

# 微波电子线路

武国机 主编

西北工业大学出版社

# 微波电子线路

武国机 张凤贤 编

西北工业大学出版社

## 内 容 简 介

本书主要介绍各种微波有源器件与电路的工作原理、特性及应用。全书共六章，内容包括有：微波混频器，参量放大器，倍频器，雪崩二极管振荡器和转移电子振荡器，微波晶体管电路，以及速调管、行波管和磁控管等。各章之后附有习题，供学习时参考。

本书是高等院校工科电子类教材，亦可供从事微波技术工作人员参考。

DT27/23

## 微波电子线路

编 者 武国机 张凤贤

责任编辑 李 珂

\*

©1994 西北工业大学出版社出版发行

(西安市友谊西路 127 号 邮编:710072 电话:5261952)

陕西省新华书店 发行

西北工业大学出版社印刷厂印装

\*

开本 787×1092 毫米 1/16 15 印张 字数 361 千字

1987 年 3 月第一版 1994 年 6 月第 2 次印刷

印数:5001-6500 册

ISBN 7-5612-0001-3/TN·2 、定价:9.00 元

0000188

## 前 言

本书系高等院校无线电技术专业 and 雷达专业方面的教材，它基本上是根据航空工业部1982年4月教材会议上制订的教材大纲，并经西北工业大学等院校试用后，修改、补充编写而成。经航空工业部专业教材第一编审委员会审定，并推荐出版。

本课程的参考学时数为70学时。全书内容共六章，包括有各种微波有源器件以及由它们组成的微波电路。重点讲授微波电路，适当介绍一定的微波器件。前五章是微波半导体电路，包括微波混频器、参量放大器、倍频器、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设计方法，约占54学时；第六章是微波电真空器件，较详细地分析了常用的速调管、行波管、磁控管的结构、基本工作原理、特性和应用，约占16学时。为了配合课程教学和加深对教材基本内容的理解，各章之后均附有一定数量的习题，供学习时参考。

本书由西北工业大学武国机主编，并分工编写第一、二、三、四、六章。张凤贤编写第五章。

本教材由西北电讯工程学院强伯涵副教授、叶后裕和章荣庆同志审阅。他们为审阅本教材付出了辛勤劳动，并提出了许多宝贵意见，在此谨表示诚挚的感谢。

由于编者水平有限，书中难免存在一些缺点和错误，殷切希望广大读者批评指正。

编 者

1986年1月

# 目 录

|                             |    |
|-----------------------------|----|
| <b>第一章 微波混频器</b> .....      | 1  |
| § 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.....         | 11 |
| 1-3-4 混频器的其它电气指标.....       | 13 |
| § 1-4 微波混频器的基本电路 .....      | 14 |
| 1-4-1 单端混频器.....            | 14 |
| 1-4-2 平衡混频器.....            | 14 |
| 1-4-3 双平衡混频器.....           | 19 |
| § 1-5 镜像回收与镜像抑制 .....       | 22 |
| 1-5-1 滤波器型镜像回收混频器.....      | 22 |
| 1-5-2 平衡式镜像回收混频器.....       | 23 |
| § 1-6 窄带平衡混频器设计举例 .....     | 26 |
| 1-6-1 设计要求.....             | 26 |
| 1-6-2 设计考虑.....             | 26 |
| 1-6-3 混频器微带电路的设计.....       | 26 |
| 1-6-4 混频器性能指标的估计.....       | 28 |
| § 1-7 宽频段混频器 .....          | 29 |
| 1-7-1 微波宽带巴伦.....           | 29 |
| 1-7-2 宽带混频器设计举例.....        | 35 |
| § 1-8 毫米波混频器 .....          | 39 |
| 1-8-1 概述.....               | 39 |
| 1-8-2 毫米波混频器.....           | 41 |
| 习 题.....                    | 43 |
| <b>第二章 参量放大器</b> .....      | 44 |
| § 2-1 引 言 .....             | 44 |
| § 2-2 变容二极管 .....           | 44 |
| 2-2-1 变容二极管的静态特性及其等效电路..... | 44 |
| 2-2-2 变容二极管的动态特性.....       | 46 |

|                               |    |
|-------------------------------|----|
| § 2-3 非线性电抗中的能量关系和参放的分类 ..... | 48 |
| 2-3-1 门雷-罗威关系式 .....          | 48 |
| 2-3-2 门雷-罗威关系式的应用 .....       | 49 |
| § 2-4 非简并参量放大器 .....          | 50 |
| 2-4-1 非简并参量放大器的等效电路 .....     | 50 |
| 2-4-2 非简并负阻参量放大器的功率增益 .....   | 53 |
| 2-4-3 非简并负阻参量放大器的通频带 .....    | 54 |
| 2-4-4 非简并负阻参量放大器的噪声系数 .....   | 58 |
| 2-4-5 参量放大器的稳定性 .....         | 59 |
| § 2-5 非简并参量放大器的电路与设计 .....    | 59 |
| 2-5-1 参量放大器的电路 .....          | 59 |
| 2-5-2 非简并负阻参量放大器的设计 .....     | 61 |
| § 2-6 参量放大器频带的展宽 .....        | 65 |
| 习 题 .....                     | 69 |

### 第三章 倍频器和功率上变频器 .....

|                              |    |
|------------------------------|----|
| § 3-1 引 言 .....              | 71 |
| § 3-2 变容管倍频器 .....           | 71 |
| 3-2-1 变容管倍频器的基本电路 .....      | 71 |
| 3-2-2 变容管倍频器的基本原理 .....      | 72 |
| 3-2-3 变容管倍频器的设计表格 .....      | 76 |
| 3-2-4 变容管倍频器的设计举例 .....      | 80 |
| 3-2-5 变容管倍频器电路举例 .....       | 81 |
| § 3-3 阶跃恢复二极管倍频器 .....       | 82 |
| 3-3-1 阶跃恢复二极管的基本特性与参量 .....  | 82 |
| 3-3-2 阶跃管倍频器的工作原理与计算 .....   | 85 |
| 3-3-3 阶跃恢复二极管倍频器的结构与设计 ..... | 92 |
| § 3-4 功率上变频器 .....           | 95 |
| 3-4-1 变容管上变频器的分析 .....       | 96 |
| 3-4-2 功率上变频器电路举例 .....       | 98 |
| 习 题 .....                    | 99 |

### 第四章 微波半导体二极管振荡器 .....

|                                   |     |
|-----------------------------------|-----|
| § 4-1 引 言 .....                   | 100 |
| § 4-2 雪崩渡越时间二极管 .....             | 101 |
| 4-2-1 碰撞雪崩渡越时间模的基本工作原理 .....      | 101 |
| 4-2-2 碰撞雪崩渡越时间二极管的等效电路和电路参量 ..... | 103 |
| 4-2-3 崩越管的结构与材料 .....             | 106 |
| 4-2-4 俘获等离子体雪崩触发放越模式 .....        | 107 |
| § 4-3 转移电子器件 .....                | 109 |
| 4-3-1 基本工作原理 .....                | 110 |

|                       |     |
|-----------------------|-----|
| 4-3-2 振荡模式            | 113 |
| § 4-4 负阻振荡器的工作原理及基本电路 | 118 |
| 4-4-1 负阻振荡器的工作原理      | 118 |
| 4-4-2 负阻振荡器的基本电路      | 121 |
| § 4-5 负阻振荡器的频率调谐      | 122 |
| 4-5-1 变容管调谐负阻振荡器      | 123 |
| 4-5-2 YIG 调谐负阻振荡器     | 124 |
| § 4-6 负阻振荡器的噪声和频率稳定度  | 126 |
| 4-6-1 负阻振荡器的噪声特性及其表示法 | 126 |
| 4-6-2 提高频率稳定度的措施      | 128 |
| 习 题                   | 134 |

## 第五章 微波晶体管放大器和振荡器 135

|                            |     |
|----------------------------|-----|
| § 5-1 引 言                  | 135 |
| § 5-2 微波晶体管                | 136 |
| 5-2-1 微波双极晶体管              | 136 |
| 5-2-2 微波场效应晶体管             | 139 |
| § 5-3 微波晶体管的 S 参数          | 143 |
| § 5-4 微波晶体管放大器的增益、稳定性和噪声系数 | 144 |
| 5-4-1 微波晶体管放大器的增益          | 144 |
| 5-4-2 微波晶体管放大器的稳定性         | 147 |
| 5-4-3 绝对稳定判别准则             | 149 |
| 5-4-4 微波晶体管放大器的噪声系数        | 151 |
| § 5-5 小信号微波晶体管放大器的窄带设计     | 154 |
| 5-5-1 单向化设计                | 155 |
| 5-5-2 非单向化双共轭匹配的设计         | 158 |
| *5-5-3 潜在不稳定条件下的设计         | 161 |
| § 5-6 小信号微波晶体管放大器的宽带设计     | 164 |
| 5-6-1 微波电路的机助分析方法简介        | 164 |
| 5-6-2 电路的拓扑结构和数学模型         | 164 |
| 5-6-3 机助设计流程图和计算举例         | 166 |
| § 5-7 微波晶体管功率放大器           | 168 |
| 5-7-1 微波晶体管功率放大器的特点        | 168 |
| 5-7-2 微波晶体管功率放大器的设计        | 169 |
| *5-7-3 功率合成法               | 171 |
| § 5-8 微波晶体管振荡器             | 172 |
| 5-8-1 以输入输出阻抗为基础的设计        | 173 |
| 5-8-2 利用 S 参数的设计方法         | 178 |
| 习 题                        | 180 |
| 附 录                        | 182 |

|                            |     |
|----------------------------|-----|
| <b>第六章 微波电真空器件</b> .....   | 183 |
| § 6-1 引 言 .....            | 183 |
| § 6-2 速调管放大器和振荡器 .....     | 184 |
| 6-2-1 双腔速调管放大器.....        | 184 |
| 6-2-2 多腔速调管放大器.....        | 190 |
| 6-2-3 反射速调管振荡器.....        | 193 |
| § 6-3 行波管放大器 .....         | 196 |
| 6-3-1 行波管放大器的结构.....       | 197 |
| 6-3-2 行波管放大器的工作原理.....     | 200 |
| 6-3-3 行波管的小信号理论分析.....     | 202 |
| 6-3-4 行波管的主要特性 .....       | 206 |
| § 6-4 多腔磁控管振荡器 .....       | 208 |
| 6-4-1 多腔磁控管的结构.....        | 209 |
| 6-4-2 电子在恒定电磁场中的运动.....    | 210 |
| 6-4-3 多腔磁控管的谐振频率和振荡模式..... | 214 |
| 6-4-4 多腔磁控管的工作原理与同步条件..... | 216 |
| 6-4-5 多腔磁控管的工作特性和负载特性..... | 221 |
| 6-4-6 磁控管的频率调谐.....        | 225 |
| 6-4-7 磁控管的使用和维护.....       | 227 |
| 习 题 .....                  | 230 |
| <b>参考资料</b> .....          | 231 |

# 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。对波段接收机,接收的信号频率改变时,还应当相应改变本机振荡频率,使混频后的中频  $f_i$  恒为某一固定数值,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。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。

对于接收混频器由于工作在弱信号下,因而对它的主要要求是变频损耗小、噪声要低。

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:一种是非线性电阻二极管;另一种是非线性电容二极管。本章主要介绍由非线性电阻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,而且性能良好。因此是目前主要的微波混频器,虽然这种混频器有一定的变频损耗,但它与低噪声中频放大器组成的混频器——中放组件,其总噪声系数可作得相当低。因此,在中等灵敏度的微波接收机中,常用混频器——中放组件作低噪声前端器件。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。

## § 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

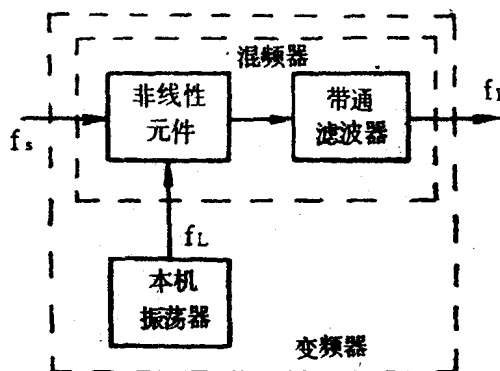


图 1-1 混频器的原理方框图

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。

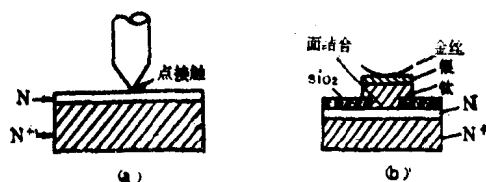


图 1-2 金属-半导体结二极管的管芯结构  
(a)点接触型；(b)面结合型。

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。

### 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。

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。

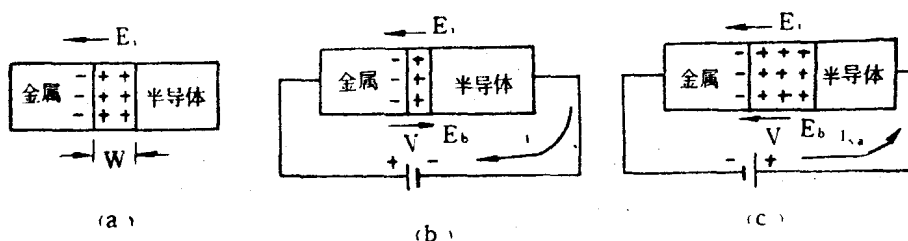


图 1-3 金属-半导体结在外加电压作用下的情况  
(a)不加偏压；(b)加正向偏压；(c)加反向偏压。

当二极管两端加正向偏压时（如图 1-3(b) 所示），由于正向偏压形成的外电场  $E_b$  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,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,在较小的反向偏压下就等于零。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加电压作用下表现出单向导电特性:在正向偏置时,表现为小电阻大电流;在反向偏置时,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:

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

式中  $I_{\infty}$  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;  $n$  是斜率参数。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  $\alpha = \frac{e}{nkT} \approx 40 \frac{1}{\text{伏}}$ 。

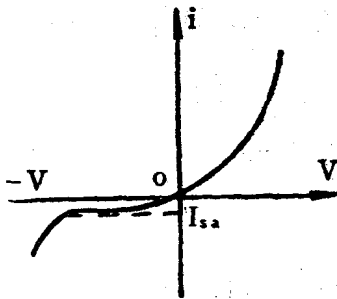


图 1-4 金属-半导体结二极管伏安特性

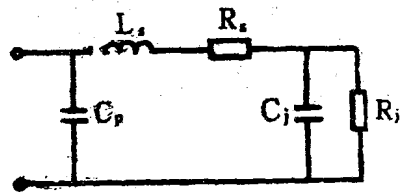


图 1-5 金属-半导体结二极管等效电路

#### 二、等效电路及主要参量

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,正向时约为几个欧姆,反向时可达兆欧量级。非线性变频就是依靠这个电阻来完成的。 $C_j$  是结电容,其数值在百分之几到一个微微法之间,它随二极管的工作状态而变。 $R_s$  是半导体的体电阻,又称串联电阻,对面结合管的  $R_s$  约几欧姆。 $L_s$  是引线电感,约为一至几个毫微亨。 $C_p$  是管壳电容,约为几分之一微微法。二极管作为非线性电阻运用时,除  $R_j$  外,其它都是寄生参量。

混频二极管的主要参量有下述三个:

##### 1. 截止频率

它是决定混频二极管最高使用频率的参量。由于  $R_s$  和  $C_j$  的存在,当它们的数值给定时,信号频率越高,  $R_s$ 、 $C_j$  对  $R_j$  的分压和分流作用越严重,变频损耗越大。当信号频率高到使得  $R_s = 1/\omega C_j$  时,高频信号有一半降落在  $R_s$  上,混频效率大为降低,此时二极管已

不能正常工作。因此，定义二极管的结电容容抗和串联电阻相等时的频率为二极管的截止频率，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资用功率与输出中频资用功率之比。

## 3. 噪声比

混频二极管的噪声比定义为二极管的噪声资用功率与等效电阻热噪声资用功率之比。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。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

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

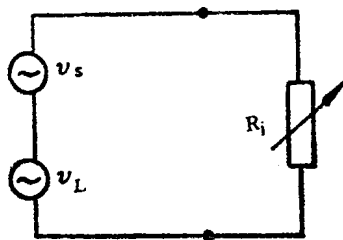


图 1-6 二极管的简化电路

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

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

式中第一项是只加本振电压时的二极管电流，因此它不包括信号频率能量。值得注意的是第二项， $f'(v_L)$  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  $\omega_L$  的周期性函数，因此可将它们展成傅里叶级数：

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

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

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像频率  $\omega_k = 2\omega_L - \omega_s$ ，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：

本振电压  $v_L = V_L \cos \omega_L t$ ；  
 信号电压  $v_s = V_s \sin \omega_s t$ ；  
 中频电压  $v_I = -V_I \sin \omega_I t$ ；  
 镜频电压  $v_k = -V_k \sin \omega_k t$ 。

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，

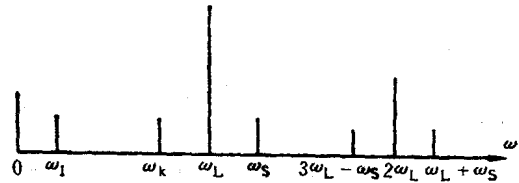


图 1-7 混频器的主要频谱

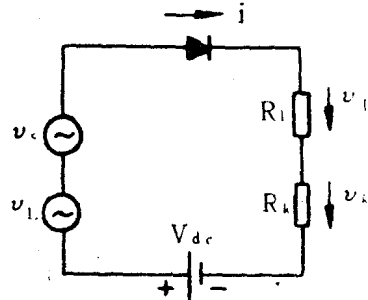


图 1-8 混频二极管上的电压

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

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

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

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

二极管时变电导为

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

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

$$i = I_{sa} e^{aV_{dc}} [J_0(aV_L) + 2J_1(aV_L) \cos \omega_L t + 2J_2(aV_L) \cos 2\omega_L t + \dots] - I_{sa} \quad (1-15)$$

将式 (1-15) 代入式 (1-13) 可求得时变电导为

$$g(t) = a I_{sa} e^{aV_{dc}} [J_0(aV_L) + 2J_1(aV_L) \cos \omega_L t + 2J_2(aV_L) \cos 2\omega_L t + \dots] \quad (1-16)$$

由式 (1-16) 可求得

$$\begin{cases} g_0 = a I_{sa} e^{aV_{dc}} J_0(aV_L) \\ g_n = a I_{sa} e^{aV_{dc}} J_n(aV_L) \end{cases} \quad (1-17)$$

式中  $J_0(aV_L)$  和  $J_n(aV_L)$  分别为以  $aV_L$  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

$$\gamma_n = g_n / g_0 = J_n(aV_L) / J_0(aV_L) \quad n = 1, 2, 3, \dots \quad (1-18)$$

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

$$I_{dc} = I_{sa} e^{aV_{dc}} J_0(aV_L) \approx I_{sa} e^{a(V_{dc} + V_L)} / \sqrt{2\pi aV_L} \quad (1-19)$$

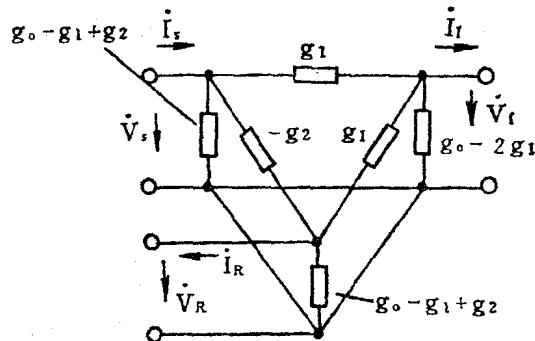


图 1-9 混频器的等效电路

本振基波电流幅值  $I_L$  为

$$I_L = 2I_{sa} e^{\alpha V_{dc}} J_1(\alpha V_L) \approx 2I_{dc} \quad (1-20)$$

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

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

由式(1-22)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。

已知本振幅值  $V_L$ , 直流偏压  $V_{dc}$  和二极管特性 ( $I_{sa}$ ,  $\alpha$ ) 后, 就可由上面的公式计算  $P_L$ ,  $I_{dc}$  和  $G_L$  等参量。但是在微波波段要直接测量  $V_L$  很困难, 而测量  $P_L$  和  $I_{dc}$  却很方便, 因此, 实际上方便的是由测量出的  $P_L$  和  $I_{dc}$  来确定  $V_L$ 。已知  $P_L$  和  $I_{dc}$  后, 就可由式(1-21)(1-22)算出  $V_L$  和  $G_L$ 。这些参量决定着混频器的工作状态。

### 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  $G_I$  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  $P_I$  之比, 即

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

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

在计算混频器的净变频损耗时, 把混频二极管只考虑成为一个时变电导, 求其在变频过程中所产生的损耗, 因此可用图 1-9 混频器的等效电路来进行分析。由于它是个三端口网络, 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(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  $G_I$  接在中频端口上。

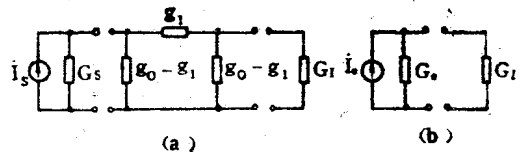


图 1-10 镜频端口短路混频器的等效电路

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净变频损耗是：

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

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：

$$\begin{cases} L_1 = \frac{1 + \sqrt{1 - \nu_1^2}}{1 - \sqrt{1 - \nu_1^2}} = \frac{1 + \sqrt{1 - \epsilon_1}}{1 - \sqrt{1 - \epsilon_1}} \\ \epsilon_1 = \nu_1^2 = (g_1/g_0)^2 \\ G_{s1} = G_{I1} = g_0 \sqrt{1 - \nu_1^2} \end{cases} \quad (1-29)$$

## 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  $G_k$ ；中频端口接一个负载电导  $G_I$ ，如图 1-11(a) 所示。

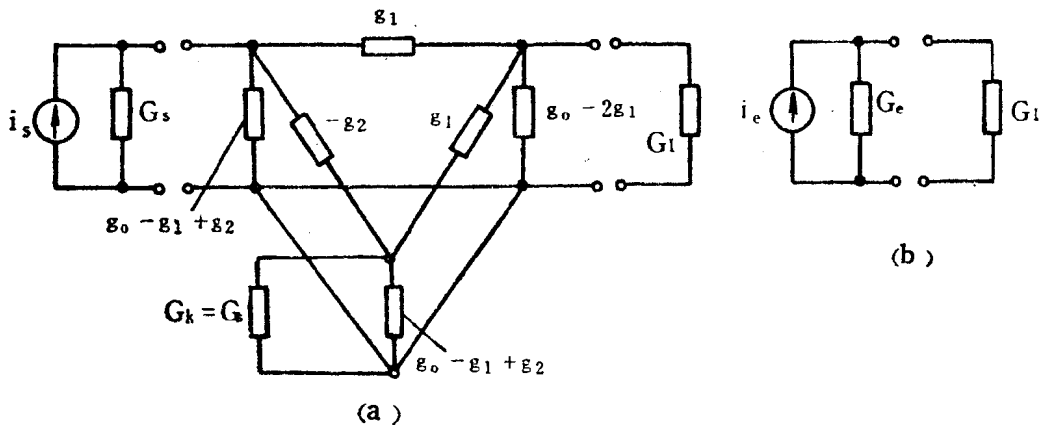


图 1-11 镜频匹配混频器等效电路

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电源, 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:

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

由此求得镜频匹配时的变频损耗为:

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

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:

$$\left\{ \begin{array}{l} L_2 = 2 \frac{1 + \sqrt{1 - \epsilon_2}}{1 - \sqrt{1 - \epsilon_2}} \\ \epsilon_2 = \frac{2\gamma_1^2}{1 + \gamma_2} \\ \gamma_2 = \frac{g_2}{g_0} \\ G_{s2} = g_0 \sqrt{(1 + \gamma_2)(1 + \gamma_2 - 2\gamma_1^2)} \\ G_{f2} = g_0 \sqrt{\frac{1 + \gamma_2 - 2\gamma_1^2}{1 + \gamma_2}} \end{array} \right. \quad (1-33)$$

### 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  $G_{f3}$ :

$$\left\{ \begin{array}{l} L_3 = \frac{1 + \sqrt{1 - \epsilon_3}}{1 - \sqrt{1 - \epsilon_3}} \\ \epsilon_3 = \frac{\gamma_1^2(1 - \gamma_2)}{(1 - \gamma_1^2)(1 + \gamma_2)} \\ G_{s3} = g_0 \sqrt{1 - \gamma_2^2} \sqrt{\frac{(1 - \gamma_2)(1 + \gamma_2 - 2\gamma_1^2)}{1 - \gamma_1^2}} \\ G_{f3} = g_0 \sqrt{\frac{(1 - \gamma_1^2)(1 + \gamma_2 - 2\gamma_1^2)}{1 + \gamma_2}} \end{array} \right. \quad (1-34)$$

为了看出三种镜频终端接的变频损耗、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。原因是镜频开路时, 流过混频二极管的镜频电流分量接近于零, 从而消除了它在镜频负