

现代模拟集成电路电子学

秦世才 高清运 编著

科学出版社

北京

内容简介

本书以国务院学位委员会办公室 1998 年颁布的《电子科学与技术学科同等学力人员申请硕士学位综合水平全国统一考试大纲及指南》中对现代电路技术的模拟电路部分的教学要求为纲编写而成。书中重点阐述模拟集成电路中非常活跃又有广泛用途的一些新兴领域,如电流模电路、跨导线性电路、运算跨导放大器(OTA)、OTA-C 连续时间滤波器、离散时间系统、开关电容滤波器、开关电流电路、D/A 转换和 A/D 转换等的机理、特点、结构与分析方法等,也对当前广泛应用的 Cadence 公司的模拟集成电路设计软件进行了简单介绍。

本书可作为电子信息类专业高年级本科生、研究生和电子科学与技术学科同等学力的在职人员硕士课程进修班的教学用书,也是从事模拟和混合信号集成电路与系统设计的广大科技人员的有益参考书。

图书在版编目(CIP)数据

现代模拟集成电路/秦世才,高清运编著. —北京:科学出版社,2003
ISBN 7-03-011931-2

I. 现… II. ①秦…②高… III. 模拟集成电路 IV. TN431.1

中国版本图书馆 CIP 数据核字(2003)第 072690 号

责任编辑 崔炳哲 责任制作 魏 谨
责任印制 刘士平 封面设计 李 祥

北京东方科龙图文有限公司 制作

<http://www.okbook.com.cn>

科学出版社 出版

北京东黄城根北街 16 号 邮政编码:100717

<http://www.sciencep.com>

中国科学院印刷厂 印刷

科学出版社发行 各地新华书店经销

2003 年 9 月第 一 版 开本: B5(720×1000)

2005 年 1 月第二次印刷 印张: 20 1/2

印数: 4001—6 000 字数: 386 000

定 价: 38.00 元

(如有印装质量问题,我社负责调换(新欣))

前 言

微电子学的发展极其迅速,尽管教学内容也在不断扩充和更新,但仍难以跟上其前进的步伐。近几年来,我们在为研究生讲授模拟集成电路课时,除了以作者于1996年出版的《模拟集成电子学》为主之外,还补充一些新的内容,如电流模电路、开关电容电路等。1998年,国务院学位委员会办公室颁布了《电子科学与技术学科同等学力人员申请硕士学位综合水平全国统一考试大纲及指南》(高等教育出版社,1998年12月),我们以其中现代电路技术的模拟电路部分为纲,对原来的讲稿进行了整理、补充和修改,取名为《现代模拟集成电子学》,并在1999年南开大学为Motorola举办的硕士课程进修班上进行讲授。根据近几年来教学中的使用情况,我们又对讲稿进行了整理与加工,现正式出版,供广大读者参考。

全书可分成四部分。第一部分介绍电流模电路,它包括第一章电流模电路,第二章跨导线性原理和第三章OTA(运算跨导放大器)。第二部分介绍离散时间系统。其中第五章阐述离散时间系统的基本理论和分析方法,第六章介绍开关电容电路,第七章介绍开关电流电路。因为开关电容和开关电流的主要应用都是滤波器,而这类滤波器仍是模拟滤波器,其理论基础和设计方法均与连续时间滤波器紧密相关,所以,为了阅读方便,把《模拟集成电子学》中“连续时间滤波器”一章移到这里,组成第四章。第三部分包括第八章的数/模(D/A)转换和第九章的模/数(A/D)转换。第四部分,即第十章,讲述模拟集成电路的设计流程和Cadence公司的DFII软件的使用方法,本章由陈浩琼编写。

贾香鸾教授认真审阅了书稿,并提出了一些宝贵意见。岂飞涛、陈殿玉、李颖和曹政新提供了部分电路和仿真结果,在此表示感谢。

本书可作为电子信息类专业高年级本科生和研究生的教学用书,也可作为从事集成电路(IC)设计的广大科技人员的参考书。由于作者水平所限,书中的缺陷和错误在所难免,恳切希望读者批评指正。

作 者

2003年1月

目 录

第一章 电流模电路

1.1 电流传输器	2
1.1.1 第一代电流传输器	3
1.1.2 第二代电流传输器	4
1.2 电流传输器的应用	6
1.2.1 电流放大器	6
1.2.2 电流微分器	6
1.2.3 电流积分器	6
1.2.4 电流加法器	7
1.2.5 加权电流加法器	7
1.2.6 回转器(模拟电感)	7
1.2.7 负变换器	8
1.2.8 受控源	9
1.3 电压模电路与电流模电路的互易	10
1.3.1 互易网络与伴随网络	11
1.3.2 伴随运算放大器	14
1.3.3 伴随运算放大器的应用	17
主要参考文献	21

第二章 跨导线性电路

2.1 跨导线性原理	23
2.2 跨导线性电路	27

2.2.1	平方与平方根电路	28
2.2.2	矢量模电路	29
2.2.3	模拟乘除器	30
2.2.4	与绝对温度成正比的电流源	31
主要参考文献		33

第三章 运算跨导放大器(OTA)

3.1	基本知识	35
3.2	双极晶体管型 OTA	39
3.2.1	大信号特性	40
3.2.2	小信号特性	42
3.2.3	线性输入范围的扩大	45
3.3	CMOS OTA	48
3.3.1	交流小信号特性	48
3.3.2	大信号特性	51
3.4	线性输入范围的扩大	56
3.4.1	四管交叉耦合输入级	56
3.4.2	非对称 MOS 源耦对	58
3.4.3	自适应偏置	61
3.4.4	压控跨导单元	65
主要参考文献		66

第四章 连续时间滤波器

4.1	概述	67
4.1.1	滤波器的类型	68
4.1.2	滤波器的传输函数	69
4.1.3	频率变换	74
4.1.4	元件和阻抗变换	81
4.2	二阶滤波器	84

4.2.1	二阶低通滤波器	85
4.2.2	二阶高通滤波器	86
4.2.3	二阶带通滤波器	86
4.2.4	二阶带阻滤波器	87
4.2.5	二阶全通滤波器	88
4.3	二阶 RC 有源滤波器	88
4.3.1	有限增益正反馈滤波器	88
4.3.2	无限增益多路反馈滤波器	95
4.3.3	Thomas-Tow 滤波器	98
4.4	OTA-C 连续时间滤波器	104
4.4.1	Mason 法则与网络综合	104
4.4.2	OTA-C 连续时间滤波器	110
	主要参考文献	123

第五章 离散时间系统

5.1	信号与系统	125
5.1.1	信号与系统	125
5.1.2	傅里叶分析	128
5.1.3	卷积	134
5.1.4	卷积定理	135
5.2	取样数据系统	136
5.2.1	信号的取样	136
5.2.2	取样定理	139
5.3	z 变换	140
5.3.1	z 变换	140
5.3.2	z 变换与拉普拉斯变换的关系	141
5.4	连续时间系统与离散时间系统的分析方法	142
5.5	s 域与 z 域之间的变换	146
5.5.1	标准 z 变换	147
5.5.2	欧拉近似变换	148
5.5.3	四种近似变换的映射	150

5.5.4 频率翘曲效应	153
主要参考文献	156

第六章 开关电容滤波器

6.1 开关电容模拟电阻	157
6.1.1 开关电容模拟电阻的原理	157
6.1.2 开关电容模拟电阻的特点	159
6.2 开关电容电路的分析方法	159
6.3 开关电容积分器	162
6.3.1 简单开关电容反相积分器	162
6.3.2 对寄生电容不敏感的开关电容反相积分器	164
6.3.3 同相积分器	166
6.3.4 差分积分器	168
6.3.5 比例积分器	169
6.3.6 双线性映射积分器	170
6.3.7 无损离散积分映射积分器	171
6.3.8 反相有损积分器	171
6.3.9 全差分开关电容积分器	173
6.4 四种映射积分器的频率特性	175
6.4.1 前向差分映射积分器	175
6.4.2 后向差分映射积分器	176
6.4.3 LDI 映射积分器	177
6.4.4 双线性映射积分器	177
6.5 开关电容积分器模块	180
6.6 开关电容滤波器	181
6.6.1 电阻替代法	182
6.6.2 基于 RLC 梯形滤波器的综合——跳蛙电路	188
6.6.3 z 域综合法	194
6.7 开关电容放大器	197

6.7.1 反相电压放大器	197
6.7.2 同相电压放大器	199
主要参考文献	201

第七章 开关电流电路

7.1 电流存储与延迟	203
7.1.1 电流存储与电流延迟单元	203
7.1.2 延迟线	205
7.2 开关电流积分器	206
7.2.1 同相无损积分器	206
7.2.2 反相无损积分器	209
7.2.3 同相有损积分器	211
7.2.4 反相有损积分器	213
7.2.5 反相阻尼放大器	215
7.2.6 开关电流积分器模块	217
7.2.7 双线性映射积分器	218
7.3 开关电流滤波器	219
7.4 开关电流微分器	228
7.4.1 反相微分器	229
7.4.2 通用反相微分器模块	231
7.4.3 同相微分器	232
7.4.4 通用同相微分器模块	235
7.5 用微分器综合的双二次滤波器	236
主要参考文献	239

第八章 数/模转换

8.1 D/A 转换的原理和特性	241
8.1.1 基本概念	241
8.1.2 D/A 转换器的结构	242

8.1.3	D/A 转换器的基本特性	244
8.2	D/A 转换器的电路	245
8.2.1	采用电阻加权网络的 D/A 转换器	246
8.2.2	采用电容加权的 D/A 转换器	249
8.2.3	电压加权的 D/A 转换器	250
8.2.4	串行 D/A 转换器	251
	主要参考文献	253

第九章 模/数转换

9.1	积分型 A/D 转换器的工作原理	256
9.1.1	单积分型 A/D 转换器	256
9.1.2	双积分型 A/D 转换器	258
9.2	逐次逼近 A/D 转换器的工作原理	259
9.3	流水线 A/D 转换器	265
9.4	算术型 A/D 转换器	271
9.5	并行 A/D 转换器	272
9.6	Σ - Δ A/D 转换器	275
9.6.1	工作原理	275
9.6.2	Σ - Δ A/D 转换器的信噪比	278
9.6.3	抽取滤波器	285
9.7	几种 A/D 转换器的比较	286
	主要参考文献	288

第十章 模拟集成电路设计软件使用简介

10.1	模拟集成电路设计流程	289
10.2	电路图输入和编辑	290
10.2.1	创建单层 Schematic	290
10.2.2	创建 Symbol	293
10.2.3	创建层次化电路图	294

10.3	电路仿真	295
10.3.1	仿真的基本步骤	295
10.3.2	波形计算器的使用	298
10.4	版图的绘制	298
10.4.1	工艺库的配置	299
10.4.2	绘制版图	299
10.5	版图的验证	301
10.5.1	DRC 验证	301
10.5.2	版图提取和 LVS 验证	301
10.5.3	后仿真	302
10.6	CMOS 运算放大器设计实例	303
	附录	307

第一章 电流模电路

在电子学发展史上,以电压为参数的电压模电路一直占据统治地位,而从事电子技术的广大科技人员也习惯于用电压模电路去处理各种模拟信号。例如,在当今的电子系统中,电压模的集成运算放大器随处可见,连电流放大器也是用电压放大器实现的,而相比之下,跨导放大器则用得不多。其实,电子运动的直接结果是形成电流,而电流流过电阻才形成电压,所以自然界的电流量并不少见,连构成电子学基础的真空电子管、场效应晶体管和双极晶体管也都是电流输出器件。

随着 VLSI 技术的发展,电流模电路的研究在近几年迅速兴起,并取得惊人的进展。与数字电路的门阵列 GA(Gate Array)和现场可编程门阵列 FPGA(Field Programmable Gate Array)相对应,以运算跨导放大器 OTA(Operational Transconductance Amplifier)为积木块的模拟阵列 AA(Analog Array)和现场可编程模拟阵列 FPAA(Field Programmable Analog Array)的研究已取得实际性进展。OTA-C 连续时间滤波器在模拟集成滤波器中占有重要地位,开关电流滤波器有望成为开关电容滤波器的替代者,电流模 A/D 和电流模神经网络计算机也取得了令人振奋的结果,这些都预示着电流模式的模拟信号处理和电流模 IC 设计技术的热潮已经到来。其实,早在 1989 年,“电流模式信号处理”专题就已经列入了 IEEE 电路与系统国际会议的议题,成为模拟信号处理的重点研究方向之一。毋庸置疑,在不久的将来,电流模电路必将改变目前电压模电路统治模拟信号处理领域的局面,形成电流模与电压模优势互补、共存共荣的新格局。

电流模电路的主要优点是:

- **高频性能好** 晶体管的高频性能决定于晶体管极间电容的大小。电压放大器的高频性能除了与晶体管的极间电容有关外,还与放大器的电路结构有关。例如,运算放大器,其开环 -3dB 带宽一般决定于电压增益高的放大级,这是因为其放大管的极间电容 C_{cD} 或 C_{bc} 的米勒倍增效应非常严重之故。电流放大器则不然。理想电流放大器的输入阻抗等于零,所以,不论电流放大器内部级与级之间的连接点,还是在电流模电路系统中单元与单元之间的连接点都是低阻抗节点,不会产生大的时间常数,所以电流模电路的高频能力比电压模电路优越。

- **适于低压工作** 在电流模电路中传输的信号是电流,而不是电压,而从晶体

管得到大的电流并不需要高的电源电压。例如,双极晶体管的集电极电流 I_c 与基-射电压 V_{BE} 呈指数关系, I_c 每增大 10 倍, V_{BE} 约增加 60mV, 所以很小的输入激励电压即可得到很大的输出电流摆幅。另一方面, 电流放大器不考虑电压增益和电压摆幅, 所以它不像电压放大器那样需要用大的集电极电阻, 因而也不需要高的电源电压。此外, 电流模电路的输出接低阻抗节点, 即使输出电流的摆幅很大, 负载上的压降仍然不大, 所以电流模电路能在较低的电源电压下工作。

• **动态范围大** 晶体管的电流动态变化范围很宽, 而且由于电流放大器的输入阻抗低, 电流信号的范围不受供电电压限制, 所以电流模电路的动态范围比电压模电路大得多。

• **适于并行运算** 人工神经网络或神经计算机, 是人们试图模仿人类大脑功能的新一代计算机。神经计算机的实现有两种方式: 一是从神经网络模型出发, 用可编程处理器阵列实现; 一是用专业的硬件实现。后者要比前者快一个数量级, 所以人们更集中于专用神经计算机硬件的研究与开发。然而, 所有这些都要求用 VLSI 进行大规模的并行处理。对神经网络来说, 电流模式远比电压模式优越。这一方面是因为许多神经功能自然地涉及电流而不是电压, 另一方面是在电路中, 电流的求和非常简单, 只要把待加的电流源接到一起即可, 因而电流模电路更适于大规模并行处理。

此外, 电流模电路有一些电压模电路不具备的奇异的特点, 例如, 电压放大器的带宽与电压增益有关, 单极点放大器的带宽增益积等于常数, 而电流反馈运算放大器的带宽基本与增益无关。此外, 用开关电流积分器或开关电流微分器综合滤波器时电路比较简单, 芯片面积小, 电流模 A/D 的转换速度比较高等等, 这些都是电流模电路的优点。当然, 它也有不少缺点, 例如处理电压信号时需要接口或转换电路, 人们对电流模电路尚不习惯, 也缺少像集成运算放大器那样的通用器件, 应用领域尚待开拓等。所以, 可以断言, 电流模电路并不会全面取代电压模电路, 只能是两种模式优势互补, 各尽所长, 共存共荣。

本章重点介绍电流传输器, 需要进一步扩充电流模电路知识的的读者可参考文献[1]及其他有关文献。

1.1 电流传输器



电流传输器是电流模模拟信号处理领域中很有用的部件之一。第一代电流传输器是 1968 年由加拿大多伦多大学的 K. C. Smith 等提出来的^[3], 简称 CC (Current Conveyor) 1。1970 年, 他们又提出第二代电流传输器, 简称 CC2。下面分别予以介绍。

1.1.1 第一代电流传输器

第一代电流传输器是一个三端器件,它的符号如图 1.1.1 所示。它有两个电流输入端和一个电流输出端,分别用 x, y, z 表示。端电流和端电压的关系由下式表示:

$$\left. \begin{aligned} i_y &= i_x \\ v_y &= v_x \\ i_z &= \pm i_x \end{aligned} \right\} \quad (1.1.1)$$

若 $i_z = +i_x$, 则称该电流传输器为 CC1+; 若 $i_z = -i_x$, 则称为 CC1-。在符号图中, 若 i_z 和 i_x 都向里或都向外流, 则代表 CC1+, 若一个向里流, 一个向外流, 则代表 CC1-。

图 1.1.2 是用零子(Nullator)、任意子(Norator)和两个电流控制电流源 CCCS (Current Controlled Current Source) 表示的等效电路。零子用一个椭圆来代表, 其电特性是所流过的电流为零, 两端的电压为零。用两个椭圆表示的任意子则具有任意的电压-电流关系。显然, 零子表示 $v_y = v_x$, 即 x 端和 y 端是“虚短”, 它们的电位相等, 但不能进行电学短路连接, 而流过零子的电流为零, 所以 $i_y = i_x$ 。另一个 CCCS 则表示 $i_z = \pm i_x$ 。

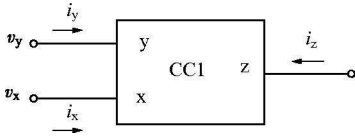


图 1.1.1 CC1 的符号

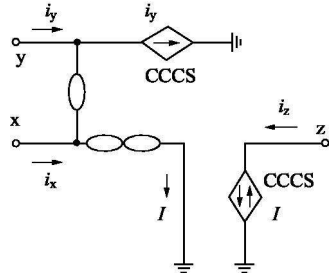


图 1.1.2 CC1 的等效电路

图 1.1.3 是由双极晶体管组成的 CC1。设五个晶体管完全匹配, 晶体管的电流放大系数 β 无穷大, 三个电阻的阻值也相等, 则

$$i_z = i_1 = i_3 = i_x = i_y \quad (1.1.2)$$

晶体管 T_1 和 T_2 完全匹配, 它们的基极相连, 电流相等, 所以 $V_{BE1} = V_{BE2}$, $v_x = v_y$ 。可知, 图 1.1.3 具有式(1.1.1)的特性。而由电流的方向知, 输入电流 i_x 和 i_y 都向里流, 输出电流 i_z 也向里流, 所以它属于 CC1+。若将 T_3 的集电极再接一个由 PNP 管组成的电流镜, 如图中的虚线所示, 则输出电流向外流, 得到 CC1-。

图 1.1.4 是 MOS 型 CC1+, 其原理与双极型相同。图 1.1.5 是用两个极性互补的双极型 CC1+ 组成的 AB 类电流传输器, 它的输入和输出电流不是单极性的,

而是双极性的,即可以是交流信号。而且在 $i_x = i_y = 0$ 时, T_9 和 T_8 的电流相等,输出电流为零。

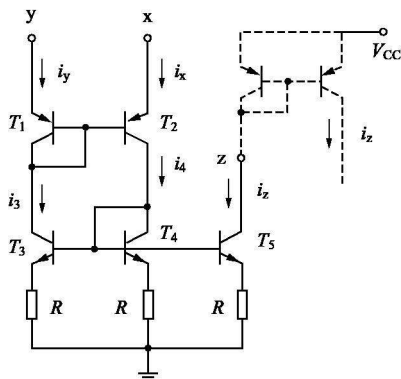


图 1.1.3 双极型 CC1+

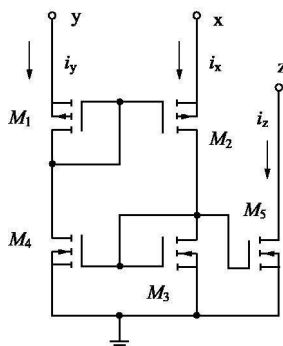


图 1.1.4 MOS 型 CC1+

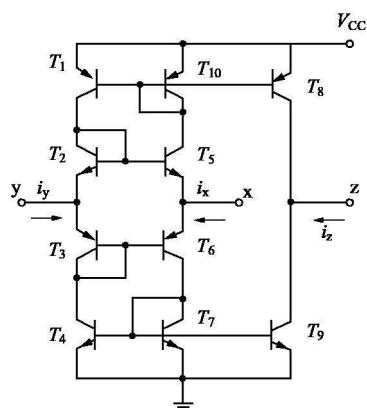


图 1.1.5 AB 类 CC1

1.1.2 第二代电流传输器

第二代电流传输器的特性可用下式表示:

$$\left. \begin{aligned} i_y &= 0 \\ v_y &= v_x \\ i_z &= \pm i_x \end{aligned} \right\} \quad (1.1.3)$$

与 CC1 的不同之处在于,CC2 的 y 端输入电流为零,输入阻抗无穷大。图 1.1.6 是其等效电路。

对于 CC2-，x 端的电流向里流，z 端的电流向外流，此时的等效电路可省去 CCCS，简化成图 1.1.7。

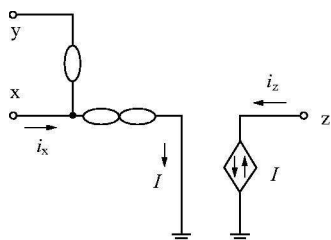


图 1.1.6 CC2 的等效电路

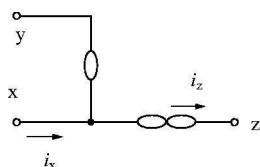


图 1.1.7 CC2- 的简化等效电路

图 1.1.8 和图 1.1.9 分别是 AB 类 CC2+ 和 CC2- 的电路结构图。在图 1.1.8 中，NMOS 管 M_1 、PMOS 管 M_2 和运算放大器 A 组成一个复合放大器，它的输出端 B 与反相输入端相连构成负反馈。如果运算放大器是理想的，则 x 和 y 端的电位相等， y 端的输入电流为零， x 端的输入电流全部流入 M_1 和 M_2 的源极节点。当 i_x 向里流时，该电流全部流入 M_2 ，并经过 M_3 、 M_4 组成的电流镜，得到与 i_x 等值的输出电流 i_z ， i_z 的方向是向里流。同理，当 i_x 向外流时， i_z 的值等于 i_x ，方向是向外流的。可见，图 1.1.8 满足式(1.1.3)，而且是两极性的，即输入电流既可以向里流，也可以向外流。

图 1.1.9 是 CC2- 的原理图，它比图 1.1.8 多 CM-3 和 CM-4 两个电流镜，目的是把图 1.1.8 中输出电流的极性反过来。

为了满足 $i_y = 0$ 的要求，在图 1.1.8 和图 1.1.9 中使用了电压模的集成运算放大器，所以都不是完全的电流模电路。其高频特性主要由运算放大器决定，因而不具备电流模电路所固有的宽带能力。

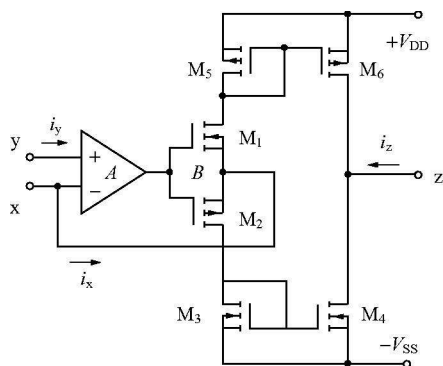


图 1.1.8 CC2+ 的电路图

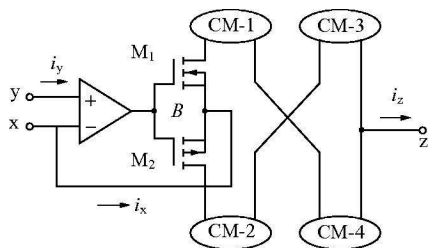


图 1.1.9 CC2- 的电路图

1.2 电流传输器的应用



1.2.1 电流放大器

由 CC2 组成的电流放大器电路如图 1.2.1 所示。由式(1.1.3)知, x 端和 y 端的电位相等, 而 y 端的输入电流为零, 输入电流 i_i 全部流入电阻 R_1 , 所以有

$$v_x = v_y = i_i R_1 \quad (1.2.1)$$

$$i_o = i_x = \frac{v_x}{R_2} = \frac{R_1}{R_2} i_i \quad (1.2.2)$$

得到

$$\frac{i_o}{i_i} = \frac{R_1}{R_2} \quad (1.2.3)$$

1.2.2 电流微分器

由 CC2 组成的电流微分器电路如图 1.2.2 所示, 它与图 1.2.1 的区别是用电容 C 代替电阻 R_2 。将 $R_2 = \frac{1}{sC}$ 代入式(1.2.3), 得到 s 域的传输函数:

$$H(s) = \frac{i_o(s)}{i_i(s)} = sR_1 C \quad (1.2.4)$$

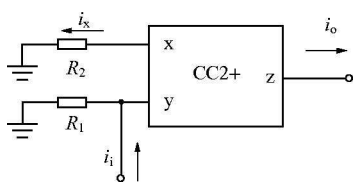


图 1.2.1 电流放大器

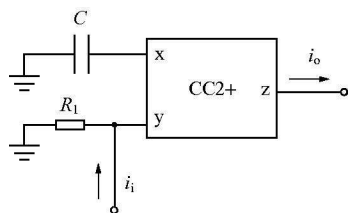


图 1.2.2 电流微分器

式中 s 代表 s 域的算符。输出电流的时域表达式为

$$i_o(t) = R_1 C \frac{di_i(t)}{dt} \quad (1.2.5)$$

1.2.3 电流积分器

由 CC2 组成的电流积分器电路如图 1.2.3 所示。令式(1.2.3)中的 $R_2 = R$, $R_1 = \frac{1}{sC}$, 得到图 1.2.3 所示电流积分器的传输函数

$$H(s) = \frac{i_o(s)}{i_i(s)} = \frac{1}{sRC} \quad (1.2.6)$$

输出电流的时域表达式为

$$i_o(t) = \frac{1}{RC} \int i_i(t) dt \quad (1.2.7)$$

1.2.4 电流加法器

由 CC2 组成的电流加法器电路如图 1.2.4 所示。由式(1.1.3)可知

$$i_o(t) = i_x(t) = \sum_{k=1}^n i_k(t) \quad (1.2.8)$$

1.2.5 加权电流加法器

由 CC2 组成的加权电流加法器电路如图 1.2.5 所示。因为 y 端接地,所以 x 端是虚地,各个输入电流可以独立相加,从而得到

$$i_o = i_x = \sum_{k=1}^n \frac{r_k}{R} i_k \quad (1.2.9)$$

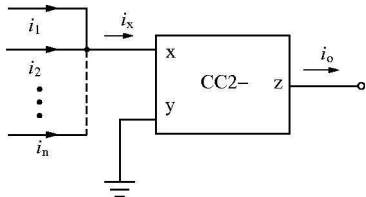


图 1.2.4 电流加法器

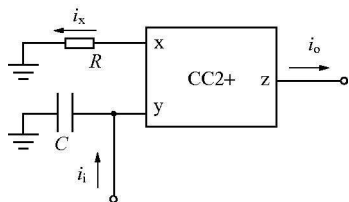


图 1.2.3 电流积分器

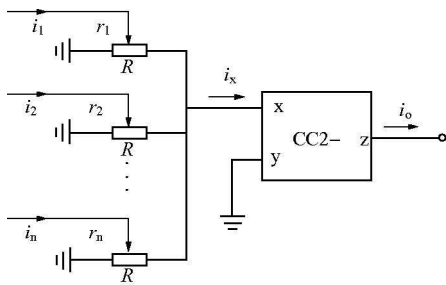


图 1.2.5 加权电流加法器

1.2.6 回转器(模拟电感)

由 CC2 组成的回转器电路如图 1.2.6 所示,它由一个 CC2+ 和一个 CC2- 组成。由式(1.1.3)知,CC2 两个输入端的电位相等,y 端的输入电流为零,而且 $i_x = i_y$,所以

$$v_x = i_y R_{12}$$

$$i_x = i_y = -\frac{v_z}{R_{21}}$$

$$v_z = -\frac{i_x}{sC}$$

从而得到输入阻抗

$$Z_i = \frac{v_x}{i_x} = sR_{12} R_{21} C \quad (1.2.10)$$

即自 A 端视入,相当于一个电感,等效电感量为

$$L_{\text{eq}} = R_{21} R_{12} C \quad (1.2.11)$$

若把图 1.2.6 中的电容换成电感,则式(1.2.10)中的 sC 要换成 $\frac{1}{sL}$,从 A 点视入的阻抗变成

$$Z_i = \frac{R_{12} R_{21}}{sL} \quad (1.2.12)$$

由此可知,此时的图 1.2.6 可等效成一个电容,等效电容量为

$$C_{\text{eq}} = \frac{L}{R_{12} R_{21}} \quad (1.2.13)$$

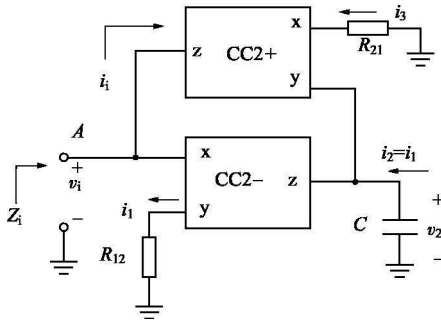


图 1.2.6 回转器

1.2.7 负变换器

由 CC2 组成的负变换器的电路如图 1.2.7 所示,它由两个 CC2- 组成,其功能是得到负电阻、负电感或负电容。由式(1.1.3)知

$$v_1 = -i_1 R_{12}$$

$$-i_1 = i_2 = i_3 = -\frac{v_2}{R_{21}}$$

$$v_2 = i_1 z$$

由图 1.2.7 可知,输入阻抗为

$$Z_i = \frac{v_1}{i_1} = -\frac{R_{12} R_{21}}{z} \quad (1.2.14)$$

当所接的负载是电阻时,即 $z=R$ 时,则可等效成负电阻,阻值为

$$R_{\text{eq}} = -\frac{R_{12} R_{21}}{R} \quad (1.2.15)$$

当所接的负载是电容时,即 $z = \frac{1}{sC}$,则可等效成负电感,等效电感量为

$$L_{\text{eq}} = -R_{12} R_{21} C \quad (1.2.16)$$

当所接的负载是电感时,即 $z = sL$,则可等效成负电容,等效电容量为

$$C_{\text{eq}} = -\frac{L}{R_{12} R_{21}} \quad (1.2.17)$$

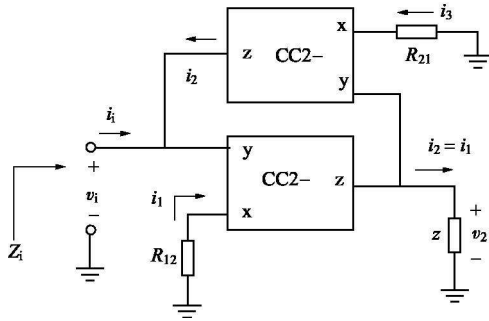


图 1.2.7 负变换器

1.2.8 受控源

受控源共分四种:电压控制电压源 VCVS (Voltage Controlled Voltage Source)、电压控制电流源 VCCS (Voltage Controlled Current Source)、电流控制电流源 CCCS (Current Controlled Current Source) 和电流控制电压源 CCVS (Current Controlled Voltage Source)。用电流传输器实现受控源的方法如图 1.2.8 所示。

对于图 1.2.8(a),根据 CC2 的 x 端和 y 端的虚短特性,知 $v_x = v_y$,得到增益为 1 的 VCVS;对于图 1.2.8(b), $v_y = v_x = i_x R = i_o R$,所以 $i_o = v_y / R_o$ 所以这是 VCCS 电路。同样,从图 1.2.8(c)可知, $i_o = i_i$ 所以该图为 CCCS 电路,而图 1.2.8(d)中, $v_o = v_{o1} = i_{x1} R = i_i R$,所以这是 CCVS。

图 1.2.9(a)是用 CC2+ 实现的反相电压放大器。对于图 1.2.9(a),有

$$\begin{aligned} v_i &= i R_2 \\ v_o &= -i R_1 \\ i &= i_x + i_z = 2i_x \end{aligned}$$

所以

$$\frac{v_o}{v_i} = -\frac{R_1}{2R_2} \quad (1.2.18)$$

图 1.2.9(b)是同相电压放大器。由图可知

$$\begin{aligned} v_o &= i_x R_1 + (i_x + i_z) R_2 = i_x (R_1 + 2R_2) \\ v_i &= v_x = (i_x + i_z) R_2 = 2i_x R_2 \end{aligned}$$

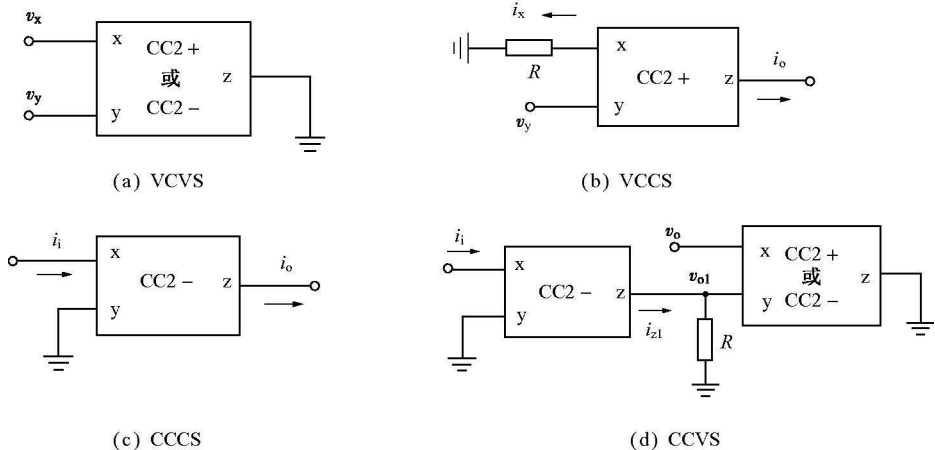


图 1.2.8 受控源

所以

$$\frac{v_o}{v_i} = 1 + \frac{R_1}{2R_2} \quad (1.2.19)$$

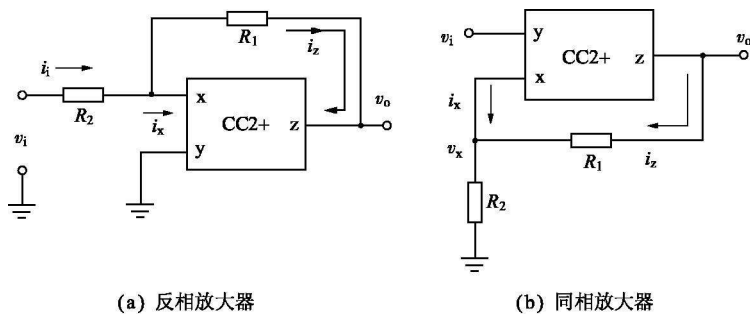


图 1.2.9 电压放大器

应当指出,前面的分析假设了 z 端是理想电流源,其内阻无穷大,且电压放大器的负载为无穷大,在这种情况下, i_z 全部流过反馈电阻 R_1 。

1.3 电压模电路与电流模电路的互易

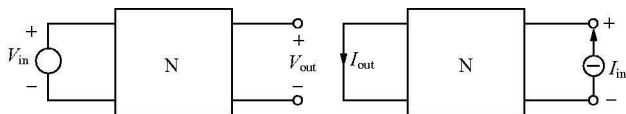


电压模电路已存在多年,其相关技术非常成熟,借助伴随网络的概念可以直接

把电压模电路转换成电流模电路,这样就能用电压模电路的知识设计电流模电路。本节先介绍互易网络和伴随网络的基本知识,然后再讲述它们在电流模电路中的应用。

1.3.1 互易网络与伴随网络

若将一个网络的激励和响应互换,得到同样的输入-输出传输函数,则该网络就是互易网络,例如图 1.3.1 中的网络 N^[5]。请注意,这里所说的“互换”,包括输入与输出的互换及电压与电流的互换。



$$V_{out}/V_{in} = I_{out}/I_{in}$$

图 1.3.1 互易网络 N

例如,图 1.3.2 是由两个电阻组成的网络。图 1.3.2(a)以电压为参量,输出与输入电压之比

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (1.3.1)$$

若将输入和输出互换,并把电压换成电流,得到图 1.3.2(b),其传输函数为

$$\frac{I_o}{I_i} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (1.3.2)$$

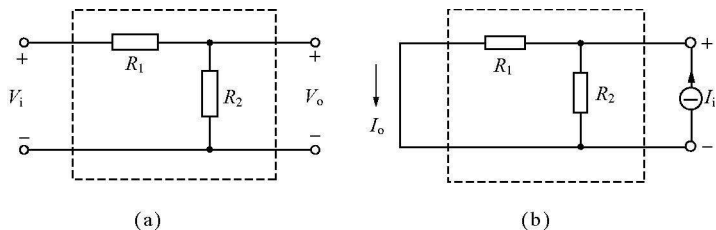


图 1.3.2 互易网络例

即图 1.3.2(a)和图 1.3.2(b)具有相同的传输函数,所以该网络是互易网络。

事实上,只有全由线性电阻组成的网络才是互易网络,而大部分网络并非仅由纯电阻组成,所以并不是互易网络。但是,对于给定的网络 N,总可以构建另一个网络 N_a,当把 N 的激励与响应互换时所得的传输函数与网络 N_a 的传输函数相同

时,则把网络 N_a 称做网络 N 的伴随网络(参见图 1.3.3)。

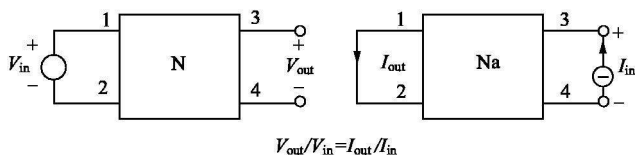


图 1.3.3 网络 N_a 是网络 N 的伴随网络

要构建一个给定网络的伴随网络是很简单的事:只要把给定网络中的元件用图 1.3.4 中所对应的伴随元件替换即可。例如,把原网络的激励电压源 V_{in} 变成伴随网络的短路响应输出电流 I_{out} ,而原网络的输出响应电压 V_{out} 则变成伴随网络的输入激励电流 I_{in} ;或使伴随网络中的电阻 R 和电容 C 与原网络中的相同;以及把输入阻抗无穷大、输出阻抗为零的电压控制电压源,变成输入阻抗为零、输出阻抗为无穷大的电流控制电流源等等。

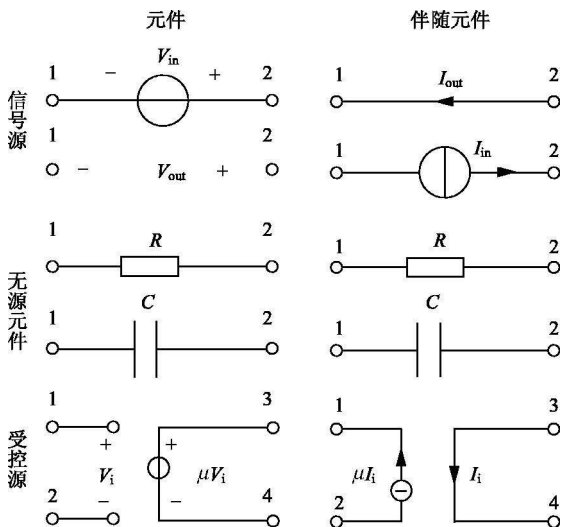


图 1.3.4 电子元件及与其对应的伴随元件

伴随网络的概念对电流模电路的设计具有重要意义。因为原网络以电压为参量,其伴随网络以电流为参量,二者的传输函数相同,所以利用图 1.3.4 的关系求得一个电路的伴随电路,就等于把电压模电路变成了功能相同的电流模电路。

例如,图 1.3.5(a)是由运算放大器组成的电压跟随器,设运算放大器是理想

的,则电压增益等于1,输入电阻无穷大,输出电阻等于零。根据图 1.3.4,它的伴随电路如图 1.3.5(b)所示。它有一个电流输入端,输入电阻为零,输出端是一个理想电流源,输出电阻无穷大,输出电流 i_o 等于输入电流 i_i ,即电流增益等于1。显然,图 1.3.5(b)可用一个单端接地的理想电流传输器来实现。下面用一个例子说明它的应用。

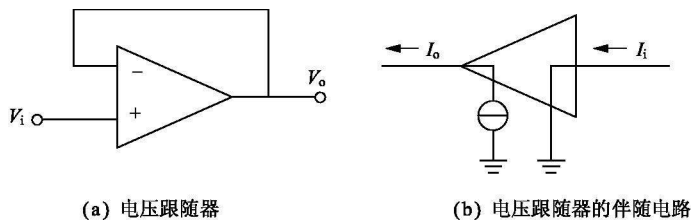


图 1.3.5 电压跟随器及其伴随电路

【例 1.3.1】 图 1.3.6(a)是二阶 Sallen-Key 低通滤波器,运算放大器被接成电压跟随器,它的伴随电路实际上就是电流增益为 1 的 CC2-。所以很易得到图 1.3.6(a)所示的伴随电路,这时,图 1.3.6(a)中的电压跟随器变成图(b)中电流增益为 1 的电流传输器,图(a)中的输出电压在图(b)中变成输入电流,而图(a)中的输入电压变成图(b)的输出电流,电阻和电容不变,如图 1.3.6(b)所示。

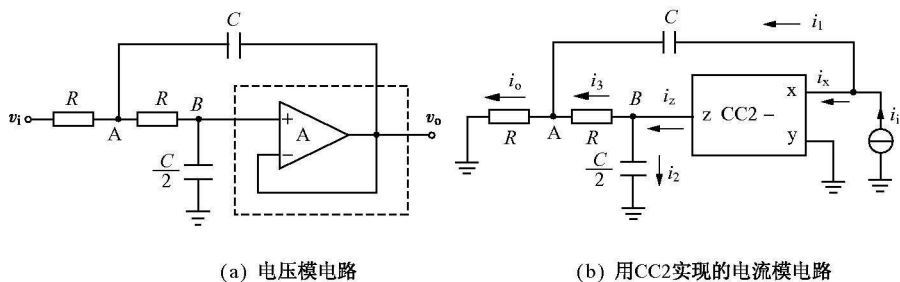


图 1.3.6 Sallen-Key 二阶低通滤波器

由图 1.3.6(a)可知

$$(v_i - v_A) \frac{1}{R} = (v_A - v_o) sC + (v_A - v_B) \frac{1}{R}$$

$$(v_A - v_B) \frac{1}{R} = v_B \frac{sC}{2}$$

$$v_B = v_o$$

求解可得 $H(s)$ 为:

$$H(s) = \frac{v_o(s)}{v_i(s)} = \frac{\frac{2}{R^2 C^2}}{s^2 + \frac{2}{RC}s + \frac{2}{R^2 C^2}} \quad (1.3.3)$$

对于图 1.3.6(b), 可以写出

$$\dot{i}_i = \dot{i}_1 + \dot{i}_x$$

$$\dot{i}_x = \dot{i}_x = \dot{e}_2 + \dot{i}_3$$

$$\dot{i}_o = \dot{i}_3 + \dot{i}_1$$

$$v_A = \dot{i}_o R$$

$$v_B = v_A + \dot{i}_3 R$$

$$\dot{e}_2 = v_B \frac{sC}{2}$$

$$v_A - 0 = -\dot{i}_1 \frac{1}{sC}$$

求解上述方程组可得

$$H(s) = \frac{\dot{i}_o(s)}{\dot{i}_i(s)} = \frac{\frac{2}{R^2 C^2}}{s^2 + \frac{2}{RC}s + \frac{2}{R^2 C^2}} \quad (1.3.4)$$

该式与式(1.3.3)相同, 这也证明了图 1.3.6(b)确实是图 1.3.6(a)的伴随电路。

1.3.2 伴随运算放大器

集成运算放大器是电压模电路中应用最广的电子部件, 但是电流传输器的电流增益等于 1, 它只能把接成电压跟随器的运算放大器应用电路变成电流模电路, 而不能把所有的运算放大器应用电路变成电流模电路。要解决这个问题, 必须研究与集成运算放大器相应的伴随电路, 在这里, 我们称之为“伴随运算放大器”。

为了得到伴随运算放大器, 先看一下理想集成运算放大器的基本特征。理想运算放大器是一个电压控制电压源, 它有一个同相输入端、一个反相输入端和一个输出端。理想运算放大器的输入电阻无穷大, 输出电阻等于零, 输出电压与输入电压的关系为

$$V_o = \mu(V_1 - V_2) \quad (1.3.5)$$

μ 是开环电压增益, 其模型如图 1.3.7(a)所示。

由图 1.3.4 得到, 理想伴随运算放大器的模型如图 1.3.7(b)所示, 它有一个电流输入端、一个同相电流输出端和一个反相电流输出端, 输入电阻为零, 输出电阻无穷大。同相输出端和反相输出端的输出电流分别由下式表示:

$$I_{o1} = \mu I, \quad I_{o2} = -\mu I \quad (1.3.6)$$

显然, 伴随运算放大器与电流传输器的不同之处有两点:

(1) 伴随运算放大器的电流增益很大(与运算放大器的电压增益相等, 理想伴

随运算放大器的电流增益无穷大),而电流传输器的电流增益等于 1(见式(1.1.1)和式(1.1.3))。

(2) 伴随运算放大器有一个电流输入端和两个电流输出端,而电流传输器则相反,有一个电流输出端和两个电流输入端。

伴随运算放大器也不同于常见的电流运算放大器,一般的电流运算放大器有两个电流输入端和一个电流输出端,而伴随运算放大器有一个电流输入端和两个极性相反的电流输出端。事实上,理想伴随运算放大器是一种输入电阻为零、输出电阻无穷大、电流增益无限大的差动输出电流放大器。

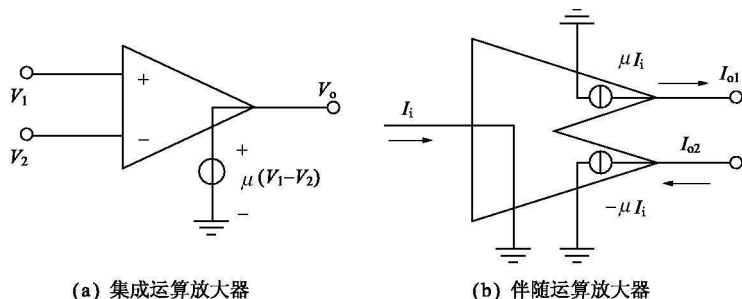


图 1.3.7 集成运算放大器和伴随运算放大器

双极晶体管具有电流放大功能, $i_c = \beta i_b$, 所以是实现伴随运算放大器的最佳选择。但是,从大规模集成系统的需要来考虑,用 CMOS 晶体管实现则更有意义。

众所周知, MOS 晶体管的栅极不取电流,要用 MOS 晶体管实现电流放大,必须通过间接变换,即先把电流变成电压,再把电压变成电流,如图 1.3.8 所示。

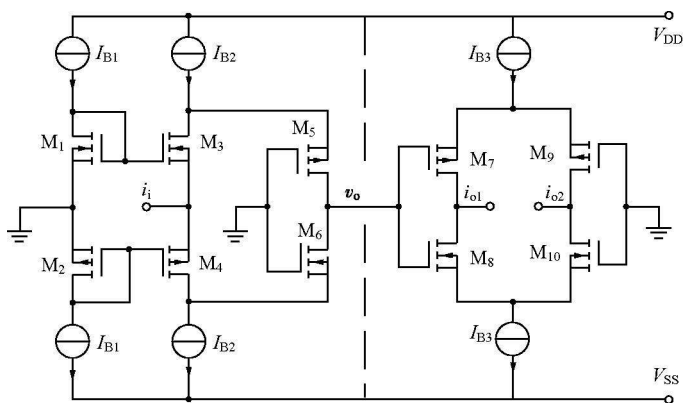


图 1.3.8 CMOS 伴随运算放大器原理图

图 1.3.8 由两部分组成：虚线的左边是跨阻放大器 (CCVS)，它把输入电流变成电压；虚线的右边是跨导放大器 (VCCS)，它把电压变成电流。下面分别予以简单介绍。

跨阻放大器由 $M_3 \sim M_6$ 组成^[7]。由于 MOS 晶体管的栅极电流为零， M_3 和 M_4 的供电电流恒定而且相等，所以从输入端流入的信号电流 i_i 只能沿 $M_3 \sim M_6$ 组成的环路流动，得知流过 M_5 和 M_6 的信号电流等于跨阻放大器的输入电流 i_i ，即 $i_5 = i_6 = i_i$ 。而输出电压 $v_o = i_i (r_{ds5} \parallel r_{ds6})$ ，所以跨阻放大器的跨阻增益为

$$A_r = \frac{v_o}{i_i} = r_{ds5} \parallel r_{ds6} \quad (1.3.7)$$

输入电阻为

$$r_i = \frac{1}{g_{m3} + g_{m4}} \quad (1.3.8)$$

跨导放大器由 NMOS 差分对和 PMOS 差分对上下对接而成，它的跨导为^[8]

$$A_g = \frac{g_{m7} + g_{m8}}{2} \quad (1.3.9)$$

而单端输出电阻为

$$r_o = r_{ds7} \parallel r_{ds8} \quad (1.3.10)$$

由式(1.3.7)和式(1.3.9)知，整个电路的电流增益为

$$A_i = A_r A_g = (r_{ds5} \parallel r_{ds6}) \frac{g_{m7} + g_{m8}}{2} \quad (1.3.11)$$

图 1.3.9 是一个具体的 CMOS 伴随运算放大器电路^[12]。

用 MOSIS $2\mu\text{m}$ 模型参数进行的 PSPICE 模拟表明，当电源电压为 $\pm 3\text{V}$ 时，电

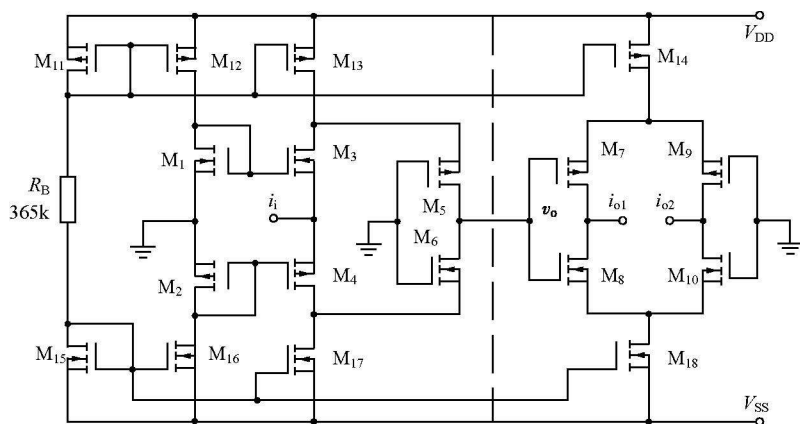


图 1.3.9 CMOS 伴随运算放大器电路

路的开环电流增益为 79dB,转换速率 SR(Slew Rate)为 $6.1\text{mA}/\mu\text{s}$ 。反相输出端的零分贝带宽为 30MHz,同相端为 40MHz,零分贝时的相位裕度为 46° 。开环输入电阻 $13\text{k}\Omega$,反相和同相输出端的输出电阻分别为 $106\text{k}\Omega$ 和 $108\text{k}\Omega$ 。

理想伴随运算放大器的输入电阻为零,所以不论是否加反馈,输入端的电位都严格等于零(虚地)。实际电路的输入电阻不可能等于零。但是,伴随运算放大器的输入量是电流,对输入端口而言,只能加并联反馈,所以,当加深度负反馈时,闭环输入电阻将变得很低,其输入端同样呈现较好的虚地特性。把图 1.3.9 接成图 1.3.10,并用 PSPICE 进行模拟,所得的结果是,在 $\pm 0.1\text{mA}$ 的输入电流范围内,输入端电位的最大值为 1.52mV ,而输入端汲取的电流只有数十纳安(nA)。由此可知,只要伴随运算放大器的电流增益足够大,用理想模型分析所带来的误差是可以接受的,这与集成运算放大器的情况相同^[6]。

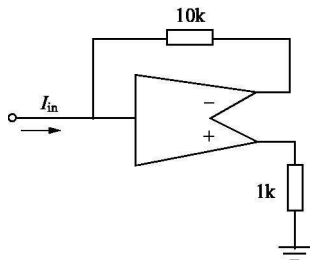


图 1.3.10 图 1.3.9 所示电路的虚地特性实验图

1.3.3 伴随运算放大器的应用

下面用几个例子来说明伴随运算放大器的应用。

【例 1.3.2】 图 1.3.11(a)是由电压模集成运算放大器构成的电压跟随器,当运算放大器的电压增益 $\mu \rightarrow \infty$ 时,跟随器的电压增益等于 1。利用伴随运算放大器便能得到电流跟随器,如图 1.3.11(b)所示。由该图可得

$$I_n = I + \mu I$$

$$I_o = \mu I$$

所以电流增益为

$$\frac{I_o}{I_n} = \frac{\mu}{1 + \mu} \quad (1.3.12)$$

当 $\mu \rightarrow \infty$ 时,电流跟随器的增益等于 1。

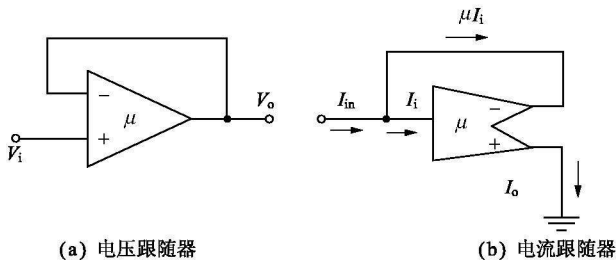


图 1.3.11 电压跟随器和电流跟随器

【例 1.3.3】 图 1.3.12(a)是由运算放大器构成的同相电压放大器,电压增益为

$$\frac{V_o}{V_i} = 1 + \frac{R_F}{R} \quad (1.3.13)$$

图 1.3.12(b)是由伴随运算放大器构成的同相电流放大器。假设伴随运算放大器是理想的,其开环电流增益无穷大,则 $I = I_o/\mu=0$;理想伴随运算放大器的输入电阻为零,因而输入端电位为虚地。所以

$$I_{in} = I_1 = I_o + I_2$$

$$I_2 R_F = -I_1 R_F = -I_{in} R_F$$

从而得到电流增益为

$$\frac{I_o}{I_{in}} = 1 + \frac{R_F}{R} \quad (1.3.14)$$

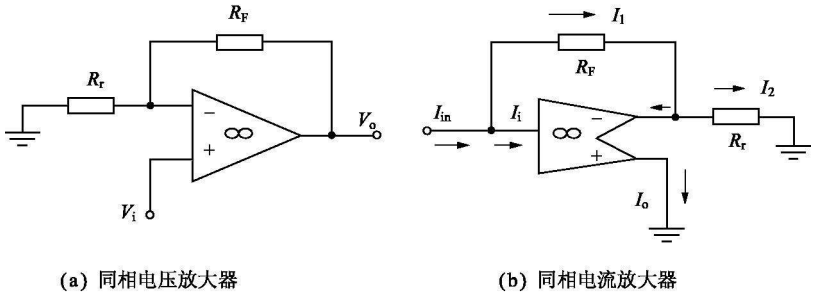


图 1.3.12 同相电压放大器和同相电流放大器

【例 1.3.4】 图 1.3.13(a)是由运算放大器构成的反相电压放大器,其电压增益为

$$\frac{V_o}{V_i} = -\frac{R_F}{R} \quad (1.3.15)$$

图 1.3.13(b)是用伴随运算放大器构成的反相电流放大器。设伴随运算放大器是理想的,其输入电流 $I = I_o/\mu=0$ 。所以流过反馈电阻 R_F 的电流等于来自信号源的输入电流 I_{in} ,而输入端电位为零,所以

$$I_{out} R_F = -I_{in} R_F$$

得到电流增益为

$$\frac{I_{out}}{I_{in}} = -\frac{R_F}{R} \quad (1.3.16)$$

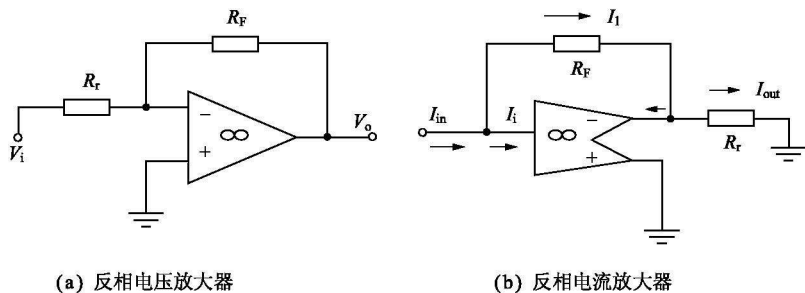


图 1.3.13 反相电压放大器和反相电流放大器

【例 1.3.5】 图 1.3.14(a)是由运算放大器构成的电压模反相积分器,其 s 域的传输函数为

$$H(s) = \frac{V_o(s)}{V_i(s)} = -\frac{1}{sRC} \quad (1.3.17)$$

时域的输出表达式为

$$V_o(t) = -\frac{1}{RC} \int V_i(t) dt \quad (1.3.18)$$

图 1.3.14(b)是由伴随运算放大器构成的电流模反相积分器。设伴随运算放大器是理想的,则其输入电流 $I_i=0$ 。流过电容的电流等于输入电流 I_{in} ,而输入电阻为零,输入端是虚地,所以有

$$I_{out} R = -I_{in} \frac{1}{sC}$$

得到 s 域的传输函数为

$$H(s) = \frac{I_{out}(s)}{I_{in}(s)} = -\frac{1}{sRC} \quad (1.3.19)$$

上式与式(1.3.17)形式相同,表明图 1.3.14(b)是理想的反相电流积分器。

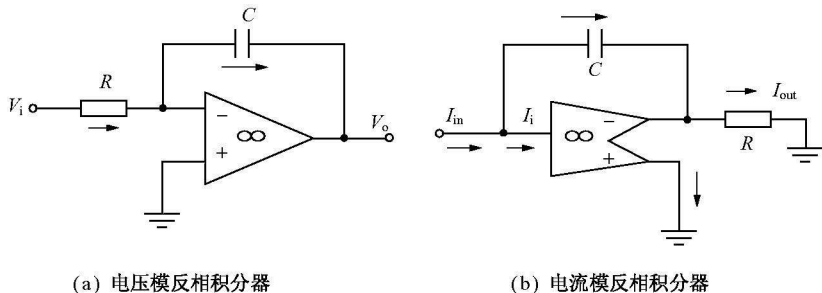


图 1.3.14 反相积分器

【例 1.3.6】 用伴随运算放大器设计一个五阶巴特沃思低通电流滤波器, 通带频率 $f_0 = 1\text{kHz}$ 。

解: 五阶巴特沃思低通滤波器的传输函数为^[9]

$$H(s) = \frac{\omega}{s + \omega} \times \frac{\omega^2}{s^2 + 1.618\omega s + \omega^2} \times \frac{\omega^2}{s^2 + 0.618\omega s + \omega^2} \quad (1.3.20)$$

其中, $\omega = 2\pi f_0 = 2000\pi(\text{rad})$ 。

式(1.3.20)表明, 该滤波器由一个一阶低通和两个二阶低通滤波器级联组成。图 1.3.15 示出了用运算放大器实现的电路图。其中 A_1 是电压跟随器, 它的输入阻抗很高, 输出阻抗很低, 在电路中起缓冲作用; A_2 是用有损积分器实现的一阶低通滤波器, A_3 和 A_4 是无限增益多路反馈二阶低通滤波器。各元件值的计算见文献[9]。

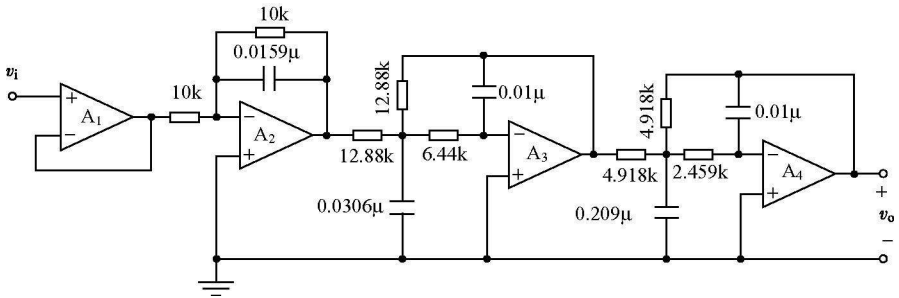


图 1.3.15 电压模五阶低通滤波器

由图 1.3.15 得到的电流模电路如图 1.3.16 所示。其中伴随运算放大器 A_1^* 接成全反馈, 闭环输入阻抗很低, 输出阻抗很高, 起缓冲作用。用 A_2^* 组成一阶低通滤波器, A_3^* 和 A_4^* 组成两级二阶低通滤波器。将图 1.3.9 所示的伴随运算放大器代入图 1.3.16 中, 用 PSPICE 进行仿真, 得到的幅频特性如图 1.3.17 所示。

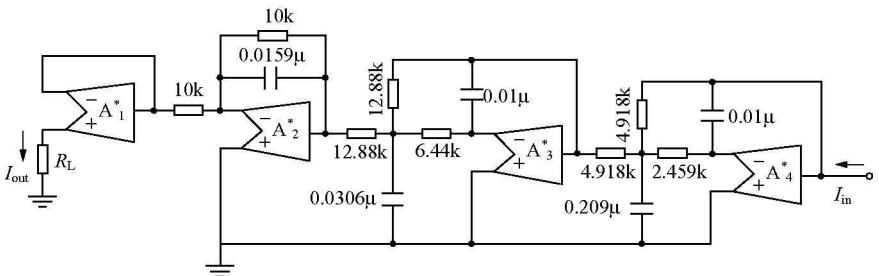


图 1.3.16 电流模五阶低通滤波器