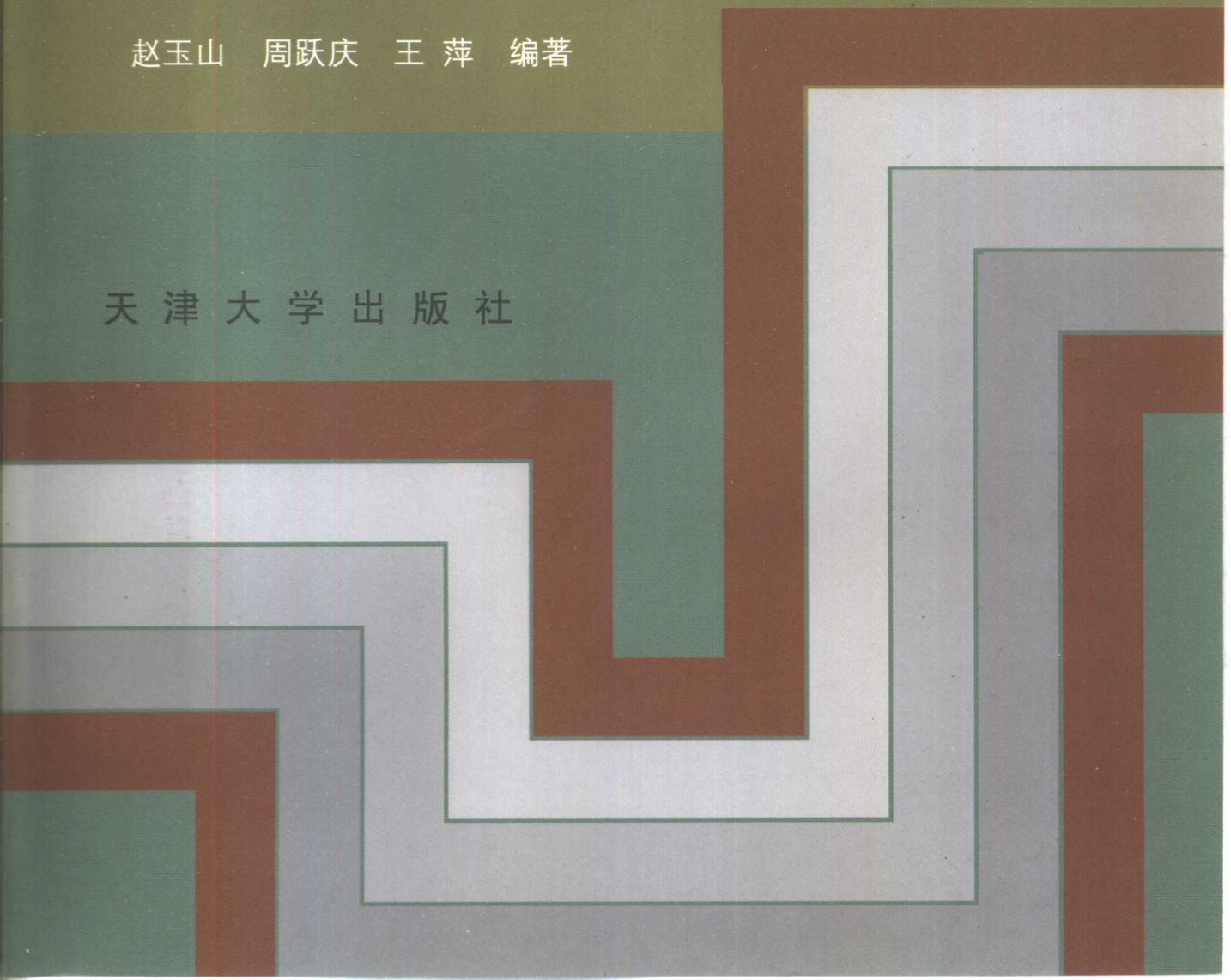


电流模式 电子电路

赵玉山 周跃庆 王萍 编著

天津大学出版社



电流模式电子电路

赵玉山 周跃庆 王 萍 编著

天津大学出版社

内 容 简 介

电流模式电路是高性能模拟集成电路发展的新兴电路分支。本书力求全面介绍电流模式电路的基本理论、电路结构和应用原理。全书共分十章,主要内容有:电流模式电路基本概念、静态和动态电流镜、跨导线性原理及电路、电流传送器、电流反馈运算放大器、跨导放大器、四种放大器负反馈闭环特性、跨导-电容滤波器、开关电流电路和电流模式 A/D 变换器。

本书选材新颖、重点突出、论述简明。同时加强了对电流模式集成部件的理论分析,重点讲清楚它们的端口特性、拓扑结构、传输关系、模型和应用原理,为其广泛的实际应用打好基础。

本书可作为高等学校电子信息、电气工程与自动化专业本科生的教材,也可作为研究生的教材和工程技术人员的参考书。

图书在版编目(CIP)数据

电流模式电子电路/赵玉山编著. —天津:天津大学出版社,
2001.3
ISBN 7-5618-1420-8

I. 电... II. 赵... III. 电子电路, 电流模式 — 高等学
校 — 教材 IV. TN710

中国版本图书馆 CIP 数据核字(2001)第 06940 号

出版发行 天津大学出版社
出 版 人 杨风和
地 址 天津市卫津路 92 号天津大学内(邮编:300072)
电 话 发行部:022-27403647 邮购部:022-27402742
印 刷 河北省枣强新华胶印厂
经 销 全国各地新华书店
开 本 787mm×1092mm 1/16
印 张 15.5
字 数 388 千
版 次 2001 年 3 月第 1 版
印 次 2001 年 3 月第 1 次
印 数 1—3 000
定 价 20.00 元

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达,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了一个新阶段。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、线性好、电压低的新兴模拟集成电路的分支,具有广阔的发展前景。

作者在近年对电流模式电路不断学习和研究的基础上,广泛收集国内外最新资料写成本书。主要目的在于及时地反映学科发展,将电流模式电路知识引入到教学内容中。前面提到电流模式电路是模拟集成电路领域的新突破,包括了新设计思想、新电路结构和新应用原理,它们是电子信息类和电气工程类各专业本科生和研究生不可不知晓的新知识。因此,将本书作为新型模拟电路课程(必修或选修)的教材,对于促进课程改革、帮助学生开扩视野、更新知识、了解学科发展方向将是有意義的。此外,对我国集成电路设计与生产、电子技术应用、电路和系统设计等领域的科技工作者也有参考价值。通过阅读本书,可以掌握电流模式电路的基本概念和性能特色,了解其应用潜力和发展前景,对电流模式设计方法和电路技术增添兴趣,促进这一新兴集成电路技术在我国更快发展。

编写本书时,作者注意精选内容、合理编排。电流模式电路是个十分活跃的研究领域,不断有大量学术论文发表,还有一些专著和教材出版。按照本书编写目的的要求,作者从大量的参考文献中,侧重选用基础性较强的知识,主要包括基本概念和理论、有重要通用价值的标准部件、电路的主要特性及应用原理分析等。同时还注意到被选用的内容应是比较成熟的,而且能够被更多学科和专业的学生或科技人员接受的。对于一些专业性或尚在研究中的内容,如深入涉及集成工艺设计或实用性强的电子系统研制等,都没有列入本书的编写范围。

本书共分10章。第1章阐述电流模式电路的基本概念和发展概况,作为入门。还扼要而系统地回顾晶体管模型和四种基本放大器模型,作为后续各章的共同基础知识。第2章介绍电流镜,包括经典静态电流镜和新型动态电流镜,它们分别是连续时间和离散时间电流模式电路的基本单元块。第3章介绍跨导线性原理和电路,这是一种重要的电路原理,成为设计电流模式电路的有力工具。第4、5、6章讲述三种重要的电流模式标准部件,即电流传送

器、电流反馈运算放大器、跨导放大器，它们都能用来设计多种类型的模拟电路和系统，具有广泛的通用性。第7章分析和讨论电压模式和电流模式放大器的负反馈闭环特性，将引出很多重要而有趣的结论，从而表明电压模式电路与电流模式电路的性能具有相辅相成、相互补充的关系。第8章讨论跨导-电容连续时间滤波器，这是一种应用广泛的模拟子系统，在用各种电流模式标准部件构成的滤波器中，跨导-电容连续时间滤波器被认为是一种结构简洁、容易设计、性能优良的设计方案。第9、10章分别介绍开关电流电路和电流模式A/D变换器的基本原理和单元电路，它们是离散时间或称采样数据式电流模式电路，在模拟与数字混合型集成系统中应用。

本书第1、2、3、6、8章由赵玉山编写，第4、5、7章由周跃庆编写，第9、10章由王萍编写，全书由赵玉山定稿。在完成本书编写过程中，作者从各章所列参考文献中吸取了宝贵的成果和资料。本书作者谨向各参考文献的著、编、译者表示感谢。

作者特别感谢天津大学电气自动化及能源工程学院院长孙雨耕教授，他对本书的编写给予了热情鼓励和宝贵支持。作者还要感谢天津大学教务处、天津大学出版社对本书出版给以的支持和幫助。

作者深知，电流模式电路前沿性强，新知识多，我们对这一领域的学习和研究水平十分有限，书中一定有不少错误和不妥之处，希望读者给以批评指正。

作者

2000年5月于天津大学

第 1 章 电流模式电路概述	1
1.1 引言	1
1.2 电流模式电路基本概念和发展概况	1
1.2.1 什么是电流模式电路	1
1.2.2 电流模式电路的性能特点	2
1.2.3 电流模式电路发展概况	3
1.3 晶体管模型	4
1.3.1 双极型晶体管模型	4
1.3.2 MOS 场效应管模型	8
1.4 四种基本放大器及其模型	12
1.4.1 电压放大器	12
1.4.2 电流放大器	13
1.4.3 跨阻放大器	13
1.4.4 跨导放大器	14
1.4.5 四种基本放大器的区别与联系	15
参考文献	16
第 2 章 电流镜	17
2.1 引言	17
2.2 静态电流镜	17
2.2.1 电流镜符号	17
2.2.2 基本电流镜	18
2.2.3 Widlar 电流镜	23
2.2.4 级联电流镜	25
2.2.5 Wilson 电流镜	27
2.3 动态电流镜	29
2.3.1 动态电流镜概述	29
2.3.2 动态电流镜工作原理	30
2.3.3 共源—共栅动态电流镜单元	31
2.3.4 连续输出动态电流镜	33
2.3.5 多重输出动态电流镜和乘法动态电流镜	34
参考文献	35
第 3 章 跨导线性电路	36
3.1 引言	36
3.2 跨导线性原理	36
3.2.1 跨导线性概念	36
3.2.2 跨导线性原理 (简称 TL 原理)	37

3.2.3 考虑发射区面积比的 TL 原理	39
3.2.4 TL 电路分析实例	40
3.3 跨导线性应用电路	42
3.3.1 TL 电流增益单元和电流放大器	42
3.3.2 TL 模拟乘法器	46
3.3.3 TL 平方电路	50
3.3.4 TL 矢量模电路	53
参考文献	55
第 4 章 电流传输器	56
4.1 引言	56
4.2 电流传输器端口特性	56
4.2.1 第一代电流传输器 (CC I)	56
4.2.2 第二代电流传输器 (CC II)	58
4.2.3 改进的第二代电流传输器	58
4.3 电流传输器应用原理	60
4.3.1 有源网络元件的模拟	60
4.3.2 模拟信号运算电路	63
4.3.3 正弦振荡器	66
4.3.4 有源滤波器	68
4.4 电流传输器电路实现	73
4.4.1 CC I 的实现电路	73
4.4.2 CC II 的基本实现方法	74
4.4.3 运算放大器输出电流反馈式 CC II 实现电路	76
4.4.4 运算放大器电源电流检测式 CC II 电路	78
4.4.5 全集成电流传输器	79
4.4.6 CMOS 集成差动式电流传输器 (DVCC II) 电路	83
参考文献	86
第 5 章 电流反馈运算放大器	87
5.1 引言	87
5.2 电流反馈运放电路和模型	87
5.2.1 CFA 的拓扑结构和代表符号	87
5.2.2 双极互补工艺的 CFA 集成电路	88
5.2.3 CFA 电路模型及模型参数	91
5.3 电流反馈运放的负反馈闭环特性	92
5.3.1 同相输入方式闭环特性	92
5.3.2 反相输入方式闭环特性	94
5.3.3 对 CFA 负反馈闭环特性的讨论	96
5.4 电流反馈运放特点综述和应用举例	96
5.4.1 性能特点综述	96

5.4.2 用于电流反馈数据放大器	97
5.4.3 用于正弦波振荡器	99
5.4.4 用于通用二阶滤波器	101
参考文献	102
第6章 跨导放大器	104
6.1 引言	104
6.2 OTA 基本概念和应用原理	104
6.2.1 OTA 的基本概念	104
6.2.2 OTA 的应用原理	105
6.2.3 OTA 跨导控制电路	119
6.3 双极型集成 OTA	121
6.3.1 双极型 OTA 结构框图	121
6.3.2 基本型 OTA 电路	122
6.3.3 改进型 OTA 电路	124
6.4 CMOS 集成跨导器	127
6.4.1 CMOS 跨导器概述	127
6.4.2 源耦差分对 CMOS 跨导器	127
6.4.3 带辅助源耦对的 CMOS 跨导器	131
6.4.4 辅助电压源交叉耦合 CMOS 跨导器	134
6.4.5 带补偿电流源的 CMOS 跨导器	136
6.4.6 CMOS 对管交叉耦合跨导器	139
6.4.7 基于 MOS 组合线性单元的 CMOS 跨导器	143
参考文献	146
第7章 电流模式与电压模式负反馈放大器的闭环特性	148
7.1 引言	148
7.2 放大器的概念及发展	148
7.2.1 理想放大器的概念	148
7.2.2 实际放大器的实现	149
7.2.3 四种集成运放的模型	150
7.3 四种闭环放大器的闭环特性	151
7.3.1 闭环电压放大器	151
7.3.2 其他三种闭环放大器(跨阻、跨导、电流)	156
7.3.3 四种闭环放大器的闭环特性讨论	158
7.4 源、载隔离	160
参考文献	162
第8章 跨导—电容连续时间滤波器	163
8.1 引言	163
8.2 OTA—C 滤波器性能特点与设计方法概述	163
8.2.1 OTA—C 连续时间滤波器的性能特点	163

8.2.2	OTA-C 连续时间滤波器的设计方法	164
8.3	双二阶 OTA-C 滤波器分析	165
8.3.1	双二阶函数和双二阶滤波器结构	165
8.3.2	双 OTA 双二阶滤波器	166
8.3.3	三 OTA 双二阶滤波器	168
8.3.4	五 OTA 通用双二阶滤波器	169
8.3.5	多 OTA 通用双二阶滤波器	170
8.4	由有源 RC 网络生成二阶 OTA-C 滤波器	172
8.4.1	基本设计步骤	172
8.4.2	由单运放有源 RC 电路生成 OTA-C 滤波器	172
8.4.3	由三运放有源 RC 电路生成 OTA-C 滤波器	174
8.5	信号流图法设计双二阶 OTA-C 滤波器	176
8.5.1	基本设计步骤	176
8.5.2	基本电路模块及其信号流图	176
8.5.3	二阶低通函数的四种信号流图及电路模拟	178
8.5.4	双二阶函数的信号流图及电路模拟	181
8.6	方块图法设计双二阶 OTA-C 滤波器	183
8.6.1	基本设计步骤	183
8.6.2	基本电路模块及其方块图	183
8.6.3	特征方程式的方块图和电路模拟	186
8.6.4	含传输零点的方块图及其电路模拟	188
8.7	多环反馈法设计高阶 OTA-C 滤波器	192
8.7.1	任意 n 阶传输函数的信号流图和方块图	192
8.7.2	通用 n 阶 OTA-C 滤波器电路	194
8.8	模拟无源 LC 梯形电路法设计高阶 OTA-C 滤波器	196
8.8.1	基本设计步骤	196
8.8.2	按原型 LC 梯形电路作状态变量框图	196
8.8.3	模拟 LC 梯形电路的 OTA-C 滤波器	198
	参考文献	199
第 9 章	开关电流电路	201
9.1	引言	201
9.2	开关电流技术基本原理	201
9.2.1	开关电容电路原理	201
9.2.2	开关电流技术原理	203
9.3	开关电流积分器和微分器	204
9.3.1	开关电流延迟单元	204
9.3.2	开关电流积分器	205
9.3.3	开关电流微分器	211
9.3.4	开关电流电路的误差	214

9.4 基本开关电流存储单元的改进	215
9.4.1 负反馈存储单元	215
9.4.2 全差分开关电流存储单元	217
9.4.3 甲乙类开关电流存储单元	218
9.5 开关电流滤波器	218
9.5.1 基于积分器的双二次节	218
9.5.2 基于微分器的双二次节	219
参考文献	221
第 10 章 电流模式 A/D 转换器	222
10.1 引言	222
10.2 ADC 标准模块	222
10.2.1 开关电流采样保持电路	222
10.2.2 电流比较器	224
10.2.3 电流除 2 电路	224
10.2.4 整数电流乘法器	226
10.3 算法的和流水线的开关电流 ADC	226
10.3.1 算法 ADC	226
10.3.2 流水线 ADC	228
10.4 开关电流 $\Sigma-\Delta$ 转换器	229
10.4.1 过采样 $\Sigma-\Delta$ ADC 结构	229
10.4.2 开关电流 $\Sigma-\Delta$ 调制器结构	230
10.4.3 $\Sigma-\Delta$ 调制器的实现	231
10.5 连续时间电流模式 ADC	233
参考文献	235

第1章 电流模式电路概述

1.1 引言

在电子电路中,尤其是在模拟电子电路中,人们长久以来习惯于采用电压而不是电流作为信号变量,并通过处理电压信号来决定电路的功能。依此促成了大量电压信号处理电路或称电压模式电路的诞生和发展。自从1965年第一片商用电压模式集成运算放大器问世以来,更加确定了以电压模式运算放大器为标准部件的模拟网络在模拟信号处理中的主宰地位。

但是,随着被处理信号的频率越来越高,电压型运算放大器的固有缺点开始阻碍它在高频、高速环境中的应用。电压型运算放大器的缺点之一是,它的-3分贝闭环带宽与闭环增益的乘积是常数,当带宽向高频区域扩展时,增益成比例下降;缺点之二是,它在大信号下输出电压的最高转换速率很低,一般只有 $0.2\text{ V}/\mu\text{s}\sim 20\text{ V}/\mu\text{s}$ 。

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,促进了一种新型电子电路——电流模式电路的发展。人们发现,电流模式电路可以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。

本章将对电流模式电路的原理和发展作一个概述,并介绍一些学习电流模式电路的基础知识。全章内容共有4节,除引言外,1.2节介绍电流模式电路的基本概念、性能特点和发展概况。要理解电流模式电路的工作原理,对电路特性进行分析计算,就离不开晶体管的模型。因此,1.3节对晶体管模型作扼要而系统的回顾,包括双极型晶体管和MOS场效应管的大信号模型和小信号模型。放大器是整个模式电路的基础,对电流模式电路也不例外。1.4节重温四种基本放大器的概念和模型,讨论不同类型放大器的区别和联系。

1.2 电流模式电路基本概念和发展概况

1.2.1 什么是电流模式电路

迄今为止,对电流模式电路这个术语还没有形成一个统一的、严格的定义。一般地讲,电流模式电路可以定义为:当选用电流而不是电压作为电路中的信号变量,并通过处理电流变量来决定电路的功能时,称为电流模式电路。

应该了解,电路中的电压信号和电流信号总是彼此关联、相互作用的,任何处理电流信号的电路必然会产生内部电压信号摆幅。但是,作为电流模式电路,电路的功能取决于电流信号的处理结果,而那些内部电压信号摆幅应尽量减小,因为它们对电路的功能不起决定性作用。相反,当选用电压而不是电流作为电路中的信号变量,并通过处理电压信号决定电路的功能时,称为电压模式电路。电压模式电路中同样存在一定摆幅的电流信号,但是电路的功能取决于电压信号而不是电流信号。

上面关于电流模式电路和电压模式电路的定义通常适用于通用性强的基本集成单元,或称标准集成部件,例如运算放大器、电流传送器等。

除此之外,“电流模式”和“电压模式”这两个术语还常用来划分具有不同类型传输函数的电子系统(或子系统),即把用电流传输函数描述的系统称作电流模式系统,用电压传输函数描述的系统称作电压模式系统。例如电流模式滤波器、电流模式运算器;电压模式滤波器、电压模式运算器等。应该指出,电子系统(或子系统)是由标准集成部件适当组合而成的。电流模式系统可以用电流模式标准部件构成,也可以用电压模式标准部件构成。同理,电压模式系统可以用电压模式标准部件构成,也可以用电流模式标准部件构成。但是,用不同模式的标准部件组成的同一模式的电子系统,在速度、带宽等性能上会有一些不同的特点,尽管它们具有完全相同的传输函数。

本书内容的重点在电流模式的基本集成单元,即电流模式标准集成部件。同时,也适当介绍一些用电流模式标准部件组成的电子系统(或子系统),其中既有电流模式系统,也有电压模式系统。

1.2.2 电流模式电路的性能特点

与电压模式电路相比较,电流模式电路主要有以下性能特点。

1. 阻抗水平有别

电压信号与电流信号的实际区别表现在其阻抗水平的高低,实现电压模式信号处理还是电流模式信号处理,关键要看对电路的阻抗水平的选择。总的来说,电流信号源具有高阻抗,电压信号源具有低阻抗;电流信号要求低阻抗的负载,电压信号要求高阻抗的负载。因此,在实践中,把内阻很小的电信号源作为电压源,把内阻很大的电信号源作为电流源。要求理想电压信号放大器应具有无穷大输入阻抗和零输出阻抗,理想电流信号放大器应具有零输入阻抗和无穷大输出阻抗。要求电压模式电路的关键节点具有高阻抗、在大摆幅电压信号下只有小摆幅电流,电流模式电路的关键节点具有低阻抗、在大摆幅电流信号下只有小摆幅电压。

2. 速度高,频带宽

在电流模式电路中,影响速度和带宽的晶体管极间电容工作在阻抗水平很低的节点上。一方面,这些低阻抗节点上的电压摆幅很小,另一方面,这些节点上的阻容时间常数很小,在大摆幅电流信号作用下,晶体管极间电容的充、放电过程可以很快地完成。因此,电流模式电路大信号下的工作速度比电压模式电路快得多。同时,由这些电容和节点低电阻决定的极点频率很高,工作频率可以接近晶体管的 f_T 。

3. 电源电压低,功耗小

为了提高集成电路的集成密度,减小功耗,降低电源电压将是一种必然趋势,一般要求将集成电路的电源电压降低到 3.3 V,甚至 1.5 V。对于电压模式电路,降低电源电压将直接降低其信号电压的最大动态范围。同时,电源电压的降低,对于设计高速度的电压模式电路也会更加困难。电流模式电路则不然,它可以在 0.7 V~1.5 V 的低电源电压下正常工作,保持电流信号在 nA~mA(甚至 10 pA~mA)数量级内变化。电流模式电路中的最大电流和最大动态范围受晶体管允许电流的限制,而不受电源电压降低的限制。

1.2.3 电流模式电路发展概况

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, K.C.Smith 和 A.S.Sedra 在 1968 年提出电流传送器原理; B.Gilbert 在 1975 年提出跨导线性电路原理。但是,随着近十几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。

电流模式电路的发展近年来主要集中在模拟电路领域,同时在电流模式接口电路(A/D、D/A 变换器)和数字电路(逻辑门电路、触发器、存储器)方面也有一些研究成果。

像电压模式模拟电路一样,电流模式模拟电路也有两种类型,一种是连续时间的模拟信号处理电路,另一种是在离散时间采样的模拟信号处理电路。电流模式连续时间模拟电路主要包括静态电流镜、跨导线性电路、电流传送器、电流反馈运算放大器(跨阻放大器)、跨导放大器等*。电流模式离散时间模拟电路主要有动态电流镜和开关电流电路。

上述电流模式电路都是标准集成部件,用它们可以进一步设计并集成为电流模式子系统和电流模式系统,例如连续时间滤波器、采样数据滤波器、A/D 和 D/A 数据变换器以及电流模式神经网络等。

促进电流模式电路迅速发展的基本因素有两个,即电路设计思想的革新和集成工艺技术的进步。

首先是电路设计思想的革新,用电流模式设计方法取代了传统的电压模式设计方法,或者说用处理电流信号代替了处理电压信号。两种设计方法相比,电流模式方法具有明显的优越性。第一,现有主要电子器件(双极型晶体管和场效应晶体管)都是电流输出器件,它们的被控制量都是电流。如果用电压变量进行信号处理,必须在电路内部设置高阻抗节点,进行电流—电压变换。相反,如果以电流作为信息载体,则无需进行电流—电压变换,不仅减少了元件数目、简化了电路结构,而且避免了因引入高值电阻对电路工作速度和高频特性的损害。第二,用电流变量可以便捷地完成多种信号运算功能,模拟技术中几种最基本的信号处理,如加/减、积分、倍乘等,用电流信号实现比用电压信号简便得多。例如,多个电流信号的加/减可以在一个低阻抗节点上直接并联实现,电流信号的积分可以利用一个电容实现。因此,用电流作为信号变量来设计实现模拟电路和系统,在提高速度、扩展频带、简化电路、减小功耗、降低电源电压等方面有巨大的潜力。

其次,电流模式电路的发展还依赖于集成工艺技术的进步。很多电流模式电路的原理性设计在多年以前已被提出,但只是在最近十几年随着集成工艺技术的发展,这些电路才得到集成实现。集成工艺技术的进步主要表现在以下几方面:①真正互补双极工艺的发展使得集成速度极快、良好对称的硅双极互补电路成为可能,促进了一系列电流模式电路的发展;②成熟的 CMOS 工艺能提供高品质的电容、良好的开关,且功耗极小,在离散时间模拟集成电路的制造中是必不可少的;③先进的 BiCMOS 工艺(即混合硅双极和互补金属、氧化物、半导体工艺)将双极工艺的优点(高跨导、高速度)和 CMOS 工艺的优点(低功耗)结合起

* 这些电路中的电流传送器、电流反馈运算放大器和跨导放大器,严格讲应该属于电流模式/电压模式混合电路,但是,其中的电流模式部分是主要的,对电路性能起决定作用。这三种电路都具有电流模式电路的性能特点,因此,在各种文献和著作中,普遍将它们归入电流模式电路。

来, 提供了适合实现电流模式电路高速度和低功耗的工艺技术。有了真正互补双极工艺和成熟的 CMOS、BiCMOS 等工艺技术的发展, 很多早年提出的电流模式电路得到实现, 同时有更多的新一代电流模式电路和系统正在研制中。

1.3 晶体管模型

1.3.1 双极型晶体管模型

双极型晶体管指常说的 NPN 和 PNP 三极管。这种晶体管由两个 PN 结组成, 电子和空穴两种极性的载流子在导电中都起重要作用, 所以称双极结型晶体管 (Bipolar Junction Transistor), 英文缩写为 BJT。

双极型晶体管有 E (发射极)、B (基极)、C (集电极) 三个极和发射结、集电结两个结。根据所加电压的极性, 晶体管有四个工作区: ①发射结正偏、集电结反偏, 叫放大区或正向有源区; ②发射结和集电结都正偏, 叫饱和区; ③发射结和集电结都反偏, 叫截止区; ④发射结反偏、集电结正偏, 叫倒置区或反向有源区, 这种组态应用很少, 所以不去讨论它。

下面给出双极型晶体管的大信号模型 (又称直流模型) 和小信号模型 (又称交流模型)。

1. 大信号模型

(1) 放大区

由双极型晶体管的工作机理和特性曲线分析可知, NPN 共射接法晶体管在放大区的大信号模型可用图 1-1 表示, 发射结等效为正偏二极管, 集电结等效为受控电流源。

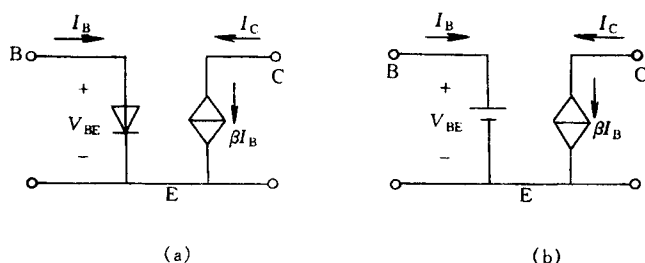


图 1-1 NPN 管共射放大区大信号模型

(a) 常用模型 (b) 简化模型

上述大信号模型中的集电极电流和基极电流分别由下式表示

$$I_C = I_S e^{V_{BE}/V_T} \left(1 + \frac{V_{CE}}{V_A} \right) \quad (1-1)$$

$$I_B = \frac{I_S}{\beta} e^{V_{BE}/V_T} \quad (1-2)$$

式中: I_S —晶体管反向饱和电流, $I_S = A J_S$, 这里, A 是发射结面积, J_S 是反向饱和电流密度; V_T —热势, $V_T = KT/q$ (K 、 T 、 q 分别是玻尔兹曼常数、绝对温度、电子电量), 室温下, V_T 为 26 mV; β —共射直流电流放大系数; V_A —厄利电压 (Early Voltage)。

厄利电压 V_A 是一个衡量 V_{CE} 对 I_C 影响程度 (即基区宽度调制效应) 的物理量。如果

将晶体管共射输出特性曲线反向延长, 就会发现它们基本上相交于一点, 如图 1-2 所示, 定义该点对应的电压叫厄利电压 V_A , V_A 为正值。 V_A 越大, 表示 V_{CE} 对 I_C 的影响越小。

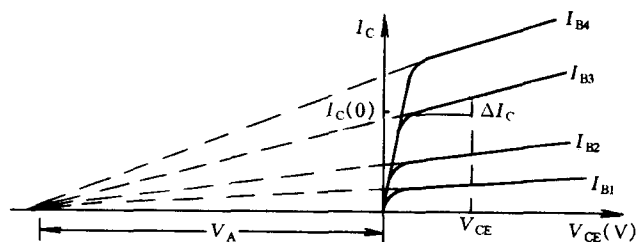


图 1-2 厄利电压示意图

如果忽略基区宽度调制效应, 即认为 $V_A = \infty$, 则式 (1-1) 变为

$$I_C = I_{SE} V_{BE}^{V_T} \quad (1-3)$$

式 (1-3) 表明 I_C 与 V_{BE} 成指数关系, 对于同一个晶体管, V_{BE} 每增加 60 mV, 集电极电流将增大为原来的 10 倍; 而对于 V_{BE} 相同的两个晶体管, 发射极面积大 1 倍, 集电极电流也大 1 倍。式 (1-3) 是双极型晶体管电特性中的一个核心关系, 在电流模式电路设计中经常用到。

在近似分析中, 可以把 BE 结的正向电压 V_{BE} 看作常量, 对于硅管, V_{BE} 取 0.6 V 或 0.7 V, 对于锗管则可取 0.2 V, 此时图 1-1 (a) 所示的模型电路可简化为图 1-1 (b)。

(2) 截止区

在截止区, 发射结和集电结都反偏, 只有反向电流流过它们, 而现代晶体管的反向电流极小, 可以认为 E、B、C 三个极之间是开路的, 所以可用图 1-3 (a) 所示的模型来等效。

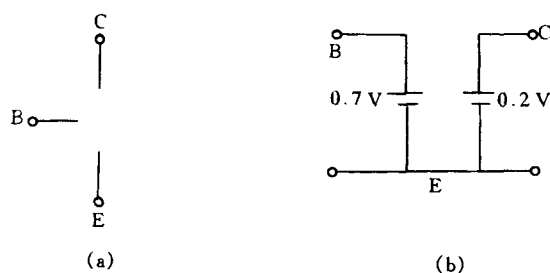


图 1-3 截止区和饱和区大信号模型

(a) 截止区模型 (b) 饱和区模型

(3) 饱和区

在饱和区, 发射结和集电结都正偏, NPN 管的饱和区近似模型可用图 1-3 (b) 表示。B、E 之间是发射结正向压降, 这里取 $V_{BE} = 0.7$ V, 而 C、E 之间是饱和压降, 这里取 $V_{CES} = 0.2$ V。

PNP 双极型晶体管放大区大信号模型与 NPN 管相同, 只是所加的电压极性和电流流动方向不同而已。

2. 低频小信号模型

将晶体管在放大区小工作范围内进行线性化所得到的模型叫小信号模型, 它是一种线性模型。在小信号模型中如果不考虑晶体管极间电容的作用, 叫低频小信号模型。

小信号模型分两类, 一类是从线性四端网络理论出发得到的, 如 h 参数等效电路; 另一类是从器件的物理结构得出来的, 如 T 型等效电路、 π 型等效电路等。

(1) h 参数等效电路

h 参数是一组混合量纲参数, 可以在一定测试条件下测量出来。在输入端口, 要求外电

路的交流输出阻抗远大于晶体管的输入阻抗；而在输出端口，则要求外电路的输入阻抗远小于晶体管的输出阻抗。对双极型晶体管，无论是共射接法还是共基接法，它们的输入阻抗较低，而输出阻抗很高，测量条件很容易满足，这正是 h 参数在双极型晶体管中广泛应用的原因之一。

双极型晶体管的 h 参数方程和 h 参数等效电路是读者熟悉的，现以共射接法为例直接给出来。

h 参数方程式为

$$v_{be} = h_{ie} i_b + h_{re} v_{ce} \quad (1-4)$$

$$i_c = h_{fe} i_b + h_{oe} v_{ce} \quad (1-5)$$

与式 (1-4) 和式 (1-5) 对应的 h 参数等效电路如图 1-4 (a) 所示。在输入回路， v_{be} 等于两项之和，一项是 h_{ie} 和 i_b 之积， h_{ie} 用电阻 r_{be} 代替；另一项是 h_{re} 和 v_{ce} 之积，用一个等效电压源符号表示。在输出回路， i_c 等于两个电流之和，一个支路电流是 $h_{fe} i_b$ ，一般写成 βi_b ，它用一个电流源符号表示；另一个支路电流是 $h_{oe} v_{ce}$ ， h_{oe} 是一个电导，它是电阻 r_{ce} 的倒数。

图 1-4 (a) 是精确的 h 参数等效电路，如果忽略 $h_{re} v_{ce}$ 和 v_{ce}/r_{ce} ，则可简化成图 (b)。图 1-4 (b) 是手算电路性能时常用的最简单 h 参数等效电路。

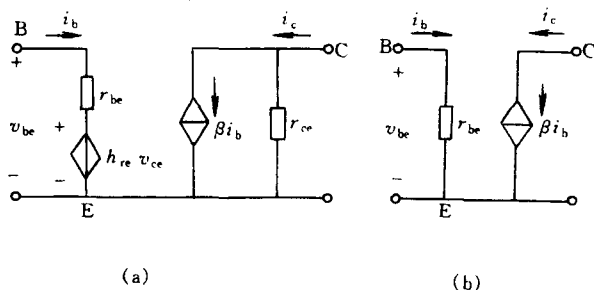


图 1-4 共射 h 参数等效电路

(a) h 参数等效电路 (b) 简化等效电路

(2) T 型等效电路

T 型等效电路是由晶体管的物理结构得出来的，现以 NPN 管为例给以说明。

图 1-5 (a) 是 NPN 晶体管结构示意图，它被接成共基组态。电流从发射极进来，首先遇到正偏置的发射结，在小信号模型中，正偏发射结用其交流电阻 r_e 来等效。

$$r_e = \frac{\Delta V_{BE}}{\Delta I_E} \quad (1-6)$$

由式 (1-2) 和式 (1-3) 知道

$$I_E = I_C + I_B = \left(1 + \frac{1}{\beta}\right) I_{Se}^{V_{BE}/V_T} \quad (1-7)$$

经推导可得到

$$r_e = \frac{V_T}{\left(1 + \frac{1}{\beta}\right) I_{Se}^{V_{BE}/V_T}} = \frac{V_T}{I_E} \quad (1-8)$$

在室温下, $V_T = 26 \text{ mV}$, $r_e = 26 \text{ mV}/I_E$, I_E 是发射极的直流电流。

此外, 因基区很薄, 故对基区电流来讲, 材料的体电阻不能忽略, 在模型中以 r_b 表示, 其值一般为数十至数百欧姆。

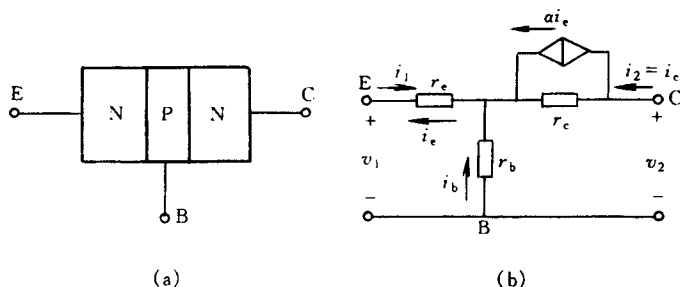


图 1-5 共基 T 型等效电路

(a) NPN 管结构示意图 (b) 共基 T 型等效电路

集电极电流受发射极电流控制, $i_c = ai_e$, 因此集电极电路有一个电流控制电流源。此外, 考虑到基区宽度调制效应, 集电极受控电流源的输出电阻并非无穷大, 还要并联一个电阻 r_c 。由于 $r_b \ll r_c$, 所以 r_c 基本上等于 C、B 之间电压变化量与集电极电流变化量之比, 即

$$r_c = \frac{\Delta V_{CB}}{\Delta I_C} \quad (1-9)$$

其值可由共基组态输出特性曲线的斜率测算出来。

根据以上分析, 可得 NPN 管共基组态的 T 型等效电路, 如图 1-5 (b) 所示。

将图 1-5 (b) 换一种画法, 即把 B 和 E 互换一下, 便得到共射组态的 T 型等效电路, 如图 1-6 所示。这里的 r_b 和 r_e 与共基电路的相同, 分别代表基区体电阻和发射结小信号交流电阻。因为输入电流是 i_b , 所以集电极受控电流源改为 βi_b 。同时, 考虑到基区宽度调制效应, 在电流源上并联电阻 r_{ce} , 因为 $r_e \ll r_{ce}$, 所以, 事实上 r_{ce} 等于共射组态 V_{CE} 的变化量与 I_C 的变化量之比, 由式 (1-1) 可以得到

$$r_{ce} = \frac{\Delta V_{CE}}{\Delta I_C} = \frac{V_A}{I_C} \quad (1-10)$$

其中, V_A 是厄利电压, I_C 是集电极直流电流。

应当指出, 尽管 r_{ce} 与 r_c 在共射和共基等效电路中的位置一样, 但它们的电阻值却不相同, 其关系为

$$r_c = (1 + \beta) r_{ce} = (1 + \beta) \frac{V_A}{I_C} \quad (1-11)$$

r_c 比 r_{ce} 大的原因是, 若两种组态的电压变化量相同, 即 $\Delta V_{CE} = \Delta V_{CB}$, 则共射接法的 ΔI_C 是共基接法的 $(1 + \beta)$ 倍, 因而 r_c 是 r_{ce} 的 $(1 + \beta)$ 倍。

PNP 管与 NPN 管的 T 型等效电路没有任何区别, 因为小信号模型不必考虑晶体管 E、

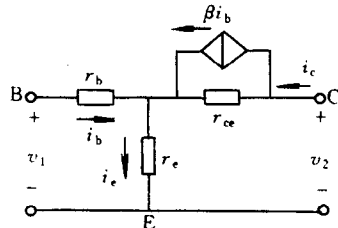


图 1-6 共射 T 型等效电路