

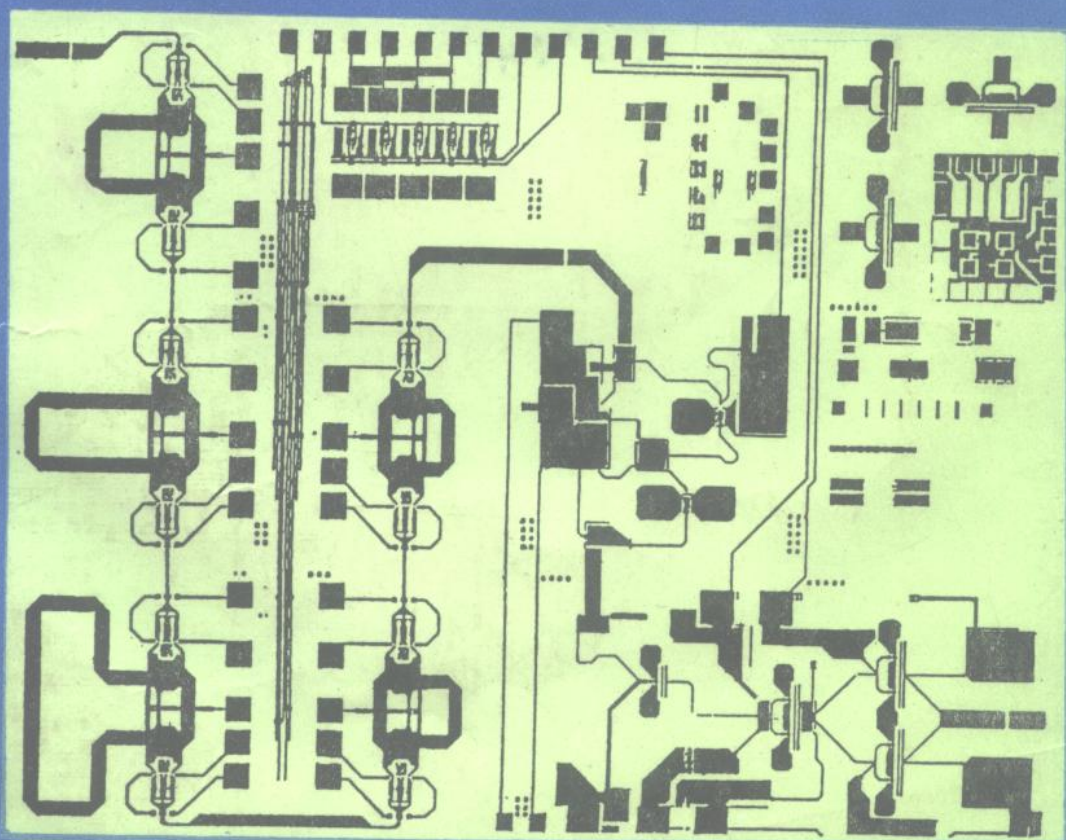


GH

高等学校 规划教材
工科电子类

微波固态电路

言 华



北京理工大学出版社

7-15
245

微波固态电路

言 华

北京理工大学出版社

内 容 简 介

本书系电子工业部工科电子类专业统编教材。主要介绍微波半导体器件及其组成的微波电路,以电路为主。内容包括:微波晶体管、微波放大器、振荡器、混频器、上变频器与倍频器、微波二极管负阻振荡器、微波控制电路等内容。书中各章均附有习题,可供选用。参考学时 64 学时。

本书吸取了前几本统编教材中的优点,并考虑当前微波器件和电路的发展,引入了一些新内容和分析方法。

图书在版编目(CIP)数据

微波固态电路/言华编著. -北京:北京理工大学出版社,1995

ISBN 7-81045-027-1

I. 微… I. 言… III. 微波电路:固态电路-教材 IV. T N710

中国版本图书馆 CIP 数据核字(95)第 06284 号

微波固态电路

言华

*

北京理工大学出版社出版发行

(北京市海淀区白石桥路 7 号)

(邮政编码 100081)

各地新华书店经售

北京地质印刷厂印刷

*

787×1092 毫米 16 开本 15 印张 362 千字

1995 年 6 月第一版 1995 年 6 月第一次印刷

印数:1—2500 册 定价 8.85 元

※图书印装有误,可随时与我社退换※

3100120

出版说明

根据国务院关于高等学校教材工作的规定,我部承担了全国高等学校和中等专业学校工科电子类专业教材的编审、出版的组织工作。由于各有关院校及参与编审工作的广大教师共同努力,有关出版社的紧密配合,从1978~1990年,已编审、出版了三个轮次教材,及时供给高等学校和中等专业学校教学使用。

为了使工科电子类专业教材能更好地适应“三个面向”的需要,贯彻国家教委《高等教育“八五”期间教材建设规划纲要》的精神,“以全面提高教材质量水平为中心。保证重点教材,保持教材相对稳定,适当扩大教材品种,逐步完善教材配套”,作为“八五”期间工科电子类专业教材建设工作的指导思想,组织我部所属的九个高等学校教材编审委员会和四个中等专业学校专业教学指导委员会,在总结前三轮教材工作的基础上,根据教育形势的发展和教学改革的需要,制订了1991~1995年的“八五”(第四轮)教材编审出版规划。列入规划的,以主要专业主干课程教材及其辅助教材为主的教材约300多种。这批教材的评选推荐和编审工作,由各编委会或教学指导委员会组织进行。

这批教材的书稿,其一是从通过教学实践、师生反映较好的讲义中经院校推荐,由编审委员会(小组)评选择优产生出来的,其二是在认真遴选主编人的条件下进行约编的,其三是经过质量调查在前几轮组织编写出版的教材中修编的。广大编者、各编审委员会(小组)、教学指导委员会和有关出版社,为保证教材的出版和提高教材的质量,作出了不懈的努力。

限于水平和经验,这批教材的编审、出版工作还可能有缺点和不足之处,希望使用教材的单位、广大教师和同学积极提出批评和建议,共同为不断提高工科电子类专业教材的质量而努力。

中国电子工业总公司教材办公室

前 言

本教材系按电子工业部工科电子类专业教材 1991~1995 年编审出版规划,由电磁场与微波技术教材编审委员会微波技术教材编审小组征稿并推荐出版。责任编委为王蕴仪。

本教材由天津大学言华担任主编,东南大学苗敬峰担任主审。

本课程的参考学时数为 64 学时,其主要内容是介绍微波半导体器件及其组成的微波各种电路,以电路为主。

全书共为六章,由于微波晶体管是一种多功能器件,应用范围涉及微波各种电路,故将其安排在第一章,以便与前修课《电子线路》课程能更好的衔接。其后分别阐述了微波放大器、振荡器、混频器、上变频器与倍频器、微波二极管负阻振荡器、微波控制电路等内容。本书各章中均对有关微波器件原理和特性作必要的介绍。对于微波非线性电路的分析方法,书中作了简要介绍,注重阐明物理概念和思路。微波集成电路和单片微波集成电路是当前迅速发展的新一代微波电路,其基本知识在第六章作了概括叙述。

本书吸取了前几本统编教材中的优点,并考虑当前微波器件和电路的发展,引入了一些新内容和分析方法。由于涉及的知识面较广,因此使用本教材时应注意了解学生的基础知识,根据教学要求,讲授所需内容。书中各章均附有习题,可供选用。

东南大学苗敬峰教授认真审阅了全部书稿,提供了宝贵的资料,并提出了许多指导性的意见。另外,在编写过程中还得到天津大学半导体教研室、微波技术教研室老师们的热情指导和帮助。编者在此表示诚挚的感谢。

由于编者水平有限,书中难免还存在不足之处,殷切希望广大读者批评指正。

编 者

1994 年 6 月于天津大学

目 录

第一章 微波晶体管电路

§ 1.1 引言	(1)
§ 1.2 硅微波双极晶体管	(1)
1.2.1 微波双极晶体管的特征频率	(1)
1.2.2 双极晶体管的等效电路和参数	(3)
1.2.3 双极晶体管的噪声	(4)
§ 1.3 微波场效应晶体管	(6)
1.3.1 微波场效应晶体管的结构和工作原理	(6)
1.3.2 管芯等效电路和性能参数	(8)
1.3.3 MESFET 的噪声	(10)
§ 1.4 异质结双极晶体管和高电子迁移率晶体管	(11)
1.4.1 异质结的能带图	(11)
1.4.2 高电子迁移率晶体管	(12)
1.4.3 异质结双极晶体管	(14)
1.4.4 HEMT 和 HBT 的等效电路	(15)
§ 1.5 小信号微波晶体管放大器的分析	(17)
1.5.1 微波晶体管的 S 参数	(18)
1.5.2 微波晶体管放大器的增益	(18)
1.5.3 微波晶体管放大器的稳定性	(21)
§ 1.6 微波晶体管放大器的噪声参量	(26)
1.6.1 有源二端口网络噪声系数的一般表达式	(26)
1.6.2 等噪声系数圆	(28)
§ 1.7 小信号微波晶体管放大器的设计	(29)
1.7.1 高增益放大器的设计	(29)
1.7.2 低噪声放大器的设计	(35)
1.7.3 匹配网络的形式	(36)
1.7.4 宽带放大器	(38)
1.7.5 微波小信号晶体管放大器 CAD 方法简介	(42)
§ 1.8 微波晶体管功率放大器	(44)
1.8.1 晶体管功率放大器的设计	(45)
§ 1.9 微波晶体管振荡器	(50)
1.9.1 晶体管三端口 S 参数特性	(51)
1.9.2 振荡和稳定的条件	(51)
1.9.3 振荡器的设计	(52)
1.9.4 介质谐振器稳频 FET 振荡器	(54)
习题	(58)
主要参考资料	(60)

第二章 微波混频器

§ 2.1 引言	(61)
§ 2.2 肖特基势垒二极管	(61)
2.2.1 金属-半导体结	(61)
2.2.2 金属-半导体结二极管的特性	(63)
2.2.3 梁式引线肖特基势垒二极管	(66)
§ 2.3 非线性电阻的混频原理	(69)
§ 2.4 微波混频器的基本电路	(71)
2.4.1 微波混频器的电路形式	(71)
2.4.2 微波单端混频电路	(71)
2.4.3 微波平衡混频器	(73)
2.4.4 微波双平衡混频器	(76)
§ 2.5 微波混频器的理论分析	(79)
2.5.1 混频器的时域和频域方程	(79)
2.5.2 微波混频器小信号等效网络	(81)
2.5.3 微波混频器的大信号分析	(83)
§ 2.6 变频损耗	(84)
2.6.1 频率变换损耗的计算	(84)
2.6.2 镜像回收混频器	(85)
§ 2.7 混频器的噪声	(86)
2.7.1 混频器的噪声系数	(86)
2.7.2 混频器-中放组件的噪声系数	(88)
§ 2.8 毫米波混频及谐波混频	(90)
2.8.1 毫米波集成平衡混频器	(90)
2.8.2 分谐波混频器	(92)
2.8.3 谐波混频器	(93)
§ 2.9 微波 MES FET 混频器	(95)
2.9.1 单栅 FET 混频器	(95)
2.9.2 单栅 FET 混频电路	(98)
2.9.3 双栅 FET 混频器	(98)
习题	(100)
主要参考资料	(102)

第三章 微波上变频器与倍频器

§ 3.1 引言	(103)
3.1.1 上变频器与倍频器的应用	(103)
§ 3.2 微波变容二极管	(103)
3.2.1 微波变容管的结构	(104)
3.2.2 变容管的主要参数	(104)
§ 3.3 非线性电容的变频效应	(106)
3.3.1 泵浦电压作用下的结电容	(106)
3.3.2 非线性电容中的能量关系	(107)
§ 3.4 变容管上变频器的分析方法	(110)
3.4.1 电荷分析法	(110)
§ 3.5 微波上变频器电路	(112)

3.5.1	变容管上变频器电路	(112)
3.5.2	微波晶体管上变频器电路	(113)
§ 3.6	变容管倍频器	(116)
3.6.1	变容管倍频器的分析	(116)
3.6.2	变容管大信号方程	(118)
3.6.3	变容管倍频器电路	(120)
§ 3.7	阶跃恢复二极管倍频器	(120)
3.7.1	阶跃恢复二极管的特性	(120)
3.7.2	阶跃管倍频器电路原理及分析	(122)
3.7.3	阶跃管倍频器的设计	(130)
3.7.4	阶跃管倍频器举例	(131)
§ 3.8	微波晶体管倍频器	(132)
3.8.1	FET 倍频原理	(132)
3.8.2	晶体管倍频器电路	(133)
	习题	(134)
	主要参考资料	(135)
	附录	(137)

第四章 微波二极管负阻振荡管

§ 4.1	引言	(140)
§ 4.2	雪崩渡越时间二极管	(140)
1.2.1	雪崩渡越时间二极管工作原理	(140)
1.2.2	雪崩管的等效阻抗	(142)
1.2.3	雪崩管实用结构	(144)
§ 4.3	转移电子器件 体效应管	(146)
4.3.1	体效应管的工作原理	(146)
4.3.2	高场畴的形成	(148)
4.3.3	GaAs 体效应器件的 $I-V$ 特性与工作模式	(150)
4.3.4	体效应管的等效电路	(152)
§ 4.4	负阻振荡器的一般理论	(152)
4.4.1	负阻振荡器的起振条件和平衡条件	(153)
4.4.2	振荡器工作点的稳定性	(155)
4.4.3	调谐过程中的滞后现象	(158)
§ 4.5	负阻振荡器的基本电路	(159)
4.5.1	微带型振荡器	(159)
4.5.2	介质谐振器负阻振荡器	(160)
§ 4.6	注入锁相	(163)
4.6.1	注入锁相原理	(163)
§ 4.7	负阻振荡器的频率调谐	(166)
§ 4.8	负阻振荡器的调频和调幅噪声	(168)
§ 4.9	固态微波功率合成技术	(170)
	习题	(174)
	主要参考资料	(175)

第五章 微波控制电路

§ 5.1	引言	(176)
-------	----	-------

§ 5.2 PIN 管的基本特性	(176)
5.2.1 PIN 结的特性与外加偏压的关系	(177)
5.2.2 PIN 管的等效电路	(179)
§ 5.3 微波开关	(182)
5.3.1 单刀单掷开关	(182)
5.3.2 单刀多掷开关	(187)
5.3.3 毫米波 PIN 管开关	(189)
5.3.4 开关时间和功率容量	(189)
5.3.5 MES FET 微波开关	(193)
§ 5.4 电调衰减器	(196)
5.4.1 PIN 二极管衰减器	(196)
5.4.2 FET 衰减器	(200)
§ 5.5 电压控制移相器	(201)
5.5.1 加载线型移相器	(201)
5.5.2 反射型移相器	(204)
5.5.3 开关网络移相器	(206)
5.5.4 平衡式移相器	(207)
习题	(209)
主要参考资料	(210)
第六章 微波集成电路	
§ 6.1 引言	(211)
§ 6.2 微波集成电路的元件和材料	(211)
6.2.1 基片材料	(211)
6.2.2 无源元件	(212)
§ 6.3 单片微波集成电路的元件和材料	(214)
6.3.1 基片材料	(214)
6.3.2 MMIC 中的无源元件	(214)
6.3.3 有源器件	(217)
§ 6.4 微波集成电路的制造工艺	(218)
6.4.1 微波集成工艺流程简述	(218)
6.4.2 微波集成电路制造工艺	(218)
6.4.3 单片微波集成电路制造工艺	(219)
§ 6.5 MMIC 的设计	(222)
§ 6.6 单片微波集成电路举例	(224)
§ 6.7 MMIC 的计算机辅助设计	(227)
6.7.1 元件模型	(227)
6.7.2 灵敏度分析和优化	(228)
习题	(229)
主要参考资料	(229)

第一章 微波晶体管电路

§ 1.1 引言

微波固态电路的发展与微波器件的发展有着密切的关系。自 1948 年肖克莱等人 (Shockley, Bardeen) 发明双极晶体管 (BJT) 及 1952 年提出结型场效应管 (JFET) 以后, 硅双极晶体管应用于微波领域, 从几百兆赫 (UHF) 到 S 波段 (2~4GHz), 直到 Ka 波段。70 年代以后 GaAs 单晶及其外延技术获得突破, GaAs 肖特基势垒栅场效应晶体管 (GaAs MES FET) 研制成功, 由于 GaAs 材料载流子迁移率高、禁带宽度大, 使器件具有高频率、低噪声、大功率等一系列优点, GaAs MES FET 几乎占领了微波应用的各个领域。例如从 C 波段以上, 直到毫米波段的低噪声宽带放大器及振荡器, 都用 GaAs FET 器件来实现, 这说明这种器件是很有发展前途的。一般情况, 在微波频率低端, 即 2GHz 以下, 采用双极晶体管为好, 因为在此频段, GaAs FET 不易实现匹配, 而其噪声系数仅比双极晶体管改善 0.2~0.3dB。此外, 双极晶体管在 X 波段与场效应管仍是竞争对手, 因为 80 年代初期先进工艺, 掺杂技术等已将双极晶体管的极间线条尺寸缩小到亚微米量级, 大大提高了器件的工作频率, 由此可见, 微波双极晶体管也在发展中。

进入 80 年代以来, 由于分子束外延 (MBE) 技术, 金属有机化学汽相淀积 (MOCVD) 技术的出现, 超薄外延层的厚度及杂质浓度得以精确控制, 使异质结器件迅速发展, 如由 AlGaAs/GaAs 异质结组成的新器件——高电子迁移率晶体管 (HEMT) 于 1980 年研制成功后, 短短几年内, 在微波性能方面就已赶上乃至超过了 GaAs MES FET。与此同时, AlGaAs/GaAs 或 InP/InGaAs 组成的异质结双极晶体管 (HBT) 也相继研制成功。目前这些新型微波器件, 工作频率都已进入毫米波领域。

微波晶体管的发展方向, 仍是朝着高频率、低噪声、大功率及高效率发展。当然, 由微波晶体管组成的电路, 发展方向与器件是一致的, 而且, 预测未来, 微波单片集成电路 (MMIC) 必然有更迅速的发展。

本章将概要叙述微波双极晶体管, 砷化镓肖特基势垒栅场效应管和高电子迁移率晶体管、异质结晶体管的基本原理、结构及特性, 在此基础上, 分析和设计放大器、振荡器等电路。

§ 1.2 硅微波双极晶体管^[4]

常用的微波双极晶体管是硅 NPN 型, 其工作原理和相应的低频器件相同。在此首先研究器件频率特性与什么因素有关。

1.2.1 微波双极晶体管的特征频率

我们知道特征频率 f_T 能全面地反映晶体管的高频放大性能。 $f_T \approx f|\beta|$ 这称为增益-带宽乘积 (β 为共发射极短路电流放大系数)。器件的工作频率与电流通过器件渡越时间有关, 从发

射极到集电极的时延 τ_{ec} 由四部分组成

$$\tau_{ec} = \tau_e + \tau_b + \tau_c + \tau_c' \quad (1-1)$$

式中 τ_{ec} ——发射极到集电极总的时延；
 τ_e ——发射极到基极结电容充电时间；
 τ_b ——基极区渡越时间；
 τ_c ——集电极区耗尽层渡越时间；
 τ_c' ——集电极电容充电时间。

由于发射极-基极结一般为正向偏置，故可忽略耗尽区的时间，由此，得到特征频率的表达式

$$\omega = \frac{1}{\tau}$$

$$\text{故得} \quad \frac{1}{\omega_T} = \frac{1}{\omega_e} + \frac{1}{\omega_b} + \frac{1}{\omega_c} + \frac{1}{\omega_c'} \quad (1-2)$$

$$\text{式中} \quad \omega_T = 2\pi f_T$$

式(1-1)中每一项的延迟时间受多项因数决定。如基极发射结在正向偏置时， τ_e 与 r_e 、 C_e 有关，

$$\tau_e = \frac{1}{\omega_e} \approx r_e C_e \quad (1-3)$$

式中 r_e ——发射结正向偏置时交流电阻；
 C_e ——发射结电容。

对微波器件，必须考虑基极-集电极结电容 C_c 和与基极相连的其他杂散电容 C_p ，于是可得

$$\frac{1}{\omega_e} = r_e (C_e + C_c + C_p) \quad (1-4)$$

代入交流电阻 r_e 的表达式

$$r_e = \frac{dv}{di} = \frac{1}{di/dv} \quad (1-5)$$

$$\text{式中} \quad i = I_E$$

$$\text{故得} \quad r_e \approx kT/qI_E$$

$$\tau_e = 1/\omega_e \approx (kT/qI_E)(C_e + C_c + C_p) \quad (1-6)$$

其中 k 是玻尔兹曼常数， T 是绝对温度。

基区渡越时间 τ_b 为

$$\tau_b = W_B^2/\eta D_{PB} \quad (1-7)$$

式中 W_B ——基区宽度；
 η ——包括基区不均匀掺杂分布有关的因子，均匀分布时， $\eta=2$ ；
 D_{PB} ——基区内少子扩散系数。

基极-集电极结，由于加反向偏置，载流子通过耗尽区的渡越时间与其宽度有关，即

$$\tau_c = \text{耗尽区宽度} / \text{载流子速度} = (X_c - W_B)/2v_s \quad (1-8)$$

对均匀掺杂单边突变结可近似推出

$$\tau_c \approx \frac{1}{2v_s} \left[\frac{2C(V_{CB} + \phi_{bi})}{qN_C} \right]^{1/2} \quad (1-9)$$

式中 ϕ_{bi} ——基极-集电极结内部的电位；
 V_{CB} ——基极-集电极间所加电压；

N_c ——集电极区掺杂浓度。

基极-集电极电容充电时间

$$\tau_c' = \frac{1}{\omega_c'} = r_c C_c \quad (1-10)$$

式中 r_c 为集电极电阻。

晶体管的增益-带宽积可表示为

$$f_T = \frac{1}{2\pi\tau_c} = \left\{ 2\pi \left[\frac{kT(C_c + C_c + C_p)}{qI_c} + \frac{W_B^2}{\eta D_{PB}} + \frac{X_c - W_B}{2v_s} \right] \right\}^{-1} \quad (1-11)$$

这里假定 $I_c = I_E$ 。

由此可见,特征频率 f_T 与晶体管的结构参数密切相关。对于小信号微波晶体管, τ_c 和 τ_b 在 τ_c 中占主要成分,它们对 f_T 的影响较大。为了提高 f_T ,应对微波晶体管的设计和工艺采取一些措施。

(1) 为了减小发射结延迟时间 τ_e ,在功率容量和可靠性允许的条件下,应尽量减小发射极面积。由于高频“集边效应”,发射极电流只集中在发射极的周界上,为了增加周长与面积之比,采用条带结构,如图 1-1 所示的交指型结构。发射极和基极均做成细长条,互相交叉成指状排列,再各自并联起来引出。这样使 C_p 、 C_c 减小,增大 f_T 。这种结构适用于小信号和小功率器件。此外,条带越窄,发射极面积下面对应的那块基区横向电阻也越小,基极串联电阻 r_b' 的减小,对器件噪声性能的改善也是有利的。

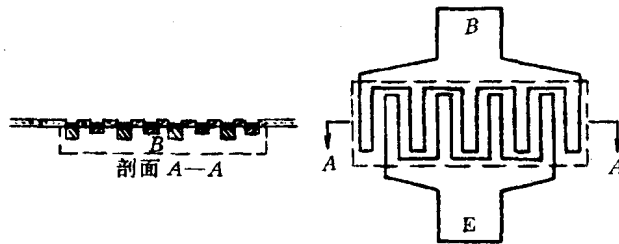


图 1.1 微波双极晶体管交指型结构示意图

对微波功率晶体管,发射极-基极结构还有覆盖型和网状型两种,可参看有关资料。

(2) 为减小基区渡越时间 τ_b ,可减小基区宽度 W_B ,电极尺寸受工艺水平限制,同时也影响器件的承受功率。另一种方法是恰当地选择基区掺杂浓度与梯度来实现漂移场,加速载流子的运动速度。

为了提高微波双极晶体管的特征频率,尽管采取了种种措施来减小基区宽度和发射极面积,但它总受到工艺条件的限制,因而微波双极晶体管的特征频率不可能很高。当要求频率更高时,微波场效应晶体管显得更加优越。

1.2.2 双极晶体管的等效电路和参数

微波双极晶体管管芯共发射极简化等效电路如图 1.2 所示。图中各元件参数说明如下:

(1) r_b' 是基极串联电阻。

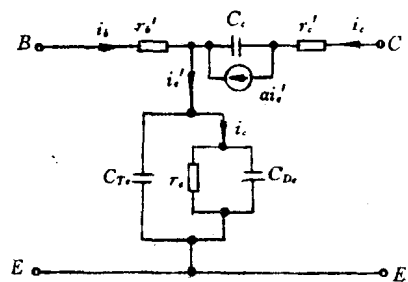


图 1.2 微波双极晶体管管芯共发射极简化等效电路

- (2) r_e 是发射结正向偏置交流电阻。
- (3) C_T 是发射结正向偏置的势垒电容。
 C_D 是发射结正向偏置的扩散电容。

(4) α 是集电极和基极交流短路时的电流传输系数

$$\alpha = \left. \frac{I_c}{I_e} \right|_{V_{cb}=0} \approx \frac{\alpha_0}{1 + j \frac{\omega}{\omega_a}} e^{-j\varphi(\omega)} \quad (1-12)$$

频率越高, 相位延迟越大。式中 ω_a 是共基极电流放大系数 α 的截止角频率。

- (5) C_c 主要是集电结反向偏置势垒电容。
- (6) r'_c 是集电极串联电阻。

根据晶体管共发射极单向化等效电路, 如图 1.3 所示, 可求得电路参数, $\text{Re}(Y_{in}) \approx 1/r'_b$, $\text{Re}(Y_{out}) \approx \omega_T C_c$, 求得电路增益为

$$G \approx \frac{\omega T}{4\omega^2 r'_b C_c} \quad (1-13)$$

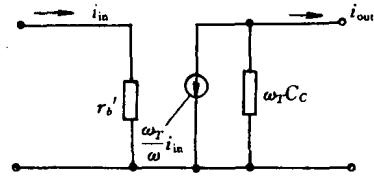


图 1.3 晶体管共发射极单向化等效电路

当 $G = 1$ 时, 对应的 ω 为 ω_{max} , 故得

$$f_{max} = \sqrt{\frac{f_T}{8\pi r'_b C_c}} \quad (1-14)$$

常用的表达式为

$$f_{max} |_{\text{GHz}} \approx 6.3 \sqrt{\frac{f_T(\text{GHz})}{r'_b C_c(\text{ps})}} \quad (1-15)$$

上式说明 f_T 参数是选择器件很重要的依据。表 1-1 列出两种 NPN 微波三极管的型号及规格 (机电部 13 所生产)。

表 1.1 NPN 硅三极管

参数 型号	工作频率 f_0 (GHz)	噪声系数 F (dB)	输出功率 P_0 (mW)	功率增益 G_p (dB)	说明
CG391A	3	≤ 2	100	15dB(600MHz 下测)	微波低噪声, 金属封装
CG392A	3	≤ 2	100	"	微波低噪声 陶瓷微带封装
CG42	$f_T = 5 \sim 6$		400		微波振荡管
CG430	1		≥ 200	≥ 7	微波高增益低压晶体管
CG441A			$P_{-1} \geq 20\text{dBm}$	10	微波线性功率晶体管
W2311A	$f_{osc} = 3$		≥ 400	$P_{cm} = 2.5\text{W}$	微波振荡功率晶体管

1.2.3 双极晶体管的噪声

微波晶体管噪声来源有三部分: 散粒噪声、热噪声和闪烁噪声。

1. 噪声来源

(1) 热噪声。主要由载流子的不规则热运动引起的, 它的大小与晶体管本身欧姆电阻有

关。如基极电阻 r_b' 产生的噪声电压均方值为

$$\overline{e_{nb}^2} = 4kTr_b'\Delta f \quad (1-16a)$$

式中 k ——玻尔兹曼常数; T ——绝对温度。

(2) 散粒噪声。由于电流流动时载流子运动的起伏产生的,其大小与电流成正比。如发射极散粒噪声电流均方值为

$$\overline{i_{ne}^2} \approx 2qI_e\Delta f \quad (1-16b)$$

集电极散粒噪声电流均方值为

$$\overline{i_{nc}^2} \approx 2qI_c\Delta f \quad (1-16c)$$

在此需要考虑由发射极注入到基极的少数载流子,除一部分到达集电极外,在基极与多数载流子复合过程中有起伏,所以 I_c 分为 I_b 和 I_c 的比例有起伏,称为分流噪声,它与频率有关。

$$\overline{i_{nc}^2} \approx 2qI_c\Delta f \cdot F(f) \quad (1-16d)$$

式中

$$F(f) = 1 - \frac{\alpha_0}{1 + (f/f_\alpha)^2}$$

其中 f_α 是共基极电流放大系数 α 的截止频率。

(3) 闪烁噪声($1/f$ 噪声)。闪烁噪声机理还不很清楚,一般认为与半导体制造工艺及表面处理情况有关。其噪声功率谱密度与频率成反比

$$P(f) \approx B_s/f \quad (1-16e)$$

式中 B_s 与半导体材料性质和表面情况等有关。闪烁噪声又称为 $1/f$ 噪声,只在频率较低的范围才考虑其影响,对微波晶体管一般不起主要作用。

2. 晶体管的噪声系数

根据噪声系数的定义,一个线性两端口网络,输入端接入和网络输入电阻相等的源电阻,并处于标准温度时,网络实际输出的总噪声功率和仅由输入端电阻产生的输出噪声功率之比称为网络的噪声系数,即

$$F = \frac{\text{总输出噪声功率}}{\text{仅由信号源产生的输出噪声功率}} = \frac{P_{\pi T}}{P_{\pi 0}}$$

由上面分析的微波晶体管噪声源,可画出共发射极简化噪声模型如图 1.4 所示。

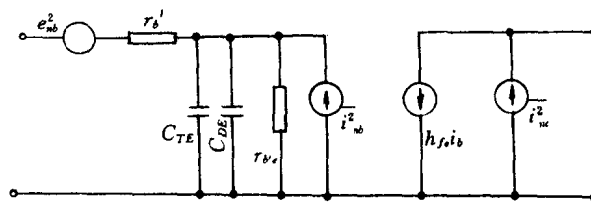


图 1.4 共发射极简化噪声模型

对此,福井(H. FuKui)利用晶体管共发射极噪声等效电路,作过详细的推导,近似的公式如下:

$$F_{\min} \approx 1 + h(1 + \sqrt{1 + 2/h}) \quad (1-17)$$

式中

$$h = \frac{qI_c r_b' \left(\frac{\omega}{\omega_T}\right)^2}{kT}$$

当 I_c (mA), r_b' (Ω), $T = 290\text{K}$ 时

$$h = 0.04 I_e r_b' \left(\frac{f}{f_T} \right)^2$$

在 L、S 波段低端、此式计算结果与实验结果较符合。

由式(1.17)可知, F_{\min} 随 $(f/f_T)^2$ 而增长, 为获得低噪声放大, 要求器件的 r_b' 小, f_T 高, 一般情况选择 $f_T \approx (3 \sim 5)f_0$ 的器件。双极晶体管噪声系数与频率的曲线如图 1.5 所示。图中高频转角频率 $f_2 \approx \sqrt{1 - \alpha_0} \cdot f_0 \approx 1.2 f_T \sqrt{1 - \alpha_0}$, 例如 $f_T = 10\text{GHz}$, $\alpha_0 = 0.95$ 时, $f_2 \approx 0.27 f_T = 2.7\text{GHz}$ 当 $f > 2.7\text{GHz}$ 后分配噪声起显著作用, F 以近似 6dB/倍频程的速率上升。

3. 噪声系数与直流工作点的关系

双极晶体管最小噪声系数与 I_e, I_c 有关, 由于 I_e 增加时, 集电极散粒噪声增加; 当 I_e 减小时, 发射结电阻 r_e 增大, 导致 f_T 减小, 故使 F_{\min} 增大。所以如图 1.6 所示, 噪声系数有一最佳值, 图中示出 M2519 和 L2254 两种器件的噪声系数 F 与 I_e 的关系。

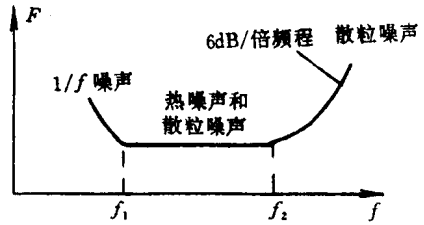


图 1.5 双极晶体管 $F \sim f$ 关系曲线

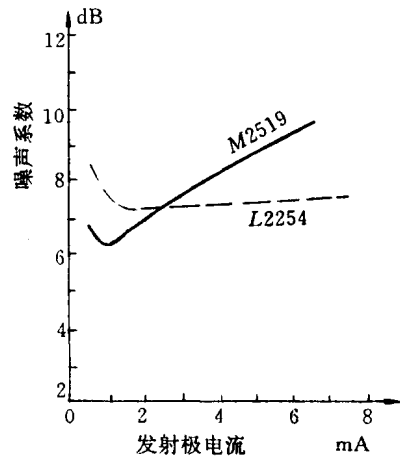


图 1.6 双极晶体管的 $F \sim I_e$ 关系

§ 1.3 微波场效应晶体管

目前常用的微波场效应晶体管是在砷化镓半绝缘材料衬底上制作的 N 沟道金属-半导体场效应晶体管 (Metal-Semiconductor-Field-Effect-Transistor) 即 GaAs MES FET, 也叫肖特基势垒全栅场效应晶体管。

1.3.1 微波场效应晶体管的结构和工作原理

GaAs MES FET 结构示意图如图 1.7 所示。衬底材料是具有高电阻率的本征砷化镓, 在衬底上生长一层 N 型外延层, 称为有源层沟道, 在沟道上方制作源极、栅极和漏极。源极(S)和漏极(D)的金属与 N 型半导体之间形成欧姆接触, 而栅极(G)的金属与 N 型半导体之间形成肖特基势垒。图中 L 为栅长, 沿垂直纸面的方向为栅宽 W (图中未标示出), a 为外延层厚度, 此层厚度极薄, 一般 $L/a \approx 3$, MESFET 的工作特性对沟道厚度特别敏感。下面分析两个问题:

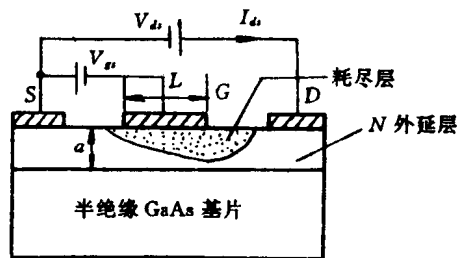


图 1.7 GaAs MES FET 结构示意图

1. 栅压的控制作用

微波 FET 的工作原理与普通场效应管相同, 它是一个电压控制器件。当栅源之间加负压 V_{gs} 时, 则肖特基势垒区(耗尽层)变宽, 使 N 沟道变薄。由于漏源之间加正压 V_{ds} , 有多数载流子(电子)从源极经栅极下的沟道漂移到漏极, 形成漏极电流 I_{ds} , 当沟道变薄时, 相当于增大沟道

电阻,使 I_d 减小,因此控制栅压 V_{gs} ,可以灵敏地改变耗尽层宽窄,从而调制沟道厚度,达到最终控制 I_d 的目的。

由于外加电压 V_{ds} 和 V_{gs} 时,漏极为正电压,源极的电位比漏极低,因此耗尽层的分布不均匀,漏极端较厚而源极端较薄。致使 N 沟道厚薄也不一致,如图 1.7 中所示。当漏极电压 V_{ds} 很小时,改变负栅压 V_{gs} ,当负栅压增大到使沟道厚度减为零,即沟道被耗尽层夹断,即使再加大 V_{ds} ,漏极电流 I_d 理论上仍为零(实际测定时,规定 I_d 降到某一很小值),此时的 V_{gs} 称为夹断电压 V_P 。 V_P 与 N 外延层掺杂浓度、外延层厚度、半导体材料介电常数及电子电荷有关,因此对某一个管子 V_P 是一个确定的参数。

若 $V_{gs}=0$,开始时, I_d 随漏极电压 V_{ds} 的增大而增大。但随着 V_{ds} 加大,N 沟道靠近漏极端的某点被夹断,此时令 $V_{ds}=|V_P|$,载流子到达夹断点后,在电场的作用下掠过耗尽层,所以 I_d 并没有截止。当 $V_{ds}>|V_P|$ 后,耗尽层变得更宽, V_{ds} 主要降落在较长的夹断层上,使得夹断点和源极之间的电场基本上保持不变,于是沟道中的漂移电流也基本上保持不变,形成漏极饱和电流,用 I_{dss} 表示,如图 1.8 中最上面的一条曲线。如果 $V_{gs}\neq 0$,随着负栅压增加,出现电流饱和时的漏电压相应降低,饱和电流值也减小。图中示出了 I_d 与 V_{ds} 、 V_{gs} 的关系曲线,坐标为 $V_{ds}/|V_P|$ 、 I_d/I_{dss} 、 V_{gs}/V_P 相对值,虚线表示不同 V_{gs} 时开始出现 I_d 饱和时的连线。

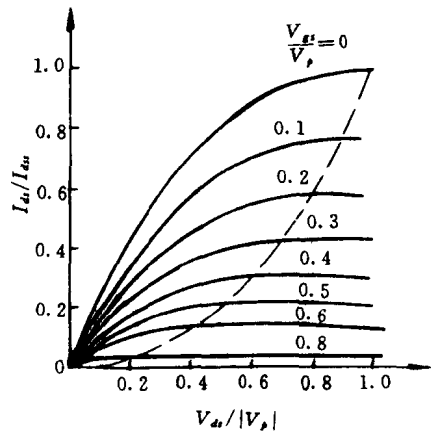


图 1.8 MESFET 漏电流与漏电压的关系曲线 (不存在电子速度饱和和效应时)

2. 短栅 GaAs MES FET 沟道中电子速度和电荷分布及 I_d 和 V_d 的特性

对于短栅微波场效应管的特性,首先应先了解砷化镓(GaAs)的材料特性。GaAs 具有大的迁移率 μ ,所谓迁移率是表示电子的漂移速度与电场强度之比值,即 $\mu=v/E$ 。由于 GaAs 的 μ 大,载流子在器件中渡越时间短,有利于高频工作,故微波器件多采用 GaAs 材料制作。此外, GaAs 具有特殊的速度-电场特性,就是说 μ 不为常数,当外加电场由零增加至 E_{th} , μ 不变化,即 v 随 E 线性增长, E_{th} 称作阈值电压,当 E 超过 E_{th} 时,电子迁移率变小, v 随 E 的增加而下降。导致这种特性的原因,在第四章 § 4.3 详细分析。由于这一特殊的速度-电场特性,致使沟道中当电场由小增大时,电子速度分布相应 $E>E_{th}$ 而逐渐减小,如图 1.9 所示。图中 v_s 为电子饱和漂移速度,当电场强度增至 10^4 V/cm 时, E 再增加,电子相互间碰撞次数增多,阻碍了速度的增加,故速度达饱和值。一般 $v_s=10^7$ cm/s。

对短栅场效应管而言,外加漏极电压降落在很短的沟道内,靠近漏端电压很高,如图中(b)所示。在沟道中,由于沟道厚薄不均匀,致使电场分布不均匀,因此电子漂移速度将沿着沟道由小变大,上升到峰值 v_p 再下降至饱和值 v_s ,如图中(c)所示。为了维持沟道中电流连续性,沟道厚度和电子漂移速度的变化必须由载流子浓度的变化来补偿。在图中 $x_1\sim x_2$ 之间, $E>E_{th}$,由于 GaAs 材料特性,电子速度变慢,形成电子积累层,而在 $x_2\sim x_3$ 之间, E 下降,电子速度加快,形成电子抽空的正空间电荷区,于是在漏端形成了偶极层。

由于在偶极层内电场很高, V_{ds} 主要降落在偶极层上,而且当继续增加 V_{ds} 时,畴外电场即栅源之间电压基本保持不变,于是漏极电流 I_d 也基本不变,出现饱和现象。这种 I_d 饱和现象不是由夹断电压引起,而是由沟道中电子速度饱和效应所致。电流饱和的起始漏电压小于夹断电

压,器件的饱和漏电流下降了,同时,栅压变化时漏电流的变化减小,说明器件的跨导也有所降低。

在饱和区,由于 V_{ds} 增大会使偶极层宽度增加,即相当于沟道有效长度(有效栅长)缩短,而使沟道电阻减小,相应的饱和漏电流 I_{ds} 随 V_{ds} 而增大,即饱和区 $I_{ds} \sim V_{ds}$ 曲线有所上升。这一特性在图 1.8 中也明显地表示出来。

从器件输出特性曲线,可求漏极微分电导

$$G_{ds} = \left. \frac{dI_{ds}}{dV_{ds}} \right|_{V_{gs}=\text{常数}} \quad (1-18)$$

在饱和区, G_{ds} 值很小。

1.3.2 管芯等效电路和性能参数

一、管芯等效电路

图 1.10 给出了 MESFET 管芯等效电路和等效电路元件在结构中的位置,虚线框内为“本征模型”。等效电路中元件说明如下:

C_{gs} 是栅源部分耗尽层结电容, C_{dg} 是栅漏部分耗尽层结电容。 $C_{gs} + C_{dg}$ 为栅极与沟道之间耗尽层总电容。

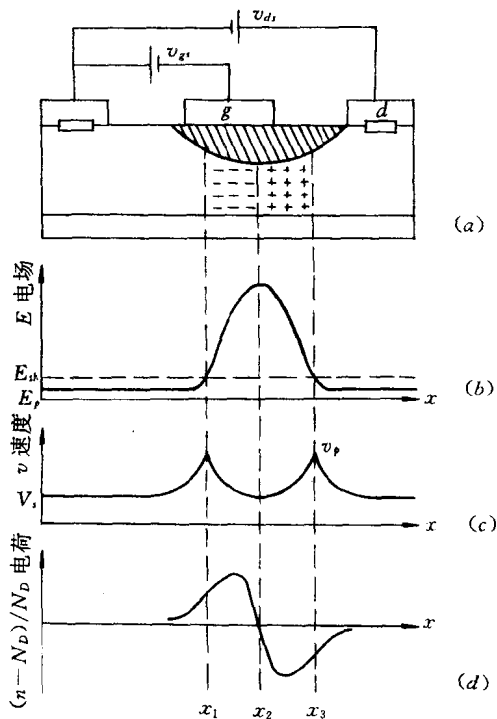
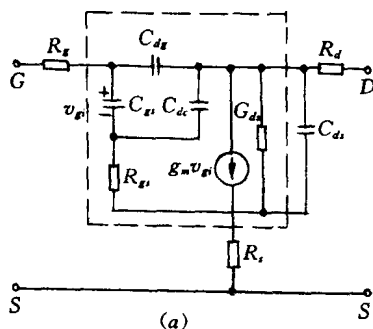


图 1.9 GaAs MESFET 沟道中电场、电子漂移速度及空间电荷分布

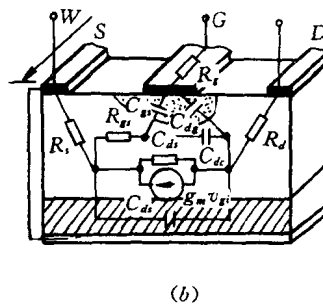


图 1.10 MESFET 管芯等效电路

(a) 管芯等效电路; (b) 等效电路元件在结构中的位置

C_{ds} 是模拟沟道中电荷偶极层的电容,在一般等效电路中往往忽略。

R_{gs} 、 R_{ds} 表示沟道电阻。 I_{ds} 为电压控制的电流源。 R_s 、 R_d 和 R_g 分别为源极、漏极和栅极电阻。 C_{ds} 为衬底电容。

$I_{ds} = g_m v_{gs}$, g_m 是 MESFET 的小信号跨导,可表示为

$$g_m = \frac{g_{m0}}{1 + j\omega/\omega_v} e^{-j\omega\tau_0} \quad (1-19)$$

式中 g_{m0} —— 管子的低频跨导;

τ_0 —— 载流子在 $E > E_{th}$ 那部分沟道中渡越时间。当短栅时近似地把从源端到漏端的