

邮电高等学校试用教材

微波有源电路

罗先明 张庆凰 编

YOU DIAN GAO DENG

YOU DIAN GAO DENG

HAN SHOU

YOU DIAN GAO DENG HAN SHOU

JIAO CAI

HAN SHOU SHI YONG

GAO HAN

7.18.1

L 98

350098

邮电高等学校试用教材

微波有源电路

罗先明 张庆凤 编



人民邮电出版社

登记证号(京)143号

2.2-105

内 容 提 要

本书着重介绍微波有源电路的基本原理和分析方法。全书共分七章，分别介绍微波混频器、参量放大器、微波倍频器、微波控制电路、微波半导体二极管振荡器、微波晶体管放大器和微波电子管等内容。

本书内容较多，但结构紧凑、篇幅较短小、语言较精炼、重点突出、概念清晰，适于自学。

本书可供邮电高等院校微波专业的学生学习，可作为高等函授微波专业的专业基础课教材，也可供从事微波技术的工程技术人员参考。

邮电高等学校试用教材

微波有源电路

罗先明 张庆凤 编

人民邮电出版社出版发行

北京东长安街27号

人民邮电出版社河北印刷厂印刷

新华书店总店科技发行所经销

开本：850×1168 1/32

1992年6月 第 一 版

印张：8 1⁸/32 页数：136

1992年6月河北第1次印刷

字数：220 千字

印数：1—2 500 册

ISBN7-115-04656-5/G·152

定价：2.85元

前 言

本书是邮电高等学校试用教材之一。

在学习本教材之前，读者应已学习过电子线路和微波技术基础两课程。本教材共七章，分别为微波混频器、参量放大器、微波倍频器、微波控制电路、微波半导体二极管振荡器、微波晶体管放大器和微波电子管。教材中介绍了它们的工作原理、分析方法和具体电路等。教材的内容虽然较多，但分段较细、结构紧凑、篇幅较短小、语言较精炼、概念清晰、重点突出。各章之后附有小结和习题，便于学生自学。

本教材由罗先明老师主编，并编写了1~5章；第6、7章由张庆凰老师编写。全书由清华大学秦士老师审阅。西安邮电学院刘天祺、李转年，长春邮电学院朱大成、丁凤河，南京邮电学院刘雪樵，北京邮电学院高伟烈、孙海山等老师对书稿提出了许多宝贵意见和建议，对此一并表示深切地谢意。

由于编者水平有限，缺点和错误在所难免，欢迎读者批评指正。

编 者

1991年

目 录

第一章 微波混频器	(1)
第一节 引言	(1)
第二节 微波混频二极管	(2)
一、金属—半导体结二极管的结构	(2)
二、金属—半导体结二极管的特性、参数和优点	(3)
第三节 微波混频器的理论分析	(5)
一、混频原理	(5)
二、混频器的变频损耗	(11)
三、混频器的噪声系数	(18)
第四节 微波混频器的基本电路	(22)
一、单端混频器	(23)
二、单平衡混频器	(24)
三、双平衡混频器	(30)
第五节 镜频回收	(31)
一、镜频回收	(31)
二、电路举例	(32)
小结	(33)
习题	(35)
第二章 参量放大器	(36)
第一节 引言	(36)
第二节 变容二极管	(38)
一、变容二极管的静态特性、等效电路和主要参数	(38)
二、变容二极管的动态特性	(42)
第三节 非线性电抗中的能量关系和参放的分类	(44)

一、门雷—罗威关系式	(44)
二、门雷—罗威关系式的应用和参量放大、倍频的分类	(46)
第四节 非简并型参量放大器的特性	(50)
一、等效电路和输入阻抗	(50)
二、非简并型参量放大器的增益和稳定性	(54)
三、非简并型参量放大器的通频带	(57)
四、非简并型参量放大器的噪声系数	(60)
第五节 非简并型参量放大器的电路结构	(65)
一、一般原则	(65)
二、同轴型电路	(65)
三、微带型电路	(67)
第六节 参量上变频器	(68)
一、性能参数	(68)
二、上变频器简介	(69)
三、功率上变频器的电路	(69)
小结	(72)
习题	(73)
第三章 微波倍频器	(74)
第一节 变容管倍频器	(74)
一、变容管的激励状态和电压—电荷特性	(74)
二、变容管倍频器原理分析	(76)
三、变容管倍频器电路举例	(81)
第二节 阶跃管倍频器	(82)
一、阶跃管的特性、参量和等效电路	(83)
二、阶跃管倍频器的组成	(86)
三、阶跃管倍频器电路举例	(97)
小结	(99)
习题	(101)
第四章 微波控制电路	(102)
第一节 引言	(102)

第二节 PIN管	(102)
一、PIN管的结构和基本特性	(102)
二、PIN管的等效电路	(105)
三、PIN管的主要参量	(107)
第三节 PIN管的应用	(108)
一、PIN管开关电路	(108)
二、PIN管电调衰减器	(115)
小结	(119)
习题	(120)
第五章 微波半导体二极管振荡器	(121)
第一节 引言	(121)
第二节 碰撞雪崩渡越时间二极管	(122)
一、雪崩二极管的工作原理	(122)
二、雪崩二极管的等效电路	(126)
第三节 转移电子器件	(129)
一、转移电子器件的工作原理	(129)
二、转移电子器件的振荡模式	(135)
第四节 负阻振荡器的一般理论和基本电路	(139)
一、负阻振荡器的一般理论	(139)
二、微波负阻振荡器的电路	(143)
第五节 负阻振荡频率的电调谐	(146)
一、偏置调谐	(146)
二、变容二极管调谐	(146)
三、YIG调谐	(148)
第六节 负阻振荡器的频率稳定	(150)
一、温度补偿法	(150)
二、高Q腔稳频法	(151)
三、注入锁相法	(154)
四、环路锁相法	(155)
小结	(156)

习题	(158)
第六章 微波晶体管放大器	(159)
第一节 概 述	(159)
第二节 微波晶体管	(160)
一、微波双极晶体管	(160)
二、微波场效应晶体管	(162)
第三节 微波晶体管的 S 参量	(163)
一、 S 参量方程	(164)
二、 S 参量的物理意义	(165)
三、 S 参量的频率特性	(166)
第四节 微波晶体管放大器的基本分析	(168)
一、功率增益	(168)
二、稳定性	(175)
第五节 微波晶体管放大器的噪声系数	(182)
一、微波双极晶体管的噪声系数	(182)
二、微波场效应晶体管的噪声系数	(184)
三、微波晶体管放大器的噪声系数	(185)
第六节 小信号微波晶体管放大器的设计	(186)
一、设计依据	(187)
二、设计步骤	(187)
三、设计举例	(189)
第七节 微波晶体管功率放大器	(200)
一、微波晶体管功率放大器的特点	(200)
二、微波晶体管功率放大器的设计	(200)
三、功率合成法	(202)
小结	(204)
习题	(207)
第七章 微波电子管	(209)
第一节 引言	(209)
第二节 速调管	(210)

一、双腔速调管	(210)
二、多腔速调管放大器	(214)
三、反射速调管	(217)
第三节 行波管放大器	(223)
一、“O”型行波管的结构	(225)
二、“O”型行波管放大器的工作原理	(228)
三、“O”型行波管放大器的工作特性	(230)
第四节 多腔磁控管振荡器	(235)
一、多腔磁控管的结构	(236)
二、电子在恒定电磁场中的运动	(237)
三、多腔磁控管的振荡原理	(242)
四、多腔磁控管的特性	(247)
五、磁控管的调谐	(254)
小结	(256)
习题	(258)
习题答案	(258)
主要参考资料	(259)

第一章 微波混频器

本章主要介绍微波混频二极管的结构、特性、等效电路、主要参数和特点；微波混频器的原理分析和主要性能指标；微波混频器的基本电路以及镜频回收等内容。

第一节 引言

这里所讲的混频器是工作在微波频段内的，因此与较低频率的混频器有相同之处，也有不同之处。相同之处是基本工作原理和理论分析相似。不同之处大体有三方面：一是微波混频器适用于雷达、通讯等系统的微波设备中；二是为适于微波频率，所以采用不同的器件；三是电路结构不同。

微波混频器原理方框图如图1-1-1所示。图中所示的非线性元件一般采用半导体二极管。所用的半导体二极管有两种类型：一种是非线性电阻性二极管；另一种是非线性电容性二极管。本章主要

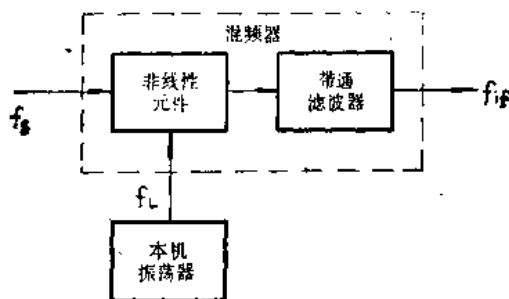


图 1-1-1 微波混频器原理方框图

介绍用非线性电阻性二极管来实现混频，供微波接收用的小信号微波混频器。非线性电容性二极管将在第二章中介绍。

微波阻性二极管混频器具有结构简单、工作稳定、性能良好和便于集成化等优点，从而得到广泛应用，尤其在频率为20GHz以上的接收设备中更为常用。下面就微波混频器所用的金属-半导体结二极管、微波混频器的原理、特性、基本电路等几个方面进行介绍。

第二节 微波混频二极管

一、金属-半导体结二极管的结构

常用的微波阻性二极管有两种：一种是很早就已经使用的点接触型二极管；另一种是近代半导体工艺技术成熟以后出现的面接触型二极管（又叫肖特基表面势垒二极管）。图1-2-1表示这两种二极管的管芯结构。由图可见，这两种管子都是在重掺杂的N型半导体衬底，即 N^+ 层上生长一层很薄的外延层—N层。在点接触二极管里面用一根金属丝压接在外延层表面而形成二极管。在面结合型二极管里，先在外延层的表面利用氧化工艺形成一个二氧化硅的绝缘膜，然后用光刻的办法在二氧化硅绝缘膜上开一个小孔，接着在整个片子上再蒸发钛和银的薄膜；从而形成了金属-半导体结，在

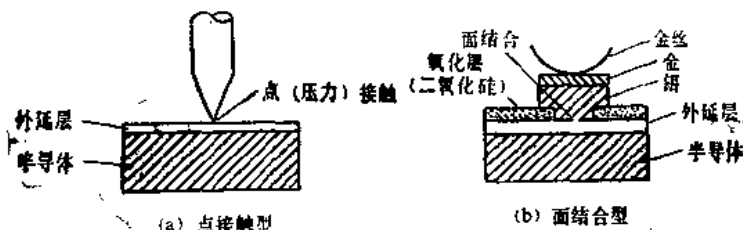


图 1-2-1 金属-半导体结二极管的管芯结构

银层表面再蒸发一层金，并且引出电极。

上述这两种二极管的管芯结构虽然不同，但都属于金属—半导体结二极管。因此，它们的工作原理和基本特性也是相同的。

二、金属—半导体结二极管的特性、参数和优点

1. 伏安特性

金属—半导体结二极管在外加电压作用下表现为单向导电特性。这个特性可以用它的伏安特性来描述，如图1-2-2所示。它的表达式如下：

$$I = I_{sa}(e^{aV} - 1) \quad (1-2-1)$$

式中： I_{sa} 是反向饱和电流， V 是二极管两端的外加电压； $a = e/nkT$ 。这里 e 是电子电荷（ $e = 1.6 \times 10^{-19} \text{C}$ ）， k 是玻尔兹曼常数（ $k = 1.38 \times 10^{-23} \text{J/K}$ ）， T 是绝对温度； n 叫做斜率参数，在理想情况下 $n = 1$ ，对于面结合二极管 $n = 1.05 \sim 1.1$ ；对于点接触二极管 $n \geq 1.4$ 。由公式（1-2-1）可知，伏安特性具有指数函数形的非线性，它的电阻随外加电压而变化，是一个非线性电阻。

2. 等效电路

金属—半导体结二极管的等效电路如图1-2-3所示。图中 R_j 是二极管的非线性结电阻，它的阻值随二极管两端的外加电压而改变，电阻性非线性变频作用就依靠它来实现。 C_j 是结电容。 R_s 主要包括半导体的体电阻，接触电阻等，总称为串联电阻。 L' 为引线电感， C_s 为管壳电容。

3. 主要参量

混频用的二极管有以下几个主要参量：

（1）截止频率 f_c 。

截止频率 f_c 是决定二极管最高使用频率的参量，可由下式求

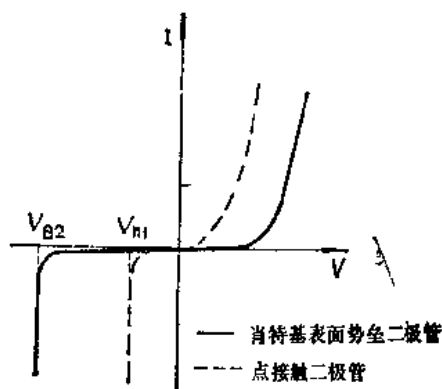


图 1-2-2 金属-半导体结二极管的伏安特性

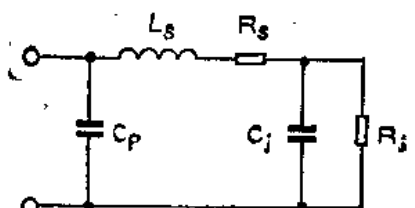


图 1-2-3 金属-半导体结二极管的等效电路

出，

$$f_c = \frac{1}{2\pi R_s C_{j0}} \quad (1-2-2)$$

式中 C_{j0} 为零偏压时的二极管结电容。

(2) 变频损耗

变频损耗是表示二极管进行频率变换能力的参量，定义为二极管输入的微波信号功率与输出的中频信号功率之比。

(3) 噪声比 t_n

二极管的噪声主要来源于载流子的散弹噪声和串联电阻的热噪声。表示混频二极管噪声性能的参数是噪声比，它定义为二极管的噪声功率与等效电阻热噪声功率之比。根据理论分析，得出二极管的噪声比 t_n 可由下式计算：

$$t_n = \frac{\frac{n}{2} R_j + R_s}{R_j + R_s} \quad (1-2-3)$$

如果 $R_j \gg R_s$ ，则 $t_n \approx n/2$ 。

下面列出一组表面势垒二极管的参数供参考。

表 1-1

几种表面势垒二极管的参数

型 号	工作 波段 (cm)	变 频 损 耗 (dB)	噪 声 比	输 出 电 阻 (Ω)	电 压 驻 波 比	烧 毁 能 量 (J)	外 壳 结 构
2CHS ₁	10	5.5	1.4	300~500	1.5	25×10^{-7}	同轴型
2CHS ₂	10	5.5	1.4	300~500	1.5	25×10^{-7}	微带型
2CHX ₁	3	5.5	1.4	300~500	1.5	25×10^{-7}	同轴型
2CHX ₂	3	5.5	1.4	300~500	1.5	25×10^{-7}	微带型

4. 金属—半导体结二极管的优点

和PN结二极管相比,金属—半导体结二极管是依靠多数载流子(在N型材料中即电子)来进行工作的,所以消除了少数载流子的复合时间和由少数载流子储存而产生的扩散电容。金属—半导体二极管具有良好的高频特性,开关速度快,串联电阻小。

和点接触二极管相比,肖特基表面势垒二极管具有几乎是理想的肖特基势垒,串联电阻低,噪声小,反向击穿电压值高,性能一致性好,机械强度高,不容易烧毁等优点。因此肖特基表面势垒二极管在微波混频器中被广泛应用。

第三节 微波混频器的理论分析

一、混频原理

1. 初步分析

(1) 混频电流的频谱

下面从二极管的伏安特性入手来进行分析。先把二极管的伏安特性写出:

$$i = f(v) \quad (1-3-1)$$

由于二极管上所加电压为:

$$v = V_0 + V_L \cos \omega_L t + V_s \cos \omega_s t \quad (1-3-2)$$

式中 V_0 为直流偏压； $V_L \cos \omega_L t$ 为本振电压； $V_s \cos \omega_s t$ 为信号电压； ω_L 、 ω_s 分别为本振频率和信号频率。由于信号电压是接收机所接收的微弱信号，而本振电压一般比较大，即满足 $V_L \gg V_s$ 的条件，因此，把式(1-3-2)代入式(1-3-1)后可以在工作点展开为泰勒级数：

$$\begin{aligned} i &= f(V_0 + V_L \cos \omega_L t + V_s \cos \omega_s t) \\ &= f(V_0 + V_L \cos \omega_L t) + f'(V_0 + V_L \cos \omega_L t) V_s \cos \omega_s t \\ &\quad + \frac{1}{2} f''(V_0 + V_L \cos \omega_L t) (V_s \cos \omega_s t)^2 + \dots \quad (1-3-3) \end{aligned}$$

因为 V_s 很小，所以上式右边第三项以后的各项可以略去。设第三项中的

$$f'(V_0 + V_L \cos \omega_L t) = \left. \frac{di}{dv} \right|_{v=V_0 + V_L \cos \omega_L t} = g(t) \quad (1-3-4)$$

则 $g(t)$ 就是二极管对信号呈现的瞬时电导。由于二极管是非线性元件，当把二极管的工作点看作由直流偏压 V_0 和本振电压 $V_L \cos \omega_L t$ 共同决定时，即在伏安特性曲线上工作点随所加的本振电压的变化而不断移动时，二极管的电导随本振电压而变化，即 $f(V_0 + V_L \cos \omega_L t)$ 和 $g(t)$ 都是本振频率 ω_L 的周期函数。 $g(t)$ 可以展开成傅立叶级数：

$$g(t) = g_0 + 2 \sum_{n=1}^{\infty} g_n \cos n \omega_L t \quad (1-3-5)$$

$$\text{式中 } g_0 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} g(t) d(\omega_L t) \quad (1-3-6)$$

$$g_n = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} g(t) \cos n \omega_L t d(\omega_L t) \quad (1-3-7)$$

把式(1-3-4)和式(1-3-5)代入式(1-3-3)可得混频电流为：

$$i = f(V_0 + V_L \cos \omega_L t) + \left[g_0 + 2 \sum_{n=1}^{\infty} g_n \cos n \omega_L t \right] V_s \cos \omega_s t$$

在上式中, 设 $n = 1, 2, 3 \dots$ 可以得到无穷多个不同频率的电流, 图1-3-1表示各频率电流的相对位置。在这些频率中我们主要注意中频, 即 $\omega_{if} = \omega_s - \omega_L$ ($\omega_s > \omega_L$ 时), 因为这是混频后所要使用的频率。中频电流是一次混频电导和信号电压相乘的结果。

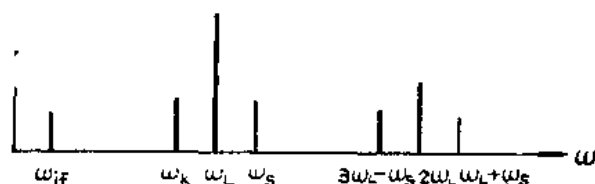


图 1-3-1 混频器的主要频谱 ($\omega_s > \omega_L$)

(2) 频谱分析

由图1-3-1还可以看到, 除中频外, 同时还产生了许多不需要的频率分量, 它们叫做寄生频率。这些频率带有一部分信号功率, 如果白白消耗掉, 就会造成信号的损失。这种损失就是净变频损耗。

在这些寄生频率中, 最值得注意的是镜频 $\omega_i = 2\omega_L - \omega_s$ 。由于这个频率相对于本振频率来说和信号频率处于“镜像”的位置, 所以叫镜像频率。镜频之所以重要, 首先是由于它是由本振的低次谐波与信号频率差拍产生的, 具有较高的功率; 二是镜频距离信号频率最近, 很容易落在信号通频带之内, 消耗在信号源内阻上, 变成损耗; 第三, 可以想法把镜频反射回到二极管再进行一次混频, 就可以得到新的中频: $\omega_L - \omega_i = \omega_L - 2\omega_L + \omega_s = \omega_s - \omega_L = \omega_{if}$ 。只要相位合适, 就会使原中频输出增加, 降低变频损耗。这就是所谓“镜像回收”。

2. 深入分析

(1) 混频器的等效电路

以上的分析只是初步的，不全面的。因为混频所产生的中频、镜频等频率在负载上建立的电压同时也会加到混频二极管上，并对混频过程起作用。下面就以考虑到中频和镜频影响的情况来作深入分析。这时，加到二极管上的电压除直流偏压 V_0 外，还有：

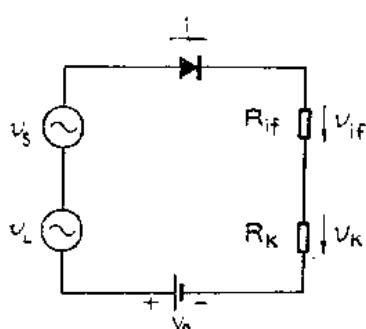
$$\text{本振电压} \quad v_L = V_L \cos \omega_L t$$

$$\text{信号电压} \quad v_s = V_s \sin \omega_s t$$

$$\text{中频电压} \quad v_{if} = -V_{if} \sin \omega_{if} t$$

$$\text{镜频电压} \quad v_k = -V_k \sin \omega_k t$$

这里 v_{if} 和 v_k 取负号，是因为混频电流流过中频负载 R_{if} 和镜频负载



R_k 上产生的电压降是反向加到二极管上的，如图1-3-2所示。其中除本振电压外，其他电压幅值都很小，因此仍然认为本振电压和直流偏压同时决定二极管的工作点。再把它代入伏安特性表达式，并展开成泰勒级数，略去直流项和高次谐波，可得流过二极管的电流

图 1-3-2 混频二极管上的电压

为：

$$\begin{aligned} i &= (g_0 + 2g_1 \cos \omega_L t + 2g_2 \cos 2\omega_L t)(V_s \sin \omega_s t \\ &\quad - V_{if} \sin \omega_{if} t - V_k \sin \omega_k t) \\ &= g_0 V_s \sin \omega_s t - g_0 V_{if} \sin \omega_{if} t - g_0 V_k \sin \omega_k t \\ &\quad + g_1 V_s \sin(\omega_L + \omega_s)t + g_1 V_s \sin(\omega_s - \omega_L)t \\ &\quad - g_1 V_{if} \sin(\omega_L + \omega_{if})t \\ &\quad + g_1 V_{if} \sin(\omega_L - \omega_{if})t + g_1 V_k \sin(\omega_L - \omega_k)t \\ &\quad - g_1 V_k \sin(\omega_L + \omega_k)t \\ &\quad + g_2 V_s \sin(2\omega_L + \omega_s)t - g_2 V_s \sin(2\omega_L - \omega_s)t \\ &\quad - g_2 V_{if} \sin(2\omega_L + \omega_{if})t \\ &\quad + g_2 V_{if} \sin(2\omega_L - \omega_{if})t - g_2 V_k \sin(2\omega_L + \omega_k)t \\ &\quad + g_2 V_k \sin(2\omega_L - \omega_k)t \end{aligned}$$