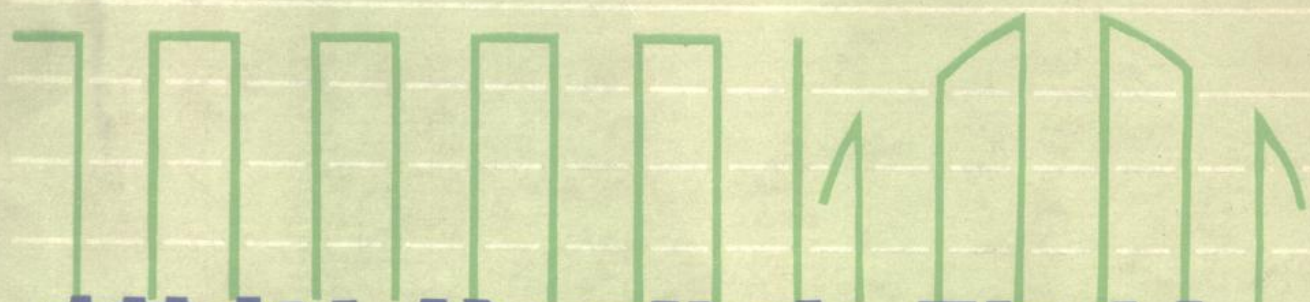
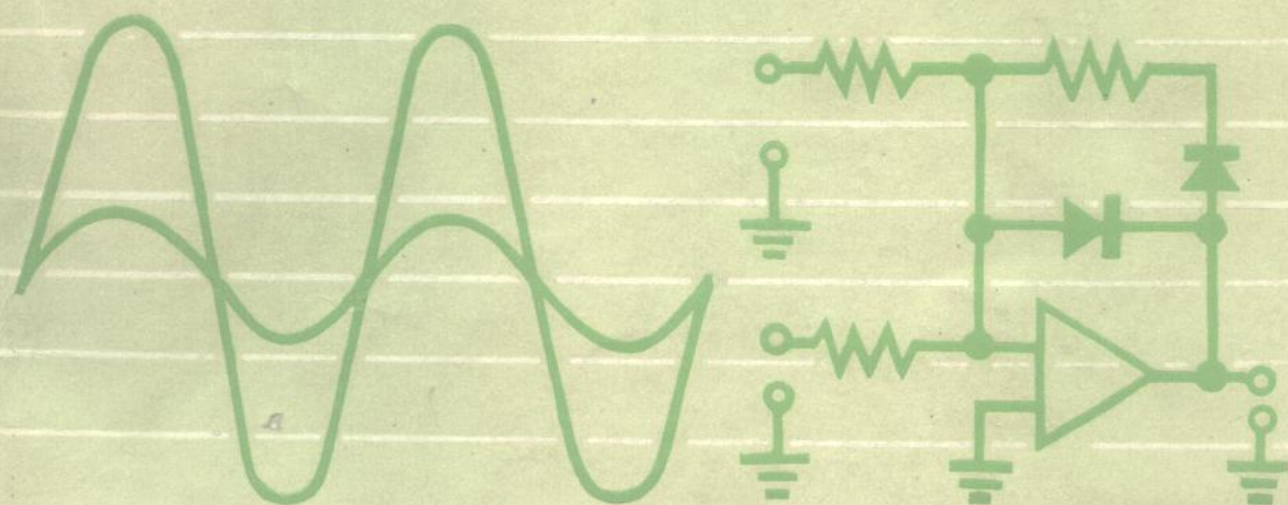
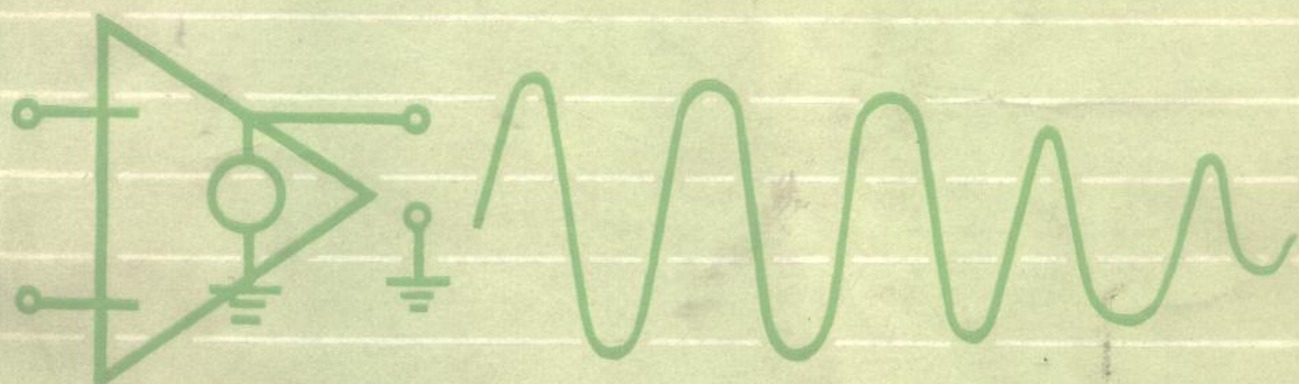


[美] P. R. 格雷 R. G. 迈耶 著



模拟集成电路的 分析与设计



科学出版社

73.755
7.03
23

模拟集成电路的分析与设计

[美] P. R. 格雷 R. G. 迈耶 著

周宁华 陈幼松 译



科学出版社

1981

1110041

内 容 简 介

本书是论述模拟集成电路的分析与设计原理的专著。书中以电路分析为重点,从揭示晶体管的小信号模型及大信号特性着手,结合各种典型的模拟集成电路的子线路和具有代表性的通用型集成运算放大器电路,进行了较为全面的定量分析。本书所涉及的材料基本上包括了各个领域中的最新观点及成就。

主要内容包括:集成电路有源器件的模型、典型放大级分析、晶体管电流源及有源负载分析、运放电路分析、基本反馈原理、反馈放大器的频率响应及稳定性、集成电路的噪声、非线性模拟电路以及模拟集成电路的工艺。

本书可供从事模拟集成电路研制、生产与应用的广大科技人员参考,也可供高等学校有关专业的教师、研究生和高年级学生参考。

P. R. Gray, R. G. Meyer

ANALYSIS AND DESIGN OF ANALOG INTEGRATED CIRCUITS

John Wiley & Sons, 1977

模拟集成电路的分析与设计

(美) P. R. 格雷 R. G. 迈耶 著

周宁华 陈幼松 译

责任编辑 刘兴民

科学出版社出版

北京朝阳门内大街137号

中国科学院印刷厂印刷

新华书店北京发行所发行 各地新华书店经售

*

1981年7月第一版 开本:787×1092 1/16

1981年7月第一次印刷 印张:29 1/4

印数:0001—6,930 字数:679,000

统一书号:15031·345

本社书号:2167·15—7

定价:4.45元

原著者为中译本写的序

《模拟集成电路的分析与设计》中译本的出版将使此书获得一大批新的读者，对此我们感到非常高兴。我们衷心希望本书将对中华人民共和国模拟集成电路的设计工作起到微薄的推动作用。著者谨对本书的译者致以谢意。

P. R. 格雷

R. G. 迈耶

1980年于美国加州伯克利

译 者 序

模拟集成电路是继数字集成电路之后、从六十年代中期开始得到迅速发展的一个崭新的技术领域。自然界的物理量大部分都是模拟量。为了对各种模拟量进行高精度的检测、变换与控制,模拟集成电路起着极其重要的作用。在电子数字计算机日益推广的今天,模拟集成电路担负着联机系统的多种模拟接口的功能,成为沟通计算机与实际工程系统之间联系的必不可缺的中介环节。另一方面,它也是决定模拟计算机和各种数字检测仪表精度的核心部件。

十余年来,模拟集成电路得到迅速的发展。仅以它的代表性器件——通用型集成运算放大器来说,它的电路型式已经演变到了第四代。随着研制工作的迅速发展,国内外已发表了大量文献并出版了不少专著,但是至今还没有一本象本书那样从电路分析和设计原理的角度对模拟集成电路作出全面的和系统的论述。过去在分立元件时代使用的很多电路设计与分析的概念,从适应集成工艺的特点来看已经过时。本书的贡献之一,就是填补了这个空白,首次对各种典型的模拟集成电路的子线路和具有代表性的通用型集成运放电路进行较为系统的论述和定量分析。

本书的作者在模拟集成电路的发展史上有过出色的贡献,他们在具体的电路设计实践以及在总结近代集成运放的设计原则方面都发表过重要文章,同时还从事这门学科的教学工作。他们的卓越学识和丰富经验,使本书所涉及材料基本上包含了这一领域中的最新观点和成就。

虽然本书以电路分析为重点,但书中对模拟集成电路的噪声机制也作了迄今为止最系统的论述。同时还专辟一章扼要介绍了模拟集成电路的工艺原理。此外,对集成电路频率响应的讨论,采用了零值时间常数分析法等比较新颖的处理方法。

本书的翻译工作主要由陈幼松完成,校订工作主要由周宁华完成,最后整理工作由陈幼松完成。限于水平,译文中谬误之处在所难免,请读者多加指正。

译 者

1979年3月于北京

原 序

本书主要讨论模拟集成电路的分析与设计。通常，称输入与输出信号均为连续变化模拟量的电路为模拟电路。在这类电路中系通过波形的瞬时值来传递信息的。作者希望本书既可作为学生的教材，又可作为从事实际工作的工程师的参考书。为了作为教材，在每章之后均附有大量经过加工的习题，这些习题反映了课文内容的实际应用。作者自付在集成电路设计以及在讲授这门课程方面都具有丰富的经验，这些经验均已反映在课文内容的取舍和习题的编排中。

虽然本书的重点放在集成电路的设计方面，但也介绍了相当数量的应用方面的材料。实际上，这两方面材料具有密切的关系，它们对于集成电路的设计者和使用者来说都是重要的。尽管使用者的人数更为众多，但根据作者的经验，集成电路设计的知识对于他们也非常有用。当使用者必须从许多相互竞争的设计中作出选择以满足其特殊需要时，这一点就更加明显。此外，在极端的环境条件下以及在电源电压发生变化时，为了对不同设计的相对适应性作出判断，对集成电路结构的了解便是极其有用的。同时，如果使用者具备集成电路内部工作原理的知识，那么他便更有条件去理解制造厂所给予的产品数据。

本书的内容大部分取材于美国加利福尼亚大学模拟集成电路的两种课程教材。一种是高年级选修课程的，另一种是毕业班使用的。本书把这两种教材撰编成为两部分衔接着的可供教学用的基本教科书。较高级部分的内容放在每章后面部分或者放在附录中。所以，当作为模拟集成电路的第一部分教材时，可以删去这些内容而不妨碍其连续性。下面介绍每一章的概要并对第一部分教材所应包括的内容提出建议。设想本课程每周三学时，在一学季十周内授毕，但学生须已掌握拉普拉斯变换和频域电路分析的基础知识。同时，还认为学生已学过电子学方面入门的课程，因此对晶体管工作原理以及简单模拟电路的功能是熟悉的。除非特别指出，每一章大体上需要三个学时。

第一章扼要讨论双极型晶体管及结型场效应管（JFET）器件的物理特性。建议用一周时间来讲授本章中某些经过选择的论题，这些论题的选择可视学生的基础而定。关于JFET的内容可从第一部分的教材中删去。第一章和第二章的内容对集成电路的设计是十分重要的，因为正如在以后各章中所看到的，在电路和器件设计之间存在着重要的内部联系。透彻地了解器件制造对器件特性的影响是极其必要的。

第二章详细介绍集成电路的制造工艺。如果指定学生自学这一章时，这方面的材料讲授二学时也就够了。

第三章讨论各种基本晶体管接法的特性。关于单管放大器的内容对高年级和毕业班学生来说属于复习性质，故可指定他们自学。有关双管放大器的章节可略为提及，主要也靠自学。射耦对这一节最为重要，故需花2—3学时充分讲授。如果时间允许，还可以讲授关于JFET源耦对或关于失调电压与电流方面的内容。

第四章讨论电流源与有源负载这两个重要的论题。在现代模拟集成电路中，这些组态是基本的单元电路，所以除了附录外，本章内容都应当全面讲授。

第五章讨论输出级以及将输出功率传递到负载中去的各种方法。介绍了甲类、乙类以及甲乙类输出级的集成电路实现方法和输出级的保护方法。这一章应有选择地予以讲授。

第六章介绍运算放大器的设计方法。并以 741 型运算放大器(运放)的直流和交流分析作为例子详加剖析,同时也指出这种基本型运放的局限性。接着讨论改进特性的运放设计方法,由此引出对 JEFT 及超 β 输入级的讨论。本章中 6.1—6.4 节的内容均应讲授。

第七章讨论集成电路的频率响应。为了计算复杂电路的-3 分贝频率,介绍了零值时间常数方法。本章亦应全面讲授。

第八章介绍反馈电路的分析方法。除了稳压器一节可以指定学生自学外,其它内容均应详细讲授。

第九章讨论反馈电路的频率响应和稳定性。包括根迹法在内的前面各节均应讲授。虽然时间不允许详细讨论根迹法,但是已经给出了这一论题的入门基础。

当以十周作为一个学季时,讲授以上材料后便只剩下一周供讲授第十章和第十一章。这两章内容可按以下建议选讲。第十章讨论非线性模拟电路,作为第一部分的教材可讲授除 10.4 节以外的所有内容。第十一章综合研究集成电路中的噪声问题,以讲授 11.1—11.4 节的内容为宜。

本书的取材得到加利福尼亚大学 D. O. Pederson 教授很多指导,作者对此表示衷心感谢。Bettye Fuller 先生和 Marie Carey 太太承担了本书手稿的打印工作,谨致以谢意。

P. R. 格雷

R. G. 迈耶

1977 年于加利福尼亚州伯克利

符 号 惯 例

除另有说明外,本书使用以下的符号惯例。偏置或直流量,诸如晶体管集电极电流 I_C 以及集-射电压 V_{CE} , 用大写字母及大写角标表示。小信号量,诸如晶体管集电极电流的增量变化 i_c , 用小写字母及小写角标表示。小信号等效电路中的参数,如跨导 g_m , 也用相同方法表示。最后,总的量,诸如表示偏置量与信号量之和的集电极总电流 I_c , 则用大写字母及小写角标表示。

目 录

原著者为中译本写的序	i
译者序	ii
原序	iii
符号惯例	viii
第一章 集成电路有源器件的模型	1
1.1 引言	1
1.2 pn 结的耗尽区	1
1.3 双极型晶体管的大信号特性	7
1.4 双极型晶体管的小信号模型	22
1.5 场效应晶体管的大信号特性	32
1.6 JFET 的小信号模型	39
第二章 模拟集成电路工艺	44
2.1 引言	44
2.2 集成电路制造的基本工艺过程	44
2.3 双极型集成电路的制造	51
2.4 模拟集成电路中的有源器件	54
2.5 模拟集成电路中的无源元件	68
2.6 基本工艺的改进	73
2.7 集成电路制造的经济性	79
2.8 集成电路的封装	82
第三章 单管及双管放大器	88
3.1 供近似分析模拟电路的器件模型选择	89
3.2 基本的单管放大级	89
3.3 双管放大级	100
3.4 射耦对	105
3.5 源耦 JFET 对	117
3.6 差分放大器中器件失配的影响	120
附录	126
A3.1 统计学和正态分布初步	126
第四章 晶体管电流源及有源负载	131
4.1 引言	131
4.2 电流源	131
4.3 作为有源负载的电流源	139
附录	156

A4.1	晶体管电流源的匹配考虑	156
A4.2	与电源无关的偏置	158
A4.3	与温度无关的偏置	164
第五章	输出级	176
5.1	引言	176
5.2	射极跟随器作为输出级	176
5.3	共射输出级	186
5.4	共基输出级	190
5.5	B类(推挽)输出级	191
第六章	运算放大器	211
6.1	运算放大器的应用	211
6.2	实际运算放大器对理想特性的偏离	216
6.3	集成运算放大器的分析	218
6.4	集成运算放大器的设计考虑	232
	附录	243
A6.1	741型运放输入失调电压和失调电流的计算	243
第七章	集成电路的频率响应	249
7.1	引言	249
7.2	单级放大器的频率响应	249
7.3	多级放大器的频率响应	263
7.4	741型运放的频响分析	275
7.5	频率响应与时间响应之间的关系	279
第八章	反馈	286
8.1	理想的反馈方程	286
8.2	增益的敏感度	287
8.3	负反馈对失真的影响	288
8.4	各种反馈组态	289
8.5	各种实际组态和负载效应	295
8.6	单级反馈	317
8.7	看成反馈电路的稳压器	321
第九章	反馈放大器的频率响应和稳定性	328
9.1	引言	328
9.2	反馈放大器中增益与带宽的关系	328
9.3	不稳定性和 Nyquist 判据	329
9.4	补偿	335
9.5	根迹法	345
9.6	上升速率	359
第十章	非线性模拟电路	368
10.1	引言	368

10.2	精密整流	368
10.3	双极型管的模拟乘法器	372
10.4	相位锁定回路	382
第十一章	集成电路中的噪声	403
11.1	引言	403
11.2	噪声源	403
11.3	集成电路元件的噪声模型	409
11.4	电路噪声的计算方法	412
11.5	等效输入噪声发生器	418
11.6	反馈对噪声性能的效应	425
11.7	其他晶体管组态的噪声性能	431
11.8	运算放大器中的噪声	435
11.9	噪声带宽	438
11.10	噪声指数与噪声温度	442
	书中所用单位中外文对照表	450
	国际单位制词冠说明	450
	索引	451

第一章 集成电路有源器件的模型

1.1 引言

集成电路的分析与设计在很大程度上取决于所用的集成电路的模型是否恰当。使用人工分析和计算机分析时都是这样,前者往往采用比较简单的模型,后者则采用更为复杂的模型。因为任何分析的精度都不可能超过所用模型的精度,所以电路设计者必须对各种常用模型的导出以及各种模型所达到的近似程度有深入的了解。

本章讨论集成电路器件的大信号及小信号模型的导出情况。讨论从考虑 pn 结特性开始,因为它是大多数集成电路元件的最基本部分。由于本书主要讨论电路的分析与设计,因此不把重点放在半导体物理的详细讨论上,而是把重点放在总结半导体器件特性的基本方面以及介绍如何运用等效电路来将这些基本特性模型化。

1.2 pn 结的耗尽区

反偏 pn 结的特性对许多集成电路元件的特性起重大影响。例如,在普通集成电路制造方法中,所有元件都采用反偏 pn 结进行隔离,而这些结对每一元件将贡献一个同电压相关的寄生电容。此外,双极型晶体管的若干重要特性,诸如击穿电压与输出电阻,均直接取决于反偏 pn 结的耗尽区特性。最后,结型场效应管的基本工作也受 pn 结的耗尽区宽度所控制。由于反偏 pn 结耗尽区的重要性以及它可应用于许多其他问题,故本节先分析反偏 pn 结的耗尽区,而把正偏 pn 结的特性放在 1.3 节中介绍双极型晶体管工作时再给以分析。

今讨论图 1.1 所示的处于反偏的 pn 结。假定材料具有恒定掺杂浓度,其中 n 型材料的掺杂浓度为 N_D 原子/cm³,而 p 型材料的为 N_A 原子/cm³ (材料具有非恒定掺杂浓度时,结的特性将在后面讨论)。由于 p 型区和 n 型区中的载流子浓度不一样,因而在结中存在一个可动的空穴与电子均已走光而只留下不动的受主与施主离子的这样区域。每一个受主原子

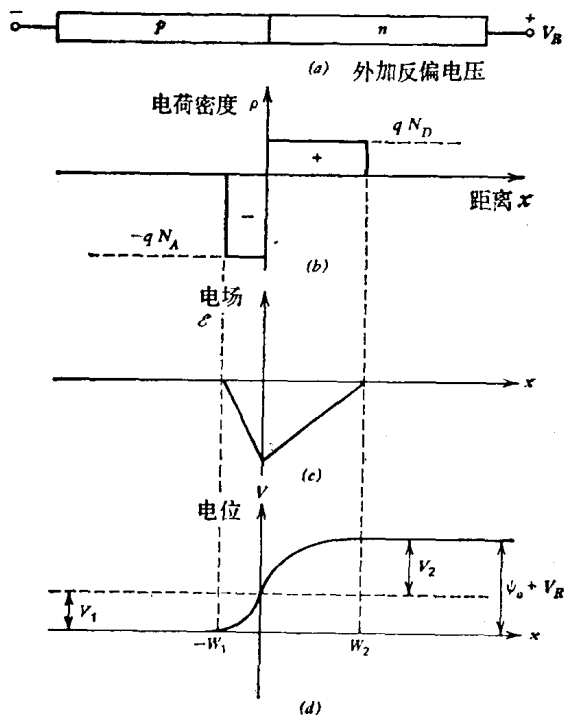


图 1.1 在反偏 V_R 作用下的突变结。(a) 简图; (b) 电荷密度; (c) 电场; (d) 静电电位

携带一个负电荷,而每一个施主原子携带一个正电荷,因而使紧挨着结的这一区域呈现明显的空间电荷并造成强大的电场.这一区域就称为耗尽区,又称为空间电荷区.假定耗尽区的边界截然分明如图1.1所示,这同大多数的实际情况是很接近的.

当外加偏置为零时,有一个称为内建电位的电压 ϕ_0 跨接于结上.在平衡状态时,这一电位阻止可动的空穴和电子跨越结而扩散,它的大小可表示为^[1]

$$\phi_0 = V_T \ln \frac{N_A N_D}{n_i^2} \quad (1.1)$$

式中

$$V_T = \frac{kT}{q} \approx 26\text{mV} \quad (\text{在 } 300\text{K 下})$$

n_i 是纯半导体样品中的本征载流子浓度,对硅材料在 300K 下 $n_i \approx 1.5 \times 10^{10}\text{cm}^{-3}$.

在图 1.1 中,通过外加反偏电压 V_R 使内部电位增大,跨接于结上的总电压为 $(\phi_0 + V_R)$. 由于每单位面积结的任一侧的总电荷必定与另一侧大小相等、符号相反,所以如果耗尽区在 p 型区中透入距离为 W_1 、在 n 型区中透入距离为 W_2 , 则可得

$$W_1 N_A = W_2 N_D \quad (1.2)$$

根据一维泊松 (Poisson) 方程,可得

$$\frac{d^2 V}{dx^2} = -\frac{\rho}{\epsilon} = \frac{qN_A}{\epsilon} \quad (\text{当 } -W_1 < x < 0 \text{ 时}) \quad (1.3)$$

式中 ρ 为电荷密度, q 为电子电荷 ($1.6 \times 10^{-19}\text{C}$), 而 ϵ 为硅材料的电容率 ($1.04 \times 10^{-12}\text{F/cm}$). 电容率通常可表示成

$$\epsilon = K_s \epsilon_0 \quad (1.4)$$

式中 K_s 为硅的介质常数而 ϵ_0 为真空的电容率 ($8.86 \times 10^{-14}\text{F/cm}$). 对式(1.3)积分,可得

$$\frac{dV}{dx} = \frac{qN_A}{\epsilon} x + C_1 \quad (1.5)$$

式中 C_1 是一个常数. 至于电场强度 \mathcal{E} 则为

$$\mathcal{E} = -\frac{dV}{dx} = -\left(\frac{qN_A}{\epsilon} x + C_1\right) \quad (1.6)$$

由于耗尽区之外的电场为零,故边界条件为

$$\mathcal{E} = 0 \quad (\text{当 } x = -W_1 \text{ 时})$$

将这一条件代入式(1.6),可得

$$\mathcal{E} = -\frac{qN_A}{\epsilon}(x + W_1) = -\frac{dV}{dx} \quad (\text{当 } -W_1 < x < 0 \text{ 时}) \quad (1.7)$$

由此可见,结上的电荷偶极子产生一个随距离作线性变化的电场.

对式(1.7)进行积分,可得

$$V = \frac{qN_A}{\epsilon} \left(\frac{x^2}{2} + W_1 x\right) + C_2 \quad (1.8)$$

如果任意地选取中性的 p 型区电位作为零电位,则第二个边界条件为

$$V = 0 \quad (\text{当 } x = -W_1 \text{ 时})$$

将它代入式(1.8),可得

$$V = \frac{qN_A}{\epsilon} \left(\frac{x^2}{2} + W_1 x + \frac{W_1^2}{2} \right) \quad (\text{当 } -W_1 < x < 0 \text{ 时}) \quad (1.9)$$

在 $x = 0$ 时, 令 $V = V_1$, 则由式(1.9)可得

$$V_1 = \frac{qN_A}{\epsilon} \frac{W_1^2}{2} \quad (1.10)$$

如果在 $0 \leq x \leq W_2$ 范围内, 电位差为 V_2 , 则

$$V_2 = \frac{qN_D}{\epsilon} \frac{W_2^2}{2} \quad (1.11)$$

因此, 跨接在结上的总电压为

$$\phi_0 + V_R = V_1 + V_2 = \frac{q}{2\epsilon} (N_A W_1^2 + N_D W_2^2) \quad (1.12)$$

将式(1.2)代入式(1.12), 可得

$$\phi_0 + V_R = \frac{qW_1^2 N_A}{2\epsilon} \left(1 + \frac{N_A}{N_D} \right) \quad (1.13)$$

由式(1.13), 可得耗尽层透入 p 型区的深度为

$$W_1 = \left[\frac{2\epsilon(\phi_0 + V_R)}{qN_A \left(1 + \frac{N_A}{N_D} \right)} \right]^{\frac{1}{2}} \quad (1.14)$$

同样可得

$$W_2 = \left[\frac{2\epsilon(\phi_0 + V_R)}{qN_D \left(1 + \frac{N_D}{N_A} \right)} \right]^{\frac{1}{2}} \quad (1.15)$$

式(1.14)与(1.15)说明, 耗尽区透入 p 型区与 n 型区的深度同杂质浓度成反比而同 $\sqrt{\phi_0 + V_R}$ 成正比。如果 N_D 和 N_A 之中, 有一个远大于另一个, 则耗尽区几乎完全存在于低掺杂区。

例题 设硅材料突变结的掺杂浓度为 $N_A = 10^{15}$ 原子/cm³ 及 $N_D = 10^{16}$ 原子/cm³, 试求在 10V 反偏下结的内建电位、耗尽层深度以及最大的电场强度。

解 由式(1.1), 可得 300K 时

$$\phi_0 = 26 \ln \frac{10^{15} \times 10^{16}}{2.25 \times 10^{20}} = 638 \text{ mV}$$

由式(1.14), 可得 p 型区的耗尽层深度为

$$W_1 = \left(\frac{2 \times 1.04 \times 10^{-12} \times 10.64}{1.6 \times 10^{-19} \times 10^{15} \times 1.1} \right)^{1/2} = 3.5 \times 10^{-4} \text{ cm} = 3.5 \text{ } \mu\text{m}$$

在重掺杂的 n 型区, 耗尽层的深度则为

$$W_2 = \left(\frac{2 \times 1.04 \times 10^{-12} \times 10.64}{1.6 \times 10^{-19} \times 10^{16} \times 11} \right)^{1/2} = 0.35 \times 10^{-4} \text{ cm} = 0.35 \text{ } \mu\text{m}$$

最后, 由式(1.7)可得在 $x = 0$ 处出现最大电场强度:

$$\mathcal{E}_{\max} = -\frac{qN_A}{\epsilon} W_1 = -1.6 \times 10^{-19} \times \frac{10^{15} \times 3.5 \times 10^{-4}}{1.04 \times 10^{-12}} = -5.4 \times 10^4 \text{ V/cm}$$

请注意, 电场强度可以达到如此之大。

1.2.1 耗尽区电容

由于耗尽区上存在一个与电压相关的电荷,所以它的小信号电容 C_j 可表示为

$$C_j = \frac{dQ}{dV_R} = \frac{dQ}{dW_1} \frac{dW_1}{dV_R} \quad (1.16)$$

这里

$$dQ = AqN_A dW_1 \quad (1.17)$$

式中 A 为结的截面积.

对式(1.14)微分,可得

$$\frac{dW_1}{dV_R} = \left[\frac{\epsilon}{2qN_A \left(1 + \frac{N_A}{N_D}\right) (\phi_0 + V_R)} \right]^{\frac{1}{2}} \quad (1.18)$$

将式(1.17)与(1.18)代入式(1.16),可得

$$C_j = A \left[\frac{q\epsilon N_A N_D}{2(N_A + N_D)} \right]^{\frac{1}{2}} \frac{1}{\sqrt{\phi_0 + V_R}} \quad (1.19)$$

上式是根据反偏电压 V_R 加在二极管上的情况而导出的. 但是,只要流过的正向电流很小,对正偏电压的情况一样适用. 因此,如果以 V_D 表示加在结上的偏置电压(正向偏置时为正,反向偏置时为负),则式(1.19)可以改写成

$$C_j = A \left[\frac{q\epsilon N_A N_D}{2(N_A + N_D)} \right]^{\frac{1}{2}} \frac{1}{\sqrt{\phi_0 - V_D}} \quad (1.20)$$

$$= \frac{C_{j0}}{\sqrt{1 - \frac{V_D}{\phi_0}}} \quad (1.21)$$

式中 C_{j0} 是 $V_D = 0$ 时的 C_j 值.

式(1.20)与(1.21)是在假定 p 型区与 n 型区均为恒定掺杂的条件下导出的. 然而,许多扩散结的实际情况同图 1.2 所示的缓变掺杂浓度的变化曲线更为接近. 在这种情况下

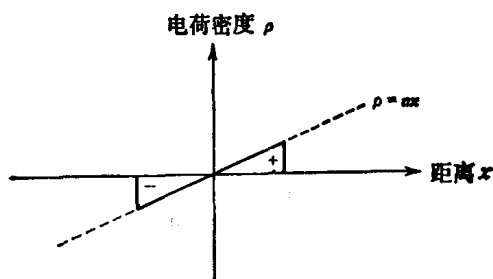


图 1.2 在缓变结中电荷密度随距离的变化

的类似表示式为

$$C_j = \frac{C_{j0}}{\sqrt[3]{1 - \frac{V_D}{\phi_0}}} \quad (1.22)$$

需要指出,单从式(1.21)或式(1.22)来看,可以认为当 V_D 趋近于 ϕ_0 时 C_j 将趋近于无穷大;但是,必须注意,这时流过二极管的电流已经比较大,因而上述两式均已不再成立. 对于作为 V_D 函数的 C_j 性能进行更精确的分析

[2,3], 给出图 1.3 所示的结果. 当正偏电压快接近于 $\phi_0/2$ 之前,用式(1.21)求出的 C_j 值同精确分析得出的结果非常接近. 作为一种近似求法,某些计算机程序通过对式(1.21)或(1.22)进行线性外插的方法来逼近 $V_D > \phi_0/2$ 时的 C_j 值.

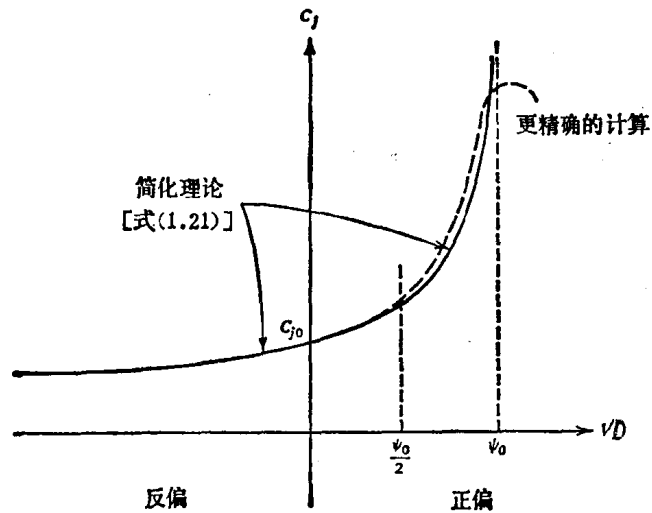


图1.3 pn 结耗尽层电容 C_j 随偏置电压 V_D 而变化的特性

例题 今有一个扩散结, 它的零偏置电容为 3pF 而且 $\psi_0 = 0.5\text{V}$, 试求在 10V 反偏时的电容. 假定掺杂浓度变化近似于突变结.

解 由式(1.21), 可得

$$C_j = \frac{3}{\sqrt{1 + \frac{10}{0.5}}} \text{ pF} = 0.65 \text{ pF}$$

1.2.2 结的击穿

由图 1.1c 可以看出, 耗尽区中的最大电场强度就出现在结处, 对于突变结可由式 (1.7) 得出

$$\mathcal{E}_{\max} = -\frac{qN_A W_i}{\epsilon} \quad (1.23)$$

将式(1.14)代入式(1.23), 可得

$$|\mathcal{E}_{\max}| = \left[\frac{2qN_A N_D V_R}{\epsilon(N_A + N_D)} \right]^{\frac{1}{2}} \quad (1.24)$$

式中略去 ψ_0 不计. 式(1.24)说明, 当掺杂浓度增大以及反偏电压增大时, 最大电场强度都将随之增大. 尽管式(1.24)可以用来表示 \mathcal{E}_{\max} 作为其他变数的函数, 但是严格地说, 该式仅在理想平面结时才成立. 实际的结总有边缘效应, 由于在结的弯曲边缘上电场集中的缘故, 边缘效应将使 \mathcal{E}_{\max} 值有些增大.

任何反偏 pn 结由于耗尽区附近存在少数载流子的空穴和电子, 所以总有微弱的反流. 在电场的作用下它们扫越耗尽区并贡献为结的漏电流. 如果增大结的反偏电压, 最大的场强增大, 则载流子在耗尽区中的晶格两次碰撞之间所能获得的能量增加. 在临界电场 $\mathcal{E}_{\text{crit}}$ 作用下, 渡越耗尽区的载流子将获得足够的能量, 得以在碰撞中与硅原子一起产生新的空穴-电子对. 这一过程称为雪崩过程, 由于新产生的载流子又会引起雪崩, 所以雪崩过程将导致反偏漏电流突然增大. 对于掺杂密度在 10^{15} — 10^{16} 原子/ cm^3 范围内的结 $\mathcal{E}_{\text{crit}}$ 值约为 $3 \times 10^5 \text{V/cm}$, 但是当掺杂浓度进一步增加时 $\mathcal{E}_{\text{crit}}$ 增加缓慢, 如掺杂

浓度为 10^{18} 原子/cm³ 时 \mathcal{E}_{crit} 约为 10^6 V/cm.

图 1.4 表示一个结型二极管的典型 I-V 特性, 其中反向电流的巨大增加就是雪崩击穿效应的反映, 当反向偏置接近于击穿电压 BV 时便发生雪崩击穿. 这相当于最大电场强度 \mathcal{E}_{max} 接近于 \mathcal{E}_{crit} . 经验表明^[4], 如果二极管的正常反偏电流为 I_R 而且没有雪崩效应, 则接近击穿电压时的实际反偏电流

$$I_{RA} = MI_R \quad (1.25)$$

式中 M 为扩增因子, 被定义为

$$M = \frac{1}{1 - \left(\frac{V_R}{BV}\right)^n} \quad (1.26)$$

式中, V_R 为二极管上的反向偏置, 而 n 的值介于 3—6.

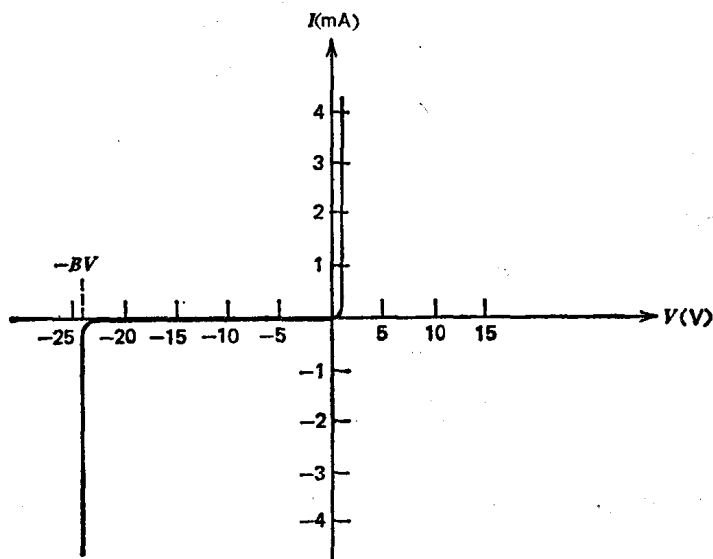


图 1.4 结型二极管的典型 I-V 特性, 它可以说明雪崩击穿

pn 结工作在击穿区不见得一定会损坏. 然而, 为了防止在结上出现过大的功耗因而造成器件损坏, 必须通过外加电阻来限制雪崩电流. 工作在雪崩区的二极管广泛地被用以取得参考电压, 并被称为齐纳 (Zener) 二极管. 与此有关的另一种过程称为齐纳击穿^[5], 它同上述的雪崩击穿不一样. 只有在非常重掺杂的结中才会出现齐纳击穿, 在重掺杂时电场变得足够大 (即使在小的反偏电压下), 从而可以从价键中夺走电子. 这个过程称为隧道效应, 这时没有象雪崩击穿中存在的那种扩增效应. 虽然齐纳击穿机理仅在击穿电压低于 6V 时才有重要意义, 但通常把所有击穿型二极管都称为齐纳二极管.

以上的计算方法全是针对平面突变结的击穿特性而言的. 实际存在的扩散结在某些方面同这些结论有差别, 因而对这类结的特性也作了计算并列表以供设计者使用^[5]. 在实际中, 真实的扩散结中的边缘效应会使击穿电压比平面结的计算值小 50%.

例题 今有一个突变的平面 pn 结, 其掺杂浓度 $N_A = 5 \times 10^{15}$ 原子/cm³、 $N_D = 10^{16}$ 原子/cm³, 试求 $\mathcal{E}_{crit} = 3 \times 10^5$ V/cm 时的击穿电压.

解 令式(1.24)中 $\mathcal{E}_{max} = \mathcal{E}_{crit}$, 便可求出击穿电压:

$$BV = \frac{\epsilon(N_A + N_D)}{2qN_A N_D} \mathcal{E}_{crit}^2 = \frac{1.04 \times 10^{-12} \times 15 \times 10^{15}}{2 \times 1.6 \times 10^{-19} \times 5 \times 10^{15} \times 10^{16}} \times 9 \times 10^{10} \text{V} = 88 \text{V}$$