

普通高等教育“十一五”国家级规划教材  
中国科学院电子信息与通信系列规划教材

# 模拟电路分析与设计基础

吴援明 唐 军 主编

科学出版社

北 京

## 内 容 简 介

本书共分9章,主要内容为:半导体材料及二极管;双极型晶体三极管;晶体三极管放大电路基础;场效应管及其放大电路;放大器的频率响应;模拟集成单元电路;负反馈技术;集成运算放大器;集成运放电路的应用与设计。

本书取材较新、重点突出、循序渐进,理论与工程计算并重,注重基本功能的分析和设计方法。书中例题丰富,每章末均有小结,便于自学。

本书可作为高等院校电气、电子信息类专业电子技术课程的教材,也可作为从事电子技术工作的工程技术人员及电子技术爱好者的参考书。

### 图书在版编目(CIP)数据

---

模拟电路分析与设计基础/吴援明,唐军主编.北京:科学出版社,2006  
(普通高等教育“十一五”国家级规划教材·中国科学院电子信息与通信系列规划教材)

ISBN 7-03-017431-3

I.模… II.吴… III.①模拟电路-电路分析-高等学校-教材②模拟电路-电路设计-高等学校-教材 IV.TN710

中国版本图书馆 CIP 数据核字(2006)第 062735 号

---

责任编辑:马长芳 资丽芳 杨 然/责任校对:张 琪

责任印制:张克忠/封面设计:陈 敬

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>

双青印刷厂 印刷

科学出版社发行 各地新华书店经销

\*

2006年8月第一版 开本:B5(720×1000)

2006年8月第一次印刷 印张:28

印数:1—3 000 字数:530 000

定价:36.00元

(如有印装质量问题,我社负责调换(双青))

# 《中国科学院电子信息与通信系列规划教材》

## 编委会

顾问：保 铮 中国科学院院士 西安电子科技大学  
刘永坦 两院院士 哈尔滨工业大学  
陈俊亮 两院院士 北京邮电大学

主任：谈振辉 教授 北京交通大学

副主任：任晓敏 教授 北京邮电大学  
梁昌洪 教授 西安电子科技大学  
冯正和 教授 清华大学  
张文军 教授 上海交通大学  
林 鹏 编审 科学出版社

委员：（按姓氏汉语拼音排序）

段哲民 教授 西北工业大学  
顾学迈 教授 哈尔滨工业大学  
洪 伟 教授 东南大学  
焦李成 教授 西安电子科技大学  
李少谦 教授 电子科技大学  
毛军发 教授 上海交通大学  
沈连丰 教授 东南大学  
唐朝京 教授 国防科技大学  
王成华 教授 南京航空航天大学  
王文博 教授 北京邮电大学  
徐安士 教授 北京大学  
姚 彦 教授 清华大学  
严国萍 教授 华中科技大学  
杨建宇 教授 电子科技大学  
张宏科 教授 北京交通大学  
张晓林 教授 北京航空航天大学

秘书：段博原 编辑 科学出版社

## 丛 书 序

信息技术的高速发展及其广泛应用,使信息技术成为当今国际竞争中最重要  
的战略技术。信息技术对经济建设、社会变革、国家安全乃至整个国家的发展起到  
关键性的作用,它是经济发展的“倍增器”和社会进步的“催化剂”,是体现综合国力  
的重要标志。在人类历史上,没有一种技术像信息技术这样引起社会如此广泛、深  
刻的变革。在 20 世纪末和 21 世纪前半叶,信息技术乃是社会发展最重要的技术  
驱动力,可以说,21 世纪人类已经步入了信息时代。信息产业在世界范围内正在  
由先导产业逐步变为主导产业。从微观上看,表现为单位产品的价格构成中,能源  
和材料的消耗减少而信息技术和信息服务的比重上升;从宏观上看,表现为国民生  
产总值(GDP)中信息产业所占的比重增加。一个国家信息产业的发展水平将是  
衡量该国社会经济总体发展和现代化程度的重要标志之一。

目前,信息科学已成为世界各国最优先发展的科学之一。党的十六大提出了  
“加速发展信息产业,大力推进信息化,以信息化带动工业化”的发展战略,以及“优  
先发展信息产业,在经济和社会领域广泛应用信息技术”的基本国策,使我国信息  
产业得到了前所未有的重视,信息产业呈现出飞速发展的势头。信息产业的发展  
离不开信息化人才,信息化人才建设将是信息产业可持续发展的关键。然而,有关  
调查表明,我国国家信息化指数为 38.46,而信息化人才资源指数仅为 13.43。据  
权威机构预测,从 2005 年到 2009 年,中国信息行业将以 18.5%的年复合增长率  
高速增长,中国信息市场将迎来又一个“黄金年代”。在信息化发展势头的带动下,  
我国信息化人才缺乏已经成为制约信息产业发展的重要因素。

为了适应新世纪信息学科尤其是电子信息与通信学科的长足发展,在规模上、  
素质上更好地满足我国信息产业和信息科学技术的发展需要,更好地实现电子信  
息与通信学科专业人才的培养目标,推进国内信息产业的发展,中国科学院教材建  
设专家委员会和科学出版社组织电子信息与通信领域的院士、专家、教学指导委  
员会成员、国家级教学名师及电子信息与通信学科院校的相关领导等组成编委会,共  
同组织编写这套《中国科学院电子信息与通信系列规划教材》。

本套教材主要面向全国范围内综合性院校电子信息工程、通信工程、信息工程  
等相关专业的本科生。本套教材的编委会成员具有国内电子信息与通信方面的较

高学术水平,他们负责对本套教材的编写大纲及内容进行审定,可使本套教材的质量得以保证。

本套教材主要有以下几方面的特点:

1. 适应多层次的需要。依据最新专业规范,系列教材主要根据教育部最新公布的电子信息与通信学科相关专业的“学科专业规范”和“基础课程教学基本要求”进行教材内容的安排与设置。同时,根据各类型高校学生的实际需要,编写不同层次的教材。

2. 结构体系完备。本套教材覆盖本科、研究生教学层次,各门课程的知识点之间相互衔接,以便完整掌握学科基本概念、基本理论,了解学科整体发展趋势。

3. 作者水平较高。我们将邀请设有电子、通信国家重点学科的院校,以及国家级、省级教学名师或国家级、省级精品课程负责人编写教材。

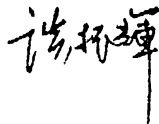
4. 借鉴国外优秀教材。编委会为每门课程推荐一本国外相关的经典原版教材,作为教师编写的参考书。

5. 理论与实际相结合,加强实践教学。教材编写注重案例和实践环节,着力于学生实际动手能力的培养。

6. 教材形式多样。本套教材除主教材外,还配有辅导书、教师参考书、多媒体课件、习题库及网络课程等。

根据电子信息与通信学科专业发展的战略要求,我们将对本套系列教材不断更新,以保持教材的先进性和适用性。热忱欢迎全国同行以及关注电子信息与通信领域教育及教材建设的广大有识之士对我们的工作提出宝贵意见和建议。

北京交通大学校长



2005年10月

# 前 言

模拟电路是电子信息工程技术中的重要基础,主要包括半导体二极管、双极型晶体管(BJT)、场效应管(FET)和集成运算放大器的工作原理及它们所构成的基本电路和应用电路。

本书以放大电路为主,详细阐述了BJT和FET的直流等效模型和交流小信号等效模型,放大电路的直流偏置电路和交流小信号等效电路,放大电路交流性能指标(增益、输入电阻和输出电阻、频率特性参数等)的分析,以及由性能指标设计放大电路的方法等。对放大电路的频率特性参数(如转折频率、通频带)进行了重点分析,讨论了转折频率和通频带的计算方法。在基本的小信号放大电路的基础上,讲述了差动放大电路、大信号的功率放大电路和集成运算放大电路。本书还着重分析了负反馈技术对改善放大电路性能的作用,讨论了负反馈放大电路的设计方法。

除了放大电路外,本书还介绍了二极管的应用电路(如整流电路、限幅电路、稳压电路等)、电流源电路和由集成运算放大电路构成的多种应用电路。

在内容选择与编排、重点与难点的阐述方式等方面,本书力争体现以下三个特点:

(1) 精心选择教学内容,吸收新的理论成果,重点放在集成电路设计所需要的模拟电路基础知识上。

近年来,我国集成电路设计与制造工业发展迅速,急需大量的集成电路设计人才。模拟电路是集成电路设计的基础,因此本书用较大的篇幅(第4章和第6章)讲述构成集成电路的主要元件(MOSFET)和基本单元电路(电流源、有源负载、差动放大电路、功率放大电路)的工作原理、分析方法和设计方法,为集成电路设计打好基础。

在放大电路频率特性的分析上,我们抓住频率特性的关键点,将主要的篇幅用于转折频率的分析和计算上。吸收新的理论成果,采用短路或开路时间常数法估算转折频率,分析电路各元件对转折频率的影响。这样既避免了等效电路法和频域分析法的复杂性,又将读者的注意力集中在关键参数的物理意义上,帮助读者建立清晰的频率特性概念。

(2) 突出重点难点内容,分析问题深入透彻,引入大量的例题帮助读者领会基本概念及基本方法。

在内容编排上,力争重点突出,对重点内容进行深入细致的分析和总结。例如,在BJT、MOSFET和集成电路的直流模型和交流小信号模型的线性化建模过

程中,工程近似是重点内容之一,本书进行了详尽的叙述,使读者在理论的指导下建立工程近似的概念。再如集成运算放大器的四种主要应用(有源滤波器、振荡器、施密特触发器、波形发生器)也是本教材的重点,本书用较大的篇幅阐述了这四种应用电路的分析和设计方法。

对于难点内容,本书借助必要的理论和方法,进行深入透彻的分析和总结,通过大量的例题,使读者在深入理解的基础上掌握难点内容。例如,在四种反馈放大器的分析过程中,求 A 电路和 B 电路的方法是本教材的难点。本书除了对此进行了详细的分析外,还进行了很好的总结。再如对电流源和有源负载电路的分析和设计,也花了较大篇幅讲述电流源的重要参数(内阻)的计算和有源负载如何改变放大电路的性能。

(3) 注重系统分析方法,借助电路、信号与系统的分析理论,改进了负反馈电路的分析与设计方法。

负反馈技术一直是模拟电路的主要内容之一。大部分教材在讲述负反馈的基本原理后,介绍负反馈类型的判定方法,最后介绍深度负反馈的计算。本书采用系统分析法,利用信号与系统的理论,采用方框图的形式讲述四种反馈放大器的简化模型及模型的建立方法,进而利用电路分析的方法求解一般反馈放大器(而不仅仅限于深度负反馈放大器)的增益、输入电阻和输出电阻等交流参数。这种方法在负反馈电路的设计中更具有普遍的指导意义。

总之,编者力图给读者展现一本既体现新技术的基础内容又将重点难点分析透彻的模拟电路教材。

本书由电子科技大学模拟电路课程首席教师吴援明教授主编和统稿。唐军老师编写和校对了 1~3 章的主体内容及 1~4 章的习题,吴援明教授编写和校对了 4~9 章的主体内容,曲健副教授编写和校对了 5~9 章的习题,并对 7~9 章的主体内容进行了初步校对。官安全、张珉、杨素军、张颖等同志参加了文稿的录入工作。在此,向他们表示感谢!

本书在编写过程中,得到了电子科技大学教务处的支持,吸纳了电子科技大学模拟电路课程组三十多位教师的教研成果和有益建议。在此,谨向他们表示衷心的感谢!

限于编者水平,书中难免有不妥之处,恳请读者不吝指正。

吴援明

于电子科技大学

2006 年 7 月

# 目 录

<b>第 1 章 半导体材料及二极管</b> .....	1
1.1 半导体材料及其特性 .....	1
1.1.1 本征半导体 .....	1
1.1.2 杂质半导体 .....	3
1.1.3 半导体中的电流 .....	6
1.2 PN 结 .....	7
1.2.1 PN 结的形成及特点 .....	7
1.2.2 PN 结的单向导电特性 .....	9
1.3 晶体二极管及其应用.....	11
1.3.1 晶体二极管的伏安特性 .....	12
1.3.2 二极管的直流电阻和交流电阻 .....	15
1.3.3 二极管模型 .....	17
1.3.4 二极管应用电路 .....	19
1.3.5 稳压管及其应用 .....	24
1.3.6 PN 结电容效应及应用 .....	29
1.3.7 特殊二极管 .....	33
复习题 .....	36
习题一 .....	37
<b>第 2 章 双极型晶体三极管</b> .....	43
2.1 BJT 工作原理 .....	43
2.1.1 BJT 结构与符号 .....	43
2.1.2 放大状态下 BJT 内部载流子的传输过程 .....	44
2.1.3 放大偏置 BJT 偏压与电流的关系 .....	47
2.2 BJT 的静态特性曲线 .....	48
2.2.1 共射输入特性曲线 .....	48
2.2.2 共射输出特性曲线 .....	49
2.2.3 温度对 BJT 特性及参数的影响 .....	50
2.3 BJT 主要参数 .....	51
2.3.1 直流参数.....	51
2.3.2 交流参数.....	52
2.3.3 极限参数.....	53



2.4	BJT 简化直流模型及工作状态分析	55
2.4.1	BJT 的简化直流模型	55
2.4.2	BJT 工作状态分析	57
2.5	BJT 交流小信号模型	59
	复习题	63
	习题二	63
<b>第3章</b>	<b>BJT 放大电路</b>	69
3.1	放大电路的基本组成和分析方法	69
3.2	BJT 放大偏置电路	72
3.3	BJT 三种基本组态放大电路交流特性的分析	77
3.4	多级放大电路	90
	复习题	99
	习题三	99
<b>第4章</b>	<b>MOSFET 及其放大电路</b>	113
4.1	N 沟道增强型 MOSFET 的结构和工作原理	114
4.1.1	结构	114
4.1.2	工作原理	115
4.1.3	输出特性曲线	116
4.1.4	电流-电压关系	118
4.2	MOSFET 的偏置电路	119
4.2.1	分离 MOSFET 电路的直流偏置	119
4.2.2	集成 MOSFET 电路的直流偏置	123
4.3	MOSFET 放大电路的交流电路	128
4.3.1	MOSFET 放大电路的线性化分析原理	128
4.3.2	MOSFET 放大电路的线性化模型的交流参数	129
4.3.3	MOSFET 放大电路的交流小信号线性模型	131
4.4	MOSFET 放大电路的三种基本组态	133
4.4.1	共源极放大器	133
4.4.2	源极跟随器	140
4.4.3	共栅极放大器	144
4.4.4	三种基本放大器组态的总结与比较	147
4.5	单级集成 MOSFET 放大器	148
4.6	MOSFET 多级放大器	151
4.7	其他类型的场效应管	156
4.7.1	P 沟道增强型 MOSFET	156
4.7.2	N 沟道耗尽型 MOSFET	162

4.7.3	P 沟道耗尽型 MOSFET	166
4.7.4	JFET	167
4.8	小结	172
	复习题	174
	习题四	174
<b>第 5 章</b>	<b>放大器的频率响应</b>	<b>188</b>
5.1	放大器的增益函数与转折频率	189
5.2	转折频率的另一种求法——时间常数法	194
5.2.1	高频等效电路——开路时间常数法求 $\omega_H$	194
5.2.2	低频等效电路——短路时间常数法求 $\omega_L$	197
5.3	双极型晶体管的频率响应	202
5.3.1	双极型晶体管的高频小信号模型	202
5.3.2	特征频率	202
5.3.3	Miller 效应和 Miller 电容	203
5.4	场效应管的频率响应	206
5.4.1	场效应管的高频小信号模型	206
5.4.2	特征频率	207
5.4.3	Miller 效应和 Miller 电容	207
5.5	晶体管放大电路的高频响应	209
5.5.1	共基极放大器的高频响应	210
5.5.2	射极跟随器的高频响应	213
5.6	多级放大器上、下转折频率的计算方法	216
5.7	小结	217
	复习题	218
	习题五	219
<b>第 6 章</b>	<b>模拟集成单元电路</b>	<b>224</b>
6.1	集成电流源	224
6.1.1	双极型晶体管电流源	224
6.1.2	场效应管电流源	236
6.2	有源负载电路	243
6.2.1	BJT 有源负载电路	244
6.2.2	MOSFET 有源负载电路	245
6.3	差动放大器	246
6.3.1	BJT 差动放大器的组成原理	246
6.3.2	BJT 差动放大器的直流分析	251
6.3.3	BJT 差动放大器的交流小信号分析	252

6.3.4	带负载时的 BJT 差动放大器	257
6.3.5	电路不对称的 BJT 差动放大器	259
6.4	MOSFET 差动放大器	262
6.4.1	直流分析	262
6.4.2	交流小信号分析	265
6.5	有源负载差动放大器	266
6.5.1	直流分析	267
6.5.2	小信号分析	267
6.6	差动放大器的频率响应	275
6.6.1	差模输入时的情况	275
6.6.2	共模输入时的情况	275
6.7	功率放大器	277
6.7.1	功率管的极限参数	278
6.7.2	功率放大器的分类	280
6.8	小结	294
	复习题	295
	习题六	295
<b>第 7 章</b>	<b>负反馈技术</b>	<b>302</b>
7.1	通用反馈结构	302
7.2	负反馈对放大器性能的影响	304
7.2.1	稳定放大器的增益	304
7.2.2	扩展通频带	305
7.2.3	提高输出信噪比	306
7.2.4	减小非线性失真	308
7.3	四种基本反馈放大器的结构	310
7.3.1	电压放大器	310
7.3.2	互阻放大器	311
7.3.3	跨导放大器	311
7.3.4	电流放大器	311
7.4	电压放大器(电压取样电压求和负反馈放大器)	311
7.4.1	理想模型	311
7.4.2	实际模型	313
7.5	互阻放大器(电压取样电流求和负反馈放大器)	321
7.6	跨导放大器(电流取样电压求和负反馈放大器)	328
7.7	电流放大器(电流取样电流求和负反馈放大器)	335
7.8	四种反馈类型的放大器电路特性总结	343

7.9 负反馈放大器的稳定性 .....	348
7.9.1 反馈放大器稳定性判断 .....	348
7.9.2 增益裕量和相位裕量 .....	349
7.9.3 补偿技术 .....	351
7.10 小结 .....	356
复习题 .....	356
习题七 .....	357
<b>第8章 集成运算放大器</b> .....	<b>362</b>
8.1 集成运放的模型与理想特性 .....	362
8.2 集成运放的线性应用——理想模型分析法 .....	364
8.2.1 同相放大器 .....	364
8.2.2 同相加法器 .....	366
8.2.3 反相放大器 .....	367
8.2.4 反相加法器 .....	369
8.2.5 加减法电路 .....	369
8.2.6 差动放大器 .....	370
8.2.7 电流-电压转换器和电压-电流转换器 .....	374
8.2.8 积分器和微分器 .....	375
8.3 集成运放的非线性应用 .....	376
8.3.1 对数放大器 .....	376
8.3.2 指数放大器 .....	377
8.4 集成运放的参数 .....	378
8.5 小结 .....	385
复习题 .....	386
习题八 .....	386
<b>第9章 集成运放电路的应用与设计</b> .....	<b>392</b>
9.1 有源滤波器 .....	392
9.1.1 滤波器的类型 .....	392
9.1.2 低通滤波器 .....	396
9.1.3 高通滤波器 .....	398
9.1.4 带通滤波器 .....	401
9.1.5 带阻滤波器 .....	403
9.1.6 全通滤波器 .....	405
9.2 振荡器 .....	405
9.2.1 振荡器的工作原理 .....	406
9.2.2 相移振荡器 .....	409

9.2.3	正交振荡器	411
9.2.4	三相振荡器	412
9.2.5	文氏电桥振荡器	413
9.3	施密特触发器	414
9.3.1	比较器	414
9.3.2	基本的反相施密特触发器	416
9.3.3	基本的同相施密特触发器	418
9.3.4	含参考电压的施密特触发器	419
9.4	波形发生器	422
9.4.1	方波发生器	422
9.4.2	三角波发生器	424
9.4.3	锯齿波发生器	426
9.5	小结	428
	复习题	428
	习题九	429
	参考文献	433

# 第 1 章 半导体材料及二极管

最基本的电子器件是 PN 结二极管,它在电子线路中有着广泛的应用。为了更好地理解电子器件在电路中的应用,本章首先介绍半导体的基础知识、PN 结及其特性和几种特殊的二极管,然后讨论晶体二极管的特性、参数和简单应用电路。

## 1.1 半导体材料及其特性

许多电子器件是由导电性能介于导体和绝缘体之间的半导体构成的,而半导体材料主要是 IV 族元素的硅(Si)、锗(Ge)以及 III-V 族元素的化合物砷化镓(GaAs)等。其导电性能会随温度、光照或掺入某些杂质而发生显著变化。

### 1.1.1 本征半导体

#### 1. 共价键结构

纯净的具有晶体结构的半导体称为本征半导体。将纯净的半导体经过一定的工艺过程制成单晶体,即为本征半导体。在本征 Si 和 Ge 的单晶中,原子在空间形成排列整齐的空间点阵,称为晶格。由于原子间距很近,价电子不仅受到自身原子核的约束,还要受到相邻原子核的吸引,使得每个价电子为相邻原子所共有,从而形成共价键。这样四个价电子与相邻的四个原子中的价电子分别组成四对共价键。依靠共价键,晶体中的原子紧密地结合在一起。图 1.1 是单晶 Si 或 Ge 的共价键结构平面示意图。

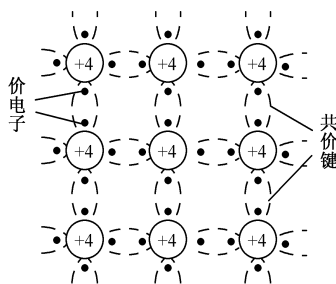


图 1.1 单晶 Si 和 Ge 的共价键结构示意图

#### 2. 本征激发

在绝对温度  $T=0\text{K}$  和没有外界激发时,所有的价电子均被束缚于共价键,而没有能力脱离共价键的束缚,晶体中没有自由电子,因此半导体是不能导电的。当温度升高或受到外界激发(如光照等),价电子就会获得足够的能量挣脱共价键的束缚,而成为自由电子,同时在共价键上留下相应的空位,这一现象称为本征激发。

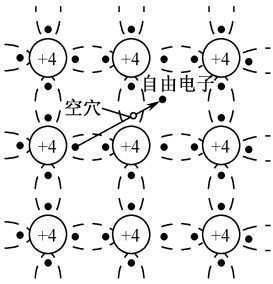


图 1.2 本征激发示意图

显然,温度越高本征激发越强,产生的自由电子和空穴也越多。本征激发的示意图如图 1.2 所示。

### 3. 本征半导体中的两种载流子

运载电荷的粒子称为载流子。导体导电只有一种载流子,即自由电子。而本征半导体的本征激发中,当价电子获得足够的能量挣脱共价键的束缚成为自由电子后,共价键中就留下一个空位,原子因失去一个价电子而带正电,因而我们把这个带正电的“空位”叫做空穴。空穴很容易被从邻近共价键中跳出来的价电子填补上。于是,在邻近共价键中又出现新的空穴,以后其他价电子又可转移到这个新的空穴,这样就使共价键中出现一定的电荷迁移,当有电场作用时,价电子定向填补空位,使空位作相反方向的移动,这与带正电荷的粒子做定向运动的效果完全相同。为了区别于自由电子的运动,我们就把价电子的运动虚拟为空穴运动(方向相反),认为空穴是一种带正电荷的载流子,如图 1.3 所示。

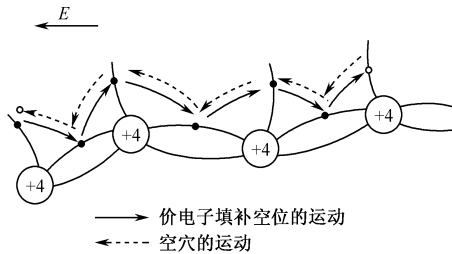


图 1.3 电子与空穴的运动

由此可见,由于本征激发,导致本征半导体中产生两种极性的载流子,即带负电荷的自由电子(简称电子)和带正电荷的空穴。空穴导电,其实质就是价电子依次填补空位的运动,这是半导体导电的特殊性质。引入空穴概念后,本征激发可以描述为:半导体在热激发下,产生自由电子-空穴对的现象。

### 4. 本征浓度

在本征半导体中,由于本征激发,不断地产生电子-空穴对,使载流子浓度增加。与此同时,又会有相反的过程发生,那就是自由电子与空穴在热运动中相遇,使一对自由电子-空穴对消失,这种现象称为载流子复合。在一定温度下,单位时间内本征激发所产生的自由电子-空穴对的数目与复合而消失的自由电子-空穴对的数目相等,就达到了载流子的动态平衡状态,使本征半导体中载流子的浓度一定。理论分析表明,本征载流子的浓度为

$$n = p_i = BT^{\frac{3}{2}} e^{-\frac{E_g}{2kT}} \quad (1.1)$$

式中,  $n$ 、 $p_i$  分别表示电子和空穴的浓度( $\text{cm}^{-3}$ ),  $T$  为热力学温度(K),  $k$  为玻尔兹曼常量( $8.63 \times 10^{-5} \text{ eV/K}$ ),  $E_g$  为  $T=0\text{K}$  时破坏共价键所需的能量, 又称禁带宽度(eV),  $B$  是与半导体材料有关的常数( $\text{cm}^{-3} \cdot \text{K}^{-\frac{3}{2}}$ )。表 1.1 给出了部分半导体材料的  $B$  和  $E_g$  值。

表 1.1 半导体常数

材料	$E_g/\text{eV}$	$B/(\text{cm}^{-3} \cdot \text{K}^{-\frac{3}{2}})$
硅(Si)	1.1	$5.23 \times 10^{15}$
砷化镓(GaAs)	1.4	$2.10 \times 10^{14}$
锗(Ge)	0.66	$1.66 \times 10^{15}$

在  $T=300\text{K}$  的室温下, 由式(1.1)可求 Si 材料的本征载流子浓度  $n = p_i = 1.43 \times 10^{10} \text{ cm}^{-3}$ , Ge 材料的本征载流子浓度  $n = p_i = 2.38 \times 10^{13} \text{ cm}^{-3}$ , Ge 的本征载流子浓度比 Si 大将近两千倍, 这是因为处于第四壳层上的 Ge 价电子所受的束缚小于处于第三壳层上的 Si 价电子, Ge 价电子热激发所需的能量较 Si 价电子少, 在相同温度下 Ge 材料因热激发产生的自由电子和空穴数就多, 这表明 Ge 材料热稳定性比 Si 材料热稳定性要差, 这也是为什么半导体器件多用 Si 材料而少用 Ge 材料的原因之一。另外, 我们还知道 Si 的原子密度为  $5 \times 10^{22} \text{ 个/cm}^3$ , Ge 的原子密度为  $4.4 \times 10^{22} \text{ 个/cm}^3$ , 相比之下可以看出, 室温下只有极少数原子(对硅约为三万亿分之一)的价电子受激发产生电子-空穴对。上述的计算表明, 本征半导体的导电性能是很差的。另外, 式(1.1)还表明, 本征载流子浓度随温度升高近似按指数规律增大, 所以其导电性能对温度的变化很敏感, 半导体材料导电性能对温度的这种敏感性, 既可以用来制作热敏和光敏器件, 又是造成半导体材料热稳定性差的原因。

### 1.1.2 杂质半导体

本征半导体的导电能力是很弱的, 但在本征半导体中通过扩散工艺掺入少量的其他元素, 会使其导电性能发生显著变化。这些少量元素的原子称为杂质, 掺入杂质的半导体称为杂质半导体, 现实中用来制造半导体器件的材料就是这种杂质半导体。根据掺入的杂质不同, 可形成电子(N)型半导体和空穴(P)型半导体两种。

#### 1. N 型半导体

在本征 Si 或 Ge 中掺入少量的 V 族元素(如磷、砷、锑等)后, 形成的杂质半导



体称为 N 型半导体。这时,杂质原子替代了晶格中的某些 Si 原子,它的四个价电子和周围四个 Si 原子组成共价键,而多出一个价电子只能位于共价键之外,如图 1.4 所示。

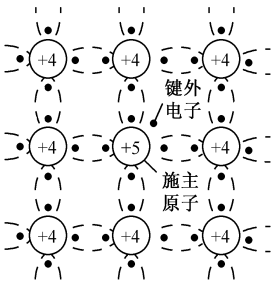


图 1.4 N 型半导体原子结构示意图

由于这个键外电子受杂质原子的束缚很弱,所以只需很少的能量便可挣脱杂质原子的束缚,成为自由电子。因此,室温下几乎所有的杂质原子都能提供一个自由电子,从而使 N 型半导体中的电子数大大增加。因为这种杂质原子能“施舍”出一个电子,成为带 $+q$ 电荷的正离子,故称这种杂质原子为施主原子(杂质),这一现象称为施主电离。显然,施主电离产生自由电子-正离子对,不会产生空穴。由于施主离子被束缚在晶格中,不能自由移动,因而不能参与导电。

在杂质半导体中,本征激发依然存在,产生电子-空穴对。但由于掺入施主杂质后电子数目大大增加,使得电子复合的机会也相应增多,从而使空穴浓度值远低于它的本征浓度值。因此,在 N 型半导体中,电子浓度远大于空穴浓度,由于电子占多数,故称它为多数载流子(简称多子);而空穴占少数,故称它为少数载流子(简称少子)。由于 N 型半导体主要靠电子导电,故又称为电子型半导体。

需要注意的是,在 N 型半导体中,虽然自由电子数远大于空穴数,但由于施主正离子的存在,总的自由电子数等于正离子数和空穴数之和,即正负电荷数相等。在单位体积内,并没有净电荷,整个半导体仍然是电中性的。

2. P 型半导体

在本征 Si 或 Ge 中掺入少量 III 族元素(如硼、铝和镓等)后形成的杂质半导体称为 P 型半导体。这种杂质原子替代了晶格中的某些 Si 原子,它的三个价电子和相邻的四个 Si 原子组成共价键时,只有三个共价键是完整的,第四个共价键因缺少一个价电子而出现一个“空位”(空位为电中性),如图 1.5 所示。

这个空位极易被邻近 Si 原子共价键中的价电子所填补,使杂质原子因多一个价电子而成为不可移动的负离子,同时在邻近产生一个空穴。由于这种杂质原子能接受价电子,而成为带 $-q$ 电荷的负离子,故称这种杂质原子为受主原子,这一现象称为受主电离。显然,受主电离产生空穴-负离子对,不会产生自由电子。在室温下,几乎全部的受主原

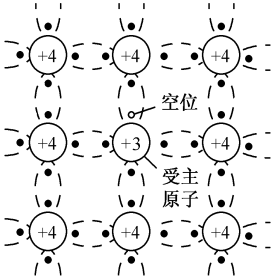


图 1.5 P 型半导体原子结构示意图

子都能接受一个价电子而成为负离子,同时产生相同数目的空穴。所以在 P 型半导体中,空穴浓度远大于电子浓度,空穴为多数载流子,而电子为少数载流子,由于 P 型半导体主要靠空穴导电,故又称为空穴型半导体。

在 P 型半导体中,总的空穴数等于负离子数和自由电子数之和,即正负电荷数相等。在单位体积内,并没有净电荷,整个半导体仍然是电中性的。

### 3. 杂质半导体的载流子浓度

在 N 型和 P 型半导体中,存在着杂质电离和本征激发这两种产生载流子的过程。根据半导体物理的理论,当少量掺杂时,在产生与复合达到动态平衡条件下,多子浓度与少子浓度的乘积等于同一温度时的本征浓度的平方,即

$$n_0 p_0 = n_i^2 \quad (1.2)$$

式中,  $n_0$  是热平衡条件下自由电子的浓度,  $p_0$  是热平衡条件下空穴的浓度,  $n_i$  是本征浓度。

式(1.2)表明:在一定的温度下,掺杂使多子越多,少子就越少。因此,常温下多子浓度远大于本征浓度,少子浓度远小于本征浓度。

对 N 型半导体,在室温下 ( $T = 300\text{K}$ ),每个施主原子在半导体中产生一个自由电子。当施主原子浓度  $N_d$  远大于本征浓度  $n_i$  时,可近似认为

$$n_0 \approx N_d \quad (1.3)$$

由式(1.2)可得空穴的浓度为

$$p_0 = \frac{n_i^2}{n_0} \approx \frac{n_i^2}{N_d} \quad (1.4)$$

对 P 型半导体,在室温下 ( $T = 300\text{K}$ )每个受主原子在半导体中产生一个空穴。当受主原子浓度  $N_a$  远大于本征浓度  $n_i$  时,可近似认为

$$p_0 \approx N_a \quad (1.5)$$

由式(1.2)可得自由电子的浓度为

$$n_0 = \frac{n_i^2}{p_0} \approx \frac{n_i^2}{N_a} \quad (1.6)$$

例如,在室温下, Si 的本征浓度  $n_i = 1.48 \times 10^{10} / \text{cm}^3$ , Si 的原子密度  $N_{\text{Si}} = 5 \times 10^{22} / \text{cm}^3$ ,若掺入百万分之一的磷原子形成 N 型半导体,则施主杂质浓度(磷原子密度)  $n_0 = N_d + p_0$ 。可见,由施主杂质提供的电子数比  $n_i$  大百万倍以上,即  $N_d \gg n_i$ 。本征激发产生  $p_0$  个空穴也产生  $p_0$  个自由电子,而常温下施主全部电离又产生  $N_d$  个自由电子。因此,多子(自由电子)浓度  $n_0 = N_d + p_0$ ,将该式与式(1.2)联

立求解,可得  $n_0 \approx N_d = 5 \times 10^{16} / \text{cm}^3$ ,  $p_0 = \frac{n_i^2}{n_0} \approx \frac{n_i^2}{N_d} = 4.38 \times 10^4 / \text{cm}^3$ ,即多子浓度与施主杂质密度近似相等,而少子的数量只有多子的万亿分之一。由上述分析可知,在常温范围内,多子浓度近似等于杂质浓度,与温度无关。但是,由于少子仅由本

征激发产生,故少子浓度仅是温度的敏感函数。

杂质半导体中多子远大于少子的特性,即所谓“杂质导电”特性,是半导体器件正常工作的内在条件,当温度升高到使本征激发产生的自由电子-空穴对可以与杂质电离产生的载流子相比较时,杂质导电特性不复存在,半导体器件将不能正常工作。由于 Si 原子最外层价电子的半径小于 Ge 原子最外层价电子的半径,因而在同一温度下 Si 材料的本征激发远比 Ge 材料弱。因此,在更高的温度时, Si 材料才会失去杂质导电特性,这就是 Si 半导体器件比 Ge 半导体器件的最高工作温度高的原因。

### 1.1.3 半导体中的电流

#### 1. 漂移电流

在电场作用下,半导体中的载流子受电场力做宏观定向漂移运动形成的电流称为漂移电流。它类似于我们所熟悉的金属导体内的传导电流。

半导体中存在有两种载流子——电子和空穴。由半导体物理的理论可知,当外加电场时,电子逆电场方向做定向运动,形成电子电流  $I_n$ ,其电子漂移产生的漂移电流密度为

$$J_n = en\mu_n E \quad (1.7)$$

式中,  $e$  是电子的电量,  $n$  是电子的浓度,  $\mu_n$  是电子的迁移率,为常数,是表征电子在半导体中运动容易度的参数,  $E$  是电场强度。而空穴顺电场方向做定向运动,形成空穴电流  $I_p$ ,其空穴漂移产生的漂移电流密度为

$$J_p = ep\mu_p E \quad (1.8)$$

式中,  $p$  是空穴的浓度,  $\mu_p$  是空穴的迁移率。虽然它们运动的方向相反,但是电子带负电,其电流方向与运动方向相反,所以  $J_n$  和  $J_p$  的方向是一致的,均为空穴流动的方向。因此,半导体中的总的漂移电流为两者之和,即

$$I = I_n + I_p \quad (1.9)$$

总的漂移电流密度

$$J = J_n + J_p = en\mu_n E + ep\mu_p E = \sigma E \quad (1.10)$$

其中

$$\sigma = en\mu_n + ep\mu_p \quad (1.11)$$

式中,  $\sigma$  是半导体的电导率,与载流子浓度迁移率有关。式(1.10)表明,漂移电流的大小与半导体中载流子浓度、迁移速度及外加电场的强度等因素有关。

#### 2. 扩散电流

在半导体中,因某种原因使载流子的浓度分布不均匀,载流子会从浓度高的地方向浓度低的地方做扩散运动,这种因载流子浓度差而产生的载流子宏观定向运

动形成的电流称为扩散电流。

半导体中某处的扩散电流主要取决于该处载流子的浓度差(即浓度梯度),而与该处的浓度值无关。即扩散电流与载流子在扩散方向上的浓度梯度成正比,浓度差越大,扩散电流也越大。反映在载流子浓度分布曲线上如图 1.6 所示,即某处扩散电流正比于浓度分布

曲线上该点处的斜率  $\left| \frac{dn(x)}{dx} \right|$  和  $\left| \frac{dp(x)}{dx} \right|$ 。图 1.6 中  $n(x)$  表示  $x$  处的电子浓度,  $p(x)$  表示  $x$  处的空穴浓度。由图 1.6 中的浓度分布曲线可知,该半导体最左端的电子(空穴)浓度最大,沿  $x$  方向浓度按指数规律减小,最后趋于平衡值  $n_0$  ( $p_0$ )。

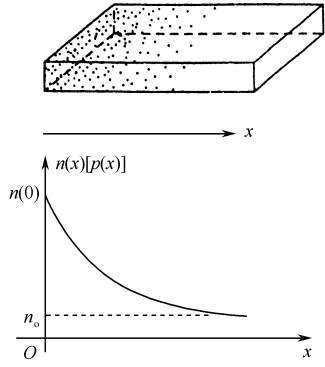


图 1.6 半导体中载流子的浓度分布

需要指明的是,  $\left| \frac{dn(x)}{dx} \right|$  和  $\left| \frac{dp(x)}{dx} \right|$  分别为自由电子浓度梯度和空穴浓度梯度。显然,自由电子和空穴的扩散电流分别与它们的浓度梯度成正比,空穴扩散电流方向与  $x$  方向相同,而自由电子因带负电荷,其扩散电流方向都与  $x$  方向相反,故总的扩散电流应为两电流之差。由于扩散电流不是电场力产生,所以它与电场强度无关,也与载流子浓度无关。

## 1.2 PN 结

采用不同的掺杂工艺,将 P 型半导体与 N 型半导体制作在同一硅或锗片上,这样在它们的界面处会形成一个很薄的特殊物理层,称为 PN 结。PN 结是构造半导体器件的最基本单元。最简单的晶体二极管就是由 PN 结构成的。因此,讨论 PN 结的特性实际上就是讨论晶体二极管的特性。

### 1.2.1 PN 结的形成及特点

#### 1. PN 结的形成

当 P 型半导体和 N 型半导体有机地结合在一起时,由于 P 区一侧空穴多, N 区一侧电子多,所以在它们的界面处存在空穴和电子的浓度差,于是 P 区中的空穴会向 N 区扩散,并在 N 区被电子复合,而 N 区中的电子也会向 P 区扩散,并在 P 区被空穴复合,这样在界面附近的 P 区和 N 区分别留下了数量相等的不能移动的受主负离子和施主正离子,即形成了一个由正离子和负离子构成的电偶层,

称为空间电荷区。如图 1.7 所示。

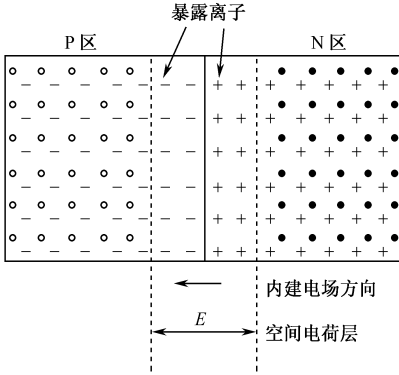


图 1.7 PN 结的形成

由于空间电荷区的出现,其内部存在着由 N 区指向 P 区的电场,这个电场称为内建电场。该电场将阻止两区多子的继续扩散,有利于少子漂移。最终使扩散电流和漂移电流相等,达到动态平衡,PN 结即形成。这时,流过 PN 结的总电流为 0。

### 2. PN 结的特点

(1) 空间电荷区是非中性区,该区内存在着内建电场和内建电位差(或称内建电压) $\varphi_0$ 。 $\varphi_0$  的值主要由半导体材料的种类决定,由半导体的物理理论可得

$$\varphi_0 = \frac{kT}{e} \ln \left[ \frac{N_a N_d}{n_i^2} \right] = V_T \ln \left[ \frac{N_a N_d}{n_i^2} \right] \quad (1.12)$$

式中, $k$  为玻尔兹曼常量, $T$  为绝对温度, $e$  为电子电量, $N_a$  和  $N_d$  分别是 P 区和 N 区中受主杂质和施主杂质的浓度,热电压  $V_T = \frac{kT}{e} = 26\text{mV}$  ( $T=300\text{K}$ )。硅 PN 结  $\varphi_0$  的一个典型值为 0.7V,锗 PN 结  $\varphi_0$  的一个典型值为 0.35V。

(2) 由于空间电荷区内的载流子数远小于结外的载流子数,所以可以认为 PN 结内的载流子在 PN 结形成过程中已被近似“耗尽”,故 PN 结又称为耗尽层。

(3) PN 结的内建电场阻止两区多子越结扩散,好像壁垒一样,故 PN 结又称为阻挡层。

(4) 多子要越过 PN 结,必须“翻越”其值为  $\varphi_0$  的电位垒,其电位能增高,故 PN 结又称为势垒区。

(5) 实际中,如果 P 区和 N 区的掺杂浓度相同,则耗尽区相对界面对称,这种 PN 结称为对称 PN 结。若 P 区和 N 区的掺杂浓度不同,则耗尽区相对界面不对称,则这种 PN 结称为不对称 PN 结,用  $P^+N$  或  $PN^+$  表示。 $P^+N$  结表示 P 区的掺杂浓度远高于 N 区; $PN^+$  结表示 N 区的掺杂浓度远高于 P 区,这时耗尽区主要向

低掺杂区域延伸。如图 1.8(a)、(b)所示,分别表示  $P^+N$  结和  $PN^+$  结的结构。半导体器件中的 PN 结一般都是不对称的 PN 结,实际上 PN 结的宽度是很小的,只有微米量级。

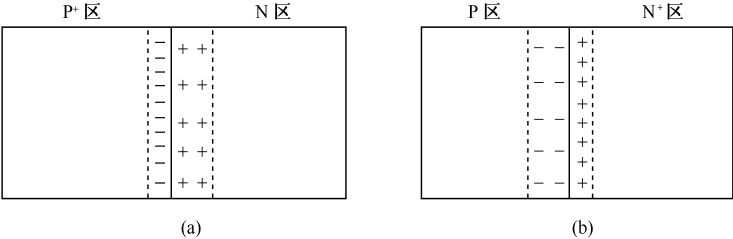


图 1.8 不对称 PN 结  
(a)  $P^+N$  结; (b)  $PN^+$  结

### 1.2.2 PN 结的单向导电特性

前面讨论的 PN 结是没有外接电压时的情况,称为开路 PN 结或平衡状态 PN 结。当 P 区和 N 区外接电压时,外电路会产生电流。一般 PN 结两端外接直流电压称为偏置,泛指在半导体器件所加的直流电压和电流。本节将讨论在不同偏置下 PN 结的电流随电压变化的规律,即 PN 结的伏安特性。

#### 1. 正向偏置的 PN 结

若 PN 结外加直流电压使 P 区电位高于 N 区电位,称 PN 结加正向电压或正向偏置(简称正偏)。PN 结正偏时,由于结内的载流子数远小于结外 P 区和 N 区的载流子数,故 PN 结相对于结外的 P 区和 N 区而言是高阻区。因此,外加电压  $V$  几乎完全作用在结层上。由于  $V$  的方向与内建电压  $\phi_0$  的方向相反,这使得结层内的电压差减小为  $\phi_0 - V$ ,即势垒高度降低,电场减弱,暴露的离子数也相应减小,PN 结变薄。原来扩散与漂移的平衡状态被破坏,扩散运动占优势,漂移减弱,扩散运动大于漂移运动,两区多子将产生净的越结扩散电流。根据电流的连续性原理,外电路通过电源的正负极也产生相应的电流。PN 结正偏时空间电荷层和势垒的变化及正向电流方向如图 1.9(a)所示。

显然,正偏电压越大,PN 结内的电场越弱,越结的扩散电流越大,外电路电流也越大。但在实际应用中,外加电压  $V$  不允许超过内建电压  $\phi_0$ ;否则,过大的电流会在 P 区和 N 区产生欧姆压降,迫使加在结内的电压小于内建电压,且过大的电流往往会导致 PN 结因发热而烧坏。在实际应用中为防止这种现象发生,通常在电路中串联一个小的限流电阻  $R$ ,如图 1.9(b)所示。

由以上分析可知,正偏 PN 结会产生随正向电压增大的正向电流,呈现低阻状态,通常称正偏 PN 结是导通的。

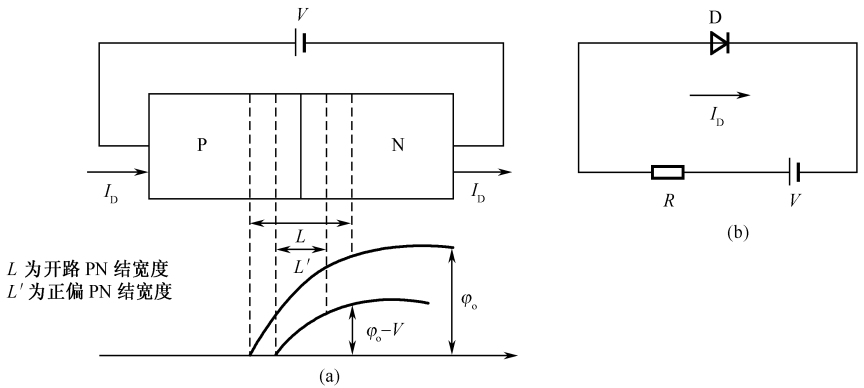


图 1.9 正偏 PN 结的等效电路  
(a) 内部结构示意图; (b) 实用电路图

## 2. 反向偏置的 PN 结

若外加直流电压使 P 区电位低于 N 区电位, 称 PN 结加反向电压或反向偏置 (简称反偏)。PN 结反偏时, 作用在 PN 结上的外电压  $V$  与内建电压  $\phi_0$  方向相同, 使结内的电位差增大为  $V + \phi_0$ , 即势垒增高, 内建电场增强, 结内离子数也相应会增多, PN 结变宽。原来扩散与漂移的平衡状态被破坏, 漂移占优势, 扩散减弱, 漂移运动大于扩散运动, 于是产生净的越结漂移电流。但是, 这个漂移电流是空间电荷区边界处的少子被电场力拉向对方区域形成的, 即紧邻边界的 P 区一侧的自由电子被拉向 N 区, N 区一侧的空穴被拉向 P 区。随着反偏电压的增加, 在边界处的少子被“抽取”完, 使漂移电流不再随反偏电压的增加而增加, 即漂移电流将达到一个“饱和”值, 该电流称为反向饱和电流, 用  $I_s$  表示。图 1.10(a) 表示了反偏 PN

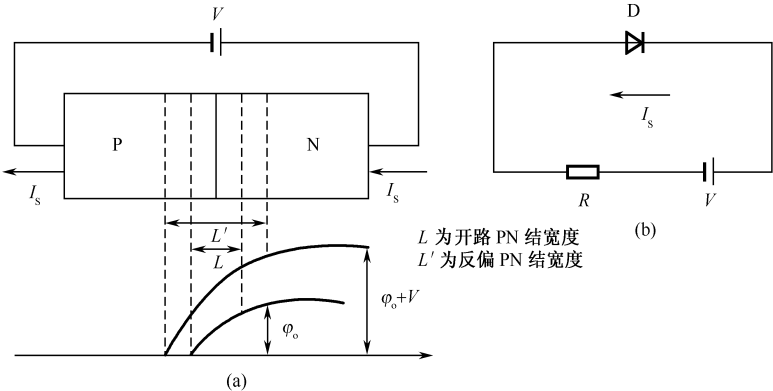


图 1.10 反偏 PN 结的等效电路图  
(a) 内部结构示意图; (b) 实用电路图

结空间电荷区和势垒的变化以及  $I_s$  的方向,图 1.10(b)是其实用电路。

反向饱和电流  $I_s$  实质是少子的漂移电流,由于两区少数数量极少,故  $I_s$  是很小的。硅 PN 结的  $I_s$  可以小到 pA 量级,锗 PN 结的  $I_s$  在  $\mu\text{A}$  量级。当忽略  $I_s$  不计时,通常可认为,反偏 PN 结是截止(不导通)的。另外,由于少子的浓度是随温度而变化的,因此反向饱和电流  $I_s$  是温度的敏感函数,是影响 PN 结正常工作的主要原因。

### 3. PN 结的伏安特性

PN 结的伏安特性可用流过 PN 结的电流  $i$  与外加电压  $v$  间的伏安方程来描述,即

$$i = I_s [ e^{\frac{v}{V_T}} - 1 ] \quad (1.13)$$

式中,  $I_s$  为反向饱和电流,其大小与 PN 结的材料、制作工艺、温度等有关;  $V_T = kT/q$  称为温度的电压当量或热电压,  $T=300\text{K}$  时,  $V_T \approx 26\text{mV}$ 。

当外加正偏电压  $v > 0$ , 且  $v \gg 4V_T$  时, 则有

$$i \approx I_s e^{\frac{v}{V_T}} \quad (1.14)$$

这时流过 PN 结的正向电流随外加正偏电压呈指数规律变化。

当外加反偏电压  $v < 0$ ,  $|v| \ll 4V_T$  时, 则有

$$i \approx -I_s \quad (1.15)$$

这时流过 PN 结的反向电流为反向饱和电流  $I_s$ , 且不随外加电压变化。

显然, PN 结的伏安方程所揭示的规律与前面的分析是一致的, 即 PN 结正向电流随正偏电压的增大呈指数增加, 反偏时 PN 结仅有很小的反向饱和电流, 表明 PN 结具有单向导电特性。

## 1.3 晶体二极管及其应用

将 PN 结半导体芯片在 P 区和 N 区各引出一条分别称作正极和负极的金属引线, 再将芯片适当封装后就制成一只普通的晶体二极管, 通常简称二极管。显然, 普通二极管的核心是一个 PN 结。二极管的结构示意图和电路符号分别如图 1.11(a)、(b) 所示。在图 1.11(b) 中, 二极管符号中的箭头方向就是二极管正偏

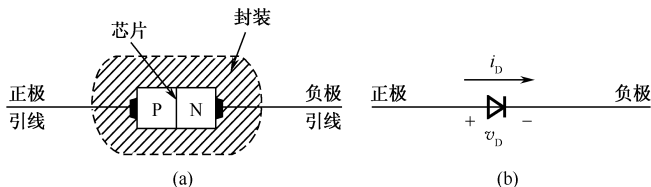


图 1.11 二极管的结构和电路符号



时正向电流的方向。

二极管的种类很多:如果按材料分类,有硅二极管和锗二极管;若按用途分类,有整流二极管、稳压二极管、检波二极管、开关二极管和普通二极管等;若按功率分类,有大功率二极管和小功率二极管;若按频率分类,有低频二极管和高频二极管。

### 1.3.1 晶体二极管的伏安特性

二极管的伏安特性是指流过二极管中的电流  $i_D$  与其端电压  $v_D$  之间的关系。这种关系可用二极管的伏安特性方程和伏安特性曲线来描述。

由于二极管的核心是一个 PN 结,其伏安特性方程与 PN 结的伏安特性方程基本相同,只是由于二极管引线电阻、半导体电阻和表面漏电流等因素的影响才略有区别,不过在近似分析时一般仍用 PN 结的伏安特性方程来描述二极管的伏安特性,即

$$i_D = I_S \left[ e^{\frac{v_D}{V_T}} - 1 \right] \quad (1.16)$$

式中,  $v_D$  是加在二极管上的端电压,  $i_D$  是流过二极管上的电流。

#### 1. 正偏伏安特性

当二极管两端加正向偏置电压  $v_D > 0$ , 且  $v_D \gg 4V_T$  时,由式(1.16)可得出二极管的正偏伏安特性方程

$$i_D \approx I_S e^{\frac{v_D}{V_T}} \quad (1.17)$$

显然,二极管的正向电流  $i_D$  随正偏电压  $v_D$  的增大呈指数规律增加。

#### 2. 反偏伏安特性

当二极管两端加反向偏置电压  $v_D < 0$ , 且  $|v_D| \ll 4V_T$  时,由式(1.16)可得出二极管的反偏伏安特性方程

$$i_s \approx -I_S \quad (1.18)$$

可见,二极管反向电流  $i_D$  不随反向偏压  $v_D$  而变化,仅有很小的反向饱和电流  $I_S$ 。通常, Si 二极管的反向饱和电流  $I_S$  在皮安量级, Ge 二极管的  $I_S$  在微量级。

综上所述,若以电压  $v_D$  为横坐标,电流  $i_D$  为纵坐标,由式(1.17)和(1.18)可画出二极管的伏安特性曲线,如图 1.12 所示。

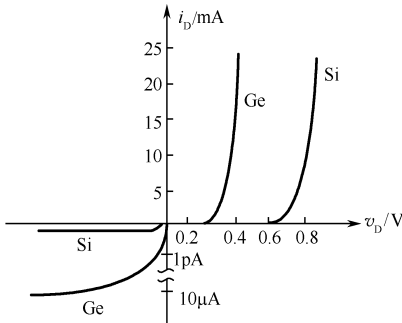


图 1.12 二极管的伏安特性曲线

由图 1.12 可见,对 Si 二极管而言,当  $v_D < 0.5V$  时,正向电流  $i_D$  实际很小,不能认为二极管真正导通;而  $v_D > 0.6V$  以后,正向电流  $i_D$  急剧增大,二极管呈现较

陡的伏安特性,即正偏二极管存在着一个导通电压  $V_{0N}$ ,称为二极管的正向开启(死区或门限)电压。Si 二极管导通电压的典型值为 0.7V,锗二极管导通电压的典型值为 0.3V。二极管反向应用时,反向特性并不完全呈水平线,它有一定斜度,这是因为二极管有漏电阻存在。

应该指出,考虑 Si 管和 Ge 管的差异时,式(1.16)需作如下修正:

$$i_D = I_s \left[ e^{\frac{u_D}{nV_T}} - 1 \right] \quad (1.19)$$

式中,  $n$  为修正系数。  $n$  的数值一般在 1~2。实验结果表明,对于 Ge 管,小电流时,  $n \approx 1$ , 电流较大时,  $n$  逐渐变为 2 甚至更大一些;对于 Si 管,小电流时  $n \approx 2$ , 当电流逐渐增大时,  $n$  减为 1 左右,当电流进一步增大时,  $n$  又变为 2 甚至更大。本书对于二极管电流的计算仍用式(1.16)。

### 3. 反向击穿特性

当加在二极管上的反偏电压超过某一数值  $V_{BR}$  时,反偏电流将急剧增大,这种现象称为二极管的反向击穿,  $V_{BR}$  称为反向击穿电压,其值一般在几十伏至几千伏。二极管的反向击穿特性曲线如图 1.13 所示。

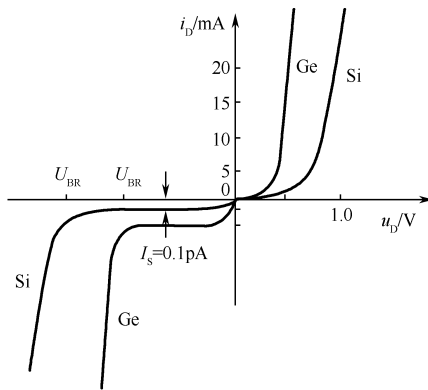


图 1.13 二极管的反向击穿特性

导致二极管出现反向击穿的原因有下面两种:

#### 1) 雪崩击穿

当反向电压足够高时,空间电荷区的电场较强,通过空间电荷区的电子和空穴在强电场的作用下加速获得很大的动能,于是有可能和晶体结构中的价电子碰撞而使其脱离原子的束缚,这一现象称为价电子的碰撞电离。被碰撞出来的载流子在获得一部分能量之后,又可以去碰撞其他的价电子,这种连锁反应就造成了载流子突然剧增的现象,犹如雪山发生雪崩那样,所以这种击穿称为雪崩击穿或碰撞击穿。

## 2) 齐纳击穿

当反偏电压足够高,空间电荷区中的电场强度达到  $10^5 \text{ V/cm}$  以上时,可把共价键中的电子拉出来,产生电子-空穴对,这种现象称为场致激发。场致激发发生后,结内载流子数大大增加,从而导致反向电流很快增大。

一般在低掺杂的 PN 结中,空间电荷区比较宽,雪崩击穿是主要的,击穿电压一般在  $6 \text{ V}$  以上,在高掺杂的 PN 结中,空间电荷区比较窄,齐纳击穿是主要的,其击穿电压一般在  $6 \text{ V}$  以下,击穿电压在  $6 \text{ V}$  左右的 PN 结常兼有两种击穿现象。

需要指出的是,击穿并不意味着二极管的损坏,只要击穿后流过二极管的电流不超过某一限度(如可以在二极管外电路上加限流电阻来达到限制电流的目的),使二极管消耗的平均功率(平均管耗)不超过允许值,PN 结就不会被损坏。当反向电压减小后,二极管将退出击穿状态,又会恢复到反向截止状态,二极管仍可继续使用,这种击穿也称为 PN 结的电击穿。如果击穿后没有合理的限流措施,流过 PN 结的电流过大,使二极管的耗散功率过大,结温过高而烧毁,造成二极管的永久损坏,这种“烧管”的现象称为热击穿。

## 4. 温度对二极管伏安特性的影响

当工作温度变化时,将会使二极管的伏安特性产生一系列变化。

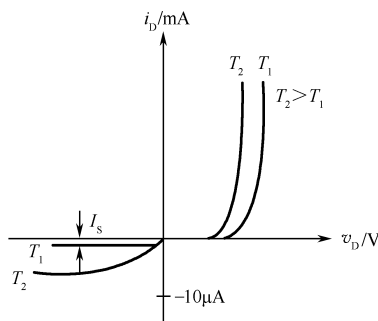


图 1.14 温度对二极管伏安特性的影响

### 1) 温度对二极管正向特性的影响

温度对二极管正向特性的影响可用下述公式来描述,即

$$\frac{dv_b}{dT} \approx -(2 \sim 2.5) \text{ mV}/^\circ\text{C} \quad (1.20)$$

式(1.20)表明,若维持电流不变,则随着温度的增加,其正向电压必然要减少。通常温度每升高  $1^\circ\text{C}$  时,二极管的正向电压减少约  $2 \sim 2.5 \text{ mV}$ ,即二极管的正向伏安特性曲线会左移,如图 1.14 所示。

### 2) 温度对二极管反向特性的影响

当温度升高时,热激发产生的载流子增加,使反向饱和电流  $I_s$  增加,其随温度变化的规律可用公式(1.21)来描述,即

$$I_s(T_2) = I_s(T_1) 2^{\frac{T_2 - T_1}{10}} \quad (1.21)$$

式中,  $T_1$  表示常温(可认为是  $25^\circ\text{C}$  左右),  $T_2$  表示升高后的温度。由式(1.21)可知,温度每升高  $10^\circ\text{C}$ ,反向饱和电流  $I_s$  约增大一倍,如图 1.14 所示。

## 5. Si 二极管与 Ge 二极管的差别

图 1.15 给出了 Si 和 Ge 两种二极管的伏安特性曲线。

由图 1.15 可知,两者有以下两点差别:

(1) Si 二极管的开启电压大于 Ge 二极管的开启电压。一般情况下 Si 二极管的开启电压约为  $0.5 \sim 0.6\text{V}$ , Ge 二极管的开启电压约为  $0.1 \sim 0.2\text{V}$ 。

(2) Si 二极管反向电流比 Ge 二极管反向电流小得多, Si 管是皮安量级, Ge 管是微安量级。这是因为在相同温度下 Ge 的载流子浓度比 Si 的载流子浓度要高出约 3 个数量级,所以在相同的掺杂浓度下 Si 的少数浓度比 Ge 的少数浓度低得多,故 Si 管的反向饱和电流  $I_S$  很小。

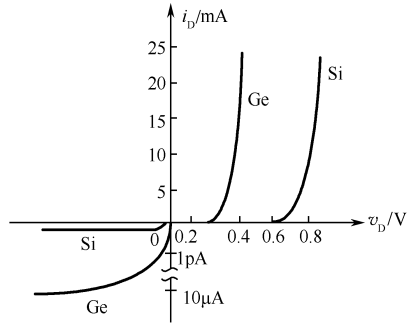


图 1.15 Si 和 Ge 两种二极管伏安特性曲线的差别

### 1.3.2 二极管的直流电阻和交流电阻

#### 1. 直流电阻 $R_D$

线性电阻的伏安特性是一条过原点且出现在第一、三象限的直线,即线性电阻  $R$  的值是常数。与线性电阻的伏安特性不同的是二极管的伏安特性是曲线。因此,二极管是一种非线性电阻器件。二极管上的直流电压  $V_D$  和直流电流  $I_D$  称为二极管的工作点  $Q$ ,该工作点  $Q$  处的直流电压和直流电流的比值定义为二极管的直流电阻  $R_D$ ,即

$$R_D = \left. \frac{V_D}{I_D} \right|_Q \quad (1.22)$$

由式(1.22)可知,  $R_D$  的几何意义就是工作点  $Q$  到原点的直线斜率的倒数,如图 1.16 所示。由于二极管特性的非线性,  $R_D$  不是恒定值,图 1.16 中给出了在  $Q_1$  和  $Q_2$  两工作点处的直流电阻  $R_{D1}$  和  $R_{D2}$ ,即  $R_{D1} = V_{D1} / I_{D1}$ ,  $R_{D2} = V_{D2} / I_{D2}$ 。显然,  $R_{D2} < R_{D1}$ ,即工作点处电流越大,二极管的直流电阻越小。二极管反偏时因电流极小,故反偏时直流电阻很大。二极管正、反向直流电阻相差很大正是二极管单向导电特性的反映。

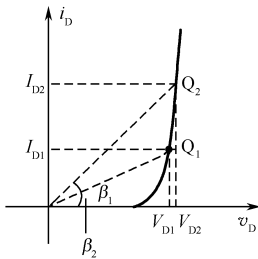


图 1.16 二极管的直流电阻

#### 2. 交流电阻 $r_d$

在二极管工作点  $Q$  处电压的微变增量与相应的电流微变增量的比值定义为二极管在该工作点  $Q$  处的交流(动态)电阻  $r_d$ ,即

$$r_d = \left. \frac{dv_D}{di_D} \right|_Q \quad (1.23)$$

由式(1.23)可知,  $r_d$  的几何意义就是二极管伏安特性曲线上在工作点 Q 处切线斜率的倒数, 如图 1.17 所示。

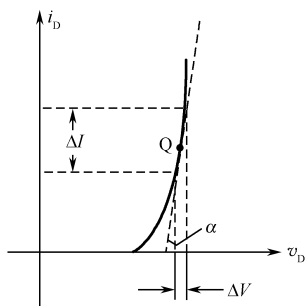


图 1.17 二极管的交流电阻

将二极管的正偏时伏安特性方程  $i_D \approx I_S e^{\frac{v_D}{V_T}}$  代入到交流电阻  $r_d$  的定义式(1.23)中, 可求得  $r_d$  的估算公式为

$$\begin{aligned} r_d &= \left[ \left. \frac{di_D}{dv_D} \right]^{-1} \right|_Q \approx \left[ \left. \frac{I_S e^{\frac{v_D}{V_T}}}{V_T} \right]^{-1} \right|_Q \\ &= \left. \frac{V_T}{I_S e^{\frac{v_D}{V_T}}} \right|_Q = \left. \frac{V_T}{i_D} \right|_Q = \frac{V_T}{I_D} \end{aligned} \quad (1.24)$$

室温下  $T=300\text{K}$ ,  $V_T \approx 26\text{mV}$ , 则

$$r_d \approx \frac{26\text{mV}}{I_D} \quad (1.25)$$

式(1.25)表明, 室温下二极管的交流电阻  $r_d$  与工作点 Q 处的静态电流  $I_D$  近似成反比。需要注意的是, 上述结论只是比较粗略的工程估算, 不同类型的二极管在电流相同时其  $r_d$  仍有差别。

综上所述可知, 对线性电阻而言, 直流电阻与交流电阻其值相同, 交流电阻又称微变电阻、增量电阻或动态电阻, 它是非线性电阻器件的一个重要概念, 二极管交流电阻  $r_d$  与直流电阻  $R_D$  是两个不同的概念。

### 3. 二极管的其他主要参数

电子器件的参数和特性曲线一样, 也是标志电子器件质量好坏和实际工作中合理选用和正确使用器件的主要依据。这些参数一般可以从器件手册中查到, 也可以通过对器件直接进行测量而获得。二极管的主要参数有以下几个:

#### 1) 最大平均整流电流 $I_F$

$I_F$  是指二极管长期运行时, 允许通过的最大正向平均电流, 它与 PN 结的面积及外部散热条件有关。在规定的散热条件下, 二极管的正向平均电流若超过  $I_F$ , 则将因 PN 结过热而烧坏二极管。

#### 2) 最高反向工作电压 $V_R$

$V_R$  是指二极管工作时, 允许外加的最大反向工作电压。超过此值容易发生反向击穿, 即  $V_R$  在数值上应小于反向击穿电压  $V_{BR}$ 。

#### 3) 反向电流 $I_R$

$I_R$  是指二极管未发生击穿时的电流,  $I_R$  就是反向饱和电流  $I_S$ 。 $I_R$  越小, 单向导电性能越好, 它与温度密切相关, 温度升高,  $I_R$  增大。

#### 4) 最高工作频率 $f_{\max}$

$f_{\max}$ 是二极管工作的上限频率,若加在二极管上的交流电压频率超过该值,由于结电容的影响,二极管的单向导电性能将明显变差。

### 1.3.3 二极管模型

由二极管的伏安特性可知,二极管是非线性器件,这给由二极管组成的各种应用电路的分析、计算带来一定的困难。为了简化分析过程,又使结果接近于实际。工程上通常是在一定条件下,将二极管用理想元件构成的等效电路来近似对电路分析计算,这种能近似反映电子器件特性的,由理想元件构成的等效电路称为器件的模型。线性电阻、电容和电感以及独立源、受控源,都是构成器件模型的基本理想元件。

#### 1. 二极管伏安特性的分段线性近似模型

##### 1) 理想开关模型

该模型把二极管视为一个理想开关(理想二极管),即正偏时正向电压为零,反偏时电阻无穷大,反向电流为零。被看作理想开关的二极管,其伏安特性及电路模型如图 1.18(a)所示。理想二极管开关与普通机械开关的不同之处是:二极管开关合上时的电流和断开时的电压都只允许是单向的。适用于信号电压远大于二极管管压降的近似分析。

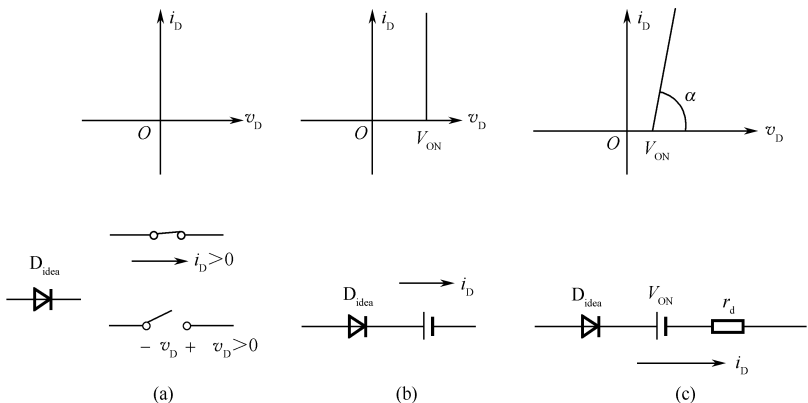


图 1.18 二极管模型

(a)理想开关模型;(b)恒压源模型;(c)折线近似模型

##### 2) 恒压源模型

从实际二极管伏安特性可知,二极管反偏或正偏电压小于导通电压  $V_{ON}$ 时,二极管截止,电流近似为零;当其正偏导通后,尽管通过二极管的电流可有较大变化,