

湖南师范大学

硕士学位论文

跨导运算放大器原理与应用

姓名：曾菊员

申请学位级别：硕士

专业：电路与系统

指导教师：彭良玉

20070501

摘 要

模拟集成电路设计是随着 VLSI 技术的进步以及电子系统集成化的迫切需求应运而生。模拟滤波器作为模拟集成电路的重要单元,其结构生成方法和电路设计方法可推广至大规模集成电路设计,具有重要的参考价值和实际应用价值。跨导运算放大器 (Operational Transconductance Amplifier, 简称 OTA),它具有极佳的性能优点和明显的实用和理论价值,引起了电路和系统学术界的巨大兴趣。

本文研究了 OTA 的原理与应用电路。首先介绍了电流模式电路及 OTA 的发展情况。然后介绍了模拟滤波器的一些基本理论及经典实现方法。接着在 OTA 模型电路的基础上,全面归纳了 OTA 作为有源器件的模拟信号处理及运算电路:基于 OTA 的放大器、加法器、积分器等电路。在国内外研究成果的基础上,提出了一种基于平衡输出 OTA 的电流模式多功能滤波器,这种电路具有更好的高频特性,结构简单。介绍了一种任意阶电压模式多功能 OTA-C 滤波电路。以信号流图为基础,利用跨导运算放大器和电流传输器提出了一种新的高阶 OTA 和 CCII 电流模式多功能滤波器,只需选择不同的输出组合就可以实现五种滤波功能。接着基于迈逊信号流图理论,成功地设计出了一种新颖的基于 MOCCII 和 CCII-实现的 n 阶低通滤波器电路模型,该电路结构简单,由一个 CCII-、 n 个 MOCCII 和电容构成。与同类型电路相比,所用元器件较少,且电路中所有电容均接地,便于集成且与 VLSI 工艺兼容。最后,对基于 OTA 的正弦波振荡电路作了阐述,电路能实现振荡频率和振荡条件的独立调节。文章中所提出的滤波电路及振荡电路都经过了 PSpice 仿真软件的论证,结果与理论分析一致。

关键词: 跨导运算放大器, 电流模电路, 模拟集成电路, 有源滤波器

ABSTRACT

The design of analog integrated circuit derives itself from the development of VLSI technique and the urgent requirement of electronic system integration. Filter is an important unit of analog integrated circuit, whose structure construction and design method can extend to the design of large scale analog integrated circuit. Operational Transconductance Amplifier (abbreviation: OTA), it has very good performance advantage and obvious practical and theoretical value, the huge interest that has aroused circuit and systematic academic circles.

In this paper, the principle and design of Operational Transconductance Amplifier (abbreviation: OTA) and its circuit about application have been studied. Firstly, the development of current mode circuit and OTA are briefly introduced. Secondly, some basic theories and classical methods of analog filter are introduced in this paper. With the model circuit, this paper introduces the principle of OTA. Then, the analogue signal processing and operation circuits with the active network elements using OTA have been induced overall: amplifier, adder, integrator based on OTA. Based on the domestic and foreign research results the article proposed a new versatile filter based on dual output transconductance amplifiers. The proposed circuit has simple structure, excellent high-frequency performance. A voltage mode arbitrary order OTA-C multifunction filter is proposed. A new way to design n-order OTA and CCII current-mode versatile filter by signal flow graph is presented. It is possible to realize low pass, high pass, band pass, band stop and all pass by suitable choosing the outputs. A new way to design nth-order MOCCII and CCII- current-mode low-pass filter by signal flow graph is presented. The filter has some advantages such as fewer components, all the capacitors being grounded. The n-order filters only composed by one ccii- and n MOCCIIs and capacitors. The circuit is

integrated conveniently and is compatible with VLSI technology. Finally, sine oscillators using OTA also have been introduced, a sine oscillation circuit using OTAs has been presented, which can realize independence adjustment about frequency and condition of oscillation. All filter and oscillator proposed are all proved by the PSpice simulation, the simulation results have been consistent with the theoretical analysis results.

Key Words: operational transconductance amplifier, current mode circuit, analog integrated circuit, active filter

湖南师范大学学位论文原创性声明

本人郑重声明：所呈交的学位论文，是本人在导师的指导下，独立进行研究工作所取得的成果。除文中已经注明引用的内容外，本论文不含任何其他个人或集体已经发表或撰写过的作品成果。对本文的研究做出重要贡献的个人和集体，均已在文中以明确方式标明。本人完全意识到本声明的法律结果由本人承担。

学位论文作者签名：曾菊贞
2007年6月2日

湖南师范大学学位论文授权使用授权书

本学位论文作者完全了解学校有关保留、使用学位论文的规定，同意学校保留并向国家有关部门或机构送交论文的复印件和电子版，允许论文被查阅和借阅。本人授权湖南师范大学可以将本学位论文的全部或部分内容编入有关数据库进行检索，可以采用影印、缩印或扫描等复制手段保存和汇编本学位论文。

本学位论文属于

- 1、保密口，在-----年解密后适用本授权书。
- 2、不保密。

(请在以上相应方框内打“√”)

作者签名：曾菊贞 日期：2007年6月2日

导师签名：彭彦玉 日期：2007年6月9日

第一章 绪论

1.1 引言

世界上第一块集成电路,是1958年美国德克萨斯仪器公司的基尔比和仙童公司的诺伊斯同时制作出来的(中国的第一块集成电路是1965年制作出来的)。自此以后,集成电路经历了60年代的中小规模集成阶段、70年代的大规模集成阶段、80年代的超大规模集成阶段,随着深亚微米加工技术的应用,在新的世纪之初采用0.12微米微细加工技术,1G(千兆)SRAM(静态随机存取存储器)业已问世,这标志着集成电路已进入巨大规模集成(GSI)这一重要发展阶段。集成电路的出现,可使包含数百万、数千万个电子元器件或系统集成在指甲般大小的晶片上,装入导弹、卫星、飞船等,创造出梦幻般的奇迹。

世界集成电路产业的发展十分迅速。2000年世界半导体产值达2000亿美元,而以集成电路为基础的电子信息产品的世界市场总额超过1万亿美元,成为世界第一大产业。据国外权威机构预测,世界半导体的年平均增长率将达15%以上,到2010年全世界半导体的年销售额可达到6000~8000亿美元,它将支持4~5万亿美元的电子装备市场。集成电路的技术进步日新月异,目前世界集成电路大生产的主流技术为8英寸0.25微米,正在向12英寸0.18微米过渡。根据美国半导体协会(SIA)预测,到2010年将能达到18英寸0.07~0.05微米。集成电路的技术进步还将继续遵循摩尔定律,即每18个月集成度提高一倍,成本降低一半。系统集成芯片(SOC)技术、微电子机械(MEMS)技术、真空微电子技术;神经网络芯片和生物芯片;砷化镓(GaAs)集成电路、锗硅(GeSi)集成电路;基于量子效应的电子器件和量子集成电路等,正在成为人们研究的热点,21世纪将有可能成为新的技术发展领域。世界集成电路行业已形成美国、亚太、日本、欧洲比较均衡的四极化格局。

随着信息产品市场需求的增长,世界集成电路市场将保持较高速

的增长。根据世界半导体贸易统计协会（WSTS）的报告，1999年世界半导体市场销售总额为1451亿美元，2002年半导体市场销售额有所回落，但也超过了1410亿美元，2003年上半年销售额已达729.74亿美元。近年来，由于通信、计算机与互联网、电子商务，数字视听等产品的高速发展，带动了集成电路产业的发展，特别是因特网已成为当今推动集成电路产业发展的主导力量。性价比不断提高的电脑，迅速增加的通信产品，附加功能越来越多的消费类产品，以及汽车安全、自动化产品，半导体产品应用领域，如GPS（卫星定位系统）、数码相机、DVD等产品中，增长率在35%左右。全球集成电路市场都将在其带动下保持高速的成长。根据SIA预测，2001-2003期间美国、欧洲、日本、亚太地区世界4大集成电路市场继续保持稳步增长，在今后几年内，亚太地区在世界集成电路市场的占有率将会有明显上升，美国集成电路市场份额将会有明显下降，日本和欧洲在世界集成电路市场的份额将略有下降。到2003年，美国在世界集成电路市场的份额预计为30.4%，比2000年下降近1%，亚太在世界集成电路市场中的份额将上升1.5%。预计到2010年全球集成电路销售额将为7500亿美元，亚太地区将以占总数46%强而高居榜首，成为全球最大的集成电路市场。

模拟产品是连接真实世界的桥梁，是机器与人的界面，是沟通的本质；而就实际效果而言，它可改善声音的品质、提供更佳的影像、延长电池寿命等。模拟电子电路历史上采用电压模式设计方法，即电路的信号用电压变量表示，电路的功能通过处理电压信号实现。以集成电压运算放大器为代表的电压模式电路在模拟集成电路中一直占据着统治地位，并获得了广泛应用。对于电压模式电路，通常要求它在尽可能低的功耗下，提供尽可能大的电压信号摆幅。为此，要在电路中人为地设置多个高阻抗节点，去限制总的电流消耗和提高电压摆幅。这些高阻抗节点存在负面效应，严重地影响电路对高频和高速信号的处理能力，这是电压模式模拟电路发展中的一个难题。

电流模式设计方法在近十几年来得到了重视和发展，并把模拟集成电路推进到一个新阶段。当把电路中的信号形式由电压变成电流，通过处理电流信号来实现电路功能时，就可以设计出一些精巧新

颖的电路结构,在改善高频、高速信号处理能力和降低电源电压等方面取得奇迹般的好处,解决电压模式模拟电路和系统中一些难以解决的问题。

在现代高速集成工艺技术的支持下,一些早期提出的电流模式电路已经得到集成实现,还有一批新的有重要价值的电流模式标准部件已经研制成功并趋于成熟,一些新型电流模式电子系统正在开发中。理论和实践都证明,电流模式设计方法是模拟集成电路设计的重大突破,电流模式电路已经成为速度快、频带宽、电压低的新兴模拟集成电路的分支,具有广泛的发展前景^[1-20]。

1.2 本文的重要意义及国内外研究状况

电流模式信号处理方法和电路设计原理早在二三十年前就已经被提出,例如: B. Gilbert 在 1975 年提出跨导线性电路原理。但是,随着近几十年来集成工艺技术的进步,电流模式电路才得到集成实现和迅速发展。

在模拟信号处理中,信号的放大是最基本的运算。在早期,放大电路是根据具体电路来优化设计的。但对于电路的设计者和集成厂家,设计电路一般遵循的两个原则是:(1)使用高增益模拟放大器。应用这种放大器外加反馈网络,可精确并简单地实现许多模拟电路的功能;(2)低成本,以获取最大的经济效益。

电压运算放大器就是基于这两个原则发展起来的运算放大器,并一直主宰着模拟系统。它的优点是:开环电压增益很高,一般工作在深度负反馈状态,其闭环特性完全由反馈网络的特性决定,而与放大器本身的开环增益无关。电压运算放大器的差分输入级能很好地抑制共模信号。它只要求一个简单的输出级,即可同时提供负反馈和驱动负载。这样,为电路的实现带来了一定的方便。但也正是由于这种结构,导致了它的功能和多样性的一些限制,主要有以下几个方面:1. 固定的增益-带宽积限制了运放的带宽。因为电压型放大器的输出量是电压,为了将晶体管的输出电流转换成大幅度的输出电压,必须在每一级内设置一高阻抗节点。由此引起晶体管极间电容上的大幅度电压摆动,形成严重的时间延迟,使得电压型放大器的高频应用范围远

低于晶体管本身的截止频率。2. 输入极的偏流决定压摆率(slew rate)的最大值, 限制了电压运算放大器的功能。3. 由于电压运放工作于闭环, 故器件不易形成一个受控输出电流。

为了解决电压运放在性能和多用途方面的缺陷, 电流模式电路设计技术应运而生。如果被处理的信号由随时间变化的电流代表, 那么电路就称为电流模式电路。显然, 电流模式电路具有低的输入阻抗和高的输出阻抗。同时, 电流模式电路能形成一个被扩展的输出电流的放大器结构, 低阻抗节点可减小整个电路的功率损耗。

为实现电流模式电路, 一些新型放大器件应运而生, 如跨导运算放大器(OTA)、电流反馈运算放大器或互阻抗运算放大器(CFA)、电流传输器(CC)。它们的共同特点是: 导致电路的带宽和增益相互独立, 克服了电压放大器增益-带宽积的限制^[1]。

跨导运算放大器(Operational Transconductance Amplifier, 简称OTA), 它是一种双极型集成工艺制作的通用标准部件。它的用途可以分为两方面。一方面, 在多种线性和非线性模拟电路和系统中进行信号运算和处理; 另一方面, 在电压信号变量和电流模式信号处理系统之间作为接口电路, 将待处理的电压信号变换为电流信号, 再送入电流模式系统进行处理。与电压运放相比较, 跨导运放有以下特点:

(1) 放大作用比电压运放小。

(2) 两种集成电路结构比较, 跨导型运放的机构简单得多。其输入级将电压输入信号变换为电流信号后, 可直接利用后级晶体管的电流放大作用, 将电流信号放大并传送到输出端。此外, 跨导运放没有阻抗变换、电平转移等环节, 具有电路简单, 结构紧凑的特点。

(3) 跨导型运放的通频带比电压型运放宽得多, 这是因为跨导型运放的输出量是电流, 现有主要电子器件(三极管、场效应管)的输出量是电流, 当电压输入信号在输入级变换为电流信号之后, 再经电流传输或放大级, 即可获得电流输出信号。无需设置高阻抗节点。晶体管极间电容两端没有大的电压摆动。

(4) 跨导运放的增益正比于输入级驱动管的 g_m 值, 而 g_m 值又正比于其偏置电流值。因此, 借助改变偏置电流, 可以调节跨导型运放的增益值。因而, 跨导型放大器的输出电流不仅受控于输入电压信号,

而且受控于一个增益调节信号，使放大器增添了一个新的控制端。这一特点将为跨导型运放的应用增加多样性和灵活性，并可进行程控。

总之，跨导运放的特点是：输出电阻高，输出量是不随负载变化的电流；高频性能好，通频带宽，新增加一个增益控制端，使增益连续可调；电路结构简单，容易设计制造。跨导运放现有 CA3060，CA3080，LM13600 等系列产品。

基于双极互补集成工艺及电流模式电路设计技术的日趋成熟，OTA 的应用越来越广泛。例如，跨导电容(OTA-C)滤波器由 OTA 和电容 C 组成。跨导电容(OTA-C)滤波器被普遍应用于高频领域。在射频(RF)接收系统中，天线的输出紧跟一个射频预选择滤波器(Pre-Select Filter)，混频器前需要影像反射滤波器(Image-Reject Filter)，A/D 转换前需要经过信道选择滤波器(Channel-Selection Filter)，和防混叠滤波器(Anti-Aliasing Filter)。另一个典型应用是计算机的硬盘驱动系统，在从硬盘中读取数据时，必须要有一个均衡滤波器(Equalization Filter)，以提供延迟补偿，减小符号间干扰。动态范围大、体积小、重量轻、功耗低、可靠性高、成本低等是这些系统对滤波器的基本要求。

在电路和系统学术界引起巨大兴趣的是 OTA 采用的电流反馈方法及新颖拓扑结构所产生的良好动态特性，具有明显的理论和实用价值。不少作者对 OTA 的设计思想、拓扑结构、贡献与不足、优点与缺点进行了热烈讨论，充分说明这一新型器件的成功之处，也说明尚有不少问题有待研究解决。

1.3 本文的内容安排

本文研究了跨导运算放大器原理及其应用电路的设计。首先简单介绍了电流模式电路及 OTA 的发展情况，然后从 OTA 的模型及实现电路的基础上，阐述了 OTA 的工作原理；全面归纳以 OTA 为有源元件的模拟信号处理及运算电路：基于 OTA 的放大器、加法器、积分器、模拟电阻、压控回转器、压控模拟电感等；在国内外研究成果的基础上，提出了一种基于平衡输出 OTA 的电流模式多功能滤波器，这种电路具有更好的高频特性，而且所用的元件少，结构简单，易于

级联。介绍了一种任意阶电压模式多功能 OTA-C 滤波电路。以信号流图为基础,利用跨导运算放大器和电流传输器提出了一种新的高阶可调的 OTA 和 CCII 电流模式多功能滤波器,只需选择不同的输出组合就可以实现五种滤波功能。最后介绍了几种振荡电路。所提出电路大都经过了 PSPICE 仿真,仿真结果与理论分析的结果一致。

本文分为六个部分,分别用六个章节进行介绍。第一章绪论部分介绍了电流模式电路与 OTA 的国内外发展状况,以及在电子行业中的重要意义;第二章先是概括性地阐述了模拟滤波器的产生和发展情况,接着简要地介绍了有源滤波器的分类及双二阶函数和二阶滤波器结构。然后回顾了有关模拟滤波器的一些基本理论,如逼近理论、频率变换和网络变换理论以及灵敏度分析理论等,这些理论对有源滤波器的分析和设计至关重要;第三章从网络角度入手,系统地介绍了跨导运算放大器模型及实现电路,归纳了各种基于跨导运算放大器的基本模块电路,以及应用这些基本电路模块构成的有源网络元件模拟电路和模拟信号处理电路;第四章在国内外研究成果的基础上,提出了一种基于平衡输出 OTA 多功能滤波器,并且进一步提出了高阶的多功能滤波电路;第五章参考列举了两种基于 OTA 和 CCII 的多功能滤波器,利用信号流图提出一种新的高阶可调的 OTA 和 CCII 电流模式多功能滤波器。接着讨论了 CCII 和 CCCII 的关系,并利用电流控制传输器取代电流传输器提出了一种新的电流模式二阶低通滤波器。第六章介绍了几种振荡电路,这些具有以下几个优点:1.无源元件仅由电容构成且接地,便于单片 MOS 集成;2.频率可由 OTA 的偏置电流近似线性调整,易构成电控振荡器。

第二章 模拟滤波器理论

2.1 有源滤波器的发展简史

早在 1915 年美国的坎贝尔 (Campbell) 和德国的华格纳 (Wagner) 各自独立地发明了滤波器, 滤波器作为一门学科发展到现在已经有九十多年的历史, 它除在通信领域被大量应用外, 还在自动控制、雷达、声纳、人造卫星、仪器仪表测量及计算机技术等领域中有着广泛的应用。滤波器理论实质上是沿着文献上称为“经典滤波器理论”和“现代滤波器理论”两个方向发展起来的。经典滤波器理论是由坎贝尔和若贝尔 (Zobel) 等人在 20 年代发展起来的, 其中内容是用影响参数法设计无源集总滤波器。现代理论是由柯尔 (Cauer)、达林顿 (Darlington) 等人在 30 年代发展起来的, 它比经典理论精确, 更有普遍性。实质上它包括用转移函数来近似滤波器指标, 及使用能精确实现此转移函数的方法来设计网络。由于函数的近似和网络设计的实现可以通过高速电子计算机以最优和最精确的方法予以解决, 算出各种图表以供查阅, 因此, 这方面的理论和设计也日益普及。

有源 RC 滤波器最早可追溯到 1938 年斯科特 (Scott) 的选择放大器, 但是直到 1954 年林威尔 (Linville) 用转移阻抗综合, 提出用负阻变换器, 这才做出第一个真正的有源滤波器。从那时起才开始对有源滤波器进行大量的研究。在 1965 年谢若依 (Shenoi) 提出用回转器做成的滤波器以及运算放大器问世以后, 对有源滤波器的研究更是发展迅速。1967 年赖尔登 (Riordon) 用差分放大器模拟电感。级联有源 RC 滤波器理论和设计在六十年代不断得到完善并日趋成熟^[2]。七十年代以来, 由薄膜电容、薄膜电阻和硅集成电路运算放大器构成的薄膜混合集成电路提供了大量质优价廉的小型 and 微型有源 RC 滤波器。集成电路技术的出现和迅速发展给有源滤波器赋予巨大的生命力。集成电路有源滤波器不但从根本上克服了 R、L、C 无源滤波器在低频时存在的体积和重量上的严重问题, 而且成本低、质量可靠及寄生影响小。和无源滤波器相比, 它的设计和调整过程较简便, 此外还能提供增益。

2.2 有源滤波器的分类

滤波器是以某种规定的方式将输入信号转换成所要求的输出信号，由于信号可以在时域上分析，也可在频域上分析，因此对滤波器的输出要求也可通过时域或者频域来描述。习惯上选用频域描述，这时滤波器就是一种所谓有“频率选择”功能的装置。它允许某一些频率的信号顺利通过，而对另一些频率的信号则给以阻塞或衰减，使它们难以通过。

对于幅频响应，通常把能够通过的信号频率范围定义为通带，而把受阻或衰减的信号频率范围称为阻带，通带和阻带的界限频率叫做截止频率。

理想滤波器在通带内应具有零衰减的幅频响应和线性的相位响应，而在阻带内应具有无限大的幅度衰减($H(j\omega)=0$)。按照通带和阻带的相互位置不同，滤波器通常可分为以下几类：

低通滤波器 其幅频响应如图 2-1 (a) 所示，图中 H_0 表示低频增益 $|H|$ 为增益的幅值。由图可知，它的功能是通过从零到某一截止角频率 ω_H 的所有频率则完全衰减，因此其带宽 $BW = \omega_H$ 。

高通滤波器 其幅频响应如图 2-1 (b) 所示。由图可以看到，在 $0 < \omega < \omega_L$ 范围内的频率为阻带，高于 ω_L 的频率为通带。从理论上来说，它的带宽 $BW = \infty$ ，但实际上，由于受有源器件带宽的限制，高通滤波器的带宽也是有限的。

带通滤波器 其幅频响应如图 2-1 (c) 所示。图中 ω_L 为低边截止角频率， ω_H 为高边截止角频率。由图可知，它有两个阻带： $0 < \omega < \omega_L$ 和 $\omega > \omega_H$ ，因此带宽 $BW = \omega_H - \omega_L$ 。

带阻滤波器 其幅频响应如图 2-1 (d) 所示。由图可知，它有两个通带： $0 < \omega < \omega_L$ 及 $\omega > \omega_H$ ，和一个阻带： $\omega_L < \omega < \omega_H$ 。因此它的功能是衰减 ω_L 到 ω_H 间的信号。同高通滤波电路相似，由于受有源器件带宽的限制，通带 $\omega > \omega_H$ 也是有限的。

全通滤波器 其幅频响应如图 2-1 (e) 所示。该滤波器让所有的信号都无衰减地通过，由于这种滤波器对信号的幅度没有影响，因而通常用于系统中需要弥补相位的地方，同时还用来调节系统的零极点，从而使原系统达到稳定或变成最小相位系统^[4]。

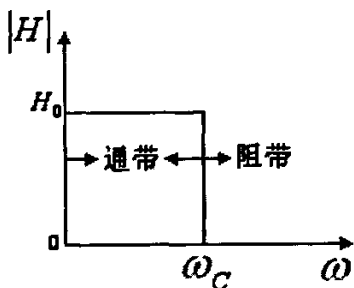


图 2-1 (a) 理想低通滤波器的幅频响应

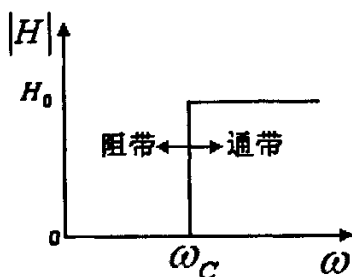


图 2-1 (b) 理想高通滤波器的幅频响应

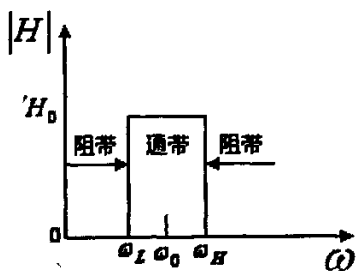


图 2-1 (c) 理想带通滤波器的幅频响应

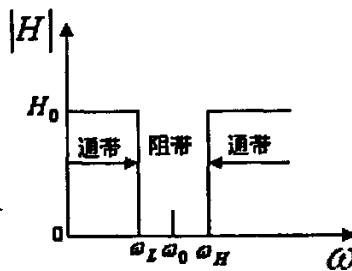


图 2-1 (d) 理想带阻滤波器的幅频响应

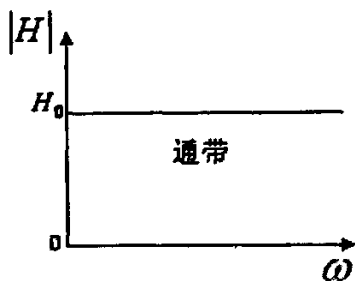


图 2-1 (e) 理想全通滤波器的幅频响应

2.3 双二阶函数和双二阶滤波器结构

通常把分子、分母都是 S 变量二阶形式的传输函数称作双二阶函数，如下式所示：

$$H(S) = \frac{a_2 S^2 + a_1 S + a_0}{S^2 + b_1 S + b_0} \quad (2-1)$$

适当选择系数 $a_i (i=0,1,2)$ ， $H(S)$ 可以表示各种类型二阶滤波器的传输函数，包括低通 ($a_2=a_1=0, a_0 \neq 0$)、高通 ($a_0=a_1=0, a_2 \neq 0$)、带通 ($a_0=a_2=0, a_1 \neq 0$)、带阻 ($a_1=0, a_2 \neq 0, a_0 \neq 0$) 和全通 ($a_2=1, a_1=-b_1, a_0=b_0$)。

双二阶函数一般具有一对共轭极点和一对共轭零点。由于一对极点位置可用 ω_p (极点频率) 和 Q_p (极点 Q 值) 表示，一对零点位置可用 ω_z (零点频率) 和 Q_z (零点 Q 值) 表示，式 (2-1) 还可写成下式形式：

$$H(S) = K \frac{S^2 + \frac{\omega_z}{Q_z} S + \omega_z^2}{S^2 + \frac{\omega_p}{Q_p} S + \omega_p^2} \quad (2-2)$$

双二阶函数的这一表示形式在绘制函数曲线时十分有用。概括起来：对于一个双二阶函数，最大值出现在 ω_p 附近，最小值出现在 ω_z 附近； Q_p 决定函数在 ω_p 附近的隆起的陡度，即 Q_p 为最大值陡度的度量；直流增益（分贝数）为 $20\log|K\omega_z^2/\omega_p^2|$ ，无穷大频率时的增益为 $20\log|K|$ 。随着 Q_p 和 Q_z 值增大以及 ω_p 和 ω_z 离得越远，上述说法的近似程度越高。

显然，若能设计出一个网络，其传输函数具有式(2-1)和式(2-2)的形式，则可以通过改变输入信号接入点和接地点，获得低通、高通、带通和带阻滤波器。这种通用型滤波器又称双二阶滤波器，因为它的传输函数具有分子、分母两个S二次多项式。

因为微分器的传输函数为 A_1S ，积分器的传输函数为 A_2/S ，这里 A_1 、 A_2 是常数。所以式(2-1)可以用微分器来实现，也可用积分器来实现。然而微分器的高频噪声严重，且容易自激，所以尽量采用积分器。为此，将式(2-1)改写成下面的形式：

$$H(S) = \frac{V_o(S)}{V_i(S)} = \frac{a_2 + a_1 \frac{1}{S} + a_0 \frac{1}{S^2}}{1 + b_1 \frac{1}{S} + b_0 \frac{1}{S^2}} \quad (2-3)$$

又可写成：

$$V_o(S) = (a_2 + a_1 \frac{1}{S} + a_0 \frac{1}{S^2})V_i(S) - b_1 \frac{1}{S}V_o(S) - b_0 \frac{1}{S^2}V_o(S) \quad (2-4)$$

为了实现式(2-4)，所设计的网络应该满足：1. V_i 有三个输入通道，三个通道至输出端的传输函数分别为 a_2 、 a_1/S 、 a_0/S^2 ， V_i 从不同通道接入，可实现高通、低通等不同类型的滤波器；2. V_o 有两个负反馈环路，环路的传输函数分别为 b_1/S 、 b_0/S^2 。

因此，不难得到结论：双二阶滤波器的电路结构包括三个输入通道，两个反馈环路；基本电路环节是比例放大器、加法器和积分器。

2.4 模拟滤波器逼近理论

逼近的一般数学概念是指用简单的的函数 $y(x)$,近似地代替函数

$f(x)$ 。这里所谓简单的函数，主要指可以用四则运算进行计算的函数，其一般形式是有理分式函数或多项式。 $f(x)$ 称为被逼近函数， $y(x)$ 称为逼近函数。在网络综合中的逼近问题，是特指根据需要综合的技术条件，寻求一个可实现的网络函数以满足给定的技术条件。例如，一个理想的低通滤波器要求对从 0 至 ω_p 频带内所有频率的信号有同样的传输能力，而对超过 ω_p 的任何频率的信号均完全阻止其通过。以上技术要求可用下式表示：

$$|T(j\omega)|^2 = \begin{cases} G & (0 \leq \omega \leq \omega_p) \\ 0 & (\omega > \omega_p) \end{cases} \quad (2-5)$$

然而，没有任何集总、线性、时不变电路转移函数的幅度平方能精确地符合式 (2-5)。原因可归结为两点：1. 任何包含 R, L, C 和有源元件的线性、集总、时不变滤波器具有的转移函数是频率的有理函数。2. 一个有理函数不可能在任何频带上为常数，除非它在所有频率上均为常数。由于不存在一个可实现的电路，其转移函数能精确地满足上式的要求，因此唯一可取的方法是用可实现的转移函数来逼近式 (2-5)。

幸而，实际上滤波器不需要完全满足像式 (2-5) 那样非常严格的要求。总有一些余地留作容许的公差，不管这些公差是如何的小。因而，在实际应用中，采用逼近的方法是可行的。

因为滤波是一个重要的工程问题，前人通过大量的理论研究和实践，已经找到了一些很好的方法来实现滤波器的逼近。这其中，最通用的逼近方式有以下几种。

2.4.1 巴特沃思逼近

巴特沃思函数是一种经常采用的对归一化理想低通滤波器的逼近的函数。第 n 阶巴特沃思函数为：

$$B_n(\omega) = \frac{1}{1 + \omega^{2n}} \quad (2-6)$$

对每一个 n 值，巴特沃思函数 $B_n(\omega)$ 的幅度平方函数具有以下特性：其分子和分母两者都是具有实系数 ω^2 的多项式，且对于所有的 ω , $B_n(\omega) > 0$ 。因此，巴特沃思函数可作为一个能实现的转移函数的幅度函数。

将式 (2-6) 转换成 S 域形式，有

$$|H(s)|^2 = H(s)H^*(s) = \frac{1}{1+(-1)^n S^{2n}} \quad (2-7)$$

由式(2-7)可知, 巴特沃思滤波器的阶数 n 增加, 通带内幅度函数更接近于 1, 过渡带更窄, 在阻带内幅度函数更接近 0。因此, 可以通过选择合适的 n 值以满足一组预先给定的通带和阻带的条件。式中 $H^*(s)$ 为 $H(s)$ 的共轭复数。求解式(2-7)的极点, 它们全部位于复频率平面的单位圆上, 用位于左半平面的所有极点组成 $H(s)$ 的分母多项式, 称为 Butterworth 多项式, 而 n 阶全极点低通函数为:

$$H(s) = \frac{1}{D(s)} = \frac{1}{s^n + b_{n-1}s^{n-1} + \dots + b_1s + b_0} \quad (2-8)$$

n 阶归一化低通巴特沃思滤波器有以下特征:

1. 对每一个 n 有 $|H(j0)|=1, |H(j1)|=0.5, |H(j\infty)|=0$ 。就是说它的直流增益是 1, 3dB 的截止频率是 1rad/s。

2. 当 $\omega \geq 0$ 时, 巴特沃思滤波器的幅度函数是单调递减的, 故它在 $\omega=0$ 处有最大值。

3. n 阶归一化低通巴特沃思滤波器的前 $(2n-1)$ 阶导数在 $\omega=0$ 处为 0, 故也将它称为最大平坦幅度滤波器。

给定某频率 ω 处用 dB 表示的衰减值 A , 由式(2-7)可求得滤波器的阶数 n 必须满足:

$$n \geq \frac{\log(10^{0.1A} - 1)}{2 \log 2} \quad (2-9)$$

2.4.2 切比雪夫逼近

一个滤波器像巴特沃思滤波器那样用其全部维数来保证其在原点的幅度响应平坦不一定是最好的滤波器。在许多情况下, 在整个通带上均匀好的逼近更为重要。切比雪夫滤波器就是具有这种均匀逼近特性的滤波器。切比雪夫滤波器的幅度响应在通带内是在两个值之间波动。在通带内波动的次数取决于滤波器的阶数。波动的幅度是一个独立的参数。

n 阶切比雪夫多项式为: $T_n(\omega) = \cos(n \cos^{-1} \omega)$, 它具有以下性质:

1. 对所有 n 值, 当 $0 \leq |\omega| \leq 1$ 时, $0 \leq |T_n(\omega)| \leq 1$; 当 $|\omega| > 1$ 时, $|T_n(\omega)| > 1$ 。
2. 对于所有的 n , 当 $\omega \geq 1$ 时, $T_n(\omega)$ 是单调增函数。

3. 若 n 为奇数, 则 $T_n(\omega)$ 是 ω 的奇次多项式; 若 n 为偶数, 则 $T_n(\omega)$ 是 ω 的偶次多项式。

4. 当 n 为奇数, $|T_n(0)|=0$; 当 n 为偶数, $|T_n(0)|=1$ 。

当 $|\omega| \leq 1$ 时, $\cos^{-1} \omega$ 为实角度, 则 $T_n(\omega)$ 是实角度的余弦, 且 $T_n(\omega)$ 在 -1 和 1 之间波动; 当 $|\omega| > 1$ 时, $T_n(\omega)$ 是实角度的双曲余弦函数, 且 $|T_n(\omega)| > 1$ 。

用切比雪夫多项式构成的一个适当的滤波器幅度平方函数为:

$$|H(j\omega)|^2 = \frac{1}{1 + \varepsilon^2 T_n^2(\omega)} \quad (2-10)$$

式 (2-10) 中 ε 是一个独立的参数, 它决定了切比雪夫滤波器的纹波幅度。切比雪夫多项式的另一种表示形式为:

$$C_n(\omega) = \begin{cases} \cos(n \arccos \omega) & 0 \leq \omega \leq 1 \\ \cosh(n \operatorname{arccosh} \omega) & \omega \geq 1 \end{cases} \quad (2-11)$$

切比雪夫滤波器具有以下特征:

1. 当 $|\omega| \leq 1$ 时, $|H(j\omega)|^2$ 在 $1/(1+\varepsilon^2)$ 到 1 之间波动。在 $0 \leq \omega \leq 1$ 内总共有 n 个极点上 $|H(j\omega)|^2$ 或其最大值 1 或其为最小值 $1/(1+\varepsilon^2)$ 。这就是切比雪夫滤波器又称为等纹波滤波器的原因。

2. $|\omega| > 1$ 时, $|H(j\omega)|^2$ 单调下降到零。

3. n 阶切比雪夫滤波器的幅度平方函数满足: $|H(j1)|^2 = 1/(1+\varepsilon^2)$; 当 n 为偶数时, $|H(j0)|^2 = 1/(1+\varepsilon^2)$, 当 n 为奇数时, $|H(j0)|^2 = 1$ 给定一组通带和阻带条件, 就可以确定纹波参数 ε 和切比雪夫滤波器的阶数 n 。设纹波的 dB 值为 δ , 则:

$$\delta = 20 \log \sqrt{1 + \varepsilon^2} \quad (2-12)$$

上式又可以写成:

$$\varepsilon = \sqrt{10^{0.1\delta} - 1} \quad (2-13)$$

设给定 ω 处衰减值为 A , 且以 dB 为单位, 则:

$$n \geq \frac{\arccos h\omega [\sqrt{10^{0.1A} - 1/10^{0.1\delta}} - 1]}{\arccos h\omega} \quad (2-14)$$

2.4.3 椭圆逼近

椭圆逼近 (elliptic approximation) 又称考尔 (Cauer approximation), 其衰减函数具有等纹波通带和等最小值阻带。椭圆逼近与前面介绍的巴特沃思逼近、切比雪夫逼近的区别在于, 椭圆逼近函数是具有有限零点和有限极点的有理函数, 而巴特沃思逼近和切比雪夫逼近的逼近函数都是多项式, 它们的衰减极点均在无限大频率处。椭圆逼近阻带内在 $j\omega$ 轴上分布有零点, 因此这种函数的幅频特性在阻带内也有脉动, 它与前两种同阶函数相比, 过渡带比较陡峭。

椭圆滤波器的幅度函数为:

$$|H(j\omega)|^2 = \frac{1}{1 + \varepsilon^2 R_n^2(\omega)} \quad (2-15)$$

其中

$$R_n(\omega) = \begin{cases} \frac{\omega(\omega_1^2 - \omega^2)(\omega_2^2 - \omega^2) \cdots (\omega_k^2 - \omega^2)}{(1 - \omega_1^2 \omega^2)(1 - \omega_2^2 \omega^2) \cdots (1 - \omega_k^2 \omega^2)} & n = (n-1)k \\ \frac{(\omega_1^2 - \omega^2)(\omega_2^2 - \omega^2) \cdots (\omega_k^2 - \omega^2)}{(1 - \omega_1^2 \omega^2)(1 - \omega_2^2 \omega^2) \cdots (1 - \omega_k^2 \omega^2)} & n = n/k \end{cases} \quad (2-16)$$

2.5 滤波函数的转换

经频率变换, 可将低通函数转变为其他类型的滤波函数。设低通函数截止频率为 1rad/s, 低通函数和变换后函数的复频率分别用 p 和 s 表示。

2.5.1 低通到高通的变换

将低通函数的复频率 p 换为 $1/S$, 则新的以 S 为变量的函数具有高通特性, 且截止频率仍为 1rad/S。以三阶巴特沃思低通滤波器为例:

$$H(P) = \frac{H_0}{P^3 + 2P^2 + 2P + 1} \quad (2-17)$$

令 $p=1/S$, 得高通函数:

$$H(S) = \frac{H_0}{\frac{1}{S^3} + 2\frac{1}{S^2} + 2\frac{1}{S} + 1} = \frac{H_0 S^3}{S^3 + 2S^2 + 2S + 1} \quad (2-18)$$

对无源滤波器, 这种变换相当于将电容换成电感, 将电感换成电容。

2.5.2 低通到带通的变换

从低通到带通的变换可通过下式完成:

$$p = \frac{S^2 + \omega_0^2}{S\omega_{BW}} = \frac{Q(S_n^2 + 1)}{S_n} \quad (2-19)$$

式中 ω_0 为中心频率, ω_{BW} 为带宽频率, $Q = \omega_0 / \omega_{BW}$ 为品质因数, $S_n = S / \omega_0$ 为归一化频率。

2.5.3 低通到带阻的变换

从低通到带阻的变换关系为:

$$p = \frac{S\omega_{BW}}{S^2 + \omega_0^2} = \frac{S_n}{Q(S_n^2 + 1)} \quad (2-20)$$

2.6 灵敏度分析

对一给定的网络函数 $H(S)$ 可以用许多不同结构的电路实现, 设计者面临的一个重要问题是, 在相同技术指标下对这些电路的实际电路做出评估。实际电路元件参数都有一定的容差, 不可能与设计值完全一致, 而且随环境温度, 湿度以及老化程度等变化, 因此, 评价一个电路的优劣的判断依据之一是看电路的实际性能是否对元件参数的变化敏感, 这种性能参数的相对变化量与元件参数的相对变化量之比定义为灵敏度。反映无源元件参数变化对电路性能影响的灵敏度称为无源灵敏度, 而分析有源元件参数影响的灵敏度称为有源灵敏度。

有源滤波器的灵敏度分析非常重要, 一个电路可能在其它方面富有吸引力, 但如果它的灵敏度高, 则可能会使它无法应用。

灵敏度符号用 S 表示, 电路性能参数 y 对元件参数 x 的灵敏度定义为:

$$S_x^y = \frac{x\partial y}{y\partial x} = \frac{\partial y / y}{\partial x / x} = \frac{\partial(\ln y)}{\partial(\ln x)} \quad (2-21)$$

式中 y 可以是网络函数 $|H(S)|$ 、极点频率 ω_p 、品质因数 Q 等。式(2-21)定义的灵敏度反映了元件参数的相对变化量对电路性能参数相对变化量的影响, 称为归一化灵敏度。

2.7 小结

本章先是概括性地阐述了模拟滤波器的产生和发展情况, 接着简要地介绍了有源滤波器的分类及双二阶函数和二阶滤波器结构。然后回顾了有关模拟滤波器的一些基本理论, 如逼近理论、频率变换和

网络变换理论以及灵敏度分析理论等, 这些理论对有源滤波器的分析和设计至关重要。

第三章 跨导运算放大器模型及应用原理

3.1 概述

跨导放大器的输入信号是电压，输出信号是电流，增益为跨导。从网络角度看，电子放大器是一种线性受控电压源，按照控制量、被控制量是电压还是电流划分，存在四种受控源，即人们熟知的电压控制电压源(VCVS)、电压控制电流源(VCCS)、电流控制电流源(CCCS)和电流控制电压源(CCVS)。与之对应的是电子放大器也应该有四种类型，即电压型、跨导型、电流型和跨阻型。这四种放大器的关系是各有所长，各有所用，互相补充，共同发展，形成一个完整的电子放大器家族。

在本章，我们主要介绍跨导放大器。跨导放大器即为跨导运算放大器 (Operational Transconductance Amplifier)，简称为 OTA。跨导放大器是将电压输入信号放大，提供电流输出信号，是一种电压控制的电流源。跨导放大器的增益是输出电流与输入电压的比值，量纲为电导，单位为西门子(S)。由于决定增益的输出电流和输入电压不是在同一节点测量的，而是分别在输出端和输入端测量的，因此称其增益为跨导，而称这种放大器为跨导型放大器。理想跨导放大器的条件是输入和输出电阻都为无穷大。现在已经有跨导放大器的产品，例如 CA3080 和 LM13600 等等。由于跨导放大器内部只有电压—电流变换级和电流传输级，没有电压增益级，因此没有大摆幅电压信号和米勒电容增倍效应，高频性能好，大信号下的转换速率也高，同时电路结构简单，电源电压和功耗都比较低。这些高性能特点表明，在跨导放大器的电路中，电流模式部分起关键作用^[20-41]。

3.2 跨导运算放大器模型及实现电路

3.2.1 OTA 的基本概念

OTA 是跨导运算放大器的简称，它是一种双极型集成工艺制作的通用标准部件。OTA 的符号如图 3-1 所示，它有两个输入端，一个输出端，一个控制端。符号上的“+”号表示同相输入端，“-”表示反相输入端， I_o 是输出电流， I_b 是偏置电流，即外部控制电流。图

3-2 为平衡输出 OTA 的符号。OTA 的传输特性用下列方程式描述：

$$I_o = G(V_+ - V_-) = GV_{id} \quad (3-1)$$

式 (3-1) 中, I_o 是输出电流 (A); V_{id} 是差模输入电压 (V); G 是开环增益 (S), 称为跨导增益。在小信号下, 跨导增益 G 是偏置电流 I_B 的线性函数, 其关系式为:

$$G = hI_B \quad (3-2)$$

$$h = \frac{q}{2kT} = \frac{1}{2V_T} \quad (3-3)$$

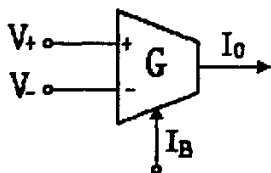


图 3-1 OTA 的电路符号

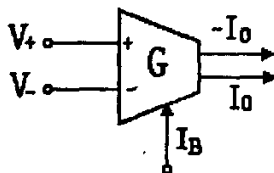


图 3-2 平衡输出的 OTA 的电路符号

h 称为跨导增益因子, V_T 是热电压, 在室温条件下 ($T=300K$) 下, $V_T = 26mV$, 可以计算出 $h=19.2(1/V)$, 因此有:

$$G = 19.2I_B \quad (3-4)$$

式中 I_B 的量纲用安培 (A) 表示, G 的量纲为西门子 (S)。

根据式 (3-1) 的传输特性方程式, 可画出 OTA 的小信号理想模型如图 3-3、图 3-4 所示。

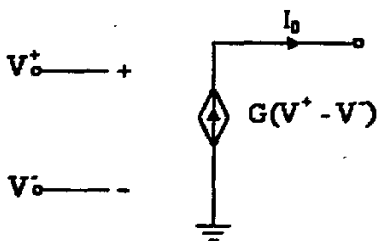


图 3-3 差分输入单端输出 OTA 模型

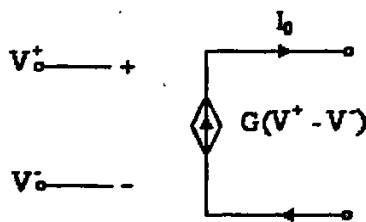


图 3-4 全差分 OTA 模型

对于这个理想模型, 两个电压输入之间开路, 差模输入电阻为无穷大; 输出端是一个受差模输入电压控制的电流源, 输出电阻为无穷大。同时, 理想跨导放大器的共模输入电阻、共模抑制比、频带宽度等参数均为无穷大, 输入失调电压、输入失调电流等参数均为零。

3.2.2 双极型跨导运算放大器电路

美国数家半导体公司自六十年代末七十年代初先后开发出双极

型跨导运算放大器,主要产品有 3060 系列(RCA 公司的 CA3060)、3080 系列(RCA 公司的 CA3080、NSC 公司的 LM3080、国产仿制品为 CF3080)、13600 系列 (NSC 公司的 LM13600、EXAR 公司的 XR13600, 国产仿制品为 F13600)。

3.2.2.1 结构框图

双极型跨导运算放大器的结构框图如图 3-5 所示。图中 V_{I+} 、 V_{I-} 分别为同向、反向电压输出端; I_o 为电流输出端, 且为甲类推挽式输出; 晶体管 T_1 、 T_2 组成差动式跨导输入级, 将输入电压信号变换为电流信号。

图 3-5 中的方框 M_x 、 M_y 、 M_z 、 M_r 均为电流镜电路, 其中电流镜 M_x 将放大器外加偏置电流 I_B 输送到 T_1 、 T_2 的发射极作电流; 电流镜 M_x 和 M_y 将 T_1 的电流 I_{C1} 输送到输出端; 电流镜 M_z 将 T_2 的电流 I_{C2} 输送到输出端。由于电流镜 M_y 和 M_z 具有互补性关系, 故将 I_{C1} 和 I_{C2} 之差取做输出电流, 并形成推挽式单端高阻输出方式。

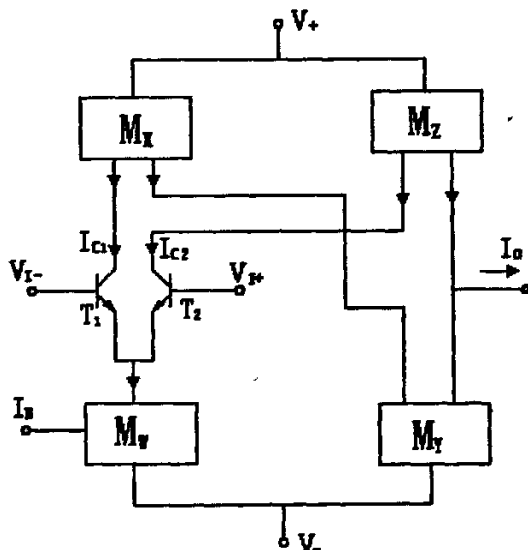


图 3-5 双极型集成跨导运放框图

由上可知, 双极型集成跨导运算放大器的基本单元电路包括: 射极耦合差动式跨导放大级、电流镜以及差动电流传输电路。

3.2.2.2 CA3080 跨导运算放大器电路组成

CA3080 是单端跨导运算放大器, 其跨导增益值的可调范围大于 3 个数量级, 偏置电流与跨导增益有良好线性关系; 作电压跟随器的转换速率可达 $50V/\mu s$; 在 $\pm 2V \sim \pm 15V$ 电源电压范围内均可正常工作;

静态功耗可由偏置电流调节，变化范围 $10\mu\text{W}\sim 30\text{mW}$ 。

CA3080 可应用于增益可编程放大器、有源滤波器、比较器、电压跟随器、模拟乘法器、多路传输器、采样保持电路等处。

CA3080 的等效电路如图 3-6 所示，它由 11 只晶体管和 6 只二极管组成，所有二极管均为集电结短接的晶体管。

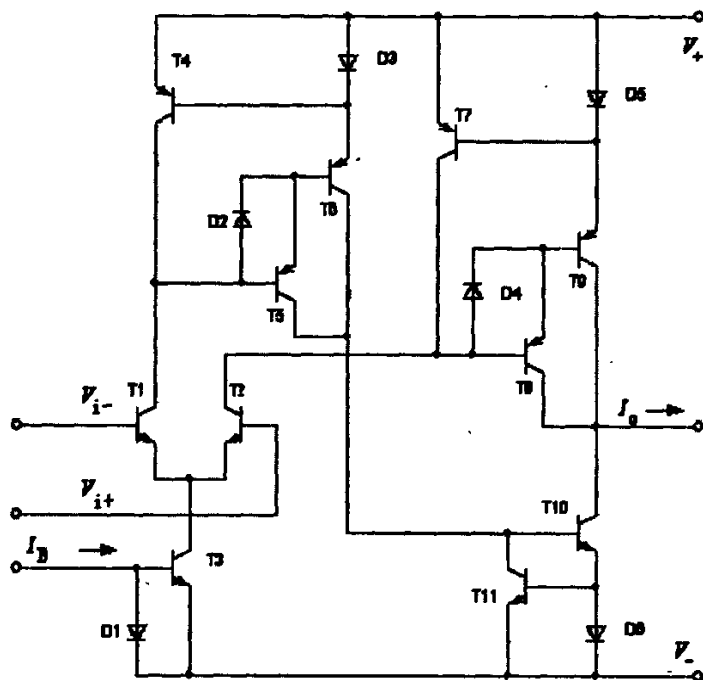


图 3-6 CA3080 等效电路图

在图 3-6 所示电路中 T_1 、 T_2 组成差动式跨导输入极， T_3 、 D_1 组成基本电流镜传送外加偏置电流 I_B 到输入极； T_7 、 T_8 、 T_9 和 D_5 组成威尔逊电流镜； T_8 、 T_9 的达林顿接法可提高该电流镜的输出电阻； T_4 、 T_5 、 T_6 和 D_3 构成另一个威尔逊电流镜并联在 T_5 与 T_8 发射结上的二极管 D_2 和 D_4 用来加快电路的工作速度； T_{10} 、 T_{11} 和 D_6 组成第三个威尔逊电流镜；输出端取自 T_9 与 T_{10} 的集电极，为推挽式高阻单端输出，输出电流为 T_9 与 T_{10} 的集电极电流之差。

上述 4 个电流镜的电流传输比均近似为 1，CA3080 跨导运算放大器的增益 G 与差动式跨导输入级的增益相同，在空温条件下为 $G=19.2I_B$ (S)。

CA3080 系列产品有 CA3080 和 CA3080A，它们的内部电路和性能参数对应相同，但允许工作范围有所不同。

3.2.2.3 跨导运算放大器的实现电路

OTA 的实现电路已有多种方法，主要是利用双极型晶体管或使用 MOS 管为主要元件实现的，图 3-7 给出了平衡 OTA 的双极型晶体管常规电路的原理图，其中 M_w (T3、T4) 是基本电流镜，为 OTA 提供外加控制偏置电流 I_B ； M_1 (T1、T5、T6)、 M_2 (T8、T10、T11)、 M_3 (T9、T12、T13) 及 M_4 (T14、T15、T21)、 M_5 (T17、T18、T22)、 M_6 (T16、T19、T20) 为 6 个 Wilson 电流镜，实现电流的变换与传输。

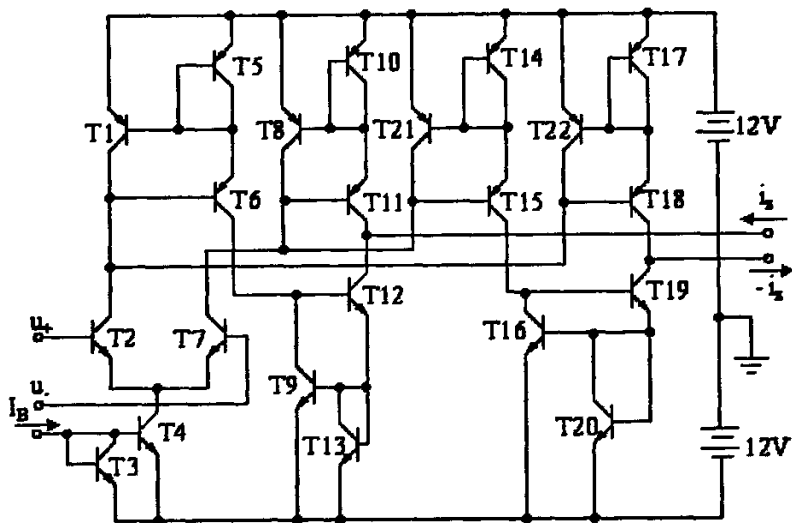


图 3-7 平衡 OTA 的实现电路

3.3 跨导运算放大器的基本应用电路研究

3.3.1 放大器

放大器在模拟电路中占特别重要的地位，因为，一方面，在实际生活中有许多微弱信号需要放大，如卫星发来的图像信号；另一方面，放大器又是滤波器、振荡器等各种模拟电路的关键组成部分。广义来

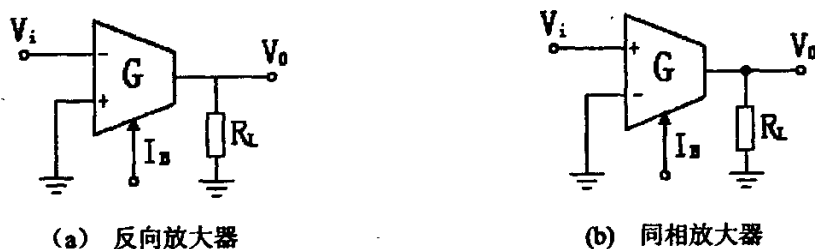


图 3-8 同向和反向放大器

讲, 放大器可分为电压放大器、电流放大器、跨导放大器和跨阻放大器四种, 它们分别与前面讲的 VCVS、CCCS、VCCS 和 CCVS 相对, 故用 OTA 同样可以构成四种放大器。图 3-8 (a)、图 3-8(b)给出了增益可控电压反向放大器和增益可控电压同向放大器两种放大器电路。对于图 3-8 (a) 所示的反相放大器, 输出电压和电压增益分别为:

$$V_o = -GV_i R_L \quad (3-5)$$

$$A_v = \frac{V_o}{V_i} = -GR_L \quad (3-6)$$

对于图 3-8(b)所示的同相放大器, 输出电压和电压增益分别为:

$$V_o = GV_i R_L \quad (3-7)$$

$$A_v = \frac{V_o}{V_i} = GR_L \quad (3-8)$$

上列式子表明, 电压增益与 G 值成正比。对双极型 OTA, G 与偏置电流 I_B 成正比, 因此, 电压增益可经外偏置电流作线性调节。由于式 3-6 和式 3-8 仅“+”、“-”号不同, 电压增益的绝对值相等。若将两个输入信号电压分别作用于 OTA 的同向及反向输入端, 则可方便实现差动式放大器。理想条件下, 基本放大器的输出电阻为 R_L , 带宽 BW 为无穷大。

3.3.2 加法器

加法器又叫求和电路, 将多个 OTA 的输出端并联, 使它们的输出电流相加并在一个负载电阻上形成输出电压, 便可构成对多个电压输入信号做加法运算的电路。在图 3-9 所示电路中, 用无源电阻 R 做负载, 输出电压为:

$$V_o = (G_1 V_1 + G_2 V_2 + \dots + G_n V_n) R \quad (3-9)$$

若满足 $G_1 = G_2 = \dots = G_n = 1/R$, 则输出电压为:

$$V_o = V_1 + V_2 + \dots + V_n \quad (3-10)$$

在图 3-10 所示电路中, 用 OTA 接地模拟电阻 $1/G_r$ 作负载, 输出电压为:

$$V_o = (G_1 V_1 + G_2 V_2 + \dots + G_n V_n) 1/G_r \quad (3-11)$$

若满足 $G_1 = G_2 = \dots = G_n = G_r$, 则输出电压为:

$$V_o = V_1 + V_2 + \dots + V_n \quad (3-12)$$

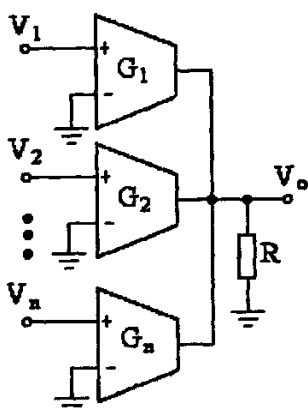


图 3-9 R 作负载的加法器

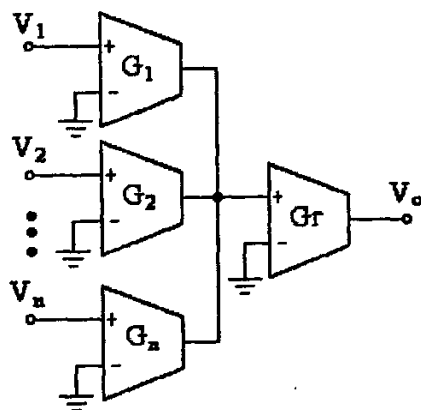


图 3-10 1/G_r 作负载的加法器

3.3.3 积分器

积分电路在波形发生器、波形变换、延时、滤波器的综合等方面应用很广。

1. 电压积分器

在 OTA 的输出端并联一个电容作负载，输出电压是输入电压的积分值，构成理想积分器。选用不同的输入方式，可使积分器的输出与输入之间成同向、反向和差动关系，其电路分别如图 3-11 (a)、3-11 (b)、3-11 (c) 所示。

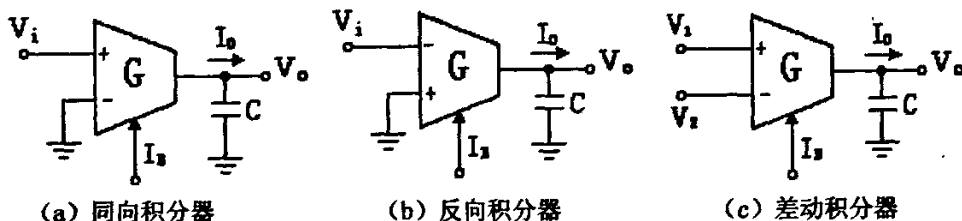


图 3-11 电压积分器

对于图 3-11 (a)，输出电压为：

$$V_o = I_o \frac{1}{SC} = GV_i \frac{1}{SC} \quad (3-13)$$

所以电压传输函数为：

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{G}{SC} \quad (3-14)$$

同理，对于图 3-11 (b)、图 3-11 (c) 两个电路，电压传输函数分别为：

$$\frac{V_o}{V_i} = -\frac{G}{SC} \quad (3-15)$$

$$\frac{V_o}{V_1 - V_2} = -\frac{G}{SC} \quad (3-16)$$

2. 电流积分器

将输出端的负载电容改接到 OTA 的输入端，则可构成电流模式积分器，如图 3-12 (a)、图 3-12 (b)、图 3-12 (c) 所示，它们的输入信号和输出信号都是电流。

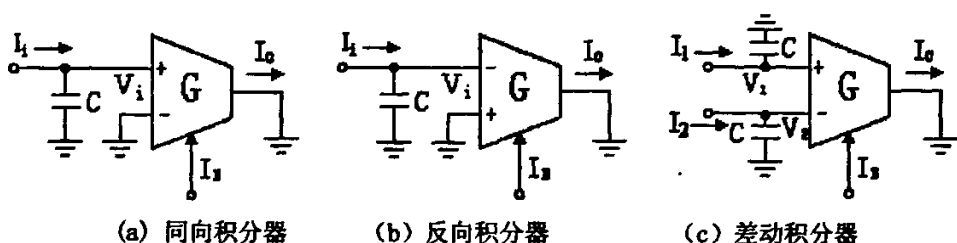


图 3-12 电流积分器

对于图 3-12 (a)，其输出电压和输出电流分别为：

$$V_i = I_i \frac{1}{SC} \quad (3-17)$$

$$I_o = GV = GI_i \frac{1}{SC} \quad (3-18)$$

由式 3-17 和式 3-18 得到

$$\frac{I_o}{I_i} = \frac{G}{SC} \quad (3-19)$$

同理，对于图 3-12 (b)、图 3-12 (c) 两个电路，电流传输函数分别为：

$$\frac{I_o}{I_i} = -\frac{G}{SC} \quad (3-20)$$

$$\frac{I_o}{I_1 - I_2} = -\frac{G}{SC} \quad (3-21)$$

OTA 积分器的外接元件只需电容，电路简单，容易集成，积分

时间常数可调,高频性能好,这些都是它的突出优点,在有源滤波器、正弦波振荡器等电路中获得了广泛的应用。

3.3.4 模拟电阻

1. 接地模拟电阻

在集成电路中,常用有源器件实现的模拟电阻代替无源电阻,既可节省芯片面积,又可以改善电路性能。用 OTA 可以方便地设计一端接地或两端都接地的模拟电阻,其优点是模拟电阻阻值连续可调,高频性能好。

用 OTA 实现的一端接地模拟电阻如图 3-13 所示,设 OTA 为理想器件,流入两个输入端的电流为零,有:

$$I_i + I_o = 0 \quad (3-22)$$

$$I_o = -GV \quad (3-23)$$

从反向端视入的输入阻抗为:

$$Z_i = \frac{V_i}{I_i} = \frac{1}{G} \quad (3-24)$$

式 (3-24) 表明,输入阻抗具有纯电阻的量纲。调节 OTA 的偏

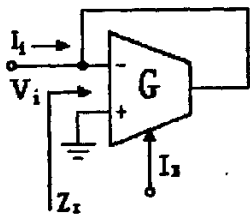


图 3-13 接地模拟电阻

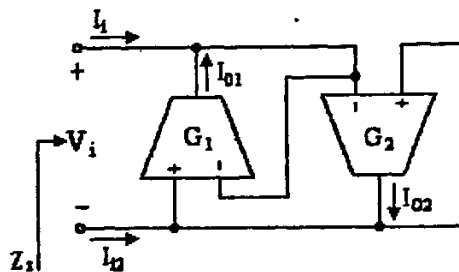


图 3-14 浮地模拟电阻

置电流 I_B , 模拟电阻将得到调节。

2. 浮地模拟电阻

将两个接地模拟电阻的输出端和同相输入端交叉连接,可构成一个浮地模拟电阻,电路图如图 3-14 所示。

由图 3-14, 根据 OTA 的端口特性可以写出下列关系式:

$$I_{n1} = -I_{O1} = G_1 V_i \quad (3-25)$$

$$I_{n2} = -I_{O2} = -G_2 V_i \quad (3-26)$$

若满足条件 $G_1 = G_2 = G$ ，则有：

$$I_{n1} = -I_{n2} = G V_i \quad (3-27)$$

并可得到输入阻抗表达式如下：

$$Z_i = \frac{V_i}{I_i} = \frac{1}{G} \quad (3-28)$$

式 (3-28) 表明， Z_i 具有电阻量纲，而且是浮地电阻，它的模拟电阻值可由 G 加以调节。

3.3.5 压控回转器

回转器是一种比较新型的双口有源电路，它的基本功能是实现阻抗倒置，即从一端看入的阻抗等于对端所接阻抗的倒数乘以常数。借助电容可以利用它来设计模拟电感、频变负电阻等元件。图 3-15 是一种接地回转器，它是将两个 OTA 的输出端交叉相接。

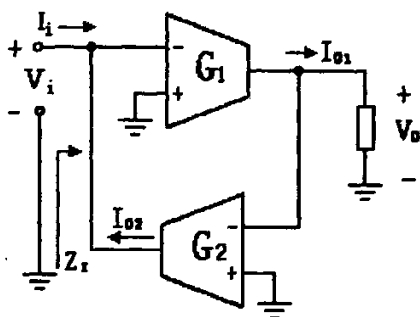


图 3-15 接地回转器电路

根据 OTA 的端口特性，有：

$$I_{O1} = G_1 V_i \quad (3-29)$$

$$I_{O2} = -G_2 V_i \quad (3-30)$$

$$V_o = I_{O1} Z_L \quad (3-31)$$

$$I_i = -I_{O2} \quad (3-32)$$

由以上几个式子，可得：

$$Z_i = \frac{V_i}{I_i} = \frac{1}{Z_L G_1 G_2} \quad (3-33)$$

式 (3-33) 表明, 从输入端看入的阻抗等于输出端所接阻抗的倒数, $1/G_1 G_2$ 是阻抗变换系数。

3.3.6 压控模拟电感

由于直接集成制作电感的困难, 人们提出了用有源电路来实现接地模拟电感和浮地模拟电感 (比如常规运放、电阻和电容来实现)。利用 OTA 设计模拟电感具有以下优点: 可以只使用 OTA 和电容两种元件, 不必使用电阻, 工作频率较高, 模拟电感量连续可调。利用接地回转器的阻抗倒置特性, 在输出端连接负载电容, 则在输入端获得接地模拟电感, 其电路图如图 3-16 所示。

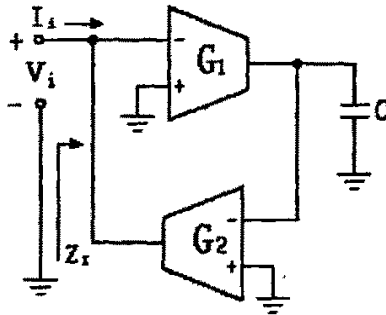


图 3-16 接地模拟电感电路图

对图 3-16 所示电路, 其输入阻抗为 $\frac{SC}{G_1 G_2}$, 即

$$Z_i = \frac{SC}{G_1 G_2} \quad (3-34)$$

由式 (3-34) 可以看出, 该电路的输入阻抗具有电感特性, 模拟电感量为:

$$L = \frac{C}{G_1 G_2} \quad (3-35)$$

3.4 结论

本章从网络角度入手, 系统地介绍了跨导运算放大器模型及实现电路, 归纳了基于各种电流控制传送器的基本模块电路, 以及应用这些基本电路模块构成的有源网络元件模拟电路和模拟信号处理电路。

第四章 基于 OTA 的有源滤波器设计

4.1 概述

在现代信号处理和电子应用技术领域,滤波器作为一种必不可少的组成部分处在一个十分重要的位置。传统的有源 RC 滤波器是以常规电压运放作为有源器件的电压模式电路。但是,它存在一些明显的缺点:受运算放大器参数限制,不能工作在高频范围;包含大量无源 RC 网络,实现单片集成不尽相宜;滤波器性能参数经设计确定后,不能用外部电信号加以调节。因此,利用有源器件设计电流滤波器电路引起了国内外学者的高度重视。近年来,跨导运算放大器在模拟信号处理上的应用越来越广,用它来设计滤波器也成为了一个热点。

基于 OTA-C 连续时间滤波器具有以下几个性能特点。

- ① 工作频率高。由于在通信电路和系统中的应用,滤波器的工作频率越来越高。例如,用于视频信号处理和计算机磁盘驱动力的集成滤波器,一般工作在几 MHz~几十 MHz 频率范围。基于常规电压型运算放大器已经在工业上得到普遍应用,但是电压型运算放大器的有限带宽把这种有源 RC 滤波器的应用限定在 100kHz 以下。跨导放大器是电流模式电路,它们的工作频率可以伸展到 50MHz (CMOS 型),甚至高于 500 MHz (双极型),因而使设计高频连续时间滤波器成为可能。
- ② 电路简单,适于集成。几乎所有有源滤波器的电路拓扑结构基本上都是由积分器、加法器、比例放大器这几种标准组件适当组合构成的,由上一章节可知上述标准组件都可用跨导放大器和电容以非常简洁的方式组成。因此使滤波器的电路简单,容易设计,可以用任何集成工艺实现,还可以与同一芯片上普遍采用的数字电路集成兼容,构成全集成的模拟系统或模拟/数字组合系统。
- ③ 参数可以调节。在跨导-电容连续时间滤波器中,滤波器的性能参数(特征频率、品质因数等)由跨导 G_m 和 C 这两个参数决定。在 G_m 、 C 这两个参数中,跨导放大器的增益 G_m 可以由片外电信号(电流或者电压)加以调节,因此很容易电可控滤波器,也称做可编程滤波器。

- ④ 需有片内自动调节环节。连续时间模拟滤波器的主要缺点是,当存在制造容差和环境条件变化时,对滤波器性能参数的精度和稳定性产生影响。对跨导-电容连续时间滤波器而言,跨导 G_m 和电容 C 的数值都受工艺参数和环境温度变化的影响而产生变化,引起滤波器参数偏离设计值。因此,需要设置片内自校正(自调节)环节,使滤波器参数自动调整到设计标准值,从而保持其设计的值的实现精度。

4.2 低阶 OTA-C 连续时间滤波器的设计方法

近年来,国内外有大量关于 OTA-C 滤波器设计方法的文献发表。归纳起来,对二阶及状态变量滤波器,有以下三种设计方法。

- ①利用节点电压模拟方法,由有源 OPAMP-RC 滤波器生成 OTA-C 滤波器。
- ②利用信号流图方法,设计双二阶 OTA-C 滤波器。
- ③利用方块图直接实现法,设计双二阶 OTA-C 滤波器。

本节将对二阶 OTA-C 滤波器的上述三种方法加以介绍,在归纳与总结近年来国内、外大量二阶 OTA-C 滤波器设计方法的基础上,提出了一种新颖的电路。

4.2.1 由有源 RC 网络生成二阶 OTA-C 滤波器

有源 RC 滤波器的设计方法已经相当成熟,并且诞生了很多著名电路。挑选某些有源 RC 滤波器作原型,采用节点电压模拟方法,生成相应的 OTA-C 滤波器,不仅能保持与原来电路相似的滤波功能,而且还可以获得 OTA-C 电路的一些新的性能,例如参数电可调、高频性能好等优点。由有源 RC 网络生成二阶 OTA-C 滤波器的基本步骤是:

1. 选取某有源 RC 滤波器电路作原型;
2. 列出节点方程,求解节点电压,并整理成比例、加法、积分等标准项的组合式。
3. 用 OTA 比例比例、加法、积分等基本电路模块实现上述节点电压的标准项组合式。

图 4-1 所示是有源 RC 无限增益多路反馈二阶低通滤波器电路。

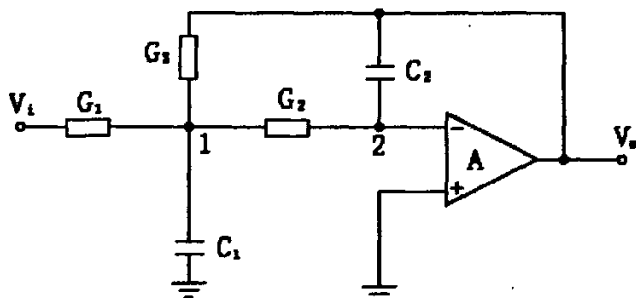


图 4-1 单运放有源 RC 二阶低通滤波器

由电路图 4-1 可分别列出 1、2 两节点方程式为：

$$(V_1 - V_i)G_1 + (V_1 - V_2)G_2 + (V_1 - V_o)G_3 + V_1SC_1 = 0 \quad (4-1)$$

$$(V_2 - V_1)G_2 + (V_2 - V_o)SC_2 = 0 \quad (4-2)$$

又因为运算放大器的反相输入端“虚地”，即 $V_2=0$ ，则可求得 V_1 、 V_o 的表达式分别为：

$$V_1 = \frac{V_i G_1 + V_o G_3}{G + SC_1} \quad (4-3)$$

$$V_o = -\frac{V_1 G_2}{SC_2} \quad (4-4)$$

式中 $G = G_1 + G_2 + G_3$ ，由式(4-3)和式(4-4)可得该电路的电压传输函数为：

$$H(S) = \frac{V_o}{V_i} = -\frac{\frac{G_1 G_2}{C_1 C_2}}{S^2 + S \frac{G}{C_1} + \frac{G_2 G_3}{C_1 C_2}} \quad (4-5)$$

式中 $G = G_1 + G_2 + G_3$ ，由式(4-5)可知该电路能实现二阶低通滤波功能。不难看出，式(4-4)为理想积分运算式，式(4-3)为有耗积分-

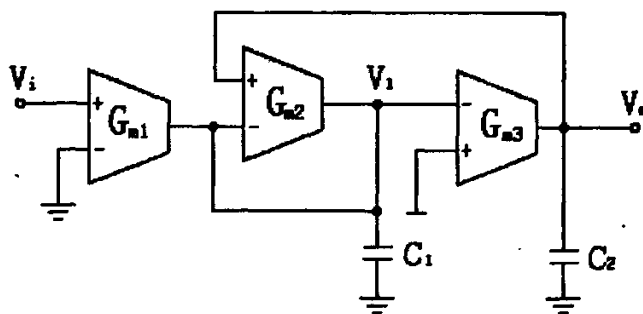


图 4-2 OTA-C 二阶低通滤波器

求和运算式。用相应 OTA 及 OTA-C 基本电路模拟式(4-3)和式(4-4), 可得相应的 OTA-C 二阶低通滤波器电路, 如图 4-2 所示。

4.2.2 信号流图法设计双二阶 OTA-C 滤波器

OTA-C 滤波器是连续时间模拟滤波器, 属于线性时不变系统, 它的数学模型是线性常系数微分方程, 表示为算子形式, 即成为传输函数表达式。根据信号理论, 信号流图可以直观、方便地表达这种数学模型所描述的系数。在滤波器设计中, 为了最终实现用电路模拟给定的系统传输函数, 可以首先将给定的传输函数用信号流图表达出来, 然后根据信号流图的性质和运算规则加以变换, 将信号流图用几种标准流图构成, 最后, 用典型单元电路对信号流图进行模拟。这种设计方法的优点是简明、直观、容易理解。信号流图设计二阶 OTA-C 滤波器的基本步骤是:

1. 给出描述滤波器性能的传输函数;
2. 将给定的传输函数用信号流图表示;
3. 将信号流图加以变换, 对变换过程的要求是: 采用几种标准子流图, 输入节点至输出节点间的传输函数关系保持不变;
4. 用 OTA 基本电路模块实现信号流图。

典型二阶低通滤波器的传输函数为:

$$H(S) = \frac{V_o}{V_i} = \frac{A_0}{S^2 + B_1 S + B_0} = \frac{\frac{A_0}{S^2}}{1 + \frac{B_1}{S} + \frac{B_0}{S^2}} \quad (4-6)$$

与式(4-6)对应的典型信号流图如图 4-3 所示, 可以将图 4-3 所示的信号流图等效变换为全部是标准子流图构成的流图, 图 4-4 所示形式为其中最简单的一种。

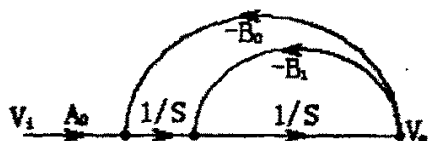


图 4-3 二阶低通函数典型信号流图



图 4-4 图 4-3 的等效变换

其传输函数为:

$$H(S) = \frac{V_o}{V_i} = \frac{K_1 K_2}{S^2 + SA_1 K_2 + A_0 K_1 K_2} \quad (4-7)$$

式(4-7)与式(4-6)相一致,图4-4所示流图所对应的 OTA-C 电路如图 4-5 所示。

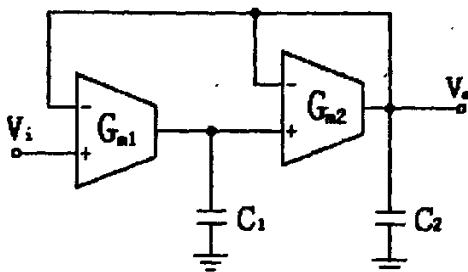


图 4-5 图 4-4 对应的 OTA-C 电路图

其中 $A_0=1$, $A_1=1$, $K_1=G_{m1}/C_1$, $K_2=G_{m2}/C_2$, 传输函数为:

$$H(S) = \frac{V_o}{V_i} = \frac{\frac{G_{m1}G_{m2}}{C_1C_2}}{S^2 + S\frac{G_{m2}}{C_2} + \frac{G_{m1}G_{m2}}{C_1C_2}} \quad (4-8)$$

4.2.3 方块图法设计双二阶 OTA-C 滤波器

系统方块图是直观表达系统数学模型的一种方法。在滤波器设计中,可以根据欲实现的系统传输函数画出系统方块图,再用基本电路模块(主要是比例放大器、加法器和积分器)模拟实现系统方块图,最后进行参数计算,完成滤波器的设计。

方块图法设计二阶 OTA-C 滤波器的基本步骤是:

1. 画出二阶传输函数特征方程式的方块图;
2. 用基本电路模块实现特征方程式的方块图;
3. 画出具有传输零点函数的方块图;
4. 用基本电路模块实现传输零点。

限于篇幅,方块图法设计二阶 OTA-C 滤波器见参考文献[1]。

4.3 一种基于平衡输出 OTA 多功能滤波器

在 4.2 节中,我们归纳了二阶滤波器的三种设计方法:节点电压模拟法、信号流图法、方块图法,从文献[1]介绍的方法中可以看出,

所设计的滤波器有一个共同的缺点, 所含 OTA 器件过多, 而且所实现的功能较少。

近年来, 随着 VLSI 技术的发展和通信等领域的需要, 电流模式电路受到了极大的关注^[8~12], 与传统的运算放大器相比, 它具有通频带宽、增益可调、速度快、电压低、良好的线性度、动态范围大、电路结构简单、和容易设计与制造等优点, 获得了越来越多的运用。运算跨导放大器作为电流模式电路中的基本有源元件, 因具有良好的高频性能、很强的通用性和灵活性, 电路结构简单, 因而成为 VLSI 电路中的基本模块, 在连续时间滤波器中得到了广泛的应用^[12]。以前报道的电路大多是采用单输出的 OTA^[13~15], 因此, 在设计滤波器中存在两个不足: (1) 电流信号直通和信号反馈不能兼顾, 实现电流反馈将破坏其高输出阻抗特性, 从而不利于电路级联; (2) 电路设计较为复杂, 所需有源及无源器件较多。于是平衡输出的 OTA 应运而生, 它在很大程度上弥补了单输出的 OTA 的不足, 但是基于平衡输出的 OTA 滤波器的研究还有待于进一步开展。目前基于平衡输出的 OTA 多功能滤波器尚未多见^[16~17]。

采用平衡输出的 OTA 及电阻、电容设计了一种能实现多种滤波功能的电路结构, 这种电路具有更好的高频特性, 而且所用的元件少, 结构简单, 易于级联。

本电路所提出的单输入、单输出的通用有源电流模式滤波器如图 4-6 所示, 利用平衡输出 OTA 的传输特性及结点分析法, 得如下电流传输函数:

$$\frac{I_o}{I_i} = \frac{GY_2Y_4}{Y_1Y_2Y_4 + Y_1Y_2Y_5 + Y_1Y_3Y_4 + Y_1Y_3Y_5 + Y_1Y_4Y_5 + Y_2Y_3Y_4 + Y_2Y_3Y_5 + Y_2Y_4Y_5 + GY_2Y_4} \quad (4-9)$$

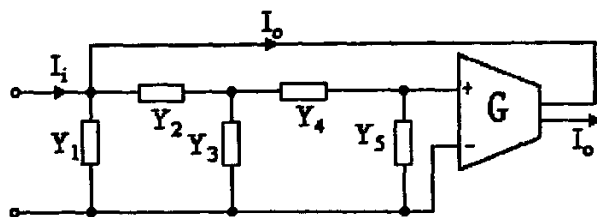


图 4-6 基于平衡输出 OTA 的多功能滤波器

式(4-9)中 G 表示跨导, Y_1 、 Y_2 、 Y_3 、 Y_4 、 Y_5 表示导纳, 它们选择不同的值, 电路可以实现不同的滤波功能。具体如下表所示:

	Y_1	Y_2	Y_3	Y_4	Y_5
一阶低通	SC_1	冗余项	0	冗余项	0
一阶高通	g_1	SC_1	0	g_2	g_3
二阶低通	SC_1	g_1	SC_2	冗余项	0
二阶带通	g_1	g_2	SC_1	SC_2	g_3
二阶高通	g_1	SC_1	g_2	SC_2	g_3

表格中的数值表示导纳的大小。 g_1 、 g_2 、 g_3 表示对应的元件为电阻， SC_1 、 SC_2 表示对应的元件为电容。

4.3.1 一阶滤波器

1.若取 $Y_1 = SC_1$ ， $Y_3 = Y_5 = 0$ ， Y_2 、 Y_4 为冗余项，则它对应的电路图如图4-7所示，由跨导运算放大器的端口特性，有：

$$I_o = G \left[\frac{(I_i - I_o)}{SC_1} - 0 \right] \quad (4-10)$$

整理得：

$$\frac{I_o}{I_i} = \frac{G}{SC_1 + G} \quad (4-11)$$

$$\text{则} \quad \omega_0 = \frac{G}{C_1} \quad H_0 = 1 \quad (4-12)$$

由式(4-12)很容易看出，通过调节跨导运算放大器的增益 G 的大小，可以很方便地改变滤波器的截止频率。

2.若取 $Y_1 = g_1$ ， $Y_2 = SC_1$ ， $Y_4 = g_2$ ， $Y_5 = g_3$ ， $Y_3 = 0$ ，它对应的电路图如图4-8所示，由跨导运算放大器的端口特性，有：

$$\frac{I_o}{I_i} = \frac{\frac{Gg_2}{g_1g_2 + g_1g_3 + g_2g_3 + Gg_2} s}{s + \frac{g_1g_2g_3}{(g_1g_2 + g_1g_3 + g_2g_3 + Gg_2)c_1}} \quad (4-13)$$

则

$$\omega_0 = \frac{g_1g_2g_3}{(g_1g_2 + g_1g_3 + g_2g_3 + Gg_2)c_1} \quad (4-14)$$

$$H_0 = \frac{Gg_2}{g_1g_2 + g_1g_3 + g_2g_3 + Gg_2} \quad (4-15)$$

由式 4-14 可知, ω_0 与 H_0 独立可调。

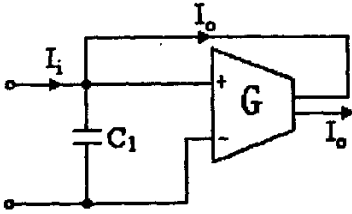


图 4-7 一阶低通滤波器

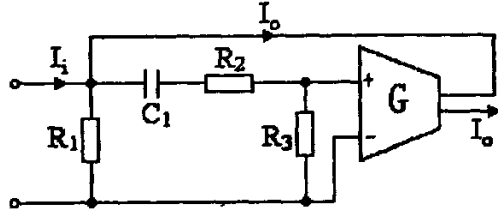


图 4-8 一阶高通滤波器

用 PSPICE 软件对一阶滤波器进行仿真。设计一个截止频率为 398.1KHz 的低通滤波器, 若 $G=1s$, 则电容 C_1 为 $0.4 \mu F$, 电路图 4-7 的仿真结果如图 4-9 所示。设计一个截止频率为 500KHz 的高通滤波器, 若 $G=1s$, $R_1=R_2=R_3=1K\Omega$, 则电容 C_1 为 $0.31746PF$, 图 4-8 的仿

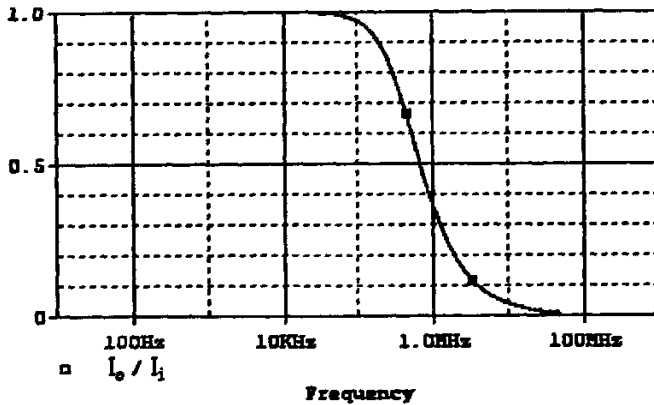


图 4-9 一阶低通频响曲线

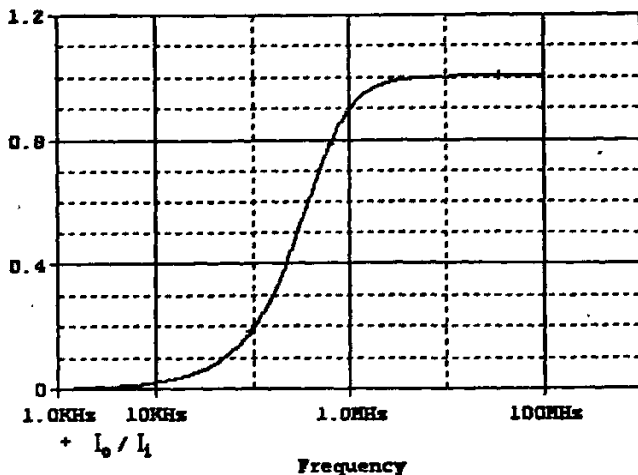


图 4-10 一阶高通频响曲线

真结果如图 4-10 所示。仿真结果证实了理论分析的正确性。

4. 3. 2 二阶滤波器

1.若取 $Y_1 = SC_1$, $Y_2 = g_1$, $Y_3 = SC_2$, $Y_4 = 0$, Y_5 为冗余项, 它对应的电路图如图 4-11 所示, 由电路图, 有:

$$\frac{I_o}{I_i} = \frac{\frac{Gg_1}{C_1C_2}}{S^2 + \frac{g_1(C_1+C_2)}{C_1C_2}S + \frac{Gg_1}{C_1C_2}} \quad (4-16)$$

则:

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{Gg_1}{C_1C_2}} \quad Q = \frac{1}{(C_1+C_2)} \sqrt{\frac{C_1C_2G}{g_1}} \quad (4-17)$$

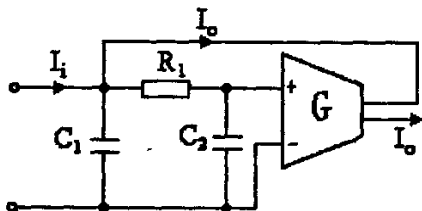


图 4-11 二阶低通滤波器

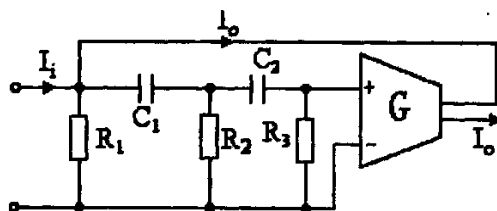


图 4-12 二阶高通滤波器

2.若取 $Y_1 = g_1$, $Y_2 = SC_1$, $Y_3 = g_2$, $Y_4 = SC_2$, $Y_5 = g_3$, 它对应的电路图如图 4-12 所示, 由跨导运算放大器的端口特性, 有:

$$\frac{I_o}{I_i} = \frac{\frac{G}{g_1+g_2+g_3+G}S^2}{S^2 + \frac{C_1g_1g_3+C_1g_2g_3+g_1C_2g_3+g_1C_2g_2}{C_1C_2g_1+C_1C_2g_2+C_1C_2g_3+C_1C_2G}S + \frac{g_1g_2g_3}{C_1C_2g_1+C_1C_2g_2+C_1C_2g_3+C_1C_2G}} \quad (4-18)$$

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_1g_2g_3}{C_1C_2g_1+C_1C_2g_2+C_1C_2g_3+C_1C_2G}} \quad (4-19)$$

$$Q = \sqrt{\frac{g_1g_2g_3(C_1C_2g_1+C_1C_2g_2+C_1C_2g_3+C_1C_2G)}{(C_1g_1g_3+C_1g_2g_3+g_1C_2g_3+g_1C_2g_2)^2}} \quad (4-20)$$

3.若取 $Y_1 = g_1$, $Y_2 = g_2$, $Y_3 = SC_1$, $Y_4 = SC_2$, $Y_5 = g_3$, 它对应的电路图如图 4-13 所示, 由跨导运算放大器的端口特性, 有:

$$\frac{I_o}{I_i} = \frac{\frac{GC_2g_2}{C_1C_2g_1+C_1C_2g_2}S}{S^2 + \frac{C_1g_1g_3+C_1g_2g_3+g_1C_2g_3+g_1C_2g_2+g_3C_2g_2+GC_2g_2}{C_1C_2g_1+C_1C_2g_2}S + \frac{g_1g_2g_3}{C_1C_2g_1+C_1C_2g_2}} \quad (4-21)$$

则

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_1g_2g_3}{C_1C_2g_1+C_1C_2g_2}} \quad (4-22)$$

$$Q = \sqrt{\frac{g_1g_2g_3(C_1C_2g_1+C_1C_2g_2)}{(C_1g_1g_3+C_1g_2g_3+g_1C_2g_3+g_1C_2g_2+g_3C_2g_2+GC_2g_2)^2}} \quad (4-23)$$

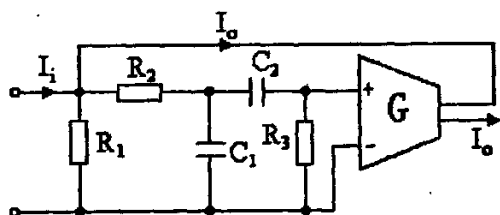


图 4-13 二阶带通滤波器

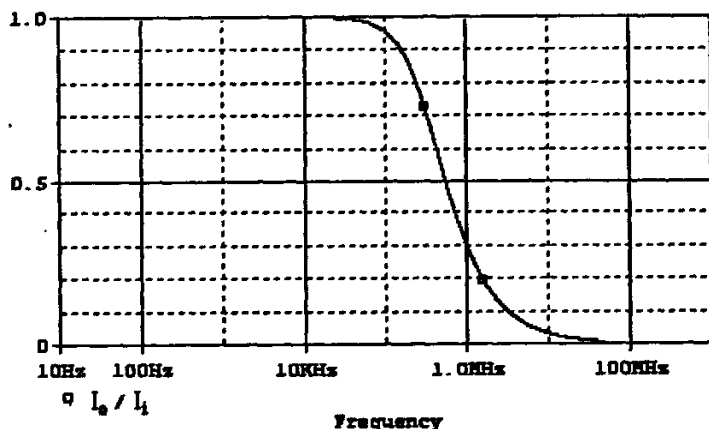


图 4-14 二阶低通响应曲线

为验证所设计电路的可行性，用设计的电路对二阶低通滤波器进行了模拟仿真。设计一个截止频率为 300KHz 的低通滤波器，若 $G=1s$ ， $C_1=C_2=0.01 \mu F$ ，则 R_1 为 2.817K Ω ，电路图 4-11 的仿真结果如图 4-14 所示，仿真结果与理论分析完全一致，证实了理论分析的正确性。

4.4 高阶滤波器的设计

在实际应用领域，常常对滤波器的通带、阻带和过渡带提出比一阶、二阶滤波器更为严格的要求，这些要求必须用高阶滤波器来满足。

因此, 研究用跨导运算放大器实现的高阶滤波器具有非常重要的意义。

本节主要讨论用加法器、积分器设计多环反馈结构的高阶滤波器。采用多环反馈结构可以实现任意 n 阶传输函数, 因此, 可以实现 n 阶低通、高通、带通、带阻等类型滤波器。

4.4.1 OTA-C 连续时间滤波器的设计方法

高阶 OTA-C 滤波器的主要实现方法有: 级联法、多环反馈法、无源 LC 梯形电路模拟法。

级联法将彼此互相隔离的一、二阶电路连接起来, 形成高阶电路所需的极点和零点。级联电路的优点是制作和调整方便, 缺点是电路性能对元件的灵敏度高, 特别是选择性高的滤波器, 将对元件的精度和稳定性提出苛刻的要求。

多环反馈结构保留了级联结构的模块和特点, 又能提供比级联结构优越的灵敏度特性, 但是这类结构的电路比较复杂, 调整起来比较困难, 使其应用受到一定限制。

双端接阻无源 LC 梯形滤波器具有对元件变化灵敏度低的优点, 因此, 用有源网络模拟无源 LC 梯形结构是构成低灵敏度有源滤波器的主要方法。设计步骤:

1. 据技术指标要求, 查规范化表格、图册、得到归一化无源 LC 梯形滤波器的电路和参数, 并归一化, 换算成实际频率下的电路参数。
2. 原型无源 LC 梯形滤波器作出相应的状态变量方框图。
3. 电流传送器基本单元电路实现上述状态变量框图, 并根据原型 LC 梯形电路的积分时间常数确定相应电流传送器电路的元件参数。

跳耦 (LF) 结构实现方法的主要思想是通过应用负反馈来模拟无源 LC 梯形电压和电流关系。用这种方法得出的电路结构具有多重反馈回路。它具有较低的灵敏度, 而另一方面它是用相似的基本块来构成, 所以又具有级联实现方法的特点。

4.4.2 任意阶电压模式多功能 OTA-C 滤波电路的设计^[19]

本节提出了用 OTA 和电容元件实现 n 阶滤波器的结构。所设计的电路结构简单, 在不改变结构的情况下, 只需取不同的输出端, 就

.....

$$i_1 = V_{out2} \quad (4-32)$$

$$i_0 = V_{out1} \quad (4-33)$$

$$\text{又} \quad (V_{in} - 0) \times 1 + [0 - V_{out(1)}] \times 1 = i_0 + i_1 + \dots + i_{n-1} \quad (4-34)$$

则由式(4-24)~式(4-34)可得:

$$V_{in} = V_{out(0)} + V_{out(1)} + \dots + V_{out(n)} \quad (4-35)$$

$$V_{in} = \frac{V_{out(i)}}{a_0 s^i} + \frac{V_{out(i)}}{a_1 s^{i-1}} + \dots + \frac{V_{out(i)}}{a_n s^{i-n}} \quad (4-36)$$

则

$$V_{in} = \frac{V_{out(i)}}{a_i s^i} (a_0 + a_1 s + \dots + a_n s^n) \quad (4-37)$$

即

$$\frac{V_{out(i)}}{V_{in}} = \frac{a_i s^i}{a_0 + a_1 s + \dots + a_n s^n} \quad (4-38)$$

为使图 4-15 所示 n 阶通用 OTA-C 滤波器获得不同类型的滤波特性, 只需选择适当的输出信号。

当选取 $i=0$ 时, 为低通滤波器;

当选取 $i=n$ 时, 为高通滤波器;

当选取 $0 < i < n$ 时, 为带通滤波器。

4.5. 本章小结

本章对全集成连续时间 OTA-C 二阶和高阶滤波器进行了研究, 主要研究工作包括以下几个方面:

(1) 全面归纳和总结了 OTA-C 二阶滤波器的三种设计方法: 结点电压模拟法、信号流图法和方块图直接实现法。给出一种新颖的低阶滤波电路, 它是利用平衡输出 OTA 实现的电流模式滤波电路, 此电路具有以下优点: 能实现多种滤波功能; 高频特性好; 使用元件少, 电路结构简单; 易于级联。所有滤波电路都经过 PSPICE 仿真, 仿真

结果与理论分析相吻合，表明所设计电路的正确性。

(2) 全面归纳和总结了 TOA-C 高阶滤波器的三种设计方法：级联法、多环反馈法、无源 LC 梯形电路模拟法。并重点介绍了无源 LC 梯形电路模拟法的设计步骤。最后介绍了一种 n 阶电压模式多功能 OTA-C 滤波电路，所介绍的电路具有以下优点：能实现低通、高通和带通滤波功能；结构简单，所需元件不多， n 阶滤波器只需 $n+2$ 个 OTAs 和 n 个接地电容，易于在同一芯片上集成；所介绍电路具有较好的高频特性。

第五章 基于跨导运算放大器和电流传输器的有源滤波器设计

5.1 引言

1968年,加拿大学者 K.C.Smith 和 A.Sedra 提出了一个新的模拟标准部件—电流传送器 (Current Conveyor, 简称 CC)^[42-50]。它是最早被提出的电流模式万用功能块。电流传送器是一种功能很强的标准部件,将它与其他电子元件组合可以十分简便地构成各种特定的电路结构,实现多种模拟信号处理功能,在这一点上电流传送器与通用电压模式运算放大器是相似的。最近二十年来,以电流为信号变量的电路在信号处理中的巨大潜在优势逐渐被认识并被挖掘出来,电流传送器电路能解决电压模式电路所遇到的一些难题,在速度、带宽、动态范围等方面获得更加优良的性能。研究结果显示,在高频、高速信号处理领域,电流模式的电路设计方法正在取代电压模式的传统设计方法,电流模式电路的发展和应用将把现代模拟集成电路推进到一个新阶段。在模拟技术中的几种最基本的信号处理功能(如加/减、比例、积分等)能很方便地用电流传送器实现。而且,由于电流传送器具有电压输入端(Y)和电流输入端(X),因此,利用电流传送器既可以方便地实现电压模式信号处理电路,也可以方便地实现电流模式信号处理电路。电流传送器电路,无论信号大小,都能比相应的基于电压运算放大器的电路提供更大带宽下的更高电压增益。

正是由于电流传送器的这些优点,电流传送器及其应用电路的开发研究引起集成电路设计者越来越多的注意,现在市场上已出现了一系列电流传送器集成器件(如 AD844)。有学者预言,电流传送器这种器件将来会取代运算放大器成为最通用的标准器件。三十多年来,跨导运算放大器和电流传输器都取得了长足的发展,是继常规运算放大器以后最为常用的两种信号模块,二者可以在同一电路中互取其长一起使用。

5.2 CCII 模型及基本单元电路

CCII 的符号如图 5-1 所示, 它的端口特性可用下列矩阵方程描述:

$$\begin{bmatrix} I_Y \\ V_X \\ I_X \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & \pm 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_Y \\ I_X \\ V_X \end{bmatrix} \quad (5-1)$$

该方程表明, CCII 的 Y 端口电流为零, X 端口的电压跟随 Y 端口电压, Z 端口的电流跟随 X 端口的电流。



图 5-1 CCII 符号

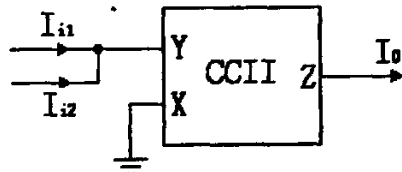


图 5-2 CCII 加法器

电流模式信号处理电路通常由一些基本单元电路组成。单元电路之一是能实现求和功能的加法器如图 5-2 所示, 其传递函数为:

$$I_o = I_{i1} + I_{i2} \quad (5-2)$$

5.3 一种基于 OTA 与 CCII 电流模式多功能二阶滤波器

所提出电路由 3 个 OTA、一个 CCII 与 2 个接地电容实现, 通过选择不同的输出组合, 可实现高通、低通、带通、带阻和全通功能,

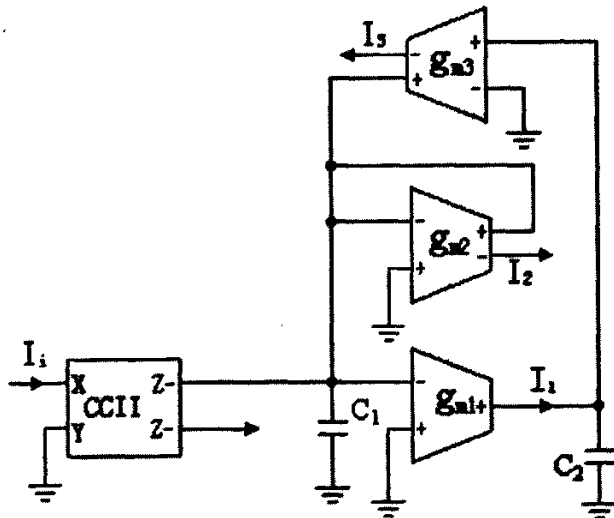


图 5-3 基于 OTA 与 CCII 电流模式多功能二阶滤波器

其电路如图 5-3 所示。由 CCII 与 OTA 的端口特性，得

$$\frac{I_3}{I_1} = \frac{g_{m1}g_{m3}}{S^2C_1C_2 + SC_2g_{m2} + g_{m1}g_{m3}} \quad (5-3)$$

$$\frac{I_2}{I_1} = \frac{SC_2g_{m2}}{S^2C_1C_2 + SC_2g_{m2} + g_{m1}g_{m3}} \quad (5-4)$$

显然，从式 (5-3) 和 (5-4) 中可以看出能分别实现低通、带通滤波功能。此外，若将输出端适当组合，就能实现高通、带阻和全通滤波功能分别如 (5-5)、(5-6) 和 (5-7) 所示：

$$\frac{I_1 - I_2 - I_3}{I_1} = \frac{S^2C_1C_2}{S^2C_1C_2 + SC_2g_{m2} + g_{m1}g_{m3}} \quad (5-5)$$

$$\frac{I_1 - I_2}{I_1} = \frac{S^2C_1C_2 + g_{m1}g_{m3}}{S^2C_1C_2 + SC_2g_{m2} + g_{m1}g_{m3}} \quad (5-6)$$

$$\frac{I_1 - 2I_2}{I_1} = \frac{S^2C_1C_2 - SC_2g_{m2} + g_{m1}g_{m3}}{S^2C_1C_2 + SC_2g_{m2} + g_{m1}g_{m3}} \quad (5-7)$$

$$\text{其中 } \omega_0 = \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m3}}{C_1C_2}} \quad Q = \frac{1}{g_{m2}} \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m3}C_1}{C_2}} \quad (5-8)$$

由式 (5-8) 可得：

$$S_{g_{m1}}^{\omega_0} = S_{g_{m1}}^Q = 0.5 \quad (5-9)$$

$$S_{g_{m2}}^{\omega_0} = 0, \quad S_{g_{m2}}^Q = -1.0 \quad (5-10)$$

$$S_{g_{m3}}^{\omega_0} = S_{g_{m3}}^Q = 0.5 \quad (5-11)$$

$$S_{C_1}^{\omega_0} = -0.5 \quad S_{C_1}^Q = 0.5 \quad (5-12)$$

$$S_{C_2}^{\omega_0} = S_{C_2}^Q = -0.5 \quad (5-13)$$

由式 (5-8) 可以看出 ω_0 与 Q 独立可调，由式 (5-8) ~ 式 (5-13) 可以看出此电路具有灵敏度低的优点。

5.4 一种基于 OTA 与 CCII 实现的 n 阶多功能滤波器

5.4.1 n 阶传输函数的电路设计原理

设 n 阶电流传输函数为:

$$H(s) = \frac{i_{out}}{i_{in}} = \frac{b_n s^n + b_{n-1} s^{n-1} + \dots + b_2 s^2 + b_1 s + b_0}{s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \dots + a_2 s^2 + a_1 s + a_0}$$

$$= \frac{b_n s^n + b_{n-1} s^{-1} + \dots + b_2 s^{-n+2} + b_1 s^{-n+1} + b_0 s^{-n}}{1 + a_{n-1} s^{-1} + \dots + a_2 s^{-n+2} + a_1 s^{-n+1} + a_0 s^{-n}} \quad (5-14)$$

将式 (5-14) 展开, 有

$$i_{out} = i_{in} (b_n + b_{n-1} s^{-1} + \dots + b_2 s^{-n+2} + b_1 s^{-n+1} + b_0 s^{-n})$$

$$- a_{n-1} s^{-1} i_{out} - a_{n-2} s^{-2} i_{out} - \dots - a_1 s^{-n+1} i_{out} - a_0 s^{-n} i_{out} \quad (5-15)$$

由式 (5-15) 可得实现传递函数的信号流图 5-4 所示。在信号流图中, 共包括 n 个积分器, 可用理想积分器实现, 各输入变量与各积分器输出信号的相加可用形式加法器实现, 式 (5-15) 可用图 5-4 所示信号流图表示:

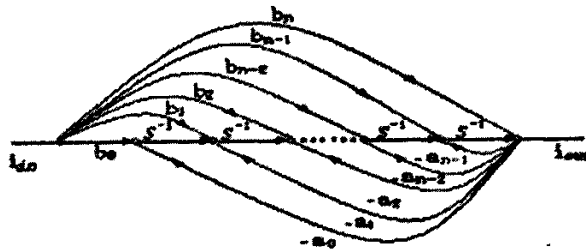


图 5-4 式 5-15 的信号流图

由信号流图, 结合传输函数表达式, 设计电路结构如图 5-5 所示。

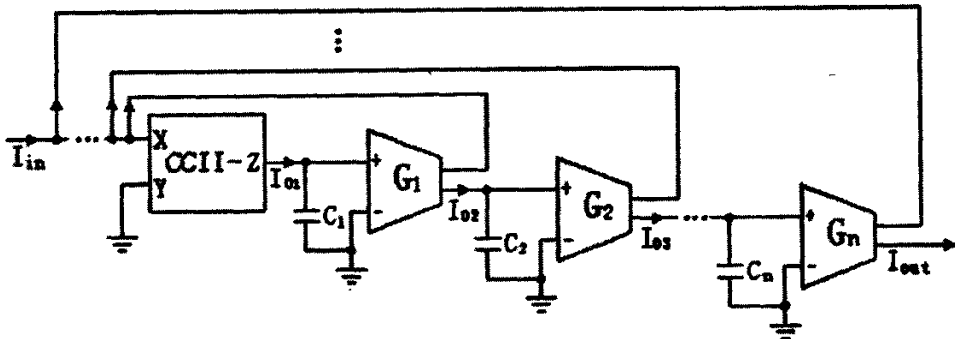


图 5-5 n 阶基于 DO-OTA 及 CCII- 的电流模式多功能滤波器

由图 5-5, 根据 DO-OTA 及 CCII- 的端口特性有:

$$I_{o1} = I_{in} - I_{o2} - I_{o3} - \dots - I_{on} - I_{out} \quad (5-16)$$

$$I_{o2} = \frac{I_{o1}G_1}{SC_1} \quad (5-17)$$

$$I_{o3} = \frac{I_{o2}G_2}{SC_2} \quad (5-18)$$

$$\dots\dots\dots$$

$$I_{on} = \frac{I_{on-1}G_{n-1}}{SC_{n-1}} \quad (5-19)$$

$$I_{out} = \frac{I_{on}G_n}{SC_n} \quad (5-20)$$

由以上式子得:

$$\frac{I_{o1}}{I_{in}} = \frac{C_1C_2 \dots C_n S^n}{C_1C_2 \dots C_n S^n + G_1C_2C_3 \dots C_n S^{n-1} + \dots + G_1G_2 \dots G_n} \quad (5-21)$$

$$\frac{I_{o2}}{I_{in}} = \frac{G_1C_2C_3 \dots C_n S^{n-1}}{C_1C_2 \dots C_n S^n + G_1C_2C_3 \dots C_n S^{n-1} + \dots + G_1G_2 \dots G_n} \quad (5-22)$$

...

$$\frac{I_{o(n-1)}}{I_{in}} = \frac{G_1G_2 \dots G_{n-1}C_n S}{C_1C_2 \dots C_n S^n + G_1C_2C_3 \dots C_n S^{n-1} + \dots + G_1G_2 \dots G_n} \quad (5-23)$$

$$\frac{I_{out}}{I_{in}} = \frac{G_1G_2 \dots G_n}{C_1C_2 \dots C_n S^n + G_1C_2C_3 \dots C_n S^{n-1} + \dots + G_1G_2 \dots G_n} \quad (5-24)$$

由式 (5-21) ~ 式 (5-24) 可以看出: 式 (5-21) 可以实现高通滤波器功能, 式 (5-24) 可以实现低通滤波器功能, 式 (5-22) ~ 式 (5-23) 中任意一个式子都可以实现带通滤波器功能。若将式 (5-21) 与式 (5-24) 相加可得:

$$\frac{I_{o1} + I_{out}}{I_{in}} = \frac{C_1C_2 \dots C_n S^n + G_1G_2 \dots G_n}{C_1C_2 \dots C_n S^n + G_1C_2C_3 \dots C_n S^{n-1} + \dots + G_1G_2 \dots G_n} \quad (5-25)$$

若将式 (5-21) 与式 (5-24) 相加再减去式 (5-22) ~ (5-23) 可得:

$$\frac{I_{o1} + I_{out} - I_{o2} - \dots - I_{o(n-1)}}{I_{in}} = \frac{\Delta}{M} \quad (5-26)$$

$$\text{其中 } \Delta = C_1 C_2 \cdots C_n S^n - G_1 C_2 C_3 \cdots C_n S^{n-1} - \cdots - G_1 G_2 \cdots G_{n-1} C_n S + G_1 G_2 \cdots G_n \quad (5-27)$$

$$M = C_1 C_2 \cdots C_n S^n + G_1 C_2 C_3 \cdots C_n S^{n-1} + \cdots + G_1 G_2 \cdots G_n \quad (5-28)$$

由式(5-25)和式(5-26)可以看出:式(5-25)可以实现带阻滤波器功能,式(5-26)可以实现全通滤波器功能。

5.4.2 设计实例及其计算机仿真

根据上述分析过程,再设计一个四阶低通滤波器如图5-6所示。由CCII-和DO-OTA的端口特性,可得:

$$I_{o1} = I_i - I_{o2} - I_{o3} - I_{o4} - I_o \quad (5-29)$$

$$I_{o2} = \frac{I_{o1} G_1}{SC_1} \quad (5-30)$$

$$I_{o3} = \frac{I_{o2} G_2}{SC_2} \quad (5-31)$$

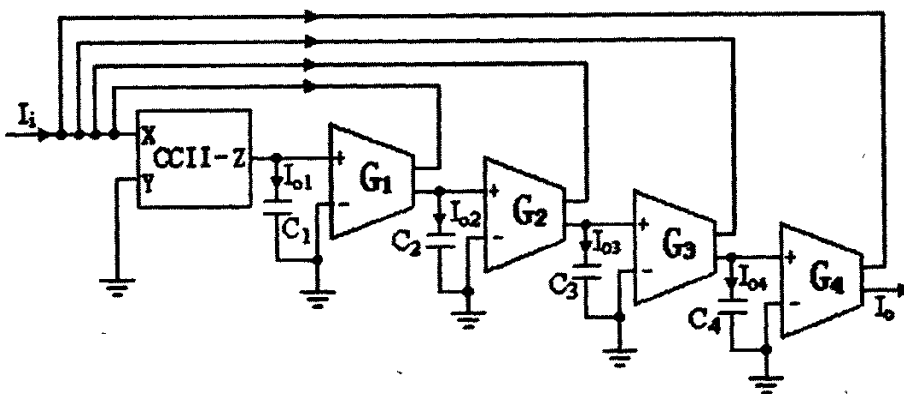


图5-6 四阶多功能滤波器原理图

$$I_{o4} = \frac{I_{o3} G_3}{SC_3} \quad (5-32)$$

$$I_o = \frac{I_{o4} G_4}{SC_4} \quad (5-33)$$

则

$$\frac{I_{o1}}{I_i} = \frac{C_1 C_2 C_3 C_4 S^4}{C_1 C_2 C_3 C_4 S^4 + G_1 C_2 C_3 C_4 S^3 + G_1 G_2 C_3 C_4 S^2 + G_1 G_2 G_3 C_4 S + G_1 G_2 G_3 G_4} \quad (5-34)$$

对截止频率为 500kHz 的四阶巴特沃思滤波器进行设计。该滤波器的归一化传递函数为：

$$H(S) = \frac{1}{S^4 + 2.613S^3 + 3.414S^2 + 2.613S + 1} \quad (5-35)$$

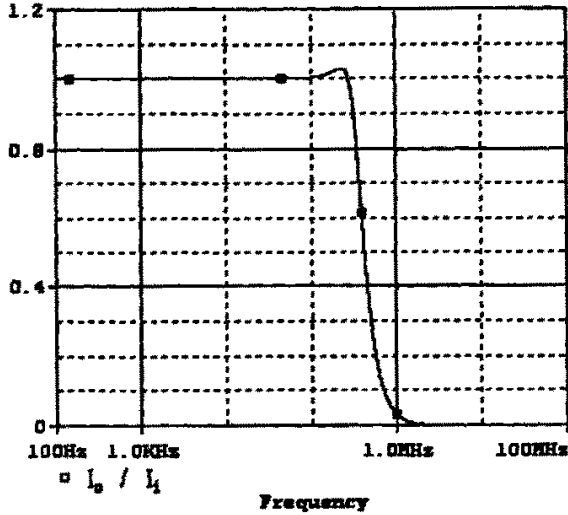


图 5-7 四阶巴特沃思滤波器的幅频响应

由式 (5-34) 及式 (5-35)，令： $G_1 = G_2 = G_3 = G_4 = 1S$ ，算出 c_1 、 c_2 、 c_3 、 c_4 ，再进行反归一化，得： $C_1 = 121879.6pF$ ， $C_2 = 243751.7pF$ ， $C_3 = 416101.1pF$ ， $C_4 = 832169.7pF$ 。经 PSPICE 仿真得仿真结果如图 5-7 所示，显然仿真结果与理论分析一致，证实了电路的可行性。

5.5 电流控制传输器的研究

CCII 自从 1970 年被提出以后，就被广泛的用来设计各种电流模式电路和电压模式电路，例如电压放大器、滤波器以及信号处理电路等，但是在 CCII 的内部输入电路的 X 端有一个寄生电阻，其阻值约为几十至一百多欧姆，而传输特性并没有考虑这个电阻，这样就导致了 CCII 的 X 端电压与 Y 端的电压跟随无法达到理想的程度，从而引起了基于 CCII 的传输函数产生误差，尤其在 X 端外接电容时误差较大；故 Fabre 等人利用双极型晶体管的线性互导 (Translinear Loop) 特性实现了电流控制传输器 (current controlled second generation current conveyor)，其电路结构简单，提高了频响，降低了功耗，从而使电流控制传输器的应用扩展到了电调谐功能领域，CCCII 的电调

谐波功能是由于 X 端的寄生电阻由偏置电流控制而产生。

5.5.1 多输出电流控制传输器的符号及其端口特性

多输出电流控制传输器 (MOCCII) 的电路符号如图 6-8 所示, 端口特性如式 5-37 矩阵方程表示, R_X 为 X 端的寄生电阻, 其值为:

$$R_X = V_T / (2I_B) \quad (5-36)$$

式中 V_T 为热电压, 在常温下约为 26mV; I_B 为偏置电流, 控制寄生电阻 R_X 。

$$\begin{bmatrix} I_Y \\ V_X \\ I_Z \\ I_{\bar{Z}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & R_X & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_Y \\ I_X \\ V_Z \\ V_{\bar{Z}} \end{bmatrix} \quad (5-37)$$

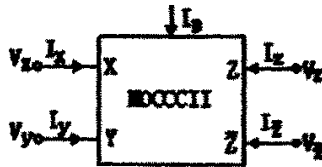


图 5-8 多输出 MOCCII 的符号

5.5.2 CCCII 与 CCII 的关系研究

在第二节里我们介绍了 CCII 的端口特性, 将式(5-1)与式(5-37)作一个比较我们可以得出一个结论: 在一个电路中, 若 CCII 的 X 端连接了一个电阻, 则可以用一个 CCCII 取代。用一个 CCCII 取代一个 X 端连接了一个电阻的 CCII 可以起到简化电路的目的, 无需使用电

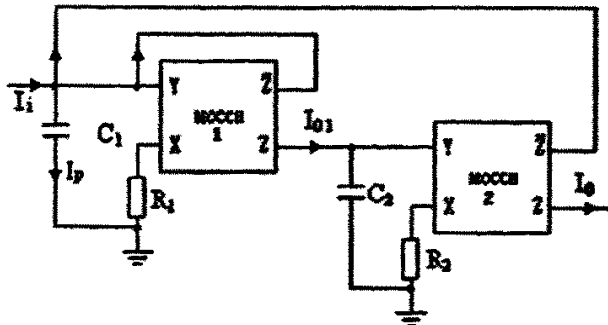


图 5-9 基于 MOCCII 的二阶低通滤波器

阻元件，更加易于集成。下面举一个例子说明此方法的可行性。图 5-9 为基于 MOCCII 的二阶低通滤波器的电路图。根据 MOCCII 的端口特性，可得如下方程：

$$\frac{I_i - I_{o1} - I_o}{SC_1} = I_{o1}R_1 \quad (5-38)$$

$$\frac{I_{o1}}{SC_2} = I_oR_2 \quad (5-39)$$

由式(5-38)和式(5-39)得：
$$\frac{I_o}{I_i} = \frac{1}{S^2C_1C_2R_1R_2 + SC_2R_2 + 1} \quad (5-40)$$

由式 (5-40) 易知此电路能实现二阶低通滤波功能。

将图 5-9 中的 MOCCII 和电阻用 MOCCII 取代入图 5-10 所示：

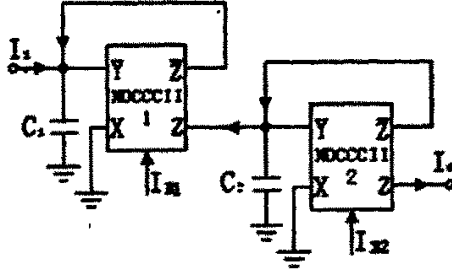


图 5-10 基于 MOCCII 电流模式二阶滤波器

由 MOCCII 的端口特性得其输出表达式：

$$\frac{I_o}{I_i} = \frac{1}{S^2 + \frac{R_{x1}C_1 + R_{x2}C_2}{C_1C_2R_{x1}R_{x2}}S + \frac{1}{C_1C_2R_{x1}R_{x2}}} \quad (5-41)$$

由式 (5-41) 可以看出此电路实现的是二阶低通滤波功能，它的截止频率和品质因数分别为：

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{C_1C_2R_{x1}R_{x2}}} \quad (5-42)$$

$$Q = \frac{\sqrt{C_1C_2R_{x1}R_{x2}}}{R_{x1}C_1 + R_{x2}C_2} \quad (5-43)$$

由式 (5-42) 和式 (5-43) 得截止频率 ω_0 和品质因素值 Q 相对于电阻元件和电容元件变化的灵敏度：

$$S_{C_1, C_2, R_{X1}, R_{X2}}^{\omega_0} = 1/2 \quad (5-44)$$

$$\left| S_{C_1, C_2, R_{X1}, R_{X2}}^Q \right| < 1/2 \quad (5-45)$$

可见此电路截止频率 ω_0 和品质因素值 Q 对 C_1 、 C_2 、 R_{X1} 和 R_{X2} 的无源灵敏度很低。

为了验证理论分析的正确性，对电路进行 PSPICE 仿真。MOCCII 使用理想模型，取 $C_1=C_2=0.0002\mu\text{F}$ ，分别取 $I_{B1}=I_{B2}=26\mu\text{A}$ 、 $I_{B1}=I_{B2}=13\mu\text{A}$ 、 $I_{B1}=I_{B2}=6.5\mu\text{A}$ ，仿真结果如图 5-11 所示。

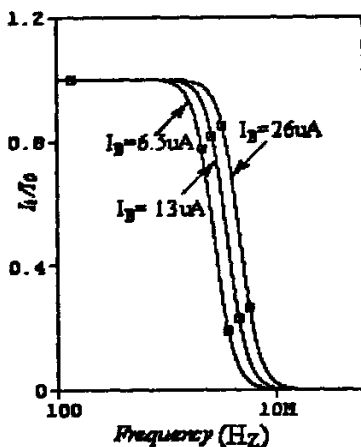


图 5-11 基于 MOCCII 电流模式二阶低通滤波器的幅频响应

5.5.3 一种基于 MOCCII 和 CCII-实现的 n 阶低通滤波器

基于 CCCII 的一阶及二阶电流模式滤波器已有一些报道^[51~57]，但对于 CCCII 的高阶电流模式滤波器研究较少^[58~59]，而且所用的有源或者无源元件数目较多。例如：文献[51, 55]用 4 个 CCCII 元件来实现单输入三输出的二阶滤波器；文献[52, 56, 57]则使用了浮地电容，不利于集成，而且 CCCII 的 X 端接有电容，从而所构成的微分器易使电路产生自激；文献[58]提出的高阶滤波器无源元件均接地，易于集成，但是比本文提出的电路多一个有源元件和一个电阻。本文基于迈逊信号流图理论^[58~59]，讨论了 n 阶滤波器的信号流图设计方法，成功地设计出了一种新颖的基于 MOCCII 和 CCII- 实现的 n 阶低通滤波器电路模型，该电路结构简单，由一个 CCII-、 n 个 MOCCII 和电容构成。与同类型电路相比^[58~59]，所用元器件较少，且电路中所有电容均接地，

易于集成。

n 阶电流模式低通滤波器的传递函数为:

$$H(S) = \frac{I_{out}}{I_{in}} = \frac{-b_0}{S^n + a_{n-1}S^{n-1} + \dots + a_1S + a_0} = \frac{b_0S^{-n}}{1 + a_{n-1}S^{-1} + \dots + a_1S^{-n+1} + a_0S^{-n}} \quad (5-46)$$

式 (5-46) 可用图 5-12 所示信号流图表示:

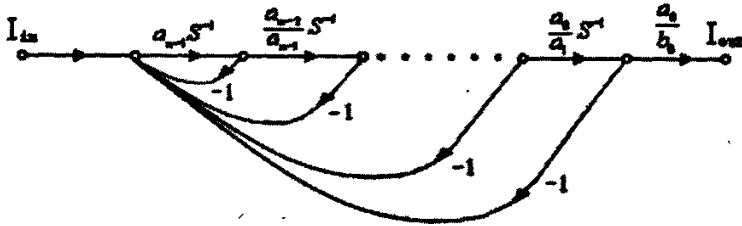


图 5-12 式 (5-46) 的信号流图

根据信号流图, 运用积分器及加法器可实现 n 阶基于 MOCCCII 及 CCII- 的电流模式低通滤波器, 如图 5-13 所示:

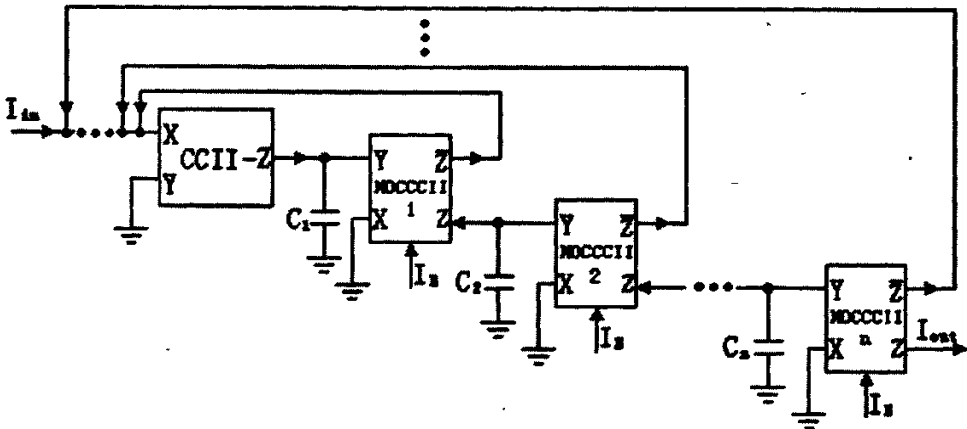


图 5-13 n 阶基于 MOCCCII 及 CCII- 的电流模式低通滤波器

由图 5-13, 根据 MOCCCII 及 CCII- 的端口特性有:

$$\frac{I_{out}}{I_{in}} = \frac{1}{S^n \prod_{m=1}^n C_m R_{xm} + S^{n-1} \prod_{p=2}^n C_p R_{xp} + \dots + S C_n R_{xn} + 1} \quad (5-47)$$

若已知滤波器传递函数的具体形式, 则可根据式 (5-47) 可得 $C_1 \sim C_n$ 、 $R_{x1} \sim R_{xn}$ 的值。为了验证提出方法的可行性, 对截止频率为 500kHz 的二阶、三阶、四阶巴特沃思滤波器进行设计并进行 PSPICE 模拟仿真。MOCCCII 偏置电流均取 13uA。各滤波器的归一化传递函数分别为:

$$H(S) = \frac{1}{S^2 + 1.414S + 1} \quad (5-48)$$

$$H(S) = \frac{1}{S^3 + 2S^2 + 2S + 1} \quad (5-49)$$

$$H(S) = \frac{1}{S^4 + 2.613S^3 + 3.414S^2 + 2.613S + 1} \quad (5-50)$$

由式(5-47)、式(5-48)、式(5-49)及式(5-50), 又 $I_B = 13 \mu A$, 则 $R_x = V_T / (2I_B) = 1K \Omega$, 各滤波器的 R_x 均取 $1K \Omega$, 得滤波器的元件参数。二阶巴特沃思滤波器元件参数: $C_1 = 225.2273PF$, $C_2 = 450.3185PF$; 三阶巴特沃思滤波器元件参数: $C_1 = 159.2357PF$, $C_2 = 318.4713PF$, $C_3 = 636.9427PF$; 四阶巴特沃思滤波器元件参数: $C_1 = 121.8796PF$, $C_2 = 243.7509PF$, $C_3 = 416.1011PF$, $C_4 = 832.1697PF$ 。图 5-14 给出了 2~4 阶低通滤波器的幅频特性的计算机 PSPICE 仿真结果, 结果与理论分析一致, 表明所提电路方案和设计公式正确。从图中可看出, 阶数越高, 幅频特性越接近理想特性。

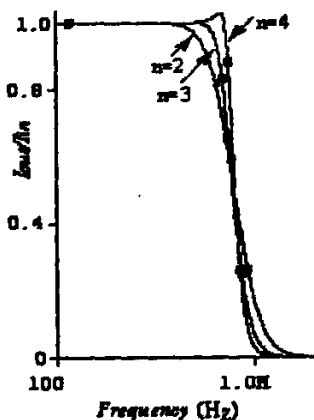


图 5-14 n 阶电流模式低通滤波器的幅频响应

5.6 本章小结

本章首先介绍了电流传输器模型及其端口特性, 并利用跨导运算放大器和电流传输器介绍了一种电流模式二阶多功能滤波器, 只需选择不同的输出组合就分别可以实现五种滤波功能, 并且灵敏度很低。然后提出了一种新的高阶可调的 OTA 和 CCII 电流模式多功能滤波器, 经过上述电路分析及 PSPICE 仿真验证, 可得该滤波器具有如下优点:

- ① 该设计方法简单明了, 综合性强, 无需改变电路结构, 可以很方便的实现 n 阶低通, 高通, 带通, 带阻以及全通函数, 且每种滤波

器结构简单；

- ② 无源灵敏度低；
- ③ 不用电阻元件，且所有的电容元件都接地，有利于集成；
- ④ 所用元件很少，电路结构简单；
- ⑤ 所设计的滤波器具有良好的高频性能。

接着讨论了CCII和CCCII的关系，并利用电流控制传输器取代电流传输器提出了一种新的电流模式二阶低通滤波器，它具有以下优点：①. 使用接地电容且没有使用电阻，故非常适合IC集成；②. 品质因数与截止频率电可调；③. 所用有源及无源元件最少；④. 灵敏度很低。最后基于迈逊信号流图理论，讨论了n阶滤波器的信号流图设计方法，成功地设计出了一种新颖的基于MOCCCII和CCII-实现的n阶低通滤波器电路模型，该电路结构简单，由一个CCII-、n个MOCCCII和电容构成。与同类型电路相比，所用元器件较少，且电路中所有电容均接地，易于集成。

第六章 基于 OTA 振荡器的研究

6.1 引言

在自动化的设备和系统中,经常需要进行性能的测试和信息的传送,这些这些都离不开一定的波形作为测试和传送的依据。在模拟系统中,常用的波形有正弦波、矩形波和锯齿波,这些波形的产生需要一种全新的电子电路——振荡电路。振荡电路是通过自激方式把直流电压变化为按一定规律变化的电压的一种电子线路。

事实上,振荡电路在电子学的领域内有着广泛的用途,在无线电技术发展初期,它就在发射机中(如电台)用来产生高频载波电压,发射信号;在超外差接收机中(如收音机)用作本机振荡电路,以接收无线电信号;在教学实验、科学研究仪器中,振荡电路产生各种频率的信号(如正弦信号发生器)作为信号源;在自动控制中,振荡电路用来完成监控、报警、无触点开关控制以及定时控制;在遥控技术中,振荡电路产生振荡电路产生各种频率的振荡电压,接收后经过识别,达到遥控的目的;在医学领域内,振荡电路可以产生脉冲电压用于消除疼痛,疏通经络;在机械加工中可用振荡电路产生的超声波进行材料探伤;在热处理中振荡电路产生大功率高频电能对负载加热等等。随着电子学的不断发展,振荡电路已经作为一个极为实用的功能电路应用到各种各样的仪器设备中,从而进入了社会的各个领域。

目前,基于 OTA 振荡器的文献在国内并不多见^[61-62],本章介绍的几种振荡电路具有以下几个优点:1.无源元件仅由电容构成且接地,便于单片 MOS 集成;2.频率可由 OTA 的偏置电流近似线性调整,易构成电控振荡器。

6.2 振荡器基本原理

第四章和第五章讨论了通过传输函数实现滤波器。从系统的角度看,滤波器是一种线性反馈系统。任何系统想要正常有序的工作,都必须引入反馈。反馈的引入使得系统具备以下优良特性:系统的输出能跟踪输入,并且更加稳定,同时能减小非线性失真,此外还能扩展

频带。如果没有反馈，很难想象有滤波器的实现。但是，反馈也会引起一些不希望的结果，如正反馈会引起系统的自激振荡，使之不稳定。二十世纪二十年代，人们利用正反馈来产生有用的振荡信号，产生了振荡器。

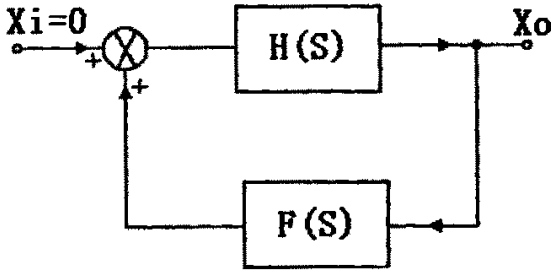


图 6-1 正弦振荡器方框图

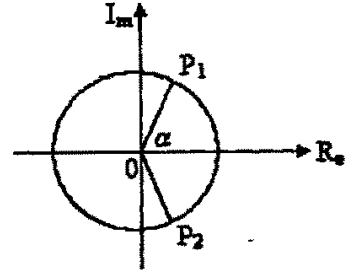


图 6-2 根轨迹图

从结构上看，正弦波振荡器是一个没有输入信号由滤波网络和正负反馈放大器组成的线性系统。图 5-1 为正弦振荡器方框图，它是一个闭环系统，接下来讨论此系统在什么条件下能够自激振荡。

由方框图可得：

$$X_o(S) = [X_i(S) + F(S)X_o(S)]H(S) \quad (6-1)$$

$$\text{即 } X_o(S)[1 - F(S)H(S)] = H(S)X_i(S) \quad (6-2)$$

$$\text{即 } \frac{X_o(S)}{X_i(S)} = \frac{H(S)}{1 - F(S)H(S)} \quad (6-3)$$

为了满足振荡条件，在输入 $X_i = 0$ ，而输出 $X_o \neq 0$ 时，必有闭环增益 $FH = 1$ ，这是系统振荡的必要条件之一。

假设 $H(S) = \frac{a_2s^2 + a_1s + a_0}{s^2 + b_1s + b_0}$ ， $F = K$ ，由式 6-3 有：

$$1 - K \frac{a_2s^2 + a_1s + a_0}{s^2 + b_1s + b_0} = 0 \quad (6-4)$$

$$\text{则有特征方程：} (1 - Ka_2)s^2 + (b_1 - Ka_1)s + (b_0 - Ka_0) = 0 \quad (6-5)$$

特征方程的根的形式为： $p_{1,2} = \alpha + j\omega$

根据信号理论， α 不能为 0，若 $\alpha = 0$ ，特征方程有共轭复根在虚轴上，这时，电路在时间域的冲激响应应为等幅正弦振荡，但是这种电路实际上是不能自动起振的。而且，当参数有微弱变化或者受寄生参数影响时，它的极点位置容易进入 S 域左半平面而使振荡趋于停

止。因此，一个正弦振荡器应具有在 S 域右半平面的一对共轭复根。

6.3 两种基于单输出 OTA 的正弦波振荡器

基于单输出 OTA 实现的正弦波振荡电路有很多，文献[61]提出了基于单输出 OTA 设计的通用正弦波振荡电路如图 6-3 所示，文献[62]提出了基于单输出 OTA 设计的通用正弦波振荡电路如图 6-4 所示，生成的正弦波振荡电路不需电阻，所有电容都接地，适合 IC 集成。

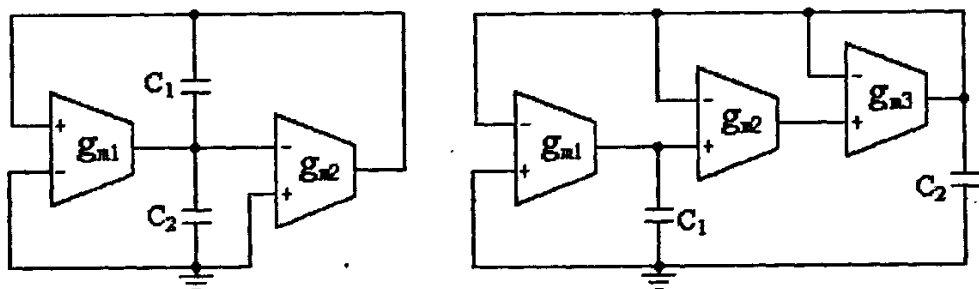


图 6-3 基于单输出 OTA 正弦波振荡电路 1 图 6-4 基于单输出 OTA 正弦波振荡电路 2

根据 OTA 的端口特性，可得图 6-3 特征方程为：

$$C_1 C_2 S^2 - (g_{m1} - g_{m2}) C_1 S + g_{m1} g_{m2} = 0 \quad (6-6)$$

振荡条件

$$g_{m2} = g_{m1} \quad (6-7)$$

振荡频率

$$\omega_o = \sqrt{\frac{g_{m1} g_{m2}}{C_1 C_2}} \quad (6-8)$$

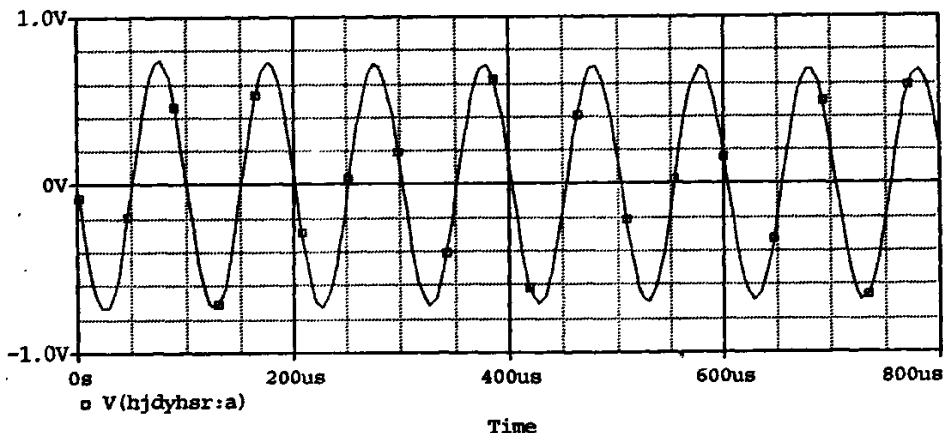


图 6-5 图 6-3 输出电压振荡波形

选取 $g_{m2} = g_{m1} = 0.1\text{ms}$ ， $C_1 = C_2 = 1.59\text{nF}$ ，计算得振荡频率 f_o 为

10KHz,计算机仿真结果如图 6-5 所示。

根据 OTA 的端口特性,可得图 6-4 特征方程为:

$$C_1 C_2 S^2 - (C_1 g_{m3} - C_2 g_{m2})S + g_{m1} g_{m2} = 0 \quad (6-6)$$

振荡条件

$$C_1 g_{m3} - C_2 g_{m2} = 0 \quad (6-7)$$

振荡频率

$$\omega_o = \sqrt{\frac{g_{m1} g_{m2}}{C_1 C_2}} \quad (6-8)$$

选取 $g_{m3} = g_{m2} = g_{m1} = 0.1ms$, $C_1 = C_2 = 1.59nF$, 计算得振荡频率 f_o 为 10KHz,计算机仿真结果如图 6-7、6-8 所示。

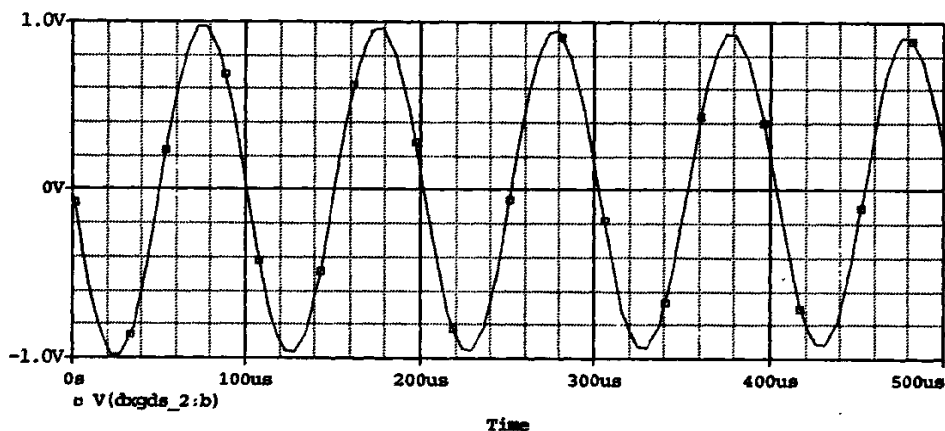


图 6-6 图 6-4 输出电压振荡波形

6.4 一种基于平衡输出 OTA 的正弦波振荡器

目前,基于平衡输出 OTA 振荡器的文献在国内外并不多见,本章介绍的基于平衡输出 OTA 振荡电路如图 6-9 所示,它具有以下几个优点: 1.无源元件仅由电容构成且接地,便于单片 MOS 集成; 2.频率可由 OTA 的偏置电流近似线性调整,易构成电控振荡器。

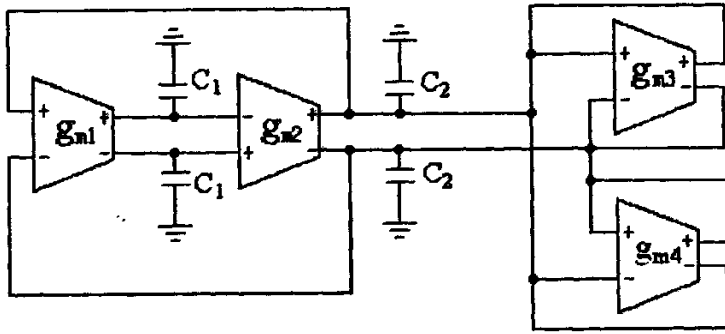


图 6-7 基于平衡输出 OTA 正弦波振荡电路

根据 OTA 的端口特性，可得图 6-7 特征方程为：

$$C_1 C_2 S^2 - 2C_1(g_{m3} - g_{m4})S + 4g_{m1}g_{m2} = 0 \quad (6-6)$$

振荡条件

$$g_{m3} - g_{m4} = 0 \quad (6-7)$$

振荡频率

$$\omega_o = 2\sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1 C_2}} \quad (6-8)$$

由电路图 6-7，OTA 选用 CA3080 模型，计算机仿真结果如图 6-8 所示。

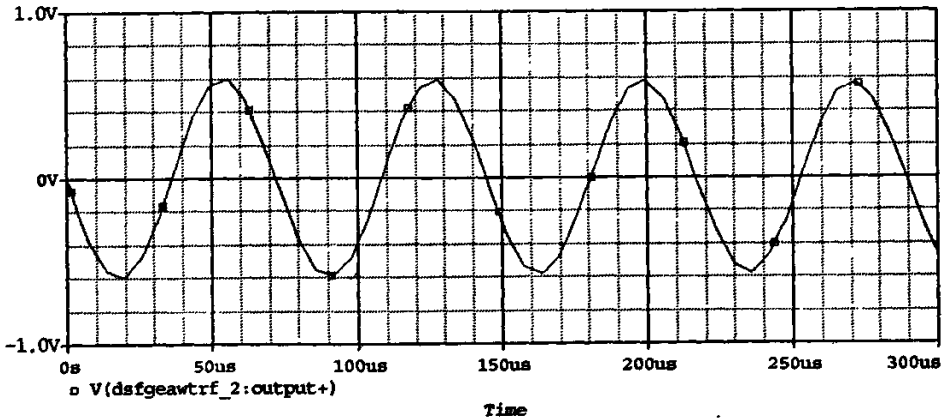


图 6-8 输出电压波形

6.5. 本章小结

本章首先介绍了两种基于单输出 OTA 的正弦波振荡器，接着提出了一种基于平衡输出 OTA 正弦波振荡电路。所有振荡电路都具有以下几个优点：1.无源元件仅由电容构成且接地，便于单片 MOS 集成；2.频率可由 OTA 的偏置电流近似线性调整，易构成电控振荡器。

结束语

本文较全面地介绍了 OTA 作为通用模块实现的多种模拟信号处理及运算电路。在国内外研究成果的基础上,提出了一些新的基于 OTA 的电路结构,从这些电路的仿真结果来看,所提出的电路是可行的。本文的内容可以大致归纳为以下几点:

1、阐述了电流模式电路与 OTA 的国内外发展状况,以及在电子行业中的重要意义。

2、介绍了电流模式滤波器的基本理论。

3、系统地介绍了跨导运算放大器模型及实现电路,归纳了各种基于跨导运算放大器的基本模块电路,以及应用这些基本电路模块构成的有源网络元件模拟电路和模拟信号处理电路。

4、在国内外研究成果的基础上,提出了一种基于平衡输出 OTA 多功能滤波器,并且进一步提出了高阶的多功能滤波电路。

5、参考列举了两种基于 OTA 和 CCII 的多功能滤波器,利用信号流图提出一种新的高阶可调的 OTA 和 CCII 电流模式多功能滤波器。

6、介绍了几种振荡电路,这些具有以下几个优点:1.无源元件仅由电容构成且接地,便于单片 MOS 集成;2.频率可由 OTA 的偏置电流近似线性调整,易构成电控振荡器。

在现代高速集成工艺技术的支持下,一些早期提出的电流模式电路已经得到集成实现,还有一批新的有重要价值的电流模式标准部件已经研制成功并趋于成熟,一些新型电流模式电子系统正在开发中。因此,用电流模式电路设计的模拟集成电路越来越重要。通过学习,本人对模拟集成电路、电流模式电路及相关知识有了一定的了解,但仍存在一些问题,需要作进一步的努力。

1、对模拟集成电路的实际制作工艺了解不够深,所设计的电路局限于理论分析及 PSPICE 软件的仿真验证,未能通过实际器件实现。

2、进一步学习和研究电流模式在对数域电路和压缩扩展电路理论、神经网络,开关电容、开关电流中的应用。

3、对电流模式 VLSI 技术非线性模拟信号处理和非滤波应用。如 A/D、D/A、自动校正系统、过采样技术、编程系统、集成传感器

等需作进一步的研究和学习。

4、加强电路应用方面的研究，将理论与实践应用相结合，为我国的集成电路产业作贡献。

从电路与系统的发展远景看，电流反馈技术和电流工作模式将会在更复杂的模拟集成子系统中变得更加有用，OTA 有可能成为单片集成结构中的关键单元块。一个电流模式和电压模式信号处理电路共同发展、互相补充和互相兼容的新局面即将到来。

参考文献

- [1] 赵玉山,周跃庆,王萍编. 电流模式电子电路[M]. 天津:天津大学出版社, 2001: 5-18
- [2] 李远文,胡筠. 有源滤波器设计[M]. 北京: 人民邮电出版社, 1986: 1-3
- [3] 陈金岭,丁庆生. 电流模电路及其应用[M]. 电子科技大学学报, 1995, 24(8): 287-293
- [4] 康华光. 电子技术基础[M]. 北京: 高等教育出版社, 2001: 67-69
- [5] 蔡理. 模拟集成滤波器发展综述[J]. 空军工程大学学报(自然科学版), 2000, 1(2): 91-94.
- [6] 吴宁. 电网络分析与综合[M]. 北京: 科学出版社, 2003: 65-70
- [7] 邱关源. 现代电路理论[M]. 北京: 高等教育出版社, 2002: 24-32
- [8] 彭良玉, 吴杰. 用 CCI 的电流型滤波器的实现[J]. 电子科技, 1995, 33(3): 44-49.
- [9] 彭良玉. 连续时间集成滤波器设计: CCII、FTFN 和 CFA[D]. 湖南: 湖南大学, 2003: 30-44
- [10] 席燕辉. 电流传送器及其滤波器原理与应用[D]. 湖南: 湖南师范大学, 2005: 44-50
- [11] 韩英. 电流反馈放大器原理与应用[D]. 湖南: 湖南师范大学, 2006: 10-22
- [12] Torrance R P et al. CMOS voltage to current transducers [J]. IEEE Trans on CAS, 1985, 32 (11): 1097-1040
- [13] Liu Evert Seevinck and Roelof F. Wassenaar. A Versatile CMOS Linear Transconductor Square-Law Function Circuit [J]. IEEE Journal of Solid-State circuits, 1987, 22(3): 1814-1815
- [14] Marc CxDegrauwe, Jozef menants. Adaptive Biasing CMOS A-mplifiers [J]. IEEE Journal of Solid-State circuits, 1982, 17(3): 522-527
- [15] W J Kerwin, L P Huelsman, R W Newcomb. State variable

- synthesis for insensitive integrated circuit transfer functions [J]. IEEE Solid-state Circuits, 1967, (12)2:8792-8793
- [16] Sonchcz Sinencio E. Generation of continuous time two integrator loop OTA filter structures [J]. IEEE Trans on CAS, 1988, 35(8):936-946
- [17] Guo W W. The realigation of high-order OTA-C filter [J]. Electronics, 1988, 65(6):1153-1157
- [18] Liu SI. CCII-based continuous-time filters with Reduced gain-bandwidth sensitivity[J]. IEE Proc-G, 1991, 138(2): 210-216
- [19] Jaime Ramirez-Angulo. Current-mode continuous-time filters: two design approaches [J], IEEE Tran, 1992, 39(6): 337-341
- [20] Huang S C. Ismail M. Linear tunable COMFFT transconductor [J]. Electron Lett, 1993, 29(5):459-460
- [21] Li M F. et al .Linearity improvement of CMOS Transconductors for low supply applications [J] .Electron Lett, 1993, 29(3):1105-1107
- [22] Wu J, Xie C Y New multifunction active filter using OTAs [J]. Electronics, 1993, 74(2):235-239
- [23] Sun Y Fidler J K. OTA-C realization of general high-order transfer Functions [J]. Electron Lett, 1993. 29(12):1057-1058
- [24] Wu J. Current-mode high-order OTA-C filters[J]. Int J Electronics, 1994, 76(6): 1115-1120
- [25] Yannis P Tsvidis. Integrated continuous-time filter design-an overview [J]. IEEE Journal of Solid-state circuits, 1994, 29(3): 166~176
- [26] Yichuang Sun. Second-order OTA-C filters derived from Nawrochi-Klein biquad [J]. Electron Lett, 1998, 34

- (15):1449-1450
- [27] Yichuang Sun. Note on two integrator loop OTA-C configurations [J]. Electron Lett, 1998, 34(16):1553-1554
- [28] Chun-Ming Chang. New Multifunction OTA-C Biquads [J]. IEEE, 1999, 46(6):820-824
- [29] Y Sun and J. K Fidler. Current-mode OTA-C realization of arbitrary filter characteristics [J]. Electron Lett, 1996, 32(13):1181-1182
- [30] C. A. Barbargires. Explicit design of general high-order FLF OTA-C filters [J]. Electron Lett, 1999. 35(16):1289-1290
- [31] Chun-Ming Chang and Shih-Kuang Pai. Universal Current-Mode OTA-C Biquad with the minimum components [J]. IEEE Trans. Circuits Syst 1, 2000, 47(8):1235-1238
- [32] Chun-Ming Chang, Shih-Kuang Pai. Realization Universal Current-Mode OTA-C Biquad with the Minimum Components [J]. IEEE, Transactions on Circuits and Systems, 2000, 47(8): 1235-1238.
- [33] Chun-Ming Chang, Bashir M. AL-Hashimi. Analytical Synthesis of Current-Mode High-order OTA-C Filters [J]. IEEE Trans. Circuits Syst, 2003, 50(9):1188-1192
- [34] Chun-Ming Chang, Bashir M. AL-Hashimi. Analytical Synthesis of Voltage Mode OTA-C All pass Filters for High Frequency Operation [J]. IEEE Trans. Circuits Syst, 2003:461-464
- [35] Chun-Ming Chang, Bashir M. Al-Hashimi. Analytical Synthesis of Voltage Mode OTA-C All -Pass Filters for High Frequency Operation [J]. IEEE, 2003, 3(3): 461-464
- [36] Chun-Ming Chang, Bashir M. Al-Hashimi. New High-Order Filter Structures Using Only Single-Ended-Input OTAs and Grounded Capacitors [J]. IEEE Transactions on Circuits

- and Systems II: Express Briefs, 2004, 51(9): 458-463
- [37] Chun-Lung Hsu, Chen-Long Kao and Shu-Wei Wang. ota based active current-mode resonator [J]. IEEE, 2005, 78(3): 317-318
- [38] 马云辉. 电流模式 n 阶传输函数的 OA-OTA 实现[J]. 固体电子学研究与进展, 2002, 22(3): 294-296
- [39] 王萍, 赵玉山. 全平衡 ota-c 连续时间滤波器的性能研究[J]. 电子学报, 1994, 22(2): 104-106
- [40] 王萍, 赵玉山. 全平衡 ota-c 连续时间滤波器设计[J]. 天津大学学报, 1995, 28(5): 664-667
- [41] 王卫东. 通用电调谐双二阶电流模式滤波器[J]. 电讯技术, 2003, 78(6): 78-83
- [42] 朱正涌. 半导体集成电路[M]. 北京: 清华大学出版社, 2001: 13-15
- [43] 秦世才, 贾香鸾. 模拟集成电子学[M]. 天津: 天津科学技术出版社, 1996: 38-42
- [44] 何怡刚, 吴杰, 蔡国昌. 一种新颖的高阶全极点 CC 高通滤波器[J]. 科技通报, 1998, 14(5): 326-329.
- [45] 何怡刚. 基于 MOCC 的电流模式高通滤波器[J]. 科技通报, 1998, 14(6): 433-437.
- [46] 陈贵灿等编著, CMOS 集成电路设计[M]. 西安: 西安交通大学出版社, 2000: 37-42
- [47] 何怡刚. n 阶传输函数的 CC 实现[J]. 电子与信息学报, 1998, 20(5): 716-720.
- [48] 彭良玉, 黄满池. 采用 CCII+实现电流模式二阶滤波器. 湖南教育学院学报[J], 1999, 17(5): 142-146..
- [49] 何怡刚, 陈洪云, 谢宏. 用第三代电流传送器设计电流模式有源滤波器. 湖南大学学报[J], 2001, 28(6): 59-63.
- [50] Minaei S, Cicekoglu O. A new resistorless electronically tunable voltage-mode first-order phase equalizer [J]. Circuits and Systems, 2003, (1): 25-26.
- [51] Sedar Qzoguz, Nil Tarim, Ali Zeki. Realization of High-Q Band passes Filters Using CCCIIIs [J]. IEEE Trans. on

- Circuits and Sysys, 2001, 48(2): 134-137
- [52] M. Sagbas, Fidanboylu. Electronically tunable current-mode second-order universal filter using minimum elements [J]. Electronics Letters, 2004, 40(1): 121-122
- [53] Montree Kumngern, Passaron Sampttavanich, Pipat Prommee et al. A Capacitor-Grounded Curren-Tunable Current Mode All-Pass Network [J]. IEEE Trans on Circuits and Sysys, 2004, 47(8):384-386
- [54] S. Minaei, B. Metin. Electronically tunable current-mode second-order universal filter using minimum elements [J]. Electronics Letters, 2004, 41(8): 132
- [55] 赵明, 王成华, 胥嘉佳. 基于 CCCII 的新型电流模式滤波器设计 [J]. 电气电子教学学报, 2004, 26(1): 32-34
- [56] 方维, 吴建林. 基于 CCCII 的基带滤波器 [J]. 电路与系统学报, 2002, 7(3): 86-87
- [57] 王诗斌, 谢胜曙. 用第二代电流传输器实现二阶电流模式滤波器 [J]. 电气传动自动化, 2003, 25(3): 31-33
- [58] 席燕辉, 刘兵华, 彭良玉. 高阶全极点 CCCII 带通滤波器的设计 [J]. 兰州理工大学学报, 2005, 31(4): 90-92
- [59] 周细凤. 电流控制传送器在滤波器设计中的应用 [D]. 湖南: 湖南师范大学, 2006: 20-33
- [60] 彭良玉, 何怡刚, 黄满池等. 电流模式 N 阶 CCCII (±) —C 低通滤波器的系统设计 [J]. 电子学报, 2003, 31(8): 1234-1236
- [61] Montree Kumngern, Passaron Sampttavanich, Pipat Prommee et al. New minimum component electronically tunable OTA-C sinusoidal oscillators [J]. Electronics Letters, 1989, 25(4): 286-287
- [62] Kashmere Gate. New electronically tunable OTA-C sinusoidal oscillator [J]. Electronics Letters, 1989, 25(17): 1114-1115

攻读硕士学位期间发表的论文目录

- [1] 曾菊员, 彭良玉, 韩英, 黄满池.一种基于 MOCCII 的 n 阶多功能滤波器。电气电子教学学报, 2006, 28 (2): 47~49
- [2] 曾菊员, 彭良玉, 韩英.一种基于平衡输出 OTA 多功能滤波器。南昌大学学报 (工科版), 2006, 28 (2): 144~146
- [3] 曾菊员, 彭良玉, 韩英.一种基于 OTA 和 CCII 实现的 n 阶低通滤波器。电气电子教学学报, 2006, 28 (3): 51~53
- [4] 曾菊员, 彭良玉, 韩英.一种基于 MOCCCII 和 CCII-实现的 n 阶低通滤波器。江西师范大学学报, 2006, 30 (6): 577~580

后 记

本文是在导师彭良玉教授的细心指导下完成的，从课题选择到论文的完成，无不倾注着导师的心血和细心的指导。导师严谨求实、敢于探索的治学态度，认真细致的工作作风，渊博的学术知识，不但使本人的学术有了很大的提高，而且在为人处事上也受益匪浅，这里特别向彭老师致以诚挚的谢意。同时，要向物理与信息科学学院电路与系统组的全体老师表示感谢，感谢各位老师对我无私的帮助。

在论文的完成过程中，得到了许多专家教授的热情鼓励和具体帮助，在此对他们表示衷心的感谢。

此外，感谢欧增强、禹旺兵、曹丽华、杨林、刘义、王润民等同学在学习上对我的帮助。

最后感谢我的父母和亲人无怨无悔的付出，在求学路上给我最大的支持。父母的恩情无以回报，只能勉励自己不断努力以不负父母对我的殷切期盼。感谢他们对我各方面的关心和支持。

跨导运算放大器原理与应用

作者：曾菊员
学位授予单位：湖南师范大学

本文读者也读过(4条)

1. 谭子尤 CMOS OTA原理及其在滤波器中的应用[学位论文]2007
2. 胡赛君 基于跨导运算放大器的高带宽滤波器的研究与实现[学位论文]2009
3. 王翠 基于OTA电路的模拟滤波器的设计与研究[学位论文]2006
4. 龙英 全集成连续时间OTA-C有源滤波器的研究[学位论文]2006

本文链接：http://d.g.wanfangdata.com.cn/Thesis_Y1141550.aspx