \frac{U_o(s)}{U_{i2}(s) - U_{i1}(s)} = \frac{sT}{1+sT_1} \quad (3-69)$$

差动微分器的幅频特性如图 3-17(b)所示, 可见 $\omega < \omega_1 (= 1/T_1)$ 为微分工作区。当 $\omega > \omega_1$ 后, 差动微分器的增益为 R/R_1 , 它高于微分工作区的增益, 这会使非微分工作区的一些干扰信号被放大, 为了降低其影响, 可在两个电阻 R 上并联适当小的电容, 使其高频端增益下降。

§ 3-4 模拟对数运算器

对数运算器是实现输出电压正比于输入电压的对数的非线性运算电路。对数运算器除了作一般的数学运算外, 还可以对信号进行对数压缩, 如将线性坐标转化为对数坐标, 线性扫频转化为对数扫频, 以及用于实现模拟量的乘除运算等。

一、对数运算器的基本工作原理

由半导体物理学可知, 半导体 PN 结的伏安特性为

$$I_d = I_s(e^{\frac{q}{kT}U_d} - 1) \quad (3-70)$$

式中 I_d 为正向导通电流

I_s 为反向饱和电流, 它随温度变化

q 为电子电荷量 $q = 1.602 \times 10^{-19}C$

k 为玻尔兹曼常数 $k = 1.38 \times 10^{-23}J/^{\circ}C$

T 为绝对温度。

在常温下 $t = 25^{\circ}C$, $kT/q \approx 26mV$, 若结压降 U_d 大于 $100mV$, 则式(3-70)可近似为

$$I_d \approx I_s e^{\frac{q}{kT}U_d} \quad (3-71)$$

这是具有指数关系的 PN 结伏安特性。若将 PN 结作为运放的反馈元件, 则构成图 3-18(a)所示的对数运算器的原理电路。

在理想运放条件下, 对数运算器输出电压为

$$\begin{aligned} U_o = -U_d &= -kTq^{-1} \ln[U_i/(RI_s)] = \\ &= -U_T \lg(U_i/U_s) \end{aligned} \quad (3-72)$$

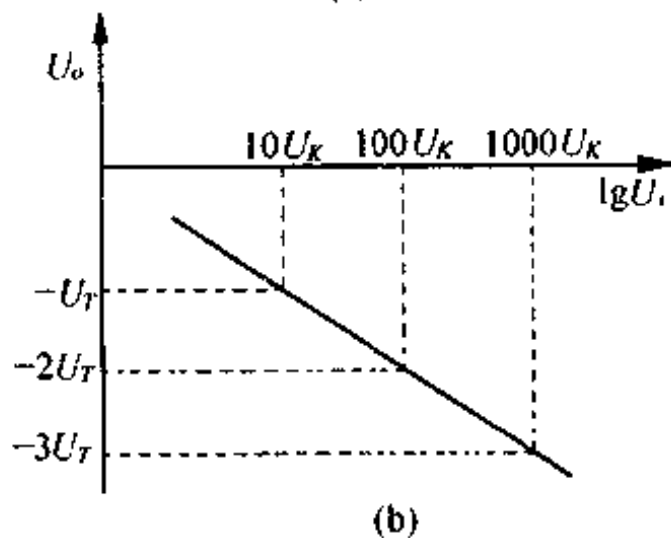
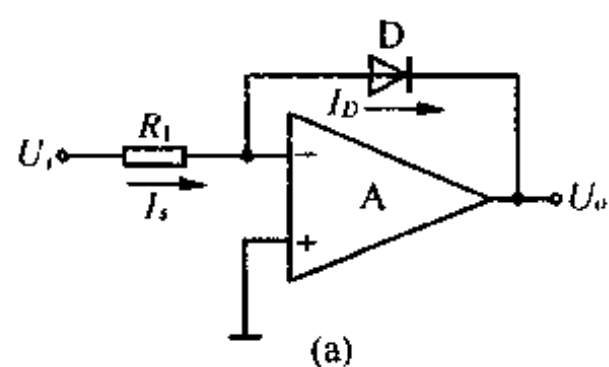


图 3-18 对数运算器原理电路及特性

式中 $U_T = 2.3kTq^{-1}$, 当 $t = 25^\circ\text{C}$ 时, $U_T \approx 59\text{mV}$
 $U_K = RI_s$

根据式(3-72)可画出图 3-18(b)所示的对数运算器的传输特性。

从对数运算器工作原理图可知, 为了利用 PN 结正向导通的指数伏安特性, 要求输入电压必须为正, 若 PN 结反接, 则输入电压必须为负。

在实际应用中经常利用三极管的基射 PN 结电压与集电极电流间的指数跨导特性来代替二极管的指数伏安特性。

根据半导体物理学理论

$$I_c = \alpha I_E = \alpha I_s e^{U_{be}/(kT)} \quad (3-73)$$

式中 I_s 为 be 结反向饱和电流;

α 为共基极短路电流放大系数。

采用三极管作变换元件的对数运算器如图 3-19(a), A_1 输出电压为

$$U_{o1} = -U_{be1} = -2.3kTq^{-1} \lg[U_i/(\alpha I_s R)] \quad (3-74)$$

在分析上述基本关系式时, 忽略了 PN 结的体电阻的影响。实际上, 由于体电阻上的压降而破坏了正常的对数运算, 因此应选用体电阻小的管子作变换元件。

采用三极管作对数变换元件时, 在对数运算器的输出电压中除了基射结压降外, 还包括基区电阻 r_{bb}' 上的压降和发射区电阻 r_{ee}' 上的压降。由于基极电流很小, 在 r_{bb}' 上的压降也很小, 其影响可以忽略。而发射区电阻 r_{ee}' 上的压降影响较大, 因此在制造作对数变换元件的三极管时, 采用高掺杂以减小体电阻。采用三极管作变换元件, 一般可实现 5~6 个数量级的动态范围, 而采用二极管可实现 3~4 个数量级的动态范围。

从式(3-72)和式(3-74)中可以看出, 这种对数运算器有两个明显的缺点, 一是 U_T 和 I_s 均是温度有关的量, 致使对数运算特性的温度稳定性很差, 二是输出电压 U_o 为单极性。为了使对数运算器达到实用, 可采用具有温度补偿的对数运算器。

二、对数运算器的温度补偿

图 3-19(a)为具有温度补偿的对数运算器。图中运放 A_1 和三极管 T_1 构成了基本对数运算器, A_2 和 T_2 则构成了温度补偿电路。

三极管 T_1 和 T_2 的基射结压降分别为

$$U_{be1} = 2.3kTq^{-1} \lg[I_{c1}/(\alpha_1 I_{s1})]$$

$$U_{be2} = 2.3 \frac{kT}{q} \lg \frac{I_{c2}}{I_{s2}}$$

A_2 为同相放大器, 其同相端的输入电压是 T_1 和 T_2 基射结结压降之差, 因此同相放大器的输出为

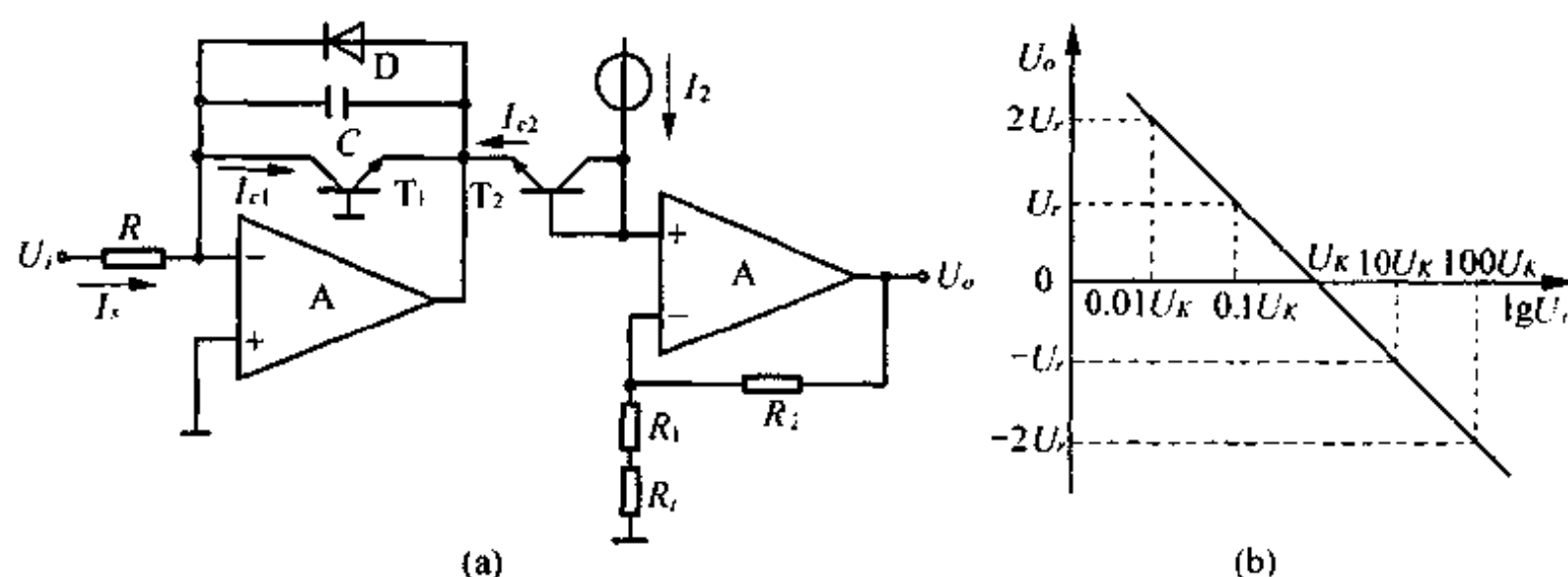


图 3-19 具有温度补偿的对数运算器

$$U_o = - \frac{R_1 + R_2 + R_i}{R_1 + R_i} (U_{be1} - U_{be2}) = - 2.3 \frac{kT}{q} \cdot \frac{R_2 + R_1 + R_i}{R_1 + R_i} \lg \frac{I_{c1} I_{s2}}{\alpha I_{c2} I_{s1}} \quad (3-75)$$

T_1 和 T_2 为特性一致的对管, 两个三极管满足 $I_{s1} = I_{s2}$ 。 T_1 管的工作电流由输入电压决定, 即 $I_{c1} = U_i/R$, 而 T_2 管的工作电流则由恒流源电流 I_2 决定, 即 $I_{c2} = I_2$, 这样对数运算器的输出电压为

$$U_o = - 2.3 \frac{kT}{q} \cdot \frac{R_2 + R_1 + R_i}{R_1 + R_i} \lg \frac{U_i}{\alpha_1 R I_2} = - U_T \lg \frac{U_i}{U_K} \quad (3-76)$$

式中

$$U_T = 2.3 \frac{kT}{q} \cdot \frac{R_2 + R_1 + R_i}{R_1 + R_i}$$

$$U_K = \alpha_1 R I_2$$

由于两个三极管封装在同一管壳内, 不仅 $I_{s1} \approx I_{s2}$, 而且它们具有相同的温度特性, 其影响可以互相补偿。

按式(3-76)可以画出图 3-19(b) 所示的对数运算特性。直线的斜率由 U_T 决定, 截距由 U_K 决定。由于 U_T 与绝对温度 T 有关, 因而使对数运算特性的斜率随温度上升而增大。为了稳定 U_T 而在同相放大器中采用了热敏电阻 R_i 。

为了实现一定条件下的温度补偿, 应满足的温度补偿条件是, 绝对温度 T 和同相放大器的放大倍数的乘积为常数。即

$$d \ln(T A_F) |_{T_0} = 0$$

由此可导出满足温度补偿的条件是

$$\frac{dT}{T_0} = - \frac{dA_F}{A_{F_0}} = \frac{\alpha_0 R_{i0} dT}{R_1 + R_{i0}} \cdot \frac{A_{F_0} - 1}{A_{F_0}} \quad (3-77)$$

在式(3-77)中的 T_0 为满足温度补偿条件的起始绝对温度, 如 $T_0 = 293K$; R_{i0} 为 T_0 温度下电阻 R_i 的值; α_0 为电阻 R_i 的温度系数; A_{F_0} 为 T_0 温度下的同相放大倍数。

由式(3-77)可进一步得出满足温度补偿的电阻 R_1 和 R_{i0} 比值条件为

$$R_1/R_0 = \alpha_0 T_0 (1 - 1/A_{F_0}) - 1 \quad (3-78)$$

分析式(3-78)可以看出,为了实现温度补偿,必须选择正温度系数的热敏电阻,且满足电阻温度系数

$$\alpha_0 > \frac{A_{F_0}}{T_0(A_{F_0} - 1)} \approx \frac{1}{T_0} \approx 0.3\%$$

当选定热敏电阻后,根据已知 R_0 、 α_0 以及 A_{F_0} ,由式(3-78)计算 R_1 值和由 $A_{F_0} = (R_1 + R_2 + R_0)/(R_1 + R_0)$ 计算 R_2 值。

为了保证对数运算器具有很宽的动态范围,应选择失调电压和失调电流低的运放,否则将使小信号工作区的对数特性变差。

此对数运算器的输入电压必须为正。若实现对负输入电压的对数变换,应选用 PNP 对管,同时改变恒流源极性。这种电路一旦出现极性相反的输入电压时,易使对数变换管的基射结承受较大的反压而损坏,为此在反馈电路加反向工作的保护二极管,正常工作时此二极管截止。为了保证运放不出现自激,同时并联比较小的反馈电容。

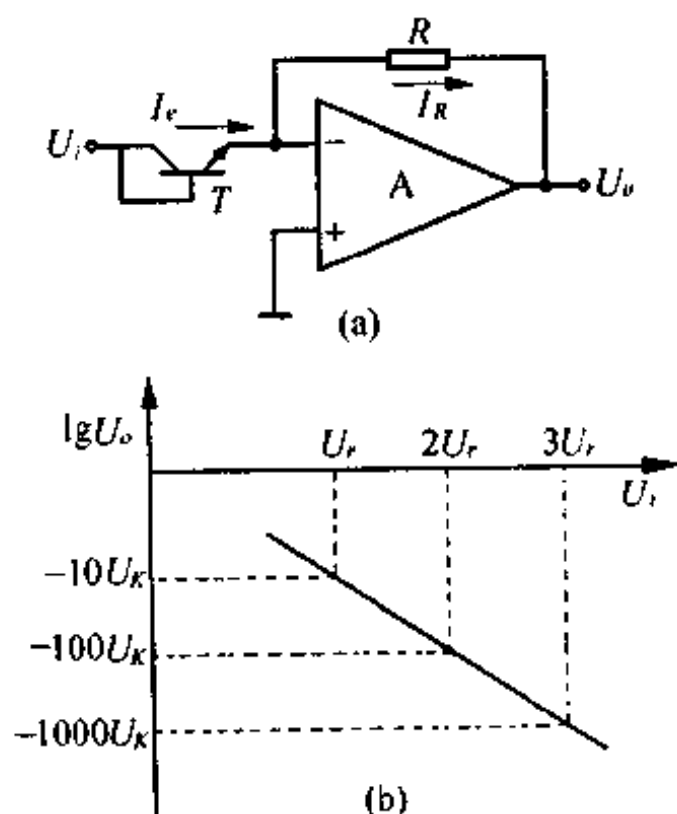
§ 3-5 模拟指数运算器

指数运算器是实现输出电压正比于输入电压的指数的非线性运算电路。由于输入电压也是输出电压的对数,因此又称之为逆对数运算器。

指数运算器和对数运算器配合应用,可实现模拟量的乘、除、平方和开方等运算。

一、指数运算器基本电路

若将对数运算器的输入端电阻 R 和对数变换管 T 位置互换一下,则构成了指数运算器基本电路,如图 3-20(a)所示。三极管称为指数变换元件。



指数运算器基本电路,如图 3-20(a)所示。三极管称为指数变换元件。

指数运算器和对数运算器与积分器和微分器一样,由于它们各自彼此互为逆运算,在电路构成上也是把相应的输入端元件和反馈元件彼此位置互换一下,构成互为逆运算的运算电路。

指数变换管的伏安特性为

$$I_c = I_s e^{U_{be}/U_T}$$

而输入电压 $U_i = U_{be}$, 输出电压 $U_o = -I_c R$, 则指数运算器的输出电压与输入电压的关系式为:

$$U_o = -I_s R e^{U_i/U_T}$$

$$U_i = U_T \lg(-U_o/U_K) \quad (3-79)$$

式中 $U_K = I_s R$, $U_T = 2.3kT/q$

图 3-20(b)为指数运算器的指数传输特性。按其工作原理,此指数运算器的输入电压必须为正,而输

图 3-20 指数运算器原理电路及特性

出电压则只能为负,其传输特性位于第四象限内。若将指数变换管换方向或采用 PNP 管,则传输特性将在第二象限内。

这种指数运算器存在一些缺点:(1) U_K 和 U_T 均与温度有关,其温度稳定性差,必须采用温度补偿措施才能实用。(2) 输入电压为单极性,且动态范围很小,限于基射结压降,应用范围受到限制。(3) 输入信号源内阻对运算特性影响极大,不适于直接与有一定内阻的信号源相接。

为了克服上述不足,下面介绍一种较实用的指数运算器电路。

二、具有温度补偿的指数运算器

图 3-21 为具有温度补偿的指数运算器。图中 T_1 为指数变换管, T_2 为温度补偿管。两个管子的伏安特性分别为

$$I_{e1} = I_{s1} e^{\frac{q}{kT} U_{be1}}$$

$$I_{e2} = I_{s2} e^{\frac{q}{kT} U_{be2}}$$

或

$$U_{be1} = 2.3 \frac{kT}{q} \lg \frac{I_{e1}}{I_{s1}}$$

$$U_{be2} = 2.3 \frac{kT}{q} \lg \frac{I_{e2}}{I_{s2}} \quad (3-80)$$

运放 A_1 的同相端和反相端电压分别为

$$U_+ = U_i (R_1 + R_f) / (R_2 + R_1 + R_f)$$

$$U_- = U_{be2} - U_{be1}$$

由于 $U_+ = U_-$, 并将式(3-80)代入,则可导出

$$U_i \frac{R_1 + R_f}{R_2 + R_1 + R_f} = -2.3 \frac{kT}{q} \lg \frac{I_{e1} I_{s2}}{I_{s1} I_{e2}} \quad (3-81)$$

温度补偿管的工作电流 I_{e2} 是由恒流源 I_2 提供的,即 $I_{e2} = I_2$,而在反馈电阻 R_f 中的电流 $I_f = I_{e1}$,选择 T_1 和 T_2 为特性一致的对管,则 $I_{s1} = I_{s2}$,运放 A_2 的输出电压 $U_o = R_f I_f$,将上述条件代入式(3-81)中,则可导出

$$U_i = -U_T \lg(U_o/U_K)$$

或

$$U_o = U_K \cdot 10^{-U_i/U_T} \quad (3-82)$$

式中

$$U_T = 2.3 \frac{kT(R_2 + R_1 + R_f)}{q(R_1 + R_f)}$$

$$U_K = I_2 R_f$$

指数运算器的运算特性式(3-82)与对数运算器的运算特性式(3-76),除了输入电压和输出电压在公式中的位置互换外,其表达式完全相同。

指数运算器的传输特性曲线如图 3-21(b)所示。此电路的输出电压只能为正,而输入电压则可正可负,它具有较大的动态范围。由于采用了对管, I_{s1} 和 I_{s2} 具有相同的温度特

性,对管处于同一温度场,则 I_{e1} 和 I_{e2} 互相补偿。由于采用热敏电阻 R_t ,也使 U_T 的温度稳定性得到提高,信号源内阻对运算特性的影响也得到了很大改善。

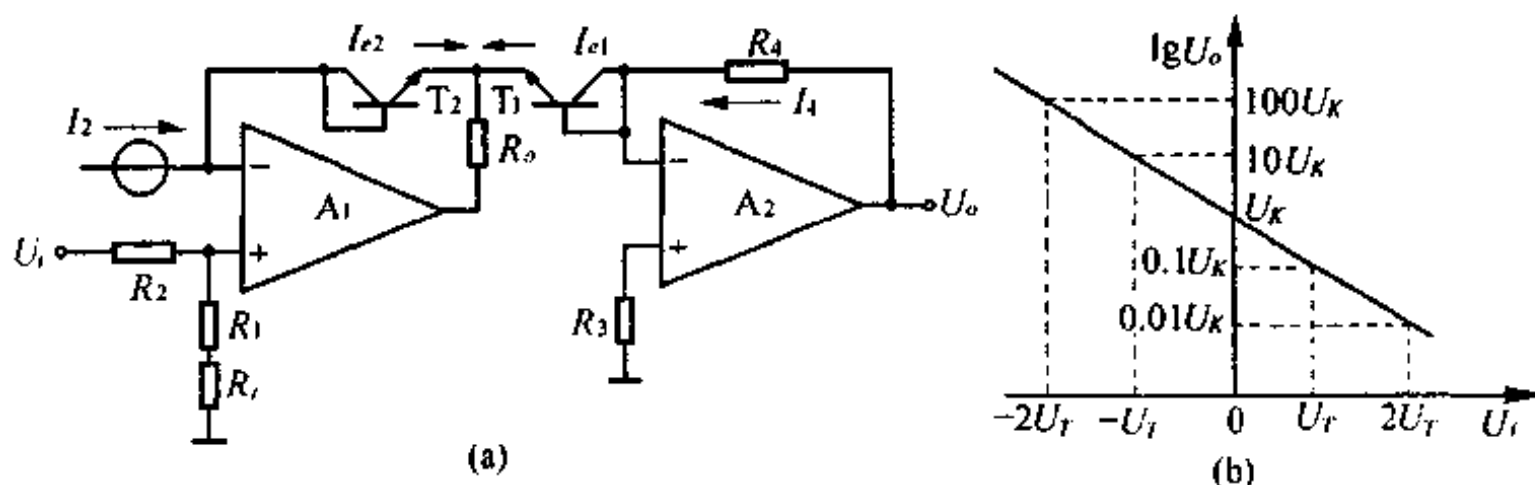


图 3-21 具有温度补偿的指数运算器及特性

§ 3-6 模 拟 乘 法 器

模拟乘法器是实现输出电压正比于两个输入电压乘积的运算电路。在模拟乘法器的基础上可实现模拟电压除法、平方、开方和幂运算等。模拟乘法器广泛用于通讯、测量技术、信息处理和自动控制等方面。采用乘法器可实现均方值、有效值运算、极坐标和直角坐标间的变换、压控增益、波形产生、调制和解调等。

模拟乘法器也有多种电路,本节主要介绍对数-逆对数乘法器、变跨导式模拟乘法器及其部分应用。

一、对数-逆对数乘法器和除法器

采用对数运算器和指数运算器,再配合加法器,就可以构成乘法器;若配合减法器则可构成除法器。其数学基础是:

乘法器的输出

$$U_o = \exp(\ln U_x + \ln U_y) = U_x U_y$$

除法器的输出

$$U_o = \exp(\ln U_x - \ln U_y) = U_x / U_y$$

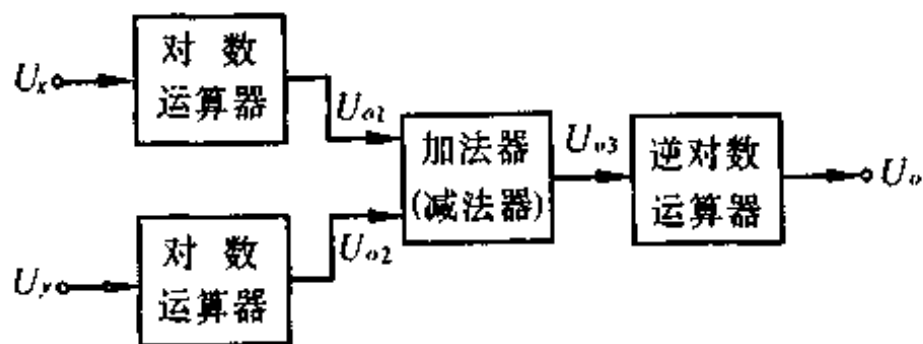


图 3-22 对数-逆对数乘法器(或除法器)方框图

对数-逆对数乘法器或除法器构成的方框图,如图 3-22 所示。

两个特性相同的对数运算器分别对输入电压 U_x 和 U_y 进行对数运算,其输出电压分别为

$$U_{o1} = -U_T \lg(U_x/U_k) \quad (U_x > 0)$$

$$U_{o2} = -U_T \lg(U_y/U_k) \quad (U_y > 0)$$

两个对数运算器的输出电压经过同相加法器相加之后的输出电压为

$$U_{o3} = U_{o1} + U_{o2} = -U_T \lg(U_x U_y / (U_k)^2)$$

然后再经过指数运算器运算,若 $U_T = U_T^*$,则得出乘法器的输出电压为

$$U_o = U_K 10^{-U_{o3}/U_T^*} = B_1 U_x U_y \quad (U_x, U_y > 0) \quad (3-83)$$

式中 $B_1 = U_K^*/(U_K)^2$ 为常数。

若将加法器改为减法器,则构成模拟除法器。减法器的输出电压为

$$U_{o3} = U_{o1} - U_{o2} = -U_T^* \lg(U_x/U_y)$$

再经过指数运算器运算得出除法器的输出电压为

$$U_o = U_K 10^{-U_{o3}/U_T^*} = B_2 U_x/U_y \quad (3-84)$$

式中 $B_2 = U_K^*$ 为常数。

由于所采用的对数运算器只能对一种极性的输入电压进行对数运算,指数运算器的输出电压,也只有一种极性,因此这种乘法器和除法器只作量值的运算而不作极性的运算,这是单象限的模拟乘法器和除法器。

二、对数-逆对数幂运算器

采用对数运算器和逆对数运算器,再配合比例运算器就可以实现对输入电压的幂运算。其数学基础是:

幂运算器的输出为

$$U_o = \exp(m \cdot \ln U_i) = U_i^m \quad (3-85)$$

图 3-23 为幂运算器构成的方框图。

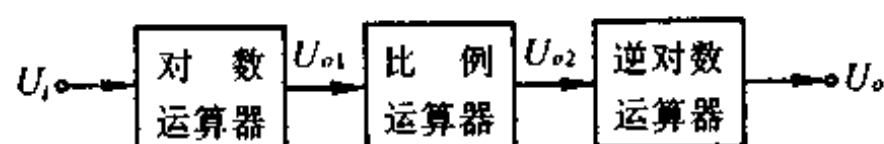


图 3-23 对数-逆对数幂运算器

若 $m = 2$,则为平方运算器,若 $m = \frac{1}{2}$ 则为开方运算器。

三、变跨导式四象限模拟乘法器

这种乘法器是利用改变三极管跨导和电流比例变换法构成的模拟乘法器,称为变跨导式电流比例型模拟乘法器,如图 3-24(a)所示。

图 3-24(a)中的 I_A 和 I_B 为恒流源电流,二极管 D_1 和 D_2 是由三极管构成, D_1 、 D_2 与 $T_3 \sim T_6$ 三极管具有相同的跨导特性,参照图 3-24(a)中所示电流,可以分别写出:

二极管 D_1	$i_6 = I_A e^{\frac{q}{kT} u_{d1}}$
D_2	$i_7 = I_B e^{\frac{q}{kT} u_{d2}}$
三极管 T_3	$i_3 = I_A e^{\frac{q}{kT} u_{be3}}$
T_4	$i_4 = I_A e^{\frac{q}{kT} u_{be4}}$
T_5	$i_5 = I_B e^{\frac{q}{kT} u_{be5}}$
T_6	$i_6 = I_B e^{\frac{q}{kT} u_{be6}}$

由上述各关系式可得出下面各管子的电流比值

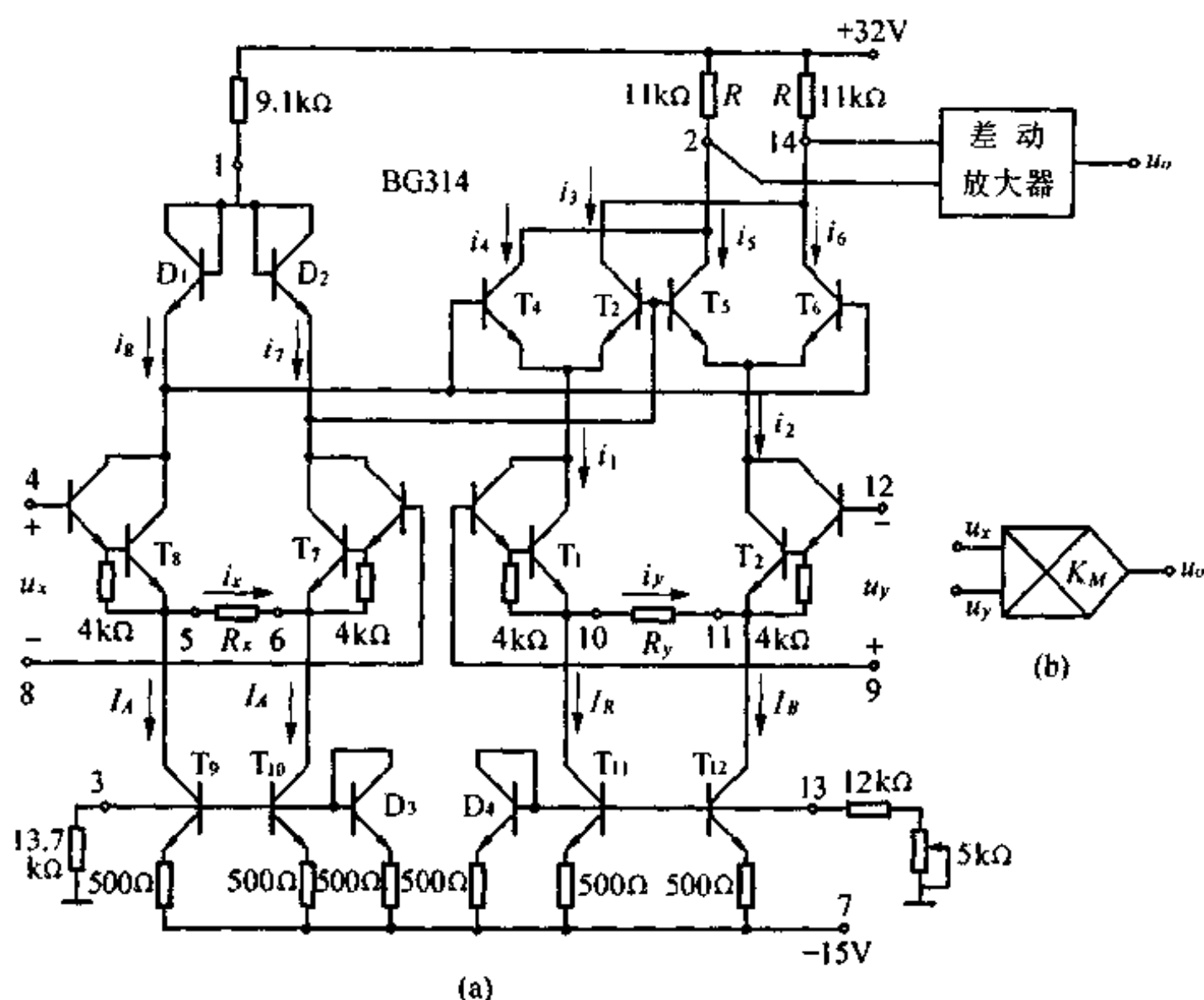


图 3-24 BG314 型变跨导式模拟乘法器

$$\frac{i_7}{i_8} = e^{\frac{q}{kT}(u_{d2} - u_{d1})}$$

$$\frac{i_3}{i_4} = e^{\frac{q}{kT}(u_{be3} - u_{be4})}$$

$$\frac{i_5}{i_6} = e^{\frac{q}{kT}(u_{be5} - u_{be6})}$$

由于 T_8 和 T_7 集电极电压之差与各管结压降之差有下列关系

$$u_{o8} - u_{o7} = u_{d2} - u_{d1} = u_{be3} - u_{be4} = u_{be5} - u_{be6}$$

则可得出下列各电流比值相等

$$i_7/i_8 = i_3/i_4 = i_5/i_6 \quad (3-86)$$

由式(3-86)可以导出

$$(i_8 - i_7)/i_8 = (i_4 - i_3)/i_4 = (i_6 - i_5)/i_6 \quad (3-87-1)$$

$$(i_3 - i_5)/(i_4 - i_6) = i_3/i_4 \quad (3-87-2)$$

由式(3-87)进一步得出

$$(i_4 - i_3) = i_4(i_8 - i_7)/i_8 \quad (3-88-1)$$

$$(i_6 - i_5) = i_6(i_8 - i_7)/i_8 \quad (3-88-2)$$

$$(i_3 - i_5) = i_3(i_4 - i_6)/i_4 \quad (3-88-3)$$

模拟乘法器输入电压 u_x 、 u_y 分别加在 T_7 、 T_8 三级管的基极和 T_1 、 T_2 三级管的基极上，

由于射极负载电阻 R_x, R_y 的阻值比较大, 而且有很强的电流负反馈, 其结果是输入电压 u_x, u_y 分别降落在 R_x, R_y 电阻上, 则有

$$i_x = u_x/R_x, i_y = u_y/R_y$$

并且

$$i_x = i_8 - I_A = I_A - i_7$$

$$i_y = i_1 - I_B = I_B - i_2$$

由此得出

$$i_7 + i_8 = 2I_A \quad (3-89-1)$$

$$i_8 - i_7 = 2i_x = 2u_x/R_x \quad (3-89-2)$$

$$i_1 - i_2 = 2i_y = 2u_y/R_y \quad (3-89-3)$$

根据图 3-24(a) 所示电流方向可列出

$$i_4 = i_1 - i_3, i_6 = i_2 - i_5$$

由此得出

$$(i_4 - i_6) = (i_1 - i_2) - (i_3 - i_5) \quad (3-90)$$

由式(3-90)和式(3-88-3)以及式(3-86)可以得出

$$(i_4 - i_6) = (i_1 - i_2)i_4/(i_3 + i_4) = (i_1 - i_2)i_6/(i_7 + i_8) \quad (3-91)$$

从三极管 $T_3(T_5)$ 集电极和三极管 $T_4(T_6)$ 集电极取出的电压差作为乘法器浮地输出电压 u'_o , 它是两个集电极电阻 R 上的电压降之差

$$u'_o = (i_4 + i_5)R - (i_3 + i_6)R = [(i_4 - i_3) - (i_6 - i_5)]R \quad (3-92)$$

将式(3-88-1)、(3-88-2)和式(3-91)、式(3-89)依次代入式(3-92)中, 则可导出乘法器的浮地输出电压

$$u'_o = R(i_4 - i_6)(i_8 - i_7)/i_8 = R(i_1 - i_2)(i_8 - i_7)/(i_7 + i_8) = [2R/(R_x R_y I_A)]u_x \cdot u_y \quad (3-93)$$

为了获得对地输出, 在浮地输出端外接差动放大器来完成从浮地输出到对地输出的转换。若忽略差动放大器对浮地输出端的负载效应的影响, 从差动放大器给出的乘法器输出电压为

$$u_o = u'_o R_2/R_1 = [2R_2 R/(R_1 R_x R_y I_A)]u_x u_y = K_M u_x u_y \quad (3-94)$$

式中 $K_M = [2R_2 R/(R_1 R_x R_y I_A)]$ 为模拟乘法器的标度系数。

实际上这种乘法器也是经过对数和逆对数运算来完成的乘法运算。从输入电压 u_x 到 D_1 和 D_2 两个二极管结压降的变换, 和从输入电压 u_y 到 $T_3 \sim T_6$ 基射结压降的变换均完成的是对数运算, 并在 $T_3 \sim T_6$ 上完成对数相加, 再变换到集电极电流时, 则又完成了逆对数运算。

模拟乘法器的表示符号如图 3-24(b) 所示。

这种模拟乘法器是应用最广泛的一种乘法器。采用半导体集成工艺已制成性能良好

的集成模拟乘法器,如 LM1495/1595、BG314、AD532 等。

这种模拟乘法器的突出特点是:

- (1)工作频率高,一般在 1MHz 以上;
- (2)输入、输出动态范围宽,一般为 $\pm 10\text{V}$;
- (3)可实现包括符号在内的四象限模拟乘法运算,满度误差 $\pm(0.2\sim 1.0)\%$,线性度 $0.5\%\sim 0.01\%$,温漂低,优于 $100\text{ppm}/^\circ\text{C}$;
- (4)适于集成。

四、模拟乘法器的应用

1. 平方运算器和开方运算器

若模拟乘法器的输入信号 u_x, u_y 为同一个输入信号 u_i 时,则完成平方运算

$$u_o = K_M u_i^2$$

若将平方运算器作为运算放大器的反馈元件,则可构成图 3-25 所示的开方运算器。

在理想运放条件下平方运算器的输出电压为

$$u_{oM} = -u_i R_2 / R_1 = K_M u_o^2$$

则可导出开方运算器的输出电压

$$u_o = [-u_i R_2 / (R_1 K_M)]^{1/2} \quad (u_i < 0) \quad (3-95)$$

从式(3-95)中可以看出,若 $K_M > 0$,则只允许对负极性的输入电压进行开方运算,若 $K_M < 0$,则可对正输入电压进行开方运算。

值得注意的是,在图 3-25(a) 所示的原理电路中,通过平方运算器的反馈不一定是负反馈,反馈极性与运放输出电压极性有关。当 $u_o < 0$ 时,由于平方运算器输出仍为正,则反馈就是正反馈,只有当 $u_o > 0$ 时才为负反馈。为了保证在任何情况下运放电路都处于负反馈状态,必须在运放输出端接入二极管,如图 3-25(b) 中的 D_1 ,同时为了使 $u_i > 0$ 时运放也处于负反馈,而采用 D_2 反馈二极管。

若输入电压 u_i 从运放同相端输入,则构成图 3-25(c) 所示的同相型开方运算器,其输出电压为

$$u_o = [u_i (R_1 + R_2) / (R_1 K_M)]^{1/2} \quad (u_i > 0) \quad (3-96)$$

2. 除法运算器

将模拟乘法器按图 3-26 所示电路置于运放反馈电路中,则可构成模拟除法器。

根据理想运放负反馈条件,应满足

$$K_M u_o u_y = -u_x R_2 / R_1$$

则模拟除法器输出为

$$u_o = -[R_2 / (R_1 K_M)] (u_x / u_y) \quad (3-97)$$

值得注意的是,当 $K_M > 0$ 时, u_y 必须为正才能保证负反馈,而输入电压 u_x 的极性不受限制,可见这是一个两个象限的模拟除法器。

另外,模拟除法器除数 u_y 不能太小,否则除法器将超出动态范围而不能正常工作。若输入被除电压最大值为 u_{xm} ,运放输出最大幅值为 U_{om} ,则输入的除数电压 u_y 最小值为

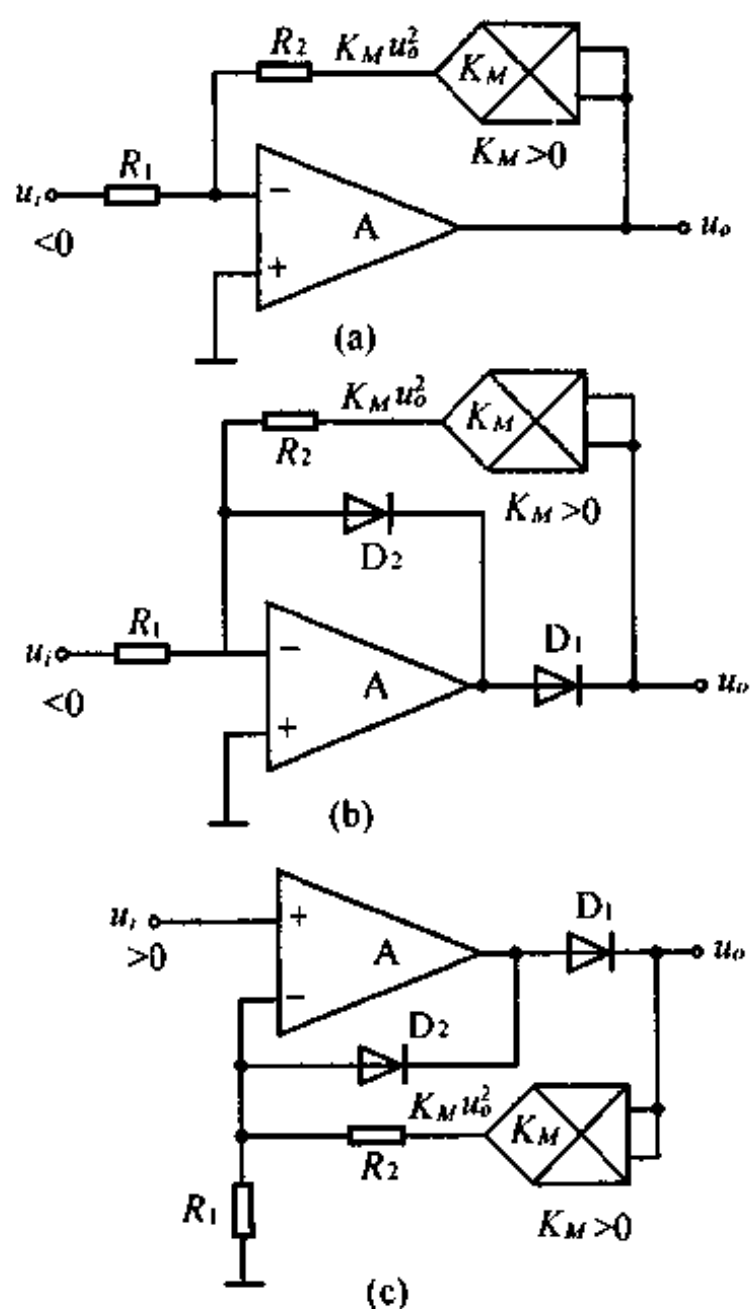


图 3-25 开方运算器

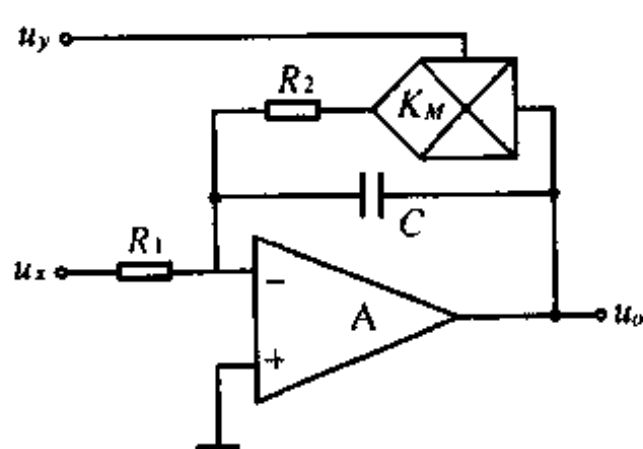


图 3-26 除法运算器

$$u_y \ll [R_2 / (R_1 K_M)] (U_{xm} / U_{om})$$

电路中的反馈电容 C 用于消除高频自激。

3. 幅值调制与解调

在自动控制、通讯和测量技术中广泛采用调制和解调技术,将输入的低频信号调制到高频载频上去,可有效地解决信号的传输和提高抗干扰能力。幅值调制就是其中一种调制方法。实现幅值调制的方法很多,采用乘法器就是其中一种。幅值调制的实质是两个模拟信号的相乘。

幅值调制的载频可以是方波也可以是正弦波。通常为正弦波。设载频电压为 $e_c(t) = E_c \sin \omega_c t$, 调制信号为输入信号 $e_x(t)$, 这是乘法器的两个输入信号,如图 3-27(a)所示。乘法器的输出则是幅值调制了的调幅波

$$u_m(t) = K_M e_x(t) \cdot e_c(t) = K_M e_x(t) E_c \sin \omega_c t \quad (3-98)$$

调幅波的幅值包络线波形与调制信号波形相同,幅值调制波形图,参见图 3-27(c)。这里乘法器被用来作调幅器。

调幅波经过放大后需要采用同步解调器检出其中有用信号。同步解调器也有多种电路,采用乘法器就是其中一种,如图 3-27(b)。加到乘法器两个输入端的信号分别是放大的调幅波

$$Au_m(t) = AK_M E_c e_x(t) \sin \omega_c t$$

和与载频同频率的同步控制信号

$$e_K(t) = E_K \sin \omega_c t$$

则乘法器的输出电压为

$$U_o(t) = K_M Au_m(t) \cdot e_K(t) = AK_M^2 E_c E_K e_x(t) \sin^2 \omega_c t$$

利用三角函数公式,上式改写为

$$u_o(t) = E_o e_x(t) (1 - \cos 2\omega_c t) \quad (3-99)$$

式中 $E_o = \frac{1}{2} AK_M^2 E_c E_K$

从式(3-99)中可以看出,经过同步解调后的输出电压中的第一项为有用的变换后的输入信号,而第二项为派生出来的高频边频,可通过低通滤波器滤掉,保留了有用信号。其工作波形,见图 3-27(c)所示。这里的乘法器被用作同步解调器。

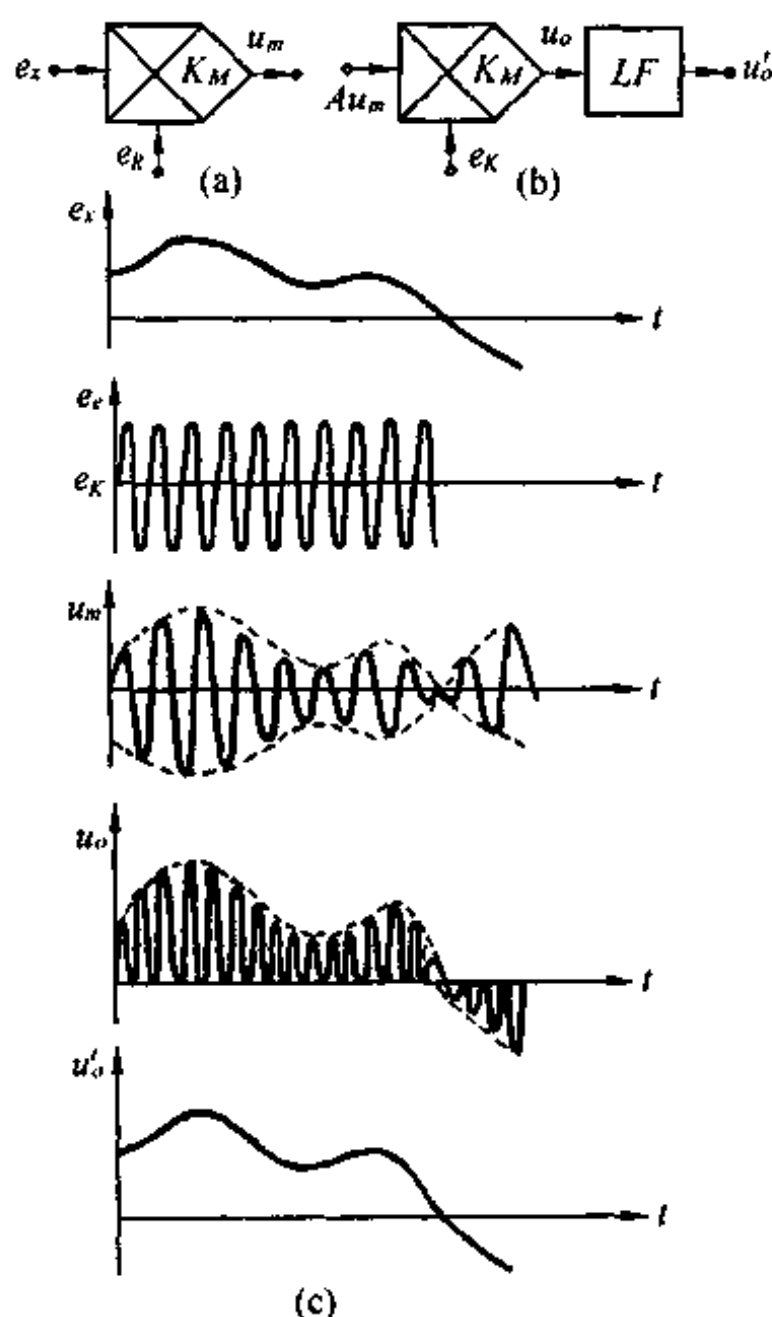


图 3-27 幅值调制和解调器波形图

1%, 当 $\omega = 100$ 时, 积分器增益为 0dB。

3-6 按图 3-10 和上题技术要求设计一次积分器, 选取 $C = 0.082\mu\text{F}$ 。

3-7 按图 3-11 和 3-5 题技术要求设计二次积分器, 选取 $C = 13\,000\text{pF}$ 。

3-8 若在图 3-12(a) 所示电路输入端输入对称三角波, 其斜率为 $10\text{mV}/\mu\text{s}$, 若 $R = 100\text{k}\Omega$, $C = 0.01\mu\text{F}$, 请画出理想的输出电压波形。而实际电路又会出现什么样的波形, 如何改进?

3-9 请按图 3-16(a) 设计一个上限频率为 1kHz , 频响误差 $\gamma_s \leq 1\%$, $f = 100\text{Hz}$, 增益为 0dB 的微分器, 选 $C = 0.01\mu\text{F}$ 。

3-10 请分析一下习题图 3-1 所示的积分反馈式微分电路的工作原理和传递函数。

3-11 请分析一下习题图 3-2(a) 所示的对数运算器和习题图 3-2(b) 所示的逆对数运算器的工作原理和传输特性。

3-12 若图 3-19 所示电路的恒流源 $I_2 = 0.1\text{mA}$, 电阻 $R = 10\text{k}\Omega$, 试问:

(1) $U_i = ?$ 时 $U_o = 0$

(2) 若 $R_2 = 19.5\text{k}\Omega$, $R_1 + R_i = 500\Omega$, 请画出 $U_i = 0.1 \sim 100\text{V}$ 范围内的传输特性。

3-13 请设计一个能完成 $U_o = \sqrt{U_1^2 + U_2^2}$ 的运算电路。

复习思考题

3-1 反相型、同相型和差动型加、减运算器, 在电路结构上有什么特点?

3-2 请设计能实现下述关系的三种运算电路。

$$u_o = \pm (u_{i1} + 3u_{i2} + 0.5u_{i3})$$

$$u_o = 5(u_{i1} - u_{i2} + u_{i3} - u_{i4})$$

3-3 你能否在你所观察的信号 u_i 中加入一个时标(如窄脉冲)信号?

3-4 若在图 3-8 所示积分器的 R_i 输入端加上 -5V 直流电压, 当开关 S 闭合时 $u_o = 0$, 试问:

(1) 从开关打开后, 应经过多少时间输出电压达到 $+10\text{V}$? 设 $R = 10\text{k}\Omega$, $C = 0.1\mu\text{F}$ 运放为理想运放。

(2) 若 $A_d = 80\text{dB}$, $BW = 10\text{Hz}$, 则需多少时间达到 10V , 误差为多少?

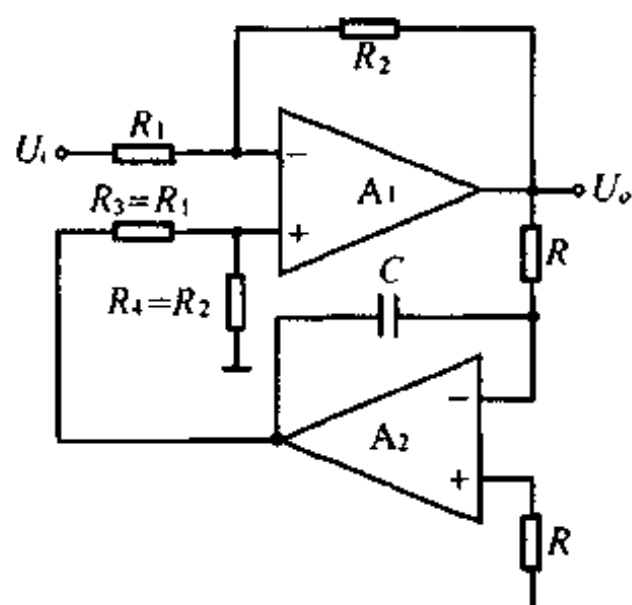
(3) 若失调电压 $U_{os} = 10\text{mV}$, 又会带来多少误差?

3-5 请按图 3-9 设计一次积分器。若积分器低频下限频率 $f_l = 1\text{Hz}$, 允许误差 $\gamma_l \leq$

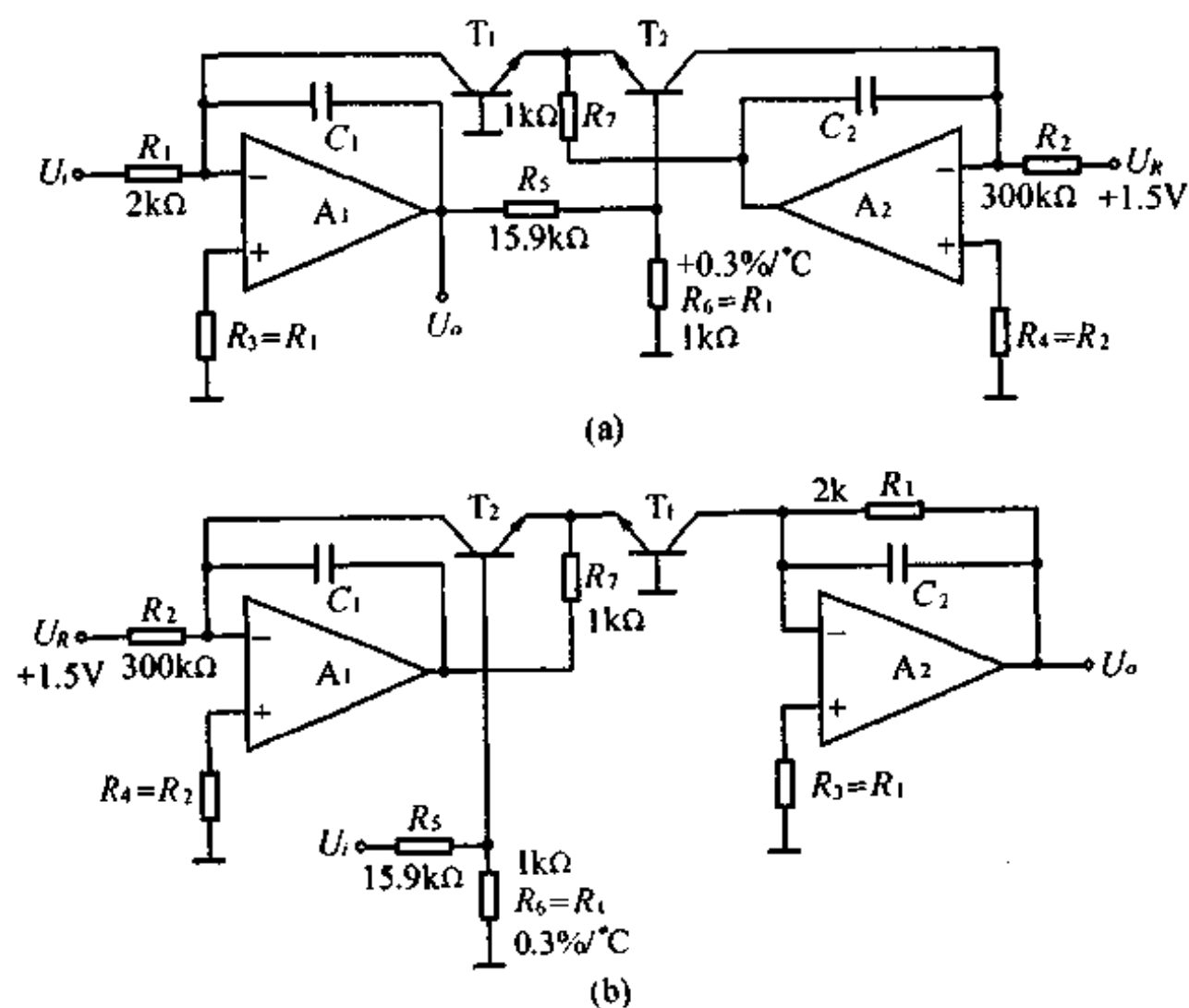
3-14 若乘法器一个输入电压 $u_x = 0$, 另一个输入电压 u_y 为正弦波, 而乘法器输出电压中仍然有与 u_y 同频率的正弦波, 这说明了什么? 你如何处理?

3-15 你能否用乘法器, 从某一输入信号中检测出是否含有你所关心的某一个频率的正弦信号及其幅值。

3-16 乘法器输入信号分别为 80Hz 和 100kHz 的正弦信号, 请对此乘法器的输出电压作谱分析。



习题图 3-1



习题图 3-2

第四章 线性变换器

本章和第五章所讨论的运放电路具有明显的变换特性。就其含意讲,凡是能从一种电量或电参数变换为另一种电量或电参数的电路,称之为变换电路或变换器。按变换的时间特性分为连续性变换和周期性变换。连续性变换是模拟量间的不间断性变换。连续性变换电路,如 V-I 变换器、电荷放大器、阻抗模拟电路、线性检波器和函数变换器等。而周期性变换则必须经过一个周期后才能完成一个完整的变换过程,它具有明显的周期性。周期性变换电路,如 A-D(模-数)、D-A(数-模)变换器、V-T、R-T、C-T 等时间式变换器、V-F、F-V、C-F 等频率式变换器。本书只限于讨论前一种连续性变换器,而周期性变换器不予讨论。按输出与输入间的关系又分线性变换和非线性变换。本章首先讨论线性变换器,第五章讨论输出与输入电压间的非线性变换。

§ 4-1 电压-电流变换器

输出负载中的电流正比于输入电压的运放电路,称之为电压-电流变换器。由于传输系数是电导,又称其为转移电导放大器。当输入电压为恒定值时,其负载中的电流为恒定值,与负载无关,则构成恒流源电路。电压-电流变换器电路有多种构成方法,这里根据负载是否接地介绍几种典型电路。

一、浮地负载电压-电流变换器

将负载接到反相放大器和同相放大器的反馈电路中去,则构成了图 4-1(a)和(b)所示的最简单的浮地负载电压-电流变换器电路。

按理想运放条件可导出这两种电路负载中的电流为

$$I_L = U_i / R_1 \quad (4-1)$$

在图 4-1(c)和(d)所示的电压-电流变换器浮地负载中的电流还具有放大特性。下面分别导出这两种电路在理想运放条件下,浮地负载中电流的基本关系式。

首先分析图 4-1(c)所示反相型电压-电流变换器电路。电阻 R_4 上的电压犹如反相放大器一样,为

$$U_4 = -U_i R_2 / R_1$$

则浮地负载 R_L 中的电流为

$$I_L = U_4 / (R_2 // R_4) = -U_i (1 + R_2 / R_4) / R_1 \quad (4-2)$$

在图 4-1(d)所示的同相型电压-电流变换器电路中,电阻 R_4 上的电压也如同同相放大器一样,为

$$U_4 = U_i (R_1 + R_2) / R_1$$

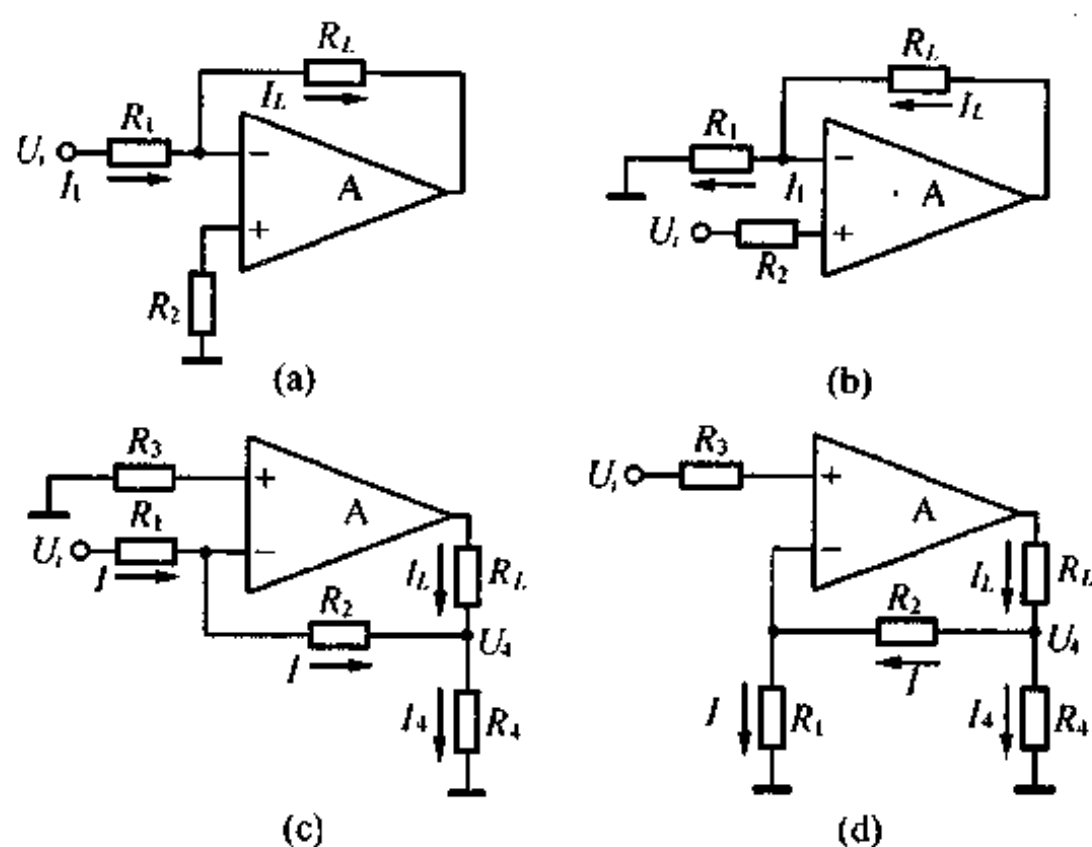


图 4-1 浮地负载电压-电流变换器

则负载中的电流为

$$I_L = U_4 / [R_4 // (R_1 + R_2)] = U_i [1 + (R_1 + R_2)/R_4] / R_1 \quad (4-3)$$

比较一下式(4-2)和式(4-1)、式(4-3)和式(4-1)可以看出,后两种电路在浮地负载中的电流分别放大了 $(1 + R_2/R_4)$ 倍和 $[1 + (R_1 + R_2)/R_4]$ 倍。

图 4-1(a)和(c)为反相型浮地负载电压-电流变换器,其输入阻抗为 R_1 ,是低输入阻抗型。图 4-1(b)和(d)为同相型浮地负载电压-电流变换器,其输入阻抗与同相放大器相同,为高输入阻抗型。

二、接地负载电压-电流变换器

图 4-2(a)是由两个集成运放构成的接地负载电压-电流变换器电路。

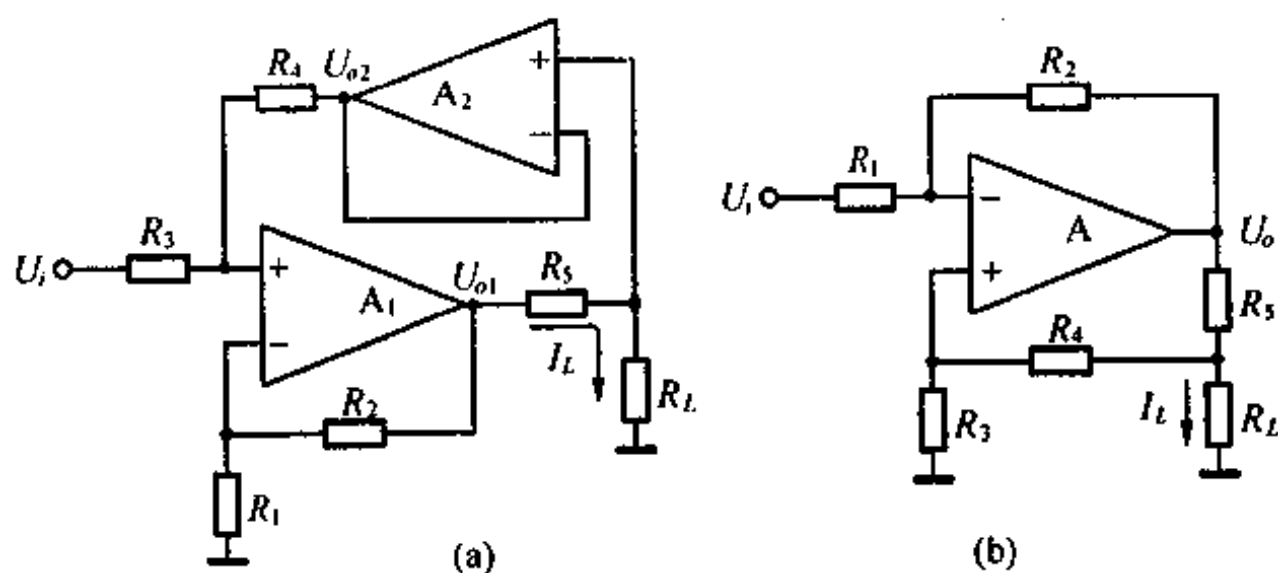


图 4-2 接地负载电压-电流变换器

下面推导在理想运放条件下的基本关系式。 A_1 为同相加法器, A_2 为隔离跟随放大器。 A_2 输出电压跟随负载上的电压,即

$$U_{o2} = U_L = I_L R_L$$

A₁ 的同相端电压为

$$U_+ = U_i R_4 / (R_3 + R_4) + I_L R_L R_3 / (R_3 + R_4)$$

A₁ 同相端电压经 A₁ 同相放大器放大后的输出电压为

$$\begin{aligned} U_{o1} &= U_+ (R_1 + R_2) / R_1 = \\ &= (U_i R_4 + I_L R_L R_3) (R_1 + R_2) / [R_1 (R_3 + R_4)] = \\ &= I_L R_3 + I_L R_L \end{aligned} \quad (4-4)$$

分析式(4-4)可以看出,为了使输出负载中的电流 I_L 与负载 R_L 无关,必须保证在式(4-4)中能消掉与 R_L 有关的项。为此应选择元件参数值满足的条件是

$$R_3 (R_1 + R_2) = (R_3 + R_4) R_1 \quad (4-5)$$

例如选取 $R_3 = R_1, R_4 = R_2$, 则输出负载中的电流为

$$I_L = U_i R_2 / (R_1 R_3) \quad (4-6)$$

值得注意的是,由 A₁ 同相放大器和 A₂ 跟随器构成的闭环为正反馈,因此必须分析此电路的稳定性。

考虑到式(4-5)条件,此闭环的环路增益 $\frac{R_L}{R_5 + R_L} < 1$, 可见电路是稳定的。为了保证具有至少 10dB 的稳定储备,应选择电阻

$$R_5 > 2R_L$$

图 4-2(b)是由一个运放构成的接地负载电压-电流变换器电路。

在理想运放条件下,此运放反相端和同相端电压分别为

$$U_- = U_i R_2 / (R_1 + R_2) + U_o R_1 / (R_1 + R_2) \quad (4-7-1)$$

$$U_+ = U_L R_3 / (R_3 + R_4) \quad (4-7-2)$$

而负载上的电压为

$$U_L = I_L R_L = U_o [(R_3 + R_4) // R_L] / [R_5 + (R_3 + R_4) // R_L] \quad (4-8)$$

根据理想运放条件下 $U_- = U_+$, 由式(4-7)和式(4-8)可导出下列等式

$$\begin{aligned} U_i \frac{R_2}{R_1 + R_2} + I_L R_L \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot \frac{R_3 + R_4 + R_5}{R_3 + R_4} + I_L \frac{R_5 R_1}{R_1 + R_2} = \\ I_L R_L \frac{R_3}{R_3 + R_4} \end{aligned} \quad (4-9)$$

同样,为了获得负载中的电流 I_L 与负载 R_L 无关的特性,应保证式(4-9)中能消掉与 R_L 有关的项。可见应该满足下面条件

$$R_2 / R_1 = (R_4 + R_5) / R_3 \quad (4-10)$$

将式(4-10)条件代入式(4-9)中去,则接地负载中的电流为

$$I_L = -U_i R_2 / (R_1 R_3) \quad (4-11)$$

根据式(4-10)条件,如取 $R_2 = R_3 = R_4 = R_5 = R, R_1 = \frac{R}{2}$, 则式(4-11)可改写为

$$I_L = -2U_i / R \quad (4-12)$$

由于此电路同时具有正反馈,应分析电路是否稳定。

此电路的负反馈系数为

$$F_- = R_1 / (R_1 + R_2)$$

根据式(4-10)电阻应满足的条件,此负反馈系数又为

$$F_- = R_3 / (R_3 + R_4 + R_5) \quad (4-13)$$

而此电路的正反馈系数为

$$F_+ = \frac{R_L // (R_3 + R_4)}{R_3 + R_L(R_3 + R_4)} \cdot \frac{R_3}{R_3 + R_4} = \frac{R_3}{R_3 + R_4 + R_5 + (R_3 + R_4)R_5/R_L} \quad (4-14)$$

比较式(4-13)和式(4-14)可见正反馈系数小于负反馈系数,此电路是稳定的。

三、差动式电压-电流变换器

这是一种可实现负载中的电流与两个输入电压之差成正比的变换器电路。

如果将图 4-1(a)和(b)电路的两种信号输入方式同时在一个电路中采用,则构成图 4-3(a)所示的浮地负载差动电压-电流变换器电路。

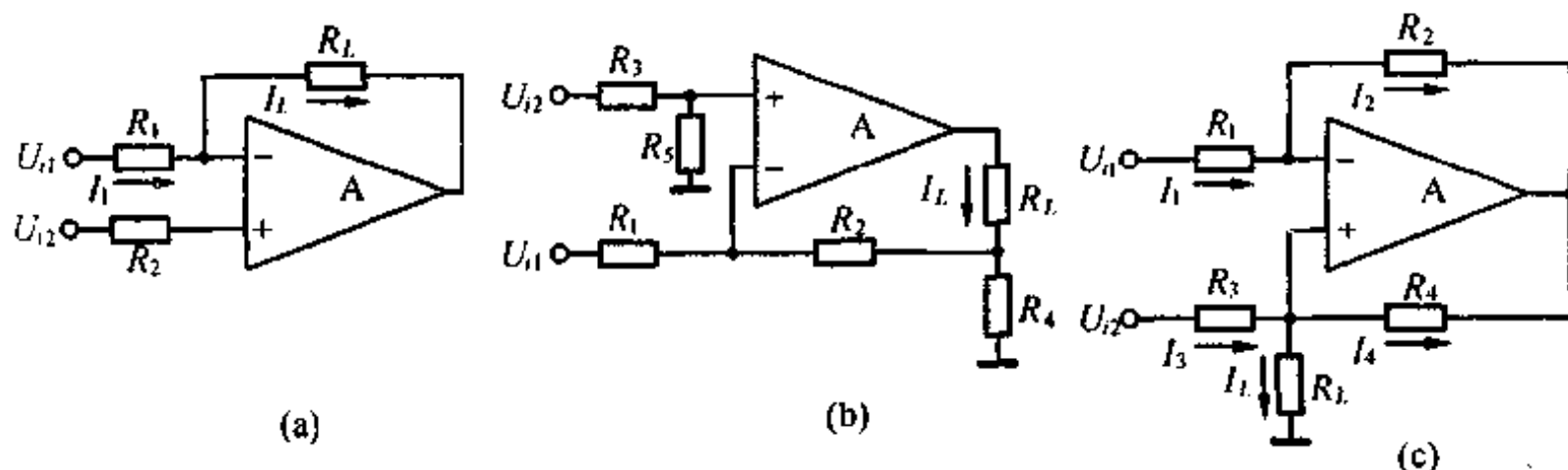


图 4-3 差动式电压-电流变换器

由于理想运放条件下 $U_- = U_+ = U_{i2}$, 则此电路负载中的电流

$$I_L = (U_{i1} - U_{i2}) / R_1 \quad (4-15)$$

若将图 4-1(c)和(d)电路中的两种信号输入方式同时在一个电路中采用,并在同相端加分压电阻,则构成图 4-3(b)所示浮地负载差动式电压-电流变换器电路。

利用迭加原理可求出此电路负载中的电流。首先对照图 4-1(c)电路,根据式(4-2)可导出由 U_{i1} 所引起的负载电流 I_{L1}

$$I_{L1} = -U_{i1}(1 + R_2/R_4) / R_1 \quad (4-16)$$

对照图 4-1(d),按式(4-3)可导出由 U_{i2} 所引起的负载电流 I_{L2}

$$I_{L2} = U_{i2}R_5(R_1 + R_2 + R_4) / [R_1R_4(R_3 + R_5)] \quad (4-17)$$

若满足下列条件

$$R_1 / (R_2 + R_4) = R_3 / R_5 \quad (4-18)$$

则浮地负载中的总电流为

$$I_L = I_{L1} + I_{L2} = (U_{i2} - U_{i1})(R_2 + R_4) / (R_1R_4) \quad (4-19)$$

若负载为接地负载,可采用图 4-3(c)所示电路。此电路的负载不是直接接在运放输出端,而是通过电阻 R_4 从同相端对地接入的负载。

若负载中的电流为 I_L ,根据理想运放条件 $U_- = U_+ = I_LR_L$,可得出各电阻中的电流分

别为

$$I_2 = I_1 = (U_n - I_L R_L) / R_1 \quad (4-20-1)$$

$$I_3 = (U_{i2} - I_L R_L) / R_3 \quad (4-20-2)$$

$$I_4 = I_2 R_2 / R_4 \quad (4-20-3)$$

由式(4-20)中的三个等式可得出负载中的电流为

$$I_L = I_3 - I_4 = U_{i2} / R_3 - U_n R_2 / (R_1 R_4) + I_L R_L (R_2 R_3 - R_1 R_4) / (R_1 R_3 R_4) \quad (4-21)$$

分析式(4-21)可见,为了获得负载中的电流与负载 R_L 无关的特性,此电路必须满足下面电阻条件

$$R_1 R_4 = R_2 R_3 \quad (4-22)$$

则接地负载中的电流为

$$I_L = (U_{i2} - U_n) / R_3 \quad (4-23)$$

从式(4-23)中可见,若任意一个输入电压为零,则此电路也可以是另外一种接地负载的电压-电流变换器。

采用仪器放大器也可以实现差动式电压-电流变换,这已在仪器放大器一节中作了详细分析。

§ 4-2 电流-电压变换器

这是一种可将输入电流转换为输出电压的运放电路。由于它的传输系数为电阻,又称之为转移电阻放大器。

在非电量变换器中有一种电流式变换器,它可以直接将非电量信号转换为输出电流,如光敏二极管就是将光信号转换为二极管反向电流。若给这种电流式变换器搭配电路,首先需将电流转换为电压,这就需要一个 I-V 变换器电路。

图 4-4(a)就是由运放构成的 I-V 变换器电路原理图。若电流式变换器为光敏二极管,它在光照射下产生的光电流 I 流入运放反相端,在理想运放条件下运放的输出电压为

$$U_o = I R_f \quad (4-24)$$

这种 I-V 变换器电路具有非常低的输入阻抗。这有利于电流式变换器处于良好的工作状态。

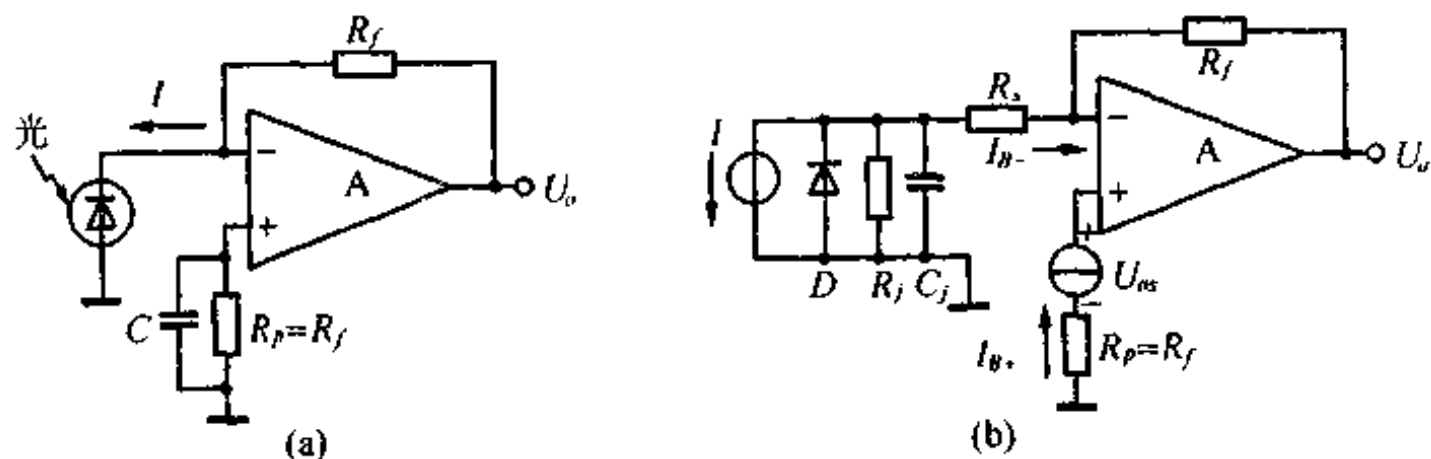


图 4-4 电流-电压变换器

通常电流式变换器输出电流比较小,特别是在弱信号检测时,必须分析运放失调电流

和失调电压所带来的误差。

在分析这一项误差时,必须连同电流式变换器所表现出来的等效电路参数一起来分析。仍以光敏二极管为例,画出图 4-4(b)所示的等效电路。图中 I 为光生电流源,二极管为理想二极管, R_s 为等效串联电阻, R_j 为结的漏电阻, C_j 为结电容。在分析失调电流和失调电压引起的误差时,可假设运放其它条件为理想条件,则可导出此 $I-V$ 变换器的输出电压为

$$U_o = IR_f + U_{os}(1 + R_f/R_j) - I_{B+}R_1(1 + R_f/R_j) + I_{B-}R_f \quad (4-25)$$

由于 $R_s \ll R_j$,在上式中已忽略了 R_s 的影响。

通常情况下, $R_f \ll R_j$,为了补偿偏置电流带来的误差,应选择同相端接地电阻 $R_p = R_f$,则式(4-25)改写为

$$U_o \approx IR_f + U_{os} - I_{os}R_f \quad (4-26)$$

从式(4-26)中可以看出,第一项为电流-电压变换器输出的有用信号,后两项分别为失调电压和失调电流引起的误差。若表示成相对误差形式,则为

$$\gamma = [U_{os}/(IR_f) + I_{os}/I]100\% \quad (4-27)$$

从式(4-26)和式(4-27)中可以看出,增大反馈电阻 R_f 可提高电流-电压变换器增益,也可降低失调电压引起的相对误差,然而对减小失调电流引起的相对误差是无效的,因此为了提高弱电流的检测能力,必须注意选取偏置电流、失调电流小的运放。当选择反馈电阻 R_f 比较大时,选择高输入阻抗运放也是十分必要的。此电路的噪声水平也是限制这种电路对弱信号电流检测能力的重要因素。增大反馈电阻 R_f 固然可以提高增益,然而随之噪声也增大,因此在电路设计与实验中,还应注意选择低噪声运放,分析噪声对电流检测分辨力的影响。

上述 $I-V$ 变换器所允许的输入电流受运放电流输出能力的限制,而且只适用于对地电流的测量。通常所遇到的电流测量,不仅电流范围宽,而且具有一定的共模电压。这时,通过测量电流在四端钮电阻上形成电压降来实现电流测量。

$I-V$ 变换器是通过电阻完成这一转换的。改换电阻值,可改换量程。

如若将输入电流改为恒流源电流 I_o ,而电阻改为被测电阻,则可构成用于测量电阻的 $R-V$ 变换器,如图 4-5 所示。

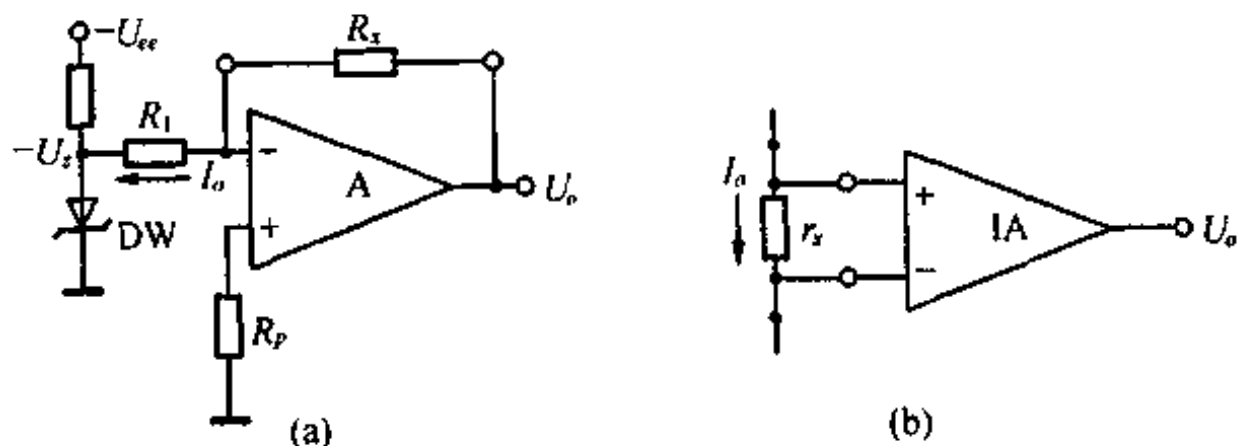


图 4-5 电阻-电压变换器

图 4-5(a)所示电路适用于测量中值以上电阻。其输出电压为

$$U_o = R_f U_x / R_1 \quad (4-28)$$

图 4-5(b)所示电路适用于测量低值四端钮电阻。其输出电压,为

$$U_o = I_o A_I r_x \quad (4-29)$$

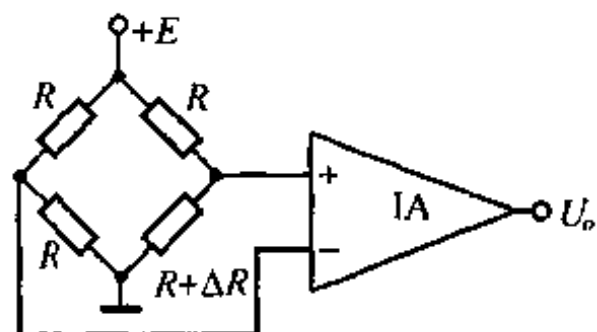
在电阻测量电路中采用改换不同的电阻 R_1 、恒流源电流 I_o 和仪器放大器的放大倍数 A_I , 可改变测量电阻的量程。

§ 4-3 电 桥 放 大 器

在许多非电量测量仪器中经常采用电阻传感器。通过对电阻传感器中电阻的相对变化的测量来检测一些非电量。这些电阻传感器通常被接成电桥形式。这种由电阻传感器电桥和运放组成的运放电路被称之为电桥放大器。这是测量仪器中经常被采用的一种测量电路,电桥放大器是运放在电桥测量电路中的一种特殊应用。

一、采用仪器放大器的电桥放大器

通常可以采用仪器放大器来放大电桥对角线顶点的输出电压,如图 4-6 所示。



这是由恒定电压供电的电桥放大器。当电桥为单臂工作电桥时,仪器放大器的输出电压为

$$U_o = \frac{1}{4} E A_I (\Delta R / R) / (1 + \Delta R / 2R) \quad (4-30)$$

从式(4-30)中明显看出,输出电压 U_o 与 $\Delta R / R$ 成非线性关系。只有当 $\Delta R / R \ll 1$ 时,才可以近似看作是线性的。其非线性误差为

$$\gamma_r \approx - \left(\frac{1}{2} \Delta R / R \right) 100\%$$

同样是单臂工作电桥,如果电桥采用恒流源供电,如图 4-7 所示,则非线性误差有所减小。图中 A_1 运放为恒流源电路。很明显恒流源电流为 $I_o = E / R_s$ 。

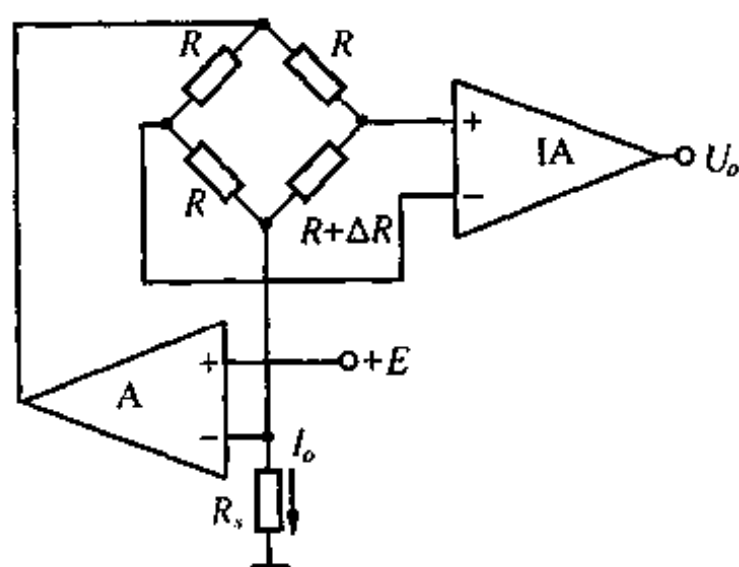


图 4-7 恒流源供电电桥放大器

仪器放大器的输出电压为

$$U_o = \frac{1}{4} \frac{(E A_I R / R_s) (\Delta R / R)}{(1 + \Delta R / 4R)} \quad (4-31)$$

可见输出电压 U_o 与 $\Delta R/R$ 也呈非线性,其非线性误差为

$$\gamma_t = -\left(\frac{1}{4}\Delta R/R\right)100\%$$

显然,恒流源供电电桥比恒压源供电电桥的非线性误差减小两倍。

采用恒压源和恒流源供电的单臂电桥,其输出总是具有非线性的。消除非线性的方法是采用半桥或全桥差动工作方式。采用半桥时,差动工作的两个臂应接在测量对角线任意一个顶点的相邻臂内。采用全桥时,两对对臂以差动工作方式工作。

这两种工作方式的输出电压分别为:

半桥工作

$$U_o = \frac{1}{2}EA_I\Delta R/R \quad (4-32-1)$$

全桥工作

$$U_o = EA_I\Delta R/R \quad (4-32-2)$$

此外,消除单臂电桥的非线性,还可采用如下两种方法:

1. 供桥电压反馈调整法

采用供桥电压反馈调整法的电桥放大器如图 4-8(a)所示。

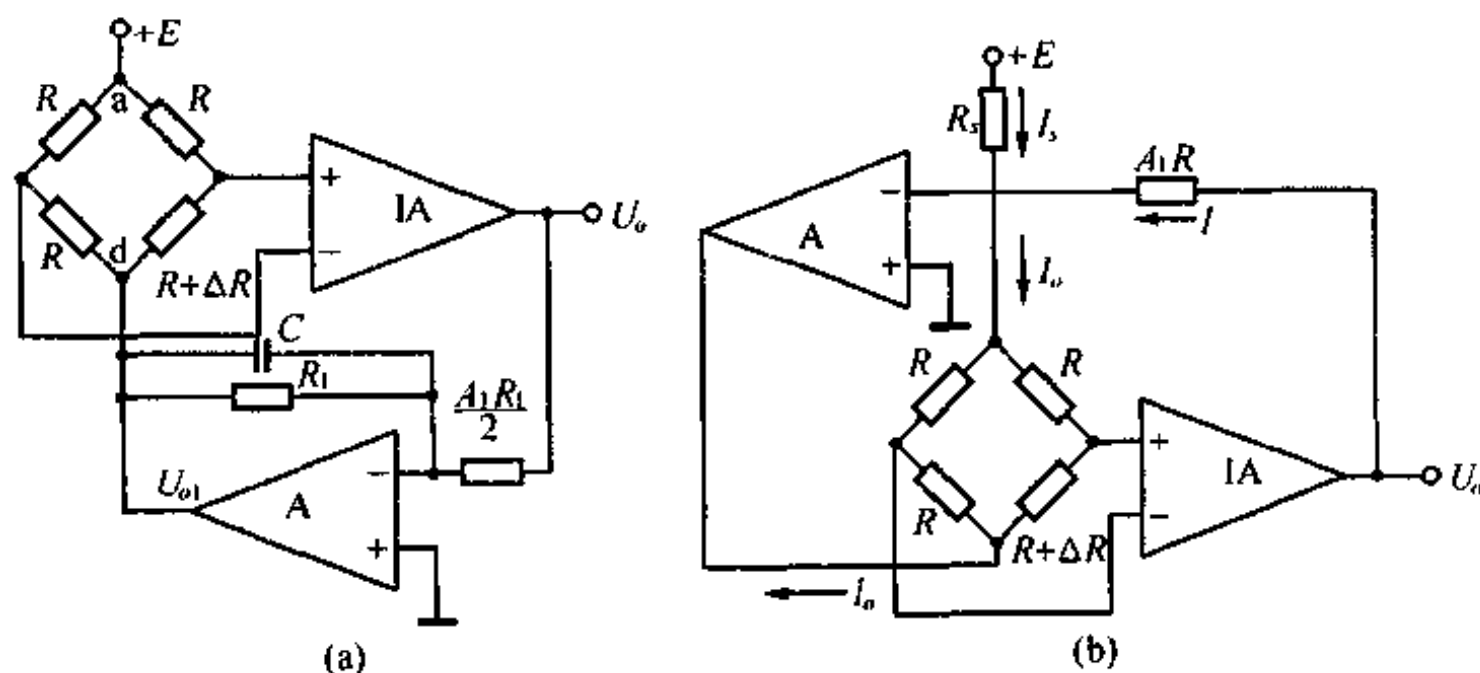


图 4-8 消除单臂电桥非线性的两种电桥放大器

电桥供电电压是两个电压之差

$$U_{ad} = E - U_{o2}$$

根据式(4-30),仪器放大器 IA 的输出电压为

$$U_o = \frac{1}{4}A_I(E - U_{o2})(\Delta R/R)/(1 + \frac{1}{2}\Delta R/R) \quad (4-33)$$

按图 4-8(a)中的电路参数,运放 A 的输出电压为

$$U_{o1} = -2U_o/A_I \quad (4-34)$$

将式(4-34)代入式(4-33)中,则可导出此电桥放大器的输出电压为

$$U_o = \frac{1}{4}EA_I\Delta R/R \quad (4-35)$$

可见此电路具有线性输出特性。

2. 供桥电流反馈调整法

采用这种方法的电桥放大器如图 4-8(b)所示。

供桥电流 I_0 是由两个电流构成的, 一个是恒定电压 E 在 R_1 中的电流, 另一个是仪器放大器输出电压 U_0 在电阻 $A_1 R$ 中的电流, 即

$$I_0 = E/R_1 + U_0/(A_1 R) \quad (4-36)$$

根据恒流供电电桥放大器的输出关系式(4-31), 可写出输出电压为

$$U_0 = \frac{1}{4} A_1 (ER/R_1 + U_0/A_1) (\Delta R/R) / (1 + \frac{1}{4} \Delta R/R)$$

经整理后可导出此电桥放大器的输出电压为

$$U_0 = \frac{1}{4} (EA_1 R/R_1) (\Delta R/R) \quad (4-37)$$

二、采用运放构成的电桥放大器

在上述电桥放大器中, 电桥部分和仪器放大器部分具有明显的界线。而这里讨论的电桥放大器的四个电阻臂与运放构成了反馈电路, 按电桥分析方法难以把电桥的四个电阻臂分离出来分析和计算。但它具有与电桥相似的关系式, 即输出电压正比于“对臂”电阻乘积之差, 因此也称之为电桥放大器。这里讨论两种电桥放大器。

1. 差动型电桥放大器

图 4-9 是由一个运放构成的差动型电桥放大器。

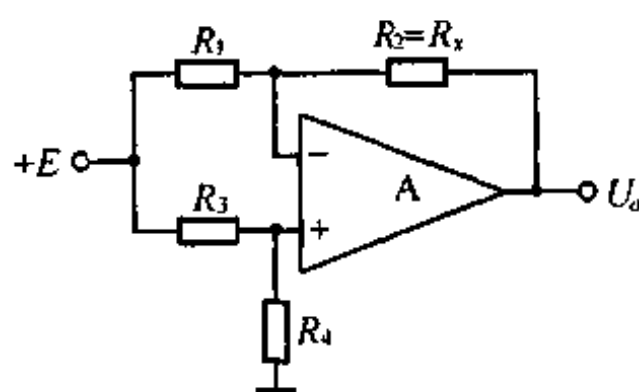


图 4-9 单运放差动型电桥放大器

这种电桥放大器和差动放大器电路具有相同的电路结构, 但电压 E 已不是输入电压, 而是工作电源。此电桥放大器的输出电压由两个分量组成, 即

$$U_0 = ER_4(R_1 + R_2)/[R_1(R_3 + R_4)] - ER_2/R_1 = E(R_1 R_4 - R_2 R_3)/[R_1(R_3 + R_4)] \quad (4-38)$$

从式(4-38)的分子表达式来看, 它与电桥输出关系式是相同的, 因此称之为电桥放大器。

初始平衡时, 选 $R_3 = R_1, R_4 = R_2$, 这时电桥放大器输出电压为零。若采用单臂工作, 从式(4-38)中可以看出, 只有选择 R_2 为工作臂才能保证具有线性输出特性。则此电桥的输出电压为

$$U_0 = E(\Delta R_2/R_2)/(1 + R_1/R_2) \quad (4-39)$$

若选择双臂差动工作时, 则必须选择 R_3 和 R_4 , 这时应为等臂电桥, 即取 $R_1 = R_2 = R, R_3 = R - \Delta R, R_4 = R + \Delta R$, 则电桥放大器输出电压为

$$U_0 = E(\Delta R/R) \quad (4-40)$$

当电桥初始平衡时, 通过调零电路已使电桥放大器输出电压为零, 这样已补偿掉因共模电压、失调电压和失调电流引起的零位输出。当电桥放大器工作时, 输出电压只反映了工作臂电阻相对变化。而温漂将还会带来误差。

图 4-10 是由两个运放构成的差动型电桥放大器。 A_1 为同相放大器, 而 A_2 为减法器。应用迭加原理可导出此电桥放大器的输出电压为

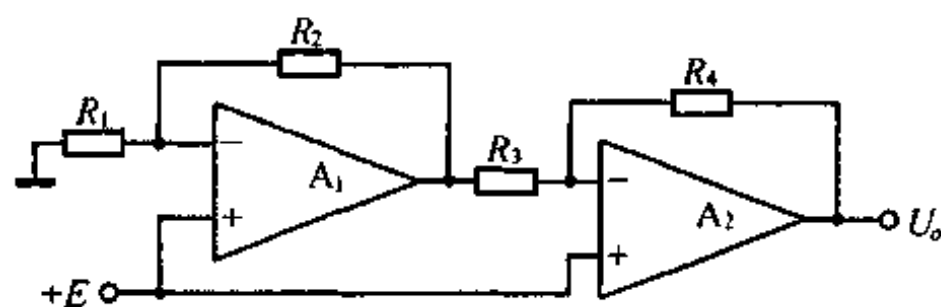


图 4-10 双运放差动型电桥放大器

$$U_o = E(R_1 R_3 - R_2 R_4) / (R_1 R_3) \quad (4-41)$$

从式(4-41)可见,只有取 R_2 或 R_4 为单臂电桥工作臂才可获得线性输出。采用半桥和全桥工作均得不到线性输出。

2. 倒相求和型电桥放大器

为了实现相减,也可以采用先取负然后求和的方法,这是构成倒相求和型电桥放大器的基本思想。

图 4-11(a)是由倒相放大器 A_1 和同相加法器 A_2 构成的电桥放大器。其输出电压为

$$U_o = E(1 + r_2/r_1)(R_1 R_4 - R_2 R_3) / [R_1(R_3 + R_4)] \quad (4-42)$$

比较一下式(4-38)和式(4-42),后者除了多一项放大倍数 $\frac{r_1 + r_2}{r_1}$ 外,其它完全相同。

图 4-11(b)和(c)均是由倒相放大器 A_1 和反相型加法器 A_2 构成的电桥放大器。其输出电压基本关系式相同,所不同的是倒相放大器 A_1 的同相端接法,前者直接接地,后者接到 A_2 反相端。由于接法不同,两种电路的失调电压引起的输出也不同。下面在导出电桥放大器基本关系式时,同时分析失调电压的影响。

首先分析图 4-11(b)所示的电桥放大器。图中 A_1 的输出电压为

$$U_{o1} = -ER_2/R_1 + U_{o1}(1 + R_2/R_1) \quad (4-43)$$

反相加法器 A_2 ,即电桥放大器的总输出电压为

$$U_o = ER_5(R_2 R_3 - R_1 R_4) / (R_1 R_3 R_4) + U_{o2}(1 + R_5/R_4 + R_5/R_3) - U_{o1}R_5(1 + R_2/R_1)/R_4 \quad (4-44)$$

若取 $R_1 = R, R_3 = R_4, R_2 = R + \Delta R$, 则输出电压为

$$U_o = E(R_5/R_3)(\Delta R/R) + U_{o2} + 2(U_{o2} - U_{o1})R_5/R_3 \quad (4-45)$$

分析式(4-45)可以看出,第一项为电桥放大器的基本关系式,而其余各项均为失调电压引起的误差。

图 4-11(b)与图 4-11(a)所不同的是运放 A_1 同相端对地失调电压为 $(U_{o1} + U_{o2})$ 。只需将式(4-45)中的 U_{o1} 用 $(U_{o1} + U_{o2})$ 代替,则可导出图 4-11(b)所示电桥放大器的输出电压

$$U_o = (ER_5/R_3)(\Delta R/R) + U_{o2} - 2U_{o1}R_5/R_3 \quad (4-46)$$

比较一下式(4-45)和式(4-46)可以看出,当 A_1 和 A_2 失调电压相同时,式(4-45)中 U_{o1} 和 U_{o2} 彼此互相补偿,只剩下第二项 U_{o2} 引起的误差。而在式(4-46)中,当选择 $2R_5 = R_3$ 时,则失调电压及其温度漂移将得到很好的补偿。

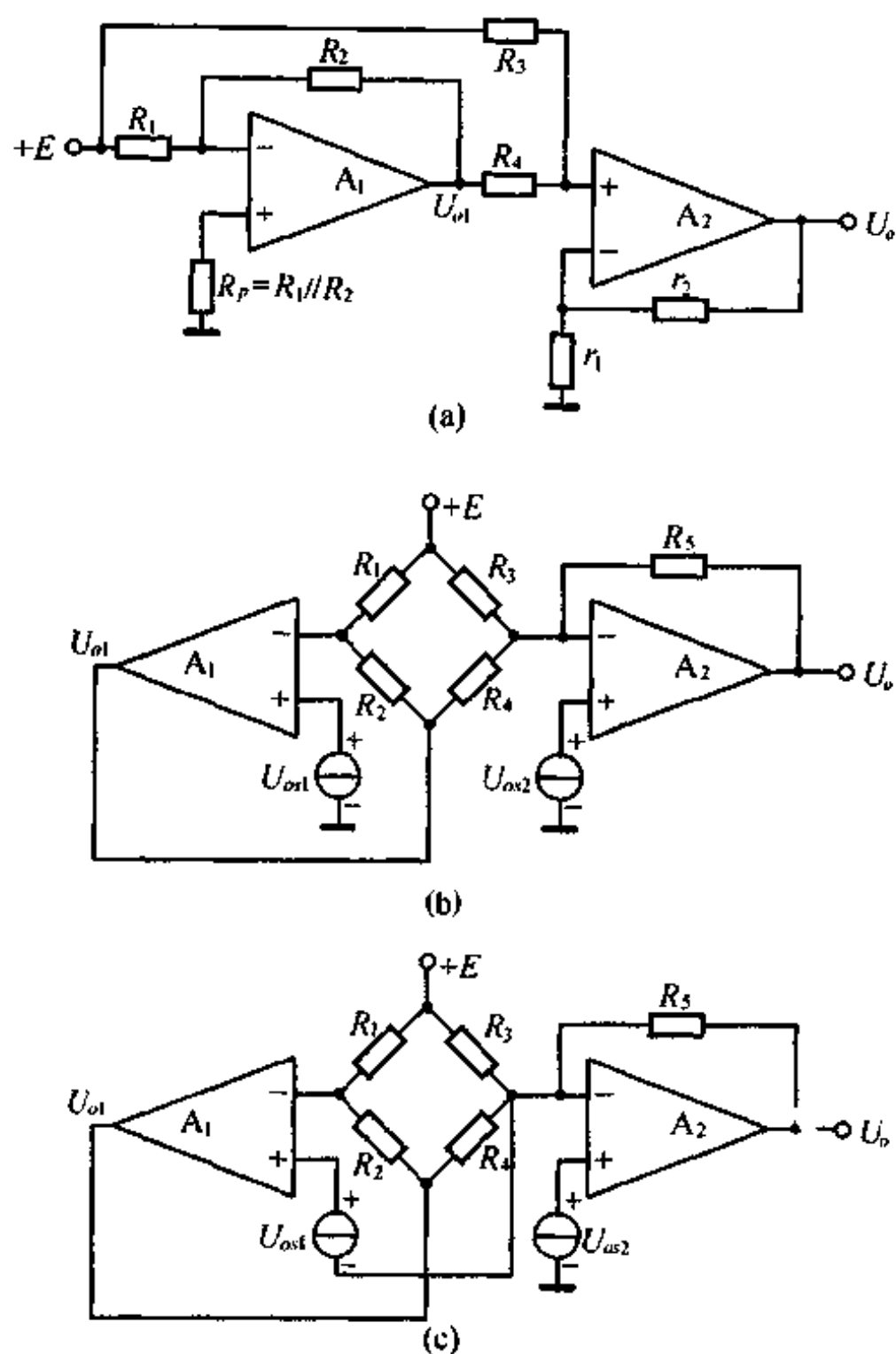


图 4-11 倒相求和型电桥放大器

§ 4-4 电荷放大器

电荷放大器是可以实现从电荷到电压转换的一种变换器,在机械振动测量仪器中有着广泛的应用。

以晶体压电效应为基础的传感器可直接将非电量转换为电荷,如压电式传感器中的压电晶体、压电陶瓷在载荷和加速度惯性力作用下,晶体和陶瓷表面两个极板上将产生与之成正比的电荷。为了将电荷量转换为电压,则需要采用电荷-电压变换器。电荷放大器就是应用最广泛的一种。

从电荷到电压的变换所采用的中间媒介是电容,即将电荷转移到电容上形成电容上的电压。

图 4-12(a)为电荷放大器原理图,图 4-12(b)为其等效电路。利用运放的密勒效应可将反馈电容 C_f 和反馈电阻 R_f 等效到运放输入端,其等效电容 $C'_f = (1 + A_d)C_f$,等效并联

电阻 $R_f' = R_f / (1 + A_d)$, 运放增益仍为 $-A_d$ 。

假设 C_T 和 R_T , C_l 和 R_l , C_d 和 R_d 分别为传感器、电缆和运放输入端的并联等效电容和等效电阻, Q 为压电传感器输出等效电荷源, 并设 $C = C_T + C_l + C_d + C_f$, $R = R_T // R_l // R_d // R_f'$, 按等效电路可计算出电荷放大器的输出电压为

$$U_o(s) = -A_d U_- = -\frac{A_d Q}{C} \cdot \frac{sRC}{1 + sRC} \quad (4-47)$$

考虑到 $RC \approx R_f C_f$, $C_T + C_d \ll C_l$, 则此电荷放大器的传递函数为

$$G(s) = \frac{U_o}{Q} \approx -\frac{A_d}{C_l + C_f(1 + A_d)} \cdot \frac{sR_f C_f}{1 + sR_f C_f} \quad (4-48)$$

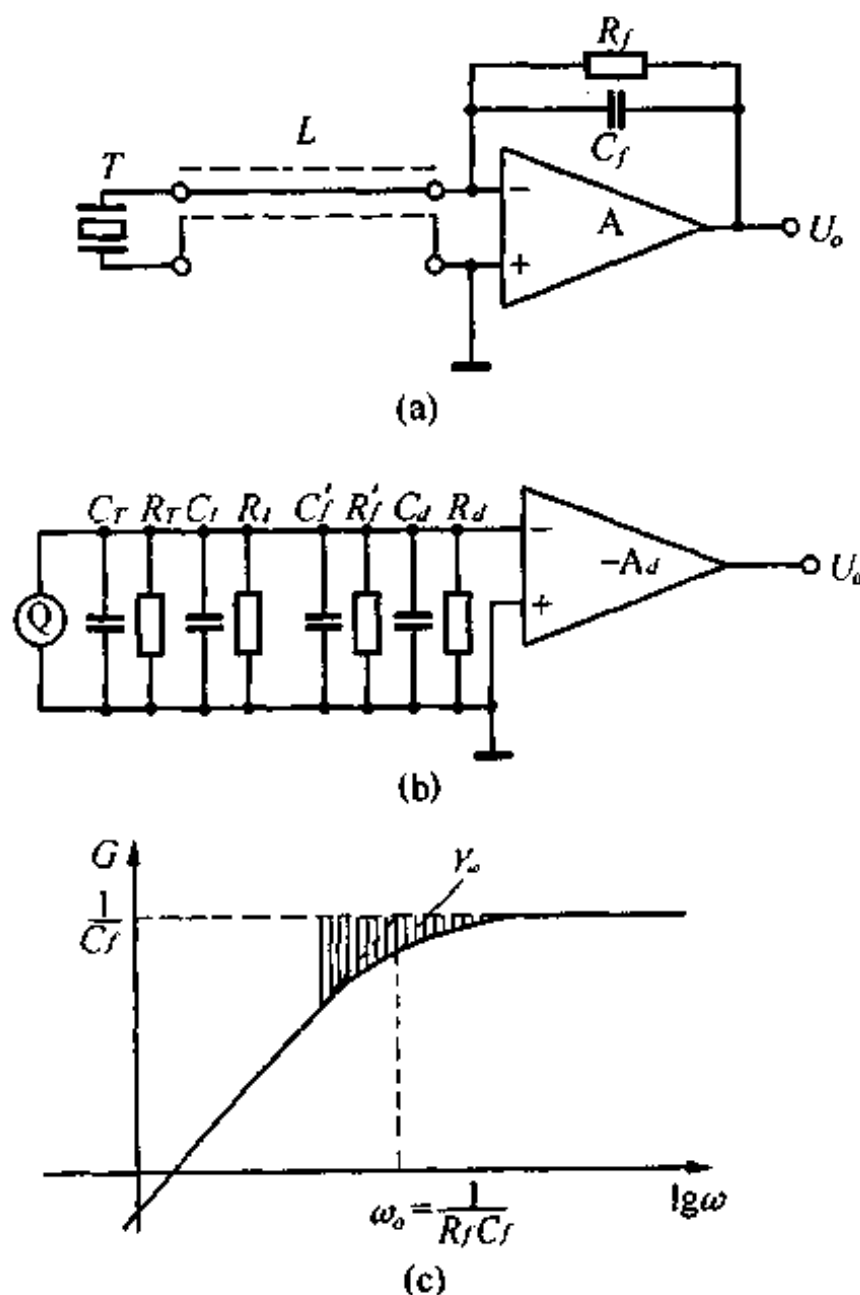


图 4-12 电荷放大器等效电路及特性

增益影响很小。这就是电荷放大器的突出优点。这实际上是由于运放的负反馈作用, 使得电缆电容上的电压近于地电位, 其上残留的电荷很少, 而传感器所产生的电荷几乎全部转移到反馈电容 C_f 上, 因而电缆电容所引起的误差大大降低。

当信号频率比较低时, 电荷增益随频率下降而降低。电荷放大器电荷增益的幅频特性为

$$G(\omega) = G_0 / \sqrt{1 + \left(\frac{\omega_c}{\omega}\right)^2} \quad (4-52)$$

图 4-12(c) 为电荷放大器电荷增益的幅频特性。当 $\omega \gg \omega_c$, $\omega_c = \frac{1}{RC} \approx \frac{1}{R_f C_f}$, 则电荷放大器的电荷增益为常数

$$G = \frac{A_d}{C} \approx \frac{A_d}{C_l + (1 + A_d)C_f} = \frac{1}{C_f} \cdot \frac{A_d}{1 + A_d} \cdot \frac{1}{1 + C_l / (1 + A_d)C_f} \approx \frac{1}{C_f} \left(1 - \frac{1}{1 + A_d} - \frac{C_l}{(1 + A_d)C_f} \right) \quad (4-49)$$

在理想运放条件下的电荷增益为

$$G_0 = 1/C_f \quad (4-50)$$

实际电荷放大器的电荷增益的相对误差为

$$\gamma = \frac{G - G_0}{G_0} \approx -\frac{1}{1 + A_d} - \frac{C_l}{(1 + A_d)C_f} \quad (4-51)$$

从式(4-51)可以看出, 第一项是由运放开环增益 A_d 引起的误差, 第二项是电缆电容引起的误差。这一项误差比 C_l/C_f 降低了 $(1 + A_d)$ 倍。可见, 电荷放大器将允许连接较长的电缆, 它对电路的电荷

式中 $\omega_c = \frac{1}{R_f C_f}$ 为截止角频率。

其频响误差为

$$\gamma_\omega = [G(\omega) - G_0]/G_0 = \left[1 + \left(\frac{\omega_c}{\omega}\right)^2\right]^{-\frac{1}{2}} - 1 \quad (4-53)$$

当 $\omega \gg \omega_c$ 时,其低频工作端的频响误差近似为

$$\gamma_f \approx -\frac{1}{2}(f_c/f)^2 100\% \quad (4-54)$$

例如,若 $C_f = 1\,000\text{pF}$, $R_f = 1\,000\text{M}\Omega$, 则 $f_c = \frac{1}{2\pi R_f C_f} = 0.16\text{Hz}$, 当信号频率为 $f = 1\text{Hz}$ 时,其低频频响误差 $\gamma_f \approx -\frac{1}{2}\left(\frac{0.16}{1}\right)^2 = -1.3\%$ 。

若已确定低频下限工作频率为 f_l 和低频允许误差 γ_l , 则可确定低频下限截止频率为

$$f_c \leq f_l \sqrt{2\gamma_l} \quad (4-55)$$

反馈电阻 R_f 是保证运放直流负反馈稳定运放工作点所必备的。为了获得较低的低频下限频率,其限值均比较大,通常 $C_f = 0.1\mu\text{F}$ 时, R_f 取 $10\text{M}\Omega$, $C_f = 100\text{pF}$ 时, R_f 取 $10^4\text{M}\Omega$ 。为保证良好的直流负反馈,必须选择高输入阻抗运放,同时要求具有很低的偏置电流,低的输入噪声,特别要求具有低的输入噪声电流。

电荷放大器是交流信号放大电路,它与下一级的耦合一般采用隔直电容,所以对运放的直流零位输出及漂移要求不高,一般也不用在同相端接偏置电流补偿电阻。

由于电荷放大器的运放反相端与传感器、电缆和反馈网络连接,它们的内阻抗以及运放输入阻抗均是高阻抗,因而极易受外部电场的干扰。当后级放大电路增益很高时,空间电容的寄生耦合也有可能使测量放大系统振荡。在弱信号检测时,来自外部工频电场的干扰使测量难以进行。为此必须对反相输入端进行严格的静电屏蔽防护,不能有任何疏忽。为了避免来自线路板其它部分的漏电,需要对反相输入端采用提高绝缘和外加接地保护环等防护措施。

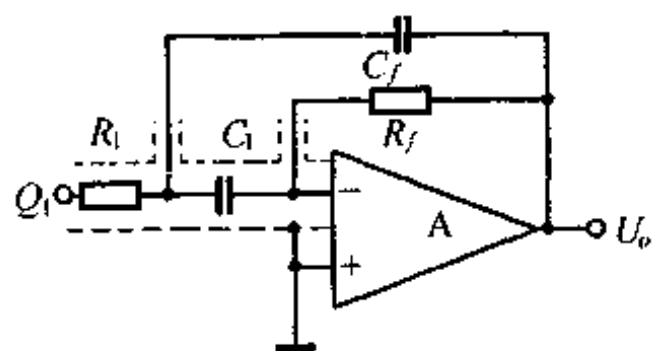


图 4-13 实用电荷放大器电路

为了避免电缆绝缘电阻直接与运放输入电阻相并联,而降低直流反馈系数,破坏直流工作点的稳定性,可在反相输入端串联一个较大的耦合电容 C_1 , 如取 $C_1 = 1\mu\text{F}$ 。相应将反馈电容 C_f 原接在反相端的一端向外接到 C_1 另一端。为了避免电缆电容引起附加相移而造成自激,同时在输入端串接几欧姆的低值电阻,这样就构成图 4-13 所示的实用电荷放大器电路。

§ 4-5 阻抗模拟变换器

这是可以实现阻抗特性模拟与变换的一种运放电路。利用运放负反馈所具有的一些

特性,可以实现信号传输过程中的阻抗变换,如在信号输入端实现高阻抗(或低阻抗)输入,在信号输出端实现低阻抗(或高阻抗)输出。这是一般的阻抗变换。而本节着重讨论的是阻抗模拟和阻抗特性的变换,如负阻变换,采用电容模拟电感;采用固定电容实现可调电容等等。阻抗模拟与变换在许多场合是十分有用的。如在低频电路中当需要较大电感时,模拟电感要比实际的电感元件有更好的特性,它不但体积小、重量轻,而且模拟电感具有较高的Q值,不易受外部磁场的干扰,更不具有非线性。阻抗模拟变换器有多种,这里仅以典型电路来讨论模拟与变换的基本方法。

一、接地负阻抗变换器

图 4-14 是由一个运放构成的负阻抗变换器电路。

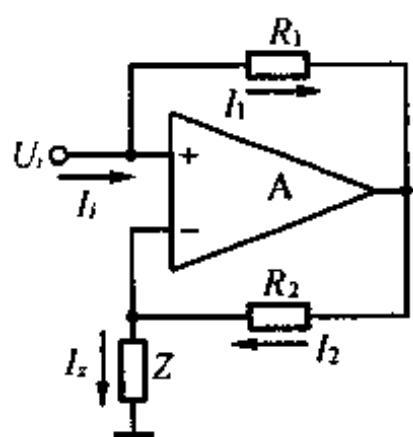


图 4-14 负阻抗变换器

若在电路中去掉 R_1 电阻,这实际上是一个同相放大器,其输入阻抗很高,其输出电压为

$$U_o = U_i (1 + R_2/Z) \quad (4-56)$$

当 R_1 接入后,其等效输入阻抗将发生很大变化。下面推导其等效输入阻抗的关系式。

由输入电压 U_i 引起的输入电流为

$$I_i = I_1 = (U_i - U_o)/R_1 \quad (4-57)$$

将式(4-56)代入式(4-57),则可导出等效输入阻抗为

$$Z_u = U_i/I_i = -Z R_1/R_2 \quad (4-58)$$

从式(4-58)可以看出,从 Z 阻抗变换到等效输入阻抗 Z_u ,它不仅按比值 R_1/R_2 变化,而且其特性也由正变为负,因此称之为负阻抗变换器。

图 4-14 所示的负阻抗变换只适用于信号源的内阻抗 $Z_s < Z$,否则易自激。若 $Z_s > Z$,则应将同相端和反相端位置互换一下。

若将 Z 取为电阻 R ,则等效输入阻抗为负电阻。

$$Z_u = -R R_1/R_2$$

称之为负电阻变换器。

若将 Z 取为电容 C ,则等效输入阻抗为电感

$$Z_u = j\omega R_1/(R_2\omega^2 C) = j\omega L_e$$

式中 $L_e = R_1/(\omega^2 R_2 C)$ 为等效模拟电感,称之为模拟电感变换器。此等效模拟电感是与频率有关的量。

二、接地阻抗模拟变换器

图 4-15 是由两个运放构成的接地阻抗模拟电路。运放 A_1 为同相放大器,在这里起隔离放大作用, A_2 为阻抗变换电路。

下面推导此电路的等效输入阻抗

A_1 与 A_2 的输出电压分别为:

$$U_{o1} = U_i (1 + Z_2/Z_1) \quad (4-59-1)$$

$$U_{o2} = U_i (1 + Z_4/Z_3) - U_{o1} Z_4/Z_3 \quad (4-59-2)$$

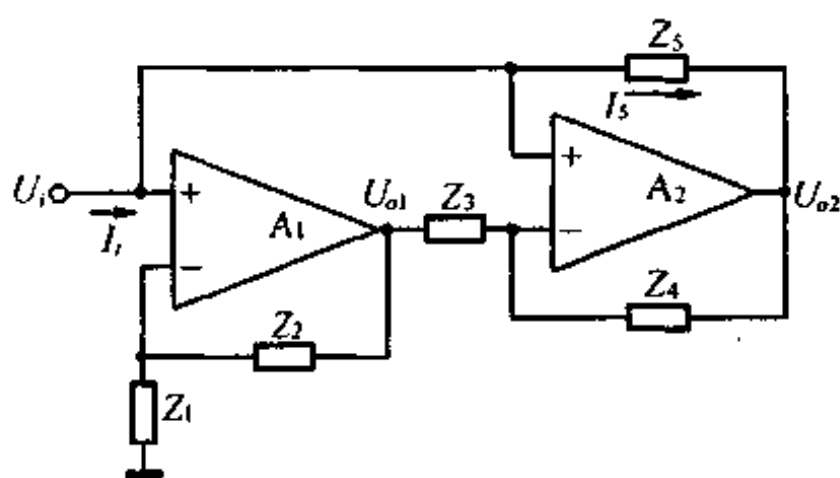


图 4-15 接地阻抗模拟变换器

将式(4-59-1)代入式(4-59-2)中,则导出 A_2 的输出电压为

$$U_{o2} = U_i [1 - Z_2 Z_4 / (Z_1 Z_3)] \quad (4-60)$$

由输入电压 U_i 提供的输入电流为

$$I_i = I_s = (U_i - U_{o2}) / Z_5 \quad (4-61)$$

将式(4-60)代入式(4-61),则可导出等效输入阻抗为

$$Z_{ie} = Z_1 Z_3 Z_5 / (Z_2 Z_4) \quad (4-62)$$

根据式(4-62),当选择不同性质的元件

时,则可构成不同性质的阻抗模拟电路。

1. 模拟对地电感

若取 Z_1, Z_2, Z_3, Z_5 分别为电阻 R_1, R_2, R_3, R_5 , 而 Z_4 为电阻 R_4 和电容 C_4 并联阻抗, 则构成等效模拟电感电路。其等效阻抗为

$$Z_i = R_1 R_3 R_5 / (R_2 R_4) + j\omega C_4 R_1 R_3 R_5 / R_2 \quad (4-63)$$

其等效电感和等效内阻分别为

$$L_e = C_4 R_1 R_3 R_5 / R_2 \quad (4-64-1)$$

$$R_e = R_1 R_3 R_5 / (R_2 R_4) \quad (4-64-2)$$

从式(4-64)可以看出,只要调节 R_1, R_3, R_5 中任意一个电阻,即可线性调节等效电感量的大小。若增大 R_4 电阻可获得低内阻的等效模拟电感。

2. 模拟对地电容

若取 Z_1, Z_2, Z_4, Z_5 分别为电阻 R_1, R_2, R_4, R_5 , 而取 Z_3 为电容 C_3 , 则可构成对地电容模拟电路。其等效阻抗为

$$Z_{ie} = [j\omega C_3 R_2 R_4 / (R_1 R_5)]^{-1} \quad (4-65)$$

其等效电容为

$$C_e = C_3 R_2 R_4 / (R_1 R_5) \quad (4-66)$$

只要调节 R_2 和 R_4 中任意一个电阻即可线性调节电容量的大小。

若 Z_1 取为电容 C_1 , 而其它阻抗取为电阻, 也可构成对地电容模拟电路。

3. 模拟对地负阻抗

若 Z_1 和 Z_3 为电容 C_1 和 C_3 , 而 Z_2, Z_4 取为电阻 R_2, R_4 , Z_5 为任一阻抗, 则等效对地阻抗为

$$Z_{ie} = -Z_5 / (\omega^2 C_1 C_3 R_2 R_4) \quad (4-67)$$

可见,这是一个 Z_5 的负阻抗变换电路,不过这种变换的变换系数与频率有关。

三、浮地阻抗模拟变换器

模拟浮地阻抗,实际上就是模拟四端网络的输入端1与输出端2之间的浮地阻抗 Z_{12} 。如图 4-16(a)所示。

如若直接采用图 4-15 接地阻抗模拟电路来模拟浮地阻抗,如图 4-16(b)中 1 和 2' 之

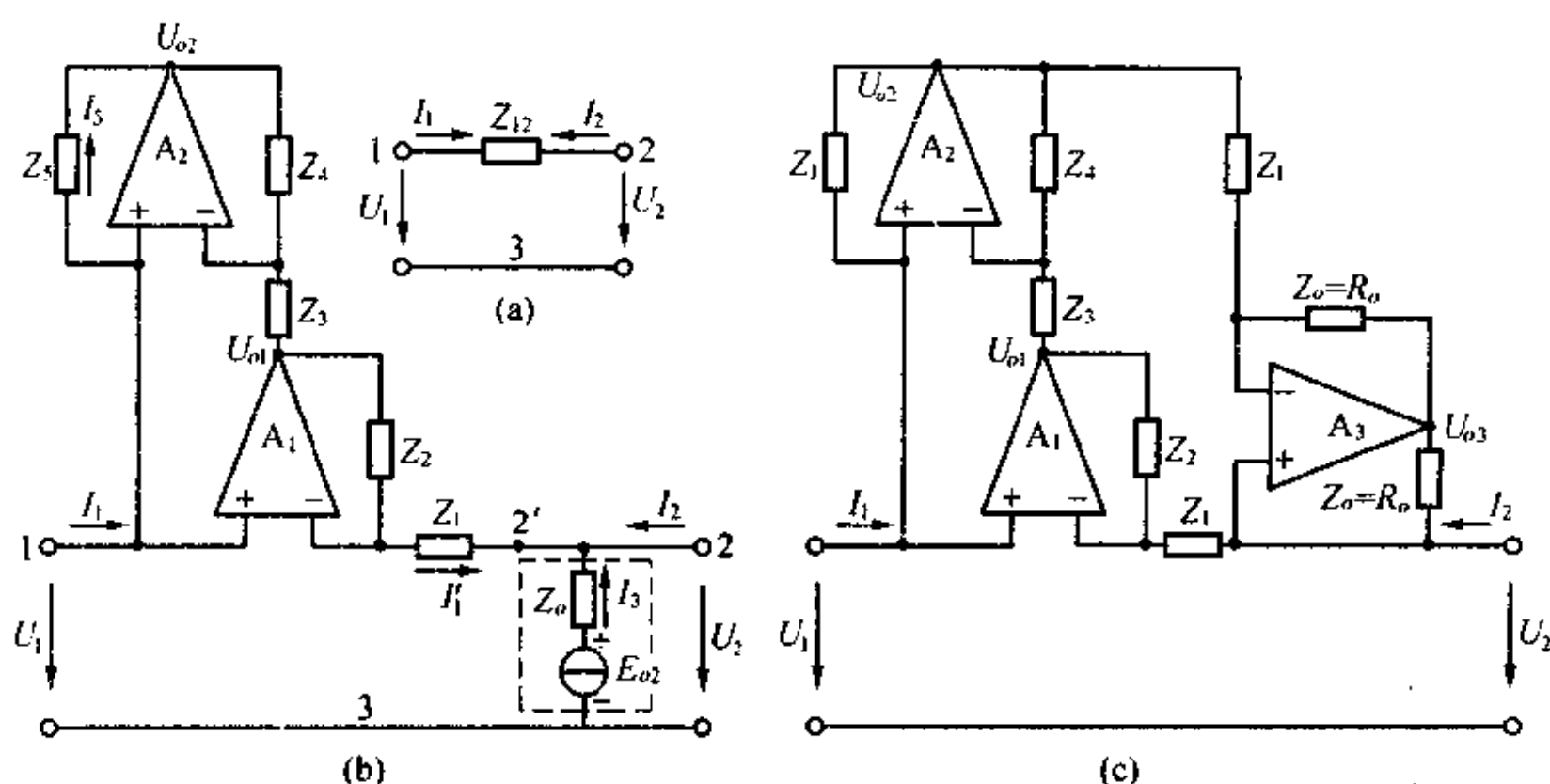


图 4-16 浮地阻抗模拟电路

间的浮地阻抗,是实现不了浮地阻抗模拟的。很明显,不等效的原因是输出电流 I_1 不等于 1 端的输入电流 I_1 。为了模拟浮地阻抗,则必须在输出端 2 上再接入一个有源二端网络,如图 4-16(b) 虚线框内所示。假设此有源二端网络的等效电势为 E_{o3} ,等效输出阻抗为 Z_o ,其输出电流为 I_3 ,而四端网络的输入电压为 U_1 ,输出电压为 U_2 ,输入电流 I_1 和输出电流 I_2 方向如图中所示。为了实现模拟浮地阻抗,则必须满足

$$I_1 = -I_2$$

再根据 $I_1 = I_5$ 和 $-I_2 = I_1 + I_3$ 得出 $I_5 = I_1 + I_3$,由此可列出如下等式

$$(U_1 - U_{o2})/Z_5 = (U_1 - U_2)/Z_1 + (E_{o3} - U_2)/Z_o \quad (4-68)$$

由此式(4-68)得出

$$E_{o3} = U_1(Z_o/Z_1 - Z_o/Z_5) + U_2(1 + Z_o/Z_1) - U_{o2}Z_o/Z_5$$

如果选取 $Z_5 = Z_1$, 则

$$E_{o3} = U_2(1 + Z_o/Z_1) - U_{o2}Z_o/Z_1 \quad (4-69)$$

式(4-69)是满足阻抗浮地所要求的有源二端网应具备的条件。只有式(4-69)关系式得到满足,浮地阻抗也就实现了。

根据式(4-69)可采用 A_3 来实现此有源二端网络,如图 4-16(c)所示。 A_3 的输出电压为

$$U_{o3} = U_2(1 + Z_6/Z_1) - U_{o2}Z_7/Z_1 \quad (4-70)$$

比较式(4-70)和式(4-69)可见,为使 $U_{o3} = E_{o3}$ 只要选取 $Z_6 = Z_7$,且为某一值,如选择 $Z_6 = Z_7 = Z_o = R_o$,即可满足式(4-69)条件。

此浮地阻抗仍由式(4-63)确定,由于 $Z_5 = Z_1$,则浮地阻抗为:

$$Z_{12} = Z_1^2 Z_3 / (Z_2 Z_4) \quad (4-71)$$

浮地阻抗与 R_o 无关。

对式(4-71),通过不同的元件选取方法,可实现不同性质的浮地阻抗。选取方法与接

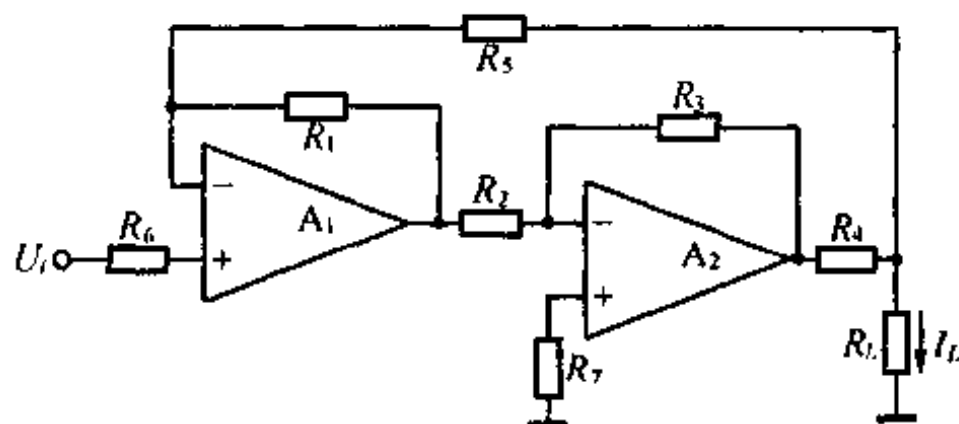
地模拟阻抗选取方法类似。

复习思考题

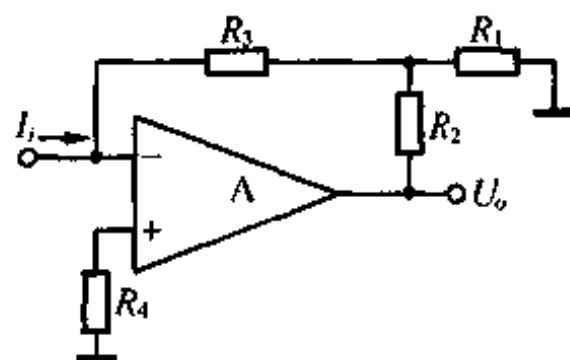
4-1 你能否分析一下图 4-1(a)所示电路的失调电压、失调电流、开环增益引起的误差(可忽略 R_d 、 R_o 的影响)?

4-2 图 4-1(a)所示电路的等效输出电阻 R_o 是多少?

4-3 请分析习题图 4-1 所示的电压-电流变换器电路应满足什么条件时,负载中的电流 I_L 与 R_L 无关?



习题图 4-1



习题图 4-2

4-4 请给接地电阻电桥设计一个恒流电路,恒流电流为 5mA。

4-5 试分析习题图 4-2 所示的 I-U 变换器电路工作原理和变换系数。

4-6 请设计一个电荷放大器,要求当输入 $Q_i = 100\text{pC}$ (皮库伦)时,输出电压为 10mV,且 f 为 1 Hz 时的低频误差 $\gamma_f \leq 1.5\%$ 。若输入电缆长为 100m,其电容为 100pF/m 当要求电缆电容引起误差小于 0.5%,试问运放开环增益至少为多少?

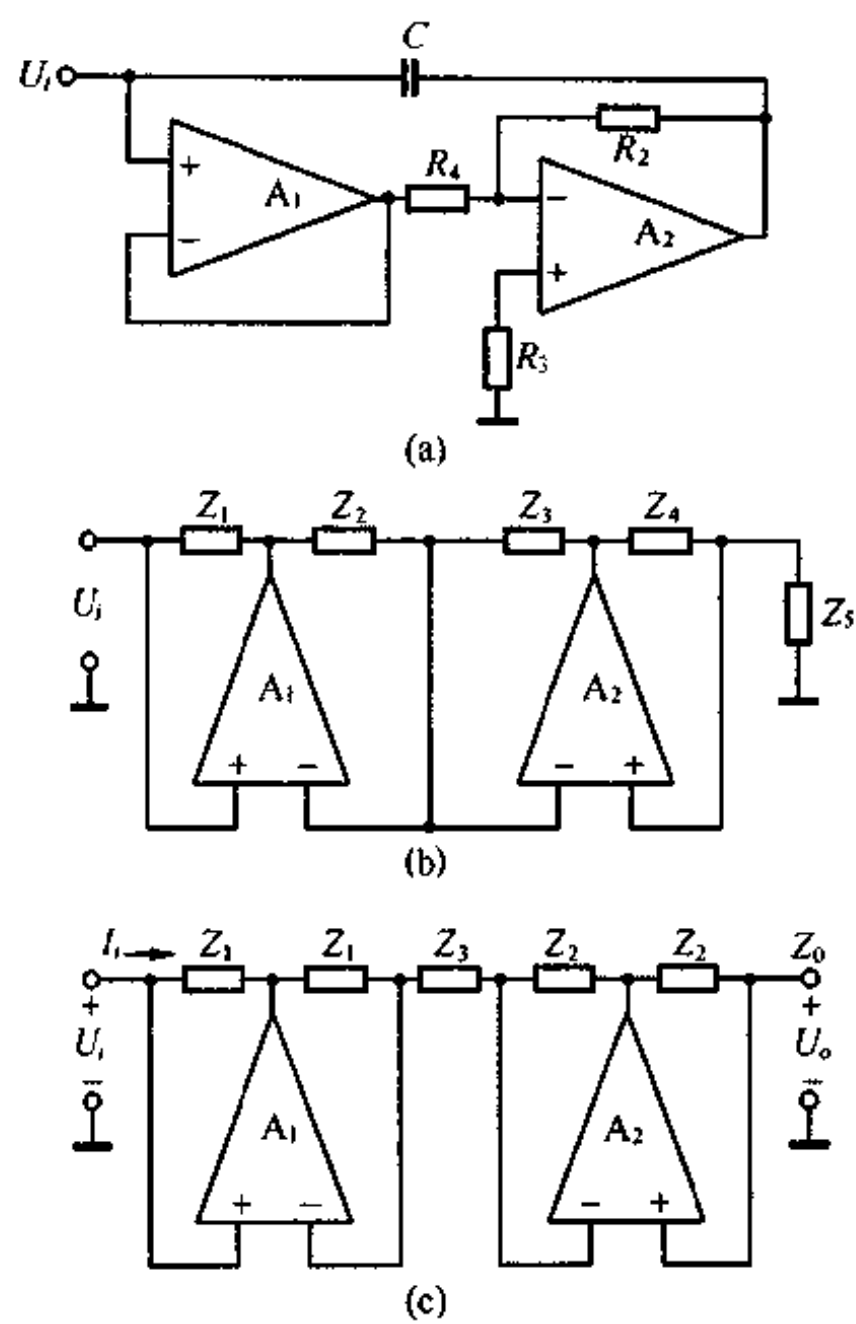
4-7 试分析图 4-15 所示电荷放大器电路中的 R_f 、 C_f 和 R_i 的作用。

4-8 电荷放大器和电流-电压变换器对集成运放有哪些特殊要求?

4-9 在分析图 4-10、图 4-11 各电桥放大器电路工作原理中,你根据什么原则将电路划分为两个单元电路,然后加以分析?

4-10 按热电阻 $R_t = 100(1 + 0.4 \times 10^{-2}t) \Omega$,测温范围为 $-60 \sim +150^\circ\text{C}$,允许工作电流 $< 5\text{mA}$,显示器为 $\pm 1.999\text{V}$ 直流数显表头条件,请设计一个测温电桥放大器。

4-11 请分析习题图 4-3(a)和(b)所示的对地模拟阻抗电路和图 4-3(c)所示的浮地模拟阻抗电路的等效阻抗。



习题图 4-3

第五章 非线性波形变换器

这是具有非线性电压传输特性的一种变换电路。有些电路,如对数运算器、电压比较器等,虽然也具有非线性传输特性,但由于它们所特有的数学运算和电压比较功能,则分别在相应章节中叙述。而本章所讨论的电路,主要是针对实现输入输出电压间某种波形的非线性变换。

一般测量交流信号是通过交直流转换来实现的。本章讨论的线性检波电路和绝对值电路就是通过这种转换来测量交流正弦波电压的。用于波形整形和波形变换的限幅电路和二极管函数变换电路,也是测量仪器中经常采用的一种非线性变换电路。

非线性变换器是通过非线性元件(如二极管、稳压管)和运放来实现的,它是有源非线性变换器。它与无源非线性变换器相比具有良好的变换特性,且有一定的增益和较强的负载能力。

§ 5-1 线性检波电路

由运放和半导体二极管构成的线性检波电路如图 5-1(a)所示。

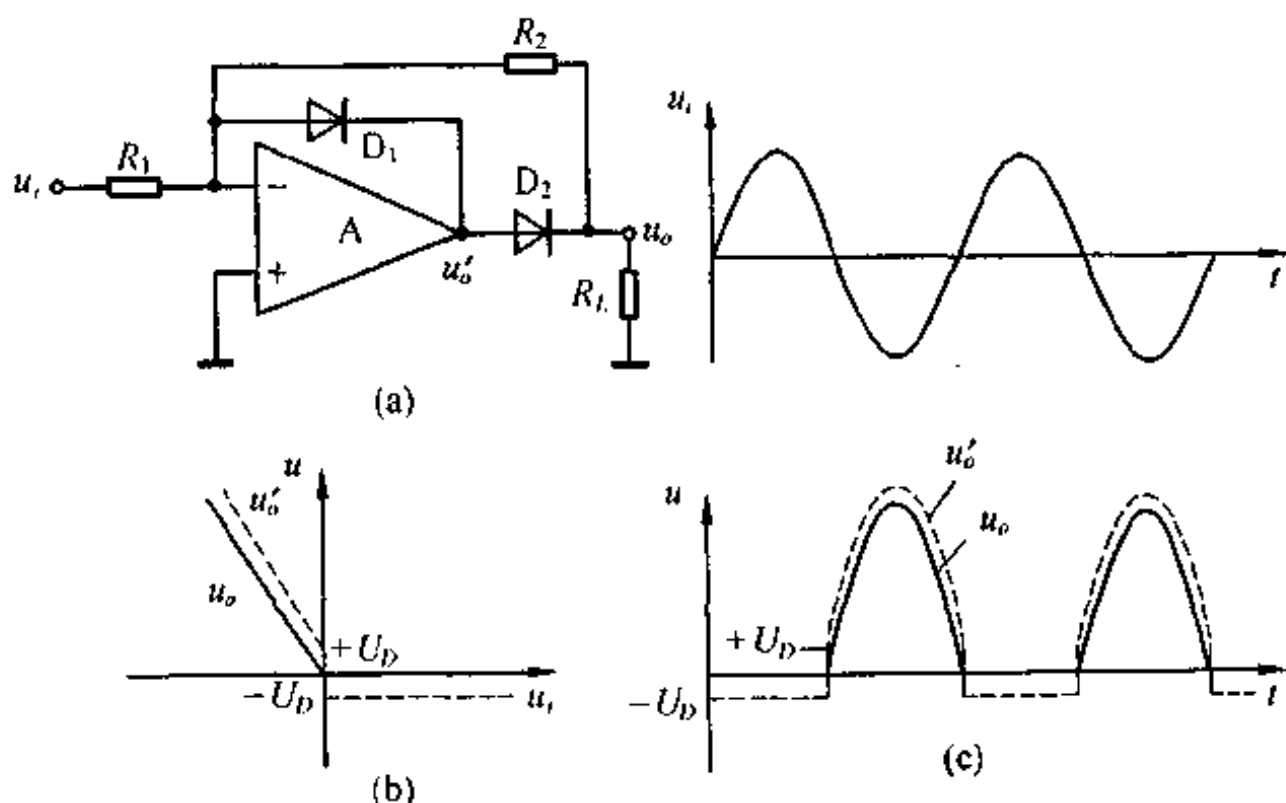


图 5-1 线性检波电路

一、线性检波电路的基本工作原理

当输入电压为正半周 ($u_i > 0$) 时,运放输出电压 $u'_o < 0$,二极管 D_1 导通,运放通过二极管 D_1 闭环,输出电压 $u'_o = -U_D$,而二极管 D_2 截止,线性检波电路的输出电压 $u_o = u_i$ 。

≈ 0 。

而当输入电压为负半周($u_i < 0$)时,运放输出电压 $u_o' > 0$,二极管 D_2 导通,而 D_1 截止,运放输出通过 D_2 和 R_2 构成闭环,此时线性检波电路输出电压为

$$u_o = -u_i R_2 / R_1 \quad (5-1)$$

而运放输出电压为

$$u_o' = U_D - u_i R_2 / R_1$$

由此可画出如图 5-1(b)实线所示的线性检波电路的传输特性,虚线为运放输出电压的传输特性。以正弦输入电压为例,可画出图 5-1(c)所示的输出波形图。

可见,当把运放看作理想运放时,这是一个理想的半波检波电路。

二、实际的线性检波特性

实际上,运放并非为理想运放,也必然存在检波误差。下面分析由 A_d 和二极管结压降引起的误差,其它的看作为理想条件。

当输入电压大于运放反相端电压,即 $u_i > u_-$ 时, R_1 中的电流 $i_1 > 0$,则二极管 D_1 导通,二极管 D_2 截止。当外接负载为 R_L 时,则线性检波电路的输出电压为

$$u_o = u_- R_L / (R_2 + R_L) \quad (5-2)$$

由于运放输出电压

$$u_o' = -A_d u_- = u_- - U_D$$

则运放反相端电压为

$$u_- = U_D / (1 + A_d) \quad (5-3)$$

将其代入式(5-2)中,则可得出线性检波电路的输出电压为

$$u_o = \frac{U_D}{1 + A_d} \cdot \frac{R_L}{R_2 + R_L} \quad (5-4)$$

当输入电压低于反相端电压,即 $u_i < u_-$ 时, R_1 中的电流 $i_1 < 0$,则二极管 D_1 截止,二极管 D_2 导通,线性检波电路的输出电压为

$$u_o = -u_i R_2 / R_1 + u_- (1 + R_2 / R_1) \quad (5-5)$$

而运放的输出电压为

$$u_o' = u_o + U_D = -A_d u_-$$

则运放的反相端电压为

$$u_- = -(u_o + U_D) / A_d \quad (5-6)$$

将式(5-6)代入式(5-5),经整理后可导出此线性检波电路的输出电压为

$$u_o = -(R_2 / R_1) u_i [1 - 1 / (1 + A_d F)] - U_D / (1 + A_d F) \quad (5-7)$$

式中 $F = R_1 / (R_1 + R_2)$ 为反馈系数。

从上面的分析中可以看出,当输入电压过零时,运放输出电压将从 $-U_D$ 跳到 $+U_D$,由于这个跳变,则相应要求输入电压有一个很小的输入电压变化, $\pm \Delta u_i = \pm U_D / A_d$,这就形成了线性检波电路的检波死区,它限制了最小输入信号的检波能力。

当超出检波死区,输入电压为正半周时,检波电路的输出电压由式(5-4)来确定,而输入电压为负半周时,输出电压由式(5-7)确定。分析式(5-4)和式(5-7)可以看出,式

(5-7) 中的第一项为理想的半波检波特性,第二项为开环增益所引起的误差,而第三项和式(5-4) 均是二极管结压降所引起的误差。尽管二极管结压降 U_D 具有非线性特性,但因 U_D 对线性检波特性的影响已降低了 $(1 + A_d F)$ 倍,其非线性误差也大大降低。当输入信号电压比较大时,它与 $\frac{R_2}{R_1} u_i$ 比较是很小的,当输入信号比较小时,则是检波死区误差。

输入电压过零时,正是两个二极管 D_1 和 D_2 由导通到截止,或由截止到导通两种状态转换期间。在转换期间运放处于开环状态,是迅速从一种闭环状态转换到另一种闭环状态的过渡。这种转换应该是输入电压过零瞬间完成的。但由于输入失调电压、失调电流的影响,并不一定是在输入电压过零时才实现这两种状态的转换,可能提前或推迟,由此造成零位检测误差。通常采用调零方法来减小这一项误差。

当被检波的信号频率上升时,由于运放开环增益下降而误差增大。运放的摆率限制了两种状态转换速度和高频大信号的检波能力。

为了减小检波死区,减小零位误差并提高稳定性,应选择高增益、低失调、低漂移的运放。为了获得较宽的工作频带,应选择增益带宽积和摆率大的运放。

§ 5-2 绝对值变换器

这种变换器的输出电压 u_o 将正比于输入电压的绝对值。它实际上是一种比较理想的全波检波电路,其电路的构成也有多种。下面分析几种典型电路。

一、对地电压输出的绝对值变换器

1. 反相型绝对值变换电路

图 5-2(a) 为经常被采用的一种典型的反相型绝对值变换电路。当输入信号电压 $u_i < 0$ 时, D_1 导通, D_2 截止,由于运放 A_1 反相端电压 $u_- \approx 0$, 则 A 点电压 $u_A = 0$ 。这时反相求和放大器 A_2 的两个输入电压,一个为输入电压 u_i , 另一个为 $u_A = 0$, 则运放 A_2 的输出电压为

$$u_o = -u_i R_5 / R_2 > 0 \quad (5-8)$$

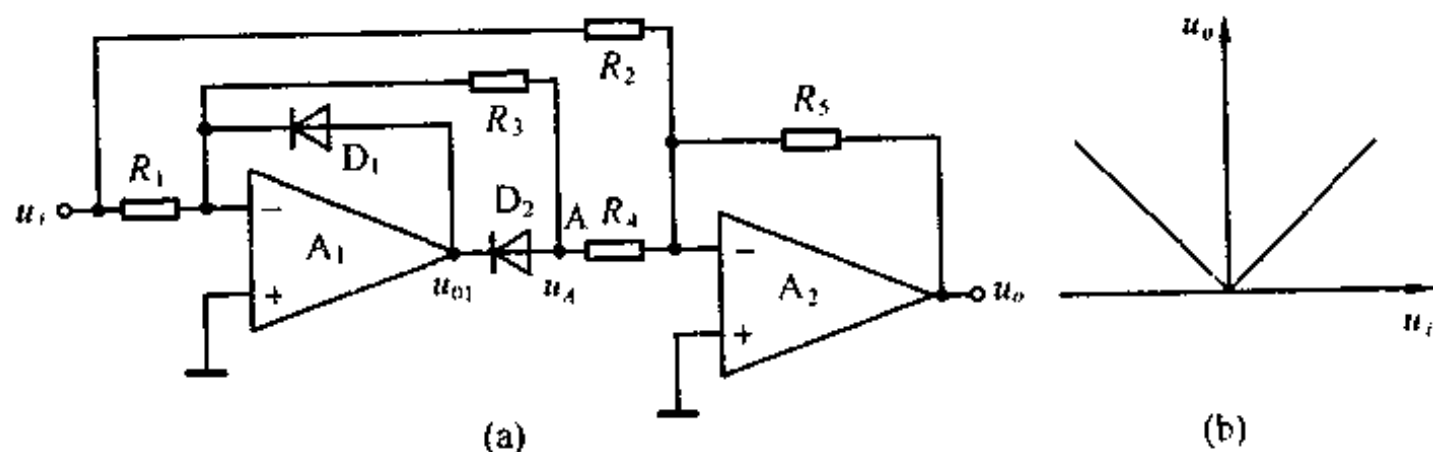


图 5-2 反相型绝对值变换电路

当输入电压 $u_i > 0$ 时, 二极管 D_1 截止, D_2 导通, 运放 A_1 的输出电压为

$$u_A = -u_i R_3 / R_1$$

这时反相求和运放 A_2 的输出电压为

$$u_o = -u_i R_5 / R_2 - u_A R_5 / R_4 = u_i (R_3 R_2 - R_1 R_4) R_5 / (R_1 R_2 R_4) \quad (5-9)$$

当满足电阻匹配条件 $R_3 R_2 = 2 R_1 R_4$, 例如选取

$$R_1 = R_3, \quad R_4 = R_2 / 2$$

时, 则输出电压为

$$u_o = u_i R_5 / R_2 > 0 \quad (5-10)$$

可见, 无论输入电压极性如何, 输出电压总是为正, 即

$$u_o = |u_i| R_5 / R_2 \quad (5-11)$$

其传输特性如图 5-2(b) 所示。

当 $R_5 = R_2$ 时, 则输出电压为输入电压的绝对值

$$u_o = |u_i| \quad (5-12)$$

值得注意的是, 此绝对值变换电路必须同时满足 $R_1 = R_3, R_4 = R_2 / 2, R_2 = R_5$ 三个电阻匹配条件, 才能实现输出电压等于输入电压的绝对值。

此电路的输入电阻是 R_1 和 R_2 的并联值, 它难以实现高输入阻抗。当要求具有高输入阻抗时, 可采用同相型绝对值变换电路。

2. 同相型绝对值变换电路

同相型绝对值变换电路, 如图 5-3 所示。当输入信号电压 $u_i > 0$ 时, 运放 A_1 的输出电

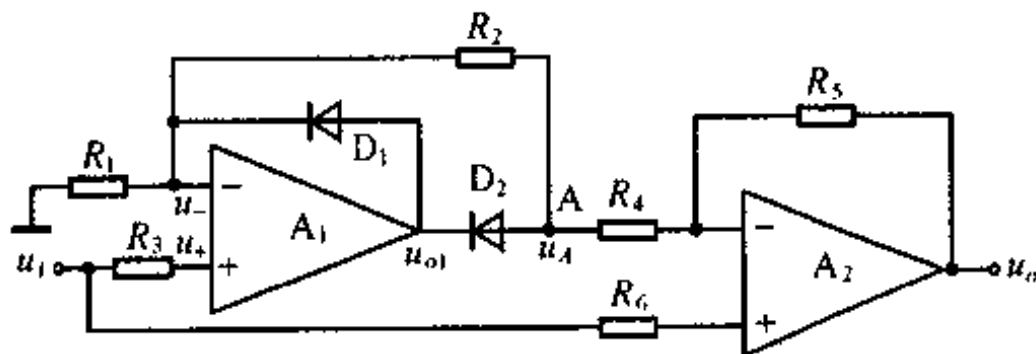


图 5-3 同相型绝对值电路

压 $u_{o1} > 0$, 则二极管 D_1 导通, 而二极管 D_2 截止。此时 A_1 的反相端电压 u_- 将跟踪输入电压 u_i , 即 $u_- = u_i$ 。由于 D_2 截止, 电压 u_- 通过 R_2 和 R_4 电阻是 A_2 的一个输入信号, 而 A_2 的另一个输入信号是输入电压 u_i 。利用迭加原理可以求出 A_2 的输出电压为

$$u_o = u_i > 0 \quad (5-13)$$

当输入电压 $u_i < 0$ 时, A_1 输出电压 $u_{o1} < 0$, 则 D_1 截止, 而 D_2 导通, A_1 输出端 A 点电压为

$$u_A = u_i (1 + R_2 / R_1)$$

电压 u_A 和 u_i 是 A_2 的两个输入信号, 利用迭加原理, 可求出 A_2 输出电压为

$$u_o = u_i [1 - R_2 R_5 / (R_1 R_4)] \quad (5-14)$$

为了实现绝对值变换, 显然应满足的电阻匹配条件是 $R_2 R_5 = 2 R_1 R_4$ 。例如选取 $R_1 = R_2, R_4 = R_5 / 2$, 则输出电压为

$$u_o = -u_i > 0 \quad (5-15)$$

这种绝对值变换电路应满足两个电阻匹配条件。由于采用同相端输入方式, 其输入阻

抗高。但必须注意共模电压输入范围和共模抑制比带来的误差。

3. 可调增益绝对值变换电路

许多绝对值电路的增益是固定的。当要求增益可以调节时,上述电路就需要同时调节两个以上的电阻以满足电阻匹配条件。这实际上是相当困难的。若实现增益调节,只能在电路中采用一个调节元件。这里讨论的就是这种绝对值变换电路,如图 5-4(a)所示。其工

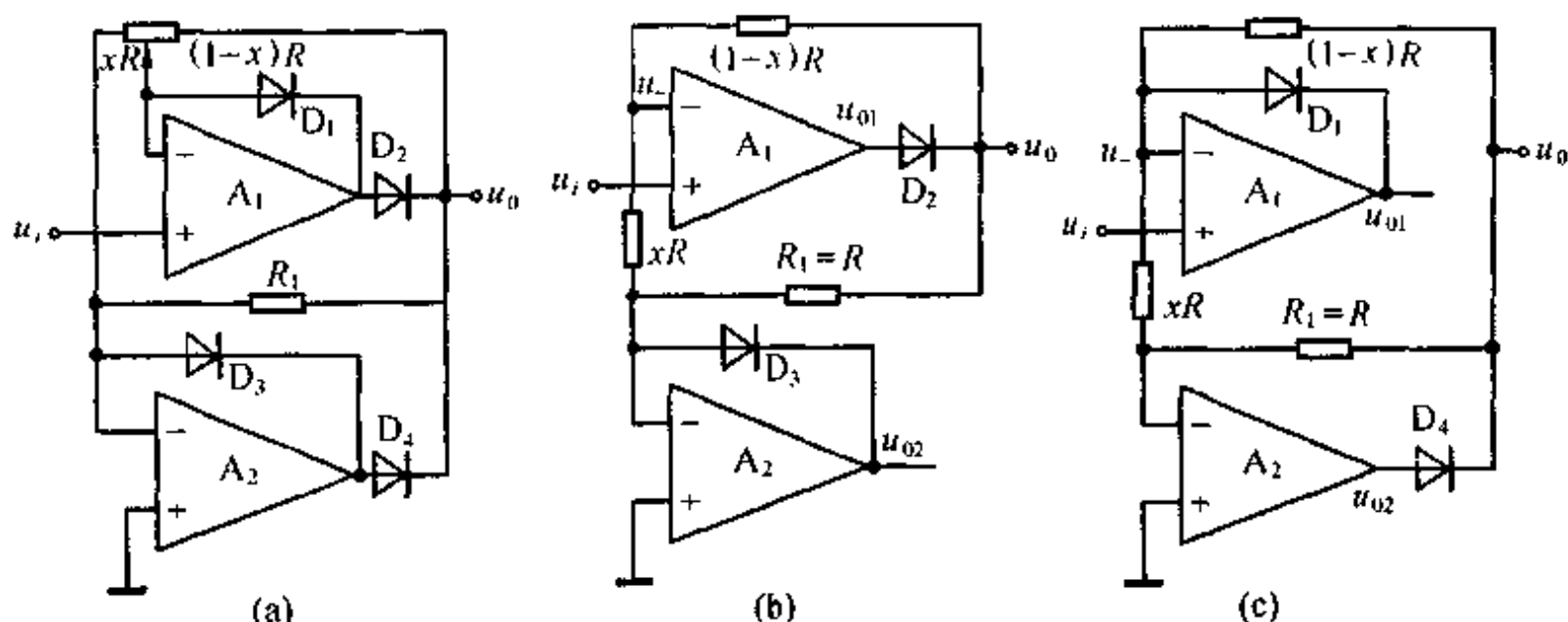


图 5-4 可调增益绝对值变换电路

作原理是:当输入电压 $u_i > 0$ 时,运放 A_1 输出电压 $u_{o1} > 0$,则二极管 D_2 导通、 D_1 截止, A_1 输出端通过 D_2 和电位器 R 构成闭环。 A_1 的反相输入端电压将跟踪输入电压,即 $u_- = u_i$,同时又是运放 A_2 的反相输入电压。显然, A_2 在 u_o 和 A_1 的 u_- 两个电压作用下,二极管 D_3 导通, D_4 则截止。这时电路状态如图 5-4(b) 所示。

由于 A_2 反相端的电压为地电位,则 A_1 给出的输出电压为

$$u_o = u_i/x \quad (5-16)$$

电阻 R_1 为 u_o 输出电压的负载。

当输入电压 $u_i < 0$ 时, A_1 输出电压 $u_{o1} < 0$,则 D_1 导通, D_2 截止, A_1 输出端通过 D_1 构成闭环。同样, A_1 反相端电压跟踪输入电压,即 $u_- = u_i$,而 A_2 在 $u_- < 0$ 的作用下,二极管 D_3 截止, D_4 导通,这时电路状态如图 5-4(c) 所示。若选择电阻匹配条件: $R_1 = R$,则输出电压为

$$u_o = -u_i/x > 0 \quad (5-17)$$

从上述分析可以看出,此绝对值变换电路的增益取决于电位器 R 的电阻分压系数 $\frac{1}{x}$,调节电位器的分压系数 x 即可调节绝对值电路的增益。

从图 5-4(c) 中可以看出电位器 $(1-x)R$ 上的电流为

$$i = (u_i + u_i/x)/[(1-x)R] = u_i(1+x)/[(1-x)xR]$$

当 $x \rightarrow 0$ 或 $x \rightarrow 1$,均会出现极大的电流,这是不允许的,为此需在电位器两端各串入一个电阻。此绝对值变换电路的增益调节范围可以从几到几十倍。此电路也具有高的输入阻抗。

二、浮地电流输出绝对值变换器

在实际应用中也常采用浮地电流输出绝对值变换电路,例如采用微安电流表作指示器进行交流电压测量时,就可以采用这种电路,如图 5-5(a)和(b)所示。

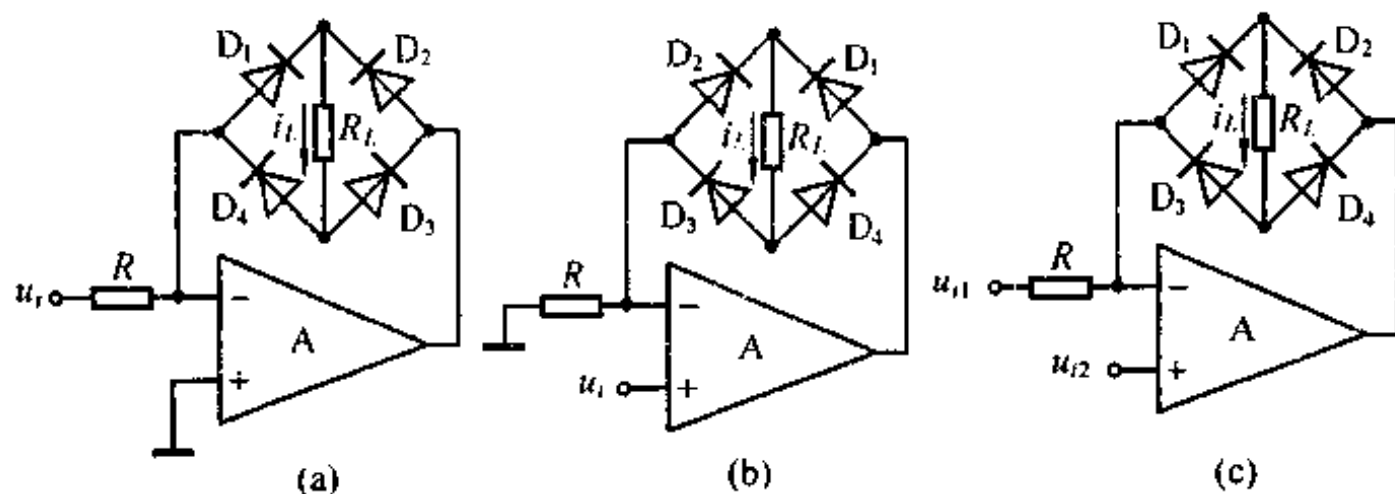


图 5-5 浮地电流输出绝对值变换电路

图 5-5(a)和(b)所示电路的不同之处是信号输入方式不同,(a)图为反相型,(b)图为同相型。两种电路流经 R 的电流均为: $i_R = \frac{u_i}{R}$ 下面分析浮地负载 R_L 中的电流。

当输入电压 $u_i > 0$ 时, $i_R > 0$, 图 5-5(a) 中运放 A 的输出电压 $u_o < 0$, (b) 中运放 A 的输出电压 $u_o > 0$, 两个电路中的二极管 D_1 、 D_3 导通, D_2 、 D_4 截止, 负载 R_L 中的电流实际方向如图中所示。负载电流为

$$i_L = i_R = u_i/R > 0$$

当输入电压 $u_i < 0$, 即 $i_R < 0$ 时, 则图(a)中 $u_o > 0$, (b)中 $u_o < 0$, 两个电路中的二极管 D_1 、 D_3 截止, D_2 、 D_4 导通, 负载 R_L 中的电流实际方向仍如图中所示。负载电流为

$$i_L = -i_R = -u_i/R > 0$$

可见, 负载中的电流正比于输入电压的绝对值

$$i_L = |u_i|/R \quad (5-18)$$

当采用这种电路测量正弦交流信号电压时, 为了滤掉输出全波整流中的交流分量, 在负载 R_L 上并联滤波电容。

若输入电压为 $u_i = U_m \sin \omega t$, 则流入表头负载中的平均直流电流为

$$I_L = \frac{2}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} \frac{U_m}{R} \sin \omega t dt = \frac{U}{R} = \frac{U_{Rms}}{1.11R} \quad (5-19)$$

式中 U 、 U_{Rms} 分别为输入电压的平均值和有效值。

输入信号为正弦时, 平均值和有效值之间的比例系数是常数。当输入信号为非正弦时, 平均值与有效值之间不存在固定的比例系数, 因此采用平均值方法只适用于测量正弦信号, 不适用于任意波形有效值的测量。

上述电路的输入信号均是单端对地输入信号, 当需要测量两个对地输入电压之差的绝对值时, 可采用下面介绍的差动输入绝对值变换电路。

三、差动输入绝对值变换器

为了实现差动输入信号电压的绝对值变换, 可采用差动放大器和绝对值变换电路来

构成变换器。这种方法需要三个运算放大器。这里讨论的是由两个运放构成的差动输入绝对值变换电路,如图 5-6 所示。

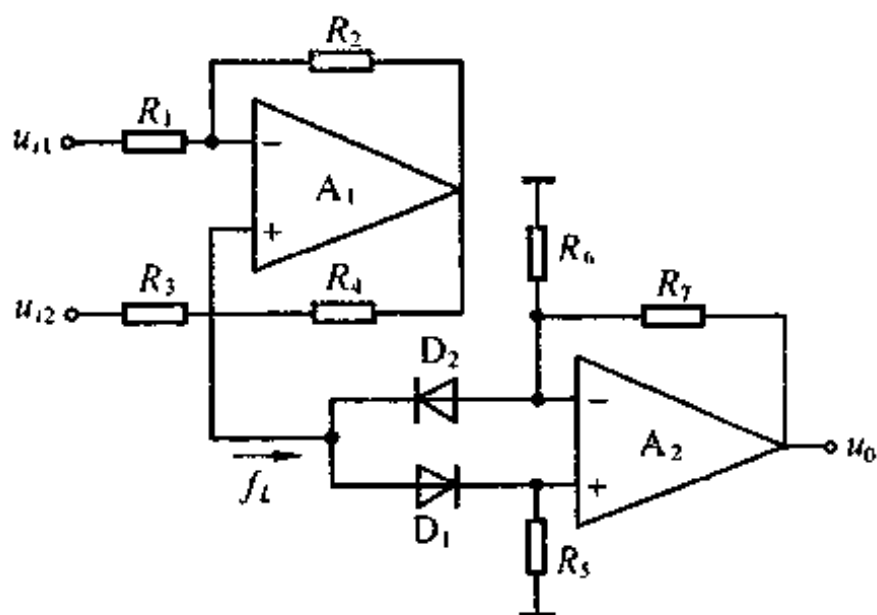


图 5-6 差动输入绝对值电路

运放 A_1 完成两个输入电压的差值到电流的变换。参看图 4-3(c) 所示电路,当满足电阻匹配条件 $R_1 R_4 = R_2 R_3$ 时,从同相端输出的电流 i_L 由式(4-23) 确定

$$i_L = (u_{i2} - u_{i1}) / R_3$$

下面分析由运放 A_2 构成的电流绝对值变换电路的工作原理。

当 $u_{i2} > u_{i1}$, 即 $i_L > 0$ 时, 二极管 D_1 导通, D_2 截止。此电流流入 R_5 , 则 A_2 输出电压为

$$u_o = i_L R_5 (1 + R_7 / R_6) = (u_{i2} - u_{i1}) R_5 (1 + R_7 / R_6) / R_3 > 0 \quad (5-20)$$

当 $u_{i2} < u_{i1}$, 即 $i_L < 0$ 时, 二极管 D_1 截止, D_2 导通, 电流 i_L 实际上从 A_2 反相端流出。由于反相端电压虚地, R_6 中电流为零, 可见 A_2 输出电压为

$$u_o = -i_L R_7 = -(u_{i2} - u_{i1}) R_7 / R_3 > 0 \quad (5-21)$$

若满足电阻匹配条件: $R_5 = R_6 \parallel R_7$, $R_7 = R_3$, 则输出电压为

$$u_o = |u_{i2} - u_{i1}| \quad (5-22)$$

可见输出电压是两个输入电压之差的绝对值。此电路的输出电压为对地输出。若需要浮地电流输出时,可采用图 5-5(c)所示电路。此电路实际上是图 5-5(a)和(b)两种输入方式同时被采用时所构成的电路。

负载中的电流为

$$i_L = |u_{i2} - u_{i1}| / R \quad (5-23)$$

它正比于输入电压之差的绝对值。

§ 5-3 限幅器

这也是一个具有非线性电压传输特性的运放电路。其传输特性的特点是,当输入信号电压在某一范围内时,电路处于线性放大状态,具有恒定的放大倍数,而超出此范围,其放大倍数近于零或很低。通常,这种非线性传输特性是采用二极管和稳压管来实现的。在模拟电压比较器和波形产生电路中经常被采用。二极管函数发生器也是以此电路为基础的。

根据二极管连接方式的不同,限幅器可分为串联式、并联式和反馈式。根据所采用元件的不同,又可分为二极管限幅器和稳压管限幅器。

一、二极管并联式限幅器

图 5-7(a)为二极管并联式限幅器的基本电路。下述其工作原理。

当输入电压低于某一门限电压,即

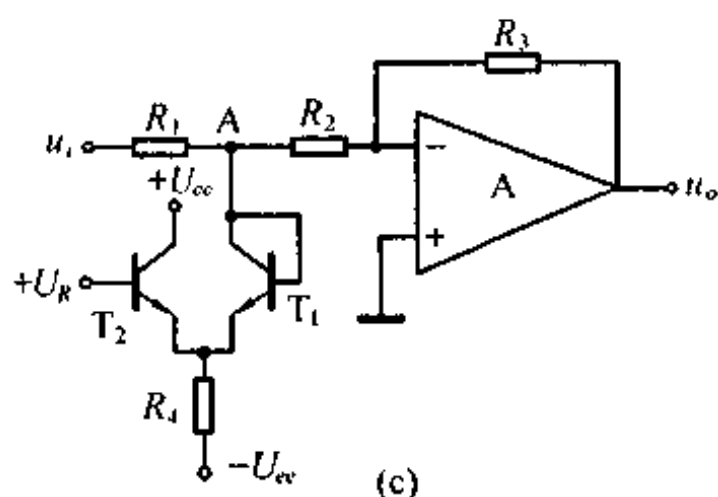
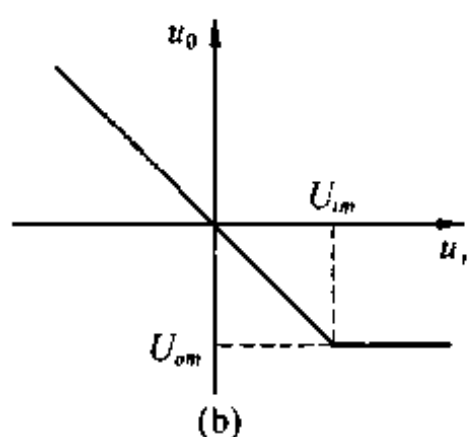
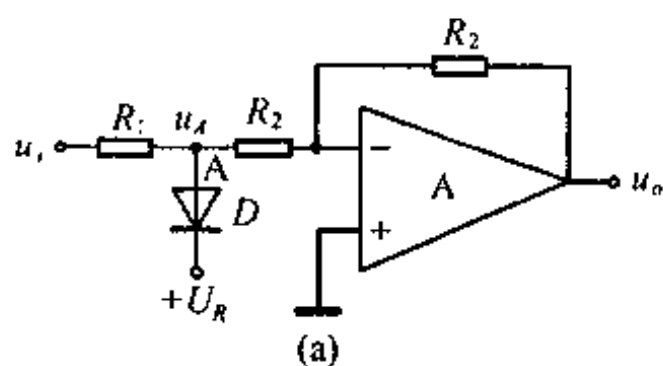


图 5-7 二极管并联式限幅器基本电路

$$u_i < U_{im} = (U_R + U_D)(1 + R_1/R_2)$$

时, A 点电压低于二极管 D 的导通电压为

$$u_A < (U_R + U_D)$$

则二极管 D 截止, 这时限幅器电路为倒相放大器, 其输出电压为

$$u_o = -u_i R_3 / (R_1 + R_2) \quad (5-24)$$

传输特性的斜率为

$$s_1 = -R_3 / (R_1 + R_2)$$

当输入电压 u_i 等于或大于门限电压, 即 $u_i \geq U_{im}$ 时, 则二极管 D 导通, A 点电平被箝制在 $(U_R + U_D)$ 电平上, 则限幅电路的输出电压不再随输入电压变化而变化, 而为一固定电平

$$u_o = U_{om} = - (U_R + U_D) R_3 / R_2 \quad (5-25)$$

根据式(5-24)和式(5-25)可画出图 5-7(b)所示的传输特性。

从上面的分析可见, 限幅电路的输入门限电压 U_{im} 和输出限幅电压 U_{om} 与二极管结压降有关, 因此它们的温度稳定性很差。为了提高温度稳定性可采用图 5-7(c)所示的温度补偿电路。

为了更好地实现温度补偿, 采用两个特性相同的三极管, 其中一个接成二极管。此限幅器的输入门限电压为

$$U_{im} = (U_R + U_{be1} - U_{be2})(1 + R_2/R_1)$$

输出限幅电压为

$$U_{om} = - (U_R + U_{be1} - U_{be2}) R_3 / R_2$$

可见, 由于两个三极管结压降可互相抵消, 当处于同一温度场时, 可以比较好地实现温度补偿。

在上述限幅器电路中, 若将参考电压改为 $-U_R$, 二极管换方向, 则可实现第二象限内的限幅特性。若同时在输入端采用这两种输入限幅方法, 则可构成双向限幅器。

二、二极管串联式限幅器

图 5-8(a)为二极管串联式限幅器的基本电路。下述其工作原理。

当输入电压低于输入门限电压, 即

$$u_i < U_{im} = U_R R_1 / R_2 + U_D (1 + R_1 / R_2)$$

时, 由于 A 点电压低于二极管结压降, $u_A < U_D$, 则二极管 D 截止, 则运放输出电压为

$$u_o = 0$$

而当输入电压等于或高于输入门限电压时, 二极管 D 导通, 则运放在 u_i 和 U_R 作用

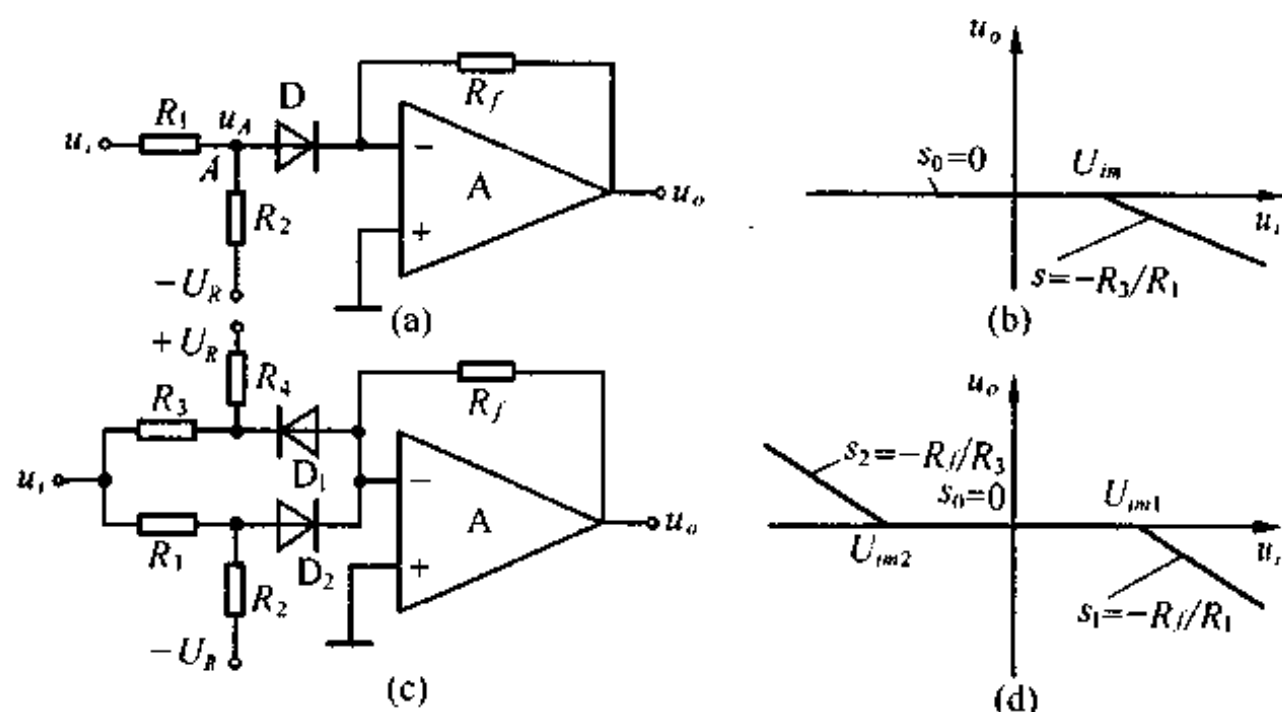


图 5-8 二极管串联式限幅器基本电路

下,其输出电压为

$$u_o = -(u_i - U_D)R_f/R_1 - (U_R - U_D)R_f/R_2 = -(u_i - U_{im})R_f/R_1 \quad (5-26)$$

如此可画出图 5-8(b)所示的传输特性。

由于输入门限电压与二极管结压降有关,其温度稳定性差,特别是 $R_1 \gg R_2$ 时,二极管结压降的影响更大。这种电路不易用简单的方法实现较好的温度补偿。

当参考电压改为 $+U_R$ 、二极管换方向,则可实现第二象限 u_i 的限幅特性。若同时在输入端采用这两种输入限幅电路,则可构成区间限幅器电路,如图 5-8(c)所示,图 5-8(d)为区间限幅电路传输特性。

上述限幅器所采用的二极管是串接或并接在运放输入电路中。如若将限幅元件置于反馈电路中则可构成反馈式限幅器。

三、反馈式限幅器

在反馈电路中采用不同的限幅元件和不同的连接方法,可构成具有不同传输特性的反馈式限幅器。这里讨论几种典型电路。

1. 稳压管反馈式双向限幅器

将稳压管置于反馈电路中,则构成图 5-9(a)所示的限幅器。下面简述其工作原理。

当输入电压小于某一门限电压时,运放输出电压不足以击穿两个反向对接的稳压管中的任何一个,这时运放为反相放大器,其输出电压为

$$u_o = -u_i R_2/R_1 \quad (5-27)$$

其斜率为 $s_o = -R_2/R_1$

当输入电压达到或超过输入门限电压时,由于运放输出电压达到或超出齐纳管的稳压值,或 DW_1 被击穿,或 DW_2 被击穿,则输出电压被限幅。

输出限幅电压分别为

$$U_{om1} = -(U_{Z1} + U_{D2}) \quad (5-28-1)$$

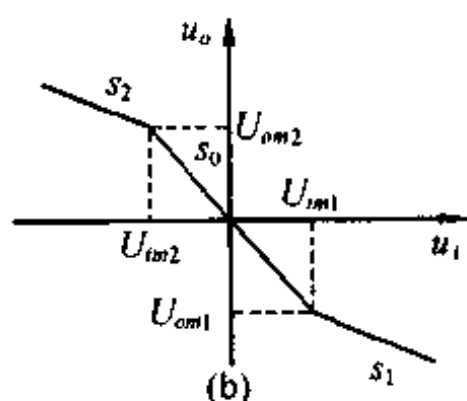
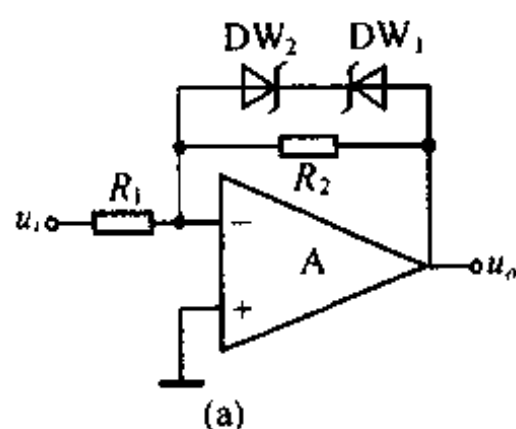


图 5-9 稳压管反馈式限幅器

$$U_{om2} = U_{Z2} + U_{D1} \quad (5-28-2)$$

式中 U_{Z1}, U_{Z2} 分别为 DW_1 和 DW_2 稳压管稳压值;

U_{D1}, U_{D2} 分别为 DW_1 和 DW_2 稳压管正向导通压降。

根据上述原理可导出输入门限电压分别为

$$U_{im1} = -U_{om1}R_1/R_2 = (U_{Z1} + U_{D2})R_1/R_2 \quad (5-29-1)$$

$$U_{im2} = -U_{om2}R_1/R_2 = -(U_{Z2} + U_{D1})R_1/R_2 \quad (5-29-2)$$

当 $u_i > U_{im1}$ 时, DW_1 反向击穿、 DW_2 正向导通, 若考虑 DW_1, DW_2 动态电阻 r_{Z1}, r_{D2} 时, 限幅器输出电压为

$$u_o = U_{om1} - u_i(r_{Z1} + r_{D2})/R_1 \quad (5-30)$$

其斜率为 $s_1 = -(r_{Z1} + r_{D2})/R_1$

当 $u_i < -U_{im2}$ 时, DW_1 正向导通、 DW_2 反向击穿, 其动态电阻为 r_{Z2}, r_{D1} , 则限幅器输出电压为

$$u_o = U_{om2} - u_i(r_{Z2} + r_{D1})/R_1 \quad (5-31)$$

其斜率为 $s_2 = -(r_{Z2} + r_{D1})/R_1$

根据上述分析可画出图 5-9(b) 所示的传输特性。

2. 二极管电桥反馈式区间限幅器

在运放的反馈电路中接入二极管桥式电路, 则可构成具有区间限幅特性的限幅器, 如图 5-10(a) 所示。下述其工作原理。

限幅器的工作状态取决于二极管的工作状态。二极管的工作状态不仅由 $\pm U_R$ 决定, 而且受电阻 R_1 中的电流 i_{R1} 控制。为了简化分析, 假设所有二极管结压降相等, 且与导通电流大小无关。

当输入电压 $u_i = 0$ 时, 电阻 R_1 中电流 $i_{R1} = 0$, 二极管 $D_1 \sim D_4$ 在参考电压 $\pm U_R$ 控制下均导通, R_3, R_4 中的电流为常数

$$I_3 = I_{3m} = (U_R - U_D)/R_3 \quad (5-32-1)$$

$$I_4 = I_{4m} = (U_R - U_D)/R_4 \quad (5-32-2)$$

而运放的输出电压 u_o 是 D_1 和 D_3 (或 D_2 和 D_4) 结压降之差, 因此 $u_o = 0$ 。此时反馈电阻 R_2 中的电流 $i_{R2} = 0$ 。

随着输入电压 u_i 的加入, 由于 i_{R1} 的出现, 它将影响四个二极管中的电流分配。当 i_{R1} 电流变化范围比较小时, 不足以破坏二极管正向导通状态, 则输出电压仍维持在 $u_o = 0$ 状态, i_{R2} 仍为零。各二极管中的电流仍然保持着

$$i_{d2} + i_{d4} = I_{4m} \quad (5-33-1)$$

$$i_{d1} + i_{d3} = I_{3m} \quad (5-33-2)$$

同时有

$$i_{R1} + i_{d1} = i_{d2} \quad (5-34)$$

将式(5-34)代入式(5-33-1)和式(5-33-2)消去 i_{d2} 和 i_{d1} , 则有

$$+i_{R1} + i_{d1} + i_{d4} = I_{4m} \quad (5-35-1)$$

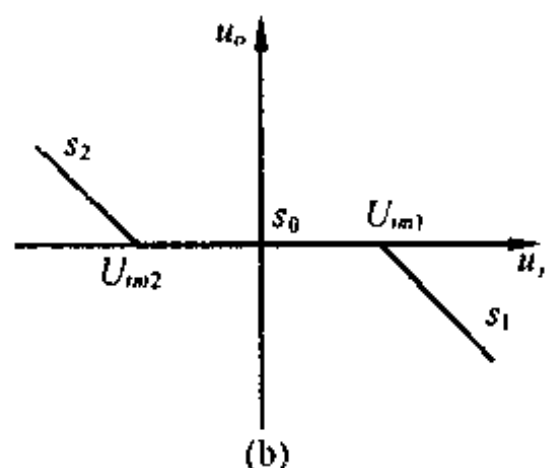
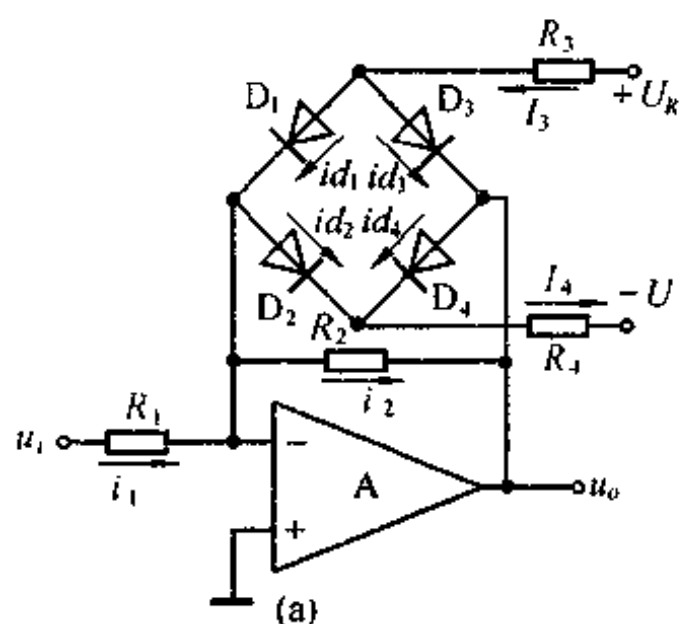


图 5-10 二极管电桥反馈式区间限幅器 根据上述分析,可画出图 5-11(b)所示的限幅特性。

可见这是一个区间限幅器,在 $U_{im2} < u_i < U_{im1}$ 区间内二极管 $D_1 \sim D_4$ 均导通, $u_o = 0$, 而在此区间之外,则处于放大区,限幅特性的斜率为 $-\frac{R_2}{R_1}$ 。这种区间限幅器的门限电压也与二极管结压降有关,因此其限幅特性也随温度发生变化。若采用下面介绍的限幅电路则有稳定的门限电压。

四、线性检波限幅器

若在线性检波电路的输入端增加一个由参考电源给出的输入电压,则构成图 5-1(a) 所示的线性检波限幅器。

输入电压 u_i 和参考电压 $-U_R$ 分别通过 R_1 和 R_2 加到运放反相输入端,其相加电流为

$$i_{\Sigma} = u_i/R_1 - U_R/R_2,$$

当 $i_{\Sigma} < 0$, 即 $u_i < U_R R_1/R_2$ 时,二极管 D_1 导通、 D_2 截止,输出电压 $u_o = 0$

当 $i_{\Sigma} > 0$, 即 $u_i > U_R R_1/R_2$ 时,二极管 D_1 截止、 D_2 导通,则输出电压

$$u_o = -(u_i - U_R R_1/R_2) R_3/R_1 \quad (5-39-2)$$

可见此限幅器的门限电压为

$$U_{im} = U_R R_1/R_2 \quad (5-40)$$

根据上述分析,可画出图 5-11(b) 实线所示的限幅特性。若将此电路的两个二极管同时换向,参考电压改为 $+U_R$, 则可实现第二象限内的限幅特性,如图 5-11(b) 中虚线所

$$-i_{R1} + i_{d2} + i_{d3} = I_{3m} \quad (5-35-2)$$

从式(5-33)和式(5-34)中可以看出,当 $u_i > 0$ 时,随 u_i 增加, i_{R1} 相应增加,而各二极管电流 i_{d1} 和 i_{d4} 减小,而 i_{d2} 和 i_{d3} 增大。从式(5-35-1)中又可看出,一旦 i_{R1} 增大到 $i_{R1} \geq I_{4m}$ 时,必然是 $i_{d1} + i_{d4} = 0$, 即 i_{d1} 和 i_{d4} 均为零, D_1 和 D_4 均截止。根据 $i_{R1} = I_{4m}$ 可出输入门限电压的上限为

$$U_{im1} = (U_R - U_D) R_1/R_4 \quad (5-36)$$

当 $u_i \geq U_{im1}$ 时,限幅器输出电压为

$$u_o = -(u_i - U_{im1}) R_2/R_1 < 0 \quad (5-37)$$

当 $u_i < 0$ 时, $i_{R1} < 0$, 一旦 $-i_{R1} \geq I_{3m}$ 时,必然 $(i_{d2} + i_{d3}) = 0$, 即 i_{d2} 和 i_{d3} 均为零,则 D_2 和 D_3 均截止。根据 $-i_{R1} = I_{3m}$ 可得到输入门限电压的下限为

$$U_{im2} = -(U_R - U_D) R_1/R_3 \quad (5-38)$$

当 $u_i \leq U_{im2}$ 时,限幅器输出电压为

$$u_o = -\frac{R_2}{R_1}(u_i - U_{im2}) > 0 \quad (5-39-1)$$

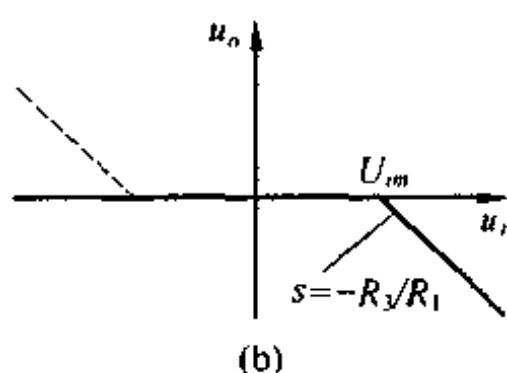
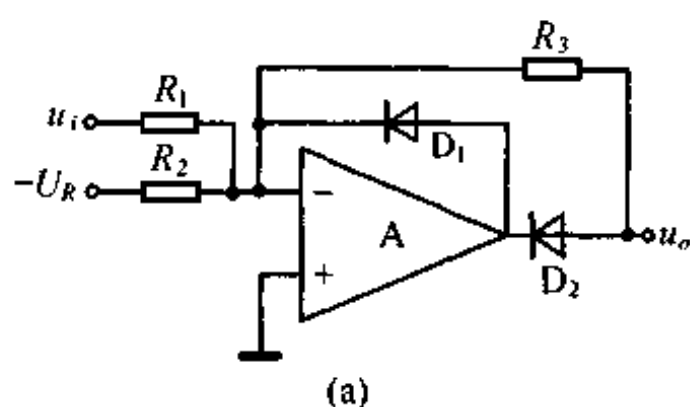


图 5-11 线性检波限幅器

示。

从式(5-40)中可以看出,由于电阻 R_1 和 R_2 以及参考电源均可以做得很稳定,则此限幅电路具有稳定的传输特性。

§ 5-4 二极管函数变换器

这是一种可以实现输出电压与输入电压间具有某种函数关系的变换电路。一个函数可以用一条曲线表示,而一条曲线可以用多次折线来逼近。采用多个二极管限幅电路来实现多条折线,就可以实现某一种函数曲线的逼近。采用多折线逼近函数关系的电路就是本节将讨论的二极管函数变换器电路。

采用不同的限幅器,就可以实现不同特点的函数变换。下面讨论几种典型电路的工作原理。

一、串联限幅型二极管函数变换器

这种变换器是在运放输入端采用多个二极管串联限幅电路,并以并行方式输入的一种函数变换器,如图 5-12(a)所示。

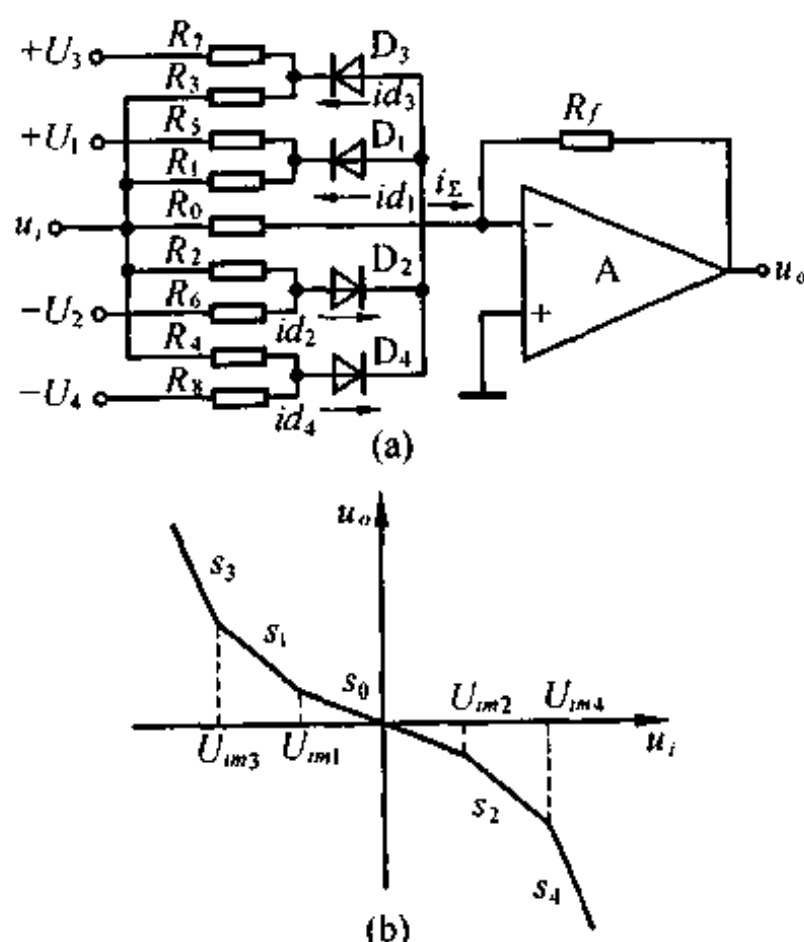


图 5-12 串联限幅型二极管函数变换器

为了求出输出电压与输入电压的关系式,首先求出各串联限幅电路的门限电压,它们分别是:

D_1 限幅电路

$$U_{im1} = -(U_1 + U_D)R_1/R_5 - U_D \quad (5-41-1)$$

D_2 限幅电路

$$U_{im2} = (U_2 + U_D)R_2/R_6 + U_D \quad (5-41-2)$$

D_3 限幅电路

$$U_{im3} = -(U_3 + U_D)R_3/R_7 - U_D \quad (5-41-3)$$

D_4 限幅电路

$$U_{im4} = (U_4 + U_D)R_4/R_8 + U_D \quad (5-41-4)$$

下面假设 $U_{im3} < U_{im1} < U_{im2} < U_{im4}$, 求函数变换器的输出电压与不同门限电压范

围内输入电压的关系式。

(1) 当 $U_{im1} < u_i < U_{im2}$ 时, 各二极管 $D_1 \sim D_4$ 均截止, 则输出电压为

$$u_o = -u_i R_f / R_0 \quad (5-42)$$

(2) 当 $U_{im2} \leq u_i < U_{im4}$ 时, 只有二极管 D_2 导通, 则输出电压为

$$u_o = -u_i R_f (1/R_0 + 1/R_2) + U_{im2} R_f / R_2 \quad (5-43)$$

(3) 当 $u_i \geq U_{im4}$ 时, 只有二极管 D_2 和 D_4 导通, 则输出电压为

$$u_o = -u_i R_f (1/R_0 + 1/R_2 + 1/R_4) + U_{im2} R_f / R_2 + U_{im4} R_f / R_4 \quad (5-44)$$

(4) 当 $U_{im3} < u_i \leq U_{im1}$ 时, 只有二极管 D_1 导通, 则输出电压为

$$u_o = -u_i R_f (1/R_0 + 1/R_1) + U_{im1} R_f / R_1 \quad (5-45)$$

(5) 当 $u_i \leq U_{im3}$ 时, 只有二极管 D_1 和 D_3 导通, 则输出电压为

$$u_o = -u_i R_f (1/R_0 + 1/R_1 + 1/R_3) + U_{im1} R_f / R_1 + U_{im3} R_f / R_3 \quad (5-46)$$

根据式(5-42)~式(5-46)可画出图 5-12(b)中由折线所描述的函数特性曲线。各输出

电压关系式中 u_i 项的系数就是各折线的斜率。

这种函数变换器的输出电压的变化率是随输入电压增大而增大。这是由于随着输入电压值增大, 导通的二极管增多, 输入电压提供给运放相加点的并联支路电流增多, 从而使输出电压随输入电压的变化率增大。如想获得输出电压的变化率是随输入电压增大而减小的函数变换特性, 则可采用下面讨论的并联限幅型二极管函数变换器。

二、并联限幅型二极管函数变换器

若在运放输入电路中采用几个二极管并联限幅电路并以并行输入方式时, 则构成图 5-13(a)所示电路。

首先求出各个并联限幅电路的门限电压, 它们分别为:

D_1 限幅电路

$$U_{im1} = -(U_1 + U_D)/a \quad (5-47-1)$$

D_2 限幅电路

$$U_{im2} = (U_2 + U_D)/b \quad (5-47-2)$$

D_3 限幅电路

$$U_{im3} = -(U_3 + U_D)/c \quad (5-47-3)$$

D_4 限幅电路

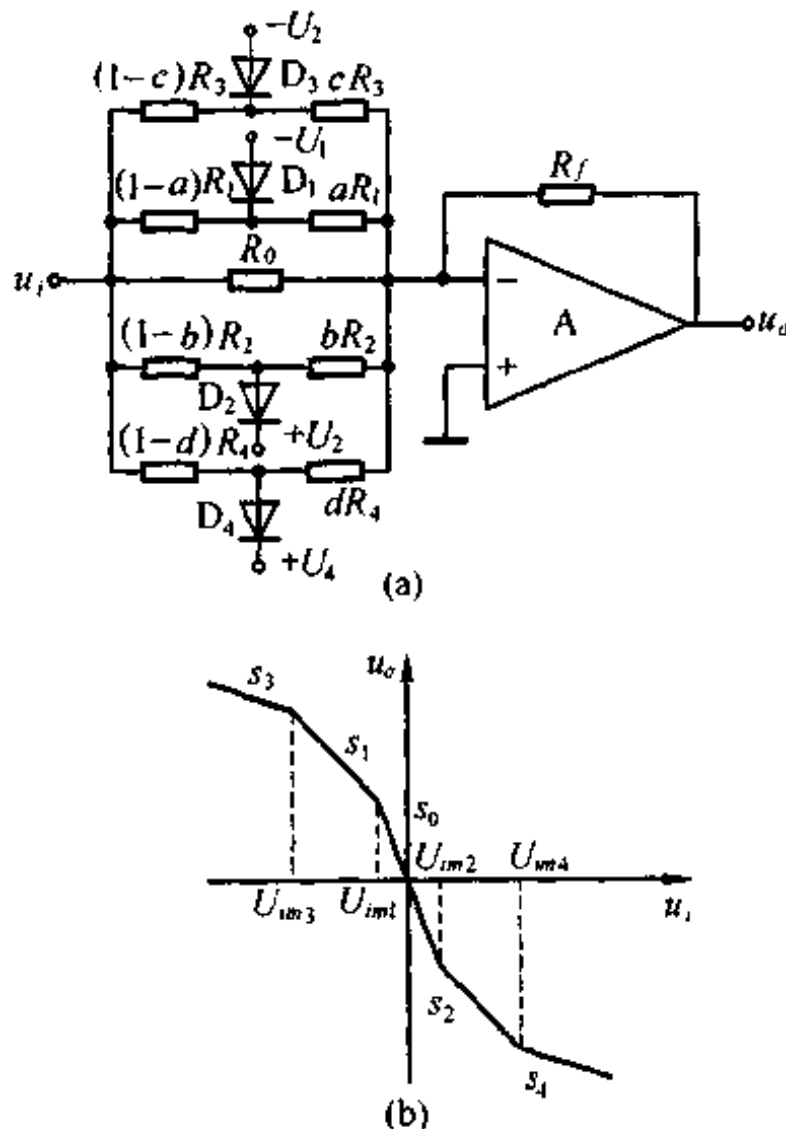


图 5-13 并联限幅型二极管函数变换器

$$U_{im4} = (U_4 + U_D)/d \quad (5-47-4)$$

下面假设 $U_{im3} < U_{im1} < U_{im2} < U_{im4}$, 按输入电压在不同的门限电压范围, 求出相应的输出电压分别为:

(1) 当 $U_{im1} < u_i < U_{im2}$ 时, 所有二极管 $D_1 \sim D_4$ 均截止, 则输出电压为

$$u_o = -u_i R_f (1/R_0 + 1/R_1 + 1/R_2 + 1/R_3 + 1/R_4) \quad (5-48)$$

(2) 当 $U_{im3} < u_i \leq U_{im1}$ 时, 只有二极管 D_1 导通, 则输出电压为

$$u_o = -u_i R_f (1/R_0 + 1/R_2 + 1/R_3 + 1/R_4) - U_{im1} R_f / R_1 \quad (5-49)$$

(3) 当 $u_i \leq U_{im3}$ 时, 只有二极管 D_1 和 D_3 导通, 则输出电压为

$$u_o = -u_i R_f (1/R_0 + 1/R_2 + 1/R_4) - U_{im1} R_f / R_1 - U_{im3} R_f / R_3 \quad (5-50)$$

(4) 当 $U_{im2} \leq u_i < U_{im4}$ 时, 只有二极管 D_2 导通, 则输出电压为

$$u_o = -u_i R_f (1/R_0 + 1/R_1 + 1/R_3 + 1/R_4) - U_{im2} R_f / R_2 \quad (5-51)$$

(5) 当 $u_i \geq U_{im4}$ 时, 只有二极管 D_2 和 D_4 导通, 则输出电压为

$$u_o = -u_i R_f (1/R_0 + 1/R_1 + 1/R_3) - U_{im2} R_f / R_2 - U_{im4} R_f / R_4 \quad (5-52)$$

根据式(5-48)~(5-52)可画出图 5-13 由折线表示的函数特性。各输出电压关系式中 u_i 的系数, 分别为各折线的斜率。

随输入电压值增大, 并联限幅器的箝位二极管导通的个数随之增多。由于箝位支路数增多, 输入电压对运放输出电压起作用的并行支路数随之减少, 则输出电压随输入电压的变化率则下降。

上述两种函数变换器因受二极管结压降及其温度影响而不易实现转折电压比较稳定的函数变换特性。采用下面介绍的线性检波型二极管函数变换器可以获得比较稳定的变换特性。

三、线性检波型二极管函数变换器

图 5-14 为采用线性检波电路构成的函数变换器。图中 $A_1 \sim A_4$ 的每一个运放电路都属于图 5-11 所示的同类型电路。

$A_1 \sim A_4$ 的每一个线性检波电路的转折电压分别为

$$U_{im1} = -U_R R / R_5 \quad (5-53-1)$$

$$U_{im2} = U_R R / R_6 \quad (5-53-2)$$

$$U_{im3} = -U_R R / R_7 \quad (5-53-3)$$

$$U_{im4} = U_R R / R_8 \quad (5-53-4)$$

假设 $U_{im3} < U_{im1} < U_{im2} < U_{im4}$, 当输入电压在不同范围时, 各线性检波器输出电压分别为:

A_1 引起的输出

$$\begin{aligned} &\text{当 } u_i > U_{im1}, u_{o1} = 0; \\ &u_i \leq U_{im1}, u_{o1} = (u_i - U_{im1}) R_f / R_1 \end{aligned} \quad (5-54)$$

A_2 引起的输出

$$\text{当 } u_i < U_{im2}, u_{o2} = 0;$$

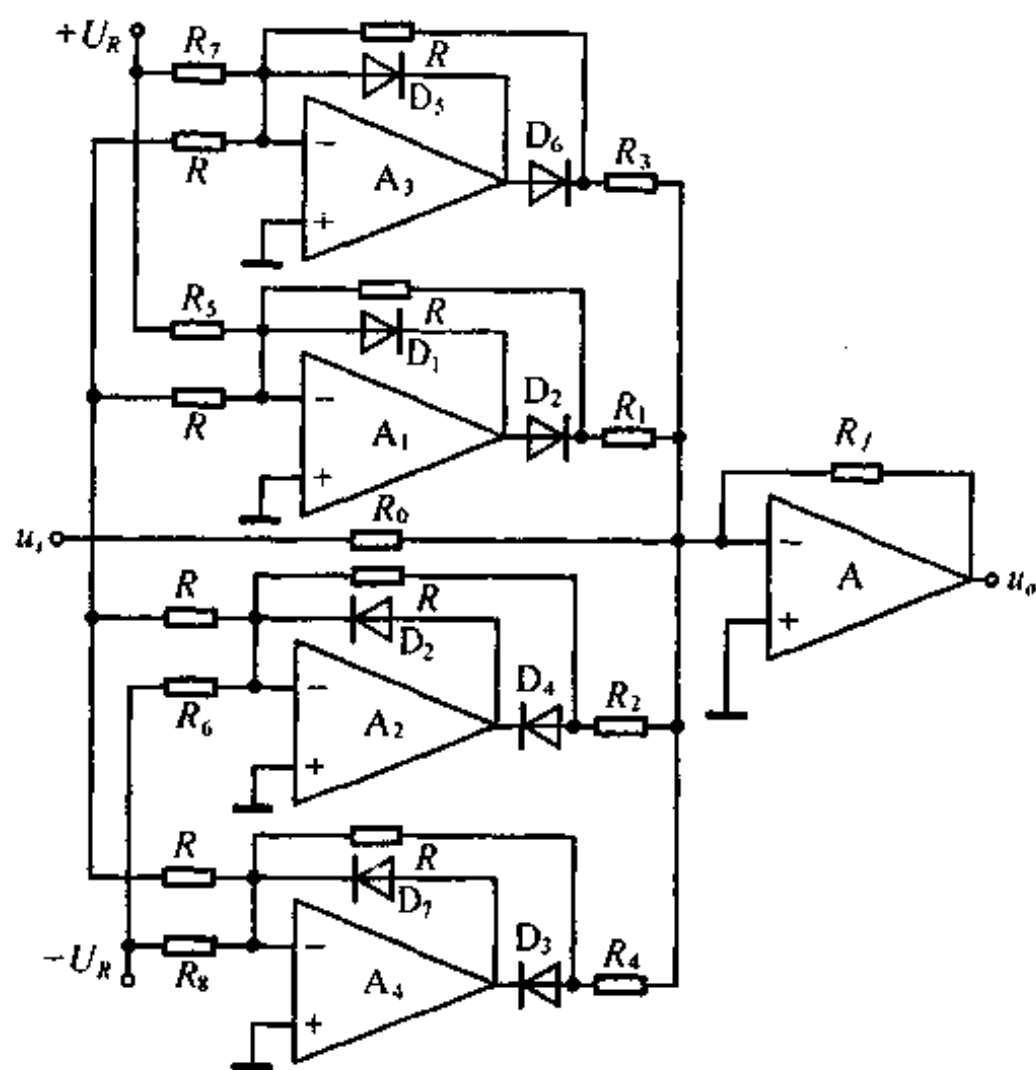


图 5-14 线性检波型二极管检数变换器

$$u_i \geq U_{im2}, \quad u_{o2} = (u_i - U_{im2})R_f/R_2 \quad (5-55)$$

A₃ 引起的输出

$$\begin{aligned} \text{当 } u_i > U_{im3}, \quad u_{o3} &= 0; \\ u_i \leq U_{im3}, \quad u_{o3} &= (u_i - U_{im3})R_f/R_3 \end{aligned} \quad (5-56)$$

A₄ 引起的输出

$$\begin{aligned} \text{当 } u_i < U_{im4}, \quad u_{o4} &= 0; \\ u_i \geq U_{im4}, \quad u_{o4} &= (u_i - U_{im4})R_f/R_4 \end{aligned} \quad (5-57)$$

输入电压 u_i 通过电阻 R_0 引起的输出电压为

$$u_{o0} = -\frac{R_f}{R_0}u_i \quad (5-58)$$

将上述各分量求和则可得总的输出电压为

$$u_o = \sum_{j=0}^4 u_{oj} \quad (5-59)$$

由上述分析结果,可按输入电压在不同的转折电压范围内得出总输出电压表示式:

(1)当输入电压有: $U_{im1} < u_i < U_{im2}$ 时, u_{o1} 、 u_{o2} 、 u_{o3} 、 u_{o4} 均为零,则

$$u_o = u_{o0} = -u_i R_f/R_0 \quad (5-60)$$

(2)当输入电压有: $U_{im3} < u_i \leq U_{im4}$ 时, u_{o2} 、 u_{o3} 、 u_{o4} 均为零,则

$$u_o = u_{o0} + u_{o1} = u_i R_f(1/R_1 - 1/R_0) - U_{im1} R_f/R_1 \quad (5-61)$$

(3)当输入电压有: $u_i \leq U_{im3}$ 时, u_{o2} 、 u_{o4} 为零,则

$$u_o = u_{o0} + u_{o1} + u_{o3} =$$

$$u_i R_f (1/R_3 + 1/R_1 - 1/R_0) - U_{im1} R_f / R_1 - U_{im3} R_f / R_3 \quad (5-62)$$

(4) 当输入电压有: $U_{im2} \leq u_i < U_{im4}$ 时, u_{o1}, u_{o3}, u_{o4} 均为零, 则

$$u_o = u_{o0} + u_{o2} = u_i R_f (1/R_2 - 1/R_0) - U_{im2} R_f / R_2 \quad (5-63)$$

(5) 当输入电压有: $u_i \geq U_{im4}$ 时, u_{o1}, u_{o3} 为零, 则

$$u_o = u_{o0} + u_{o2} + u_{o4} = u_i R_f (1/R_4 + 1/R_2 - 1/R_0) - U_{im3} R_f / R_2 - U_{im4} R_f / R_4 \quad (5-64)$$

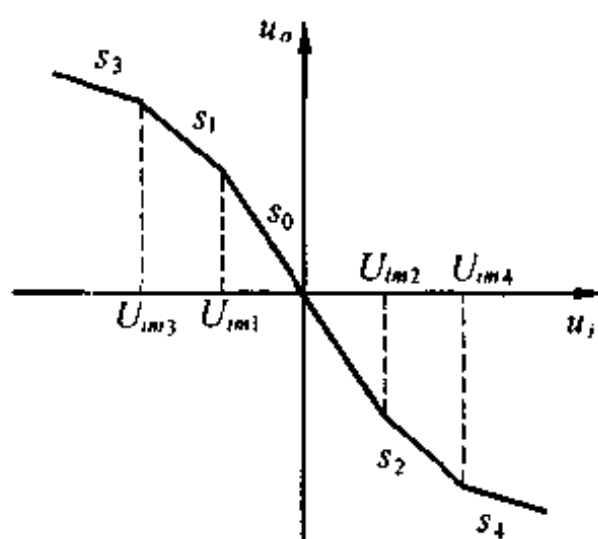


图 5-15 线性检波型二极管函数变换器的传输特性

若 $1/R_0 > (1/R_1 + 1/R_3)$, $1/R_0 > (1/R_2 + 1/R_4)$, 则可画出图 5-15 所示的由五段折线所描述的函数特性。式(5-60) ~ 式(5-64) 各输入电压 u_i 的系数, 分别为各段折线的斜率。

在设计函数变换器时, 首先是如何以比较小的误差和较少的折线段数来逼近已知函数: $u_o = f(u_i)$, 由此来确定每段折线的转折电压和折线的斜率。根据对转折电压和斜率的要求来设计每个线性检波器电路参数。

复习思考题

5-1 请按下述条件设计一个满度为 199.9mV(有效值)的正弦交流电压表, 并分析误差。

(1) 显示器为 1.999V 的数显表(包括低通滤波器);

(2) 显示器采用 200μA 直流表头。

5-2 试分析线性检波器失调电压、失调电流、环路增益和二极管结压降引起的误差。

5-3 试分析习题图 5-1 所示两种电路有何差别, 哪个可以被看作理想二极管, 为什么?

5-4 试分析习题图 5-2 所示的绝对值电路的工作原理及电阻匹配条件。

5-5 按习题图 5-3(a)和(b)设计限幅器电路。设 $R_1 = R_2 = 10k\Omega$, 输入电压 U_i 在 ±10V 范围内。

(1) 按习题图 5-3(b)所示非线性特性设计非线性网络。

(2) 画出 $U_R = 0$, $U_R = 5V$, $U_R = -5V$ 三种情况下的限幅电路的传输特性。

(3) 当输入电压为 ±10V 的对称方波, 请画出 U_R 不同时的输出波形。

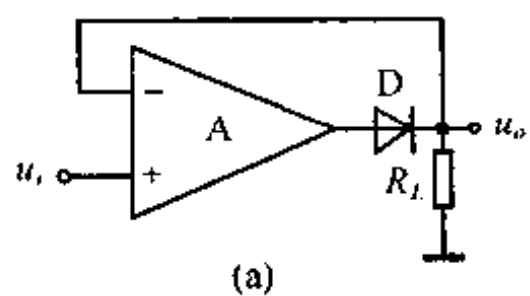
5-6 请设计一个区间限幅器, 其输入转折电压为 ±6V, 区间外的斜率为 -1。当输入电压为对称三角波(其峰值为 ±10V)时, 请画出输出波形。

5-7 请按习题图 5-4 给出的以折线表示的函数关系曲线完成:

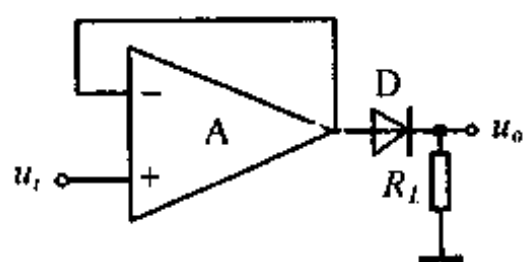
(1) 设计一个函数发生器。

(2) 当输入电压为对称三角波(峰值为 $\pm 9\text{V}$)时,请画出其输出波形,并将其输出电压波形与幅值为 6.1V 的正弦波波形进行比较。

(3) 能否设计一个 $U_o = \frac{1}{9}U_i^2$ 的函数发生器。



(a)



(b)

图 5-1

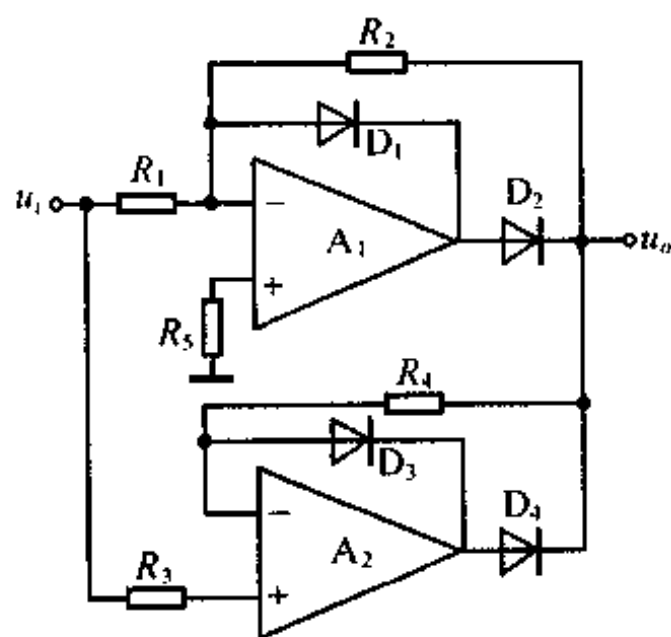
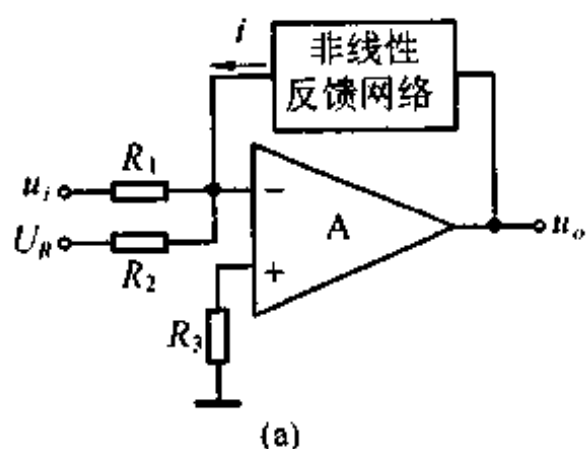
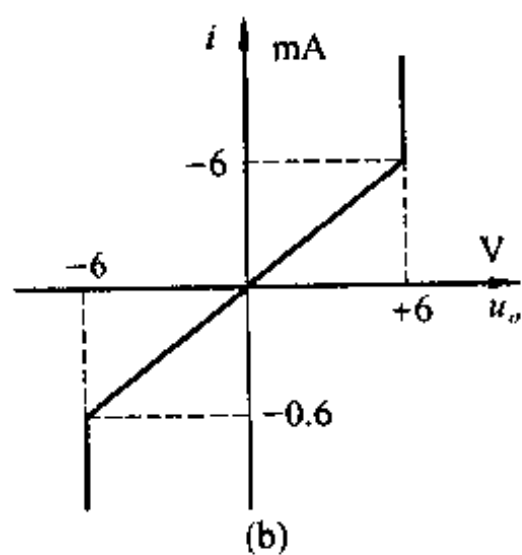


图 5-2



(a)



(b)

图 5-3

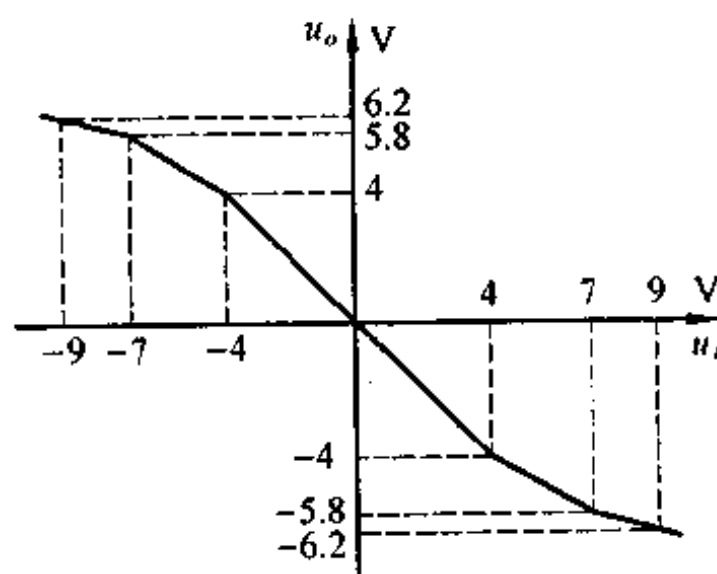


图 5-4

第六章 RC 有源滤波器

§ 6-1 概 述

对输入信号中某特定频率或频带成分具有选择性的网络称之为滤波器。滤波器广泛用于通讯、自动控制、计算技术和测量技术等许多领域。有关滤波器的理论和设计日趋完善。随着新型元器件的使用和设计思想的更新,滤波器的发展也日新月异。

迄今为止,按元件分类,滤波器可分为无源 LC 滤波器、陶瓷滤波器、晶体滤波器、机械滤波器、锁相环滤波器、RC 有源滤波器和开关电容滤波器等。这些滤波器有各自的特点和应用范围,适用于不同的频段和 Q 值范围,如图 6-1 所示。按信号处理方式分类,又有模拟滤波器和数字滤波器。按滤波器功能分类,还有低通滤波器、高通滤波器、带通滤波器和带阻滤波器等。除此之外还有满足一定频响特性、相移特性的特殊滤波器,如线性相移滤波器、时延滤波器、加权网络等。

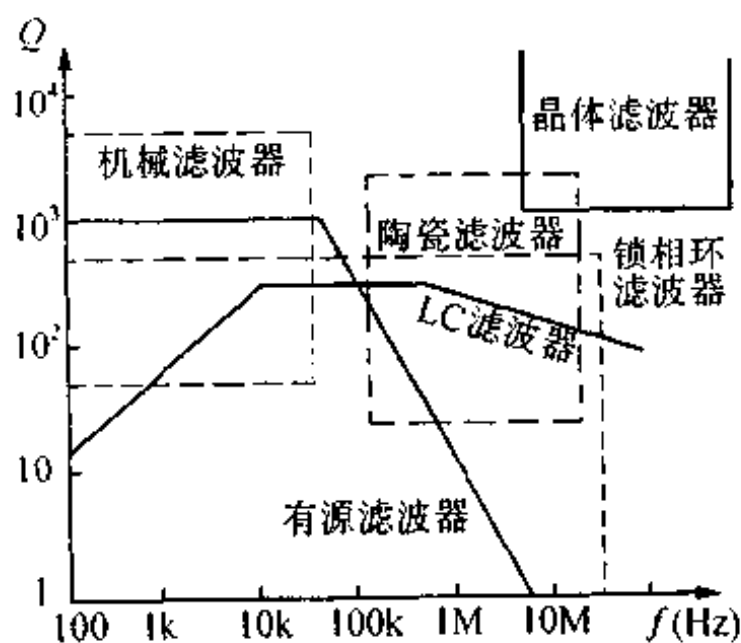


图 6-1 各种滤波器的适用范围

由电阻、电容和有源器件——运算放大器构成的滤波器称之为 RC 有源滤波器。这是随着高增益运算放大器问世而迅速发展起来的一种滤波器,其应用相当广泛。测量仪器中的滤波器几乎全部采用 RC 有源滤波器。

RC 滤波器突出的特点是:

(1) 由于不采用电感线圈,因而可有效地避免电感线圈的不足。RC 有源滤波器具有体积小、重量轻、非线性失真小、不受磁场干扰和成本低等优点。

(2) 由于采用运放,可避免各滤波节之间的负载效应而使滤波器的设计和计算大大简化,且易于进行电路调整。

(3) 在满足滤波性能的同时,还可获得一定的增益。

(4) 受环境条件(如振动、温度)影响小。

(5) 由于受运放的限制,其工作频率不适应于高频,通常在 100kHz 以下,其 Q 值不如晶体滤波器那样高,不易获得陡峭的滤波特性。工作时必须采用电源。

一般,根据通带和阻带的频率范围,可分为四种基本的滤波器,如图 6-2 所示。图中 ω_p 、 ω_s 和 ω_0 分别为通带边界频率、阻带边界频率和中心频率。

n 阶滤波器传递函数的一般式为

$$G_n(s) = \frac{b_ms^m + b_{m-1}s^{m-1} + \dots + b_1s + b_0}{a_ns^n + a_{n-1}s^{n-1} + \dots + a_1s + a_0} \quad (6-1)$$

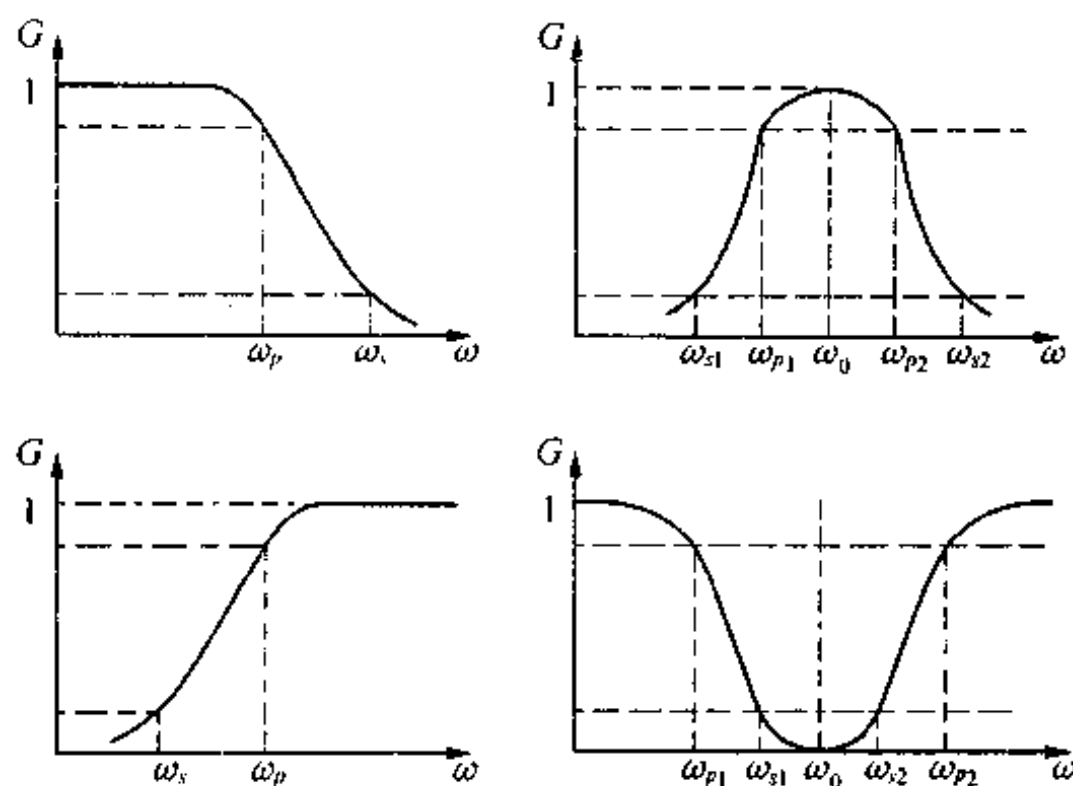


图 6-2 四种基本滤波器的幅频特性

式中 $m \leq n$ 。

若将传递函数分解为因子式,则可表示为

$$G_n(s) = \frac{b_m(s - s_{b0})(s - s_{b1})\dots(s - s_{bm})}{a_n(s - s_{a1})(s - s_{a2})\dots(s - s_{an})} \quad (6-2)$$

式中 $s_{a1}, s_{a2}, \dots, s_{an}$ 为传递函数的极点;

$s_{b0}, s_{b1}, \dots, s_{bm}$ 为传递函数的零点。

直接实现三阶以上传递函数的电路设计是很困难的。通常需要将高阶传递函数分解为若干个低阶(一阶、二阶、最多为三阶)传递函数的乘积形式,如

$$G_n(s) = \frac{B_1(s)}{A_1(s)} \cdot \frac{B_2(s)}{A_2(s)} \dots \frac{B_K(s)}{A_K(s)} = G_1(s) \cdot G_2(s) \dots G_K(s) \quad (6-3)$$

式中 $K \leq n$ 。

将 K 个可实现低阶传递函数的电路基本节级联起来就构成了 N 阶滤波器。由于采用运放构成低阶基本节电路,其输出阻抗很低,因而不必考虑级联时的负载效应,这样就保证了各基本节传递函数设计的独立性。

一、二阶传递函数是 RC 有源滤波器电路设计的基础。表 6-1 列出了一、二、阶典型传递函数及其幅频和相频特性。

RC 有源滤波器的主要设计步骤:

(1) 传递函数设计:根据对滤波器特性的要求,如通带、阻带和过渡带的频率范围及其通带增益和衰减特性等,设计某种类型的 n 阶传递函数。然后将 n 阶传递函数分解为若干个低阶传递函数乘积形式,即将其划成若干个一阶、二阶或三阶传递函数基本节。

表 6-1

一、二阶典型传递函数及其幅频和相频特性

类 型	$G(s)$	$G(\omega)$	$\Phi(\omega)$
一阶低通	$\frac{G_0 \omega_c}{s + \omega_c}$	$\frac{G_0 \omega_c}{\sqrt{\omega^2 + \omega_c^2}}$	$-\operatorname{tg}^{-1} \frac{\omega}{\omega_c}$
一阶高通	$\frac{G_0 s}{s + \omega_c}$	$\frac{G_0 \omega}{\sqrt{\omega^2 + \omega_c^2}}$	$\frac{\pi}{2} - \operatorname{tg}^{-1} \frac{\omega}{\omega_c}$
二阶低通	$\frac{G_0 \omega_0^2}{s^2 + \omega_0 s/Q + \omega_0^2}$	$\frac{G_0 \omega_0^2}{\sqrt{(\omega_0^2 - \omega^2)^2 + (\omega \omega_0/Q)^2}}$	$-\operatorname{tg}^{-1} \frac{\omega \omega_0}{Q(\omega_0^2 - \omega^2)}$
二阶高通	$\frac{G_0 s^2}{s^2 + \omega_0 s/Q + \omega_0^2}$	$\frac{G_0 \omega^2}{\sqrt{(\omega_0^2 - \omega^2)^2 + (\omega \omega_0/Q)^2}}$	$\pi - \operatorname{tg}^{-1} \frac{\omega \omega_0}{Q(\omega_0^2 - \omega^2)}$
二阶带通	$\frac{G_0 \omega_0 s/Q}{s^2 + \omega_0 s/Q + \omega_0^2}$	$\frac{G_0 \omega \omega_0/Q}{\sqrt{(\omega_0^2 - \omega^2)^2 + (\omega \omega_0/Q)^2}}$	$\frac{\pi}{2} - \operatorname{tg}^{-1} \frac{\omega \omega_0}{Q(\omega_0^2 - \omega^2)}$
二阶带阻	$\frac{G_0 (s^2 + \omega_0^2)}{s^2 + \omega_0 s/Q + \omega_0^2}$	$\frac{G_0 (\omega_0^2 - \omega^2)}{\sqrt{(\omega_0^2 - \omega^2)^2 + (\omega \omega_0/Q)^2}}$	$-\operatorname{tg}^{-1} \frac{\omega \omega_0}{Q(\omega_0^2 - \omega^2)}, \omega < \omega_0$ $\pi - \operatorname{tg}^{-1} \frac{\omega \omega_0}{Q(\omega_0^2 - \omega^2)}, \omega > \omega_0$
具有传输零点的二阶 低通($\omega_N > \omega_0$) 或 高通($\omega_N < \omega_0$)	$\frac{G_0 (s^2 + \omega_N^2)}{s^2 + \omega_0 s/Q + \omega_0^2}$	$\frac{G_0 (\omega_N^2 - \omega^2)}{\sqrt{(\omega_0^2 - \omega^2)^2 + (\omega \omega_0/Q)^2}}$	$-\operatorname{tg}^{-1} \frac{\omega \omega_0}{Q(\omega_0^2 - \omega^2)}, \omega < \omega_N$ $\pi - \operatorname{tg}^{-1} \frac{\omega \omega_0}{Q(\omega_0^2 - \omega^2)}, \omega > \omega_N$

(2) 电路设计: 按各个低阶传递函数的设计要求, 设计和计算 RC 有源滤波器电路基本节。首先选择电路, 然后根据电路的传递函数, 设计和计算相应的元件参数值。根据元件灵敏度对元件参数值误差和稳定性提出要求。

(3) 电路装配和调试: 根据设计和计算结果选择相适应的元件参数值和运算放大器, 组成各个低阶滤波器电路, 然后将它们级联起来, 并进行相应的调整 and 性能测试, 检验设计结果。

§ 6-2 传递函数的幅度近似问题

一、概 述

RC 有源滤波器传递函数的设计沿用了 LC 滤波器基本理论和设计方法。幅频特性近似方法也是相同的。

在设计滤波器传递函数, 研究它的幅频特性近似问题时, 为了使设计计算规格化和通用化, 常采用频率“归一化”处理方法, 将传递函数复频率 $s = \sigma + j\omega$ 除以基准角频率 ω_k , 得到归一化复频率

$$s_\lambda = s/\omega_\lambda = \sigma/\omega_\lambda + j\omega/\omega_\lambda = \sigma + j\Omega \quad (6-4)$$

一般,对于低通、高通滤波器采用通带边界频率 ω_p (如取 -3dB 截止角频率 ω_c)作为基准角频率,而对于带通和带阻滤波器则采用中心角频率 ω_0 作基准角频率。

在用伯德图描述滤波器幅频特性时,横坐标均用归一化频率 Ω 代替 ω 。

高通、带通和带阻滤波器传递函数可由低通传递函数转换过来。因此低通原型传递函数的设计是其他传递函数设计的基础。

一个低通滤波器的理想幅频特性希望如图 6-3(a)所示。但这种具有突变的衰减特性则不可能用有理函数来描述,因而这种理想的幅频特性不可能采用有限个元件组成的网络来实现,只能采用一个有理函数来近似实现。这就需要对滤波器幅频特性

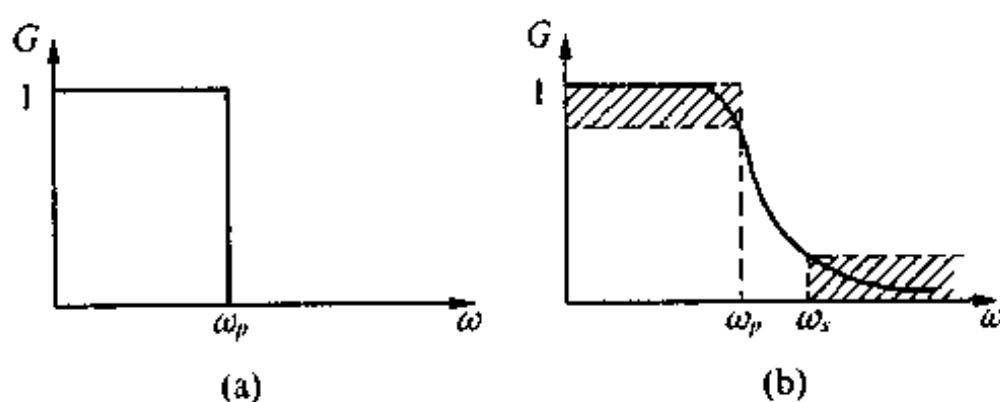


图 6-3 理想的和幅度近似的低通幅频特性

性提出一个允许的变化范围,如通带增益波动范围,阻带所必须达到的衰减,过渡带带宽,及其衰减特性等,如图 6-3(b)所示。而后是寻找一个合适的有理函数来满足对滤波器幅频特性提出的要求。寻找一个合适的可实现的有理函数的问题就是这里所要讨论的幅度近似问题。

幅度近似方式有两类:

(1)最平幅度近似。这是在近似范围内,其幅频特性随频率呈单调变化的一种频响特性。因近似方式利用了台劳级数,又称之为台劳近似。

(2)等波纹近似。这是在近似范围内,其幅频特性呈现等幅波动的一种频响特性。因近似方式采用契比雪夫多项式,又称契比雪夫近似。

这两类近似方式可分别在通带内和阻带内采用。组合起来可有四种幅度近似方法,如图 6-4 所示。

一个 n 阶低通滤波器,其频率归一化的传递函数通式为

$$G_n(s) = \frac{1}{1 + b_1s + b_2s^2 + \cdots + b_{n-1}s^{n-1} + b_ns^n} \quad (6-5)$$

其正弦传递函数为

$$G_n(j\Omega) = \frac{1}{A + jB} = \frac{1}{(1 - b_2\Omega^2 + b_4\Omega^4 - \cdots) + j(b_1\Omega - b_3\Omega^3 + \cdots)} \quad (6-6)$$

式中 $A = 1 - b_2\Omega^2 + b_4\Omega^4 - \cdots$,

$$B = b_1\Omega - b_3\Omega^3 + \cdots$$

其增益幅频特性模的平方为

$$G_n^2(\Omega) = |G_n(j\Omega)|^2 = \frac{1}{A^2 + B^2} \quad (6-7)$$

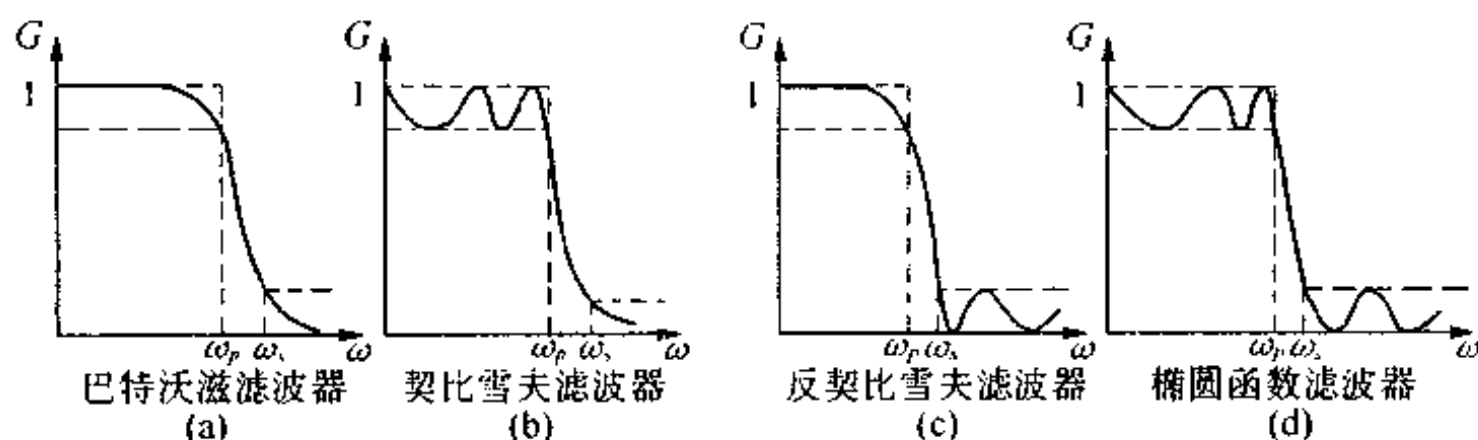


图 6-4 四种幅度近似低通滤波器的幅频特性

若将式(6-7)分母展开为 Ω 的多形式,则可写成

$$G_n^2(\Omega) = \frac{1}{1 + B_1\Omega^2 + B_2\Omega^4 + \dots + B_n\Omega^{2n}} \quad (6-8)$$

又可表示为

$$G_n^2(\Omega) = \frac{1}{1 + K^2(\Omega)} \quad (6-9)$$

式中 $K^2(\Omega) = B_1\Omega^2 + B_2\Omega^4 + \dots + B_n\Omega^{2n}$

不同的近似方法, $K(\Omega)$ 为不同的多项式,被称之为该近似方法的特征函数。

二、巴特沃兹低通原型传递函数的设计

1. 巴特沃兹幅度近似

巴特沃兹近似方法用了台劳近似,取特征函数中 $B_1, B_2, \dots, B_{n-1}$ 各项系数均为零,而 $B_n \neq 0$,通常设 $B_n = \epsilon^2$, 则

$$G_n^2(\Omega) = \frac{1}{1 + \epsilon^2\Omega^{2n}} \quad (6-10)$$

式中 ϵ 是决定通带最大衰减的一个常数。

若通带边界频率 $\Omega = 1$ 的最大误差为 3dB, $\epsilon = 1$, 则

$$G_n^2(\Omega) = \frac{1}{1 + \Omega^{2n}} \quad (6-11)$$

由增益频响特性式(6-10),可以写出 n 阶巴特沃兹低通原型传递函数的衰减分贝值:

$$A = -20\lg G_n(\Omega) = 10\lg(1 + \epsilon^2\Omega^{2n}) \quad (6-12)$$

当 $\Omega \gg 1$ 时

$$A \approx 20\lg\epsilon + 20n\lg\Omega \quad (6-13)$$

按式(6-12)可画出图 6-5 所示的 $\epsilon = 1$ 时的衰减特性。

若 n 阶巴特沃兹低通原型的传递函数为 $G_n(s)$, 假设辅助传递函数为 $G_n(-s)$, 则有:

$$G_n^2(\Omega) = G_n(s) \cdot G_n(-s) \Big|_{s=j\Omega} = \frac{1}{1 + \Omega^{2n}} \quad (6-14)$$

考虑到 $\Omega = \frac{s}{j}$, 则由式(6-14)可导出

$$G_n(s) \cdot G_n(-s) = \frac{1}{1 + \Omega^{2n}} \Big|_{\Omega=\frac{s}{j}} = \frac{1}{1 + \left(\frac{s}{j}\right)^{2n}} \quad (6-15)$$

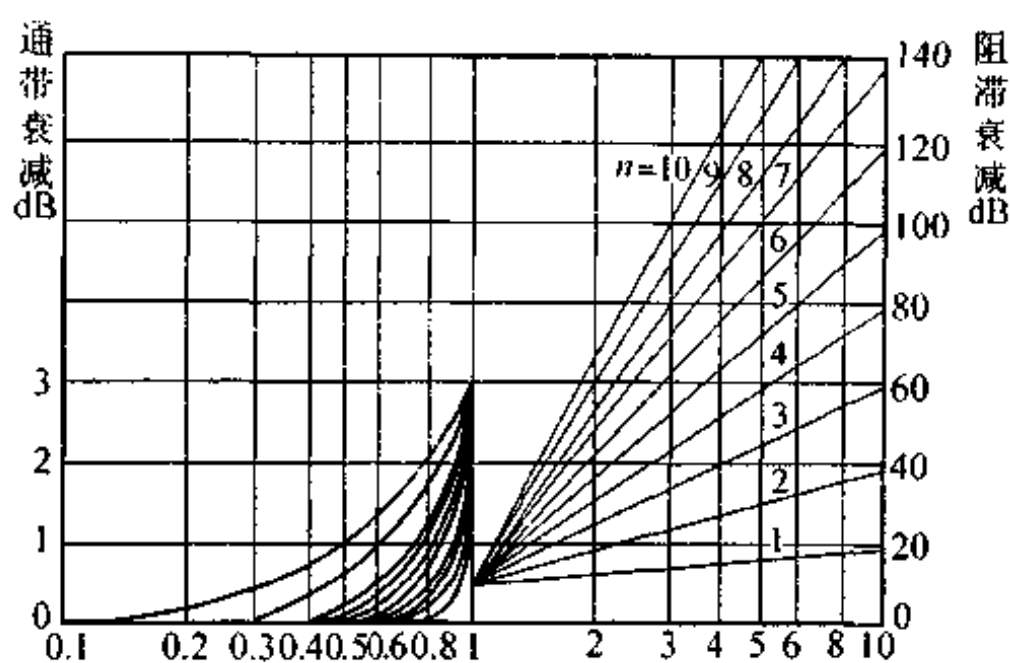


图 6-5 $\epsilon = 1$ 时的巴特沃兹低通原型的衰减特性

显然,由式(6-15)分母所确定的特征方程可确定传递函数 $G(s)$ 和 $G(-s)$ 的极点。令

$$1 + \left(\frac{s}{j}\right)^{2n} = 0 \quad (6-16)$$

分两种情况求式(6-16)的根。

(1) n 为奇数

由式(6-16)可得出 $s^{2n} = 1$, 它有 $2n$ 个极点, 即

$$s^{2n} = e^{j2K\pi}, K = 0, 1, \dots, (2n-1)$$

这 $2n$ 个极点中, 只有在左半平面内的极点才是巴特沃兹低通原型的极点

$$s = e^{jK\frac{\pi}{n}}, K = \frac{n+1}{2}, \frac{n+1}{2} + 1, \dots, \frac{n+1}{2} + (n-1) \quad (6-17)$$

例如, $n = 3$, 则极点为

$$s = e^{jK\frac{\pi}{3}}, K = 2, 3, 4$$

其极点分布如图 6-6(a)所示。由此可得出三阶巴特沃兹低通原型的传递函数为

$$G_3(s) = \frac{1}{(s+1)(s^2+s+1)}$$

从上面的分析可以得出结论: 当 n 为奇数时, n 阶巴特沃兹传递函数的 n 个极点均匀地分布在左半平面内的单位圆上, 其中有一个 -1 的实数极点, 而其余为 $(n-1)$ 个共轭极点, 各相邻极点的夹角为 $\frac{\pi}{n}$ 。

(2) n 为偶数

n 为偶数时, 由式(6-16)可得出 $s^{2n} = -1$, 它有 $2n$ 个极点, 即

$$s^{2n} = e^{j(2K+1)\pi}, K = 0, 1, \dots, (2n-1)$$

这 $2n$ 个极点中, 只有在左半平面内的极点才是巴特沃兹低通原型的极点

$$s = e^{j(K+\frac{1}{2})\frac{\pi}{n}}, K = \frac{n}{2}, \frac{n}{2} + 1, \dots, \frac{n}{2} + (n-1) \quad (6-18)$$

例如, $n = 4$, 其极点为

$$s = e^{j(K+\frac{1}{2})\frac{\pi}{4}}, K = 2, 3, 4, 5$$

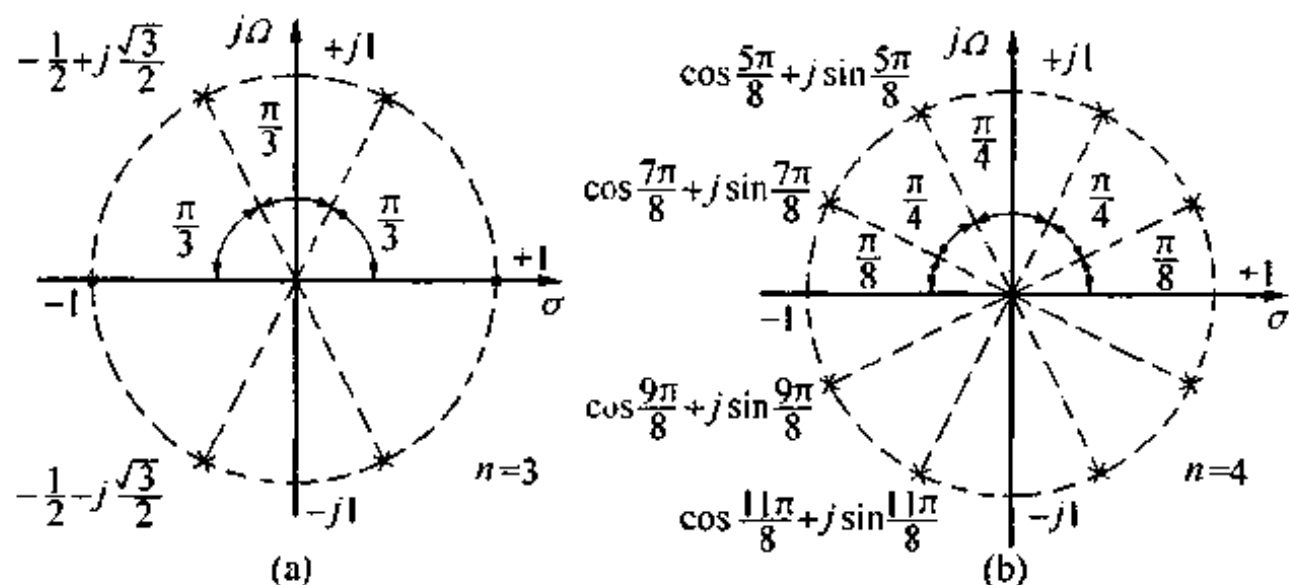


图 6-6 三阶和四阶巴特沃兹低通原型传递函数极点分布图

其极点分布如图 6-6(b)所示。由此可得出四阶巴特沃兹低通原型的传递函数为

$$G_4(s) = \frac{1}{(s^2 - 2\cos \frac{5\pi}{8}s + 1)(s^2 - 2\cos \frac{7\pi}{8}s + 1)}$$

从上面的分析可以得出结论:当 n 为偶数,巴特沃兹传递函数的 n 个极点均匀分布在左半平面内的单位圆上,所有极点均为共轭极点,各相邻极点的夹角为 $\frac{\pi}{n}$ 。

巴特沃兹 $n = 2 \sim 10$ 阶低通原型(归一化)传递函数设计数据表,请查阅参考书目 [10] 附录 I。

值得注意的是,只有 $\epsilon = 1, \Omega = 1$,低通原型的幅频特性衰减为 3dB 时,极点才分布在单位圆上,否则将分布在以 $\epsilon^{-\frac{1}{n}}$ 为半径的圆上。式(6-17)和式(6-18)将分别改为:

n 为奇数

$$s = \epsilon^{-\frac{1}{n}} e^{jK\frac{\pi}{n}}, K = \frac{n+1}{2}, \frac{n+1}{2} + 1, \dots, \frac{n+1}{2} + (n-1) \quad (6-19)$$

n 为偶数

$$s = \epsilon^{-\frac{1}{n}} e^{j(K+\frac{1}{2})\frac{\pi}{n}}, K = \frac{n}{2}, \frac{n}{2} + 1, \dots, \frac{n}{2} + (n-1) \quad (6-20)$$

2. 巴特沃兹低通原型传递函数的设计

一般对传递函数幅频特性提出的要求是:

- (1) 当 $\Omega \leq 1$ 时,要求衰减 $A \leq A_{\max}$, $A_{\max}$ 为通带最大衰减。
- (2) 阻带起始边界频率 Ω_c 或过渡带带宽 $TW = \Omega_c - 1$ 。
- (3) 当 $\Omega \geq \Omega_c$ 时,要求衰减 $A \geq A_{\min}$, $A_{\min}$ 为阻带最小衰减。

根据上述条件,可进行传递函数设计。由式(6-12)可求出

$$\epsilon = (10^{0.1A_{\max}} - 1)^{\frac{1}{2}} \quad (6-21)$$

根据第三个条件和式(6-12),可得出选择传递函数阶数 n 的公式

$$n \geq \frac{1}{2 \lg \Omega_c} \lg \frac{10^{0.1A_{\min}} - 1}{10^{0.1A_{\max}} - 1} \quad (6-22)$$

在确定了阶数后,即可设计出 n 阶的巴特沃兹低通原型传递函数。

例如,要求 $\Omega = 1$ 时, $A_{\max} = 2\text{dB}$, $\Omega_c \geq 4$ 时, $A_{\min} \geq 40\text{dB}$,设计巴特沃兹低通原型传

递函数。

设计步骤如下：

(1) 由式(6-22) 确定阶数

$$n \geq \frac{1}{2 \lg 4} \lg \frac{10^4 - 1}{10^{0.2} - 1} = 3.5$$

选择 $n = 4$ 。

(2) 由式(6-21) 计算出

$$\epsilon = (10^{0.2} - 1)^{\frac{1}{2}} = 0.7648$$

(3) 由式(6-20) 计算出此四阶巴特沃兹低通原型传递函数的极点

$$s_{1,2} = \epsilon^{-\frac{1}{4}} e^{\pm j \frac{\pi}{8}} = -0.4092 \pm j0.9879$$

$$s_{3,4} = \epsilon^{-\frac{1}{4}} e^{\pm j \frac{3\pi}{8}} = -0.9879 \pm j0.4092$$

(4) 根据上述极点和通带增益为 0dB 条件, 可写出其传递函数

$$G_4(s) = \frac{1}{\epsilon(s-s_1)(s-s_2)(s-s_3)(s-s_4)} = \frac{1}{(0.8745s^2 + 0.7157s + 1)(0.8745s^2 + 1.7279s + 1)}$$

三、契比雪夫低通原型传递函数的设计

1. 契比雪夫幅度近似

契比雪夫低通滤波器传递函数的幅频特性是在通带内 ($\Omega \leq 1$) 为等波纹波动, 而在通带外 ($\Omega > 1$) 为单调衰减。契比雪夫低通滤波器传递函数在通带内有有限个极点, 而在通带外为无限大频率的零点, 其幅频特性可表示为

$$G_n^2(\Omega) = \frac{1}{1 + \epsilon^2 C_n^2(\Omega)} \quad (6-23)$$

上式中的契比雪夫多项式 $C_n(\Omega)$ 为

$$C_n(\Omega) = \begin{cases} \cos(n \cos^{-1} \Omega), & |\Omega| \leq 1 \\ \cosh(n \cosh^{-1} \Omega), & |\Omega| \geq 1 \end{cases} \quad (6-24)$$

表 6-2 列出了 $n = 1 \sim 10$ 的契比雪夫多项式。

契比雪夫多项式的特点是: 在通带 $0 \leq \Omega \leq 1$ 内, $C_n^2(\Omega)$ 的最大值为 1, 最小值为零, 它在 0 和 1 之间波动。因此契比雪夫幅度近似的幅频特性, 在通带内为等波纹波动, 最大值为 1, 最小值为 $1/\sqrt{1+\epsilon^2}$ 。而在 $\Omega > 1$ 后, $C_n^2(\Omega)$ 随 Ω 增加而单调增大, 其幅频特性呈单调衰减。

如果用衰减来表示契比雪夫近似的幅频特性, 则由式(6-23) 可得出其衰减为

$$A = 10 \lg [1 + \epsilon^2 C_n^2(\Omega)] \quad (6-25)$$

从表 6-2 中可以看出: 当 $\Omega = 0$, 且 n 为奇数时, $C_n(0) = 0$, 其衰减 $A = 0$, 而当 n 为偶数时, $C_n(0) = 1$, 其衰减 $A = 10 \lg(1 + \epsilon^2)$; 而当 $\Omega = 1$ 时, 无论 n 为奇数还是偶数均是 $C_n(\Omega) = 1$, 则衰减 $A = 10 \lg(1 + \epsilon^2)$ 。图 6-7 示出 $n = 3$ 和 $n = 4$ 的契比雪夫滤波器的衰减特性曲线。

由 $\Omega = 1$ 的衰减为 A_p , 则可计算出 $\epsilon = \sqrt{10^{0.1A_p} - 1}$ (6-26)

表 6-2 契比雪夫多项式

n	$C_n(\Omega)$
1	Ω
2	$2\Omega^2 - 1$
3	$4\Omega^3 - 3\Omega$
4	$8\Omega^4 - 8\Omega^2 + 1$
5	$16\Omega^5 - 20\Omega^3 + 5\Omega$
6	$32\Omega^6 - 48\Omega^4 + 18\Omega^2 - 1$
7	$64\Omega^7 - 112\Omega^5 + 56\Omega^3 - 7\Omega$
8	$128\Omega^8 - 256\Omega^6 + 160\Omega^4 - 32\Omega^2 + 1$
9	$256\Omega^9 - 576\Omega^7 + 432\Omega^5 - 120\Omega^3 + 9\Omega$
10	$512\Omega^{10} - 1280\Omega^8 + 1120\Omega^6 - 400\Omega^4 + 50\Omega^2 - 1$

当 $\Omega \gg 1$ 时, $C_n(\Omega) \approx 2^{n-1}\Omega^n$, 由于 $\epsilon^2 C_n^2(\Omega) \gg 1$, 则其衰减近似为

$$A \approx 20 \lg \epsilon + 20n \lg \Omega + 6(n-1) \quad (6-27)$$

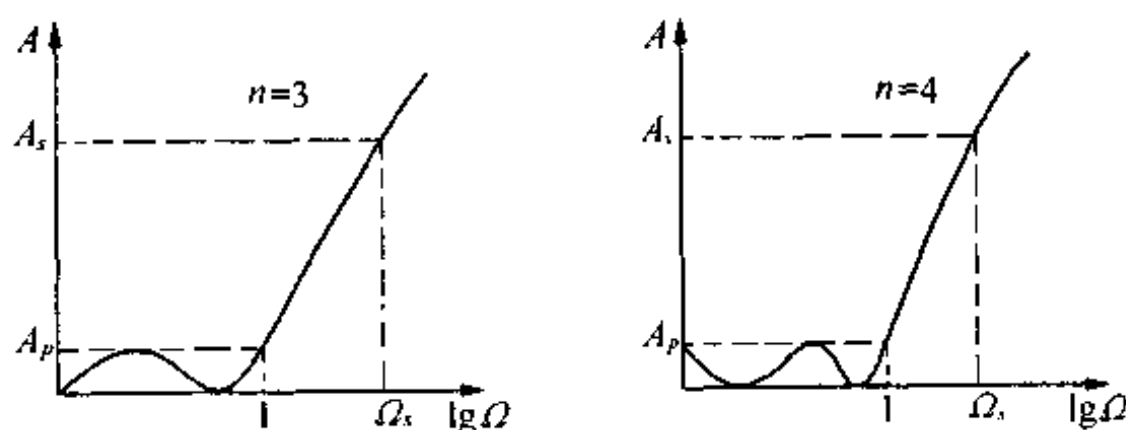


图 6-7 三阶和四阶契比雪夫低通衰减特性

比较式(6-27)和式(6-13), 可见契比雪夫滤波器的衰减特性优于巴特沃兹滤波器的衰减特性, 它们之间相差约为 $6(n-1)$ dB。由于

$$G^2(\Omega) = G(s) \cdot G(-s) \Big|_{s=j\Omega} = \frac{1}{1 - \epsilon^2 C_n^2(\Omega)} \quad (6-28)$$

则很容易列出传递函数 $G(s)G(-s)$ 的特征方程

$$1 + \epsilon^2 C_n^2(\Omega) \Big|_{\Omega=\frac{s}{j}} = 1 + \epsilon^2 C_n^2(-js) \quad (6-29)$$

由式(6-29)可求出位于左半平面内的契比雪夫传递函数的归一化极点为

$$s_K = -\sigma_K + j\Omega_K = -\sin \frac{(2K-1)\pi}{2n} \cdot \text{sh}(V) + j \cos \frac{(2K-1)\pi}{2n} \text{ch}(V) \quad (6-30)$$

式中 $V = \frac{1}{n} \text{sh}^{-1} \frac{1}{\epsilon}$, $K = 1, 2, \dots, n$ 经推导可得出

$$\begin{aligned} \text{sh}(V) &= \frac{1}{2} \left[\left(\sqrt{1 + \frac{1}{\epsilon^2}} + \frac{1}{\epsilon} \right)^{\frac{1}{n}} - \left(\sqrt{1 + \frac{1}{\epsilon^2}} + \frac{1}{\epsilon} \right)^{-\frac{1}{n}} \right] \\ \text{ch}(V) &= \frac{1}{2} \left[\left(\sqrt{1 + \frac{1}{\epsilon^2}} + \frac{1}{\epsilon} \right)^{\frac{1}{n}} + \left(\sqrt{1 + \frac{1}{\epsilon^2}} + \frac{1}{\epsilon} \right)^{-\frac{1}{n}} \right] \end{aligned} \quad (6-31)$$

根据式(6-30)可以证明,契比雪夫传递函数的极点位于一个椭圆上,该椭圆方程式为

$$\frac{\sigma_k^2}{\text{sh}^2(V)} + \frac{\Omega_k^2}{\text{ch}^2(V)} = 1 \quad (6-32)$$

例如,求通带波动为 0.1dB, $n = 3$ 的契比雪夫滤波器的传递函数。其计算步骤如下:

(1) 由式(6-26)可求出 $\epsilon = \sqrt{10^{0.01} - 1} = 0.152620$

(2) 由式(6-31)可求出 $\text{sh}(V) = 0.969406, \text{ch}(V) = 1.392748$

(3) 再由式(6-30)求出

$$\sigma_{1,3} = \sin \frac{\pi}{6} \text{sh}(V) = 0.484703$$

$$\Omega_{1,3} = \cos \frac{\pi}{6} \text{ch}(V) = 1.206155$$

$$\sigma_2 = \sin \frac{\pi}{2} \text{sh}(V) = 0.969406$$

$$\Omega_2 = 0$$

其传递函数的特征方程为

$$\begin{aligned} B_3(s) &= (s + \sigma_2)(s^2 + 2\sigma_{1,3}s + \sigma_{1,3}^2 + \Omega_{1,3}^2) = \\ &= (s + 0.969406)(s^2 + 0.969406s + 1.689747) \end{aligned}$$

契比雪夫 $n = 2 \sim 10$ 阶低通原型(归一化)传递函数设计数据表,请查阅参考书目 [10] 中的附录 I。

2. 契比雪夫低通原型传递函数的设计

同样,它也有与巴特沃兹低通原型传递函数完全相同的三个设计条件。

根据设计条件要求,当 $\Omega = 1$ 时, $C_n(1) = 1, A_p = A_{\max}$,则由式(6-26)可求出

$$\epsilon = \sqrt{10^{0.1A_{\max}} - 1} \quad (6-33)$$

由第三个条件和式(6-24)、式(6-25),得出其衰减应满足

$$A = 10 \lg(1 + \epsilon^2 \text{ch}^2(n \text{ch}^{-1} \Omega_i)) \geq A_{\min}$$

由此可以得出选择阶数 n 的条件是

$$n \geq \frac{1}{\text{ch}^{-1} \Omega_i} \text{ch}^{-1} \sqrt{\frac{10^{0.1A_{\min}} - 1}{10^{0.1A_{\max}} - 1}} \quad (6-34)$$

四、椭圆函数滤波器传递函数

椭圆函数滤波器又称考尔滤波器。巴特沃兹和契比雪夫滤波器在阻带范围内均有单调衰减特性。它们在远离通带的阻带范围内可获得很大的衰减,但它们在过渡带的衰减特性均不很理想。滤波器的衰减特性与零点设置关系很大。对于低通滤波器,如果能将无限大频率的零点之中的几个零点,移到靠近通带较近的有限频率上,以实现传输零点,则可

在有限频率上实现衰减峰的频响特性。其传递函数的设计采用了雅可比椭圆函数,推导十分复杂。这里介绍利用设计参数表进行椭圆函数滤波器传递函数设计的方法。详见参考书目[10]中的附录 I。

设计参数表是按 PRW、TW 和 MSL 的条件列出其传递函数的各项系数。PRW 为通带波动,它等于通带边界频率 $\Omega = 1$ 时的衰减,即 $\text{PRW} = A_p$;而 MSL 为阻带最小衰减,它等于阻带边界频率 Ω_s 的衰减,即 $\text{MSL} = A_s$;过渡带宽 $\text{TW} = \Omega_s - 1$,参看图 6-8。

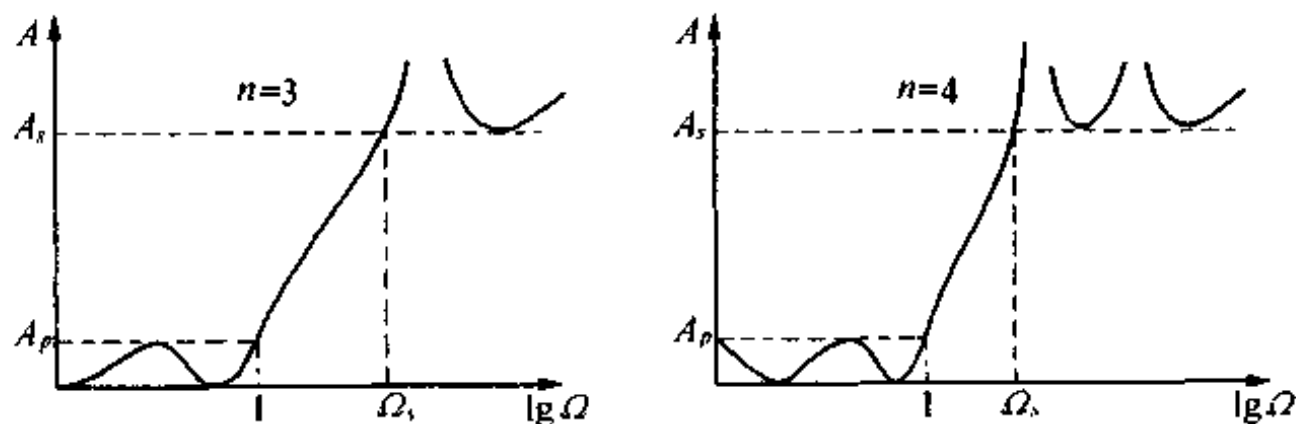


图 6-8 三阶和四阶椭圆函数低通原型的衰减特性

根据对滤波器频响特性提出的设计要求,选择相应的阶数 n 、PRW、TW 和 MSL。从设计参数表中查出 C_0 、 A_i 、 B_i 和 C_i 各项系数,很容易写出该阶数的椭圆函数低通原型的传递函数:

当 n 为偶数时,传递函数由 $\frac{n}{2}$ 个二阶因子式组成,即

$$G_n(s) = \prod_{i=1}^{n/2} \frac{C_i(s^2 + A_i)}{A_i(s^2 + B_i s + C_i)} \quad (6-35)$$

当 n 为奇数时,传递函数除了有 $(n-1)/2$ 个二阶因子式外,还有一个一阶因子式组成,即

$$G_n(s) = \frac{C_0}{s + C_0} \prod_{i=1}^{(n-1)/2} \frac{C_i(s^2 + A_i)}{A_i(s^2 + B_i s + C_i)} \quad (6-36)$$

§ 6-3 滤波器传递函数的设计

上面分别介绍了三种幅度近似方法的传递函数的设计。它们均是频率归一化的低通原型传递函数,是设计低通、高通、带通和带阻滤波器传递函数的基础。低通原型传递函数通过不同的频率变换式,可转换为同属一种幅度近似方法的不同滤波器的目标传递函数。

一、频率变换

假设频率归一化的低通原型传递函数表示为 $G_l(s_\lambda)$, (这里用 s_λ 表示低通原型的复频率),欲得到同一种幅度近似方法的不同 X 型滤波器的目标传递函数,可采用相应的频率变换式

$$s_\lambda = F(s_X) \quad (6-37)$$

式中 s_X 为 X 型滤波器目标传递函数的复频率。

将频率变换式代入低通原型传递函数中去,则可获得采用同一种幅度近似方法的 X 型滤波器的目标传递函数

$$G_X(s_X) = G_L(s_\lambda) \Big|_{s_\lambda = F(s_X)} = G_L[F(s_X)] \quad (6-38)$$

欲设计 X 型滤波器的传递函数,首先应根据对 X 型滤波器传递函数所提出的设计要求,转化为对低通原型传递函数提出设计要求,然后设计一种幅度近似方法的低通原型传递函数,再用频率变换式变换为 X 型滤波器的目标传递函数。

二、低通原型传递函数到低通目标传递函数的变换与设计

这种变换的变换式为

$$s_\lambda = \frac{s}{\omega_p} \quad (6-39)$$

式中 ω_p 为通带边界频率。

由低通原型变换所得到的低通目标传递函数为

$$G_L(s) = G_L(s_\lambda) \Big|_{s_\lambda = \frac{s}{\omega_p}} = G_L\left(\frac{s}{\omega_p}\right) \quad (6-40)$$

例如,由巴特沃兹二阶低通原型变换成通带边界频率为 ω_p 的低通滤波器的目标传递函数是

$$G_L(s) = \frac{1}{s^2 + \sqrt{2}s + 1} \Big|_{s = \frac{s}{\omega_p}} = \frac{\omega_p^2}{s^2 + \sqrt{2}\omega_p s + \omega_p^2}$$

变换前后二者具有完全相同的幅频特性,唯一的差别是横坐标是按 ω_p 比例进行了变换,参看图 6-9,它们之间的关系是

$$\Omega = \frac{\omega}{\omega_p} \quad (6-41)$$

在 $\Omega = 1$ 和 $\omega = \omega_p$ 上具有相等的通带衰减 A_p ,在 $\Omega = \Omega_s$ 和 $\omega = \omega_s$ 上具有相等的阻带衰减 A_s 。当频率关系满足式(6-41),则二者的衰减相同。

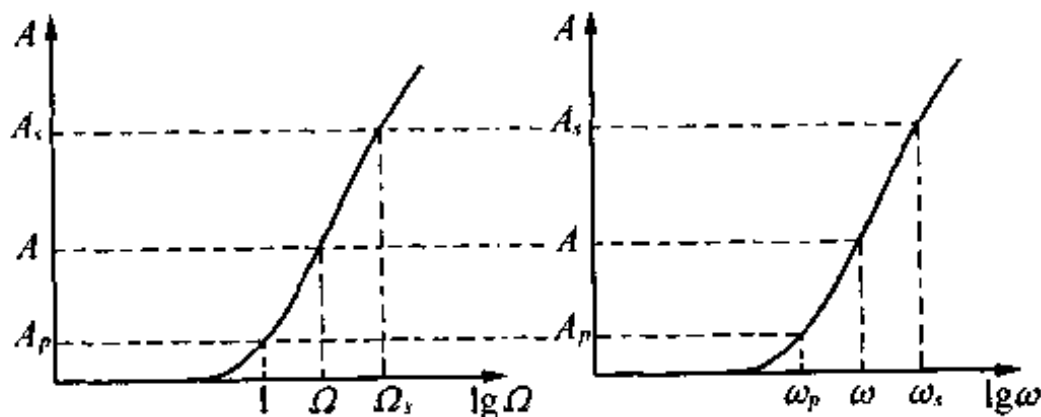


图 6-9 从低通原型到低通目标传递函数变换前后的衰减特性(以巴特沃兹为例)

对低通传递函数提出的设计要求是在通带 $0 \leq \omega \leq \omega_p$ 内的衰减 $A_p \leq A_{\max}$,在阻带 $\omega \geq \omega_s$ 范围内的衰减 $A_s \geq A_{\min}$ 。根据式(6-41),对低通原型提出相应的设计要求是在通带 $0 \leq \Omega \leq 1$ 内的衰减 $A_p \leq A_{\max}$ 和在阻带 $\Omega \geq \Omega_s$ 范围内的衰减 $A_s \geq A_{\min}$ 。根据这个要求设计低通原型传递函数,然后再按式(6-39)变换为满足设计要求的低通目标传递函数。

三、低通原型到高通滤波器目标传递函数的变换与设计

这种变换的变换式为

$$s_\lambda = \frac{\omega_p}{s} \quad (6-42)$$

采用式(6-42),由低通原型变换后的高通滤波器目标传递函数为

$$G_H(s) = G_L(s_\lambda) \Big|_{s_\lambda = \frac{\omega_p}{s}} = G_L\left(\frac{\omega_p}{s}\right) \quad (6-43)$$

例如,由巴特沃兹二阶低通原型变换为巴特沃兹二阶高通传递函数为

$$G_H(s) = \frac{1}{s^2 + \sqrt{2}s + 1} \Big|_{s = \frac{\omega_p}{s}} = \frac{s^2}{s^2 + \sqrt{2}\omega_p s + \omega_p^2}$$

低通原型和由此原型变换后的高通传递函数的衰减特性如图 6-10 所示。

当频率关系满足

$$\Omega = \frac{\omega_p}{\omega} \quad (6-44)$$

时,二者具有相同的衰减 A 。

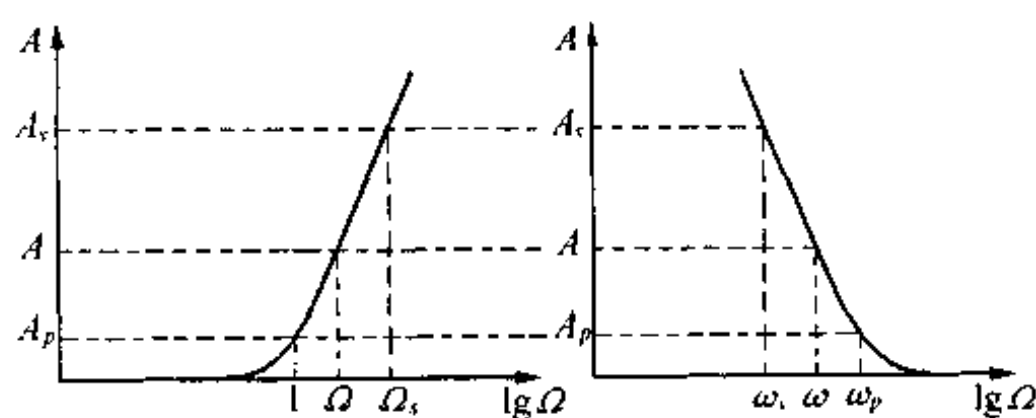


图 6-10 从低通原型到高通目标传递函数变换前后的衰减特性(以巴特沃兹滤波器为例)

例如, $\Omega = 1$ 和 $\omega = \omega_p$ 具有相同的通带衰减 A_p , Ω_s 和 $\omega = \frac{\omega_p}{\Omega_s}$ 具有相同的阻带衰减 A_s 。

同样,在设计高通滤波器目标传递函数时,根据对高通传递函数幅频特性提出的技术要求,折算到对低通原型提出相应的技术要求。根据这种

折算关系设计一个满足技术要求的低通原型传递函数,然后采用式(6-42)频率变换式再转换成满足设计指标要求的高通目标传递函数。

四、低通原型到带通目标传递函数的变换及设计

这种变换的变换式为

$$s_\lambda = Q_B \left(\frac{s}{\omega_0} + \frac{\omega_0}{s} \right) = \frac{s^2 + \omega_0^2}{B_p s} \quad (6-45)$$

式中 ω_0 为中心频率; B_p 为通带带宽, $B_p = \omega_{p2} - \omega_{p1}$; ω_{p2} 、 ω_{p1} 为通带边界频率;

Q_B 为带通滤波器的品质因数

$$Q_B = \frac{\omega_0}{B_p} = \frac{\omega_0}{\omega_{p2} - \omega_{p1}} \quad (6-46)$$

采用式(6-45)可将低通原型变换为带通目标传递函数,即

$$G_B(s) = G_I(s_\lambda) \Big|_{s_\lambda = Q_B \left(\frac{s}{\omega_0} + \frac{\omega_0}{s} \right)} = G_I \left[Q_B \left(\frac{s}{\omega_0} + \frac{\omega_0}{s} \right) \right] \quad (6-47)$$

例如,由巴特沃兹一阶低通原型变换的二阶带通目标传递函数为

$$G_B(s) = \frac{1}{s+1} \Big|_{s=Q_B \left(\frac{s}{\omega_0} + \frac{\omega_0}{s} \right)} = \frac{\omega_0 s / Q_0}{s^2 + \omega_0 s / Q_0 + \omega_0^2}$$

低通原型传递函数和变换后的带通传递函数,在衰减特性上的对应关系,若以契比雪夫滤波器为例如图 6-11 所示。

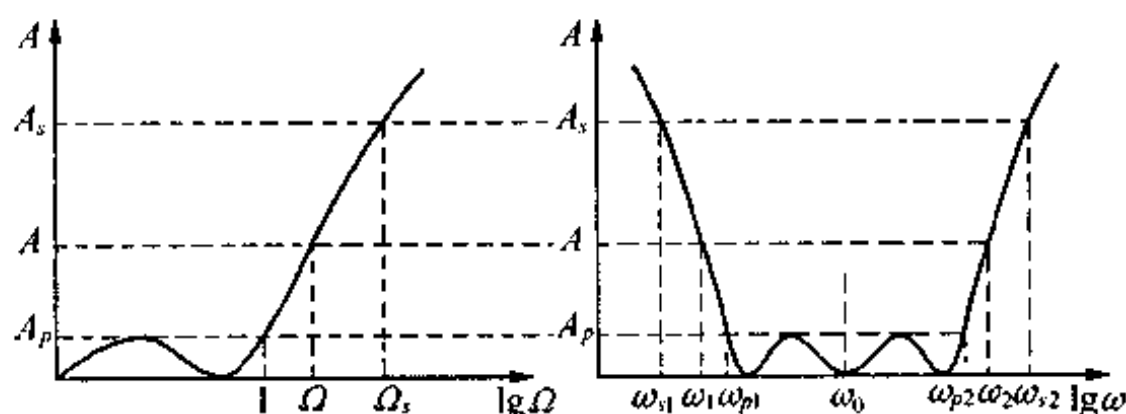


图 6-11 从低通原型到带通目标传递函数变换前后的衰减特性(以契比雪夫滤波器为例)

从低通原型归一化频率 Ω 变换为带通频率 ω , 有两个对应频率点

$$\omega_{1,2} = \omega_0 [\sqrt{1 + \Omega^2 / (2Q_B)^2} \pm \Omega / (2Q_B)] \quad (6-48)$$

低通原形归一化频率 Ω 的衰减 A 与变换后的带通传递函数所对应的两个频率点 ω_1 、 ω_2 所具有的衰减 A 是相等的。

如 $\Omega = 1$, 和 ω_{p1}, ω_{p2} 具有相等的通带衰减 A_p , $\Omega = \Omega_s$ 和 ω_{s1}, ω_{s2} 具有相等的阻带衰减 A_s 。

通带边界频率和阻带边界频率由式(6-48)求得

$$\omega_{p1, p2} = \omega_0 [\sqrt{1 + 1 / (2Q_B)^2} \pm 1 / (2Q_B)] \quad (6-49)$$

$$\omega_{s1, s2} = \omega_0 [\sqrt{1 + \Omega_s^2 / (2Q_B)^2} \pm \Omega_s / (2Q_B)] \quad (6-50)$$

从式(6-49)和(6-50)中可以得出下列关系

$$\omega_1 \cdot \omega_2 = \omega_{s1} \cdot \omega_{s2} = \omega_{p1} \cdot \omega_{p2} = \omega_0^2 \quad (6-51)$$

$$\Omega_s = (\omega_{s2} - \omega_{s1}) / (\omega_{p2} - \omega_{p1}) = (\omega_{s2} - \omega_{s1}) Q_B / \omega_0 \quad (6-52)$$

在设计带通滤波器目标传递函数时,对带通滤波器提出的技术指标要求是,通带中心频率为 ω_0 , 通带带宽 $B_p = \omega_{p2} - \omega_{p1}$, 通带最大衰减 $A_{\max}$, 阻带带宽 $B_s = \omega_{s2} - \omega_{s1}$, 阻带最小衰减 $A_{\min}$ 。将上述对带通滤波器提出的技术指标,折算为对低通原型提出设计要求。对低通原型提出的设计要求是在 $\Omega \leq 1$ 的通带内的衰减 $A_p \leq A_{\max}$, 在按式(6-54)计算的阻带边界频率 Ω_s 所限定的 $\Omega \geq \Omega_s$ 阻带范围内的衰减 $A_s \geq A_{\min}$ 。根据对低通原型提出的设计要求进行低通原型传递函数设计,然后再按式(6-47)频率变换式,将低通原型转换为带通传递函数。若低通原型的传递函数为 n 阶的,则变换后的带通传递函数将为 $2n$ 阶。

传递函数的变换,不能采用整体变换,而是将 n 阶低通原型分解为若干个一、二阶因子式,然后分别将其变换为二阶和四阶带通传递函数。其中,二阶低通原型到四阶带通传递函数的变换,需要再分解为两个二阶传递函数。

假设低通原型中的一个二阶因子式的传递函数为

$$G_l(s_l) = \frac{\Omega_{ol}^2}{s_l^2 + \Omega_{ol}s_l/Q_l + \Omega_{ol}^2}$$

由此二阶低通原型变换后的四阶带通传递函数为

$$G_B(s) = G_l(s_l) \Big|_{s_l = Q_B \left(\frac{s}{\omega_0} + \frac{\omega_0}{s} \right)} = \frac{(\Omega_{ol}\Omega_{ol}/Q_B)^2 s^2}{s^4 + (\Omega_{ol}\omega_0/Q_B Q_l)s^3 + (2 + \Omega_{ol}^2/Q_B^2)\omega_0^2 s^2 + (\Omega_{ol}\omega_0^3/Q_B Q_l)s + \omega_0^4} \quad (6-53)$$

四阶带通传递函数可分解为 Q_0 值相同,中心频率不同的两个二阶带通传递函数,如下式

$$G_B(s) = \frac{\omega_{01}s/Q_0}{s^2 + \omega_{01}s/Q_0 + \omega_{01}^2} \cdot \frac{\omega_{02}s/Q_0}{s^2 + \omega_{02}s/Q_0 + \omega_{02}^2} = \frac{\omega_{01}\omega_{02}s^2/Q_0^2}{s^4 + (\omega_{01} + \omega_{02})s^3/Q_0 + (\omega_{01}^2 + \omega_{02}^2 + \omega_{01}\omega_{02}/Q_0)s^2 + (\omega_{01} + \omega_{02})\omega_{01}\omega_{02}s/Q_0 + \omega_{01}^2\omega_{02}^2} \quad (6-54)$$

比较式(6-53)和式(6-54),根据分母对应项系数相等条件,可列出下列方程组

$$\begin{cases} \omega_{01}\omega_{02}/\omega_0^2 = 1 \\ (\omega_{01} + \omega_{02})/(Q_0\omega_0) = \Omega_{ol}/(Q_B Q_l) = D \\ (\omega_{01}/\omega_0)^2 + (\omega_{02}/\omega_0)^2 + 1/Q_0^2 = 2 + \Omega_{ol}^2/Q_B^2 = E \end{cases} \quad (6-55)$$

上述方程组中已知 Ω_{ol} , Q_l , ω_0 和 Q_B ,由此可解得

$$Q_0 = \{E/2 + [(E+2)^2 - 4D^2]^{1/2}\}^{1/2} D^{-1} \quad (6-56-1)$$

$$\omega_{01,02} = \omega_0 \left[\frac{1}{2} D Q_0 \pm \sqrt{\frac{1}{4} (D Q_0)^2 - 1} \right] \quad (6-56-2)$$

可见,根据已知低通原型给出的 Ω_{ol} , Q_l 和带通滤波器的设计要求 Q_B , ω_0 ,可计算出 Q_0 , ω_{01} , ω_{02} ,由此可将变换后的四阶带通分解为两个二阶带通传递函数。

五、低通原型到带阻目标传递函数的变换及设计

这种变换的变换式为

$$s_l = 1 / \left[Q \left(\frac{s}{\omega_0} + \frac{\omega_0}{s} \right) \right] = \frac{B_p s}{s^2 + \omega_0^2} \quad (6-57)$$

式中 ω_0 为阻带中心频率;

Q 为带阻滤波器的品质因数;

B_p 为通带边界频率带宽, $\omega_p = \omega_{p2} - \omega_{p1}$

且有

$$Q_s = \frac{\omega_0}{B_p} \quad (6-58)$$

采用式(6-57),由低通原型交换的带阻目标传递函数为

$$G_s(s) = G_l(s_1) \Big|_{s_1 = \frac{\omega_0 s}{Q_s(s^2 + \omega_0^2)}} = G_l \left[\frac{\omega_0 s}{Q_s(s^2 + \omega_0^2)} \right] \quad (6-59)$$

例如,由巴特沃兹一阶低通原型变换的二阶带阻传递函数为

$$G_s(s) = \frac{1}{s+1} \Big|_{s = \frac{\omega_0 s}{Q_s(s^2 + \omega_0^2)}} = \frac{s^2 + \omega_0^2}{s^2 + \omega_0 s / Q_s + \omega_0^2}$$

低通原型传递函数和经过变换后的带阻目标传递函数,在衰减特性上的对应关系,若以二阶椭圆函数滤波器为例,如图 6-12 所示。

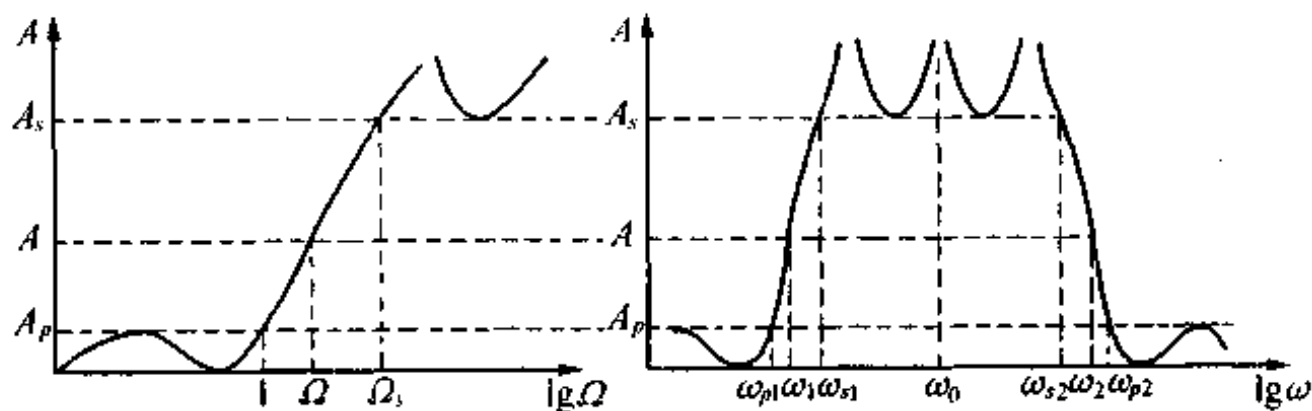


图 6-12 从低通原型到带阻目标传递函数变换前后的衰减特性

从低通原型归一化频率 Ω 变换为带阻滤波器的频率 ω 有两个对应频率点

$$\omega_{1,2} = \omega_0 \left[\sqrt{1 + 1/(2\Omega Q_s)^2} \pm 1/(2\Omega Q_s) \right] \quad (6-60)$$

低通原型归一化频率 Ω 的衰减 A , 与变换后的带阻传递函数在所对应的两个频率点 ω_1 、 ω_2 上具有的衰减 A 是相等的。

例如, $\Omega = 1$ 和 ω_{p1} 、 ω_{p2} 具有相等的通带衰减 A_p , Ω_s 和 ω_{s1} 、 ω_{s2} 具有相等的阻带衰减 A_s 。

通带边界频率和阻带边界频率可由式(6-60)得出

$$\omega_{p1,p2} = \omega_0 \left[\sqrt{1 + 1/(2Q_s)^2} \pm 1/(2Q_s) \right] \quad (6-61)$$

$$\omega_{s1,s2} = \omega_0 \left[\sqrt{1 + 1/(2\Omega_s Q_s)^2} \pm 1/(2\Omega_s Q_s) \right] \quad (6-62)$$

由式(6-57)和式(6-58)可得出低通原型阻带边界频率为

$$\Omega_s = (\omega_{p2} - \omega_{p1}) / (\omega_{s2} - \omega_{s1}) = \omega_0 / [(\omega_{s2} - \omega_{s1}) Q_s] \quad (6-63)$$

在设计带阻滤波器传递函数时,通常对带阻滤波器提出的技术要求有:阻带中心频率 ω_0 ,阻带带宽 $B_s = \omega_{s2} - \omega_{s1}$,阻带最小衰减 $A_{\min}$,通带带宽 $B_p = \omega_{p2} - \omega_{p1}$ 和通带最大衰减 $A_{\max}$ 。根据对带阻滤波器提出的要求,将其折算为对低通原型的设计要求。对低通原型提出的设计要求为,在 $\Omega \leq 1$ 的通带内的衰减 $A_p \leq A_{\max}$,在按式(6-63)计算出的 Ω_s 和由 Ω_s 所确定的阻带 $\Omega \geq \Omega_s$ 内的衰减 $A_s \geq A_{\min}$ 。根据对低通原型提出的设计要求进行低通原型传递函数的设计。然后按式(6-59)变换为带阻目标传递函数。

一阶低通原型将变换为二阶带阻传递函数,二阶低通原型将变换为四阶带阻传递函数。四阶带阻传递函数可分解为两个二阶传递函数,其分解方法类似于带通滤波器传递函数的变换。

当目标传递函数设计完成后,就是目标传递函数的实现问题了,也即滤波器电路的设计问题。它包括电路选择,元件参数设计和计算,误差分析和电路调试。后面几节将重点介绍几种滤波器电路。

§ 6-4 电压控制电压源单端正反馈型基本节电路

这是由增益为 $+K$ 的同相电压放大器和 RC 网络构成的单端正反馈单一运放基本节电路,因此称之为 $+KRC$ 电路,又称萨伦-凯

(Sallen-Key) 电路。这是应用比较广泛的一种电路。图 6-13(a) 为这种电路的一般形式,图 6-13(b) 为其框图。

RC 网络除了公共地端外,另有输入端 1、反馈输入端 2 和输出端 3。不同的 RC 网络构成不同的滤波器电路。

RC 无源网络的前馈函数为

$$G_{13}(s) = \frac{U_3}{U_1} \Big|_{U_2=0} = \frac{N_{13}(s)}{D(s)} \quad (6-64)$$

反馈函数为

$$G_{23}(s) = \frac{U_3}{U_2} \Big|_{U_1=0} = \frac{N_{23}(s)}{D(s)} \quad (6-65)$$

图 6-13 电压控制单端正反馈型滤波器电路

根据图 6-13(b) 的电压正反馈方式,可列出下列方程

$$\begin{aligned} U_3 &= U_1 G_{13}(s) + U_2 G_{23}(s) \\ U_2 &= K U_3 \end{aligned} \quad (6-66)$$

由式(6-66)可导出此电路的传递函数为

$$G(s) = \frac{U_0}{U_1} = \frac{K G_{13}(s)}{1 - K G_{23}(s)} = \frac{K N_{13}}{D - K N_{23}} \quad (6-67)$$

无源 RC 网络特征方程 $D(s)$ 不可能有共轭极点,通过正反馈后,在传递函数的特征方程 $(D - K N_{23})$ 中增加一项 $-K N_{23}$,则可实现共轭极点。而滤波器的类型就由分子 $K N_{13}$ 的特性来决定。

若 RC 网络的反馈函数表示为

$$G_{23}(s) = \frac{N_{23}(s)}{D(s)} = \frac{a_2 s}{s^2 + a_1 s + b}$$

则特征方程为

$$D(s) - K N_{23}(s) = s^2 + (a_1 - a_2 K)s + b$$

此特征方程的极点将随 K 值变化而变化,有下面四种情况:(参看图 6-14,假设 $K_1 = (a_1$

$-2b^{1/2}/a_2, K_2 = a_1/a_2$ 。

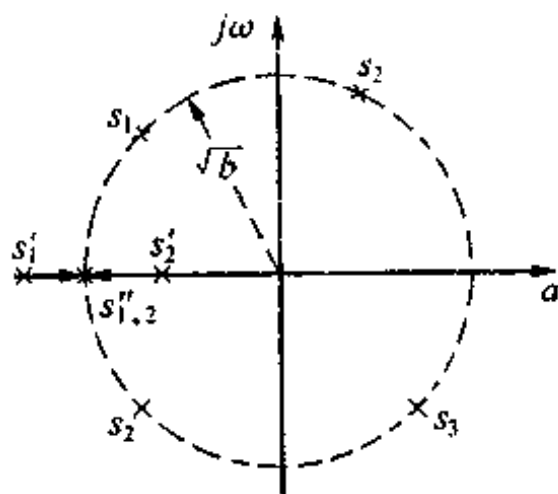


图 6-14 极点变化轨迹与 K 的关系

(1) 当 $0 \leq K < K_1$ 时有两个不等的负实根

$$s_{1,2} = -\frac{1}{2}(a_1 - a_2 K) \pm \left[\frac{1}{4}(a_1 - a_2 K)^2 - b \right]^{1/2}$$

(2) 当 $K = K_1$ 时, 有两个相等的负实根

$$s_{1,2} = -\sqrt{b}$$

(3) 当 $K_1 < K < K_2$ 时, 有两个位于左半平面内 (不包括在虚轴上) 的一对共轭复根, 且在以 $\sqrt{b}$ 为半径的圆上

$$s_{1,2} = -\frac{1}{2}(a_1 - a_2 K) \pm j \left[b - \frac{1}{4}(a_1 - a_2 K)^2 \right]^{1/2}$$

(4) 当 $K \geq K_2$ 时, 则有一对位于右半平面 (含虚轴在内) 的共轭复数极点。

$$s_{1,2} = \frac{1}{2}(a_2 K - a_1) \pm j \left[b - \frac{1}{4}(a_2 K - a_1)^2 \right]^{1/2}$$

则此电路将振荡, 因此 K 值必须小于 K_2 。

图 6-13(a) 所示电路无源网络的前馈函数和反馈函数分别为

$$G_{13}(s) = \frac{Y_1 Y_3}{Y_4(Y_1 + Y_2 + Y_3 + Y_5) + Y_3(Y_1 + Y_2 + Y_5)} \quad (6-68)$$

$$G_{23}(s) = \frac{Y_2 Y_3}{Y_4(Y_1 + Y_2 + Y_3 + Y_5) + Y_5(Y_1 + Y_2 + Y_5)} \quad (6-69)$$

根据式(6-67)可导出此电路传递函数的一般表达式为

$$G(s) = \frac{KY_1 Y_3}{Y_4(Y_1 + Y_2 + Y_3 + Y_5) + Y_3[Y_1 + Y_2(1 - K) + Y_5]} \quad (6-70)$$

一、二阶低通滤波器

1. 滤波器电路及其传递函数

图 6-13(a) 所示电路中的各个元件分别按图 6-15 方式选择, 这就构成了电压控制电压源单端正反馈型二阶低通滤波器的典型电路。其传递函数为

$$G(s) = \frac{K/(R_1 R_2 C_1 C_2)}{s^2 + [(R_1 C_1)^{-1} + (R_2 C_1)^{-1} + (1 - K)(R_2 C_2)^{-1}]s + (R_1 R_2 C_1 C_2)^{-1}} \quad (6-71)$$

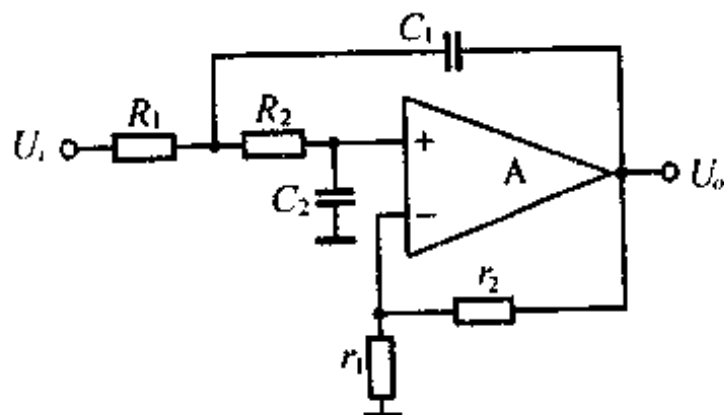


图 6-15 电压控制单端正反馈型二阶低通滤波器

2. 滤波器特性参数的元件表达式及元件灵敏度。

根据式(6-71)可写出滤波器特性参数为

$$G_0 = K = 1 + r_2/r_1 \quad (6-72-1)$$

$$\omega_0 = (R_1 R_2 C_1 C_2)^{-1/2} \quad (6-72-2)$$

$$Q = \left[\sqrt{\frac{R_2 C_2}{R_1 C_1}} + \sqrt{\frac{R_1 C_2}{R_2 C_1}} + (1 - K) \sqrt{\frac{R_1 C_1}{R_2 C_2}} \right]^{-1} \quad (6-72-3)$$

此电路各元件的灵敏度分别为

$$S_{R_1}^{G_0} = S_{R_2}^{G_0} = S_{C_1}^{G_0} = S_{C_2}^{G_0} = 0, \quad S_{r_1}^{G_0} = -S_{r_2}^{G_0} = \frac{K-1}{K},$$

$$S_{R_1}^{\omega_0} = S_{R_2}^{\omega_0} = S_{C_1}^{\omega_0} = S_{C_2}^{\omega_0} = -\frac{1}{2}, \quad S_K^{\omega_0} = 0,$$

$$S_{R_1}^Q = -S_{R_2}^Q = -\frac{1}{2} + Q \sqrt{R_2 C_2} / \sqrt{R_1 C_1}$$

$$S_{C_1}^Q = -S_{C_2}^Q = -\frac{1}{2} + Q \sqrt{C_2 / C_1} (\sqrt{R_1 / R_2} + \sqrt{R_2 R_1})$$

$$S_K^Q = QK \sqrt{R_2 C_2} / \sqrt{R_1 C_1}$$

3. 滤波器电路元件参数的设计和计算

通常,二阶基本节电路的特性参数有 G_0 、 Q 、 ω_0 和 ω_N (见表 6-1)。根据对特性参数的要求来设计滤波器的元件参数。由于频响特性的形状取决于 Q 、 ω_0 和 ω_N , 而与 G_0 无关, 为了满足对频响特性的要求, 首先应根据 Q 、 ω_0 和 ω_N (有的情况下无 ω_N) 的要求, 设计二阶基本节电路的元件参数, 然后再考虑采用其它方法 (如增加一级放大器或衰减器) 来调整通带增益。对于高阶滤波器, 总增益调整可在其它级中来实现。

从式(6-72)中也可以看出, Q 和 G_0 均与 K 有关。由于 K 对 Q 的影响比较大, 尽管 $G_0 = K$, 但也不能简单地由 G_0 来确定 K 值。通常是由 Q 和 ω_0 两个条件来设计 R_1 、 R_2 、 C_1 、 C_2 和 K 五个参数, 然后再由 K 来计算此二阶节电路的通带增益 G_0 。由于待设计的参数个数多于已知条件数, 在设计时, 必须根据设计者的意图和经验, 预先再假设不足的三个条件来设计。由于假设条件不同, 其设计方法也不同, 元件灵敏度也不同。通常采用下面的三种设计方法:

方法一 选择 $K = 1$, $R_1 = R_2 = R$ 为已知电阻值, 则由式(6-72)可以导出未知电容 C_1 和 C_2 的计算公式

$$C_1 = 2Q/(\omega_0 R) \quad (6-73-1)$$

$$C_2 = 1/(2Q\omega_0 R) \quad (6-73-2)$$

方法二 设 $R_1 = R_2$, 并选择 $C_1 = C_2 = C$ 为已知电容值, 则由式(6-72)可以导出未知电阻 R_1 (R_2) 和 K 的计算公式

$$R_1 = R_2 = 1/(\omega_0 C) \quad (6-74-1)$$

$$K = 3 - 1/Q \quad (6-74-2)$$

方法三 设 $C_1 = \sqrt{3}QC_2$, $R_1 = \sqrt{3}R_2/Q$, 并选择 $C_2 = C$ 为已知电容值, 则由式(6-72)可以导出未知的 R_2 和 K 的计算公式

$$R_2 = 1/(\sqrt{3}\omega_0 C) \quad (6-75-1)$$

$$K = 4/3 \quad (6-75-2)$$

根据三种设计方法的假设条件, 可得出三种设计方法的元件灵敏度, 如表 6-3 所示。

假设电路中的元件值能满足理论计算值, 则无论哪种设计方法都可以实现理论的频响特性。然而, 由于设计方法的元件灵敏度不同, 当元件参数误差相同时, 其频响特性偏离理论值的程度将明显不同。或者说, 当要求频响特性的偏差相同时, 不同设计方法对元件初始偏差和稳定性要求也不大相同。这样, 采用什么设计方法也就有一个性能好坏和是否

合理的问题。详细分析见本章灵敏度一节。

表 6-3 三种设计方法的元件灵敏度

元 件 设 计 方 法 灵 敏 度	方 法 一	方 法 二	方 法 三
$S_{R_1, R_2, C_1, C_2}^{\omega_0}$	$-\frac{1}{2}$	$-\frac{1}{2}$	$-\frac{1}{2}$
$S_{R_1}^Q = -S_{R_2}^Q$	0	$-\frac{1}{2} + Q$	$-\frac{1}{2} + \frac{\sqrt{3}}{3}Q$
$S_{C_1}^Q = -S_{C_2}^Q$	$\frac{1}{2}$	$-\frac{1}{2} + 2Q$	$\frac{1}{2} + \frac{\sqrt{3}}{3}Q$
S_R^Q	$2Q^2$	$3Q - 1$	$\frac{4}{\sqrt{3}}Q$

上述二阶低通滤波器电路并不具有传输零点,它可作为巴特沃兹和契比雪夫滤波器电路中的一个二阶低通基本节电路,而不能作为反契比雪夫和椭圆函数滤波器电路二阶低通基本节电路。

二、三阶低通滤波器

1. 滤波器电路及其传递函数

将一个一阶低通基本节和一个二阶低通基本节电路级联起来就可以构成三阶低通滤波器,但这需要在一阶低通和二阶低通间采用一个缓冲器。为了节省一个运放,可采用图 6-16 所示的三阶低通滤波器电路。

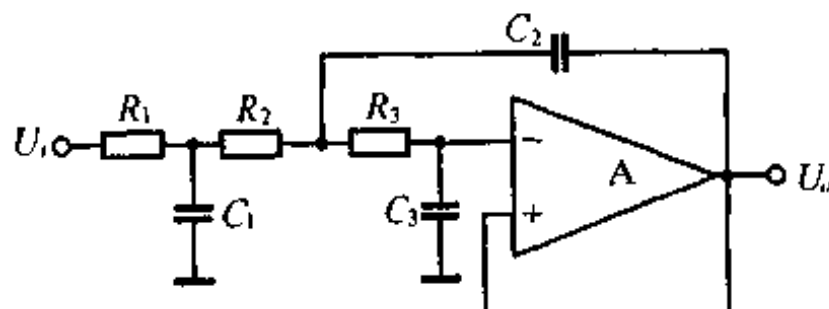


图 6-16 电压控制单端正反馈型三阶低通滤波器

此三阶低通滤波器电路的传递函数为

$$G(s) = \frac{1}{a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + 1} \quad (6-76)$$

式中

$$\begin{aligned} a_3 &= R_1 R_2 R_3 C_1 C_2 C_3 \\ a_2 &= R_3 (R_1 + R_2) C_2 C_3 + R_1 (R_2 + R_3) C_1 C_3 \\ a_1 &= (R_1 + R_2 + R_3) C_3 + R_1 C_1 \end{aligned}$$

2. 滤波器特性参数与元件参数的关系

三阶低通滤波器的典型传递函数可以表示为

$$G(s) = \frac{G_0 \omega_0^2 \omega_c}{(s + \omega_0)(s^2 + \omega_0 s / Q + \omega_0^2)} \quad (6-77)$$

比较式(6-76)和式(6-77)可列出下列等式

$$\begin{aligned} a_3 &= \omega_c^{-1} \omega_0^{-2} = R_1 R_2 R_3 C_1 C_2 C_3 \\ a_2 &= \omega_0^{-2} + (\omega_0 \omega_c Q)^{-1} = R_3 (R_1 + R_2) C_2 C_3 + R_1 (R_2 + R_3) C_1 C_3 \\ a_1 &= \omega_c^{-1} + (\omega_0 Q)^{-1} = (R_1 + R_2 + R_3) C_3 + R_1 C_1 \\ G_0 &= 1 \end{aligned}$$

3. 滤波器电路元件参数的计算方法

在图 6-16 电路中,取同相放大倍数 $K = +1$, 否则此电路的设计更加困难。电路参数设计时,选择电阻 $R_1 = R_2 = R_3 = R$ 为已知值,根据传递函数的已知条件: ω_c , ω_0 和 Q 值 (或 a_1, a_2, a_3), 可求出 C_1, C_2, C_3 的电容值。

令: $X = RC_1, Y = RC_2, Z = RC_3$, 则可列出下列方程组

$$\begin{cases} X \cdot Y \cdot Z = a_3 \\ 2Z(X + Y) = a_2 \\ X + 3Z = a_1 \end{cases} \quad (6-78)$$

若满足 $a_1 a_2 > 2a_3$, 则此方程组就存在全部实数 X, Y, Z 的解。由方程组 (6-78) 可列出

$$X^3 + bX^2 + cX + d = 0$$

式中 $b = -a_1, c = 3a_2/2, d = -3a_3$

利用卡大诺公式可以解出此一元三次方程的实数根。

$$X = \alpha^{\frac{1}{3}} + \beta^{\frac{1}{3}} - b/3 \quad (6-79)$$

式中 $\alpha = (-q + \sqrt{q^2 + 4p^3})/2$

$$\beta = (-q - \sqrt{q^2 + 4p^3})/2$$

$$p = (3c - b^2)/9$$

$$q = (2b^3 - 9bc + 27d)/27$$

在求出 X 值后,可根据所选择的电阻 R 值,再按下面公式计算出各电容值

$$C_1 = X/R \quad (6-80-1)$$

$$C_2 = \left(\frac{1}{2} R a_2 / a_3 - 1/C_1 \right)^{-1} \quad (6-80-2)$$

$$C_3 = a_3 (R^3 C_1 C_2)^{-1} \quad (6-80-3)$$

三、二阶高通滤波器

1. 滤波器电路及其传递函数

将图 6-15 所示的二阶低通电路的电阻元件改为电容元件,电容元件改为电阻元件,则构成了图 6-17 所示的电压控制电压源型二阶高通滤波器电路。此电路的传递函数为

$$G(s) = \frac{Ks^2}{s^2 + [1/R_2 C_2 + 1/R_2 C_1 + (1-K)/R_1 C_1]s + 1/R_1 R_2 C_1 C_2} \quad (6-81)$$

2. 滤波器特性参数的元件表达式及元件

灵敏度

由式 (6-81) 可写出滤波器特性参数为

$$G_0 = K \quad (6-82-1)$$

$$\omega_0 = (R_1 R_2 C_1 C_2)^{\frac{1}{2}} \quad (6-82-2)$$

$$Q = \left[\sqrt{\frac{R_1 C_1}{R_2 C_2}} + \sqrt{\frac{R_1 C_2}{R_2 C_1}} + \sqrt{\frac{R_2 C_2}{C_1 R_1}} (1-K) \right]^{-1} \quad (6-82-3)$$

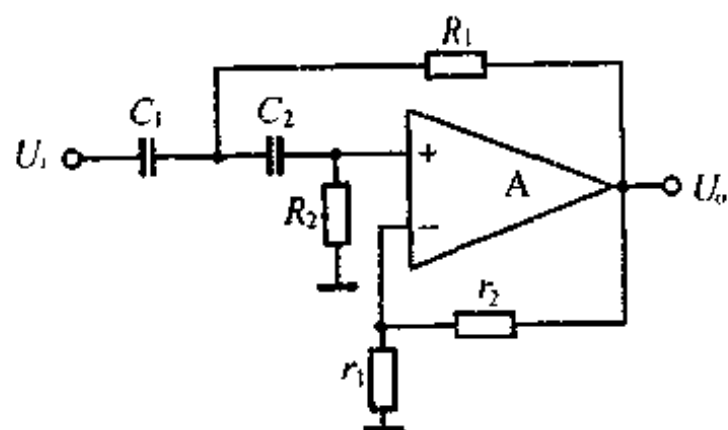


图 6-17 电压控制单端正反馈型二阶高通滤波器

由式(6-82)可导出下面各元件灵敏度的关系式

$$S_{R_1}^{G_0} = S_{R_2}^{G_0} = S_{C_1}^{G_0} = S_{C_2}^{G_0} = 0, \quad S_{r_1}^{G_0} = -S_{r_2}^{G_0} = \frac{K-1}{K},$$

$$S_{R_1}^{\omega_0} = S_{R_2}^{\omega_0} = S_{C_1}^{\omega_0} = S_{C_2}^{\omega_0} = -\frac{1}{2}, \quad S_K^{\omega_0} = 0,$$

$$S_{R_1}^Q = -S_{R_2}^Q = \frac{1}{2} - Q \sqrt{R_1/R_2} (\sqrt{C_1/C_2} + \sqrt{C_2/C_1})$$

$$S_{C_1}^Q = -S_{C_2}^Q = \frac{1}{2} - Q \sqrt{R_1/C_1} / \sqrt{R_2 C_2}$$

$$S_K^Q = QK \sqrt{R_2 C_2} / \sqrt{R_1 C_1}$$

3. 滤波器电路元件参数的设计和计算

同低通滤波器一样,将 Q 和 ω_0 值作为已知条件,进行电路元件五个参数的设计。通常采用下述三种设计方法:

方法一 设 $K=1$,选择 $C_1=C_2=C$ 为已知电容值,则由式(6-82)得出 R_1 和 R_2 的计算公式

$$R_1 = 1/(2\omega_0 QC) \quad (6-83-1)$$

$$R_2 = 2Q/(\omega_0 C) \quad (6-83-2)$$

方法二 选择 $R_1=R_2=R$ 为已知电阻,并假设 $C_1=C_2$,则由式(6-82)得出 $C_1(C_2)$ 和 K 的计算公式

$$C_1 = C_2 = 1/(\omega_0 R) \quad (6-84-1)$$

$$K = 3 - 1/Q \quad (6-84-2)$$

方法三 选择 $R_2=R$ 为已知电阻值,并假设 $R_1=R_2/\sqrt{3Q}$ 和 $C_1=C_2Q/\sqrt{3}$,则由式(6-82)得出 C_2 和 K 的计算公式

$$C_2 = \sqrt{3}/(\omega_0 R) \quad (6-85-1)$$

$$K = 4/3 \quad (6-85-2)$$

四、二阶带通滤波器

1. 带通滤波器电路及其传递函数

电压控制电压源型二阶带通滤波器有几种电路,图 6-18 为其中一种。此电路的传递函数为

$$G(s) = \frac{KS/R_1 C_2}{s^2 + \left[\frac{1}{R_1} \left(\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} \right) + \frac{1}{R_3 C_2} + \frac{1}{R_2 C_1} + \frac{1-K}{R_2 C_2} \right] s + \frac{1}{R_3 C_1 C_2} \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right)} \quad (6-86)$$

2. 滤波器特性参数的元件表达式

根据式(6-86)可得出二阶带通滤波器特性参数与元件的关系式

$$G_0 = K(1 + R_1/R_3 + (1 + R_1/R_2)C_2/C_1 + (1-K)R_1/R_2)^{-1} \quad (6-87-1)$$

$$\omega_0 = \sqrt{R_1 + R_2} / \sqrt{R_1 R_2 R_3 C_1 C_2} \quad (6-87-2)$$

$$Q = \left(\frac{R_1 R_2 R_3}{R_1 + R_2} \right)^{-\frac{1}{2}} \left[\sqrt{\frac{C_1}{C_2}} \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_3} + \frac{1-K}{R_2} \right) + \sqrt{\frac{C_2}{C_1}} \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right) \right]^{-1} \quad (6-87-3)$$

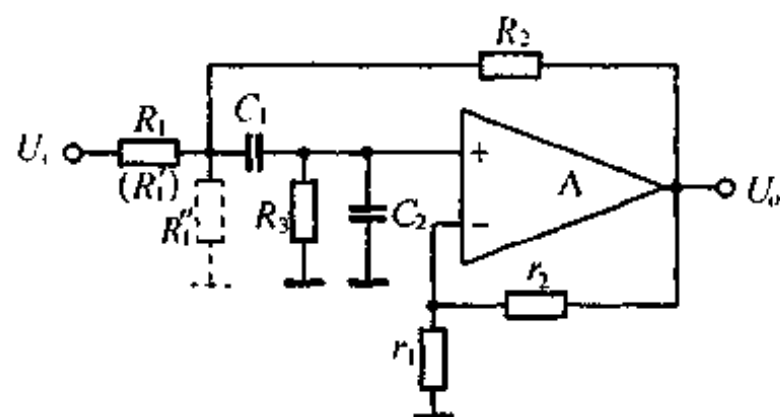


图 6-18 电压控制单端正反馈型二阶带通滤波器

3. 滤波器元件参数的设计和计算

根据已知设计条件 ω_0 和 Q , 计算 R_1, R_2, R_3, C_1, C_2 和 K 六个参数。由于待计算参数多于已知条件数, 同样需要通过假设条件和选择参数值来进行计算。

通常假设 $R_1 = R_2 = R_3$, 选择 $C_1 = C_2 = C$ 为已知电容值, 则由式(6-87)得到下列计算公式

$$R_1 = R_2 = R_3 = \sqrt{2} / (\omega_0 C) \quad (6-88-1)$$

$$K = 5 - \sqrt{2} / Q \quad (6-88-2)$$

$$G_0 = 5Q / \sqrt{2} - 1 \quad (6-88-3)$$

上式中 G_0 是设计完成后的通带增益。当要求通带增益小于 $(5/\sqrt{2}Q - 1)$ 时, 可将输入端电阻 R_1 改为由电阻 R'_1, R'_1 构成的衰减器, 如图 6-18 中的虚线电阻所示。为了保证设计公式(6-88)仍然有效, 应满足: $R'_1 // R'_1 = R_1$ 由此又得出, 满足通带增益为 G_0 的 R'_1, R'_1 电阻计算公式

$$R'_1 = \frac{R_1}{G_0} \left(\frac{5}{\sqrt{2}} Q - 1 \right) = \frac{5Q - \sqrt{2}}{G_0 \omega_0 C} \quad (6-89-1)$$

$$R'_1 = R_1 \frac{5Q - \sqrt{2}}{5Q - \sqrt{2} - \sqrt{2} G_0} = \frac{5\sqrt{2}Q - 2}{(5Q - \sqrt{2} - \sqrt{2} G_0) \omega_0 C} \quad (6-89-2)$$

§ 6-5 电压控制电压源双重正反馈型基本节电路

这种电路又称西德雷(Sedra)电路。该电路采用电压跟随器 $K = 1$, 并通过两个反馈端实现对 RC 网络的双重正反馈。其电路简单易于调整, 性能稳定, 比上节介绍的单端正反馈型电路元件灵敏度低, 但元件数量多。这也是工程上应用比较广泛的一种电路。图 6-

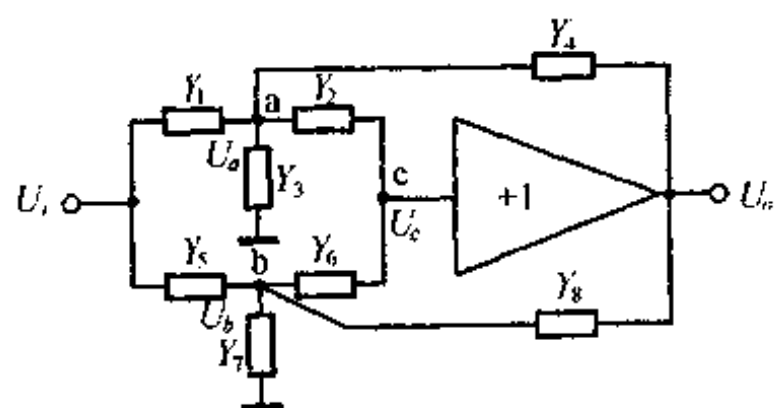


图 6-19 电压控制双重正反馈型滤波器电路

19 为此二阶基本节电路的一般形式。

若 RC 网络中, a 和 b 点对地电压分别为 U_a 和 U_b , 而且 $U_c = U_o$, 则可列出下列方程组

$$\begin{cases} U_a Y_1 + U_o Y_2 + U_o Y_4 = Y_a U_a \\ U_b Y_5 + U_o Y_6 + U_o Y_8 = Y_b U_b \end{cases} \quad (6-90)$$

式中

$$Y_a = Y_1 + Y_2 + Y_3 + Y_4$$

$$Y_b = Y_5 + Y_6 + Y_7 + Y_8$$

另外,根据结点 c 的电流可列出

$$(U_a - U_c)Y_2 = (U_c - U_b)Y_6 \quad (6-91)$$

由式(6-90)和式(6-91)联立求解,可导出此电路的传递函数为

$$G(s) = \frac{Y_1 Y_2 Y_b + Y_5 Y_6 Y_a}{Y_2(Y_1 + Y_3)Y_b + Y_6(Y_5 + Y_7)Y_a}$$

假设电路元件参数满足条件 $Y_a = Y_b$, 即

$$Y_1 + Y_2 + Y_3 + Y_4 = Y_5 + Y_6 + Y_7 + Y_8 \quad (6-92)$$

则此电路的传递函数为

$$G(s) = \frac{Y_1 Y_2 + Y_5 Y_6}{Y_2(Y_1 + Y_3) + Y_6(Y_5 + Y_7)} \quad (6-93)$$

当 RC 网络各元件选择方式不同时,则构成不同的二阶滤波器电路基本节。

一、二阶低通滤波器

1. 滤波器电路及其传递函数

若将图 6-19 电路的 RC 网络各元件按图 6-20 进行选择,并根据式(6-92)条件,满足

$$1/R_1 + 1/R_2 = 1/R_7 + 1/R_8 \quad (6-94-1)$$

$$C_4 = C_1 + C_6 \quad (6-94-2)$$

则此二阶低通滤波器电路的传递函数为

$$G(s) = \frac{1/R_1 R_2 C_6 C_7}{(s^2 + s/R_7 C_7)m(s) + 1/R_1 R_2 C_6 C_7} = \frac{1/R_1 R_2 C_6 C_7}{s^2 + s/R_7 C_7 + 1/R_1 R_2 C_6 C_7} \quad (6-95)$$

式中

$$m(s) = \frac{1/R_1 + 1/R_2 + sC_4}{1/R_7 + 1/R_8 + s(C_6 + C_7)} = 1$$

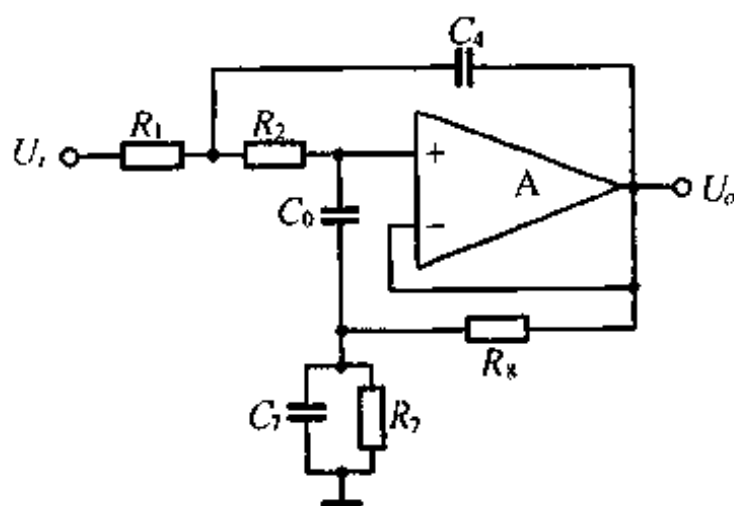


图 6-20 电压控制电压源双重正反馈型二阶低通滤波器

2. 滤波器特性参数的元件表达式及元件灵敏度

根据式(6-95)可列出下面的滤波器特性参数的表示式

$$G_0 = 1 \quad (6-96-1)$$

$$\omega_0 = 1/\sqrt{R_1 R_2 C_6 C_7} \quad (6-96-2)$$

$$Q = R_7 \sqrt{C_7} / \sqrt{R_1 R_2 C_6} \quad (6-96-3)$$

各元件的灵敏度分别为

$$S_{R_1}^{G_0} = S_{R_2}^{G_0} = S_{C_6}^{G_0} = S_{C_7}^{G_0} = -\frac{1}{2}$$

$$S_{R_7}^{Q} = 1, S_{R_1}^Q = S_{R_2}^Q = S_{C_6}^Q = -S_{C_7}^Q = -\frac{1}{2}$$

3. 滤波器电路元件参数的设计和计算

已知滤波器特性参数 ω_0 和 Q 值, 选择电容 $C_7 = C_6 = C$ 为已知值, 为满足式(6-94)条件, 假设

$$R_8 = (1/2)R_2, C_4 = 2C, R_7 = R_2/a, R_1 = R_2/(1+a)$$

再根据式(6-96)可导出下面计算公式

$$a = 1/2(1 + \sqrt{1 + 4Q^2})/Q^2 \quad (6-97-1)$$

$$R_1 = 1/(\omega_0 C \sqrt{1+a}) \quad (6-97-2)$$

$$R_2 = \sqrt{1+a}/(\omega_0 C) \quad (6-97-3)$$

$$R_3 = \sqrt{1+a}/(a\omega_0 C) \quad (6-97-4)$$

二、二阶高通滤波器

1. 滤波器电路及其传递函数

若将图 6-19 电路中的 RC 网络各元件按图 6-21 进行选择, 并根据式(6-92)条件, 满足

$$1/R_2 + 1/R_3 = 1/R_7 + 1/R_8 \quad (6-98-1)$$

$$C_4 = C_5 + C_6 \quad (6-98-2)$$

则所构成的二阶高通滤波器电路的传递函数为

$$G(s) = \frac{s^2}{s^2 + s/R_7 C_5 + m(s)/(R_2 R_3 C_5 C_6)} \quad (6-99)$$

$$\frac{s^2}{s^2 + s/R_7 C_5 + 1/(R_2 R_3 C_5 C_6)}$$

式中 $m(s) = \frac{1/R_2 + 1/R_3 + sC_4}{1/R_7 + 1/R_8 + s(C_5 + C_6)} = 1$

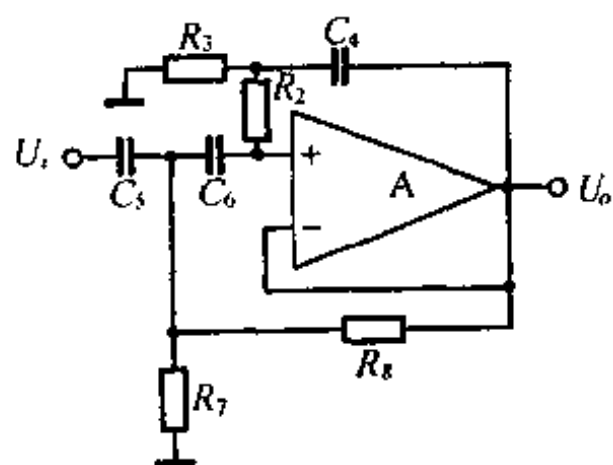


图 6-21 电压控制双重正反馈型二阶高通滤波器

2. 滤波器特性参数的元件表达式及元件灵敏度

度

根据式(6-99)可列出下面的滤波器特性参数表示式

$$G_0 = 1 \quad (6-100-1)$$

$$\omega_0 = 1/\sqrt{R_2 R_3 C_5 C_6} \quad (6-100-2)$$

$$Q = R_7 \sqrt{C_5}/\sqrt{R_2 R_3 C_6} \quad (6-100-3)$$

其元件灵敏度分别为

$$S_{R_2}^{\omega_0} = S_{R_3}^{\omega_0} = S_{C_5}^{\omega_0} = S_{C_6}^{\omega_0} = -\frac{1}{2}$$

$$S_{R_7}^Q = 1, S_{R_2}^Q = S_{R_3}^Q = S_{C_6}^Q = -S_{C_5}^Q = -\frac{1}{2}$$

3. 滤波器电路元件参数的设计和计算

已知滤波器特性参数 ω_0 和 Q 值, 选择电容 $C_5 = C_6 = C$ 为已知值, 为满足式(6-98)条件, 假设: $C_4 = 2C, R_8 = R_2/2, R_7 = R_2/a, R_3 = R_2/(1+a)$, 根据式(6-100)可导出下面的

计算公式

$$a = 1/2(1 + \sqrt{1 + 4Q^2})/Q^2 \quad (6-101-1)$$

$$R_2 = \sqrt{1 + a}/(\omega_0 C) \quad (6-101-2)$$

$$R_3 = 1/(\omega_0 C \sqrt{1 + a}) \quad (6-101-3)$$

$$R_7 = \sqrt{1 + a}/(\omega_0 C_a) \quad (6-101-4)$$

三、二阶带通滤波器

1. 滤波器电路及其传递函数

若将图 6-19 所示电路中的 RC 网络各元件按图 6-22 所示电路选择,并根据式(6-92)条件,满足

$$1/R_2 + 1/R_3 = 1/R_5 + 1/R_8 \quad (6-102-1)$$

$$C_4 = C_6 + C_7 \quad (6-102-2)$$

则所构成的二阶带通滤波器电路的传递函数为

$$G(s) = \frac{s/(R_5 C_7)}{s^2 + s/(R_5 C_7) + m(s)/(R_2 R_3 C_6 C_7)} = \frac{s/(R_5 C_7)}{s^2 + s/(R_5 C_7) + 1/(R_2 R_3 C_6 C_7)} \quad (6-103)$$

式中 $m(s) = \frac{1/R_5 + 1/R_8 + s(C_6 + C_7)}{1/R_2 + 1/R_3 + sC_4} = 1$

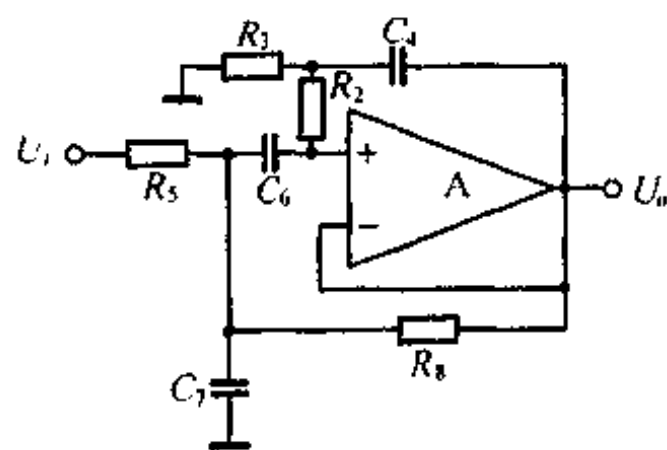


图 6-22 电压控制双重正反馈型二阶带通滤波器

2. 滤波器特性参数的元件表达式及元件灵敏度

度

根据式(6-103),可列出下面的滤波器特性参数的表示式

$$G_0 = 1 \quad (6-104-1)$$

$$\omega_0 = 1/\sqrt{R_2 R_3 C_6 C_7} \quad (6-104-2)$$

$$Q = R_5 \sqrt{C_7}/\sqrt{R_2 R_3 C_6} \quad (6-104-3)$$

其元件灵敏度分别为

$$S_{R_2}^{\omega_0} = S_{R_3}^{\omega_0} = S_{C_6}^{\omega_0} = S_{C_7}^{\omega_0} = -1/2$$

$$S_{R_5}^Q = 1, S_{R_2}^Q = S_{R_3}^Q = S_{C_6}^Q = -S_{C_7}^Q = -1/2$$

3. 滤波器电路元件参数的设计和计算。

已知滤波器特性参数 ω_0 和 Q 值,选择 $C_6 = C_7 = C$ 为已知电容值,为满足式(6-102)条件,假设: $C_4 = 2C, R_8 = R_2/2, R_5 = R_2/a, R_3 = R_2/(1 + a)$,根据式(6-104)可导出下面的计算公式

$$a = 1/2(1 + \sqrt{1 + 4Q^2})/Q^2 \quad (6-105-1)$$

$$R_2 = \sqrt{1 + a}/(\omega_0 C) \quad (6-105-2)$$

$$R_3 = 1/(\omega_0 C \sqrt{1 + a}) \quad (6-105-3)$$

$$R_5 = \sqrt{1+a}/(\omega_0 C a) \quad (6-105-4)$$

四、二阶带阻滤波器和具有传输零点的二阶低通滤波器

1. 滤波器电路及其传递函数

若将图 6-19 电路中的 RC 网络各元件按图 6-23 所示电路进行选择, 并根据(6-92)条件同时满足

$$1/R_1 + 1/R_2 = 1/R_7 + 1/R_8 \quad (6-106-1)$$

$$C_4 = C_5 + C_6 + C_7 \quad (6-106-2)$$

则所构成的二阶带阻或具有传输零点的二阶低通滤波器电路的传递函数为

$$G(s) = \frac{C_5}{C_5 + C_7} \cdot \frac{s^2 + m(s)/(R_1 R_2 C_5 C_6)}{s^2 + s/(R_7 C_5 + R_7 C_7) + m(s)/[R_1 R_2 C_6 (C_5 + C_7)]} = \frac{C_5}{C_5 + C_7} \cdot \frac{s^2 + 1/(R_1 R_2 C_5 C_6)}{s^2 + s/(R_7 C_5 + R_7 C_7) + 1/[R_1 R_2 C_6 (C_5 + C_7)]} \quad (6-107)$$

式中 $m(s) = \frac{1/R_7 + 1/R_8 + s(C_5 + C_6 + C_7)}{1/R_1 + 1/R_2 + sC_4} = 1$

2. 滤波器特性参数的元件表达式及元件灵敏度

根据式(6-107)可列出下面的滤波器特性参数表达式

$$G_0 = C_5/(C_5 + C_7) \quad (6-108-1)$$

$$\omega_0 = 1/\sqrt{R_1 R_2 C_6 (C_5 + C_7)} \quad (6-108-2)$$

$$\omega_N = 1/\sqrt{R_1 R_2 C_5 C_6} \quad (6-108-3)$$

$$Q = R_7 \sqrt{C_5 + C_7} / \sqrt{R_1 R_2 C_6} \quad (6-108-4)$$

当 $C_7 = 0$ 时, $\omega_0 = \omega_N$, 图 6-23 所示电路则为二阶带阻滤波器; 当 $C_7 \neq 0$ 时, $\omega_N > \omega_0$, 则为具有传输零点的二阶低通滤波器。

由式(6-108)可导出各元件灵敏度分别为

$$S_{C_5}^{G_0} = -S_{C_7}^{G_0} = C_7/(C_5 + C_7),$$

$$S_{R_1}^{Q} = S_{R_2}^{Q} = S_{C_6}^{Q} = -1/2$$

$$S_{C_5}^{Q} = -S_{C_7}^{Q} = -1/2 C_5/(C_5 + C_7)$$

$$S_{C_7}^{Q} = -S_{C_5}^{Q} = -1/2 C_7/(C_5 + C_7)$$

$$S_{R_7}^{Q} = 1, S_{R_1}^{Q} = S_{R_2}^{Q} = S_{C_6}^{Q} = -1/2$$

3. 滤波器电路元件参数件的设计和计算

已知滤波器特性参数 ω_0 、 Q 和 ω_N , 选择电容 $C_5 + C_7 = C_6 = C$ 为已知值, 为满足式(6-106)条件, 假设: $C_4 = 2C$, $R_8 = R_2/2$, $R_7 = R_2/a$, $R_1 = R_2/(1+a)$, 根据式(6-108)可导出元件参数的计算公式

$$a = 1/2(1 + \sqrt{1 + 4Q^2})Q^2 \quad (6-109-1)$$

$$R_1 = 1/(\omega_0 C \sqrt{1 + a}) \quad (6-109-2)$$

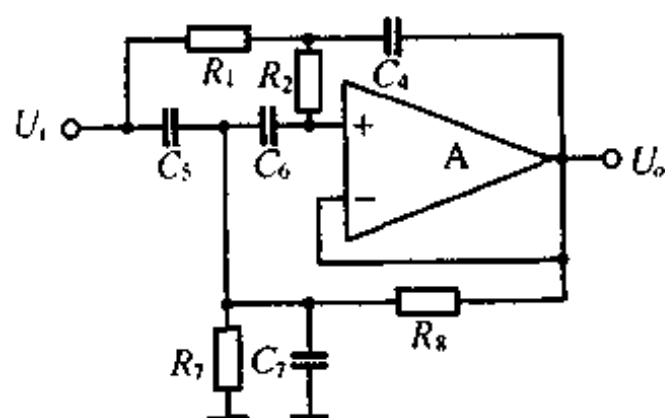


图 6-23 电压控制双重正反馈型二阶带阻或具有传输零点的二阶低通滤波器

$$R_2 = \sqrt{1+a}/(\omega_0 C) \quad (6-109-3)$$

$$C_5 = C\omega_0^2/\omega_N^2 \quad (6-109-4)$$

$$C_7 = C(1 - \omega_0^2/\omega_N^2) \quad (6-109-5)$$

§ 6-6 双二阶电路

这种电路是以二阶函数仿真为基础的状态变量型电路,最早应用于模拟计算机中。它一般采用三、四个运算放大器来实现。虽然这种电路采用的运放较多,但由于 RC 元件和运放增益的变化对滤波器特性影响小,特别适用于高 Q 值电路。而一般单一运放基本节电路只适用于 $Q < 20$ 的情况。

这种电路的特点是:

- (1) 元件灵敏度低,适用于高 Q 值电路。
- (2) 电路易调整。
- (3) 可同时实现几种二阶函数。
- (4) 采用运放个数较多。

采用运算放大器实现加、减和积分运算是这种电路构成的基础。这种电路可实现的双二阶传递函数的一般形式为

$$G(s) = \frac{U_0}{U_i} = \frac{ms^2 + cs + d}{s^2 + as + b} \quad (6-110)$$

若 $m = 0, c = 0$, 则式(6-110)为低通; $m = 0, d = 0$ 则为带通; $c = 0, d = 0$, 则为高通, 而 $c = 0$, 且 $b = d/m$, 则为带阻; $b < d/m$, 则为具有传输零点的二阶低通; $b > d/m$, 则为具有传输零点的二阶高通。

双二阶电路有多种电路结构,下面介绍其中一种。

在式(6-110)双二阶传递函数中引入中间状态变量 U_x , 则可改写成下面形式

$$\frac{U_0}{U_i} = \frac{mU_x + cU_x/s + dU_x/s^2}{U_x + aU_x/s + bU_x/s^2}$$

其分母和分子可写成下列等式

$$U_x = U_i - aU_x/s - bU_x/s^2 \quad (6-111-1)$$

$$U_0 = mU_x + cU_x/s + dU_x/s^2 \quad (6-111-2)$$

将式(6-111-2)的第一项用式(6-111-1)代入, 则为

$$U_0 = mU_i - (ma - c)U_x/s - (mb - d)U_x/s^2 \quad (6-112)$$

根据式(6-111-1)和式(6-112), 可采用图 6-24 所示的电路框图实现双二阶传递函数。

运放 A_1 为求和型积分器, 在 A_1 的输入端完成式(6-111-1)的求和运算, 并得出积分输出 $-U_x/s$ 。而 A_2 为积分器, 其输出为 U_x/s^2 。 A_3 为倒相放大器, 其输出为 $-U_x/s^2$ 。为了实现式(6-112), 采用运放 A_4 实现反相求和运算。具体电路见图 6-25。

把不同的运放输出端作为滤波器输出, 则可获得不同的滤波特性。

从 A_1 输出, 则为带通滤波器, 其传递函数为

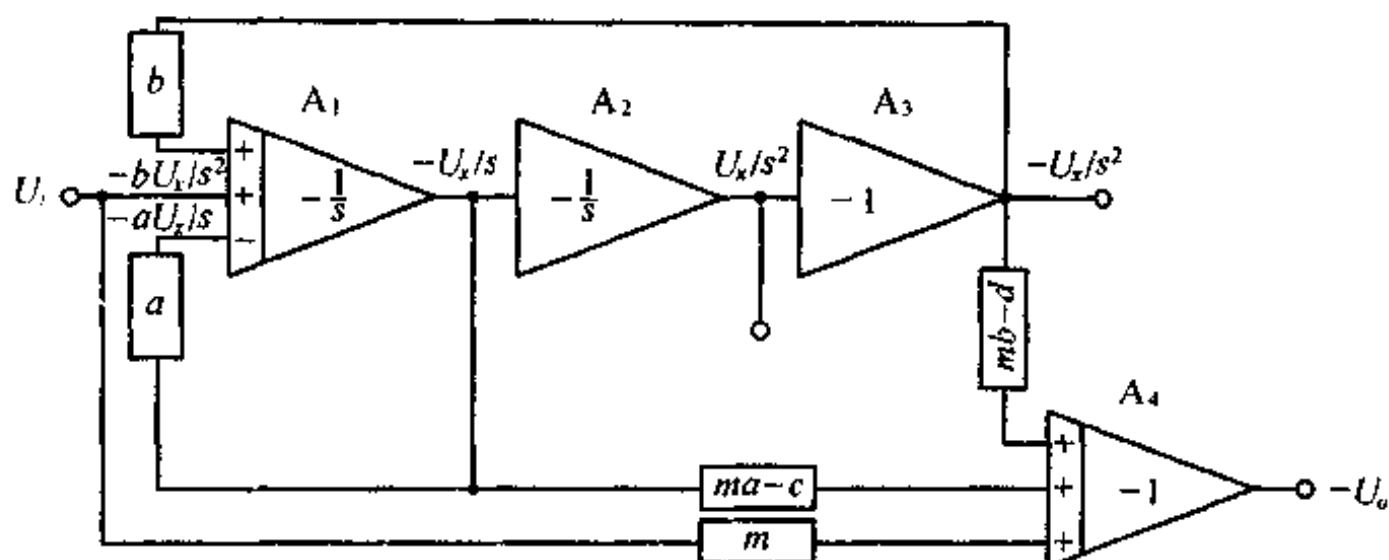


图 6-24 双二阶电路原理方框图

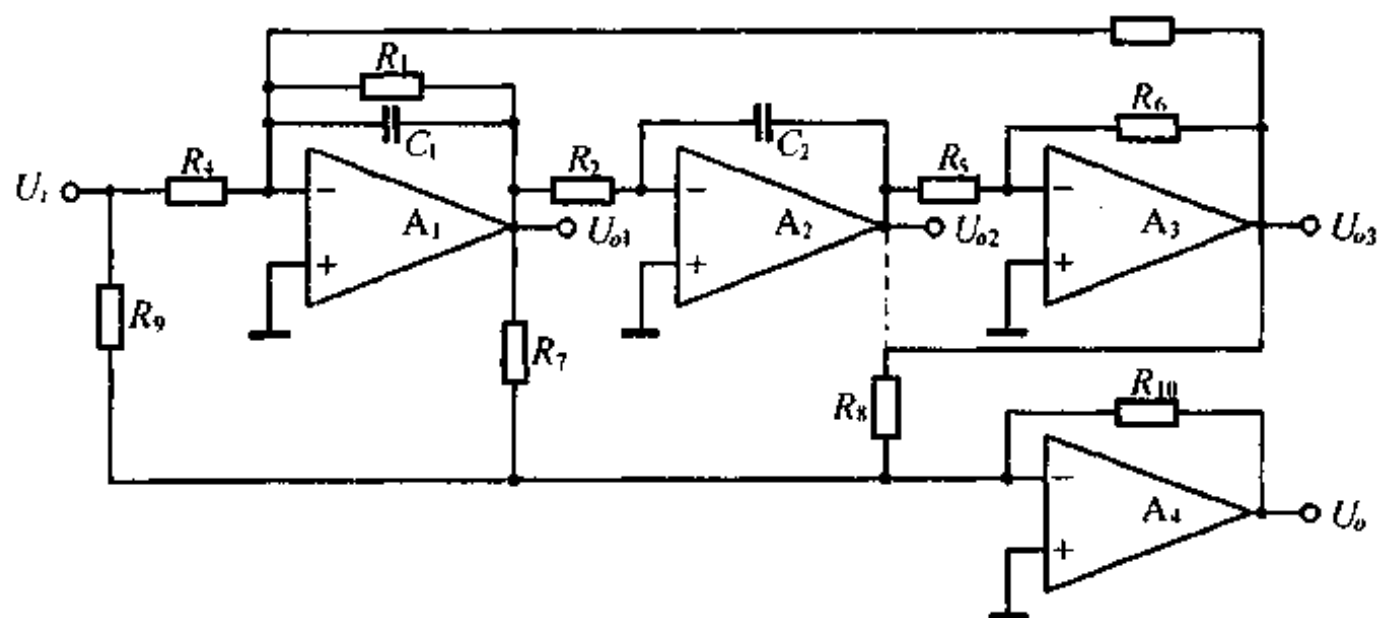


图 6-25 双二阶滤波器电路

$$G(s) = \frac{U_{o1}}{U_i} = -\frac{R_1}{R_4} \cdot \frac{s/(R_1 C_1)}{s^2 + s/(R_1 C_1) + R_6/(R_2 R_3 R_5 C_1 C_2)} \quad (6-113)$$

若从 \$A_3\$ (或 \$A_2\$) 输出, 则为低通滤波器, 其传递函数为

$$G(s) = \frac{U_{o3}}{U_i} = -\frac{R_6/(R_2 R_3 R_5 C_1 C_2)}{s^2 + s/(R_1 C_1) + R_6/(R_2 R_3 R_5 C_1 C_2)} \quad (6-114)$$

若从 \$A_4\$ 输出, 其传递函数为

$$G(s) = -\frac{R_{10}}{R_8} \left\{ \frac{s^2 + (R_4 R_7 - R_1 R_9)s/(R_1 R_4 R_7 C_1)}{s^2 + s/(R_1 C_1) + R_6/(R_2 R_3 R_5 C_1 C_2)} + \frac{(R_4 R_8 - R_3 R_9)R_6/(R_2 R_3 R_4 R_5 R_8 C_1 C_2)}{s^2 + s/(R_1 C_1) + R_6/(R_2 R_3 R_5 C_1 C_2)} \right\} \quad (6-115)$$

若式(6-115)同时满足 \$R_1 R_9 = R_4 R_7\$ 和 \$R_3 R_9 = R_4 R_8\$, 则可以实现高通滤波器。若在图(6-25)中将 \$R_8\$ 按图中虚线接到 \$A_2\$ 输出端, 从 \$A_4\$ 输出的传递函数为

$$G(s) = -\frac{R_{10}}{R_9} \left\{ \frac{s^2 + (R_4 R_7 - R_1 R_9)s/(R_1 R_4 R_7 C_1)}{s^2 + s/(R_1 C_1) + R_6/(R_2 R_3 R_5 C_1 C_2)} + \frac{(R_4 R_6 R_8 + R_3 R_5 R_9)/(R_2 R_3 R_4 R_5 R_8 C_1 C_2)}{s^2 + s/(R_1 C_1) + R_6/(R_2 R_3 R_5 C_1 C_2)} \right\} \quad (6-116)$$

则为具有传输零点的二阶低通传递函数。

无论是哪种类型的滤波器, 其传递函数特性参数 \$\omega_0\$、\$Q\$ 值是相同的, 均为

$$\omega_0 = \sqrt{R_4} / \sqrt{R_2 R_3 R_5 C_1 C_2} \quad (6-117-1)$$

$$Q = R_1 \sqrt{R_5 C_1} / \sqrt{R_2 R_3 R_5 C_2} \quad (6-117-2)$$

其元件灵敏度分别为

$$S_{R_2}^{\omega_0} = S_{R_3}^{\omega_0} = S_{C_1}^{\omega_0} = S_{C_2}^{\omega_0} = S_{R_5}^{\omega_0} = -S_{R_4}^{\omega_0} = -1/2$$

$$S_{R_1}^Q = 1$$

$$S_{R_2}^Q = S_{R_3}^Q = S_{R_5}^Q = S_{C_2}^Q = -S_{R_4}^Q = -S_{C_1}^Q = -1/2$$

§ 6-7 灵 敏 度

实现一个滤波器的传递函数可以采用许多种电路,假如电路元件都是理想元件并为设计参数值,那么无论哪种电路或同一电路的不同设计方法,所得到的电路性能都应该与理论特性相符。但实际上,由于元件制造的调整误差、环境温度对元件参数的影响、元件的老化等原因,都会使元件实际的参数偏离设计值,因而改变了滤波器电路的特性。因元件参数的相对变化引起电路特性参数相对变化的大小,表明电路特性对元件参数变化的灵敏度。灵敏度低的电路或设计方法,元件参数的偏差对电路特性的影响就小。诚然选择误差小、温度系数小的元件可以使实际的电路特性比较好地符合设计要求,但是单纯从这一点来保证和提高电路的性能,会使电路元件成本和调整难度增加。而选择灵敏度低的电路和设计方法,则可以获得比较好的效果。因此,设计者把灵敏度作为电路和设计方法选择的重要依据。

为了使滤波器特性的偏差控制在允许范围内,需通过灵敏度的计算,对元件参数误差和放大器增益稳定性提出具体要求。因此,灵敏度的分析和计算,对于综合设计滤波器是非常重要的。

一、灵敏度的定义

滤波器特性参数 y 的相对变化与引起此变化的电路元件参数 x 的相对变化之比,定义为 y 对 x 的灵敏度,可表示为

$$S_x^y = \frac{\Delta y/y}{\Delta x/x} = \frac{x \Delta y}{y \Delta x}$$

或

$$S_x^y = \frac{dy/y}{dx/x} = \frac{d \ln y}{d \ln x} \quad (6-118)$$

二、增益和相移的灵敏度

按式(6-118)可对滤波器传递函数 $G(s)$ 求对某一元件 x_i 的灵敏度为

$$S_{x_i}^{G(s)} = \frac{dG(s)/G(s)}{dx_i/x_i} = \frac{d \ln G(s)}{d \ln x_i} \quad (6-119)$$

若滤波器正弦传递函数表示为

$$G(j\omega) = G(\omega)e^{j\Phi(\omega)}$$

则对正弦传递函数取自然对数

$$\ln G(j\omega) = \ln G(\omega) + j\Phi(\omega) = g(\omega) + j\Phi(\omega) \quad (6-120)$$

式中 $g(\omega)$ 是以奈比为单位所表示的增益幅频特性。

正弦传递函数对某一元件参数 x_i 的灵敏度为

$$S_{x_i}^{G(j\omega)} = \left(S_{x_i}^{G(s)} \right)_{s=j\omega} = \frac{dg(\omega)}{dx_i/x_i} + j \frac{d\Phi(\omega)}{dx_i/x_i} \quad (6-121)$$

从式(6-121)中可看出,正弦传递函数的灵敏度为复变函数,其实数部分为增益的灵敏度函数

$$S_{x_i}^{G(s)} = \operatorname{Re}[S_{x_i}^{G(j\omega)}] = \frac{dg(\omega)}{dx_i/x_i} = \frac{dG(\omega)/G(\omega)}{dx_i/x_i} \quad (6-122)$$

而虚数部分为相移的灵敏度函数

$$S_{x_i}^{\Phi(\omega)} = \operatorname{Im}[S_{x_i}^{G(j\omega)}] = \frac{d\Phi(\omega)}{dx_i/x_i} \quad (6-123)$$

一般二阶电路传递函数的通式为

$$G(s) = G_0 \frac{s^2 + \omega_z s / Q_z + \omega_z^2}{s^2 + \omega_0 s / Q + \omega_0^2} \quad (6-124)$$

式中 $G_0, Q_z, \omega_z, Q, \omega_0$ 等为滤波器特性参数 y , 它们是电路元件 x_i 的函数。

若在分子式中取项不同,则为不同特性的滤波器电路传递函数。

根据灵敏度定义,传递函数对某一元件 x_i 的灵敏度为

$$S_{x_i}^{G(s)} = \sum_{k=1}^m S_{y_k}^{G(s)} S_{x_i}^{y_k} \quad (6-125)$$

其正弦传递函数对某一元件的灵敏度为

$$S_{x_i}^{G(j\omega)} = S_{x_i}^{G(s)} \Big|_{s=j\omega} = \sum_{k=1}^m S_{y_k}^{G(j\omega)} \cdot S_{x_i}^{y_k} \quad (6-126)$$

在计算正弦传递函数对某一元件的灵敏度 $S_{x_i}^{G(j\omega)}$ 时,需首先计算正弦传递函数对滤波器各特性参数的灵敏度 $S_{y_k}^{G(j\omega)}$ 。对式(6-124),令 $S = j\omega$ 可以求出

$$S_{G_0}^{G(j\omega)} = 1 \quad (6-127-1)$$

$$S_{Q_z}^{G(j\omega)} = - \frac{j\omega\omega_z/Q_z}{\omega_z^2 - \omega^2 + j\omega\omega_z/Q_z} \quad (6-127-2)$$

$$S_{\omega_z}^{G(j\omega)} = \frac{2\omega_z^2 + j\omega\omega_z/Q_z}{\omega_z^2 - \omega^2 + j\omega\omega_z/Q_z} \quad (6-127-3)$$

$$S_Q^{G(j\omega)} = \frac{j\omega\omega_0/Q}{\omega_0^2 - \omega^2 + j\omega\omega_0/Q} \quad (6-127-4)$$

$$S_{\omega_0}^{G(j\omega)} = - \frac{2\omega_0^2 + j\omega\omega_0/Q}{\omega_0^2 - \omega^2 + j\omega\omega_0/Q} \quad (6-127-5)$$

为了便于具体分析,以图 6-15 所示的二阶低通滤波器为例,计算正弦传递函数对元

件 R_1 的灵敏度。比较式(6-71)和式(6-124),可见此二阶低通滤波器的传递函数的分子式中,只有 G_0 和 ω_c 项,而且 $G_0 = K, \omega_c = \omega_0$ 。其正弦传递函数对滤波器特性参数的灵敏度分别为

$$S_{G_0}^{G(j\omega)} = S_K^{G(j\omega)} = 1 \quad (6-128-1)$$

$$S_Q^{G(j\omega)} = \frac{(\omega\omega_0/Q)^2 + j\omega\omega_0(\omega_0^2 - \omega^2)/Q}{(\omega_0^2 - \omega^2)^2 + (\omega\omega_0/Q)^2} \quad (6-128-2)$$

$$S_{\omega_0}^{G(j\omega)} = 2 - \frac{2\omega_0^2(\omega_0^2 - \omega^2) + (\omega\omega_0/Q)^2 - j\omega\omega_0(\omega_0^2 + \omega^2)/Q}{(\omega_0^2 - \omega^2)^2 + (\omega\omega_0/Q)^2} \quad (6-128-3)$$

而二阶低通滤波器各特性参数对电阻 R_1 的灵敏度分别为

$$S_{R_1}^K = 0 \quad (6-129-1)$$

$$S_{R_1}^{\omega_0} = -1/2 \quad (6-129-2)$$

$$S_{R_1}^Q = -1/2 + Q \sqrt{R_2 C_2} / \sqrt{R_1 C_1} \quad (6-129-3)$$

将所得到的式(6-128)和式(6-129)各计算结果代入式(6-126),则可得到正弦传递函数对 R_1 的灵敏度函数

$$\begin{aligned} S_{R_1}^{G(j\omega)} = & -1 + \frac{\omega_0^2(\omega_0^2 - \omega^2) + \omega_0\omega^2/(QR_1C_1)}{(\omega_0^2 - \omega^2)^2 + (\omega\omega_0/Q)^2} + \\ & j \frac{\omega(\omega_0^2 - \omega^2)/R_1C_1 - \omega\omega_0^2/Q}{(\omega_0^2 - \omega^2)^2 + (\omega\omega_0/Q)^2} = \\ & -1 + \frac{1 - \Omega^2 + \Omega^2 \sqrt{R_2 C_2} / (Q \sqrt{R_1 C_1})}{(1 - \Omega^2)^2 + (\Omega/Q)^2} + \\ & j \frac{\Omega(1 - \Omega^2) \sqrt{R_2 C_2} / \sqrt{R_1 C_1} - \Omega/Q}{(1 - \Omega^2)^2 + (\Omega/Q)^2} \end{aligned} \quad (6-130)$$

根据式(6-122)和式(6-123),可见式(6-130)表示的是正弦传递函数对电阻元件 R_1 的灵敏度函数,其实数部分为增益对 R_1 的灵敏度函数,而虚数部分为相角对 R_1 的灵敏度函数。

如果该二阶低通滤波器电路按第二种设计方法设计,即取 $R_1 = R_2, C_1 = C_2$,并令 $\Omega = \omega/\omega_0$,则该电路增益和相角对 R_1 的灵敏度函数分别为

$$S_{R_1}^{G(\Omega)} = -1 + \frac{1 - \Omega^2 + \Omega^2/Q}{(1 - \Omega^2)^2 + (\Omega/Q)^2} \quad (6-131-1)$$

$$S_{R_1}^{\phi(\Omega)} = \Omega \frac{1 - \Omega^2 - 1/Q}{(1 - \Omega^2)^2 + (\Omega/Q)^2} \quad (6-131-2)$$

假若此二阶低通 $Q = 5$,则可画出图 6-26 所示的增益和相移对 R_1 的灵敏度函数曲线。图中同时画出了此二阶低通的增益和相移的频响特性曲线。从图中可以看出当 ω 在 ω_0 ,即 Ω 在 1 附近,增益和相移灵敏度函数变化很大。

当 $\Omega = 1$ 时,则由式(6-131)可求出

$$S_{R_1}^{G(1)} = -1 + Q = 4, \quad S_{R_1}^{\phi(1)} = -Q = -5$$

上述数据说明在信号频率 $\omega = \omega_0$ 时,若电阻 R_1 相对变化 1%,则增益相对变化 +

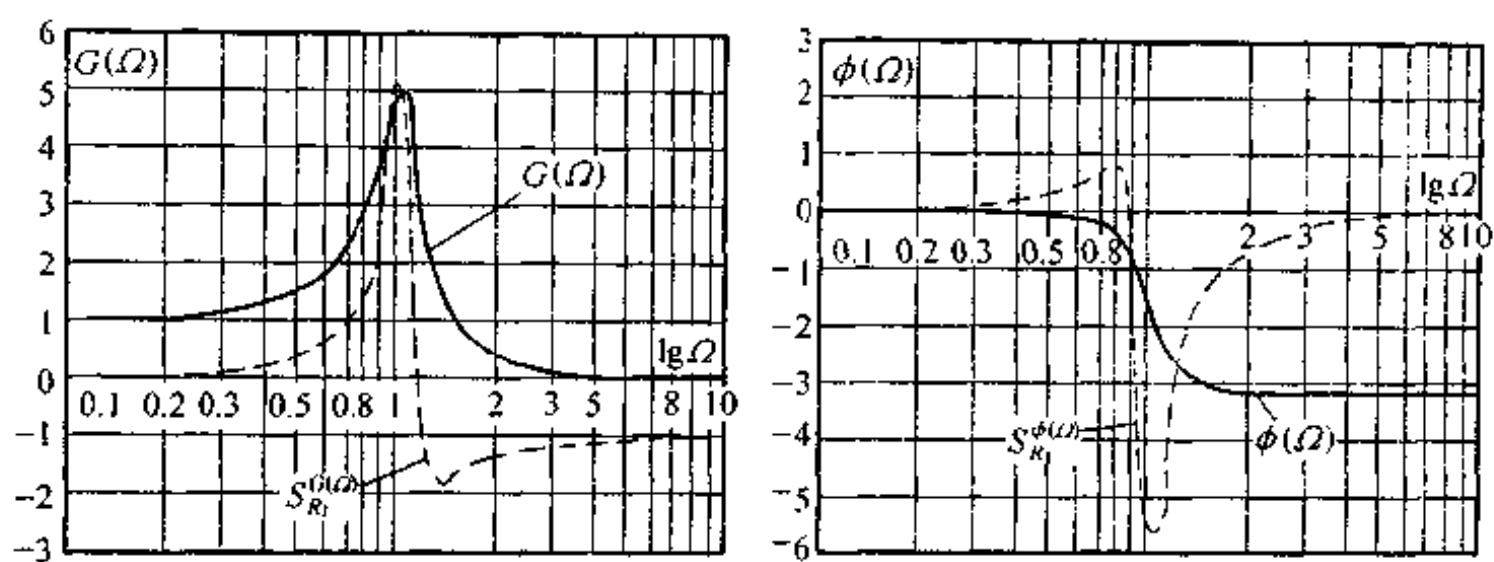


图 6-26 增益和相移对 R_1 的灵敏度频响函数曲线

4%, 或增益增量为 0.04 奈比, 相当于增益增量为 $0.04 \times 8.686 = 0.347\text{dB}$, 而相角变化了 -0.05 弧度, 相当于相位迟后了 2.9° 。

三、滤波器特性参数的灵敏度

采用增益和相移对元件的灵敏度, 可以真实地评价元件参数误差对增益和相移带来的偏差。但其复数计算比较繁杂。当采用特性参数 y_i 对元件 x_i 的灵敏度来评价其偏差则更方便些。分析 G_0 、 Q 和 ω_0 的元件灵敏度是最基本的灵敏度分析。这主要是出于下述原因:

(1) 采用式(6-126)计算增益和相移相对元件的灵敏度时, 需要计算滤波器特性参数相对该元件的灵敏度。

(2) 实现同一个传递函数, 在采用的电路和设计方法不同时, 由于正弦传递函数对特性参数的灵敏度函数相同, 它与电路和设计方法无关。而特性参数相对元件的灵敏度是与电路和设计方法有关, 它决定了增益和相移相对元件灵敏度函数的差异。因此, 在评价电路的设计方法时, 可以直接用表现特性参数的元件的灵敏度作为评价标准, 这即简便又有效。

(3) 增益和相移相对元件的灵敏度函数在 ω 接近 ω_0 时变化最大, 而且出现峰值, Q 值越大越是如此。当 $\omega = \omega_0$ 时, 增益和相移对元件的灵敏度接近于峰值。因此计算 $\omega = \omega_0$ 这一点的增益和相移对元件的灵敏度值将具有一定的代表性, 而且使计算大大简化。

为了更清楚起见, 仍以图 6-15 所示的二阶低通滤波器为例。由式(6-128)得出在 $\omega = \omega_0$ 处的正弦传递函数对特性参数的灵敏度, 分别为

$$S_K^{G(\omega_0)} = 1, \quad S_Q^{G(\omega_0)} = 1, \quad S_{\omega_0}^{G(\omega_0)} = 1 + jQ$$

把以上计算的结果代入式(6-126), 则正弦传递函数在 ω_0 频率点上对某一元件的灵敏度为

$$S_{x_i}^{G(\omega_0)} = S_{x_i}^K + (1 + j2Q)S_{x_i}^{\omega_0} + S_{x_i}^Q = S_{x_i}^K + S_{x_i}^{\omega_0} + S_{x_i}^Q + j2QS_{x_i}^{\omega_0} \quad (6-132)$$

从式(6-132)中可以看出, 正弦传递函数在 $\omega = \omega_0$ 处对某一元件的灵敏度具有很简单的关系式。只要计算各特性参数对元件的灵敏度值, 就可以很方便地计算出正弦传递函数

对元件的灵敏度值。

若仍按方法二进行设计,将式(6-129)代入式(6-132),则正弦传递函数对 R_1 的灵敏度为

$$S_{R_1}^{G(j\omega_0)} = -1 + Q - jQ$$

由此可以得出在 ω_0 处的增益和相移对 R_1 的灵敏度值,在 $Q = 5$ 时为

$$S_{R_1}^{G(\omega_0)} = -1 + Q = 4, S_{R_1}^{\phi(\omega_0)} = -Q = -5$$

采用上述分析方法分析其它类型的滤波器,同样可以获得类似于式(6-132)那样简单的计算式。

不同电路或同一电路的不同设计方法,其灵敏度有时相差很大。分析和计算灵敏度是电路和设计方法选择的重要依据。

下面以图 6-15 所示的二阶低通滤波器电路为例,比较设计方法一和方法二。

表 6-3 已列出这两种设计方法的灵敏度公式,根据这些公式可画出图 6-27 所示的灵敏度与 Q 值的关系曲线。

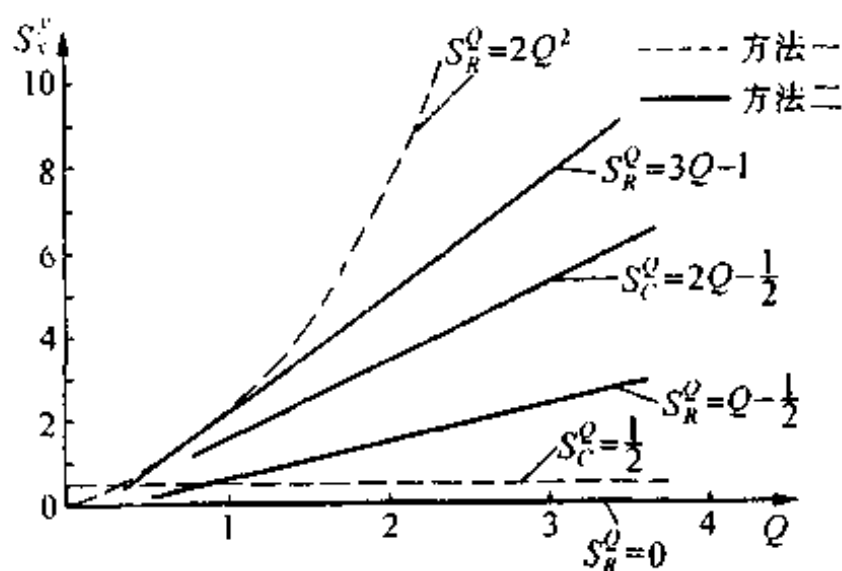


图 6-27 设计方法一和方法二的灵敏度比较

比较这两种设计方法: ω_0 的元件灵敏度相同,而 Q 的元件灵敏度相差比较大,特别是当 $Q > 1$ 以后, Q 相对电阻和电容的灵敏度,方法二大于方法一,而 Q 相对 K 的灵敏度则是方法一比方法二大。尽管如此,由于方法一采用 $K = 1$ 的同相放大器,其增益相对误差可以作得比较小,而方法二的增益精度受电阻 r_1 和 r_2 精度的限制,一般情况下不如方法一作得精度高。只要 Q 值不是很高,方法一优于方法二。但方法一的两个电容比

值 $C_1/C_2 = 2Q^2$,随 Q 增大取值范围变大,而方法二两个电容的取值相等。

四、多参数灵敏度及误差综合

上面讨论的是电路某一元件参数对总体特征参数,如增益、相移、 ω_0 和 Q 等的灵敏度问题。而电路中有多个元件参数同时变化时,就需要讨论多参数变化对总体特征参数产生的综合误差,需要讨论多参数灵敏度。

若传递函数为 n 个元件的函数,如

$$G(s) = G(s, x_1, x_2, \dots, x_i, \dots, x_n)$$

取其自然对数并微分,则有

$$\begin{aligned} \frac{dG(s)}{G(s)} &= \left[\frac{x_1}{G(s)} \cdot \frac{\partial G(s)}{\partial x_1} \right] \frac{dx_1}{x_1} + \dots + \left[\frac{x_i}{G(s)} \cdot \frac{\partial G(s)}{\partial x_i} \right] \frac{dx_i}{x_i} + \\ &\dots \left[\frac{x_n}{G(s)} \cdot \frac{\partial G(s)}{\partial x_n} \right] \frac{dx_n}{x_n} = \sum_{i=1}^n S_{x_i}^{G(s)} \frac{dx_i}{x_i} \end{aligned} \quad (6-133)$$

若将 $s = j\omega$ 代入式(6-133),即可得到多参数相对误差引起正弦传递函数相对误差的

关系式。若以增量形式表示,并忽略高次项,则有

$$\frac{\Delta G(j\omega)}{G(j\omega)} = \sum_{i=1}^n S_{x_i}^{G(j\omega)} \frac{\Delta x_i}{x_i} \quad (6-134)$$

在求出正弦传递函数对每一个元件的灵敏度 $S_{x_i}^{G(j\omega)}$ 和每一个元件参数相对变化量 $\frac{\Delta x_i}{x_i}$ 之后,可根据式(6-134)进行正弦传递函数相对误差的综合。由此可以求出多参数引起增益和相移的综合误差。

式(6-134)同样也适用于多参数对 ω_0 和 Q 的相对误差的综合。若有 r 个电阻、 C 个电容和一个放大倍数为 K 的放大器,则有

$$\frac{\Delta \omega_0}{\omega_0} = \sum_{i=1}^r S_{R_i}^{\omega_0} \frac{\Delta R_i}{R_i} + \sum_{j=1}^C S_{C_j}^{\omega_0} \frac{\Delta C_j}{C_j} + S_K^{\omega_0} \frac{\Delta K}{K} \quad (6-135-1)$$

$$\frac{\Delta Q}{Q} = \sum_{i=1}^r S_{R_i}^Q \frac{\Delta R_i}{R_i} + \sum_{j=1}^C S_{C_j}^Q \frac{\Delta C_j}{C_j} + S_K^Q \frac{\Delta K}{K} \quad (6-135-2)$$

若在式(6-134)中的 x_i 代表滤波器特性参数,则此式适用于对诸特性参数相对误差所引起的正弦传递函数的误差综合。同样忽略高次项,则为

$$\begin{aligned} \frac{\Delta G(j\omega)}{G(j\omega)} &= S_{G_0}^{G(j\omega)} \cdot \frac{\Delta G_0}{G_0} + S_{Q_z}^{G(j\omega)} \cdot \frac{\Delta Q_z}{Q_z} + S_{\omega_z}^{G(j\omega)} \cdot \frac{\Delta \omega_z}{\omega_z} + \\ &S_Q^{G(j\omega)} \cdot \frac{\Delta Q}{Q} + S_{\omega_0}^{G(j\omega)} \cdot \frac{\Delta \omega_0}{\omega_0} + \\ &\sum_{k=1}^m S_{y_k}^{G(j\omega)} \cdot \frac{\Delta y_k}{y_k} \end{aligned} \quad (6-136)$$

仍以图 6-15 所示二阶低通滤波器电路为例,试求出 $\omega = \omega_0$ 时,由各特性参数 K 、 Q 和 ω_0 相对误差所引起的正弦传递函数的相对误差关系式。考虑到, $\omega_z = \omega_0$, 则为

$$\Delta G(j\omega)/G(j\omega) = \Delta K/K + \Delta Q/Q + \Delta \omega_0/\omega_0 + j2Q\Delta \omega_0/\omega_0$$

上式中 K 、 Q 和 ω_0 的相对误差又是由各电路元件参数相对误差所引起的。若按第二种方法设计,并将此设计方法的各元件灵敏度代入式(6-135)中,则有:

$$\Delta \omega_0/\omega_0 = -1/2(\Delta R_1/R_1 + \Delta R_2/R_2 + \Delta C_1/C_1 + \Delta C_2/C_2)$$

$$\Delta Q/Q =$$

$$(Q - 1/2)(\Delta R_1/R_1 - \Delta R_2/R_2) + (2Q - 1/2)(\Delta C_1/C_1 - \Delta C_2/C_2) + (3Q - 1)\Delta K/K$$

$$\text{式中 } \Delta K/K = (\Delta r_1/r_1 - \Delta r_2/r_2)(1 - K)/K$$

在上述误差计算中,若不确切知道每个元件误差大小和符号,只知道误差限,而且元件数较少时,可采用绝对值误差综合,当元件数较多时,则采用几何相加进行误差综合。

从上述分析可见,诸元件参数误差所引起的增益和相移误差的分析与计算,可以先分析和计算诸元件参数误差所引起的诸特性参数相对误差,然后再分析和计算诸特性参数相对误差所引起的正弦传递函数的相对误差。正弦传递函数相对误差的实数部分为增益的相对误差,而虚数部分为相移的绝对误差。

在设计滤波器时情况相反,需根据对增益和相移提出的允许误差,对特性参数和元件参数的误差进行分配,最终对每一个元件提出误差要求。这是完整的滤波器设计必不可少的步骤。

复习思考题

6-1 请写出五阶和六阶巴特沃兹低通原型传递函数的归一化极点、传递函数、幅频特性和衰减特性。

6-2 请按下表提出的频率要求,设计通带最大衰减 $A_{\max} \leq 0.1\text{dB}$, 阻带最小衰减 $A_{\min} \geq 40\text{dB}$ 的巴特沃兹(或契比雪夫, 椭圆函数)低通、高通、带通和带阻滤波器的传递函数。

滤波器	通带边界频率 通带带宽	中心频率	阻带边界频率 阻带带宽
低 通	1 000		10 000
高 通	100		10
带 通	10	1 000	100
带 阻	100	1 000	10

6-3 按上题已设计完成的传递函数,进行滤波器电路设计(选择电路、计算元件参数、计算灵敏度、误差分析和选择元器件)。

6-4 试推导图 6-13、图 6-19 和图 6-25 所示三种类型二阶基本节电路的传递函数。

6-5 请分析习题图 6-1 所示的采用负阻变换器构成的二阶带通滤波器电路的传递函数,试分析 R_w 的作用,并设计 $Q = 10$, $f_0 = 1\text{kHz}$ 的带通滤波器,并求其通带增益 G_0 ,画出其幅频特性,试计算各元件灵敏度。

6-6 试分析习题图 6-2 所示模拟电感型带阻滤波器电路的传递函数,并设计 $Q = 10$, $f_0 = 1\text{kHz}$ 的带阻滤波器电路,试计算通带增益和元件灵敏度。取 $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 + R_5$ 。

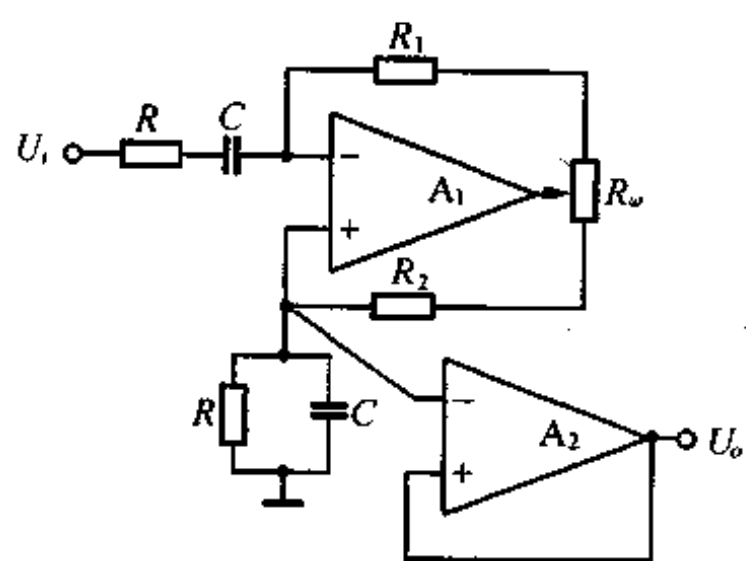
6-7 试分析习题图 6-3 所示二阶低通滤波器电路的传递函数,并按 $f_0 = 1\text{kHz}$, $Q = 5$, $G_0 = 1$,设计和计算此滤波器的元件参数值,并计算元件灵敏度。

6-8 什么是传递函数的幅度近似问题,有哪几种幅度近似,如何应用它?

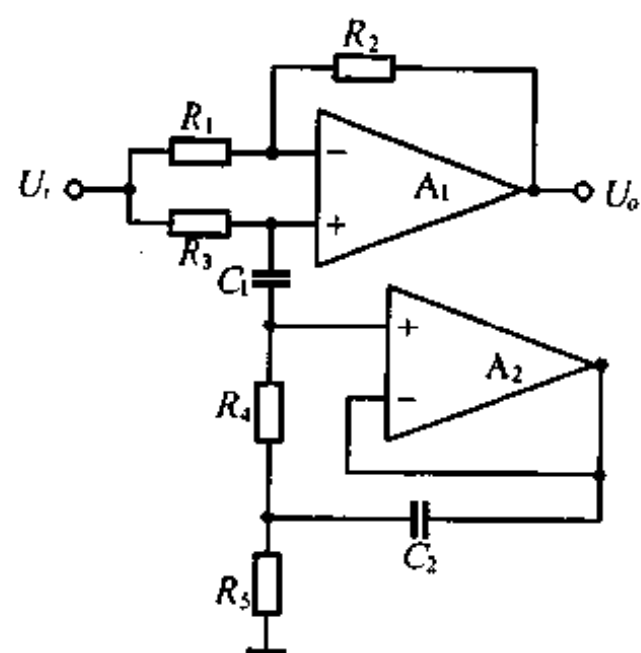
6-9 根据什么选择滤波器电路?

6-10 什么是灵敏度,为什么和怎样计算灵敏度?

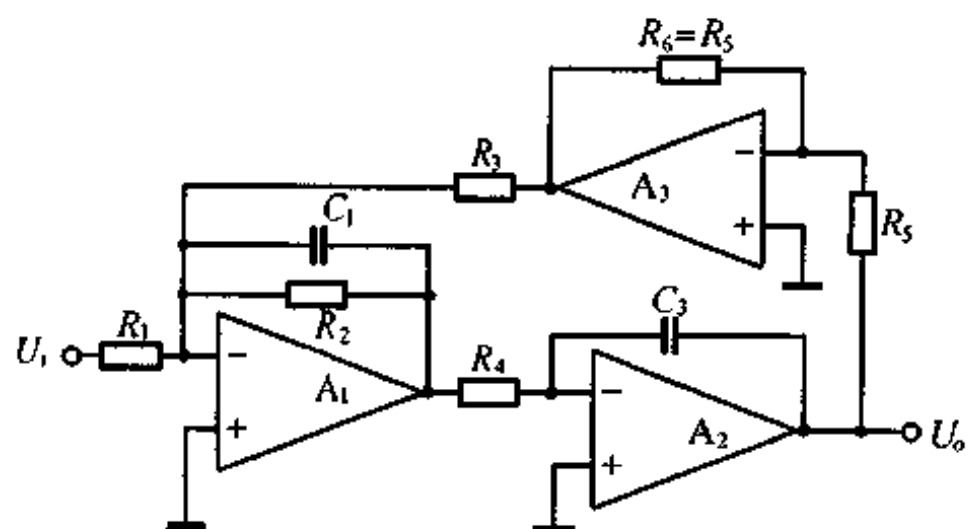
6-11 你怎样设计一个滤波器。



习题图 6-1



习题图 6-2



习题图 6-3

第七章 模拟电压比较器

模拟电压比较器的基本功能是实现两个模拟电压之间的电平比较,它是以输出逻辑电平的高低给出判断结果的一种电路。电压比较器在与脉冲电路、数字电路、计算机接口和控制电路相配合中,有着极为广泛的应用,如经常用于波形整形、波形产生、模拟与数字转换、电平检测与控制等等。

§ 7-1 模拟电压比较器及其特性

模拟电压比较器有两个输入端,一端接输入模拟电压,另一端接参考电压。参考电压可以是恒定的直流电压,也可以是随时间变化的电压,可以是与输出电压有关的电压,也可以是与输出电压无关的电压。不同的参考电压构成了功能和特性不同的电压比较器。

模拟电压比较器实际是一种能对微小差模电压信号进行放大,并按一定的逻辑电平作出快速响应的器件或电路。一个失调参数值小、漂移小、增益和摆率均比较高的运算放大器,再根据需要配上一定的逻辑电平形成电路,就可以构成性能较好的比较器电路。但在许多场合,对模拟电压比较器的要求不同于一般的运算放大器。特别是与各种数字电路相配合使用时,需要与 HTL、DTL、TTL 以及 CMOS 器件的逻辑电平兼容,并具有一定的驱动能力(如驱动几个门电路、驱动指示灯、继电器等);需要比较器具有很宽的电源电压适应范围,具有选通功能等等。为适应比较器的特殊要求,现在有一些专用的模拟电压比较器器件可供选用,如 LM311(F311)、 μ A710、BG307 等。

模拟电压比较器的技术参数与运放的技术参数基本相同,除了失调电压、失调电流、偏置电流、开环增益等运放所具有的技术参数外,还需特别提到的是响应时间、输出逻辑电平以及负载能力等技术参数。

一个理想的电压比较器,应该在输入差模电压为零时,完成逻辑电平的转换,其理想的传输特性如图 7-1(a)所示。但实际上,由于许多非理想因素,如有限的增益、失调电压和失调电流、有限带宽和摆率等等,实际的比较器并非具有理想的比较特性,因而存在比较误差。比较器的比较误差的基本概念及产生原因可从以下几方面理解。

1. 渡越电压

由于比较器开环增益为有限值,则必须在比较器输入端加上一定的差模电压才能完成输出逻辑电平的转换,如图 7-1(b)所示。能完成逻辑电平转换所必须的差模输入电压称为比较器的渡越电压。若输出逻辑电平跳变幅度为 U_{opp} ,则由开环增益引起的渡越电压为 $E_{da} = U_{opp}/A_d$ 。渡越电压决定了比较器所能分辨的最小模拟电压,它和比较器输入端等效噪声电压决定了比较器的阈值。

2. 比较偏差电压

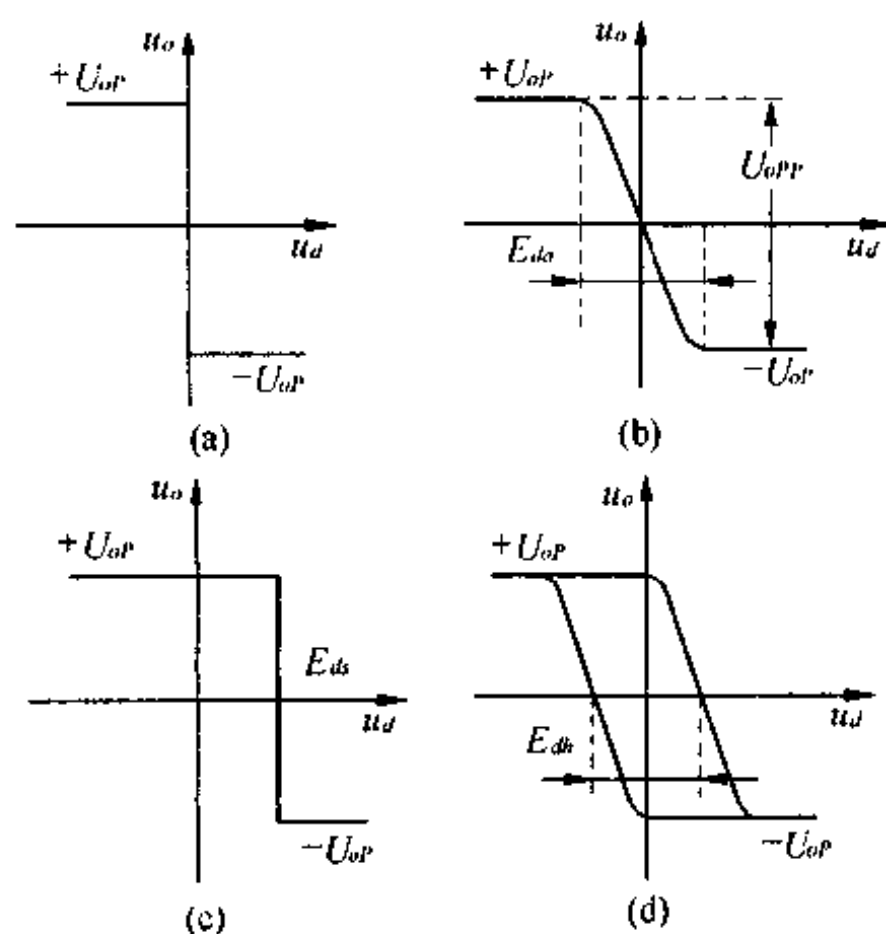


图 7-1 比较器的比较误差示意图

即便不考虑开环增益的影响,认为渡越电压为零,但实际上由于输入失调电压、失调电流所产生的影响,而使比较器的差模输入端等效存在一个串联的偏差电压,只有当外加的差模电压抵消了此偏差电压时,才完成输出逻辑电平的转换,如图 7-1(c)所示。此比较偏差电压 E_{ds} 是与输入电压无关的恒定误差,是比较器比较电平的零位误差。此误差取决于输入失调电压,以及两个输入端偏流在各自输入端外接的直接电阻上所产生的压降之差。通常,可以通过调零方法消除这一项误差,但随环境温度变化,也会产生零位温度漂移。失调电压和失调电流的温度系数可用于分析

比较偏差电压的温度特性,是衡量比较器比较电平稳定性的重要依据。

引起比较偏差电压的还有另外两个因素,一是电源电压变化引起的失调电压, $U_{os} = \Delta U_{cc} \cdot \text{PSRR}$, 或 $U_{os} = \Delta U_{ee} \cdot \text{PSRR}$, 另一个因素是共模电压引起的等效输入失调电压,其值为 $U_{os} = U_{cm} A_{cm} / A_d$ 。共模电压是比较器在比较时的输入电压,显然共模电压引起的比较偏差电压是与输入电压有关的误差电压,是增益误差。

3. 输出响应时间及迟后误差

上述两项误差都是用于描述比较器静态误差特性的。在实际应用中,比较器经常是在输入信号变化过程中完成比较的,特别是在输入信号变化率较高时,比较器在达到比较电平之后,输出电平的转换总是需要一定的响应时间。输出电平响应时间的迟后现象,则表现出具有迟滞回线形的传输特性,如图 7-1(d)所示。迟滞回线的形状不仅与比较器运放的工作状态(输入、输出端饱和状态、反馈方法等)和增益特性(增益带宽积、摆率等)有关,还与输入信号电压的变化率有关。随输入信号电压在比较电平处的变化率的增加,迟后误差 E_{dh} 也随之增大。当要求比较器对动态输入信号作出快速响应时,分析和估计这一项误差是十分必要的,详细分析见下节过零电压比较器。

§ 7-2 过零电压比较器

比较电平为零伏的电压比较器称过零电压比较器。

一、过零电压比较器的基本电路及工作原理

通常,将运算放大器的两个输入端之一接地,而另一个输入端为信号输入端,运放处于开环状态,则构成了最基本的过零电压比较器电路。图 7-2(a)和(c)分别为反相型和同

相型过零电压比较器,其理想传输特性分别如图 7-2(b)和(d)所示。

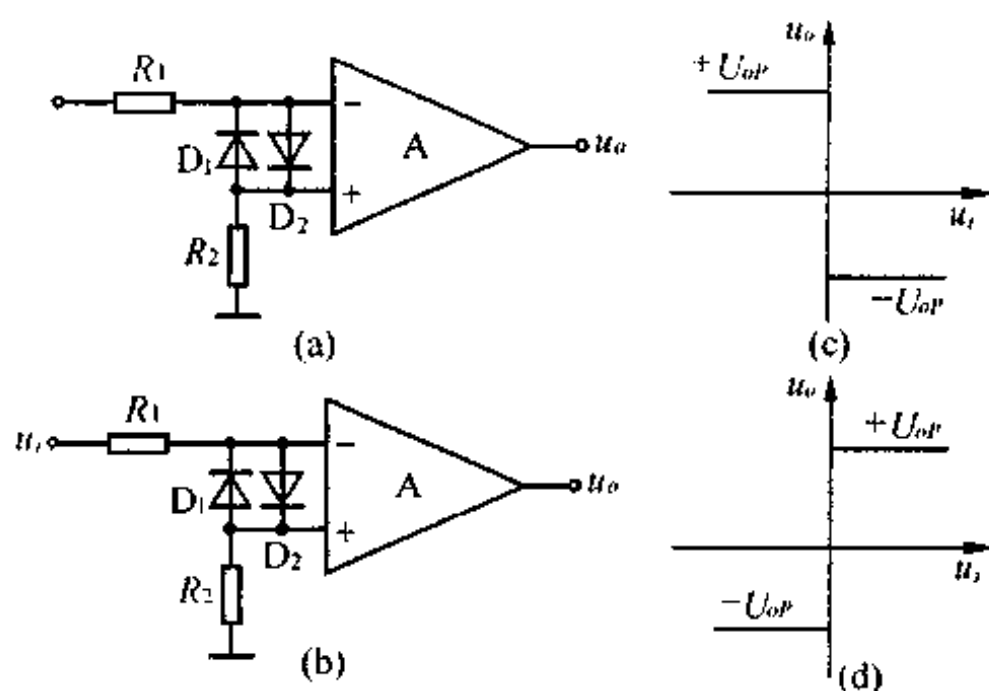


图 7-2 基本的过零电压比较器

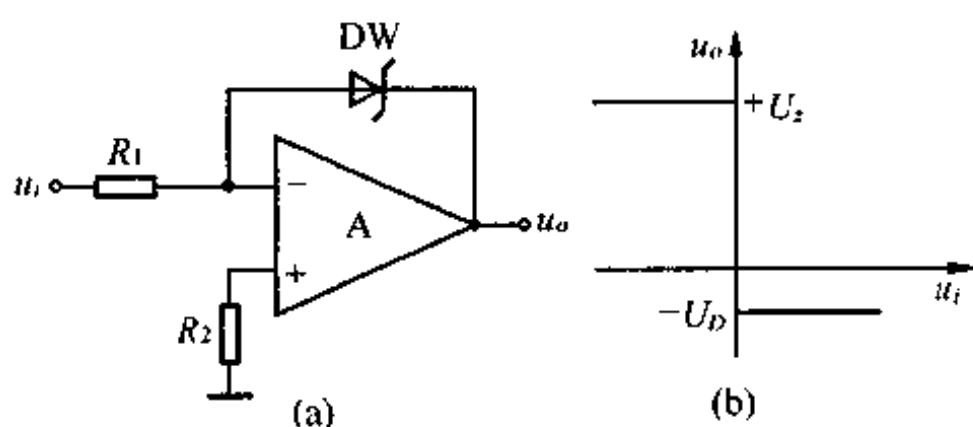


图 7-3 稳压管反馈限幅式过零电压比较器

为了避免差模输入端承受过大的差模电压,以及避免输入端处于饱和状态而影响快速响应特性,可在差模输入端并联两个极性相反的二极管。当输入电压过零时,两个二极管均处于截止状态,比较器完成过零电压的比较。

在反馈电路中接入限幅稳压管时,也可构成如图 7-3(a)所示的过零电压比较器,其传输特性如图 7-3(b)所示。当输入电压 $u_i > 0$ 时,稳压管 DW 正向导通,比较器输出电压 $u_o = -U_d$; 当 $u_i < 0$ 时, DW 反向击穿,输出电压 $u_o = +U_z$ 。而在输入电压过零的瞬间,运放处于开环状态,完成输入电压过零的比较。由于采用稳压管负反馈限幅电路,使运放输入和输出端避免处于饱和状态,同时又能给出满足一定要求的输出逻辑电平。

二、比较偏差电压

为了分析图 7-2(a)和图 7-3

(a)两种过零电压比较器的比较偏差电压,假设运算放大器的输入失调电压 U_{os} 、偏流 I_{B+} 和 I_{B-} 如图 7-4(a)和(b)所示,其它为理想运放条件。在图(a)中,应根据输出逻辑电平转换条件; $U_d = 0$ 来导出此比较器的比较偏差电压。由于差模输入电压为

$$U_d = u_i - U_{os} + I_{B+}R_2 - I_{B-}R_1$$

令 $u_d = 0$,可求出过零比较器的比较偏差电压。当取电阻 $R_2 = R_1 = R$ 时,则由失调电压和失调电流引起的比较偏差电压为

$$E_{ds} = U_{os} - I_{os}R \quad (7-1)$$

在图 7-4(b)中,很明显,当稳压管 DW 中的电流换向时,输出逻辑电平完成转换,因此,求比较偏差电压的判别条件是 $i_z = 0$ 。稳压管中的电流为

$$i_z = i_1 - I_B = \frac{u_i - U_{os} + I_{B+}R_2}{R_1} - I_{B-}$$

根据 $i_z = 0$ 条件,若选取电阻 $R_2 = R_1 = R$,则由失调电压和失调电流引起的比较偏

差电压的结果与式(7-1)相同。因为逻辑电平转换时,运放处于开环状态,采用 $i_z = 0$ 判别条件和采用 $u_d = 0$ 判别条件是相同的,所以其结果也是相同的。

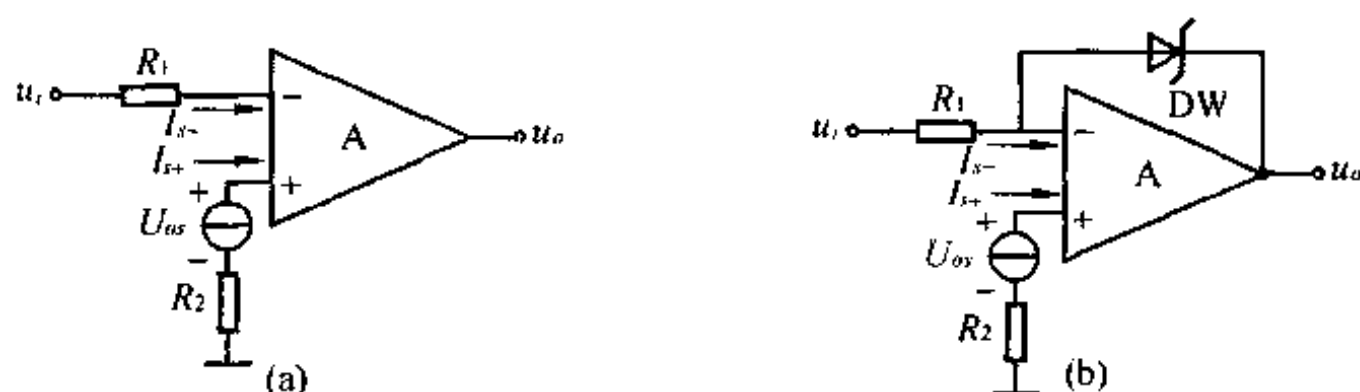


图 7-4 计算失调电压和失调电流引起比较偏差电压的等效电路

通常,在并不确切知道失调电压和失调电流的量值和符号时,可以按运放给定的技术参数值,按绝对值估计最大的比较偏差电压

$$E_{ds} < |U_{os}| + |I_{os}|R \quad (7-2)$$

通过调零方法可以减小这一项误差,其判断方法是将输入端接地, $u_i = 0$, 调节调零电位器,使比较器输出逻辑电平刚刚出现转换状态为止。

当调好零点之后,也会因环境温度变化,使失调电压和失调电流随之变化,从而带来比较偏差电压的温漂。根据环境温度变化量、失调电压和失调电流温度系数,可进一步按下式估计比较偏差电压的温度系数

$$\frac{\Delta E_{os}}{\Delta T} = \frac{\Delta U_{os}}{\Delta T} - \frac{\Delta I_{os}}{\Delta T}R < \left| \frac{\Delta U_{os}}{\Delta T} \right| + \left| \frac{\Delta I_{os}}{\Delta T} \right| R \quad (7-3)$$

三、迟后响应时间和迟后误差

为了便于分析,假设比较器的输入信号电压 u_i 为三角波,其斜率代表了实际输入电压过零时的斜率。假设比较器两次高低电平转换的输出响应特性是对称的,则过零比较器对三角波输入电压的输出电压波形如图 7-5(a) 中实线所示,虚线为理想的方波输出电压。

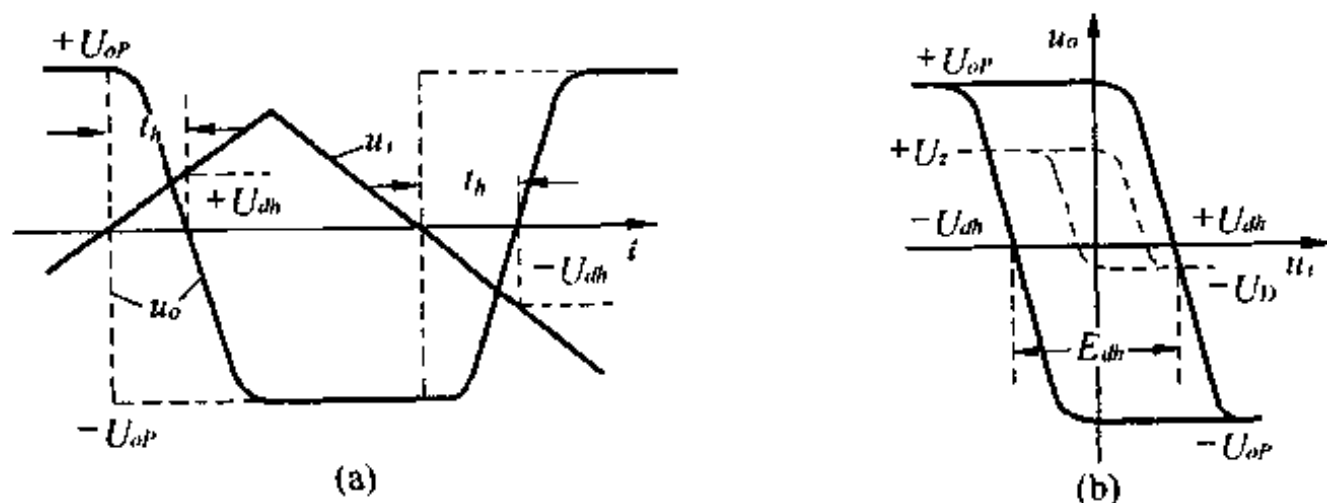


图 7-5 过零电压比较器输入和输出电压波形及回线形传输特性

当输入电压正向过零时,比较器输出仍处于高电平并开始转向低电平,而当输出电平过零时,输入电压已超出零伏,如图中所示的 $+U_{dh}$,输出电压过零将迟后于输入电压过

零一个时间 t_h 。当输入电压负向过零时,输出电压过零迟后于输入电压过零同一时间 t_h ,在输出电压过零时,输入电压已是 $-U_{dh}$ 。根据输入电压和输出电压的对应关系,可画出图 7-5(b) 实线所示的具有回线形状的传输特性。

由于这种传输特性仅仅是在输入电压过零的瞬间(运放此时进入放大区)才完成的,因此在分析传输生时,无论什么输入电压波形,都可以把过零时的输入电压近似看作为变化率为常数的斜波输入电压,如用 $u_i = Bt$ 来进行分析,其斜率 B 为输入电压过零时的变化率。当输入电压变化率不是很高,运放输出电压变化率不受运放摆率的限制时,为简化分析,可以把运放的增益函数 $A_d(s)$ 看作单极点的。由输入电压的输入函数,运放的增益函数以及初始条件 $t = 0$ 时的 $u_o = +U_{op}$,来求得下面的输出响应函数

$$U_o(s) = \frac{B}{s^2} \cdot \frac{A_d}{1 + ST_0} + \frac{U_{op}}{s}$$

由此可求出比较器输出的时间响应函数为

$$u_o(t) = L^{-1}U_o(s) = U_{op} - A_d T_0^{-1} B (T_0^2 e^{-t/T_0} - T_0^2 + T_0 t) \quad (7-4)$$

当 $t \ll T_0$ 时,则

$$u_o(t) \approx U_{op} - 1/2 A_d T_0^{-1} B t^2 \quad (7-5)$$

由式(7-5)可计算出比较器输出为零时的迟后时间

$$t_h = \sqrt{U_{op}} / \sqrt{\pi f_0 A_d B} \quad (7-6)$$

式中 B 为输入电压过零时的电压变化率;

f_0 为运放的开环带宽,是运放第一个极点的频率, $f_0 = 1/2\pi T_0$ 。

由 t_h 和输入电压的时间函数,可求出迟后误差为

$$E_{dh} = 2U_{dh} = 2Bt_h = 2\sqrt{U_{op}B} / \sqrt{\pi f_0 A_d} \quad (7-7)$$

从式(7-7)中可以看出,比较器迟后响应所产生的迟后误差,是与运放的增益带宽积的平方根成反比,与输入信号电压的变化率和输出幅度的平方根成正比。显然,为了减小这一项误差,应选择增益带宽积高的运放作比较器,在满足输出逻辑电平要求的前提下,应降低输出电平跳变幅度,例如,当采用如图 7-3(d)所示稳压管限幅电路时,回线形传输特性将缩小,如图 7-5(b)虚线所示。

当输入信号电压变化率足够高,比较器输出响应受运放摆率限制时,比较器输入和输出波形如图 7-6(a)所示,其传输特性如图 7-6(b)所示。显然,迟后时间和迟后误差分别为

$$t_h = U_{op}/SR \quad (7-8-1)$$

$$E_{dh} = 2Bt_h = U_{op}B/SR \quad (7-8-2)$$

从式(7-8)中可以看出,当输出电压响应受摆率限制时,迟后误差与摆率成反比,与输出幅度和输入信号电压过零时的电压变化率成正比。为了减小这一项误差,应选择高摆率的运算放大器,并尽可能降低输出幅度。

由于假设条件的限制,以及实际上存在的复杂性,上述分析结果是近似的,尽管如此,但它至少已给出定性的和数量级上的计算结果。

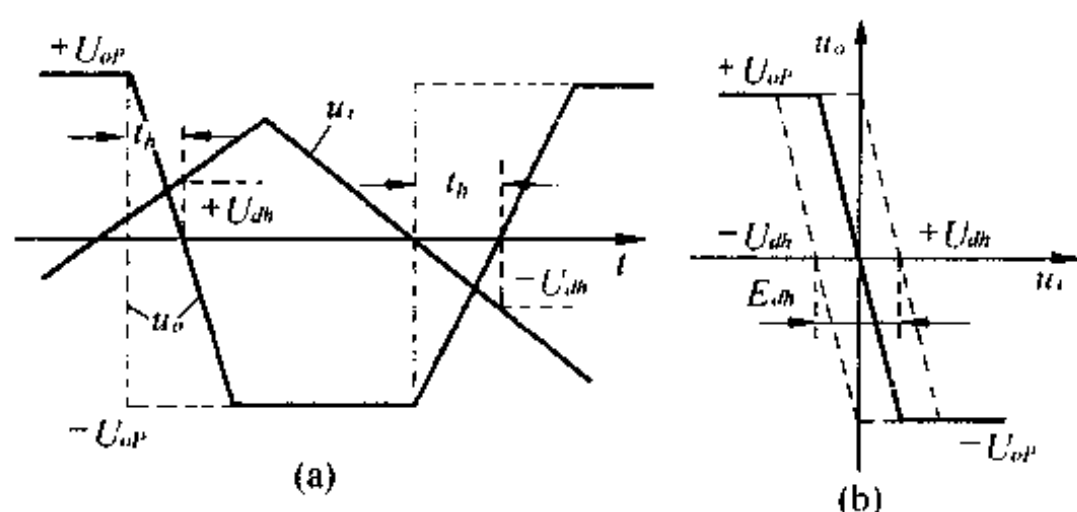


图 7-6 受摆率限制时的输入和输出电压波形及传输特性

四、减小迟后误差的一些方法

除了上述提到的,如选择增益带宽积和摆率高的运放、采用限幅、降低输出逻辑电平等方法外,还可以采用下述一些方法。

1. 正反馈法

采用正反馈的过零电压比较器如图 7-7(a)所示。正反馈网络的反馈函数为

$$F(s) = \frac{R_2}{R_2 + R_3} \cdot \frac{1 + sR_3C}{1 + s(R_2 // R_3)C} \quad (7-9)$$

从式(7-9)正反馈函数中可以看出,它具有一个零点和一个极点。若运放为单极点的,此比较器的环增益函数为

$$A_d(s)F(s) = \frac{A_d}{1 + sT_0} \cdot \frac{R_2}{R_2 + R_3} \cdot \frac{1 + sR_3C}{1 + s(R_2 // R_3)C} = \frac{A_d R_2}{R_2 + R_3} \cdot \frac{1 + sR_3C}{1 + sT_0} \cdot \frac{1}{1 + s(R_2 // R_3)C} \quad (7-10)$$

通常,在设计正反馈网络参数时,应选择反馈网络的零点抵消运放的极点,即取 $R_3C = T_0$,并使得保留下来的正反馈函数的极点频率远高于运放的极点,也即 $(R_2 // R_3)C \ll R_3C$,并选择正反馈电路的直流环增益 $A_d R_2 / (R_2 + R_3) = 1$ 。由此可得出正反馈网络参数的设计式

$$R_3C = T_0 \quad (7-11-1)$$

$$R_2 = R_3 / A_d \quad (7-11-2)$$

在设计时,应首先选定 R_2 、 R_3 和 C 中的一个参数值,然后按上式计算另外两个参数。

采用正反馈后产生两个效果,一是加速了输出逻辑电平转换速度,转换速度最终将受运放摆率的限制,其传输特性如图 7-7(b)实线所示。另一方面,从静态特性来看,采用正反馈后,过零电压比较器的比较电平随输出电平变化而变化,由此产生回差传输特性(详见回差电压比较器一节),其上下限比较电平分别为

$$\begin{aligned} U_{ch} &= U_{op} R_2 / (R_2 + R_3) \\ U_{cl} &= -U_{op} R_2 / (R_2 + R_3) \end{aligned} \quad (7-12)$$

由此带来比较误差,这是静态比较误差。对于要求比较高的过零电压比较器应限制这一项误差。若按式(7-11)设计,则 $U_{ch} \approx U_{op} / A_d$, $U_{cl} \approx -U_{op} / A_d$ 。

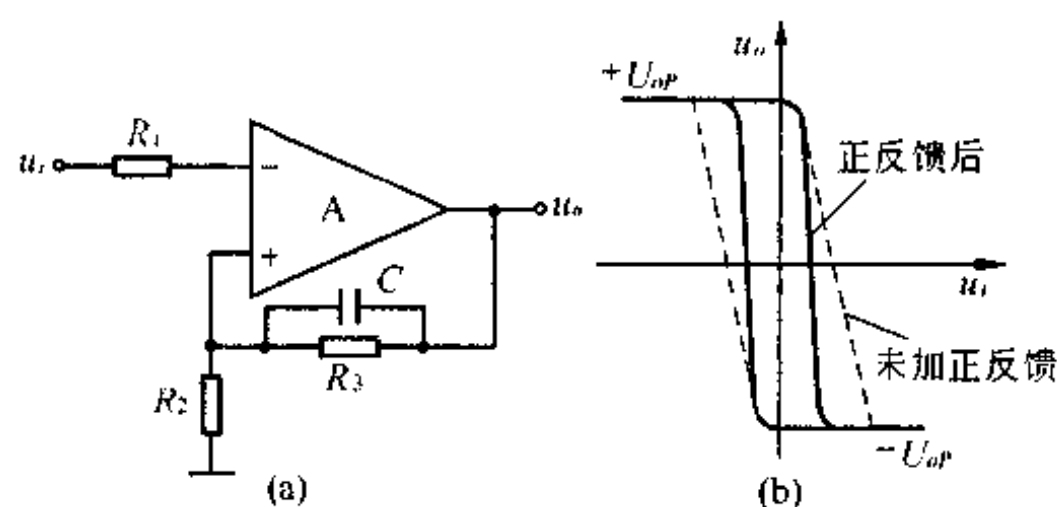


图 7-7 具有正反馈的过零电压比较器

由于比较器输入端易受各种干扰因素的影响,会使比较器在输入电压过零时,出现输出逻辑电平多次跳变。为了消除这种抖动现象,增大回差电压值是有益的。在输入信号整形电路中经常采用回差电压比较大的正反馈来获得良好的整形输出。

2. 超前补偿法

如果在输入信号电压过零之前,预先提供一个补偿电压 e_d ,就可以使比较器提前作出响应。若补偿电压选择合适,就可以使迟后的特性得到补偿。图 7-8(a) 是采用微分器来产生超前补偿电压 e_d 的过零电压比较器。

仍以三角波电压来代表输入电压,分析超前补偿方法及其工作原理。如图中 A_2 为微分器, R_2C 为微分器时间常数, R_1 阻值比较小,用于避免电路自激和改善高频端微分特性,在分析基本关系时可略掉 R_1 。

微分器 A_2 输出的补偿电压为

$$e_d = -R_2C \left(\frac{du_i}{dt} \right) = -R_2CB \quad (7-13)$$

它正比于输入电压的变化率。

若选择合适的微分时间常数,使补偿电压 e_d 等于无补偿时的输入迟后电压 U_{dh} ,则比

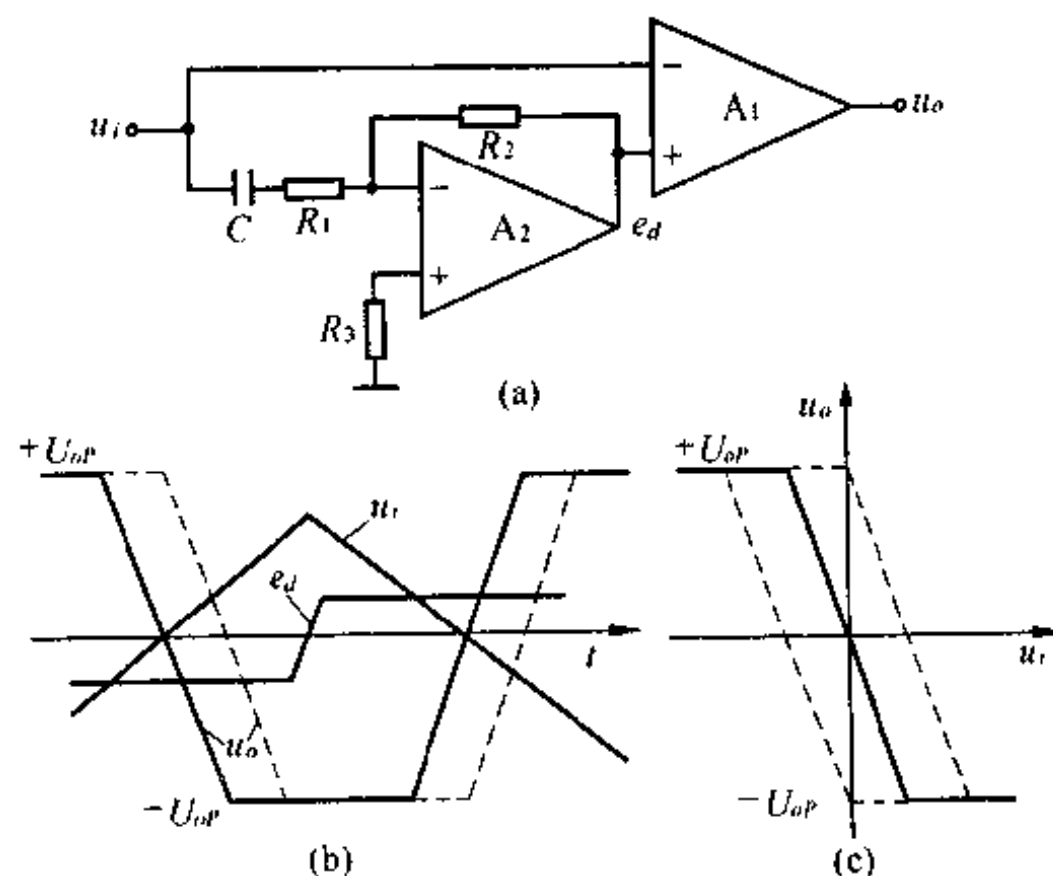


图 7-8 采用超前补偿的过零电压比较器

较器输出电平响应时间提前,提前时间将等于迟后时间。图 7-8(b)为超前补偿过零电压比较器的工作波形图,图 7-8(c)为传输特性。在两个图中,虚线所示分别为无补偿的输出波形和回线形传输特性。

对于输出电压变化率受摆率限制的情况,根据补偿条件 $e_d = -U_{dh}$,可导出微分器时间常数的计算公式

$$R_2 C = U_{op} / SR \quad (7-14)$$

当输入信号电压过零时的变化率不高,输出电压变化率小于摆率时,由于迟后电压 U_{dh} 与输入信号电压变化率的平方根成正比,而补偿电压与输入电压变化率的一次方成正比,所以不可能对不同变化率的输入电压均获得很好的补偿。

若输入信号电压过零时的最大变化率为 B_{max} ,在选择微分时间常数时,可对 $1/2 B_{max}$ 进行超前补偿,这样,应选择的微分时间常数为

$$R_2 C = \sqrt{2U_{op}} / \sqrt{\pi f_0 A_d B_{max}} \quad (7-15)$$

§ 7-3 电 平 检 测 器

一般是称比较电平不为零的电压比较器为电平检测器。从广义上讲它包括过零比较器。它有两种基本电路类型:差动型和反相求和型。

一、差动型电平检测器

当输入电压和参考电压分别从运放两个输入端输入,则构成图 7-9(a)和(c)所示的电平检测器,其理想的传输特性分别如图 7-9(b)和(d)所示。

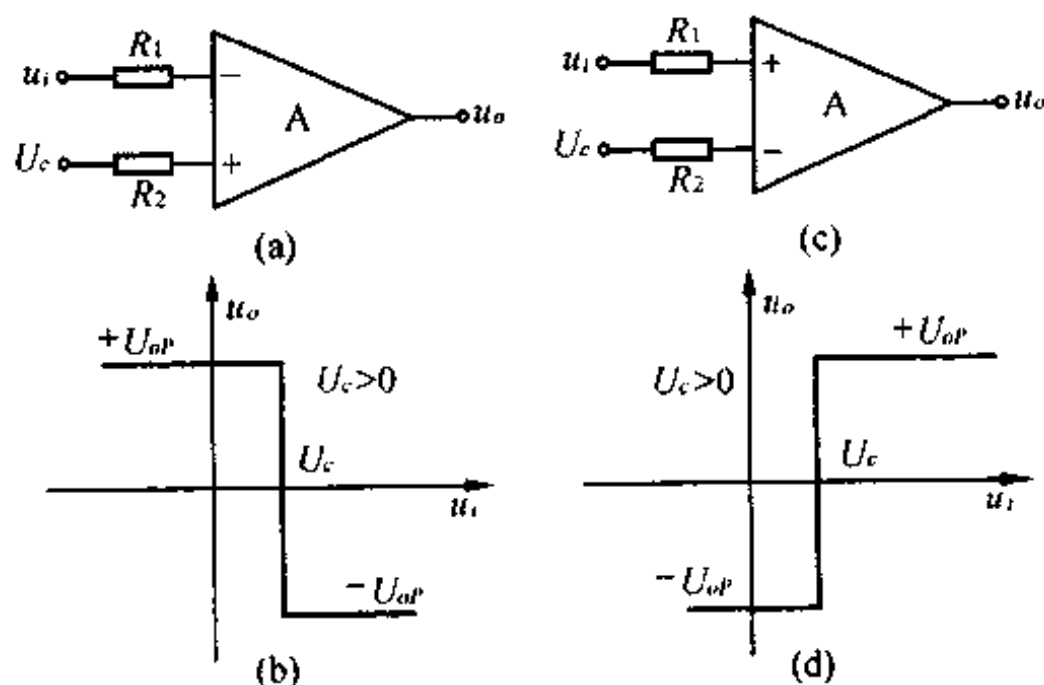


图 7-9 差动型电平检测器

由失调电压和失调电流引起的比较偏差电压,与过零电压比较器分析结果式(7-1)相同。由于电平检测器具有共模输入电压 U_c ,由此产生的比较偏差电压为

$$U_{dc} = A_{CM} U_c / A_d$$

它与比较电平 U_c 的相对误差为

$$\gamma = A_{CM}/A_d = 10^{-0.05CMRR} \quad (7-16)$$

二、求和型电平检测器

输入电压 u_i 和比较电压 U_c 分别通过电阻 R_1 和 R_2 在运放的一个输入端求和, 运放的另一个输入端接地, 则构成如图 7-10(a) 和 (c) 所示的求和型电平检测器。输出逻辑电平的转换条件是运放求和输入端的电压为零, 由此可求出电平检测器的比较电平为

$$U_i = -R_1 U_c / R_2 \quad (7-17)$$

若 $U_c > 0$, 可画出图 7-10(b) 和 (d) 所示的理想传输特性。

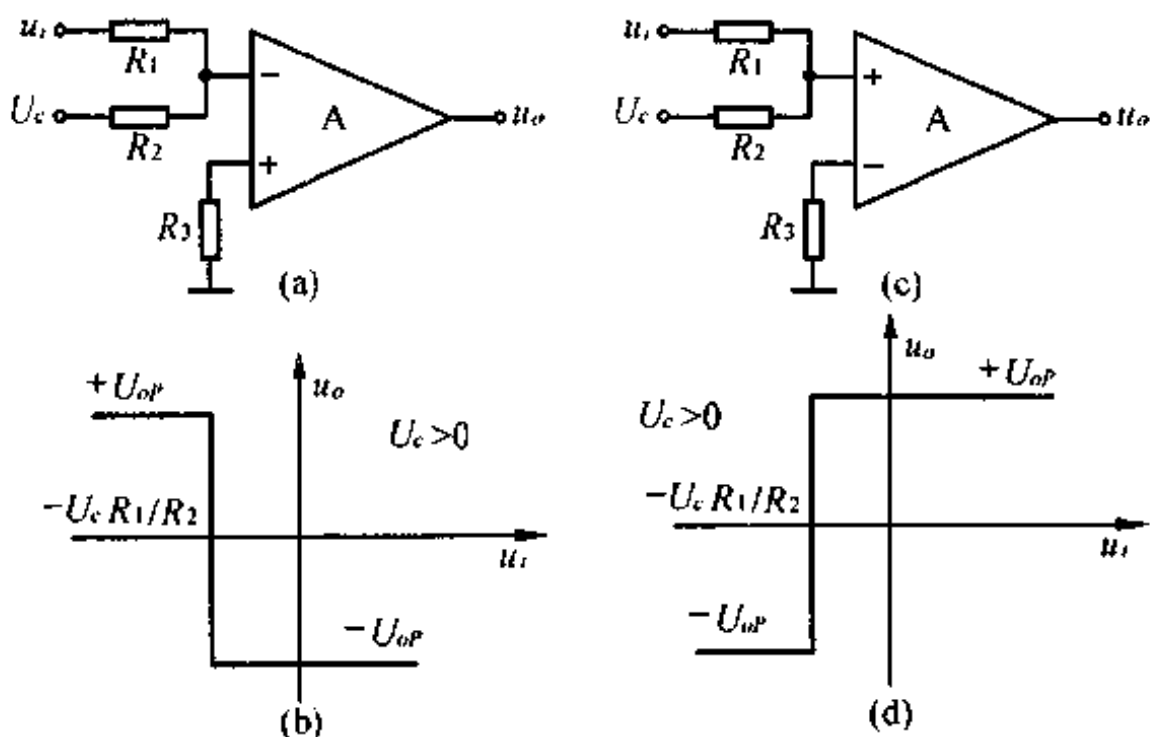


图 7-10 求和型电平检测器

上述电路是电平检测器最基本的电路。在基本电路的基础上, 可根据需要接入适当的电路元件以满足其它方面的技术要求。为了保护差模输入端, 可参考图 7-2, 在差模输入端并接两个正反向保护二极管。为了加速输出电平转换过程, 设置一定的回差比较电平, 以消除可能出现的抖动现象, 可参考图 7-7 在输出端和同相端之间加正反馈电阻和加速电容。为了减小运放输出高、低电平变化幅度, 并满足数字电路对逻辑电平的要求, 经常采用输出限幅电路, 其中最常用的, 也是最简单的, 是稳压管负反馈限幅电路。

三、稳压管限幅反相求和型电平检测器

假设运放的失调电压 U_{os} 、两个输入端的偏流 I_{B+} 、 I_{B-} 如图 7-11(a) 中所示, 其它为理想运放条件。

当稳压管中的电流 $i_z > 0$, 稳压管正向导通, 运放输出为低电平, $u_o = -U_D$, 而当 $i_z < 0$, 则稳压管反向击穿, 运放输出为高电平, $u_o = U_z$ 。可见, 稳压管中的电流 $i_z = 0$ 为逻辑电平转换条件。

考虑到运放反相端电压等于同相端电压, 且

$$U_- = U_+ = U_{os} - R_3 I_{B+}$$

若取 $R_3 = R_1 // R_2$, 稳压管中的电流为

$$i_z = i_1 + i_2 - I_{B-} =$$

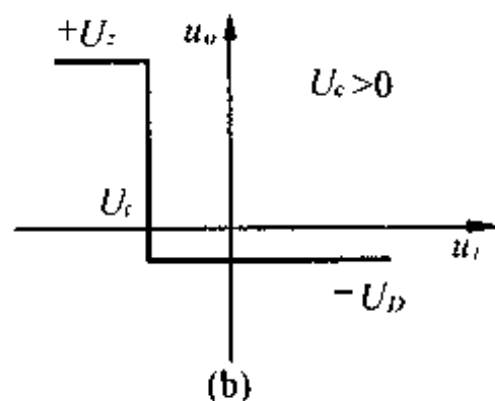
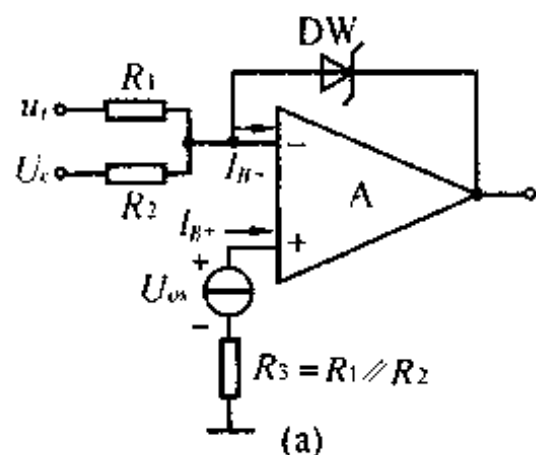


图 7-11 稳压管限幅反相求和型电平检测器

$$u_i/R_1 + U_c/R_2 - (U_{os} - R_3 I_{R+})(1/R_1 + 1/R_2) - I_{B-} = u_i/R_1 + U_c/R_2 - U_{os}/R_3 + I_{os} \quad (7-18)$$

根据 $i_z = 0$ 的逻辑电平转换条件,由式(7-18)可求出输入电压的比较电平为

$$U_{ic} = -U_c R_1/R_2 + U_{os} R_1/R_3 - I_{os} R_1 \quad (7-19)$$

由式(7-18)可见,若输入电压 $u_i > U_{ic}$,则 $i_z > 0$,运放输出 $u_o = -U_z$;若 $u_i < U_{ic}$,则 $i_z < 0$, $u_o = +U_z$,此电平检测器的传输特性如图 7-11(b)所示。

分析式(7-19),可见式中第一项为理想运放条件下的比较电平,第二项和第三项分别为失调电压和失调电流引起的比较偏差电压。

这种求和型电平检测器不同于差动型电平检测器,由于共模电压为零,则不存在共模电压引起的比较偏差电压。

§ 7-4 回差电压比较器

当电压比较器采用直流正反馈时,由于比较器输出的高、低电平通过正反馈而使比较电平由一个单限比较电平变为双限比较电平,从而使比较器呈现出回线形的传输特性。具有回线形传输特性的电压比较器称之为回差电压比较器,又称迟滞比较器。

回差电压比较器的两个比较电平分别称为上限比较电平和下限比较电平。若上、下限比较电平符号相反、量值相等,称为对称回差电压比较器,否则为不对称回差电压比较器。根据信号输入方式又分同相型和反相型回差电压比较器。

一、对称型回差电压比较器

图 7-12(a)和(c)分别是反相输入式和同相输入式对称型回差电压比较器。图中电阻 R_1 为稳压管限流电阻,DW₁ 和 DW₂ 为特性相同的相互对接的稳压管,并假设二者串联的稳压值为 $\pm U_z$ 。比较器输出的高低电平为 $\pm U_z$ 。

在图 7-12(a)所示电路中,运放 A 具有两个比较电平,它们是由正反馈网络和输出高、低电平来确定的。

当 $u_o = +U_z$ 时,由同相端反馈电压确定了上限比较电平

$$U_{ch} = U_z R_1/(R_1 + R_2) \quad (7-20)$$

当 $u_o = -U_z$ 时,由同相端反馈电压确定了下限比较电平

$$U_{cl} = -U_z R_1/(R_1 + R_2) \quad (7-21)$$

开始时,输入电压 $u_i > U_{ch}$,则运放 A 的输出电压 $u_o < 0$,DW₁ 正向导通,DW₂ 反向击

穿,则 $u_o = -U_z$, 同时同相端反馈电压为下限比较电平 U_{cl} 。当输入电压下降,只要 $u_i > U_{cl}$, 比较器输出将维持低电平。而当 $u_i < U_{cl}$ 时, A 的输出电压 $u'_o > 0$, DW_1 反向击穿, DW_2 正向导通, 则输出电压为高电平, $u_o = +U_z$, 同时比较电平转为上限比较电平 U_{ch} 。这时, 只要输入电压保持 $u_i < U_{ch}$, 则输出电压维持高电平, $u_o = +U_z$ 。当输入电压上升到 $u_i > U_{ch}$ 时, $u'_o < 0$, 则 DW_1 正向导通, DW_2 反向击穿, 则 u_o 为低电平, $u_o = -U_z$, 同时比较电平又转为下限比较电平。当输入电压在超越上、下限比较电平作上升和下降变化时, 将重复上述过程, 比较器的输出将按图 7-12(b) 所示的回差传输特性沿箭头方向进行高低电平的转换。

由于采用了特性相同的稳压管, 比较器输出高、低电平, 比较器上、下限比较电平的符号相反而量值相等, 因此是对称的回差电压比较器。由于采用稳压管, 则具有稳定的回差特性。

当信号输入端改为经过 R_1 电阻从同相端输入, 而反相端接地时, 则构成图 7-12(c) 所示的同相输入对称型回差电压比较器。其工作原理简述如下。

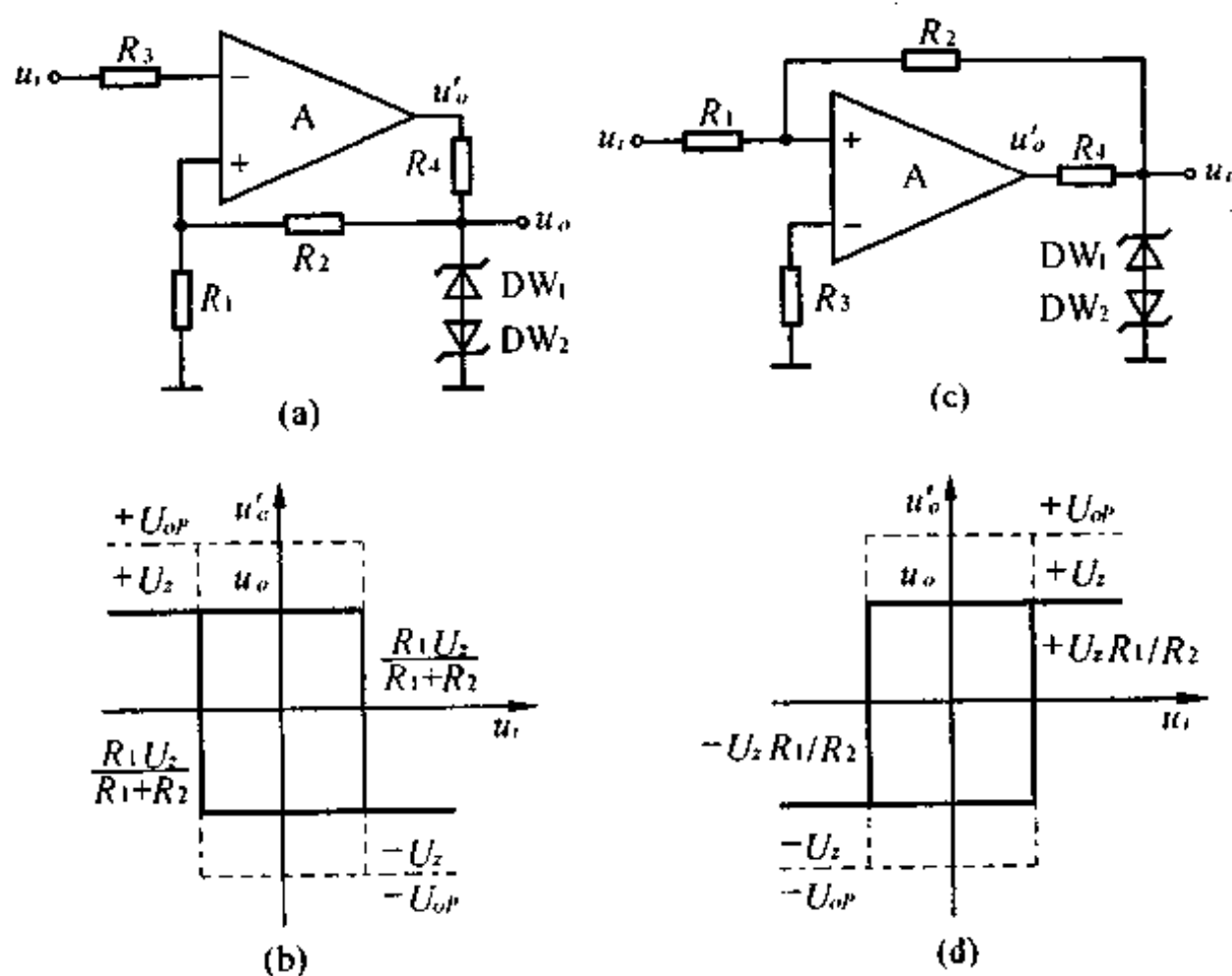


图 7-12 对称型回差电压比较器

首先根据反馈网络和输出高低电平来确定回差电压比较器的上、下限比较电平。由于输出逻辑电平的高低取决于同相端电压是大于零还是小于零, 因此确定上、下限比较电平的转换条件是同相端电压 $u_+ = 0$, 即

$$u_+ = u_i R_2 / (R_1 + R_2) + u_o R_1 / (R_1 + R_2) = 0$$

则确定输入电压上、下限比较电平的条件是

$$u_i = -u_o R_1 / R_2 \quad (7-22)$$

当 $u_o = -U_z$, 则确定了输入电压的上限比较电平

$$U_{ch} = U_z R_1 / R_2 \quad (7-23)$$

当 $u_o = +U_z$, 则确定了输入电压的下限比较电平

$$U_{cl} = -U_z R_1 / R_2 \quad (7-24)$$

若开始时, 输入电压 $u_i > U_{ch}$, 由于 $u_+ > 0$, 运放 A 输出电压 $u_o > 0$, 则 DW_1 反向击穿, DW_2 正向导通, 比较器输出电压为高电平, $u_o = +U_z$, 同时比较电平为下限比较电平 U_{cl} 。当输入电压下降, 但只要保持 $u_i > U_{cl}$, 则输出电压将维持高电平。而当 $u_i < U_{cl}$ 时, 由于 $u_+ < 0$, A 输出电压 $u_o < 0$, 则 DW_1 正向导通, DW_2 反向击穿, 比较器输出为低电平, $u_o = -U_z$, 同时比较器的比较电平转为上限比较电平 U_{ch} 。当输入电压上升, 只要 $u_i < U_{ch}$, 则比较器输出维持低电平, 当 $u_i > U_{ch}$ 时, 比较器输出转为高电平, $u_o = U_z$, 同时比较电平转为下限比较电平 U_{cl} 。如此重复上述过程, 则可形成如图 7-12(d) 所示的对称的传输特性。

上述两种回差传输特性具有不同的回线方向, 前者为顺时针方向, 后者为逆时针方向。

二、非对称型回差电压比较器

在对称型回差电压比较器的电路基础上略加改造, 即可构成非对称型回差电压比较器。若采用稳压值不等的两个稳压管时, 则可构成非对称型回差电压比较器。但这种比较器输出高低电平不对称, 且不易调整回差特性。若仍然保持 $\pm U_z$ 对称的输出电平, 使上、下限比较电平不对称, 且易于调整, 则可采用图 7-13(a) 和 (c) 所示非对称型回差电压比较器。分别比较图 7-13(a) 和图 7-12(a)、图 7-13(c) 和图 7-12(c), 可见它们的差别仅仅是加入了偏移电压 U_c 。由于偏移电压 U_c 的作用, 从而改变了比较器上、下限比较电平, 而两种比较器的工作原理完全相同, 其传输特性分别如图 7-13(b) 和 (d) 所示。

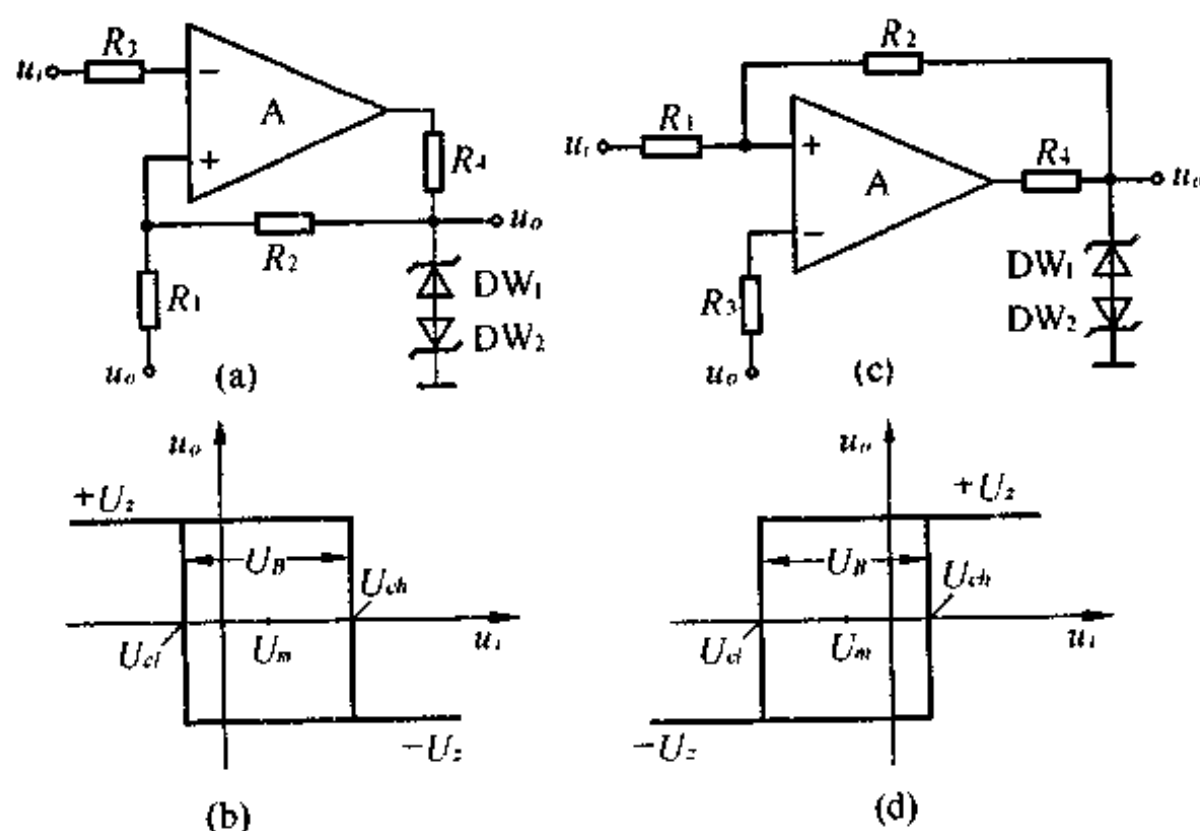


图 7-13 采用偏移电压法构成的非对称型回差电压比较器

在图 7-13(a) 中, 回差电压比较器的上、下限比较电平是以输出电压为高和低电平时的同相端电压来确定的, 它们分别是

$$U_{ch} = U_z R_1 / (R_1 + R_2) + U_c R_2 / (R_1 + R_2) \quad (7-25-1)$$

$$U_{cl} = -U_z R_1 / (R_1 + R_2) + U_c R_2 / (R_1 + R_2) \quad (7-25-2)$$

上、下限比较电平的宽度为

$$U_B = U_{ch} - U_{cl} = 2U_z R_1 / (R_1 + R_2) \quad (7-26)$$

上、下限比较电平的中心电平为

$$U_m = 1/2(U_{ch} + U_{cl}) = U_c R_2 / (R_1 + R_2) \quad (7-27)$$

从式(7-26)中可以看出,调节电阻 R_1 或 R_2 可调节上、下限比较电平的宽度。从式(7-27)中可以看出,调节偏移电压 U_c 将只调节中心电平,而不影响比较电平宽度。欲调节上、上限比较电平,应首先调节 R_1 或 R_2 电阻来调整、上、下限比较电平的宽度,然后再调节偏移电压 U_c ,将上、下限比较电平平移,采用上述两步调节,可以实现预定要求的上、下限比较电平的调整。显然,这种电路不能实现上、下限比较电平的分别调整。

图 7-13(c) 所示的回差电压比较器,其上、下限比较电平的判定条件是同相端电压等于反相端的偏移电压,即 $u_+ = U_c$ 。这样,可由输出低电平 $-U_z$ 和输出高电平 $+U_z$ 所确定的同相端电压和 $u_+ = U_c$ 条件,分别得出上、下限比较电平为

$$\begin{aligned} U_{ch} &= U_z R_1 / R_2 + U_c (R_1 + R_2) / R_2 \\ U_{cl} &= -U_z R_1 / R_2 + U_c (R_1 + R_2) / R_2 \end{aligned} \quad (7-28)$$

上、下限比较电平的宽度和中心电平分别为

$$\begin{aligned} U_B &= 2U_z R_1 / R_2 \\ U_m &= U_c (R_1 + R_2) / R_2 \end{aligned} \quad (7-29)$$

显然,上、下限比较电平的调节方法是先调节 R_1 或 R_2 来调整 U_B ,然后调节 U_c 来调整 U_m 。

偏移电压不仅可以如图 7-13(a)和(c)所示那样从非信号输入端输入,也可以在信号输入端采用电阻对输入电压求和方式输入。

上述电路所采用的是稳压管接地输出限幅电路,也可以将稳压管直接接在运放输出端和反相输入端,采用稳压管负反馈限幅电路。

当对上、下限比较电平的稳定要求不高时,也可以去掉稳压管输出限幅电路。

除了采用偏移电压方法外,还可以利用二极管单向导电特性和电子开关来实现非对称型回差电压比较器,如图 7-14(a)和(c)所示,统称为开关型回差电压比较器。

在图 7-14(a)所示的回差电压比较器中,当输出电压高、低电平不同时,二极管 D_1 和 D_2 分别导通和截止,同相端正反馈电压不同,则分别确定了上、下限比较电平。假设 DW_1 、 DW_2 的稳压值为 $\pm U_z$,而它们的正向导通结压降与二极管 D_1 和 D_2 的结压降相同,则上、下限比较电平分别为:

$$\begin{aligned} U_{ch} &= U_z R_1 / (R_1 + R_{w1}) \\ U_{cl} &= -U_z R_1 / (R_1 + R_{w2}) \end{aligned} \quad (7-30)$$

从上式可以看出,其上、下限比较电平可以通过调节 R_{w1} 和 R_{w2} 达到分别调节的目的。

图 7-14(b)为其回差传输特性。

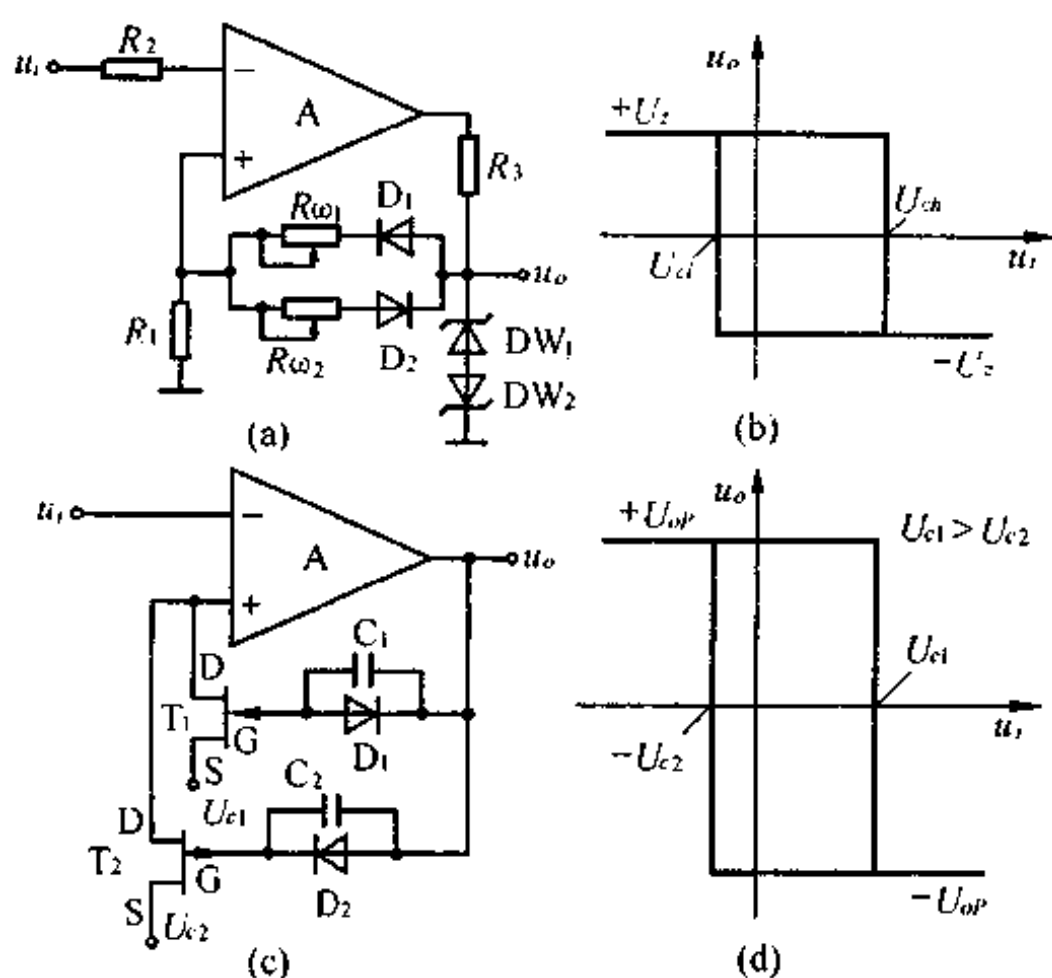


图 7-14 开关型回差电压比较器

图 7-14(c)所示的回差电压比较器,其上、下限比较电平分别由外加比较电压 U_{c1} 和 U_{c2} 来确定,且 $U_{c1} > U_{c2}$ 。

当输入电压 $u_i > U_{c1}$ 时,运放 A 的输出电压为低电平 $-U_{op}$,控制模拟开关 T_1 夹断, T_2 导通,运放同相端电压 $u_+ = U_{c2}$,回差电压比较器的比较电平为下限比较电平 $U_{cl} = U_{c2}$ 。当输入电压下降至 $u_i < U_{c2}$ 后,运放输出转变为高电平 $+U_{op}$,控制模拟开关 T_1 导通, T_2 夹断,运放同相端电压转变为上限比较电平 $U_{ch} = U_{c1}$ 。若输入电压上升,当 $u_i > U_{c1}$ 后运放输出又转变为低电平,比较电平转变为下限比较电平,又重复上述过程。此回差电压比较器的传输特性如图 7-14(d) 所示。此电路不允许 $U_{c1} \leq U_{c2}$,因此,当输入电压落入 U_{c1} 和 U_{c2} 电平之间时,电路振荡。

§ 7-5 窗口电压比较器

当输入电压 u_i 落入由两个比较电平所限定的“窗口”之内时,比较器输出为一种逻辑电平,如低电平,而输入电压在此“窗口”之外时,则比较器输出为相反的电平,如相应为高电平,具有这种传输特性的比较器称为窗口电压比较器。

采用两个电压比较器和一个逻辑门电路,就可以构成最简单的窗口比较器,如图 7-15(a) 所示。

A_1 和 A_2 两个比较器的比较电平分别由 U_{c1} 和 U_{c2} 来确定,且 $U_{c1} > U_{c2}$,每个比较器的传输特性如图 7-15(b) 中的 u_{o1} 和 u_{o2} 所示。两个比较器的输出逻辑电平,再经过正、负电源供电的 MOS 与非门逻辑电路处理之后,可获得窗口比较器所具有的逻辑电平输出,如图 7-15(b) 中的 u_o 所示。

若两个电压比较器采用专用 LM311 电压比较器,则可构成图 7-16(a)所示的窗口电压比较器。LM311 电压比较器的输出端内部采用射极接地、集电极开路的三极管集电极输出方式。在使用时必须外接上拉负载电阻接到正电源上。这种电压比较器允许输出端

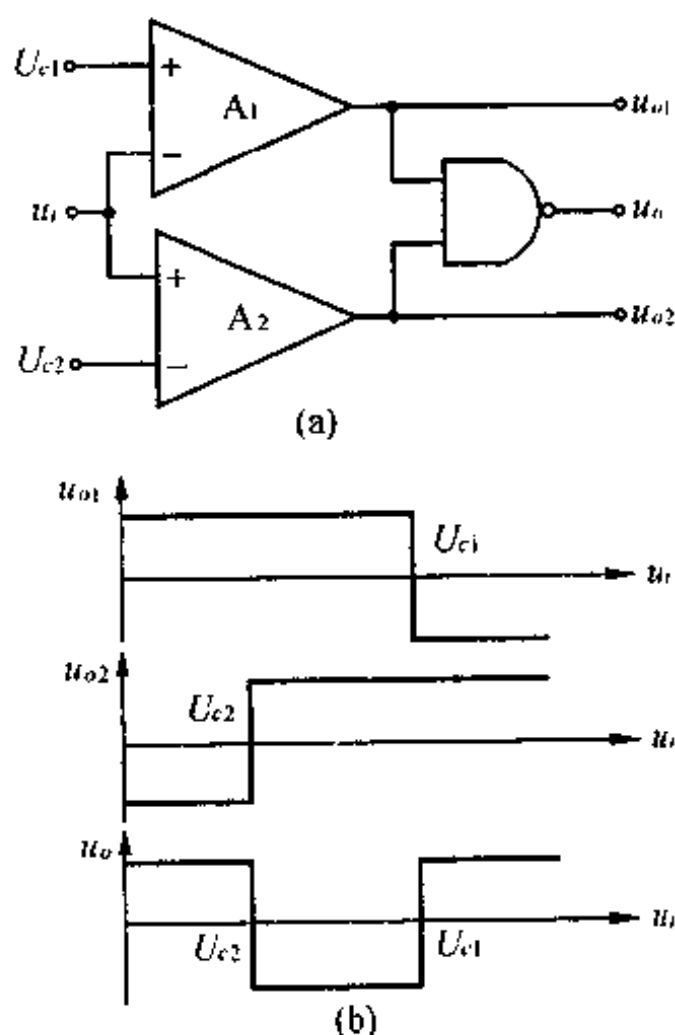


图 7-15 采用运放和与非门构成的窗口电压比较器

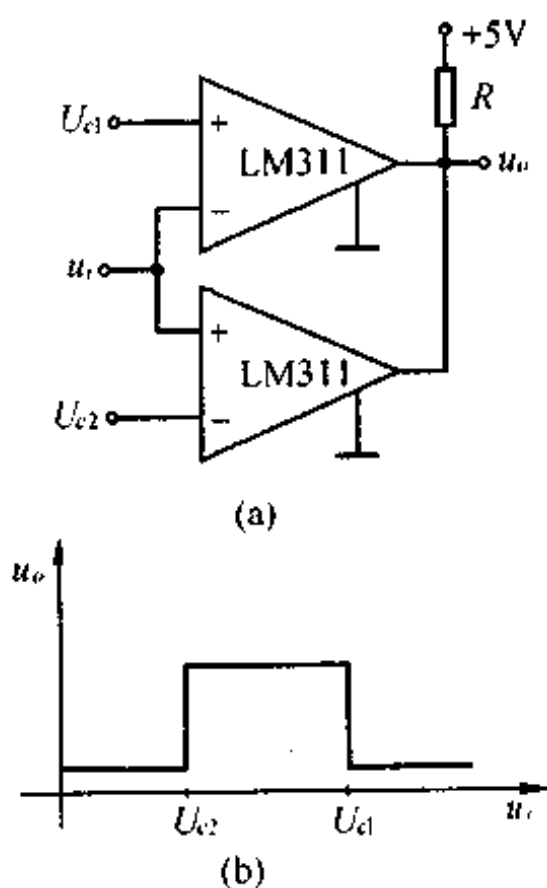


图 7-16 采用 LM311 电压比较器构成的窗口电压比较器

并接在一起,如图中所示。

当输入电压 $u_i < U_{c2} (< U_{c1})$ 时,比较器 A_1 的输出管截止,而比较器 A_2 的输出管导通,此窗口比较器的输出电平将由比较器 A_2 输出电平确定为地电平。

当输入电压 $u_i > U_{c1} (> U_{c2})$ 时,比较器 A_1 的输出管导通,而比较器 A_2 的输出管截止,此窗口比较器的输出电平将由比较器 A_1 输出电平确定为地电平。

只有当输入电压处于窗口电压之内,即 $U_{c2} < u_i < U_{c1}$ 时,比较器 A_1 和 A_2 输出管均截止,窗口比较器输出电平是由上拉负载电阻拉向高电平。此窗口比较器的传输特性如图 7-16(b) 所示。电源 $+U_D$ 电压值可根据数字电路要求来确定。

还有一种可采用两个运放和一个模拟开关构成的窗口电压比较器,如图 7-17(a) 所示。开关管为 P 沟道 MOS 管,其 $I_D - U_{GS}$ 特性曲线如图 7-17(b) 所示。运放 A_2 的输出作为窗口比较器的输出。

当输入电压 $u_i < U_{c1}$ 时,比较器 A_1 的输出电压 u_{o1} 为低电平,开关管导通,输入电压 u_i 加到比较器 A_2 的同相端。若同时满足 $u_i < U_{c2}$,则比较器 A_2 的输出电压 u_o 为低电平,在 $U_{c2} < u_i < U_{c1}$ 时,比较器 A_2 的输出电压 u_o 为高电平。

当输入电压 $u_i > U_{c1}$ 时,比较器 A_1 的输出电压 u_{o1} 为高电平,开关管夹断,比较器 A_2

同相端在 $-U_{cc}$ 作用下,其输出为低电平。由此可得出如图 7-17(c) 所示的传输特性。窗口的上、下限比较电平分别由 U_{c1} 和 U_{c2} 来确定。

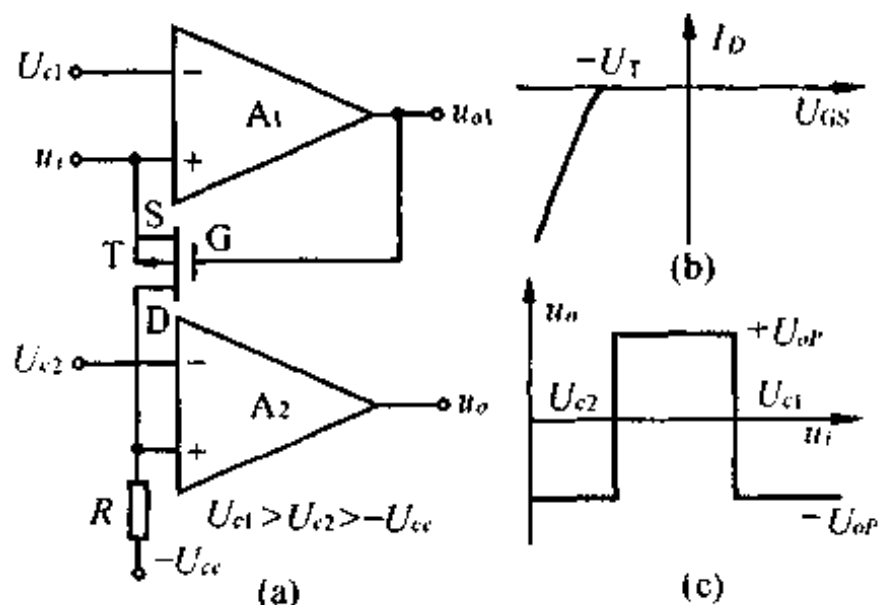


图 7-17 开关型窗口电压比较器

从上面的电路分析中可以看出,窗口上、下限比较电平可以分别调节,但不能分别调节窗口的宽度和窗口中心电平。

在实际应用中经常需要分别调节窗口宽度和窗口中心电平,可采用图 7-18 所示的绝对值变换器构成的窗口电压比较器。

参看图 7-18,首先分析运放 A_2 的工作状态。 A_2 输出逻辑电平的高低将取决于相加点电流的方向。当 $i_x > 0$ 时,其输出电平为低电平, $u_o = -U_D$,

当 $i_x < 0$ 时,其输出电平为高电平, $u_o = +U_D$ 。可见,分析窗口电压比较器的传输特性,可以在分析相加点电流 i_x 与输入电压 u_i 的传输特性的基础上得出。

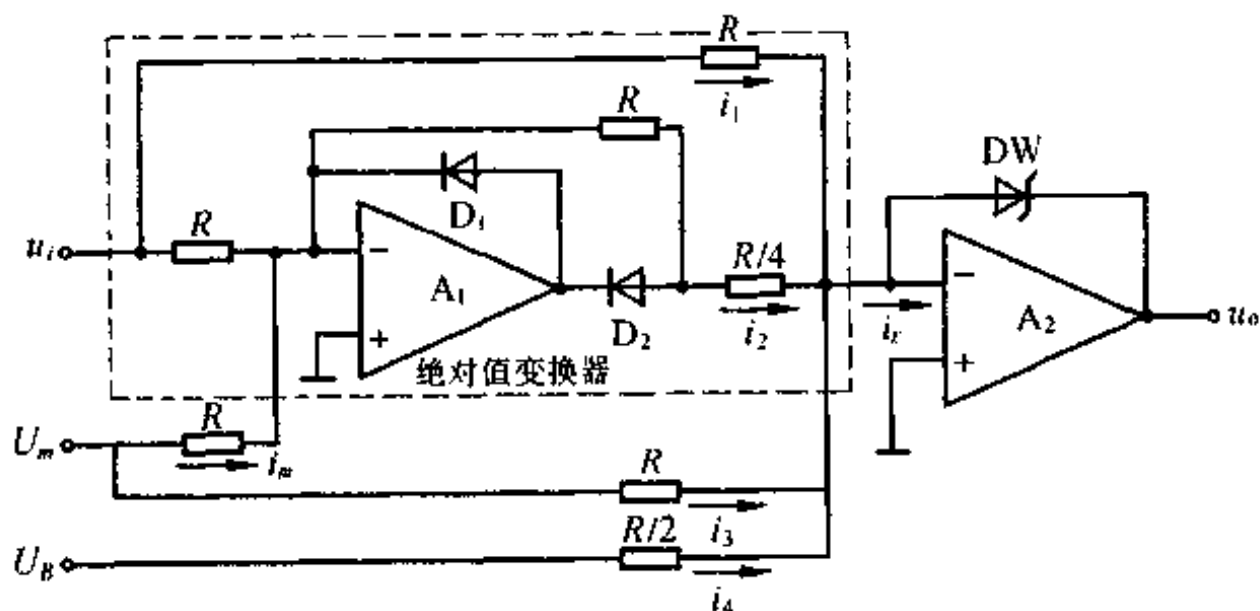


图 7-18 采用绝对值变换器的窗口电压比较器

A_2 相加点的电流 i_x 是流经四个电阻的电流之和(如图中所示)

$$i_x = i_1 + i_2 + i_3 + i_4$$

为了更清楚起见,再分三步分析:

(1) 假设 $U_m = 0, U_B = 0$, 则 $i_3 = 0, i_4 = 0, i_m = 0$, 只分析由输入电压 u_i 引起的 i_x 电流。从图中可以看出,虚线框内的电路是与图 5-2(a) 所示的绝对值电路相同(只有 A_2 反馈元件不同)。

当输入电压 $u_i > 0$ 时,

$$i_x = i_1 + i_2 = -u_i/R < 0$$

而当 $u_i < 0$ 时,则有

$$i_x = i_1 = u_i/R < 0$$

可见相加点的电流

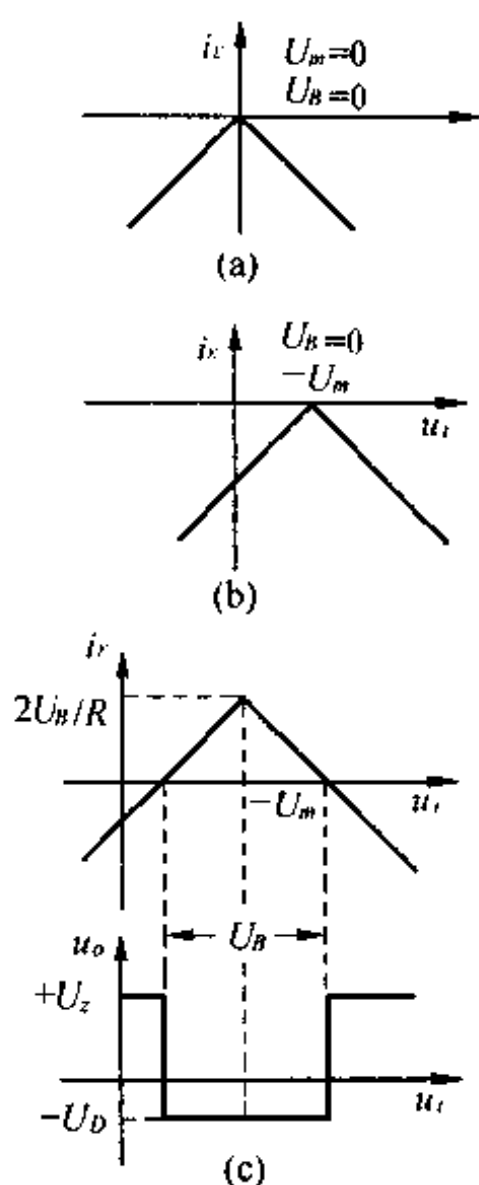


图 7-19 绝对值变换器 $i_z - u_i$ 和 $u_o - u_i$ 变换特性

$$i_z = -\frac{|u_i|}{R} \quad (7-31)$$

i_z 与 u_i 的传输特性如图 7-19(a) 所示。

(2) 当 $U_m \neq 0, U_B = 0$ 时, $i_m \neq 0, i_3 \neq 0, i_4 = 0$ 。由于 U_m 与 u_i 均是通过相同的电阻 R , 在 A_1 和 A_2 反相输入端相加, 因此 i_z 是 u_i 和 U_m 求和后的绝对值变换

$$i_z = i_1 + i_2 + i_3 = -|u_i + U_m|/R \quad (7-32)$$

其传输特性如图 7-19(b) 所示, 图中 $U_m < 0$ 。这是将图 7-18(a) 的传输特性向右平移 $-U_m$ 后所得到的结果。

(3) 当 $U_m \neq 0, U_B \neq 0$ 时, 由于 $i_4 \neq 0$, 则相加点的电流 i_z 中又在式 (7-32) 的基础上增加一项 $i_4 = 1/2 U_B/R$, 即

$$i_z = -|u_i + U_m|/R + 1/2 U_B/R \quad (7-33)$$

若将图 7-19(b) 所示的传输特性再向上移动 $U_B/2R$, 则可得由式 (7-33) 所确定的 i_z 与 u_i 的传输特性, 如图 7-19(c) 上图所示。

根据 $i_z > 0, u_o = -U_D, i_z < 0, u_o = +U_z$, 则可得出图 7-19(c) 下图所示的窗口比较器的传输特性。

根据 $i_z = 0$ 的条件, 很容易由式 (7-33) 确定出窗口上、下限比较电平, 它们分别是

$$U_{c,h} = -U_m + U_B/2 \quad (7-34-1)$$

$$U_{c,l} = -U_m - U_B/2 \quad (7-34-2)$$

窗口比较器的窗口宽度和中心电平分别为 U_B 和 $-U_m$ 。

显然, 只要分别调节 U_B 和 U_m , 即可分别调节窗口宽度和窗口中心电平。

§ 7-6 动态校零型电压比较器

比较器的比较偏差电压影响比较器的电压比较精度。一般的比较器, 由于失调参数带来的比较偏差电压及其漂移均比较大, 因此比较误差较大。为了减小这一项误差, 除了在器件制造工艺上采取一些措施外, 在电路设计上还可以采用电容记忆周期校正方法。这种方法在某些对比较器要求较高的场合常被采用。以图 7-20 为例简述其工作原理。

此电路有四个模拟开关, 它们分别由相反的两个时钟 CP_1 和 CP_2 控制, 使其轮流导通和夹断, 全电路工作分两个工作期: 记忆期和校正比较期。

(1) 记忆期: 当时钟 CP_1 为高电平时, 模拟开关 T_1, T_3, T_4 导通, 同时时钟 CP_2 为低电平, T_2 夹断。 T_1 导通将输入电压 U_{i1} 接入, T_2 夹断切断输入电压 U_{i2} , T_3 导通将电容 C_1 和比较器 A 的同相端同时接地。此时, 输入电压 U_{i1} 给电容 C_1 充电, 稳定后, C_1 上的电压为 $U_{c1} = U_{i1}$ 。而比较器 A 的输出端通过模拟开关 T_4 形成负反馈。假设比较器的失调电压 U_o , 如图中所示, 则很容易导出电容 C_2 上的电压 U_{c2} 与失调电压 U_o 的关系。

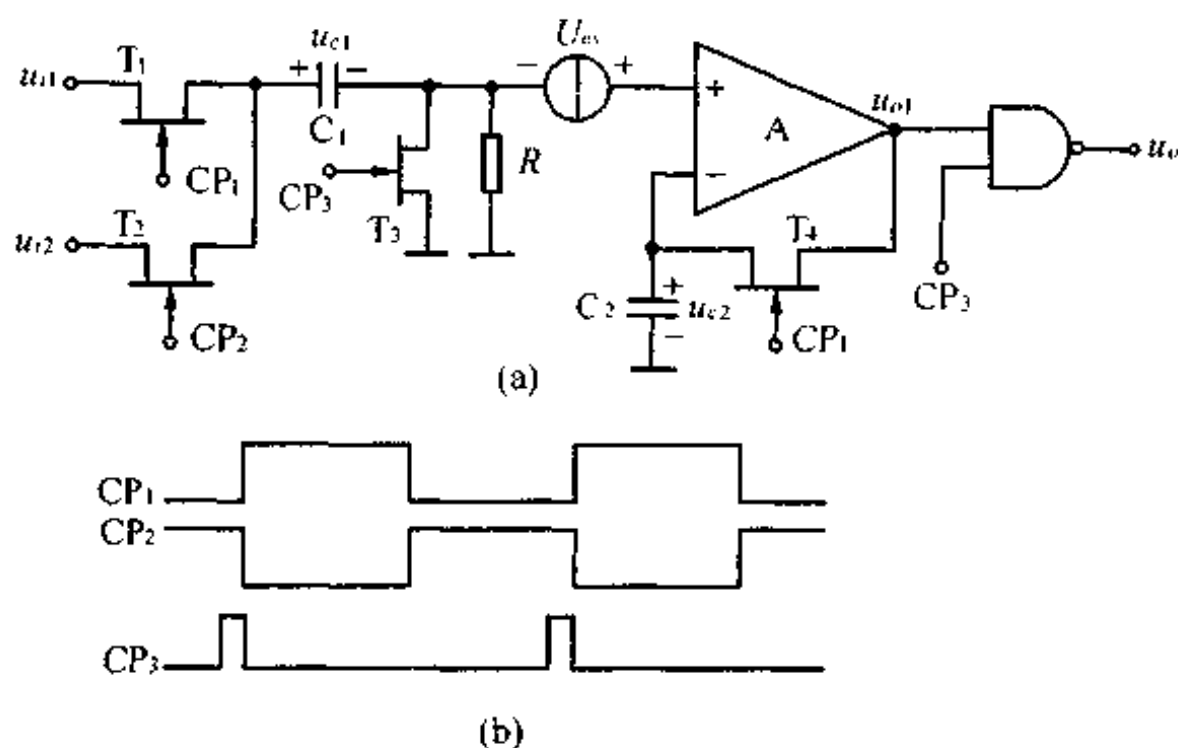


图 7-20 动态校零型电压比较器

从图中可以看出,比较器 A 的同相端电压为 $U_+ = U_{o1}$,反相端电压 $U_- = U_{c2} = U_o'$,而 $U_o' = -A_d(U_- - U_+)$,则电容 C_2 上的电压为

$$U_{c2} = U_{o1} A_d / (1 + A_d) \quad (7-35)$$

从上述分析中可以看出,在此期间电容 C_1 和 C_2 上的电压分别“记忆”了输入电压 U_{i1} 和失调电压 U_{os} ,因此称之为记忆期。

(2)校正比较期:当时钟 CP_1 为低电平时,模拟开关 T_1 、 T_3 、 T_4 夹断,同时时钟 CP_2 为高电平,模拟开关 T_2 导通。 T_1 夹断则切断了输入电压 U_{i1} , T_2 导通, T_3 夹断则将输入电压通过电容 C_1 加到比较器 A 的同相端, T_4 夹断则比较器呈开环比较状态。这时,同相端电压为

$$U_+ = U_{i2} - U_{c1} + U_{os} = U_{i2} - U_{i1} + U_{os}$$

而反相端电压为

$$U_- = U_{c2} = U_{os} A_d / (1 + A_d)$$

这时,比较器 A 的输出电压为

$$\begin{aligned} U_o' &= -A_d(U_- - U_+) = \\ &= -A_d[U_{i2} - U_{i1} - U_{os} / (1 + A_d)] \end{aligned} \quad (7-36)$$

从式(7-36)中可以看出,因失调电压引起的比较偏差电压从 U_{os} 被降低到它的 $(1 + A_d)$ 倍。这样比较器输出的逻辑电平将比较精确地反应了两个输入电压 U_{i2} 、 U_{i1} 的比较结果。由于在这一工作期内,完成了误差校正和输入电压的比较,因此称这一工作期为校正比较期。

这种动态校零电压比较器分两个工作期工作,只有校正比较期才给出正确的比较结果。再则,考虑到电路需要一定的稳定时间和避开模拟开关切换过程中出现的瞬变脉冲的干扰,在比较器输出端加设一个选通门。选通脉冲 CP_3 应在校正比较期限将结束之前发出,以获得正确的比较结果,如图 7-20(b) 所示。

复习思考题

7-1 试分析过零比较器、电平检测器和回差电压比较器的工作原理。分析失调电压和失调电流引起的误差。

7-2 当输入电压为 $\pm 10\text{V}$ 的对称三角波时,请画出图 7-2、图 7-3、图 7-9、图 7-10 和图 7-12 到图 7-18 所示的各电压比较器的输出波形。各比较器的比较电平 U_{c1} 和 U_{c2} 均在 $\pm 10\text{V}$ 之内。

7-3 试分析作比较器用的集成运放,其增益带宽积和摆率给比较器比较误差所带来的影响。

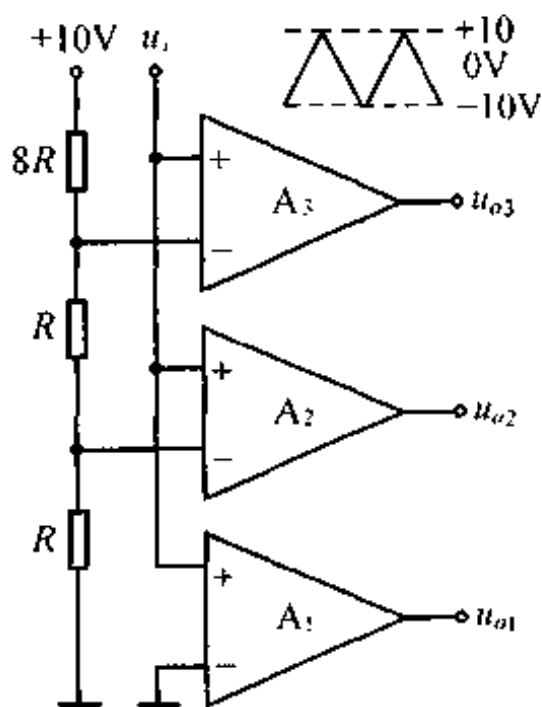
7-4 试总结一下回差电压比较器电路构成的特点,分析回差特性与各参数的关系。

7-5 试分析习题图 7-1 所示电路,当输入电压为 $\pm 10\text{V}$ 对称三角波时,各比较器的输出电压波形图。

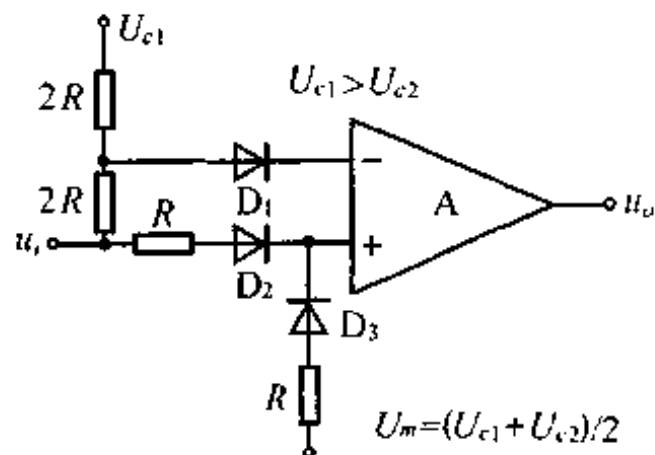
7-6 请分析习题图 7-2 所示的窗口比较器的工作原理,并画出传输特性。

7-7 请分析习题图 7-3 所示比较器的工作原理。这是可以用来判别输入电压变化率大小的比较器。试以 $U_m \sin \omega t$ 正弦波输入信号为例,分析它满足什么条件时,比较器输出为高电平。

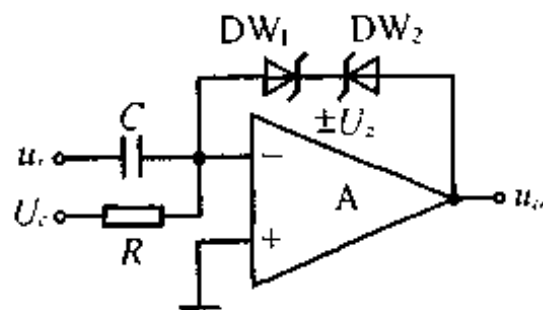
7-8 试叙述动态校零型电压比较器的工作原理。



习题图 7-1



习题图 7-2



习题图 7-3

第八章 信号波形发生器

信号波形发生器是许多测量仪器和电子设备中经常被采用的基本环节。在通用的测试设备如信号发生器中,信号波形产生电路也是最重要的环节。由于用途不同,需要产生的输出波形也有许多种,通常有正弦波、方波、矩形波、三角波、锯齿波、阶梯波等。其输出幅值、极性和信号频率可以是固定的,也可以是可调的。

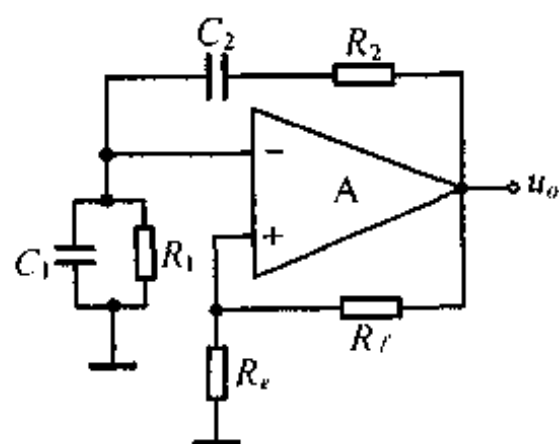
由于运算放大器的广泛应用,许多波形发生器已由运算放大器取代先前的晶体管电路,其波形质量、幅值和频率稳定性都有了很大提高。受运算放大器工作频率的限制,波形发生器通常产生的信号频率在 1MHz 以下,而低频下限可以做得很低,一般信号周期可做到几百秒,甚至更低。对信号产生电路提出的主要技术要求是,信号波形质量、信号幅值、频率、脉宽大小和变化范围,以及稳定性等。本章将讨论几种不同输出波形的波形发生器电路。

§ 8-1 正弦波发生器

正弦波发生器是应用最广泛的交流信号产生电路。采用运算放大器和不同的 RC 网络,则可构成不同工作原理的正弦波电路,如文氏电桥振荡器、正交振荡器、移相振荡器、双 T 桥振荡器等,其中文氏电桥振荡器应用最广泛。这里介绍前两种正弦波振荡电路。

一、文氏电桥正弦波发生器

图 8-1 为基本电路原理图。它是由运算放大器和文氏电桥构成的。运算放大器输出通过文氏电桥两个臂 R_2C_2 、 R_1C_1 反馈到运算放大器同相端形成正反馈,通过另外两个臂 R_f 、 R_i 反馈到反相端形成负反馈。



正反馈函数为

$$F_+(s) = \frac{R_1 \parallel \frac{1}{sC_1}}{R_2 + \frac{1}{sC_2} + R_1 \parallel \frac{1}{sC_1}} = \frac{1}{1 + \frac{C_1}{C_2} + \frac{R_2}{R_1} + sR_2C_1 - \frac{1}{sR_1C_2}} \quad (8-1)$$

正反馈函数的幅频特性和相频特性见图 8-2(a),分

图 8-1 文氏电桥正弦波发生器 别为

$$F_+(\omega) = \left[\left(1 + \frac{C_1}{C_2} + \frac{R_2}{R_1} \right)^2 + \left(\omega R_2C_1 - \frac{1}{\omega R_1C_2} \right)^2 \right]^{-\frac{1}{2}} \quad (8-2-1)$$

$$\Phi_F(\omega) = -\lg^{-1} \frac{\omega R_2 C_1 - 1/(R_1 C_2 \omega)}{1 + C_1/C_2 + R_2/R_1} \quad (8-2-2)$$

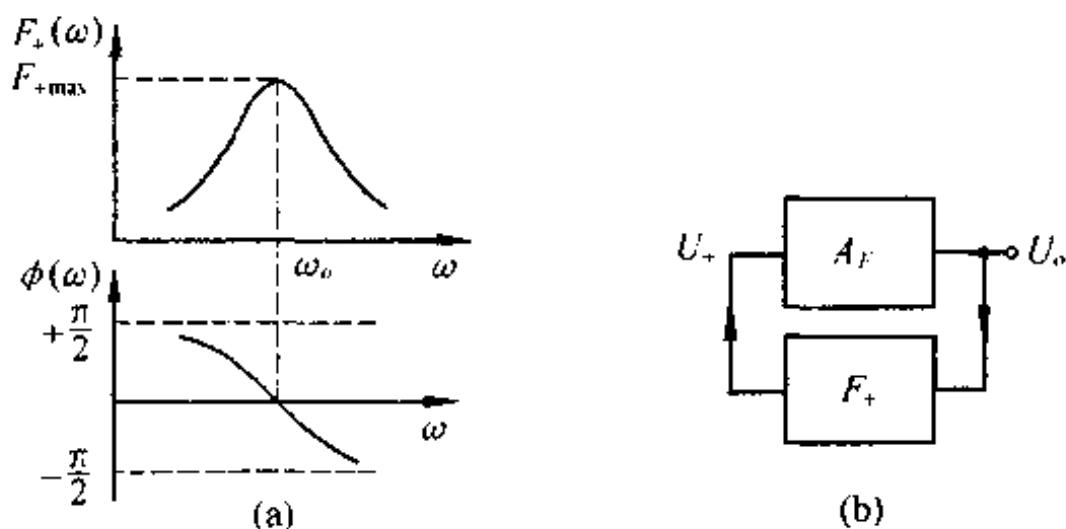


图 8-2 正反馈系数的幅频和相频特性

从图 8-2(a)中可以看出,正反馈系数是具有峰值的频响特性。

当 $\omega = \omega_0 = (R_1 C_1 R_2 C_2)^{-\frac{1}{2}}$ 时,相位角为零,正反馈系数为最大值,其值为

$$F_{+\max} = (1 + C_1/C_2 + R_2/R_1)^{-1} \quad (8-3)$$

若把同相端看作信号输入端,则运算放大器 A 和 R_c, R_f 构成的负反馈网络实际是增益为 $A_F = (R_c + R_f)/R_c$ 的同相放大器。由正反馈网络和同相放大器构成的振荡器框图如图 8-2(b)所示,其环路增益为

$$A_F F_+ = \frac{1 + R_f/R_c}{1 + C_1/C_2 + R_2/R_1 + SR_2 C_1 + 1/(SR_1 C_2)} \quad (8-4)$$

根据振荡理论,满足等幅振荡的条件是环路增益 $A_F F_+ = 1$,由此可得出满足等幅振荡的两个平衡条件:相位平衡条件: $\angle A_F F_+ = 0^\circ$,和幅值平衡条件: $|A_F F_+| = 1$ 。

根据相位平衡条件,可得出满足等幅振荡的频率条件

$$\omega_0 = (R_1 R_2 C_1 C_2)^{-\frac{1}{2}} \quad (8-5)$$

再根据幅值平衡条件,可得出满足等幅振荡的参数条件

$$R_f/R_c = C_1/C_2 + R_2/R_1 \quad (8-6)$$

这正好是在满足相位平衡条件下的最大正反馈系数等于负反馈系数所得出的条件。

实际上,很难实现环路增益始终为 1 的条件。为了使电路易于起振,希望起振时环路增益略大于 1,正反馈系数略强于负反馈系数。通常在取 $C_1 = C_2, R_1 = R_2$ 时,最大正反馈系数 $F_{+\max} = 1/3$,起振时负反馈系数必须略小于 $1/3$,即 $R_c < R_f/2$ 。当电路起振后,如果电路没有任何反馈调节过程,其振幅将越来越大,最终受输出动态范围的限制,达到比较大的输出幅度,其输出波形严重失真。为了实现起振后能维持一定的振荡幅度,保证振幅和频率的稳定性,而且波形失真小,则必须采用自动稳幅电路。

自动稳幅过程实际上就是自动调整负反馈系数的过程,使起振前正反馈略强于负反馈,电路易于起振。随振幅增大,稳幅电路自动调整负反馈系数,如自动增大 R_c 或减小 R_f ,使负反馈增强。当振幅增加到一定的幅度,负反馈系数等于正反馈系数时,振荡器输出将维持等幅振荡。这时,若出现某种偶然因素,使其振幅增大,则伴随着负反馈增强而使其作

减幅振荡,直至恢复到原有振荡幅值;若某种因素使其振幅减小,则伴随着负反馈减弱而作增幅振荡,直至恢复到原有振幅。这种自动稳幅过程,必须采用自动稳幅电路来实现。图 8-3 就是采用三种不同稳幅电路的文氏电桥振荡器电路。

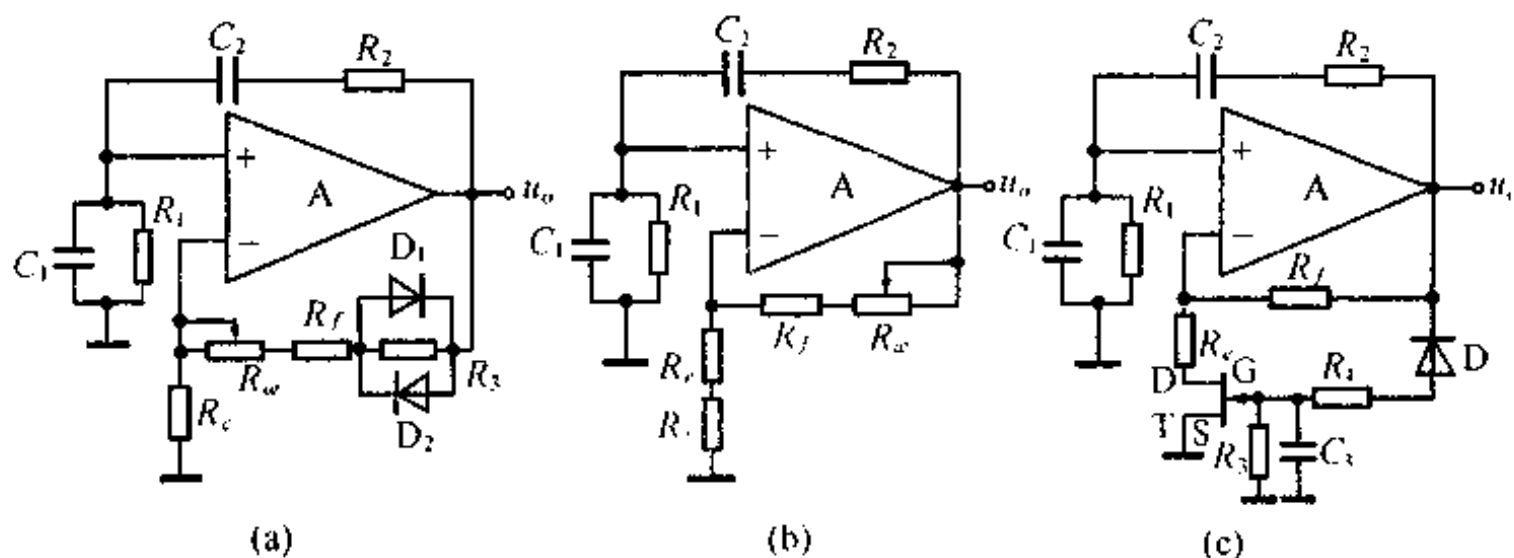


图 8-3 三种稳幅的文氏电桥振荡器电路

图 8-3(a)是利用二极管 D_1 、 D_2 非线性导通特性来实现稳幅的。当输出振幅比较小时,输出电压 u_o 在 R_3 上的分压不足以使二极管导通。这时负反馈系数 $F_- = R_f / (R_f + R_w + R_3 + R_f)$ 。由于串入电阻 R_3 而使负反馈系数相对比较小,振幅呈增长趋势。当振幅增大到一定值以后,在 R_3 上的分压值大于二极管结压降,限制了 R_3 上电压增长,其结果表现为负反馈系数增加。若振幅继续增加,由于二极管箝位作用,负反馈强于正反馈,则限制振幅继续增长,使其稳定在一定振幅上。调节 R_w 可调节稳幅值。这种稳幅电路简单,但由于二极管非线性特性的影响,其波形失真较大。与二极管相并联的电阻 R_3 越大稳幅效果越好,但随之波形失真增大。若在二极管中再串入电阻则可改善波形。

图 8-3(b)是采用具有正温度系数热(敏)电阻 R_t 的稳幅电路。起振前由于 R_t 中无电流加热,其阻值较小,负反馈系数也小,电路易于起振。随着振幅增大,因 R_t 中电流增加而发热,其阻值随之增加,负反馈系数也增大。直到负反馈系数等于正反馈系数后,电路维持在等幅振荡状态。这种电路输出波形失真小,但由于 R_t 热惯性的影响,起振后稳幅时间较长,且易受环境温度影响。为了保证输出幅值稳定,必须对 R_t 采取隔热措施。

图 8-3(c)采用的是场效应管稳幅文氏电桥振荡电路。场效应管稳幅有几种不同接法,这里介绍的是最基本的一种。下面较详细地叙述这种稳幅电路工作原理及其一些有关问题。

见图 8-4(a),是场效应管在不同负栅压下的伏安特性。从图中可见,在管压降 U_{DS} 比较小的区域内,当负栅压一定时,场效应管伏安特性为过原点的直线。这说明场效应管在一定负栅压下为纯电阻。栅压越负其电阻越大,如图 8-4(b)所示。稳幅电路正是利用场效应管导通电阻的栅压控制特性来实现

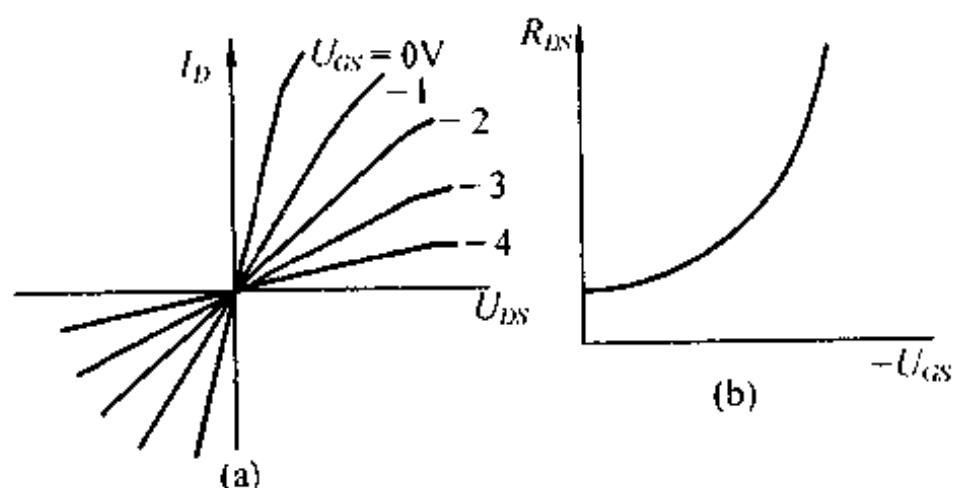


图 8-4 场效应管导通电阻控制特性

稳幅目的的。起振前,电容 C_3 上无电荷积累,场效应管栅压 $U_{GS} = 0$,则场效应管导通电阻最小,这时,负反馈系数

$$F = \frac{R_i + R_{DS}}{R_i + R_c + R_{DS}} \quad (8-7)$$

也是最小。设计时应小于 $1/3$,即 $(R_{DS} + R_c) < (1/2)R_i$,电路很容易起振。随振幅增大,经二极管 D 检波的负向电流给接在栅极上的电容 C_3 充上负电荷而形成负栅压,则场效应管导通电阻随之增大,负反馈系数减小。随振幅增加,反馈系数逐渐趋向于 $1/3$,则振幅趋向于稳定,实现了稳幅。这里需说明的是 C_3 上的负电压的充放电过程。当振荡器的输出电平低于电容 C_3 上的负栅压时,二极管 D 导通,通过电阻 R_4 给 C_3 负向充电,只有在一周期的很短时间内是负向充电,而在整个周期内 C_3 通过 R_4 放电。当充电和放电电荷平衡时, C_3 上的负电压达到稳定值。为了保证具有很小的纹波,应选择 R_3C_3 时间常数远大于振荡周期。当参数选定后,一定的输出振幅将产生一定的负栅极电压,反之,一定的负栅极电压相应要求一定的输出振幅。

根据稳幅条件,振荡器输出振幅要求场效应管导通电阻能自动控制在 $R_{DS} = R_i/2 - R_c$ 阻值上。由场效应管特性决定,需要相应的控制栅压,这就要求振幅检波电路提供相应的负栅极控制电压和获得此负栅极控制电压的输出振幅。当振幅检波电路和场效应管确定后,场效应管的负栅压和相应的正弦波稳幅输出幅度就是确定的了。场效应管特性对振幅和波形影响比较大,必须通过实验选择场效应管型号。在型号选定后,由于特性的分散性,为了达到设计要求的输出振幅,通常采用电阻 R_4 作调整元件。当增大电阻 R_4 ,则通过 R_4 的充电电流下降,必然使栅压减小, R_{DS} 电阻减小,负反馈减小而使振幅增大,同时使负向充电电流增加,直至充电电荷恢复到原来的量值,这样又达到新的稳幅状态。可见增大 R_4 电阻,输出振幅增大,反之减小。由于场效应管特性的分散性,当更换场效应管后必须重新调整 R_4 ,以达到设计的稳幅值。

在某些应用场合,如精密交流信号源,需要输出幅值极为稳定,这就需要更好的稳幅电路。如图 8-5 所示,就是其中的一种电路。

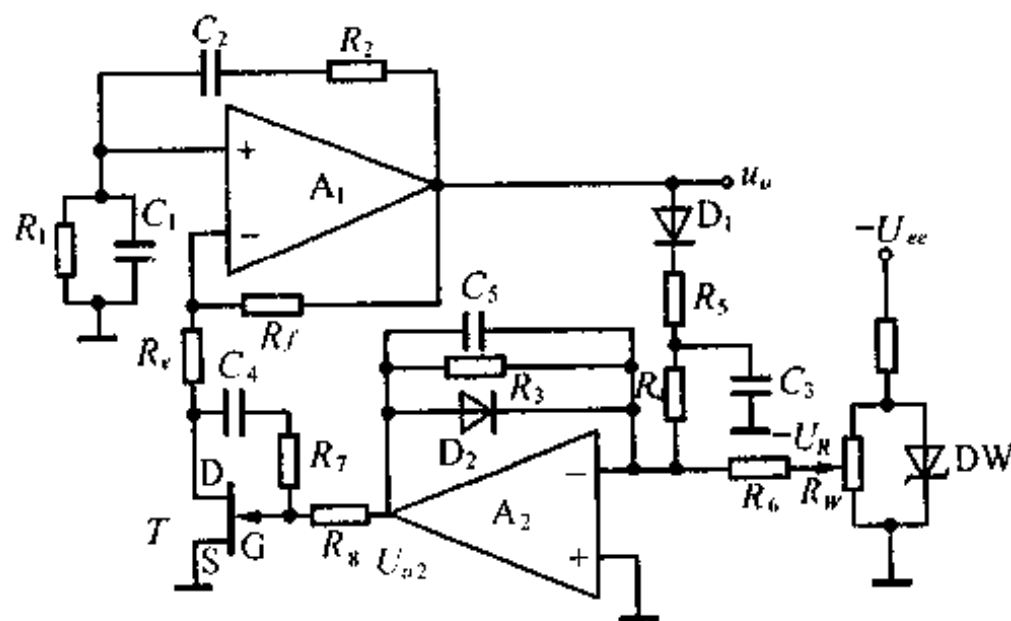


图 8-5 高稳定稳幅文氏电桥振荡器

此电路与图 8-3(c) 电路相比,是在稳幅电路中增加了一级比较放大器 A_2 。其工作原

理是：

电路起振前，电容 C_3 上电压为零，而 R_6 电阻从 R_{11} 上取出负直流电压为 $-U_R$ 。在 $-U_R$ 电压作用下，二极管 D_2 导通， A_2 输出电压箝制在 $+0.7V$ 左右，这时场效应管导通电阻很小，负反馈系数也小，则电路起振。随振幅增大，振幅检波电路在 C_3 上的正电压 U_{c3} 也随之增加。在 $+U_{c3}$ 和 $-U_R$ 电压的共同作用下，比较放大器 A_2 输出电压向负方向变化，二极管 D_2 截止，其输出电压 U_{o2} 就作为场效应管负栅压控制着场效应管的导通电阻。随振幅增大， U_{c3} 增大， A_2 输出的控制栅压控制场效应管导通电阻增大，随之负反馈增强，增幅振荡变缓，直至达到某一稳定幅值。上述稳幅过程很快完成。为了减小 A_2 输出电压的波纹而采用 C_3 和 C_5 滤波电容。

运放 A_2 的输出电压为

$$U_{o2} = -R_3(U_{c3}/R_4 - U_R/R_6)$$

考虑到 $R_3 \gg R_4$ ，则由上式得出

$$U_{c3} - U_R R_4 / R_6 = U_{o2} R_4 / R_3 \approx 0 \quad (8-8)$$

当振幅检波电路的 D_1 、 R_5 、 R_4 和 C_3 参数为一定时，输出振幅 U_m 与电容 C_3 上的直流电压成一定的比例关系，设

$$U_m = k U_{c3} \quad (8-9)$$

式中 k 为比例常数。

由式(8-8)和式(8-9)得出输出稳定振幅的基本关系式为

$$U_m = k U_R R_4 / R_6 \quad (8-10)$$

分析式(8-10)可见，振荡器输出幅值将主要由 R_4 、 R_6 、参考源 U_R 和振幅检波电路常数 k 来决定，而与场效应管特性的关系不大。这主要是在稳幅电路中增加了一级增益很高的比较放大器，用于实现交流幅值 U_m （通过 U_m 转换为 C_3 上的直流电压 U_{c3} ）与参考电压 $-U_R$ 的比较和放大，并控制场效应管的导通电阻来实现稳幅，这是高增益带来的好处。

在场效应管漏栅极之间所加的交流负反馈网络 R_7 、 C_4 、 R_8 ，主要是用于改善场效应管非线性而引起的波形失真。

二、正交正弦波发生器

这是由二阶低通滤波器和积分器构成的正弦波振荡器。它可同时给出相位差为 $\pi/2$ 的正弦波和余弦波输出，图 8-6(a)为其典型电路。

二阶低通滤波器是由运算放大器 A_1 和 $R_1 C_1$ 、 $R_2 C_2$ 网络构成的，其传递函数为式(6-71)。

通常选 $R_1 = R_2 = R$ ， $C_1 = 2C_2 = C$ ，且 $K = 1$ ，则传递函数为

$$G_1(s) = \frac{2(RC)^{-2}}{s^2 + 4(RC)^{-1}s + 2(RC)^{-2}} \quad (8-11)$$

其幅频特性和相频特性分别为

$$G_1(\omega) = \omega_0^2 [(\omega_0^2 - \omega^2)^2 + (2\xi\omega\omega_0)^2]^{-\frac{1}{2}} \quad (8-12-1)$$

$$\Phi_1(\omega) = -\arctg[2\xi\omega\omega_0/(\omega_0^2 - \omega^2)] \quad (8-12-2)$$

式中 $\omega_0 = \sqrt{2}(RC)^{-1}$ 为固有频率； $\xi = \sqrt{2}$ 阻尼比。

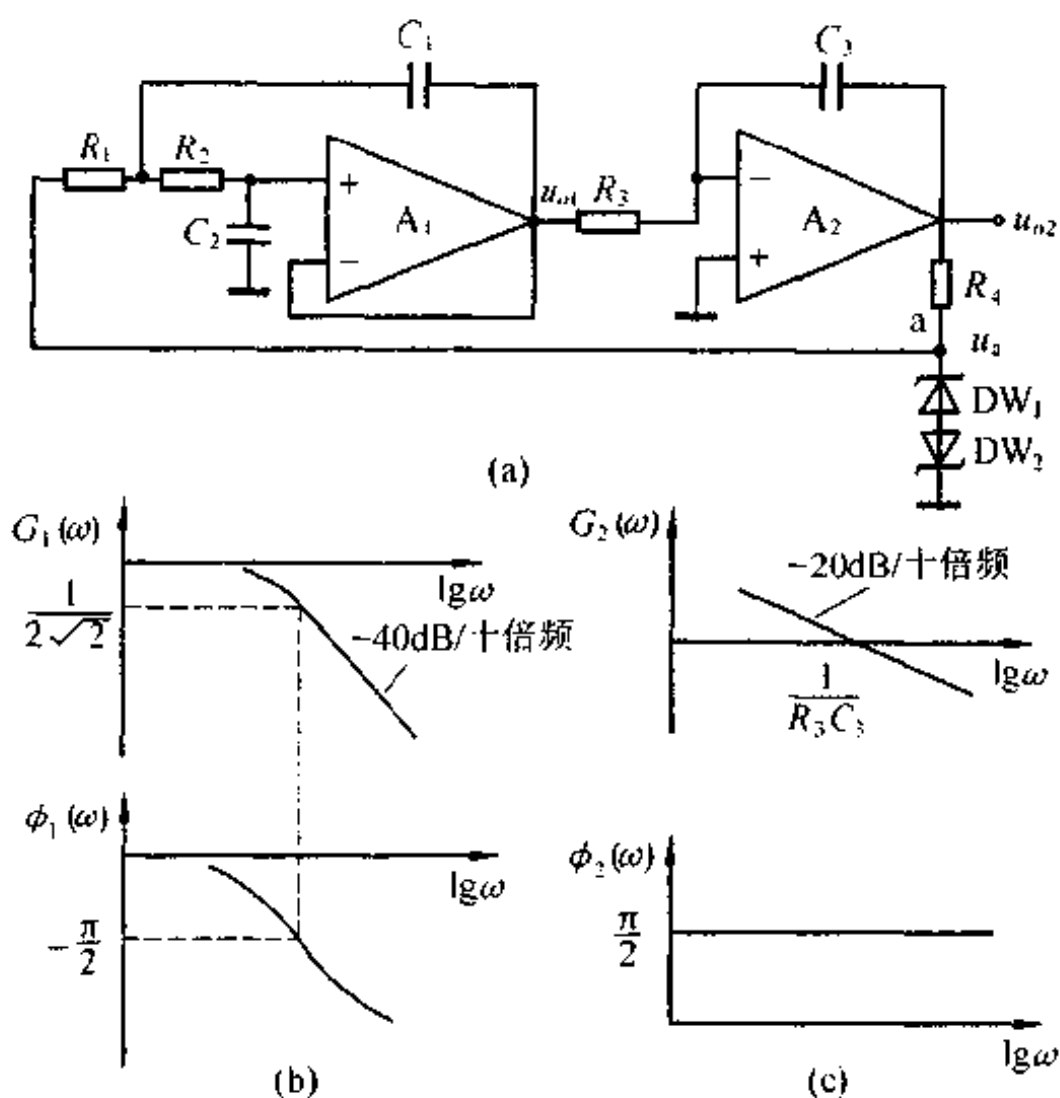


图 8-6 正交正弦波振荡器

从式(8-12)可见,当 $\omega = \omega_0$ 时,其二阶低通滤波器的相移正好为 $-\frac{\pi}{2}$,而增益为 $\sqrt{2}/4$,如图 8-6(b) 所示。

积分器是由运放 A_2 和 R_3C_3 构成。其传递函数为

$$G_2(s) = -1/(sR_3C_3) \quad (8-13)$$

此积分器的幅频特性和相频特性见图 8-6(c)分别为

$$G_2(\omega) = 1/(\omega R_3C_3) \quad (8-14-1)$$

$$\Phi_2(\omega) = +\frac{\pi}{2} \quad (8-14-2)$$

下面分析此正弦波发生器电路工作过程。暂不考虑限幅电路 R_4 、 DW_1 和 DW_2 的作用,分析 A_1 和 A_2 构成的振荡器工作原理,根据相位平衡条件

$$\Phi(\omega) = \Phi_1(\omega) + \Phi_2(\omega) = 0^\circ$$

可得出振荡频率为

$$\omega = \omega_0 = \sqrt{2}/RC \quad (8-15)$$

为了保证电路起振,必须保证在 ω_0 频率下,环路增益大于 1。一般取 $R_4 \ll R_1$,可忽略 R_4 的影响,再选择 $G_1(\omega_0)G_2(\omega_0) > 1$,即 $RC > 4R_3C_3$ 。若取 $C_3 = C$,则应选取阻值 $R_3 < R/4$,通常取

$$R_3 = (0.1 \sim 0.2)R \quad (8-16)$$

当电路起振后,为了得到稳定的输出幅值,这里采用 R_4 和特性相同的对接稳压管 DW_1 、 DW_2 作限幅电路。当 A_2 输出电压 u_{o2} 的幅度大于限幅电路的击穿电压 $\pm U_z$ 时,加到

低通滤波器输入端的正弦波电压 u_i 在 $\pm U_i$ 电平上被限幅。被削顶的正弦波 u_i 具有对称特性, 因此它不存在偶次谐波, 只有奇次谐波。由 A_1 所构成的二阶低通滤波器在 $\omega > \omega_0$ 的频率下具有每倍频程 -12dB 的衰减特性。 u_i 波形中的奇次谐波被大大衰减, 其中三次谐波可衰减 9 倍 (-19dB)。从 A_1 输出的正弦波 u_{o1} 的波形将大为改善。积分器 A_2 具有每倍频程 -6dB 衰减特性。 u_{o1} 的输出又经积分器对奇次谐波进行了衰减, 使三次谐波衰减 3 倍 (-9.5dB), 则 A_2 输出 u_{o2} 的波形失真度就更小。

§ 8-2 方波和三角波发生器

方波和三角波也是测量仪器中经常用到的基本波形, 和正弦波一样, 也可作为测量仪器的机内标准信号源。由于对波形质量、幅值和频率稳定性要求均比较高, 则以采用运算放大器来构成方波和三角波发生器最适宜。这两种波形经常可以在一个电路中获得。

一、方波发生器

图 8-7(a) 是由一个运算放大器构成的方波发生器典型电路。

为了获得输出幅值和脉宽均为比较对称和稳定的方波信号, 在运算放大器输出端接入限幅电路。限幅电路是由限流电阻 R_3 和对接的两个特性相同的稳压管 DW_1 、 DW_2 组成。两个稳压管轮流正向导通或反向击穿。限幅电压值为一个管的反向击穿电压和另一个稳压管正向导通电压之和。假设限幅电压为 $\pm U_z$, 则从限幅电路输出的是 $\pm U_z$ 的方波。

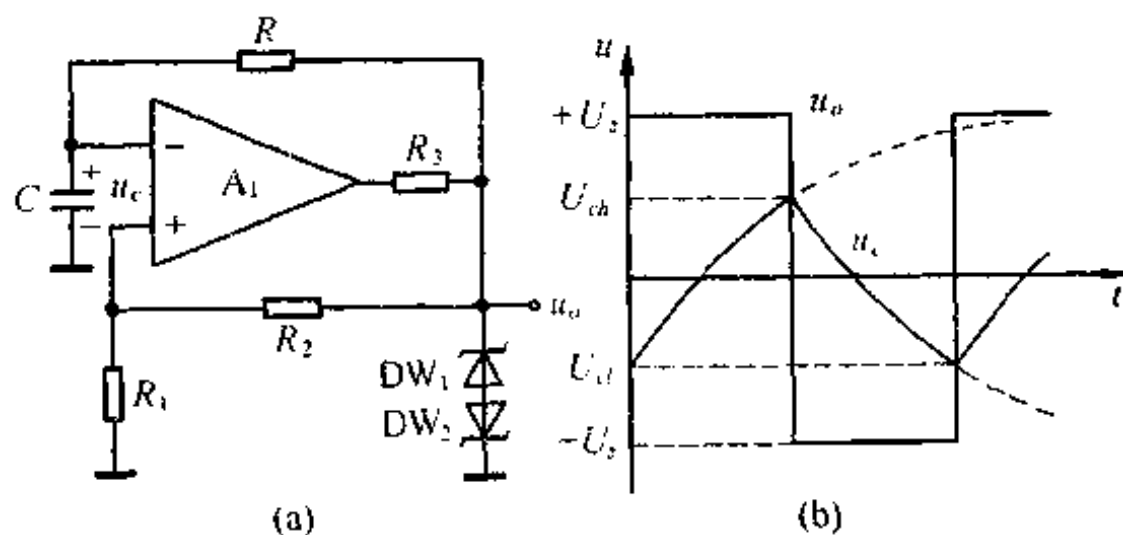


图 8-7 方波发生器

此方波发生器是由 RC 充放电电路和回差电压比较器构成, 后者是由运算放大器和正反馈网络 R_1 、 R_2 构成。以电容 C 上的电压 u_c 为输入信号的回差电压比较器的回差特性见图 7-12(b) 所示, 当电容 C 上的电压低于同相端电压时, 运放输出为高电平, 限幅电路的输出电压为 $+U_z$, 此时同相端的电压为上限比较电平 $U_{c1} = U_z R_1 / (R_1 + R_2)$ 。方波输出高电平 $+U_z$, 通过电阻 R 给电容 C 正向充电, 如图 8-7(b) 中的 u_c 曲线。当 u_c 上升到上限比较电平 U_{c1} 后, 从回差比较器特性可见, 运放输出为低电平, 限幅电路输出为 $-U_z$, 这时回差比较器同相端电压变为下限比较电平 $U_{c2} = -U_z R_1 / (R_1 + R_2)$ 。电容 C 则在 $-U_z$ 作用下反方向充电, C 上的电压按指数规律向低电平变化, 趋向于 $-U_z$ 。在 u_c 达到下限比较

电平 U_{c1} 后,从回差特性上可见,输出电压又将回到高电平 $+U_z$,同时同相端转变为上限比较电平 U_{c2} ,电容 C 上的电压则从 U_{c1} 开始按指数规律正向充电,并趋向于 $+U_z$ 。当 u_c 电平上升到上限比较电平 U_{c2} 时,输出电压又转为低电平 $-U_z$ 。如此反复则形成了幅值为 $\pm U_z$ 的方波输出。

由于电路对称,方波的频率只计算半个周期即可。电容 C 上的电压从下限比较电平 U_{c1} 向 $+U_z$ 充电时,其电压的时间函数表达式为:

$$u_c(t) = U_z - (U_z - U_{c1})e^{-\frac{t}{RC}} = U_z - U_z(2R_1 + R_2)(R_1 + R_2)^{-1}e^{-\frac{t}{RC}} \quad (8-17)$$

当 $t = T/2$ 时,根据 $u_c(T/2) = U_{c2}$ 的条件,可得出方波周期的计算公式:

$$T = 2RC \ln(1 + 2R_1/R_2) \quad (8-18)$$

其方波振荡频率为:

$$f = 1/2(RC)^{-1} \ln^{-1}(1 + 2R_1/R_2) \quad (8-19)$$

从式(8-19)可以看出,方波频率只取决于电阻 R 、 R_1 、 R_2 和电容 C 值。从以上分析中可知,当限幅电路的正反向限幅电压不等时,方波频率还与正反向限幅电压值有关。

输出方波的幅值稳定性决定于稳压管的击穿电压稳定性。由于稳压值和电阻电容比较稳定,可见此方波发生器易于实现输出幅值和频率均比较稳定的方波。

此方波上升和下降沿取决于三个因素:稳压管击穿的响应速度、运放电压摆率和方波输出幅度,由此决定其最高振荡频率。

分析式(8-18)可见,由于方波周期正比于电阻 R 和电容 C ,所以此方波发生器可作 R - T 和 C - T 变换器,并具有良好的线性变换特性,可用于 R 、 C 测量和变换。

二、方波、三角波发生器

上述方波发生器中,实际在电容 C 上的电压是按指数规律变化的,类似于三角波,但此三角波波形差,也不宜从此电容上引出输出信号。为了获得三角波输出,则需增加一级有源积分器来代替 RC 无源积分电路。这样就构成了同时获得方波和三角波输出的信号发生器,如图 8-8(a) 所示。图中 A_1 为有源积分器, A_2 为回差电压比较器。此回差电压比较器和回差传输特性见图 7-12(c) 所示。

此电路工作过程是,当回差电压比较器输出为低电平 $-U_z$,而积分器输出电压 u_{o1} 又低于上限比较电平 $U_{c2} = U_z R_1/R_2$ 时,由于回差电压比较器同相端电压为负, $u_+ < 0$,则回差比较器输出维持低电平 $-U_z$ 。此时积分器 A_1 在输入电压 $-U_z$ 的作用下,输出电压 u_{o1} 按恒定斜率正向积分。当积分器输出电压 u_{o1} 上升到上限比较电平 U_{c2} 时,回差电压比较器输出电压为高电平 $+U_z$,同时回差电压比较器的比较电平转变为下限比较电平 $U_{c1} = -U_z R_1/R_2$ 。积分器 A_1 在输入电压 $+U_z$ 作用下,积分器输出转为以恒定斜率负向积分。当积分器输出电压达到下限比较电平 U_{c1} 时,回差电压比较器输出转为低电平 $-U_z$,回差电压比较器的比较电平则又转变为上限比较电平。在电平 $-U_z$ 作用下积分器输出 u_{o1} 以恒定斜率正向积分。重复上述工作过程,则从 A_2 和 A_1 输出端可分别获得同频率的方波和三角波输出 u_o 和 u_{o1} 。

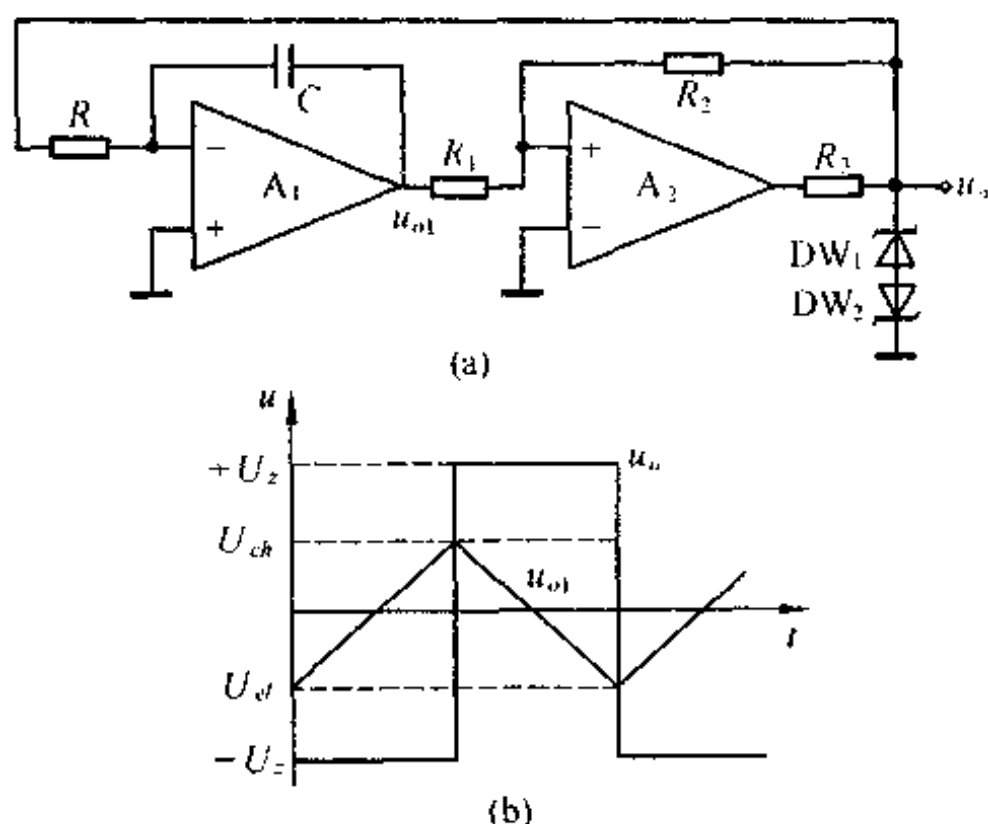


图 8-8 方波、三角波发生器

从上面的分析可见,方波输出幅值为 $\pm U_z$,而三角波输出幅值将由回差比较器上、下限比较电平来决定,即为 $\pm U_z R_1/R_2$,如图 8-8(b) 所示。

其振荡频率可作如下推导:由于限幅电压相等,上、下限比较电平量值也相等,则输出为对称方波,求其振荡频率,只需分析其半周期,再求出其周期即可求得。

如积分器作正向积分期间,积分器输出电压从下限比较电平 $-U_z R_1/R_2$,向上限比较电平 $+U_z R_1/R_2$ 斜变。设 $t=0$ 时 $u_{o1} = -$

$U_z R_1/R_2$,则积分器输出电压为

$$u_{o1}(t) = U_z(RC)^{-1}t - U_z R_1/R_2 \quad (8-20)$$

由于 $t = T/2$ 时,积分器输出电压 $u_{o1}(T/2) = +U_z R_1/R_2$,则可导出振荡周期:

$$T = 4R_1 RC/R_2 \quad (8-21)$$

或振荡频率

$$f = R_2/(4R_1 RC) \quad (8-22)$$

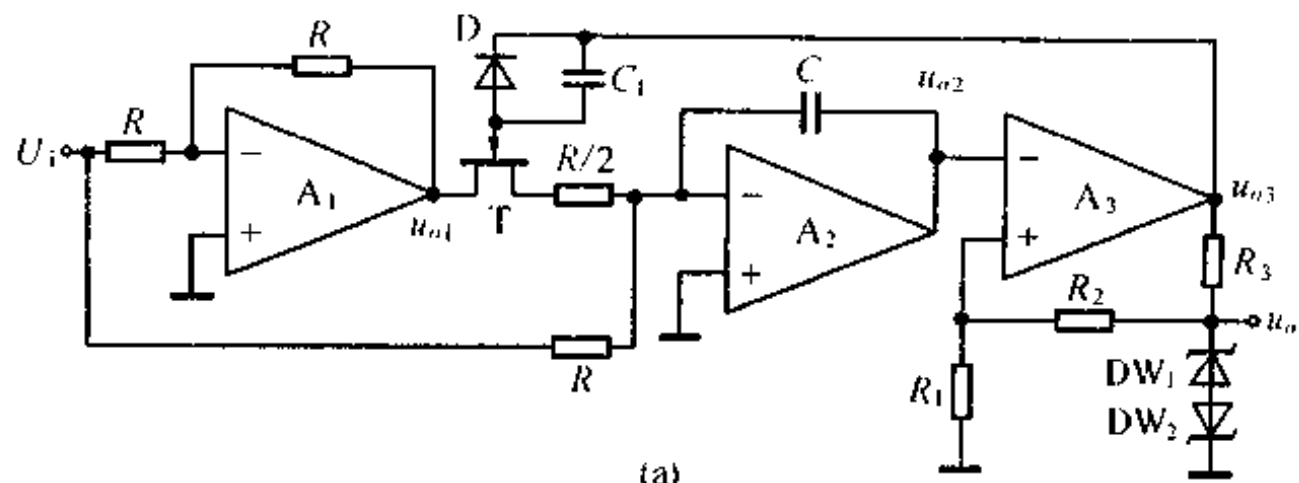
从式(8-21)或式(8-22)中可见,周期(或频率)只与电阻、电容参数有关,而与稳压值无关。假若正负限幅值不等,其上、下限比较电平的量值也不等,则输出电压将是时间和幅值均不对称的波形。 f 和 T 还与稳压值有关。

同样,最高工作频率取决于稳压管响应速度、运放的电压摆率及限幅电压值,而低频下限则取决于积分器所采用的运算放大器的开环增益、输入阻抗和积分电容漏电阻以及对三角波线性度的要求等。

§ 8-3 压控振荡器

对于上节介绍的方波、三角波发生器,如若改变其振荡频率,只能通过调节元件参数的方法来实现。这种调节方法不易实现其振荡频率的自动连续调节。本节介绍的压控振荡器就是由电压来控制振荡频率的一种信号发生器。这是测量仪器和许多电子线路中经常用到的一种振荡器电路,也是一种 V/F 变换器电路。图 8-9(a)就是其中一种典型的压控振荡器电路。

图中, A_1 为倒相器, A_2 为求和积分器, A_3 为回差电压比较器,它具有与图 7-12(b)一样的回差特性。当回差电压比较器输出为低电平,即 $u_o = -U_z$ 时, A_3 输出电压 u_{o3} 为接近于负电源电压的低电平,它控制模拟开关 T 使其夹断。这时积分器在输入电压 U_i 作用下,流入积分器虚地点的积分电流 $i_i = U_i/R > 0$,积分器输出从上限比较电平向下积分。当积



(a)

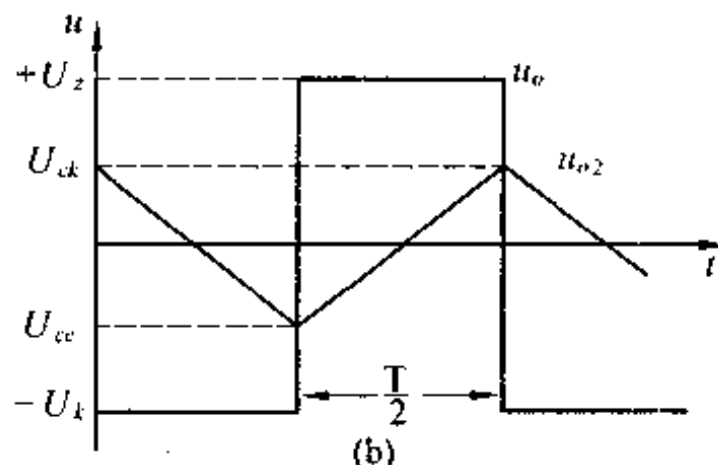


图 8-9 压控振荡器

分器输出电压 u_{o2} 下降到下限比较电平 $U_{ck} = -U_z(R_1/R_1 + R_2)$ 时,回差电压比较器输出为高电平 $u_o = +U_z$ 。此时运放 A_3 输出电压 u_{o3} 为接近于正电源的高电平,则模拟开关 T 导通。这时积分器有两个输入信号,一个仍为输入电压 U_i ,另一个是 U_i 经过倒相的电压,即 $u_{o1} = -U_i$,则积分电流 $i_z = U_i/R - 2U_i/R = -U_i/R$ 为负值,积分器作正向积分,积分器输出电压从下限比较电平向上积分。当积分器输出电平达到上限比较电平 $U_{ck} =$

$U_z R_1/(R_1 + R_2)$ 时,回差电压比较器输出又转变为低电平 $-U_z$,模拟开关 T 重新夹断,积分器在 U_i 作用下向下积分。如此反复则形成了方波和三角波输出电压波形。

方波幅值为 $\pm U_z$,三角波幅值为上、下限比较电平 $\pm U_z R_1/(R_1 + R_2)$ 。

下面求导振荡周期或频率的关系式,由于积分电流为 $\pm U_i/R$,则积分器输出正负积分时间相等,可由半周期的积分特性求出振荡周期。例如在负向积分的半周期内,积分器输出电压为

$$u_{o2}(t) = U_z R_1/(R_1 + R_2) - U_i t/(RC)$$

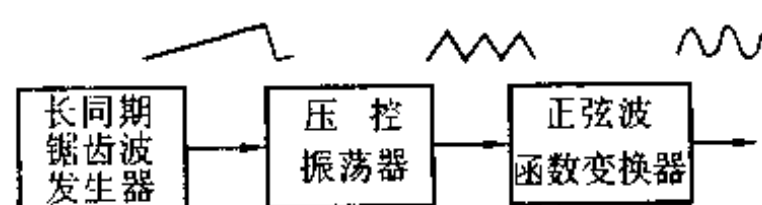
当 $t = T/2$ 时, $u_{o2}(T/2) = -U_z R_1/(R_1 + R_2)$,由此可导出振荡周期为

$$T = 4R_1 R C U_z (R_1 + R_2)^{-1} U_i^{-1} \quad (8-23)$$

振荡频率为

$$f = (R_1 + R_2) (4R_1 R C U_z)^{-1} U_i \quad (8-24)$$

可见此信号发生器的振荡频率与输入控制电压 U_i 成正比。当改变 U_i 时,则可获得振荡频率可变而幅值恒定的三角波和方波输出。



由于电压可以控制振荡频率,则称这类电路为压控振荡器。

当压控振荡器输入电压是由长周期正向斜波电压控制,再在压控振荡器三角波输出端外接一个正弦波函数变换器时,就构成了正弦波扫频信号发生器,图 8-10 为其构成方框图。

这是测量仪器和信号分析系统中经常用到的一种信号发生器。

§ 8-4 脉冲波和锯齿波发生器

当方波的高低电平持续时间不等时,则称为脉冲波,这是不对称的方波。为描述脉冲波的脉冲持续时间,常常采用占空系数(或占空比) D 来表示。占空系数 D 定义为脉冲持续时间 t_d 与脉冲重复周期 T 之比值,即

$$D = t_d/T \quad (8-25)$$

持续时间小于半周期者称为脉冲。脉冲为高电平者称为正脉冲,反之称为负脉冲。当三角波上升和下降时间不等,即为不对称三角波,则称为锯齿波。习惯上将上升时间大于下降时间的锯齿波称为正锯齿波,反之称为倒锯齿波。

假若在图 8-8(a)电路中采用击穿电压不等的稳压管,则可以获得脉冲波和锯齿波。但这种脉冲波和锯齿波的高低电平也随之变化。假若要求脉冲波和锯齿波高低电平量值相等,则可以通过改变积分时间常数方法来实现。例如在图 8-11(a)所示电路中采用了两个正向和反向连接的二极管 D_1 和 D_2 ,且各自串联一个电阻 R' 和 R'' ,用来改变积分时间常数。

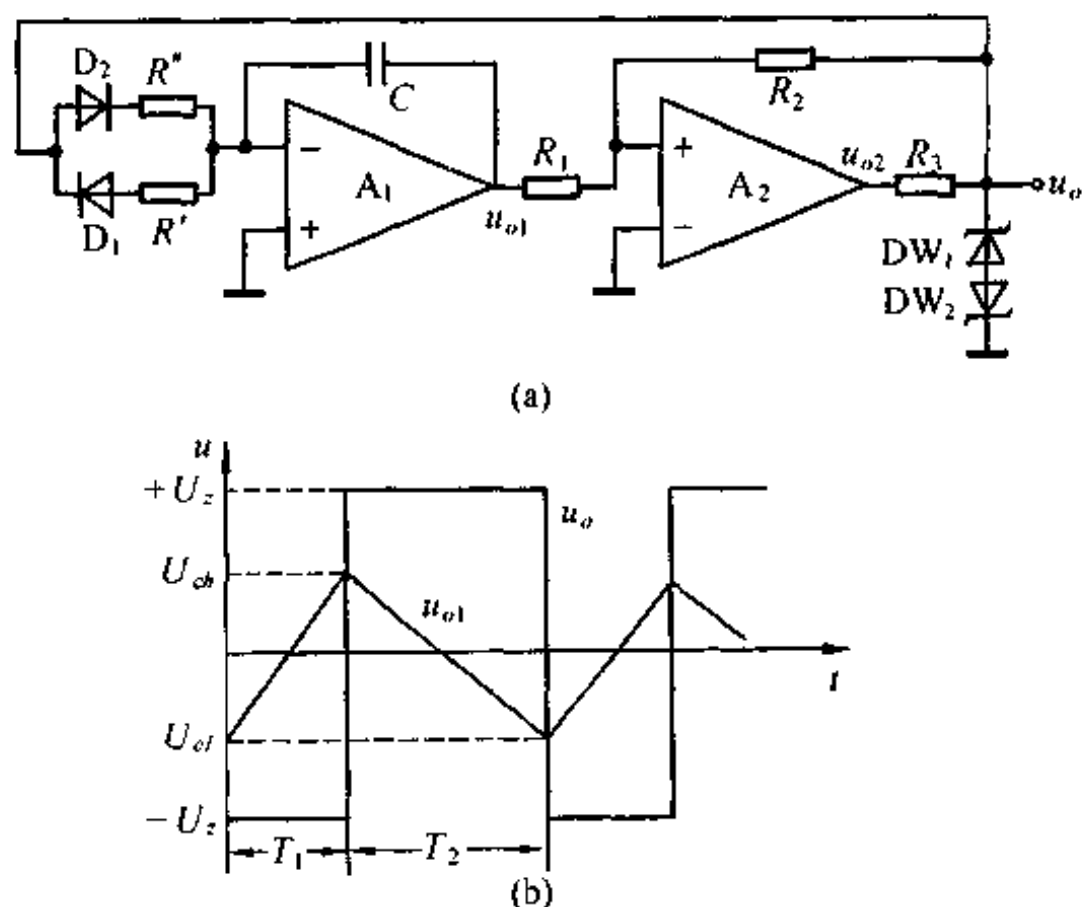


图 8-11 脉冲波和锯齿波发生器

当回差电压比较器输出电压为低电平 $-U_z$ 时,在 $-U_z$ 作用下,二极管 D_1 导通,积分器输出电压按 $R'C$ 时间常数由低电平向高电平积分。当积分器输出电压达到上限比较电平 $U_{ch} = U_z R_1/R_2$ 时,回差电压比较器输出电压由低电平转变为高电平 $+U_z$ 值。这时积分器在 $+U_z$ 作用下,二极管 D_2 导通,积分器输出电压按 $R'C$ 时间常数由高电平向低电平积分。当积分器输出电压下降到下限比较电平 $U_{cl} = -U_z R_1/R_2$ 时,回差电压比较器输出电压又从高电平 $+U_z$ 转变为低电平 $-U_z$ 。这时积分器又在 $-U_z$ 作用下作正向积分,重复上述过程。由于积分时间常数不同,则脉冲波高低电平持续时间不等。

在脉冲波低电平持续时间 T_1 内,积分器从下限比较电平积分到上限比较电平,在这段时间内积分器输出电压与时间的关系为

$$u_{o1}(t) = -U_z R_1 / R_2 + (U_z - U_D)t / (R' C) \quad (8-26)$$

式中 U_D 为二极管结电压。

当 $t = T_1$ 时, $u_{o1}(T_1) = +U_z R_1 / R_2$, 则可导出低电平持续时间为

$$T_1 = 2R_1 R' C R_2^{-1} U_z / (U_z - U_D) \quad (8-27)$$

同样可导出高电平持续时间为

$$T_2 = 2R_1 R' C R_2^{-1} U_z / (U_z - U_D) \quad (8-28)$$

由式(8-28)和式(8-27)可导出脉冲波重复周期为

$$T = T_1 + T_2 = 2R_1 C (R' + R'') R_2^{-1} U_z / (U_z - U_D) \quad (8-29)$$

而重复频率为

$$f = 1/T = R_2 (U_z - U_D) / [2U_z R_1 C (R' + R'')] \quad (8-30)$$

假设 $R' < R''$, 和 $A_1 A_2$ 输出电压波形分别为负脉冲波和倒锯齿波, 如图 8-11(b) 所示, 占空系数为

$$D = T_1 / T = R' / (R' + R'') \quad (8-31)$$

若改变脉冲波重复频率, 可在回差电压比较器输出端接一个电位器作分压器, 从滑动端取出分压作为积分器 A_1 输入电压。若电位器电阻 R_w 远小于 R' 、 R'' , 则调节此电位器, 即近似于线性调节脉冲波重复频率而不影响占空系数, 而脉冲波和三角波的幅值不变。

§ 8-5 阶梯波发生器

阶梯波发生器是输出电压波形随时间按阶梯形变化的波形发生电路。电路的构成方法有多种, 其中最基本的方法是在有源积分器输入端不断地以脉冲形式馈入定量电荷。馈入一次脉冲电荷, 积分器输出就增加一个台阶, 连续不断地馈入脉冲电荷, 则积分器输出电压就按阶梯形式上升。积分器输出达到某一电平时将自动返回到初始电平, 便形成一次阶梯波, 然后再重复形成下一个阶梯波。图 8-12 就是按这种方法构成的一种阶梯波发生器电路。 A_1 为脉冲波发生器, A_2 为积分器, A_3 为回差电压比较器。

负脉冲波发生器 A_1 与图 8-7 方波发生器电路构成基本相同。所不同的是设置了两个可调电位器 R_{w1} 和 R_{w2} 。若以 A_1 反相端为输入端, 则 A_1 是一个具有非对称回差特性的回差电压比较器, 其回差特性如图 8-13(a) 所示。

由于 $R_{w1} \ll R_{w2}$, 可认为 R_{w1} 动点的电压恒定, 其值为 U_{s1} , 此回差电压比较器的上、下限比较电平分别为

$$R_{ch1} = U_{s1} R'_{w2} / R_{w2} + U_z R''_{w2} / R_{w2} \quad (8-32-1)$$

$$R_{cl1} = U_{s1} R'_{w2} / R_{w2} - U_z R''_{w2} / R_{w2} \quad (8-32-2)$$

由上式可以得出上、下限比较电平间的宽度和中心电平, 分别为

$$U_B = 2U_z R''_{w2} / R_{w2} \quad (8-33-1)$$

$$U_m = U_{s1} R'_{w2} / R_{w2} \quad (8-33-2)$$

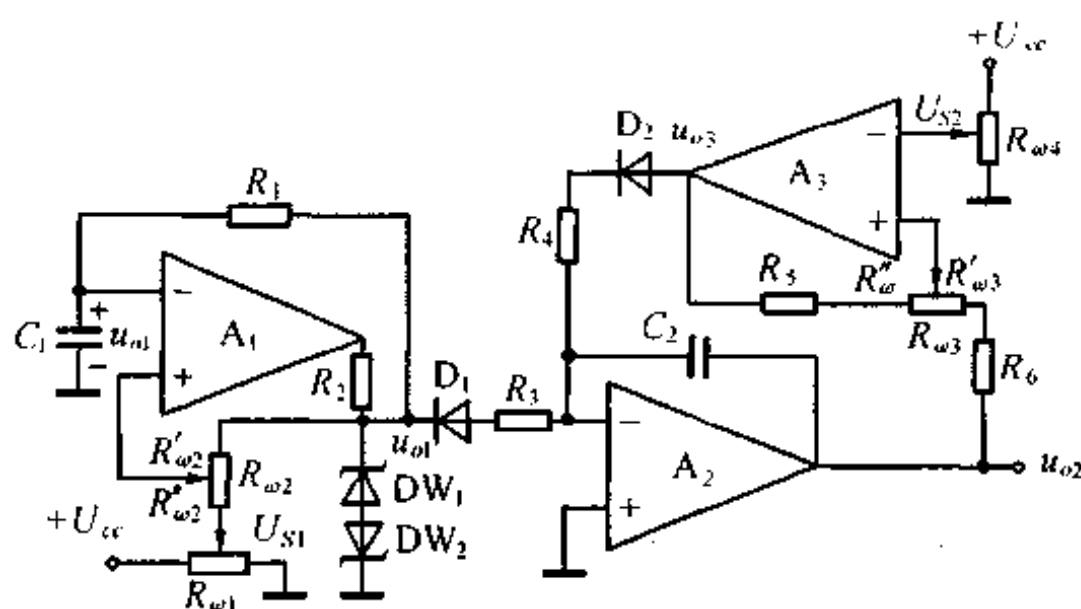


图 8-12 阶梯波发生器

可见,调节上、下限比较电平,应首先调节电位器 R'_{w2} , 实现宽度调整,然后调节电位器 R'_{w1} 调节 U_{s1} , 将使回差特性左右平移。

由 R_1C_1 和非对称回差电压比较器 A_1 构成的脉冲波发生器,其工作过程与图 8-7 所示的方波发生器相同,只是由于回差特性不对称,因而电容 C_1 的充放电时间不等,因此形成脉冲波。当 $U_{s1} > 0$ 时,输出为负脉冲波,其工作波形如图 8-13(b) 所示。从工作波形图中可以看出,此脉冲波发生器的上、下限比较电平应限制在 $\pm U_z$ 范围之内,即 $U_{c1} < +U_z$, $U_{c1} > -U_z$ 。这样可由式(8-32)得出 U_{s1} 也必须限制在 $\pm U_z$ 范围之内,否则将停止振荡。

负脉冲波发生器正、负脉冲持续时间可从下面求得。电容 C_1 上的电压 u_{c1} 是从下限比较电平向高电平 $+U_z$ 充电,其时间函数为

$$u_{c1}(t) = U_z - (U_z - U_{c1})e^{-t/R_1C_1} \quad (8-34)$$

当 $t = T_1$ 时, $u_{c1}(T_1) = U_{c1}$, 则由式(8-32) 和式(8-34) 可求出正脉冲持续时间为:

$$T_1 = R_1C_1 \ln \left[\frac{(U_z - U_{c1})}{(U_z - U_{c1})} \right] \\ R_1C_1 \ln \left[1 + \frac{2R'_{w2}U_z}{(U_z - U_{s1})R'_{w2}} \right] \quad (8-35)$$

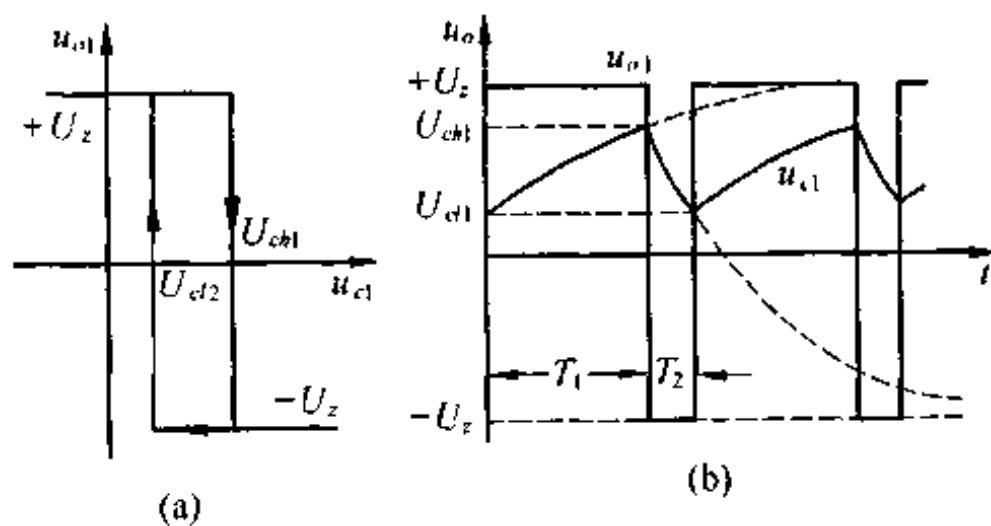


图 8-13 负脉冲波发生器的工作波形

同样,可导出 $u_{c1}(t)$ 从上限比较电平到下限比较电平的负脉冲持续时间为

$$T_2 = R_1C_1 \ln \left(\frac{U_z + U_{c1}}{U_z + U_{c1}} \right) = \\ R_1C_1 \ln \left[1 + \frac{2R'_{w2}U_z}{(U_z + U_{s1})R'_{w2}} \right] \quad (8-36)$$

则此负脉冲波的重复周期为

$$T = T_1 + T_2 =$$

$$R_1C_1 \ln \left[1 + \frac{4R'_{w2}R'_{w2}U_z^2}{(U_z^2 - U_{s1}^2)R'_{w2}} \right] \quad (8-37)$$

非对称回差电压比较器 A_3 是与图 7-13(c) 所示回差电压比较器基本相同的比较器

电路,所不同的是没有采用稳压管输出限幅电路。

若 R_w 电位器动点电压为 U_{s2} , A_3 输出电平分别为 $\pm U_{op}$, 则此回差电压比较器的上、下限比较电平分别为

$$\begin{aligned} U_{ch2} &= U_{s2} + (U_{s2} + U_{op})(R_6 + R'_{w3}) / (R_5 + R'_{w3}) \\ U_{cl2} &= U_{s2} + (U_{s2} - U_{op})(R_6 + R'_{w3}) / (R_5 + R'_{w3}) \end{aligned} \quad (8-38)$$

其回差特性如图 8-14 所示。

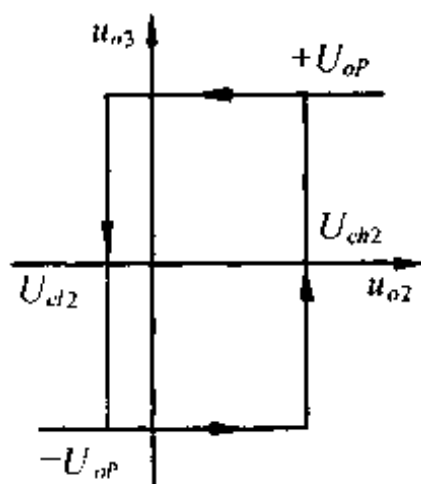


图 8-14 A_3 非对称回差电压比较器的传输特性

同样,首先调节 R_{w3} 可调整上、下限比较电平间的宽度,然后调节 R_w 改变 U_{s2} 电压,则回差特性回线平移。

阶梯波的产生过程如下:

在积分器 A_2 输出电压低于回差电压比较器 A_3 的下限比较电平时, A_3 输出为低电平 $-U_{op}$, 二极管 D_2 截止。积分器 A_2 只有来自 A_1 负脉冲波的输入信号 u_{o1} 。每当 u_{o1} 出现一次电平为 $-U_z$ 的负脉冲时, 二极管 D_1 导通一次, 此积分器在 $-U_z$ 作用下输出电压正向积分。积分时间由负脉冲持续时间 T_2 确定。在 T_2 时间内积分器输出电压上升一个台阶, 每个台阶电压为

$$\Delta U_{o2} = T_2(U_z - U_D) / (R_3 C_2) \quad (8-39)$$

当脉冲波为高电平时, 二极管 D_1 截止, 积分器输出

电压保持不变。当再次出现一个脉冲时, 积分器输出电压又上升一个台阶。这样连续不断的负脉冲, 将产生连续不断的上升阶梯波。当积分器输出阶梯波电压 u_{o2} 电平达到回差电压比较器 A_3 上限比较电平 U_{ch2} 时, A_3 输出电压 u_{o3} 转变为高电平 $+U_{op}$, 则二极管 D_2 导通, 积分器 A_2 在 $+U_{op}$ 作用下, 输出电压负向积分迅速下降。当输出电压下降到 A_3 的下限比较电平 U_{cl2} 时, A_3 输出又转变为低电平 $-U_{op}$, 二极

管 D_2 重新截止, 积分器 A_2 又在负脉冲串的作用下, 输出连续上升的阶梯波, 一直到 U_{ch2} 为止, 然后又返回到 U_{cl2} 电平上。如此循环下去, 将产生连续不断的阶梯波。阶梯波波形如图 8-15 所示。

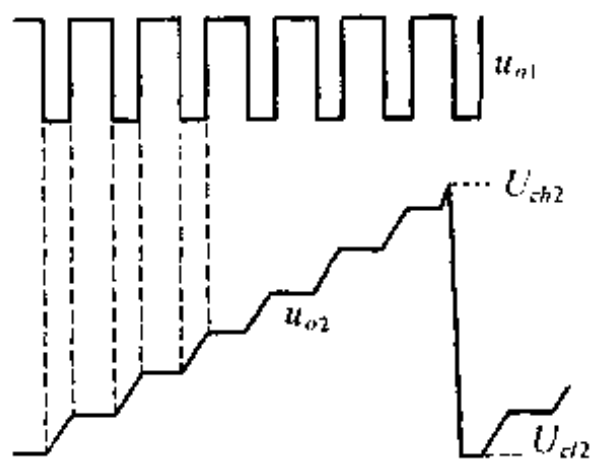


图 8-15 阶梯波发生器的工作波形图

复习思考题

- 8-1 试述文氏电桥正弦波振荡器和正交正弦波振荡器的工作原理。其振荡频率是根据什么条件确定的, 波形失真与哪些因素有关?
- 8-2 试分析习题图 8-1 所示的文氏电桥正弦波振荡器的稳幅工作原理。
- 8-3 试分析文氏电桥振荡器输出振幅稳定性与哪些因素有关, 如何提高稳定性?
- 8-4 试分析图 8-7(a) 所示方波发生器的工作原理, 方波幅值和频率与哪些因素有关?
- 8-5 请设计一个输入电压为 $10\text{mV} \sim 10\text{V}$, 振荡频率为 $10\text{Hz} \sim 10\text{kHz}$ 的压控振荡

器。输出三角波的幅值为 $\pm 6\text{V}$ 。

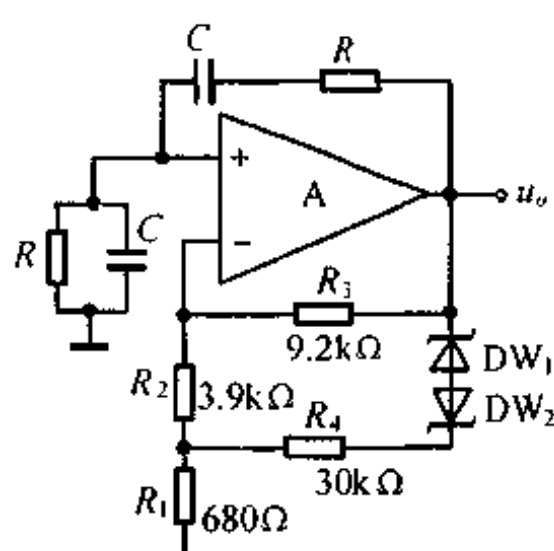
8-6 试将图 8-7(a)略加修改,将其变为输出波幅值仍为 $\pm U_r$,而脉宽不等的正、负脉冲波电路。

8-7 试通过脉冲波发生器工作原理的分析,总结一下回差电压比较器和积分器在波形发生器中所起到的作用。

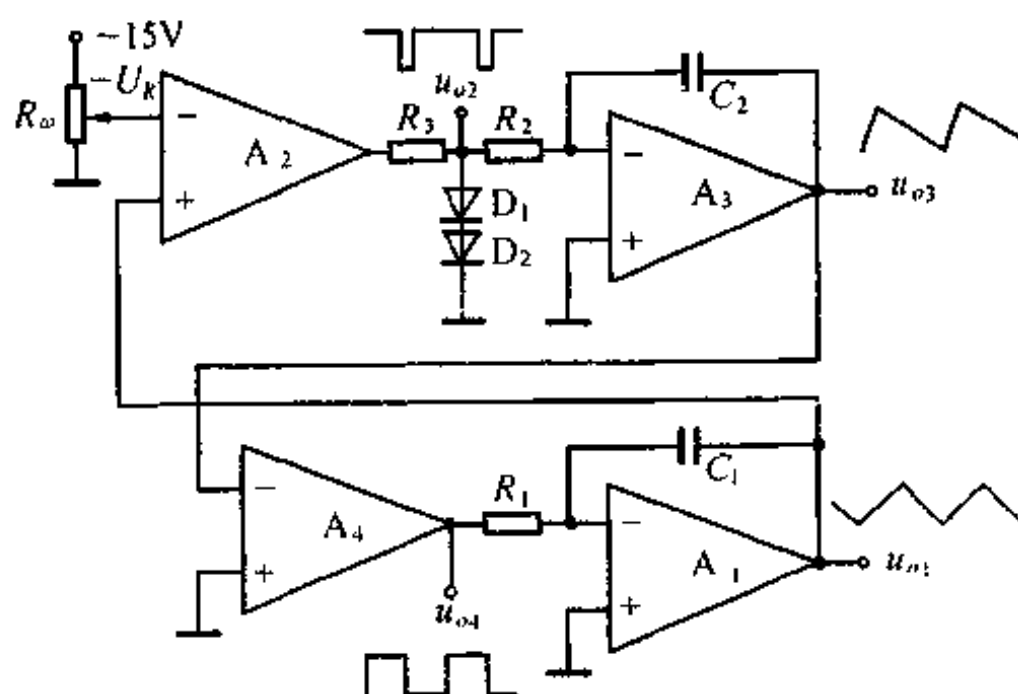
8-8 试分析波形发生器最低和最高振荡频率受什么限制。

8-9 试设计一个周期为 1ms ,占空比为 $0.1\sim 0.6$ 可调的,幅值为 $\pm 6\text{V}$ 的矩齿波发生器。

8-10 试分析习题图 8-2 所示的多种波形输出的波形发生器的工作原理及输出波形图。



习题图 8-1



习题图 8-2

参 考 文 献

- 1 〔美〕戴维德 F·斯图特著,张保栋,周鑫之译. 运算放大器电路设计手册. 北京:人民邮电出版社
- 2 谢源清编著. 模拟集成电路应用. 北京:人民邮电出版社
- 3 张郁弘,庄灿涛编著. 晶体管运算放大器及其应用. 北京:国防工业出版社
- 4 〔美〕J·G·格雷姆等编著,何同杰等译. 运算放大器 设计和应用. 北京:科学出版社
- 5 Jerald G·Grace, "Designing with Operational Amplifiers", McGraw-Hill Book Co. 1977.
- 6 John D·Lenk, "Manual for Operational Amplifier Users", A Prentice-Hall Co. 1976.
- 7 孔有林编著. 集成运算放大器及其应用. 北京:人民邮电出版社
- 8 王泳涛. 集成运算放大器实用基础. 北京:化学工业出版社
- 9 周宁华编著. 集成运算放大器及其在电子线路中的应用. 北京:国防工业出版社
- 10 〔美〕D·E·约翰逊等著,李国荣等译. 有源滤波器精确设计手册. 北京:电子工业出版社
- 11 〔美〕维克托 H·格林尼许,霍勒斯 G·杰克逊著. 集成电路导论. 北京:原子能出版社
- 12 谈文心、刘本鸿编. 运放及模拟集成电路. 北京:国防工业出版社
- 13 闻伍椿编著. 运算放大器在电测技术中的应用. 北京:机械工业出版社
- 14 〔日〕藤井信生著,赵满良等译. 运算放大器的基础与应用. 北京:电子工业出版社
- 15 秦世才、王朝英编. 集成运算放大器应用原理. 天津人民出版社
- 16 易明铎编. 集成运算放大器分析与设计. 北京:科学出版社
- 17 〔美〕D·E·约翰逊著. 滤波器理论导论. 北京:人民邮电出版社
- 18 〔日〕柳泽 键、金光 磐著. 北京:北京邮电学院数字通讯专业译. 有源滤波器的设计. 人民邮电出版社
- 19 〔美〕J·A·康奈利. 模拟集成电路. 北京:人民邮电出版社
- 20 陈清山、陈科燕编译. 世界最新集成运算放大器互换手册. 长沙:中南工业大学出版社
- 21 施良驹编. 集成电路应用集锦. 北京:电子工业出版社
- 22 常玉燕、吕光译. 日本电子电路精选. 北京:电子工业出版社
- 23 〔日〕“电子展望”编,宋嘉炜、佟希成、杨天鹏译. 集成电路应用 333 例. 北京:北京科学技术出版社

[G e n e r a l I n f o r m a t i o n]

书名= 运算放大器应用基础

作者= B E X P

页数= 1 9 5

下载位置= <http://202.118.180.121/ebook/sjy01/diskdx/dx19/26/!00001.pdg>