

# 微波器件与电路

南京工学院 王蕴仪 苗敬峰 编  
沈楚玉 陈顺生

江苏科学技术出版社

# 前 言

本书系高等工科院校微波技术专业统编教材(试用)之一。

本书主要介绍各种微波有源器件以及由这些器件组成的微波电路。根据微波技术专业的特点以及微波器件与电路的发展现状,在器件与电路两者之间,以微波电路为主;在微波半导体器件与微波电真空器件两者之间,以微波半导体器件为主。因此,本教材以主要篇幅(第一章至第六章)介绍微波半导体电路,而微波电真空器件只占较小的篇幅(第七章)。在第一章至第六章中,以主要篇幅介绍各种微波电路(包括混频器和检波器、参量放大器、倍频器、PIN管控制电路、微波半导体二极管振荡器和放大器以及微波晶体管电路)的组成、工作原理、特点及一般设计方法,仅在各章开始对有关的微波器件的原理和特性作必要的介绍,目的在于更好地学习和了解电路部分的内容。鉴于计算机应用日益广泛,对微波电路计算机辅助设计的基本原理作了简要介绍(第八章)。

本书属于专业课教材,涉及到的基础知识面较广,其中主要有电子线路和微波无源网络两方面的内容。为了避免教材内容庞杂,凡前修课程中已有的公式和结论,本书一般直接加以引用,不再予以重新推导。本书计划规定为100学时,其中打\*号者属于选讲内容。

本教材由西北电信工程学院吴万春教授、郑兆翁和李天成同志审阅。他们为审阅本教材付出了辛勤的劳动,提出了许多宝贵的意见。在编写工作中得到南京工学院李嗣范教授的关心和指导。四机部1425所为编者提供了宝贵的参考资料。本教材第一、五、七章由王蕴仪同志编写;第二、四、八章由沈楚玉同志编写;第六章由苗敬峰同志编写;第三章由陈顺生同志编写。南京工学院微波技术专业教研组的同志对编写工作曾给予多方面的支持和帮助。对于上述在编审工作中曾给予指导和帮助同志,编者谨表示衷心的感谢。

由于编者水平有限,书中难免有许多错误或不妥之处,切望读者指正。

编 者

1979年8月

# 目 录

## 第一章 微波混频器和检波器

§ 1.1	引言	(1)
§ 1.2	金属-半导体结二极管	(2)
1.	金属-半导体结二极管的构成	(2)
2.	金属-半导体结二极管的工作原理	(3)
3.	金属-半导体结二极管的特性	(7)
4.	金属-半导体结二极管的特点	(12)
*5.	莫特势垒二极管	(12)
§ 1.3	微波混频器的理论分析	(13)
1.	混频原理	(13)
2.	混频器的变频损耗	(18)
3.	混频器的噪声系数	(24)
4.	混频器的其它电气指标	(29)
§ 1.4	微波混频器的基本电路	(30)
1.	单端混频器	(30)
2.	平衡混频器	(32)
3.	双平衡混频器	(42)
§ 1.5	镜象回收混频器	(47)
1.	什么叫镜象回收	(47)
2.	滤波器式镜象回收混频器	(47)
3.	平衡式镜象回收混频器	(48)
§ 1.6	微波检波器	(52)
1.	微波检波器的性能分析	(52)
2.	微波检波器电路	(58)

## 第二章 参量放大器

§ 2.1	引言	(61)
§ 2.2	变容二极管	(61)
1.	PN结电容	(61)
2.	各种杂质浓度分布的PN结电容	(63)
3.	变容二极管的等效电路及主要参数	(67)
4.	泵浦电压作用下的结电容	(70)
§ 2.3	非线性电抗中的能量关系和参量放大器的分类	(72)
1.	非线性电容的变频效应	(72)

2.	门雷-罗威关系式和参量放大器的分类	(73)
----	-------------------	------

§ 2.4	非简并参量放大器	(76)
1.	基本原理	(76)
2.	基本电路结构	(80)
3.	等效电路及输入阻抗	(82)
4.	增益与带宽	(90)
5.	噪声	(96)
§ 2.5	宽频带参量放大器	(104)
1.	展宽频带的几种方法	(104)
2.	双调谐参量放大器的增益与带宽	(108)
3.	双调谐参量放大器补偿电路的设计	(114)
4.	宽频带参量放大器的设计	(120)

## 第三章 功率变频器和参量倍频器

§ 3.1	引言	(124)
§ 3.2	功率上变频器	(125)
1.	功率上变频器的理论分析——全激励状态	(125)
2.	功率上变频器的电路及设计	(132)
§ 3.3	变容二极管倍频器	(137)
1.	变容管倍频原理	(137)
2.	变容管倍频器的分析与设计	(141)
3.	变容管倍频器电路举例	(148)
§ 3.4	阶跃恢复二极管倍频器	(151)
1.	阶跃管的特点	(151)
2.	阶跃管倍频器的分析与计算	(155)
3.	设计方法小结	(165)
4.	阶跃管倍频器举例	(167)

## 第四章 微波控制电路

§ 4.1	引言	(170)
§ 4.2	PIN二极管	(170)
1.	PIN管的基本特性	(170)
2.	PIN管的等效电路及主要参数	(173)

§ 4.3	PIN管开关	(177)
1.	单刀单掷开关	(177)
2.	单刀多掷开关	(184)
3.	开关时间	(188)
4.	开关的功率容量	(190)
§ 4.4	PIN管移相器	(192)
1.	开关线型移相器	(192)
2.	加载线型移相器	(194)
3.	3分贝定向耦合器型移相器	(200)
4.	数字式移相器举例	(205)
§ 4.5	PIN管电调衰减器和限幅器	(205)
1.	三路混合器型电调衰减器	(206)
2.	3分贝定向耦合器型电调衰减器	(207)
3.	吸收型阵列式衰减器	(209)
4.	匹配型电调衰减器	(216)
5.	PIN管限幅器	(217)
<b>第五章 微波半导体二极管 振荡器和放大器</b>		
§ 5.1	引言	(219)
§ 5.2	雪崩渡越时间二极管	(220)
1.	碰撞雪崩渡越时间(IMPATT)模式	(220)
2.	俘获等离子体雪崩触发渡越 (TRAPATT)模式	(228)
§ 5.3	转移电子器件	(233)
1.	砷化镓晶体的能带结构和速度-电场特 性	(233)
2.	空间电荷的不稳定性	(235)
3.	畴动力学	(236)
4.	振荡模式	(240)
§ 5.4	负阻振荡器的一般理论及电路	(244)
1.	起振条件	(244)
2.	平衡条件	(245)
3.	稳定条件	(247)
4.	调谐的滞后特性	(250)
5.	负阻振荡器电路	(251)
§ 5.5	负阻振荡器的频率调谐	(253)
1.	一般原理	(253)
2.	变容二极管调谐	(254)
3.	YIG调谐	(256)
§ 5.6	负阻振荡器的频率稳定	(258)

1.	关于频率稳定度的一般分析	(258)
2.	注入锁定法	(260)
3.	外腔稳频法	(263)
§ 5.7	负阻振荡器的噪声	(270)
1.	调幅噪声和调频噪声的表示法	(270)
2.	负阻振荡器的调频调幅噪声	(272)
3.	雪崩渡越时间二极管和转移电子 器件的噪声	(273)
* § 5.8	微波负阻功率放大器	(275)
1.	负阻功率放大器的一般特性	(275)
2.	转移电子放大器	(278)
3.	雪崩渡越时间二极管放大器	(284)

## 第六章 微波晶体管电路

§ 6.1	引言	(287)
§ 6.2	微波双极晶体管	(288)
1.	微波双极晶体管的结构和等效电路	(288)
2.	微波双极晶体的性能参数	(291)
§ 6.3	微波场效应晶体管	(295)
1.	微波场效应晶体管的结构、工作原理和 等效电路	(295)
2.	微波场效应晶体的性能参数	(298)
§ 6.4	微波晶体管的S参数	(301)
1.	微波晶体管的S参数表示法	(301)
2.	微波双极晶体管和场效应管的S参数	(303)
§ 6.5	微波晶体管放大器的增益和稳定性	(304)
1.	微波晶体管放大器的增益	(304)
2.	微波晶体管放大器的稳定性	(306)
§ 6.6	微波晶体管放大器的噪声系数	(311)
1.	有源两端口网络噪声系数的一般表达式	(311)
2.	等噪声系数圆	(313)
§ 6.7	小信号微波晶体管放大器的设计	(315)
1.	单向化设计	(316)
2.	非单向化双共轭匹配设计	(322)
*3.	潜在不稳定条件下的设计	(325)
*4.	多级放大器的设计	(327)
§ 6.8	微波晶体管功率放大器	(332)

1.	微波晶体管功率放大器的特点	(332)
2.	微波晶体管功率放大器的设计	(333)
*3.	功率合成法简介	(335)
§ 6.9	微波晶体管振荡器	(336)
1.	微波晶体管振荡器的基本分析方法	(336)
2.	微波晶体管振荡器的设计	(337)

## 第七章 微波电真空器件

§ 7.1	引言	(347)
§ 7.2	速调管放大器和振荡器	(348)
1.	静电控制电子管的发展及存在问题	(348)
2.	双腔速调管放大器	(350)
3.	多腔速调管放大器	(357)
4.	反射速调管振荡器	(359)
§ 7.3	行波管放大器	(366)
1.	“O”型行波管放大器的结构	(366)
2.	“O”型行波管放大器的工作原理	(369)
3.	“O”型行波管放大器的工作特性	(371)
4.	“O”型返波管振荡器	(374)
§ 7.4	正交场器件	(377)
1.	多腔磁控管的结构和分类	(378)
2.	电子在恒定电磁场中的运动	(379)
3.	多腔磁控管的振荡原理	(384)
*4.	多腔磁控管的谐振频率和振荡模式	(386)
5.	多腔磁控管的工作特性和负载特性	(391)

6.	磁控管的调谐	(396)
*7.	正交场前向波放大器	(399)

## \*第八章 微波电路的计算机辅助设计

§ 8.1	引言	(402)
§ 8.2	微波电路的机助分析	(403)
1.	微波电路的机助分析方法	(403)
2.	微波元、器件的模型	(410)
3.	通用网络分析程序	(414)
§ 8.3	微波电路的最优化设计	(422)
1.	最优化设计的基本原理	(422)
2.	一些基本概念和定义	(423)
3.	最优化方法	(427)
4.	微波网络最优化减小误差法介绍	(439)

## 附 录

附录一	变容管倍频器设计表格	(445)
附录二	里德二极管小信号阻抗的计算	(450)
附录三	等面积规则和动态伏安特性	(454)
附录四	负阻反射放大器增益-带宽积的计算	(456)
附录五	福斯特电抗定理和斯莱特微扰定理的证明	(458)
附录六	微波双极晶体管最小噪声系数计算公式的推导	(460)
附录七	微波场效应晶体管最小噪声系数计算公式的推导	(463)
附录八	S参数与Y, Z参数的转换公式	(465)
	主要参考资料	(466)

# 第一章 微波混频器和检波器

## § 1.1 引言

混频与检波，都是一种频率变换的过程。这种过程，在各种微波系统中，特别是微波接收机中是必不可少的。图 1-1-1 表示分别以微波混频器和微波检波器作为前置级的两种微波接收机的方框图。图 1-1-1 (a) 表示超外差微波接收机的方框图。在这里，天线接收的微波已调波(调幅、调频或调相等)经混频后变换为中频已调波，然后由中频放大器放大，再进行解调(检波、鉴频或鉴相)，输出调制信号。图 1-1-1 (b) 表示直接检波式微波接收机的方框图。在这里，接收的微波脉冲(或其它形式的调幅波)经检波后直接变换为视频脉冲(或其它形式的调制信号)，然后再经视频放大器放大输出。这种接收机最早用于检测雷达脉冲信

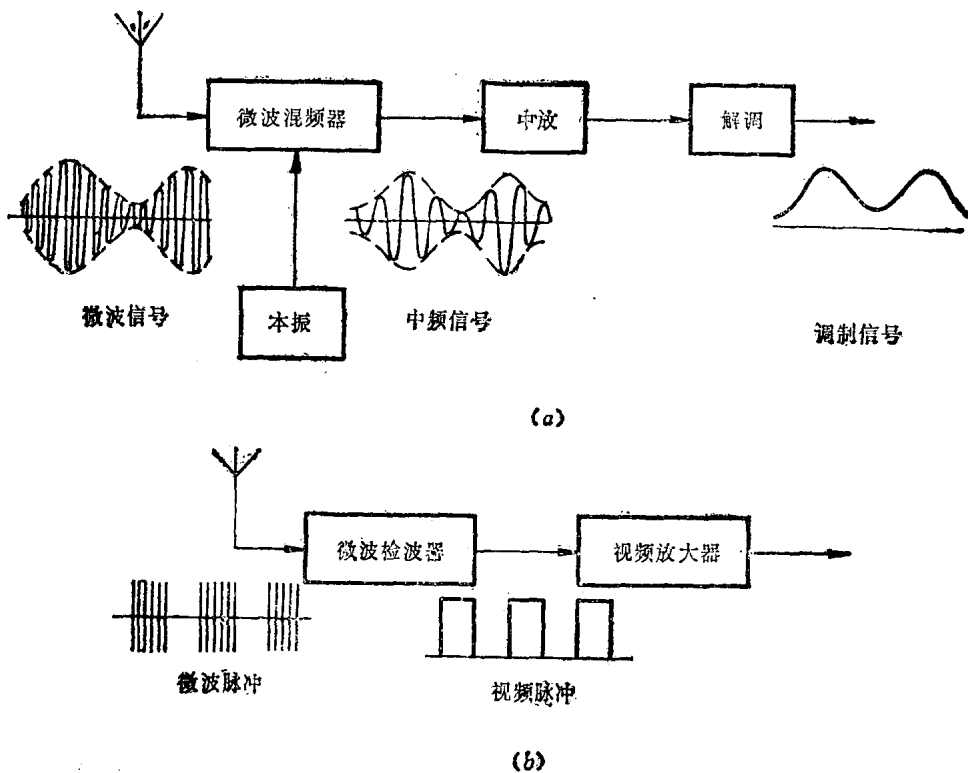


图1-1-1 微波接收机方框图

(a)超外差微波接收机；(b)直接检波式微波接收机。

号。因为检波输出是视频脉冲，所以常叫做晶体视频接收机。这个名称一直沿用至今，其实它接收的并不是视频信号而是微波信号。

上述两种接收机各有特点，分别应用在不同场合。例如超外差接收机灵敏度较高，能接收多种形式的调制信号，但调整较复杂，不易实现宽带化。直接检波式接收机简单，轻巧，可靠，容易实现宽带化，但灵敏度较低。

微波混频器和微波检波器除用于接收微弱信号外，还常常用于微波测试系统中。例如，利用微波混频器将微波信号变换为较低的频率，以便进行相位、衰减和频率等参数的测量；在扫频稳幅系统中，在微波反射计中利用微波检波器进行微波功率的检测等。在这些应用中，由于工作电平较高，一般对灵敏度要求不高，但要求工作频带宽，频响好。

为了实现混频与检波，必须采用非线性电阻元件，即所谓变阻管。可以作为变阻管的有点接触二极管，肖特基表面势垒二极管，反向二极管等。其中，反向二极管灵敏度较高，但难以制造，容易烧毁，稳定性可靠性很差，只用于少数特殊场合。点接触二极管最早应用于微波混频和检波，有悠久的历史，但由于性能优越的肖特基表面势垒二极管的出现，使它处于逐渐被替代的状态。目前应用最广泛的是肖特基表面势垒二极管。

点接触二极管和肖特基表面势垒二极管都是金属-半导体结二极管，只是制造工艺不同，性能上有所差别。本章首先就金属-半导体结二极管的工作原理、特点和参数进行介绍，然后分析和讨论微波混频器和检波器的主要性能指标，介绍各种电路的工作原理以及典型电路的设计方法等。

## § 1.2 金属-半导体结二极管

### 1. 金属-半导体结二极管的构成

早在三十多年前，人们就开始采用金属-半导体结二极管进行混频和检波。它是用一根金属丝(钨丝或磷铜丝)压接在半导体(锗、硅或砷化镓)表面而形成的二极管，如图1-2-1(a)所示。因为金属丝尖端直径非常小，只有几微米，所以叫做点接触二极管。直到五十年代中期变容二极管出现以前，它是微波领域中唯一的半导体器件。六十年代初期，由于半导

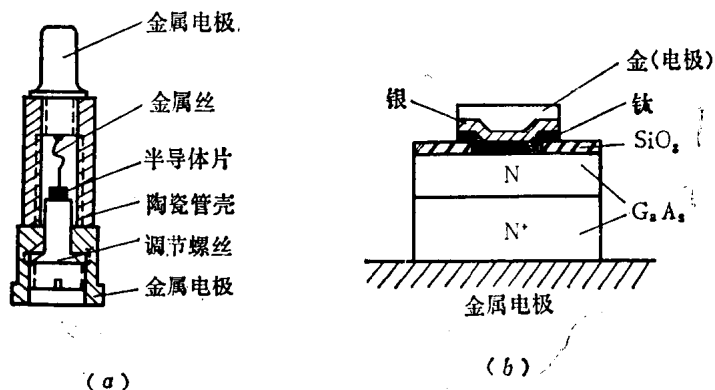


图1-2-1 金属-半导体结二极管的构成  
(a)点接触二极管；(b)肖特基表面势垒二极管。

体平面工艺的发展,出现了一种面接触型的金属-半导体结二极管,叫做肖特基表面势垒二极管,如图1-2-1(b)所示。这种二极管是在重掺杂的N型半导体衬底(N<sup>+</sup>层)上生长一层薄的外延层(N层),在外延层的表面利用氧化工艺形成二氧化硅保护层,并用光刻的办法在二氧化硅的表面开一个小孔(几微米到几十微米),再蒸发一层金属膜,于是在小孔内金属膜和N层半导体的交界面就形成了金属-半导体结。然后,在金属膜的表面再蒸发其它的金属膜(如金、银、铬等),将这个金属膜刻蚀成一定形状的电极,在电极上焊上引线,最后封装成实用的二极管形式。

肖特基表面势垒二极管和点接触二极管虽然结构工艺不同,但都属于金属-半导体结二极管;其工作原理和基本特性是相同的,并且都可以应用于微波混频和检波。因此,我们首先把它们作为金属-半导体结统一加以研究,然后再比较它们的特点。

## 2.金属-半导体结二极管的工作原理

### (1)逸出功

在金属或半导体中的电子,由于受到原子核的作用,要使他们脱离金属或半导体的束缚成为体外的自由电子,就必须作功。从能级的观点来看,金属或半导体内电子的绝大多数比体外电子处于较低的能级,因此要使这样的电子离开金属或半导体,必须供给能量。这个能量相当于电子离开原子所需的电离能。

实际上,由于热运动的缘故,在一般温度下总有小部分电子具有足够的能量逸出体外而形成所谓热电子发射。热电子发射随温度增加而增加,它们的关系服从如下的规律:

$$\text{发射热电子数} \propto e^{-W/kT}$$

式中, $k$ 是玻耳兹曼常数,其值为 $1.38 \times 10^{-23}$ 焦耳/K; $T$ 是绝对温度; $W$ 标志物体对电子束缚的强弱,决定于物体的性质和表面情况,我们称之为逸出功,或者叫功函数。显然,逸出功越大,电子越不容易离开物体。纯金属的逸出功在2~5电子伏特之间。

可以证明<sup>①</sup>,物体的逸出功等于体外静止电子的能量与该物体费米能级之差。例如,图1-2-2(a)表示金属-真空交界面的能带分布。图中, $E_{CM}$ 是金属的导带底; $E_{FM}$ 是金属的费米能级,它远在 $E_{CM}$ 之上; $E_0$ 表示真空中静止电子的能量;则逸出功为

$$W_M = E_0 - E_{FM}$$

对于图1-2-2(b)所示的半导体能带分布,逸出功为

$$W_S = E_0 - E_{FS}$$

图中, $E_{FS}$ 表示半导体的费米能级; $E_{CS}$ 表示半导体的导带底; $E_{VS}$ 表示半导体的价带顶。

### (2)金属-半导体结的能带结构

假定金属和一块N型半导体接触。这里所说的接触是指它们之间的距离只有原子大小的数量级(几个埃)。图1-2-2表示它们接触前的能带结构。由图可见,在接触前,半导体的费米能级高于金属的费米能级,或者说,半导体的逸出功小于金属的逸出功,即 $W_S < W_M$ 。这种费米能级的差别意味着电子密度分布的不同,即金属内部和半导体导带相对应的那部分能级上,电子密度要小于半导体的导带电子密度。因此,当它们一旦接触后,电子就从半导

<sup>①</sup>见黄昆、谢希德著《半导体物理学》,257页,科学出版社,1958年。



体向金属扩散,因而使金属带上负电荷,半导体带正电荷。由于金属是理想导体,负电荷只能分布在表面原子大小的一薄层内;而对于N型半导体来说,施主型的杂质原子失去电子成为正离子,由于掺杂浓度有限,这些正离子必须分布在“相当厚”的薄层内,从而形成如图1-2-3(a)所示的电荷分布。在分布有正离子的空间电荷区内,载流子浓度几乎等于零,因此形成高阻的耗尽层,或者叫阻挡层。

正负空间电荷的存在产生内建电场 $E_i$ ,我们运用一维泊松方程

$$\epsilon \frac{dE}{dx} = \rho \quad (1-2-1)$$

求电场强度。式中 $\rho$ 是电荷密度。对于均匀掺杂的N型半导体,假定掺杂浓度为 $N_D$ ,则

$$\rho = eN_D. \quad (1-2-2)$$

式中 $e$ 是电子电荷。将式(1-2-2)代入式(1-2-1),得到

$$\epsilon \frac{dE}{dx} = eN_D.$$

由此求得电场分布为

$$E_i(x) = \frac{eN_D}{\epsilon}(x - W_0). \quad (1-2-3)$$

式中, $W_0$ 是耗尽层宽度; $\epsilon$ 是半导体介电常数。电场分布如图1-2-3(b)所示。

运用电场和电位的关系式

$$\Phi(x) = - \int E_i(x) dx,$$

求得对应的电位分布为

$$\Phi(x) = - \frac{eN_D}{2\epsilon}(x - W_0)^2. \quad (1-2-4)$$

其曲线如图1-2-3(c)所示,是一条抛物线。

对于电子来说,电位的符号应和 $\Phi(x)$ 相反,这意味着半导体耗尽层内的能带应该如图1-2-4(a)所示的那样向上弯曲。这个向上弯曲的能带对电子形成一个势垒,它阻止电子进一步由半导体向金属扩散。这个势垒就是通常所说的肖特基表面势垒。令 $x = 0$ ,则由式(1-2-4)得到

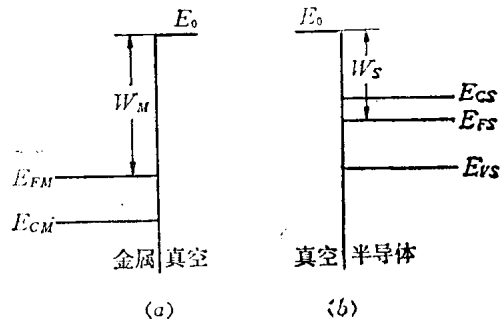


图1-2-2 逸出功和费米能级的关系

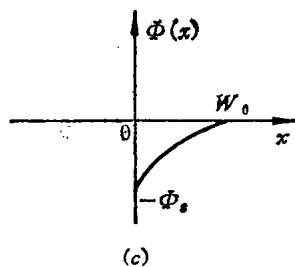
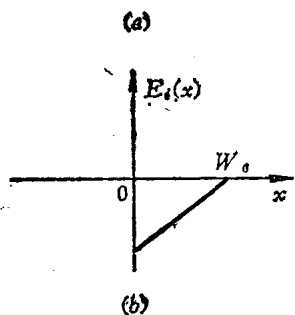
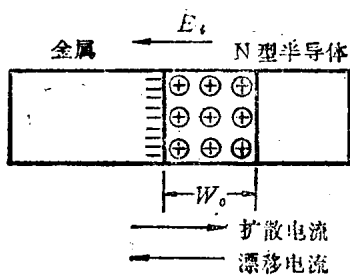


图1-2-3 金属-半导体结的电荷、电场和电位分布  
(a)电荷分布;(b)电场分布;  
(c)电位分布。

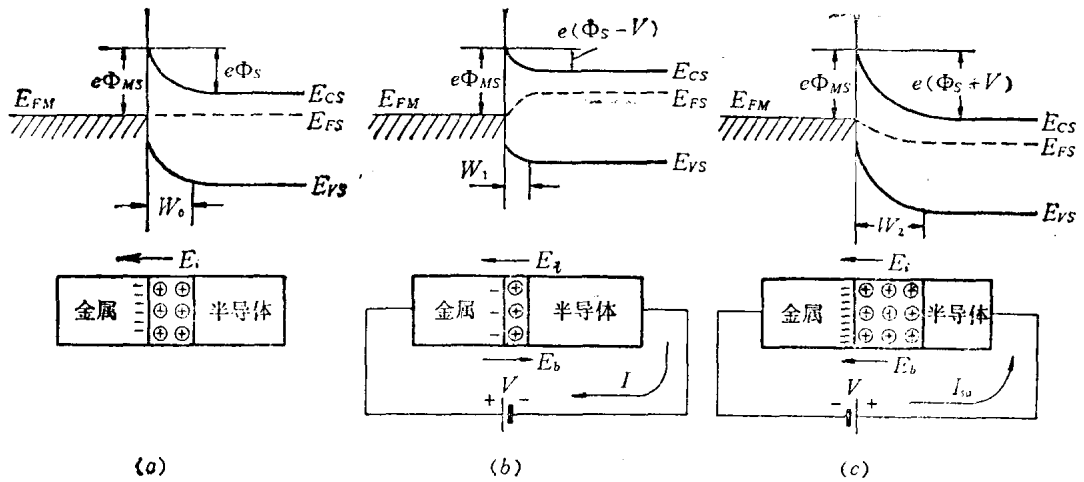


图1-2-4 金属-半导体结在外加电压作用下的情况

(a)不加偏压; (b)加正向偏压; (c)加反向偏压。

$$\Phi_S = -\frac{e N_D W_0^2}{2 \epsilon} \quad (1-2-5)$$

$\Phi_S$  叫做内建电位差或接触电势差, 它和逸出功的关系为

$$\Phi_S = \frac{1}{e}(W_M - W_S) \quad (1-2-6)$$

由式(1-2-5)可见,  $\Phi_S$  与耗尽层宽度  $W_0$  的平方成正比。

对于金属中的电子来说, 也存在一个势垒  $\Phi_{MS}$ (图 1-2-4(a)), 它阻止电子从金属流向半导体。但是, 由于热运动的缘故, 总有少量电子会越过势垒跌入空间电荷区, 在内建电场的作用下向半导体漂移过去, 形成漂移电流。漂移电流的大小和  $\Phi_{MS}$  及工作温度有关。 $\Phi_{MS}$  决定于金属和半导体的性质, 叫做金属-半导体势垒高度。

随着表面势垒的形成, 由半导体向金属扩散的电子流逐渐减小; 当扩散电流和反向漂移电流相等时, 流过金属-半导体结的净电流等于零, 就达到热力学平衡状态。从能带结构来看, 在平衡状态下, 半导体的费米能级和金属的费米能级应处在同一水平上。

现在我们再来看一下金属-半导体结在外电压作用下的情况。

图 1-2-4(a) 表示的是没有外加电压作用时的情况。这时耗尽层宽度为  $W_0$ , 内建电位差为  $\Phi_S$ 。

图 1-2-4(b) 表示外加正向偏压(金属接正极, 半导体接负极)的情况。由于耗尽层是 high 阻区, 外加电压几乎全部降在这里, 因而产生外加电场  $E_b$ 。由图可见,  $E_b$  和内建电场  $E_i$  方向相反, 因此使总电场削弱, 维持这一电场所需的电荷数亦相应地减少。结果是耗尽层变薄( $W_1 < W_0$ ), 表面势垒的高度降低。在这种情况下, 半导体导带中的电子比较容易地越过势垒流向金属, 从而使正向扩散电流大大地增加。从能带结构来看, 半导体接负电位使整个能带随同费米能级升高了  $eV$  ( $V$  是外加电压), 因此表面势垒高度变为  $e(\Phi_S - V)$ , 半导体的

费米能级  $E_{FS}$  较金属的费米能级  $E_{FM}$  升高了  $eV$ 。与此同时，由于  $\Phi_{MS}$  不随外加电压而变化，因此反向漂移电流不变。总的结果是，正向偏置时在电路中流过很大的正向电流  $I$ 。

图 1-2-4(c) 表示对金属-半导体结加反向偏压的情况。这时候，由于外加电场和内建电场方向一致，使总电场增强，因而空间电荷数增加，耗尽层变厚 ( $W_2 > W_0$ )，表面势垒升高。由于表面势垒升高，半导体导带中的电子不易越过势垒流向金属，因此正向电流减小，甚至在较小的反向偏压下就等于零。另一方面，由于  $\Phi_{MS}$  不变，反向漂移电流仍旧维持原来的数值。总的结果是，在反向偏置时电路中流过小的反向电流  $I_{sa}$ 。这时候，能带的移动和正向偏置时相反，表面势垒的高度增加为  $e(\Phi_S + V)$ ，半导体的费米能级较金属的费米能级降低  $eV$ 。

综上所述，金属-半导体结二极管在外电压作用下表现出单向导电特性：在正向，表现为小电阻，流过大的电流；在反向，表现为大电阻，流过小的电流。因此它可以作为非线性电阻。

必须注意的是，所有上述结果都是在金属逸出功大于 N 型半导体逸出功的条件下得到的。如果金属的逸出功小于 N 型半导体的逸出功，或者与金属接触的不是 N 型半导体而是 P 型半导体，情况将会怎样呢？图 1-2-5 表示金属和逸出功不同的 N 型和 P 型半导体接触的四种情况。

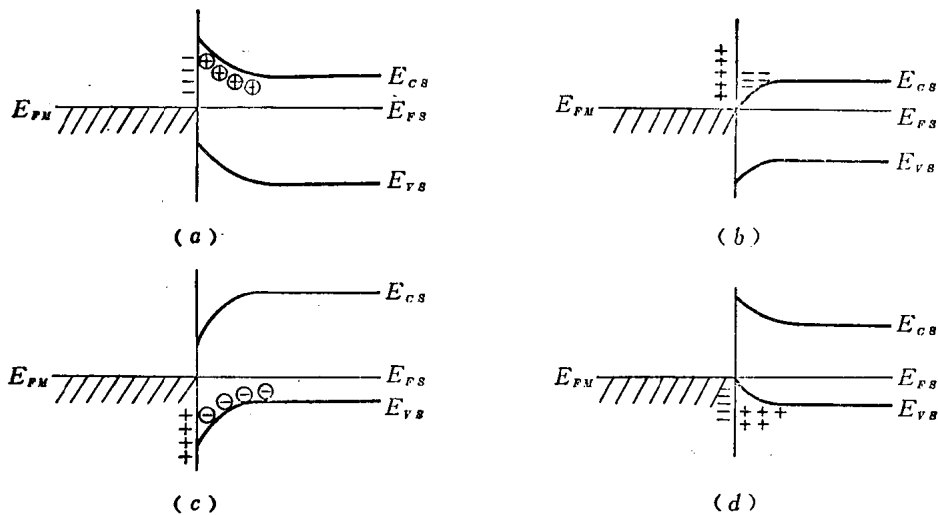


图 1-2-5 金属和不同逸出功的半导体接触

- (a) 金属-N型半导体接触 ( $W_M > W_S$ )；(b) 金属-N型半导体接触 ( $W_M < W_S$ )；  
 (c) 金属-P型半导体接触 ( $W_M < W_S$ )；(d) 金属-P型半导体接触 ( $W_M > W_S$ )。

当金属和 N 型半导体接触，而  $W_M < W_S$  时 (图 1-2-5(b))，电子将从金属流向半导体，从而在半导体表面形成电子积累层，表现出高电导特性。这种接触由于不存在表面势垒，当然不能作为非线性电阻，但可作为半导体和金属电极之间的欧姆接触。

当金属和 P 型半导体接触时，也可以形成空穴的耗尽层 (图 1-2-5(c))，或者空穴的积累层 (图 1-2-5(d))，但金属和 P 型半导体之间逸出功的关系和 N 型半导体时相反。

虽然 P 型半导体及 N 型半导体和金属接触都有可能形成表面势垒，但在实际制作二极管时，由于电子比空穴具有较高的迁移率，容易获得优良的特性，因此都采用 N 型半导体。

以上分析基于一种简化的理想情况。实际上，在半导体表面，由于晶格突然中断，共价键发生破裂，表面原子之间，以及邻近表面的原子之间的相互作用不同于半导体内部，因而电子可以处于一些和半导体内部不同的能量状态，这种特殊的能量状态我们称之为表面能态。与表面能态相应的能级可能出现在禁带之中，具有施主或受主的性质，比较容易放出或吸收电子，使半导体表面带上电荷。因此，当半导体单独存在时，其邻近表面的能带就会向上或向下弯曲。当它和金属接触时，表面势垒的形成将和表面能态的性质（施主型或受主型）及密度有关，而不完全决定于逸出功。因此，无论在理论上还是在实践中，我们都必须注意到存在表面能态这样一个问题。

### 3. 金属-半导体结二极管的特性

#### (1) 伏安特性

前面我们已定性地介绍了金属-半导体结二极管的单向导电特性，描述这种特性的最好方式是伏安特性表示式。

如前所述，在热平衡状态下，扩散电流等于漂移电流。这个电流决定于越过势垒的电子数及其垂直于接触表面的法向速度。根据简化的热电子发射理论，在平衡状态下，由半导体流向金属的电子流密度为

$$J_{sm}(0) = ev_n n_0 e^{-e\Phi_{MS}/kT}. \quad (1-2-7)$$

式中， $v_n$  是电子垂直于表面的法向速度； $e$  是电子电荷； $n_0 e^{-e\Phi_{MS}/kT}$  是单位空间内具有足够能量越过势垒的电子数。这里  $e\Phi_{MS}$  相当于金属-半导体的逸出功； $n_0$  是电子密度。

由金属流向半导体的电子流密度的大小与此相等而方向相反

$$J_{ms}(0) = -ev_n n_0 e^{-e\Phi_{MS}/kT}. \quad (1-2-8)$$

当外加电压为  $V$  时，半导体中费米能级相应地改变  $eV$ ，费米能级与表面势垒最高点的距离由  $e\Phi_{MS}$  改变为  $e(\Phi_{MS} - V)$ 。因此，由半导体流向金属的电子流密度改变为

$$J_{sm}(V) = ev_n n_0 e^{-e(\Phi_{MS}-V)/kT}. \quad (1-2-9)$$

但是，由金属流向半导体的电子流与外加电压无关

$$J_{ms}(V) = J_{ms}(0).$$

因此，在外加偏压的情况下，流过二极管的电子流密度为

$$\begin{aligned} J(V) &= J_{sm}(V) + J_{ms}(0) = ev_n n_0 e^{-e(\Phi_{MS}-V)/kT} - ev_n n_0 e^{-e\Phi_{MS}/kT} \\ &= ev_n n_0 e^{-e\Phi_{MS}/kT} (e^{eV/kT} - 1) = J_{sa} (e^{eV/kT} - 1). \end{aligned} \quad (1-2-10)$$

流过二极管的电流等于电流密度乘以结面积  $A$ ，所以

$$I(V) = AJ(V) = AJ_{sa} (e^{eV/kT} - 1) = I_{sa} (e^{eV/kT} - 1). \quad (1-2-11)$$

式中,  $I_{sa}$  叫反向饱和电流。它决定于金属-半导体结的性质和温度, 与外加电压几乎无关。

在上面的讨论中, 我们没有考虑量子力学效应。如果考虑这种效应(有关这个问题的讨论请参阅半导体物理学方面的专门著作), 对式(1-2-11)所示的伏安特性应作某些修正。

根据实际测量的结果, 金属-半导体结的伏安特性可用下式表示

$$I = I_{sa}(e^{eV/nkT} - 1). \quad (1-2-12)$$

式中,  $n$  叫斜率参数。它决定于制造工艺, 其数值在 1~2 之间。当金属-半导体界面非常纯净无任何缺陷时,  $n \approx 1$ 。通常令  $e/nkT = \alpha$ , 所以

$$I = I_{sa}(e^{\alpha V} - 1). \quad (1-2-13)$$

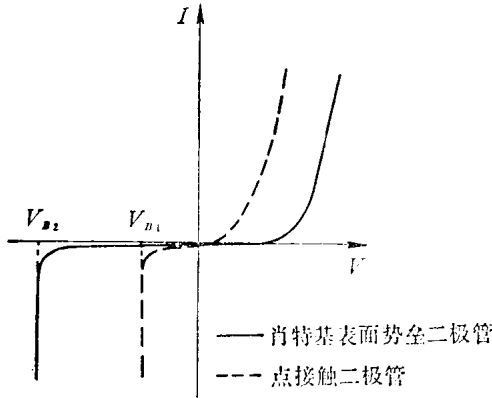


图1-2-6 金属-半导体结二极管的伏安特性

图1-2-6表示金属-半导体结二极管的伏安特性。由图可见, 二极管正向电流很大, 反向电流趋于很小的饱和值  $I_{sa}$ ; 但当反向电压

等于  $V_B$  时, 二极管发生击穿, 电流突然增大。  $V_B$  叫做反向击穿电压。

将式(1-2-12)对电压取导数, 可以求得结电阻的表示式

$$R_j = \frac{1}{dI/dV} = \frac{nkT e^{-eV/nkT}}{eI_{sa}} = \frac{1}{I_{sa} \alpha} e^{-\alpha V}. \quad (1-2-14)$$

因为

$$I_{sa} e^{eV/nkT} = I_{sa} (e^{eV/nkT} - 1) + I_{sa} = I + I_{sa},$$

所以结电阻又可以表示为

$$R_j = \frac{nkT}{e(I + I_{sa})}. \quad (1-2-15)$$

## (2) 势垒电容

金属-半导体结和 PN 结相似, 势垒区相当于一个容纳有正负电荷的电容, 这个电容叫做势垒电容或阻挡层电容。下面我们来计算这个电容的大小。

耗尽层内总的空间电荷数为

$$Q_s = e N_D W_0 A. \quad (1-2-16)$$

将式(1-2-5)中的  $W_0$  代入上式, 得到

$$Q_s = A \sqrt{2 \epsilon e N_D \Phi_s}. \quad (1-2-17)$$

当外加正电压为  $V$  时, 内建电位差改变为  $(\Phi_s - V)$ , 因此式(1-2-17)改变为

$$Q_s = A \sqrt{2 \epsilon e N_D (\Phi_s - V)}. \quad (1-2-18)$$

将上式对电压取导数，得到势垒电容为

$$C_j = \frac{dQ_s}{dV} = A \sqrt{\frac{\epsilon \epsilon N_D}{2(\Phi_s - V)}} \quad (1-2-19)$$

对于金属-半导体结二极管来说，因为不存在少数载流子储存产生的扩散电容，势垒电容就是结电容。

由式(1-2-19)可见，金属-半导体结二极管具有非线性电容特性，因此亦可以作为变容管应用于参放、倍频或上变频等方面。

### (3) 等效电路和参数

以上我们讨论了金属-半导体结二极管的变电阻和变电容器特性，表征这两个特性的参数是结电阻 $R_j$ 和结电容 $C_j$ 。实际的金属-半导体结二极管除金属-半导体结外，还包括引线，封装管壳等等。因此，完整的等效电路应如图1-2-7所示。除 $R_j$ 、 $C_j$ 外，对图中所示的其它几个参数说明如下：

(i) 串联电阻 $R_s$   $R_s$ 包括外延层电阻(耗尽层除外)，衬底电阻以及欧姆接触电阻。其数值决定于半导体材料的性质、外延层的厚度、结面积的大小和欧姆接触的好坏。通常为几欧姆到十几欧姆。

(ii) 引线电感 $L_s$   $L_s$ 主要决定于引线的形状和尺寸。通常为零点几毫微亨。

(iii) 管壳电容 $C_p$   $C_p$ 包括引线分布电容及两电极之间的杂散电容。通常为零点几微微法。

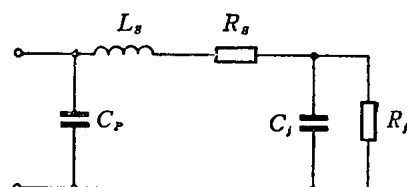


图1-2-7 金属-半导体结二极管的等效电路

$R_j$ 、 $C_j$ 叫做二极管的结参数， $R_s$ 、 $L_s$ 和 $C_p$ 叫做寄生参数。这些参数并不能直观地表示二极管的使用特性，特别是动态特性。因此，生产厂家往往并不给出这些参数，而是用另外一些参数表示二极管的实际使用特性。这些参数主要有以下几个：

(i) 变频损耗 当二极管作混频管使用时，我们将输入到二极管的微波功率和输出中频功率之比定义为变频损耗，用以表征二极管实现频率变换的能力。正如下一节分析所表明的，变频损耗不仅决定于二极管的特性，而且和混频器电路形式有关，因此有关这一参数的分析和计算留待以后讨论。

(ii) 噪声温度比 二极管的噪声温度比定义为二极管的总输出噪声功率与其等效电阻的热噪声功率之比，这个等效电阻等于二极管的总电阻 $R_s + R_j$ 。二极管的噪声温度比有时也叫做噪声比。

二极管的噪声源包括三部分，即散弹噪声、热噪声和闪烁噪声。下面分别讨论这三部分噪声。

二极管的散弹噪声起源于载流子运动的随机性，它和二极管电流有关。我们可以用一个噪声电流源和结电阻 $R_j$ 并联来表示。根据统计力学，可以导出噪声电流的均方值为

$$\overline{i_{sh}^2} = 2 e I_D B \quad (1-2-20)$$

① 这里 $C_j$ 为电容量，因此不考虑微分后的负号。

式中,  $B$  是噪声带宽;  $I_D$  是产生散弹噪声的电流。上式叫做肖特基公式。

因为反向饱和电流以及抵消反向饱和电流的那部分正向电流也同样产生散弹噪声, 所以在计算散弹噪声时应计及这两部分电流, 即

$$I_D = I + 2 I_{sa}. \quad (1-2-21)$$

式中,  $I$  是工作点电流。

第二个噪声源是热噪声。它是由串联电阻  $R_s$  产生的。我们可以用一个内阻为  $R_s$  的噪声电压源来表示它。根据统计力学, 求得噪声电压的均方值为

$$\overline{v_n^2} = 4kTBR_s. \quad (1-2-22)$$

上式叫做奈奎斯特公式。

现在求这两个噪声源串联时的输出噪声功率。如图 1-2-8 (a) 所示, 一个电压源和一个电流源串联。为了便于计算, 我们首先将电流源变换为等效电压源 (图 1-2-8 (b))。均方电压为

$$\overline{v_{sh}^2} = \overline{i_{sh}^2} R_j^2.$$

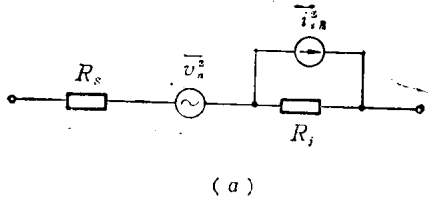
将式 (1-2-15)、(1-2-20) 和 (1-2-21) 代入上式, 得到

$$\begin{aligned} \overline{v_{sh}^2} &= 2eB(I + 2I_{sa}) \frac{n^2 k^2 T^2}{e^2 (I + I_{sa})^2} \approx \frac{2n^2 k^2 T^2 B}{e(I + I_{sa})} \\ &= 2nkTBR_j \quad (I \gg I_{sa}). \end{aligned} \quad (1-2-23)$$

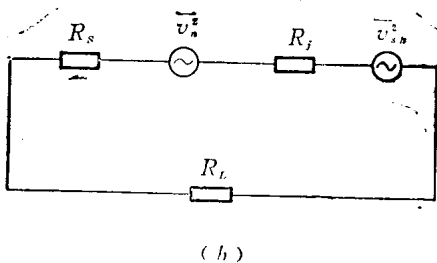
这两个噪声电压源是不相关的, 可以直接相加求得总的均方噪声电压为

$$\overline{v_{\Sigma n}^2} = \overline{v_{sh}^2} + \overline{v_n^2} = 4kTBR_s +$$

$$2nkTBR_j = 4kTB(R_s + \frac{n}{2}R_j).$$



当负载电阻  $R_L$  等于噪声源内阻  $R_s + R_j$  时, 噪声源给出功率为



$$P_n = \frac{\overline{v_{\Sigma n}^2}}{4(R_s + R_j)} = \frac{(R_s + \frac{n}{2}R_j)kTB}{(R_s + R_j)}.$$

$$(1-2-24)$$

第三个噪声源是闪烁噪声。这种噪声的起因目前还不十分清楚, 一般认为和半导体制造工艺及表面处理情况有关。它的特点是功率谱和频率成反比, 即

$$P(f) = \frac{B_x}{f}. \quad (1-2-25)$$

图1-2-8 混频二极管的噪声等效电路

式中,  $B_x$  是一常数, 决定于二极管的工作电流及半导体性质。测量结果表明,  $B_x$  几乎与工作电流成正比。由上式可见, 闪烁噪声只是在频率较低的范围才有显著的影响。因此, 只有当二极管用于检波时才计入这项噪声, 作为混频使用时(中频在几十兆赫以上)可以不加考虑。这也是超外差接收比直接检波式接收具有较高灵敏度的重要原因。

假定噪声频带的带边频率为  $f_1$  和  $f_2$ , 将式(1-2-25)在此频率范围内积分, 得到工作频带内输出闪烁噪声功率为

$$P_f = B_x \ln \frac{f_2}{f_1}. \quad (1-2-26)$$

二极管总输出噪声功率应该是以上三种噪声功率之和

$$P_{\Sigma n} = \frac{\frac{n}{2} R_j + R_s}{R_j + R_s} kTB + B_x \ln \frac{f_2}{f_1}. \quad (1-2-27)$$

二极管的等效电阻为  $(R_s + R_j)$ , 其输出热噪声功率为  $kTB$ 。根据定义, 二极管的噪声温度比等于总输出噪声功率除以  $kTB$ 。于是, 由式(1-2-27)得到

$$t_D = \frac{\frac{n}{2} R_j + R_s}{R_j + R_s} + \frac{B_x}{kTB} \ln \frac{f_2}{f_1}. \quad (1-2-28)$$

图 1-2-9 表示一检波二极管噪声温度比与频率的关系。由图可见, 当频率低于 500 千赫时, 闪烁噪声才有显著的影响。

当二极管用于混频时, 中频一般在几十兆赫以上, 闪烁噪声可以略去。因此混频二极管的噪声温度比为

$$t_x = \frac{\frac{n}{2} R_j + R_s}{R_j + R_s}. \quad (1-2-29)$$

若  $R_s$  很小,  $R_j \gg R_s$ , 则上式简化为

$$t_x \approx \frac{n}{2}.$$

在理想情况下,  $n \approx 1$ , 因此

$$t_x \approx \frac{1}{2}.$$

由此可见, 混频二极管的最小噪声温度比为 1/2。

### (iii) 整流电流

对二极管加入 1 毫瓦微波功率所产生的直流电流叫做二极管的整流电流。整流电流的大小表示二极管单向导电特性的好坏。通常在 1~2 毫安范围内。

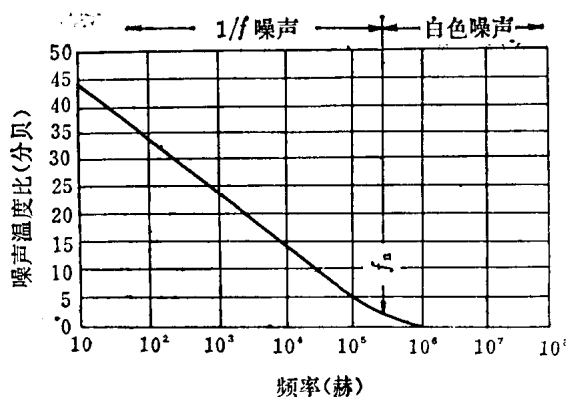


图1-2-9 砷化镓检波二极管的噪声温度比与频率的关系



#### (iv) 中频阻抗

当二极管加上额定的本振功率时，对指定的中频所呈现的阻抗叫做二极管的中频阻抗。肖特基表面势垒二极管的中频阻抗在200~600欧姆范围内。

生产厂家有时还给出其它一些参数，如噪声系数、烧毁能量、电压驻波比等。这些参数有的和测试系统有关，有的目前还没有规定统一的测试条件，这里不作介绍。

### 4. 金属-半导体结二极管的特点

和PN结二极管比较，金属-半导体结二极管具有如下特点：

(i) 它是一种完全依靠多数载流子(电子)工作的器件，消除了PN结二极管中存在的少数载流子储存效应以及与此相联系的反向恢复时间。因此可以在很高的频率下表现出良好的变阻特性。这是它能够用于混频和检波的主要原因。

(ii) 金属-半导体结二极管由金属和N型半导体组成，去掉了P型半导体，因而消除了P区电阻(空穴迁移率低，电阻高)以及与其相联结的欧姆接触电阻，可以获得更低的串联电阻 $R_s$ 。无论是作为变容管还是作为变阻管，这一点都有利于降低噪声系数。

(iii) 金属-半导体结二极管阻挡层较薄，反向击穿电压较PN结低，不能承受大的功率。

和点接触二极管比较，肖特基表面势垒二极管具有如下优点：

(i) 点接触二极管利用金属丝压接在半导体表面形成金属-半导体结，由于金属丝的压力常常破坏了晶体结构，形成晶体缺陷；同时由于接触面暴露在外，极易污染；所以它所形成的是不完善的肖特基势垒。其伏安特性的斜率参数 $n$ 偏离理想值较大，二极管噪声温度比较大。肖特基表面势垒二极管避免了这些缺点。

(ii) 制作肖特基表面势垒二极管时采用了外延技术，外延层很薄，衬底 $N^+$ 层杂质浓度高，电阻率低，因而串联电阻 $R_s$ 大大降低。通常肖特基表面势垒二极管的 $R_s$ 比点接触二极管低一个数量级，因此噪声性能有较大的改善。

(iii) 点接触二极管利用压接形成，压力不同，结的直径就不同，因此性能的一致性很差，不便于设计使用。肖特基表面势垒二极管利用光刻的办法控制结的直径，用蒸发的办法形成金属膜，结的直径和膜的厚度都能严格控制，因此性能一致性好，便于设计。

此外，肖特基表面势垒二极管反向击穿电压较点接触二极管高，比它更能承受机械的冲击，因此可靠性好。

由于上述种种原因，目前在微波混频和检波方面都尽可能采用肖特基表面势垒二极管。但是由于点接触工艺十分简便，利用这种工艺，结面积可以做得非常小，可以获得很高的截止频率(2000千兆赫)，因此，在毫米波以上的频率范围内，它仍占有一定的地位。

### \*5. 莫特势垒二极管

和古老的点接触二极管比较，肖特基表面势垒二极管虽然具有较为优良的特性。但是事物总是一分为二的，矛盾是普遍存在的。要继续提高肖特基表面势垒二极管的截止频率，即减少其 $R_s C_j$ 乘积，就暴露出这方面的矛盾。为了减小 $R_s$ ，一种办法是提高外延层的杂质浓度。但这样就会使阻挡层宽度变薄，阻挡层电容增加；同时反向击穿电压下降。另一种办法是增大结的面积，但这样也会导致结电容增加。从使用角度考虑，我们希望采用大的结面