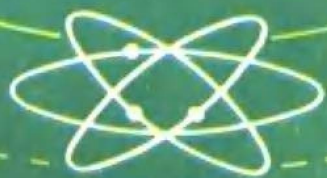


—高等学校教材—

微波器件与电路

西北工业大学 武国机 编



国防工业出版社

内 容 简 介

本书系全国高等院校工科电子类第二轮统编教材。全书分为七章,主要内容有:微波混频器,参量放大器,阶跃二极管倍频器,PIN管控制电路,微波半导体二极管振荡器和微波晶体管电路,以及速调管、行波管和磁控管等。书中着重介绍有源器件及其电路的工作原理、分析方法及电路分析。章后附有一些习题,供学习时参考。

本书除了作为专业教材外,也可供从事通信、雷达、广播、电视等的工程技术人员参考。

微 波 器 件 与 电 路

西北工业大学 武国机 编

责任编辑 王细李

*

国防工业出版社出版

新华书店北京发行所发行 各地新华书店经售

国防工业出版社印刷厂印装

*

787×1092¹/₁₆ 印张8¹/₄ 187千字

1985年6月第一版 1985年6月第一次印刷 印数:0,001—5,400册

统一书号:15034·2909 定价:1.80元

出版说明

根据国务院关于高等学校教材工作分工的规定,我部承担了全国高等学校工科电子类专业课教材的编审、出版的组织工作。从一九七七年底到一九八二年初,由于各有关院校,特别是参与编审工作的广大教师的努力和有关出版社的紧密配合,共编审出版了教材159种。

为了使工科电子类专业教材能更好地适应社会主义现代化建设培养人才的需要,反映国内外电子科学技术水平,达到“打好基础,精选内容,逐步更新,利于教学”的要求,在总结第一轮教材编审出版工作经验的基础上,电子工业部于一九八二年先后成立了高等学校《无线电技术与信息系统》、《电磁场与微波技术》、《电子材料与固体器件》、《电子物理与器件》、《电子机械》、《计算机与自动控制》,中等专业学校《电子类专业》、《电子机械类专业》共八个教材编审委员会,作为教材工作方面的一个经常性的业务指导机构,并制定了一九八二~一九八五年教材编审出版规划,列入规划的教材、教学参考书、实验指导书等共217种选题。在努力提高教材质量,适当增加教材品种的思想指导下,这一批教材的编审工作由编审委员会直接组织进行。

这一批教材的书稿,主要是从通过教学实践、师生反映较好的讲义中评选择优和从第一轮较好的教材中修编产生出来的。广大编审者、各编审委员会和有关出版社都为保证和提高教材质量作出了努力。

这一批教材,分别由电子工业出版社、国防工业出版社、上海科学技术出版社、西北电讯工程学院出版社、湖南科学技术出版社、江苏科学技术出版社、黑龙江科学技术出版社和天津科学技术出版社承担出版工作。

限于水平和经验,这一批教材的编审出版工作肯定还会有许多缺点和不足之处,希望使用教材的单位、广大教师和同学积极提出批评建议,共同为提高工科电子类专业教材的质量而努力。

电子工业部教材办公室

前 言

本教材系由“电磁场与微波技术”教材编审委员会“微波技术”教材编审小组评选审定，并推荐出版。

该教材由西北工业大学武国机编写，华中工学院林士杰教授担任主审。编审者均依据微波技术教材编审小组审定的编写大纲进行编写和审阅的。

本教材供无线电技术等专业使用，参考教学时数为30学时。根据无线电技术专业特点，重点讲授各种微波电路，并介绍一定的微波半导体器件及微波电真空器件的知识。全书共七章，前六章是微波半导体电路，包括微波混频器、参量放大器、倍频器、PIN管、微波半导体二极管振荡器和微波晶体管电路。重点放在这些电路的工作原理和分析方法上，适当介绍一些具体电路实例和一般计算公式，约占22学时。第七章是微波电真空器件，较详细地介绍了常用速调管、行波管、磁控管的结构、基本工作原理、特性和应用，约占8学时。各章之后均附有适量的习题供学习时参考。在讲授本教材时，应已学过电子线路和微波技术。实验课另行单独开设，本教材未涉及这方面的内容。

本书稿还得到雷震东同志的审阅，并提出许多宝贵意见，这里表示诚挚的感谢。由于编者水平有限，书中难免还存在一些缺点和错误，殷切希望广大读者批评指正。

编 者

1984年6月

目 录

第一章 微波混频器	
§ 1-1	引言 1
§ 1-2	金属-半导体结二极管 1
1-2-1	金属-半导体结二极管的结构 1
1-2-2	金属-半导体结二极管的工作原理 2
1-2-3	二极管的特性 3
§ 1-3	微波混频器的原理和特性 4
1-3-1	混频器的原理 4
1-3-2	混频器的传输特性 7
1-3-3	混频器的噪声系数 10
§ 1-4	微波混频器的基本电路 12
1-4-1	平衡混频器 12
1-4-2	双平衡混频器 15
§ 1-5	镜像回收与镜像抑制 16
1-5-1	滤波器型镜像回收混频器 16
1-5-2	平衡式镜像回收混频器 17
习题 19	
第二章 参量放大器	
§ 2-1	引言 20
§ 2-2	变容二极管 20
2-2-1	变容二极管的静态特性及其等效电路 20
2-2-2	变容二极管的动态特性 22
§ 2-3	非线性电抗中的一般能量关系和参放的分类 23
2-3-1	门雷-罗威关系式 23
2-3-2	门雷-罗威关系式的应用 24
§ 2-4	非简并参量放大器的基本分析 25
2-4-1	非简并参量放大器的等效电路 25
2-4-2	非简并负阻参量放大器的功率增益 28
2-4-3	非简并负阻参量放大器的通

频带	29
2-4-4 非简并负阻参量放大器的噪声系数	30
2-4-5 参量放大器的稳定性	33
§ 2-5 非简并参量放大器的电路结构	34
习题	36

第三章 阶跃恢复二极管倍频器

§ 3-1	引言 37
§ 3-2	阶跃管的基本特性与等效电路 37
3-2-1	阶跃管的基本特性 37
3-2-2	阶跃管的等效电路 38
§ 3-3	阶跃管倍频器的组成 39
习题	46

第四章 PIN 管及其应用

§ 4-1	引言 47
§ 4-2	PIN 管 47
4-2-1	PIN 管的基本原理 47
4-2-2	PIN 管的等效电路和主要参量 48
§ 4-3	PIN 管的应用 50
4-3-1	PIN 管开关电路 50
4-3-2	PIN 管电调衰减器 53
习题	55

第五章 微波半导体二极管振荡器

§ 5-1	引言 56
§ 5-2	碰撞雪崩渡越时间二极管 56
5-2-1	碰撞雪崩渡越时间模的基本工作原理 56
5-2-2	碰撞雪崩渡越时间二极管的等效电路和电路参量 58
§ 5-3	转移电子器件 60

5-3-1 基本工作原理	60
5-3-2 振荡模式	63
§ 5-4 负阻振荡器的工作原理及基本电路	66
5-4-1 负阻振荡器的工作原理	66
5-4-2 负阻振荡器的基本电路	69
§ 5-5 负阻振荡器的频率调谐及稳频措施	70
5-5-1 变容二极管调谐负阻振荡器	70
5-5-2 YIG调谐负阻振荡器	71
5-5-3 负阻振荡器稳频措施	72
习题	76

第六章 微波晶体管电路

§ 6-1 引言	77
§ 6-2 微波晶体管	77
6-2-1 微波双极晶体管	77
6-2-2 微波场效应晶体管	78
§ 6-3 微波晶体管的 S 参量	79
§ 6-4 微波晶体管放大器的增益和稳定性	80
6-4-1 微波晶体管放大器的增益	80
6-4-2 微波晶体管放大器的稳定性	83
§ 6-5 微波晶体管放大器的噪声系数	85
6-5-1 微波双极晶体管噪声系数	85
6-5-2 微波场效应晶体管噪声系数	86
§ 6-6 小信号微波晶体管放大器的设计	87
6-6-1 设计举例	88
6-6-2 宽频带放大器的设计	91

§ 6-7 微波晶体管功率放大器	92
6-7-1 微波晶体管功率放大器的特点	92
6-7-2 微波晶体管功率放大器设计考虑	92
§ 6-8 微波晶体管振荡器	92
6-8-1 以输入和输出阻抗为基础的 设计方法	93
6-8-2 用 S 参量的设计方法	93
习题	95

第七章 微波电真空器件

§ 7-1 引言	96
§ 7-2 速调管放大器和振荡器	96
7-2-1 双腔速调管放大器	97
7-2-2 多腔速调管放大器	100
7-2-3 反射速调管振荡器	101
§ 7-3 行波管放大器	104
7-3-1 行波管放大器的结构	104
7-3-2 行波管放大器的工作原理	106
7-3-3 行波管放大器的工作特性	107
§ 7-4 多腔磁控管振荡器	109
7-4-1 多腔磁控管的结构	109
7-4-2 电子在恒定电磁场中的运动	110
7-4-3 多腔磁控管的谐振频率和振荡模式	113
7-4-4 多腔磁控管的工作原理与同步条件	116
7-4-5 多腔磁控管的工作特性和负载特性	119
7-4-6 磁控管的使用和维护	123
习题	125
参考文献	125

第一章 微波混频器

§ 1-1 引言

在雷达、通讯和其他系统中，为了提高接收机的灵敏度，目前广泛采用超外差式接收机。在其整机结构中必然要采用混频器。它的作用是将接收到的微波信号 f_s 与本振信号 f_L 同时加在非线性元件上，经过混频变换到频率为这两个信号频率之差的中频，然后对中频进行放大和解调。所以混频器是一切超外差式接收机必不可少的部件。混频器的组成如图1-1所示。实际上，当 f_s 与 f_L 同时加到非线性元件上，在输出端产生 $(f_s \pm f_L)$ 以及它们的谐波组合频率，只要在其输出端接上适当的滤波器就可取出所需要的频率 f_i 。由于接收混频器是工作于弱信号下，因而对它的主要要求是混频损耗要小，噪声要低。应该指出，混频器不仅用于超外差式接收机中，而且还常用于微波测量设备中。将微波信号变换为较低的频率，以便进行频率和相位等参量的测量，所以混频器也称频率变换器。

在图 1-1 中，包括非线性元件的网络称为“混频器”。微波混频器采用的非线性元件一般是半导体二极管。从管子的主要特性来看，所用的二极管有两种类型：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。本章主要介绍由非线性电阻性二极管来完成混频过程的阻性混频器。

二极管阻性混频器的优点是：结构简单，便于集成化，工作稳定，并且性能良好。因此在中等灵敏度的微波接收机中，常用混频器和中放组件作为低噪声前端器件。在毫米波段，目前它是主要的低噪声前端器件。

本章首先介绍金属-半导体结二极管，然后讨论微波混频器的原理、特性和基本电路。

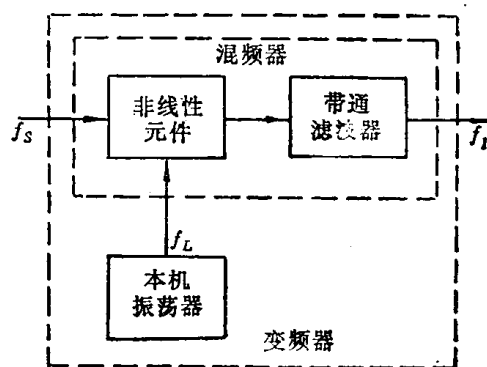


图1-1 混频器的原理方框图

§ 1-2 金属-半导体结二极管

1-2-1 金属-半导体结二极管的结构

微波阻性混频二极管有两种：一种是从早期以来就使用的点接触型二极管；另一种是近十几年才发展起来的面结合型二极管，又称“肖特基表面势垒二极管”。这两种管子的管心结构如图1-2所示。由图可见，这两种管心都是在重掺杂的N型半导体衬底（ N^+ 层）上生长一层薄的外延层（N层）。在点接触二极管中，是用一根金属丝压接在外延层表面而形成的二极管。在面结合管中，外延层的表面利用氧化工艺形成二氧化硅绝缘

膜，然后用光刻法在二氧化硅上开一个小孔，在整个片子上再蒸发钛和银的薄膜而形成金属-半导体结，在银层表面再蒸发一层金并刻蚀一定形状的电极。

虽然这两种管子的结构不同，但都属于金属-半导体结二极管，因此，其工作原理和基本特性是相同的，下面我们作一些简要介绍。



图1-2 金属-半导体结二极管的管芯结构
(a) 点接触型；(b) 面结合型。

1-2-2 金属-半导体结二极管的工作原理

金属或半导体内，绝大多数的电子都处于低于体外静止电子能量的能级中。要使这样的电子离开金属或半导体，变为体外静止电子，必须供给电子相应的能量，这个能量称为物体的功函数。它等于体外静止电子的能量与该物体费米能级之差。不同的物体其功函数不同，功函数越大，电子越不易脱离物体。

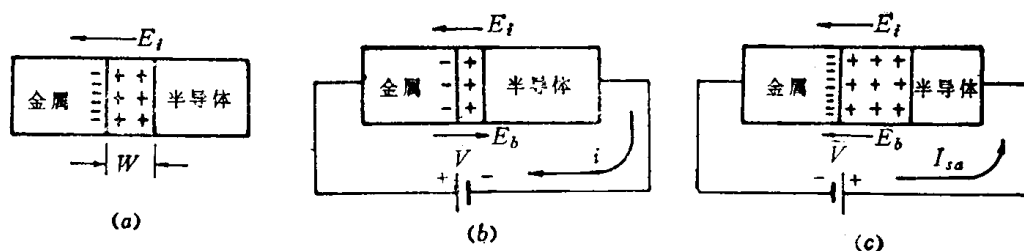


图1-3 金属-半导体结在外加电压作用下的情况
(a) 不加偏压；(b) 加正向偏压；(c) 加反向偏压。

由于N型半导体的功函数比金属的小，当两者接触后，电子就从半导体向金属扩散，因而在界面附近的半导体薄层中，由于缺少电子而带正电荷。在界面附近的金属薄层中，则因有多余的电子而带负电荷，正负空间电荷之间形成一个电场，其方向由半导体指向金属，其作用将使电子产生与扩散运动相反的，由金属到半导体的漂移运动。这个过程达到动态平衡之后，流过金属-半导体结的净电流等于零。同时建立一个相对稳定的空间电荷区（其宽度为 W ）和一个内建电场 E_i ，如图1-3(a)所示。由于内建电场的存在，便阻止电子从半导体内向界面运动，对电子形成一个势垒。这个势垒就是通常所说的肖特基表面势垒。

当二极管两端加上正向偏压时（如图1-3(b)所示），由于正向偏压形成的外电场 E ，与内建电场 E_i 方向相反，因而使总电场减弱，空间电荷区变薄，表面势垒的高度降低，由半导体流向金属的电子流就增加。于是管内形成了由金属流向半导体的正向电流，此电流随偏压增大而按指数规律增加。

当二极管两端加上反向偏压时（如图1-3(c)所示），由于外加电场 E_b 与内建电场 E_i 同方向，因而总电场增强，空间电荷区变厚，势垒升高，此时管内主要存在从金属流向半导体的热电子流。它就是从半导体流向金属的反向饱和电流。此电流值甚小，而且在反向击穿之前几乎不随负偏压数值而变。

1-2-3 二极管的特性

一、伏安特性

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：在正向偏压时，表现为小电阻大电流；在负偏压时，表现为大电阻小电流。因此它可以作为非线性电阻，其伏安特性曲线如图1-4所示。它可用下式来表示：

$$i = I_{sa} \left[\exp\left(\frac{eV}{nkT}\right) - 1 \right] \quad (1-1)$$

式中： I_{sa} 是反向饱和电流； k 是玻尔兹曼常数； T 是绝对温度； V 是加在管子上的电压； e 是电子电荷； n 是斜率参量。当势垒是理想的肖特基势垒时， $n = 1$ ；当势垒不理想时， $n > 1$ 。面结合二极管 $n = 1.05 \sim 1.1$ ；点接触二极管的 $n \geq 1.4$ 。在室温（290K）条件下，理想肖特基二极管 $\alpha = \frac{e}{nkT} \approx 40 \frac{1}{\text{伏}}$ 。

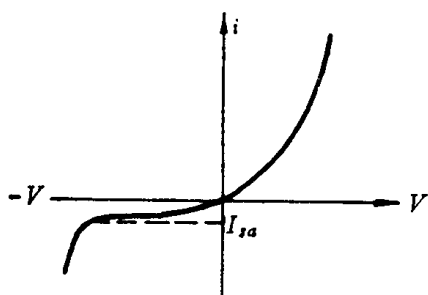


图1-4 金属-半导体结二极管伏安特性

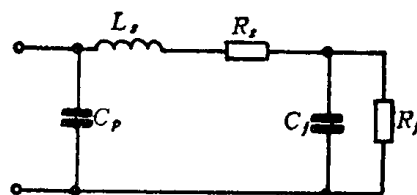


图1-5 金属-半导体结二极管的等效电路

二、等效电路及参量

对于封装的混频二极管，其等效电路如图1-5所示。图中 R_j 是二极管的非线性结电阻，它随加于二极管的偏压而变，非线性变频就是依靠这个电阻来完成的。 C_j 是结电容， R_s 是串联电阻， L_s 是引线电感， C_p 是管壳电容。

混频二极管的主要参量有下述三个。

1. 截止频率 f_c

它是决定势垒二极管最高使用频率的参量，其定义为二极管的结电容容抗和串联电阻相等时的频率，即

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

式中 C_{j0} 为零偏压时二极管的结电容值。

2. 变频损耗

它是表征二极管实现频率变换的能力，其定义为二极管输入的微波功率和输出的中频功率之比。

3. 噪声比 t_d

混频二极管的噪声比定义为二极管的噪声功率与等效电阻热噪声功率之比。二极管噪声主要来源于载流子的散弹噪声和串联电阻的热噪声。根据晶体二极管噪声理论的推导,可得出二极管的噪声比 t_d 为

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

若 $R_j \gg R_s$, 则 $t_d \approx n/2$ 。

三、金属-半导体结二极管的特点

与PN结二极管比较,金属-半导体结二极管是一种依靠多数载流子(电子)工作的器件,故消除了少数载流子复合时间以及由少数载流子储存所引起的扩散电容。因此它有良好的高频特性和开关速度快的优点,其串联电阻也比较小。

与点接触二极管比较,肖特基表面势垒二极管的优点是:具有几乎理想的肖特基势垒,串联电阻低,噪声小,反向击穿电压高,性能一致性好,机械强度高,不易烧坏等。因而它在微波混频器中得到了广泛的应用。

§ 1-3 微波混频器的原理和特性

1-3-1 混频器的原理

为了使分析简单明晰起见,我们暂不考虑表面势垒二极管的寄生参量,仅把它看作是一只只有势垒电阻 R_j 的非线性电阻器。据此,可得到图1-6的等效电路。若在 R_j 两端加上信号电压 v_s 及本振电压 v_L , 则流过二极管的电流为 v_L 和 v_s 的函数,即

$$i = f(v) = f(v_L + v_s) \quad (1-4)$$

通常信号电压幅值远小于本振电压幅值,故可在本振电压附近将上式展开成泰勒级数,即

$$i = f(v_L) + f'(v_L)v_s + \frac{1}{2!} f''(v_L)v_s^2 + \frac{1}{3!} f'''(v_L)v_s^3 + \dots + \frac{1}{m!} f^{(m)}(v_L)v_s^m + \dots \quad (1-5)$$

因为 v_s 很小,在一阶近似情况,二次项和更高次的各项均可忽略,则式(1-5)变为

$$i \approx f(v_L) + f'(v_L)v_s \quad (1-6)$$

式中第一项为本振频率及本振谐波频率电流之和,这些电流中并不包括信号频率能量。值得注意的是第二项, $f'(v_s)$ 是随本振电压变化而变化的二极管瞬时电导:

$$f'(v_L) = \left. \frac{di}{dv} \right|_{v=v_L} = g(t)$$

当本振电压是周期余弦信号,即 $v_L = V_L \cos \omega_L t$ 时, $f(v_L)$ 和 $g(t)$ 均为本振频率 ω_L 的周期性函数,因此可将它们展成傅里叶级数:

$$f(v_L) = I_{dc} + 2 \sum_{n=1}^{\infty} I_n \cos n \omega_L t \quad (1-7)$$

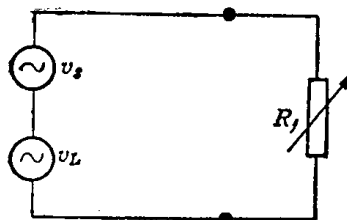


图1-6 二极管的简化电路

$$g(t) = g_0 + 2 \sum_{n=1}^{\infty} g_n \cos n\omega_L t \quad (1-8)$$

设信号电压 $v_s = V_s \cos \omega_s t$, 那么流过二极管的总电流为

$$i = f(v_L) + g(t)v_s = I_{dc} + 2 \sum_{n=1}^{\infty} I_n \cos n\omega_L t + \left(g_0 + 2 \sum_{n=1}^{\infty} g_n \cos n\omega_L t \right) V_s \cos \omega_s t \quad (1-9)$$

上式是我们分析二极管混频器的基础。其中第一项和第二项与信号无关, 但它决定混频器的工作状态; 第三项与信号和本振频率均有关, 是研究的主要对象, 它决定混频器的频率变换和功率转换。如果把它展开 (令 $n = 1, 2, \dots$), 可得无穷多个不同频率的电流。图1-7表示其中一部分频率的相对位置。在这些频率中, 除了所需要的中频 $\omega_I = \omega_s - \omega_L$ 外, 还有许多不需要的频率分量。可是它们也是由信号和本振混频产生的, 所以都包含有信号功率。如果不让它们白白地消耗掉而重新加以利用, 就会减少净变频损耗, 从而提高由信号变换为中频的变频效率。其中最值得注意的是镜频 $\omega_k = 2\omega_L - \omega_s$, 这个频率相对于本振来说和信号处于“镜像”的位置, 所以叫做镜像频率。它之所以重要, 一是它由本振的二次谐波差拍产生, 具有不可忽视的功率; 二是它离信号频率最近, 因此很容易落在信号通频带之内, 消耗在信号源内阻上。由于在实际使用的混频器中, 只有信号频率、中频和镜频最为重要, 所以, 通常主要研究三者之间的电流电压关系。考虑到混频后产生的中频电压 v_I , 镜频电

压 v_k 反作用于混频管上之后, 此时加在二极管上的电压有:

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

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

$$\text{中频电压 } v_I = -V_I \sin \omega_I t;$$

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

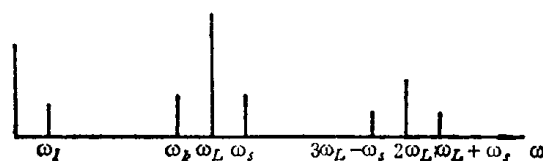


图1-7 混频器的主要频谱

其中 v_I 和 v_k 取负号, 是因为混频管电流 i 在中频电阻 R_I 和镜频电阻 R_k 上产生的电压降, 它反向加到二极管上, 如图1-8所示。其中除本振电压外, 其它幅值都很小, 因此本振电压和直流偏压决定二极管的工作点。将它们代入伏安特性表示式, 可以展成泰勒级数。如果略去直流项和高次谐波, 则流经二极管的电流可写成

$$i = (g_0 + 2g_1 \cos \omega_L t + 2g_2 \cos 2\omega_L t)(V_s \sin \omega_s t - V_I \sin \omega_I t - V_k \sin \omega_k t) \quad (1-10)$$

把式 (1-10) 展开, 从中取出信号频率、中频和镜频电流, 则它们的关系如下:

$$\begin{cases} \dot{I}_s = g_0 \dot{V}_s - g_1 \dot{V}_I + g_2 \dot{V}_k \\ \dot{I}_I = g_1 \dot{V}_s - g_0 \dot{V}_I + g_1 \dot{V}_k \\ \dot{I}_k = -g_2 \dot{V}_s + g_1 \dot{V}_I - g_0 \dot{V}_k \end{cases} \quad (1-11)$$

根据式 (1-11) 的三个方程, 我们可以画出此混频器的等效电路如图1-9所示。该混频器是个三端口网络: 一为信号端口; 一为中频端口; 另一为镜频端口。这个等效电路的有效性, 可由式 (1-11), 令一个端口激励, 而其它两个端口短路, 求其激励点的输入导纳来证明。

在 $V_L \gg V_s$ 时, 对于 V_s 来说, 可以把具有非线性电导性质的混频二极管用线性电导

元件组成的网络来等效。因此网络参量 g_0 、 g_1 、 g_2 可通过二极管的伏安特性算出。如前所述, 表面势垒二极管的伏安特性为

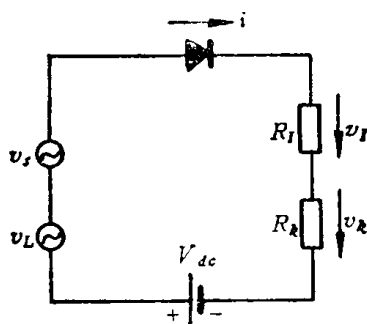


图1-8 混频二极管上的电压

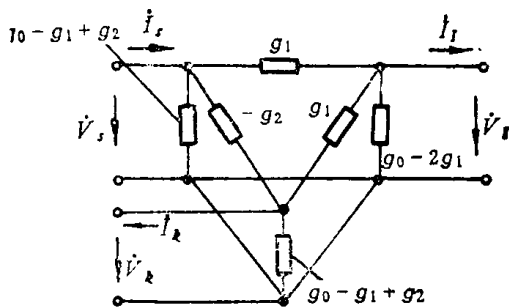


图1-9 混频器的等效电路

$$i = I_{sa}(e^{av} - 1) \quad (1-12)$$

二极管时变电导为

$$g(t) = \frac{di}{dv} = \alpha(i + I_{sa}) \quad (1-13)$$

设 $v = V_{dc} + V_L \cos \omega_L t$ 代入式(1-12), 求得电流为

$$i = I_{sa}(e^{aV_{dc}} \cdot e^{aV_L \cos \omega_L t} - 1) \quad (1-14)$$

将式(1-14)展成傅氏级数, 则有

$$i = I_{sa} e^{aV_{dc}} [I_0(\alpha V_L) + 2I_1(\alpha V_L) \cos \omega_L t + 2I_2(\alpha V_L) \cos 2\omega_L t + \dots] - I_{sa} \quad (1-15)$$

将式(1-15)代入式(1-13)可求得时变电导为

$$g(t) = \alpha I_{sa} e^{aV_{dc}} [I_0(\alpha V_L) + 2I_1(\alpha V_L) \cos \omega_L t + 2I_2(\alpha V_L) \cos 2\omega_L t + \dots] \quad (1-16)$$

由式(1-16)可求得

$$\begin{cases} g_0 = \alpha I_{sa} e^{aV_{dc}} I_0(\alpha V_L) \\ g_n = \alpha I_{sa} e^{aV_{dc}} I_n(\alpha V_L) \end{cases} \quad (1-17)$$

式中 $I_0(\alpha V_L)$ 和 $I_n(\alpha V_L)$ 分别为以 αV_L 为变量的零阶和 n 阶变型贝塞尔函数。为了计算方便, 常用归一化电导, 即

$$\gamma_n = g_n / g_0 = I_n(\alpha V_L) / I_0(\alpha V_L) \quad n = 1, 2, 3, \dots \quad (1-18)$$

如果忽略 I_{sa} , 同时假定 $\alpha V_L \gg 1$, 可求得电流直流分量

$$I_{dc} = I_{sa} e^{aV_{dc}} I_0(\alpha V_L) \approx I_{sa} e^{a(V_{dc} + V_L)} / \sqrt{2\pi\alpha V_L} \quad (1-19)$$

本振基波电流幅值 I_L 为

$$I_L = 2I_{sa} e^{aV_{dc}} I_1(\alpha V_L) \approx 2I_{dc} \quad (1-20)$$

本振功率为

$$P_L = \frac{1}{2} V_L I_L \approx V_L I_{dc} \quad (1-21)$$

混频器对本振源所呈现的电导为

$$G_L = I_L / V_L \approx 2I_{dc} / V_L \quad (1-22)$$

由上式可见, 当 V_L 一定时, G_L 随 I_{dc} 的增大而增大, 因而借助于 V_{dc} 来调节 I_{dc} 可以改变 G_L 使本振口得到匹配。

1-3-2 混频器的传输特性

混频器的传输特性是指：(1) 输入信号功率经过混频后，将有多少功率转换到中频信号中去，即常说的变频损耗。(2) 混频器具有什么样的源电导 G_s 和输出电导 G_e ，时，混频器的变频损耗为最小。变频损耗指的是：混频器输入的信号资用功率 P_s 与其输出中频资用功率 P_f 之比，即

$$L_m(\text{dB}) = 10 \lg \frac{P_s}{P_f} \quad (1-23)$$

一般说来， L_m 包括三部分：一为电路失配损耗 L_a ；二为混频管的结损耗 L_b ；三为混频时的净变频损耗 L_c 。

一、净变频损耗

由于混频器是一个三端口网络，所以， L_c 不但与二极管的特性有关，而且还与信号和镜频端口的负载阻抗有关。按镜频端口负载阻抗的不同，分三种情况来讨论，即(1) 镜频短路：镜频端负载电导 $G_k = \infty$ ；(2) 镜频匹配：镜频端负载电导 G_k 和信号源电导 G_s 相等；(3) 镜频开路：镜频端负载电导 $G_k = 0$ 。

1. 镜频短路混频器的传输特性

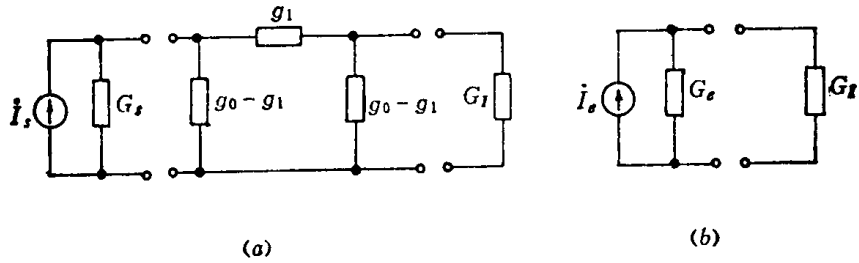


图1-10 镜频端口短路混频器的等效电路

图1-10(a)示出了图1-9的镜频端口短路混频器的简化等效电路，由于该三端口网络中一个端口被短路，故可简化为双端口网络。图中示出了一个恒流源，其幅值为 I_s ，内电导为 G_s 接在信号端口上。中频负载 G_f 接在中频端口上。

为了计算变频损耗，必须先计算出信号源输出的资用功率和混频器输出到中频负载的资用功率，然后求两者之比。信号源输出的资用功率为：

$$P_s = \frac{I_s^2}{8G_s} \quad (1-24)$$

为了求得混频器输出的中频资用功率，在中频端口上使用戴维南定理，把输出端以左的电路化成一个新的恒流电源，如图1-10(b)所示。图中， i_e 是恒流源的电流， G_e 是恒流源的内电导。输出端短路时短路电流的幅值，由图1-10(a)可求得

$$I_e = \frac{I_s g_1}{g_0 + G_s} \quad (1-25)$$

要计算 G_e ，可令 $I_s = 0$ ，然后由中频端口向混频器电路看进去的电导，即

$$G_e = \frac{g_1(g_0 + G_s) - g_1^2}{g_0 + G_s} + g_0 - g_1 = g_0 - \frac{g_1^2}{g_0 + G_s} \quad (1-26)$$

于是混频器输出的中频资用功率为：

$$P_I = \frac{I_e^2}{8G_e} = \frac{I_s^2 g_1^2}{8(g_0 + G_s)[g_0(g_0 + G_s) - g_1^2]} \quad (1-27)$$

故镜频短路混频器的变频损耗是:

$$L_1 = \frac{P_s}{P_I} = \frac{(g_0 + G_s)[g_0(g_0 + G_s) - g_1^2]}{g_1^2 G_s} \quad (1-28)$$

调整 G_s 可使 L_1 最小, 为此令 $\frac{\partial L_1}{\partial G_s} = 0$ 即可求得 L_1 最小及其相应的最佳信号源电导 G_{s1} 和输出电导 G_{I1} 来。计算结果如下:

$$\begin{cases} L_1 = \frac{1 + \sqrt{1 - \gamma_1^2}}{1 - \sqrt{1 - \gamma_1^2}} = \frac{1 + \sqrt{1 - \epsilon_1}}{1 - \sqrt{1 - \epsilon_1}} \\ \epsilon_1 = \gamma_1^2 \\ G_{s1} = G_{I1} = g_0 \sqrt{1 - \gamma_1^2} \end{cases} \quad (1-29)$$

2. 镜频匹配混频器的传输特性

此时, 信号端口接一恒流电源, 电流幅值为 I_s , 内电导为 G_s ; 镜频端口接一个负载电导 G_s ; 中频端口接一个负载电导 G_I , 如图1-11(a)所示。

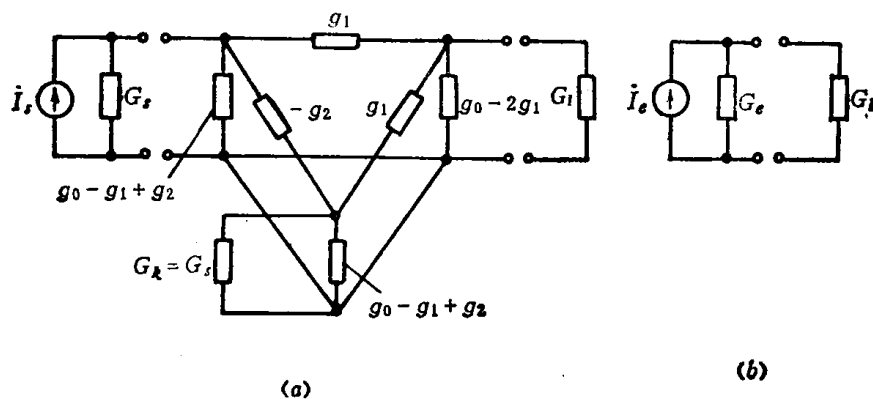


图1-11 镜频匹配混频器等效电路

与上述相似, 此时信号源输出的资用功率仍为:

$$P_s = \frac{I_s^2}{8G_s}$$

为了求混频器输出的中频资用功率, 仍在中频端口应用戴维南定理, 把输出端以左化成一个新的恒流源, 其短路电流幅值和输出电导分别为:

$$I_e = \frac{I_s g_1}{g_0 + g_2 + G_s} \quad (1-30)$$

$$G_e = g_0 - \frac{2g_1^2}{g_0 + g_2 + G_s} \quad (1-31)$$

于是混频器输出的中频资用功率为:

$$P_I = \frac{I_e^2}{8G_e} = \frac{I_s^2 g_1^2}{8(g_0 + g_2 + G_s)[g_0(g_0 + g_2 + G_s) - 2g_1^2]} \quad (1-32)$$

由此求得镜频匹配时的变频损耗为:

$$L_2 = \frac{P_s}{P_r} = \frac{(g_0 + g_2 + G_s)[g_0(g_0 + g_2 + G_s) - 2g_1^2]}{g_1^2 G_s}$$

同理, 调整 G_s 可得最小变频损耗及其相应的最佳信号源电导和最佳输出电导,

$$\begin{cases} L_2 = 2 \frac{1 + \sqrt{1 - \epsilon_2}}{1 - \sqrt{1 - \epsilon_2}} \\ \epsilon_2 = \frac{2\gamma_1^2}{1 + \gamma_2} \\ G_{s2} = g_0 \sqrt{(1 + \gamma_2)(1 + \gamma_2 - 2\gamma_1^2)} \\ G_{I2} = g_0 \sqrt{\frac{1 + \gamma_2 - 2\gamma_1^2}{1 + \gamma_2}} \end{cases} \quad (1-33)$$

3. 镜频开路混频器的传输特性

仿照上述方法可求得镜频开路混频器的最小变频损耗 L_3 、最佳源电导 G_{s3} 和输出电导 G_{I3} :

$$\begin{cases} L_3 = \frac{1 + \sqrt{1 - \epsilon_3}}{1 - \sqrt{1 - \epsilon_3}} \\ \epsilon_3 = \frac{\gamma_1^2(1 - \gamma_2)}{(1 - \gamma_1^2)(1 + \gamma_2)} \\ G_{s3} = g_0 \sqrt{1 - \gamma_2^2} \sqrt{\frac{(1 - \gamma_2)(1 + \gamma_2 - 2\gamma_1^2)}{1 - \gamma_1^2}} \\ G_{I3} = g_0 \sqrt{\frac{(1 - \gamma_1^2)(1 + \gamma_2 - 2\gamma_1^2)}{1 + \gamma_2}} \end{cases} \quad (1-34)$$

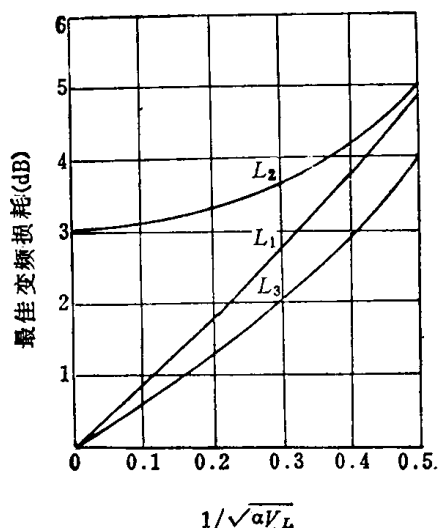


图1-12 变频损耗与本振电压和镜频终端的关系

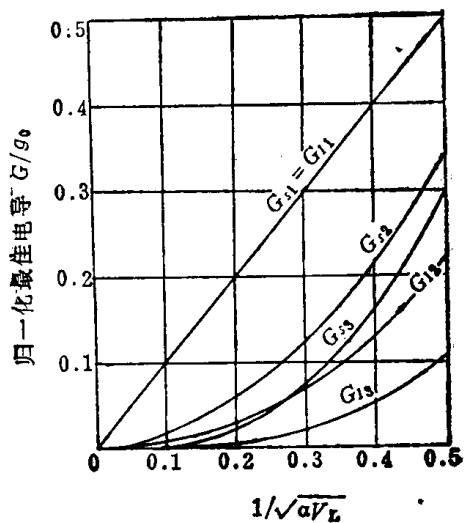


图1-13 归一化电导与本振电压和镜频终端的关系

为了看出三种镜频端接变频损耗、源电导和输出电导如何随本振电压幅值不同而变化, 我们把上述结果画在图1-12和图1-13中。由图1-12可见, L_1 、 L_2 和 L_3 均随本振电压幅值的增加而减小。其中镜频开路变频损耗最小, 其次是镜频短路, 而镜频匹配为

最大。原因是镜频开路 and 镜频短路意味着镜频端无损耗，而在镜频匹配情况下，有一部分信号功率消耗在镜频负载上。但是，从图 1-13 看出，镜频开路时要求的最佳源电导和输出电导比镜频短路时小得多。就变频损耗而论，镜频开路情况似乎较好，但镜频开路要求的源电导和输出电导过小的话，混频器与信号源和输出负载的匹配将是很困难的，因此，镜频开路的性能并不比镜频短路的好。

镜频匹配混频器是宽带的，外来的频率等于镜频 ω_k 的信号与频率为 ω_s 的信号一样能通过混频器而变为中频信号。它是双通道混频器，即存在信号和镜频两个通道。与此相反，镜频开路 and 镜频短路混频器是单通道混频器。

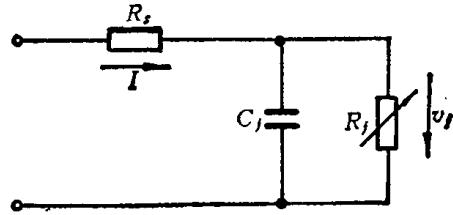


图1-14 二极管管芯的等效电路

二、混频二极管的结损耗

在上面分析净变频损耗时，仅考虑了 R_j 的作用，因此所得结果是理想的。实际上二极管的寄生参量 L_s 、 C_p 、 C_j 和 R_s 的影响是存在的，必须予以考虑。在分析中把 L_s 和 C_p 并到外电路中去，只考虑 C_j 和 R_s 的影响，这时管芯的等效电路如图 1-14 所示。二极管结损耗 L_b 定义为输入信号功率 P_s 与结电阻吸收功率 P_j 之比。

设流入二极管的总电流的幅值为 I ，结电阻两端电压的幅值为 V_j ，则 R_j 上吸收的功率为：

$$P_j = \frac{V_j^2}{2R_j} \quad (1-35)$$

输入的总信号功率为：

$$P_s = \frac{I^2 R_s}{2} + \frac{V_j^2}{2R_j} = \frac{V_j^2}{2R_j} \left[1 + \frac{R_s}{R_j} + \omega_s^2 C_j^2 R_s R_j \right] \quad (1-36)$$

于是二极管的结损耗为

$$L_b(\text{dB}) = 10 \lg \frac{P_s}{P_j} = 10 \lg \left(1 + \frac{R_s}{R_j} + \omega_s^2 C_j^2 R_s R_j \right) \quad (1-37)$$

因为 R_j 和 C_j 均与本振电压有关，如果适当调整本振电压，使 $R_j = \frac{1}{\omega_s C_j}$ ，则可使 L_b 最小，即

$$L_{bmin} = 10 \lg (1 + 2\omega_s C_j R_s) \quad (1-38)$$

三、混频器电路的失配损耗

混频器输入输出端不匹配会引起信号功率和中频功率的损耗。假定信号端口的电压驻波比为 ρ_1 ，中频输出端口的电压驻波比为 ρ_2 ，则失配损耗为：

$$L_a(\text{dB}) = 10 \lg \frac{(\rho_1 + 1)^2}{4\rho_1} + 10 \lg \frac{(\rho_2 + 1)^2}{4\rho_2} \quad (1-39)$$

1-3-3 混频器的噪声系数

混频器的噪声系数定义为输入与输出端的信噪比之比，即

$$F_m = \frac{S_{ia}/N_{ia}}{S_{oa}/N_{oa}} = L_m \frac{N_{oa}}{N_{ia}} \quad (1-40)$$

式中, $L_m = \frac{S_{ia}}{S_{oa}}$ 为混频器的变频损耗, N_{ia} 和 N_{oa} 分别为混频器输入和输出噪声资用功率。 N_{oa} 由两部分组成, 一部分是输入端源电阻产生的噪声, 一部分是二极管产生的噪声。混频器的噪声系数与混频器的电路(单通道或双通道)和信号在各通道分布情况有关。下面分别进行介绍。

一、镜频开路或镜频短路混频器的噪声系数

此时混频器是单通道有耗双端口网络, 即镜频开路或短路情况, 其噪声等效电路如图 1-15 所示。设二极管的噪声温度为 T_D , 信号源电阻的噪声温度为 T_s 。如果 $T_s = T_D$, 则输入和输出端的噪声资用功率分别为:

$$N_{ia} = kT_s B = kT_D B$$

$$N_{oa} = kT_D B$$

其中 N_{oa} 又可表示为:

$$N_{oa} = \frac{1}{L_m} kT_D B + \left(1 - \frac{1}{L_m}\right) kT_D B \quad (1-41)$$

式中第一项代表输入噪声经过混频器衰减后的输出功率, 第二项代表混频器内部产生的噪声输出功率。如果 $T_s \neq T_D$, 并且 $T_s = T_0$ (常温 290K) 时, 则第一项变成 $\frac{1}{L_m} kT_0 B$, 第二项不变, 因为内部噪声不随 T_s 而变。所以式 (1-41) 变为:

$$N_{oa} = \frac{1}{L_m} kT_0 B + \left(1 - \frac{1}{L_m}\right) kT_D B \quad (1-42)$$

我们将 N_{oa} 等效为温度为 T_m 的电阻所产生的热噪声, 即

$$N_{oa} = kT_m B \quad (1-43)$$

并定义

$$t_m = \frac{T_m}{T_0} = \frac{N_{oa}}{kT_0 B} \quad (1-44)$$

为混频器的噪声比, 则由式 (1-43) 和式 (1-44) 得镜频开路或镜频短路混频器的噪声比:

$$t_{m1} = \frac{1}{L_m} [t_d(L_m - 1) + 1] \quad (1-45)$$

因此, 镜频开路或镜频短路混频器噪声系数为

$$F_{m1} = L_m \frac{N_{oa}}{kT_0 B} = L_m t_{m1} = t_d(L_m - 1) + 1 \quad (1-46)$$

式中 $t_d = T_D/T_0$ 是混频管的噪声比。

二、镜频匹配混频器的噪声系数

这时, 混频器是双通道有耗三端口网络, 即镜频匹配情况, 其噪声等效电路如图 1-16 所示。设 $T_s = T_k = T_D$, T_k 代表镜频端口电导的噪声温度。则网络总输出噪声资用功率为:

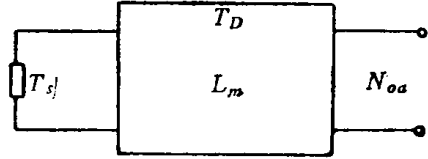


图1-15 镜频开路或短路的混频器的噪声等效电路

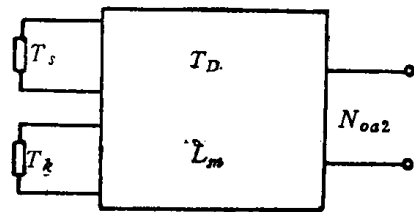


图1-16 镜频匹配混频器的噪声等效电路