

微波电子线路

成都电讯工程学院

黄香馥 等 编

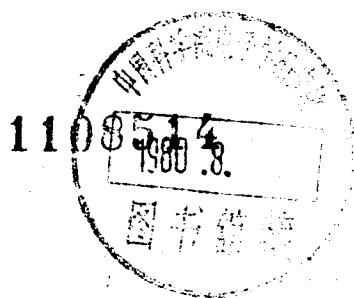
国防工业出版社



微波电子线路

成都电讯工程学院

黄香馥 等编



国防工业出版社

内 容 简 介

本书主要介绍微波变频、放大、倍频和振荡等半导体线路，以及速调管、行波管和正交场管等微波电真空器件。书中较详细地介绍了微波半导体线路结构、工作原理和分析方法，并列举了一些有启发性的半导体线路设计例子。全书各章均附有一定数量的习题。

本书可作为高等院校工科电子类雷达或其他有关线路专业的试用教材。也可作为微波线路工程技术人员的参考书。

微波电子线路

黄香馥 等编

*

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22 516千字

1980年7月第一版 1980年7月第一次印刷 印数：0,001—7,700册

统一书号：15034·1998 定价：2.25元

前 言

本书系高等院校工科电子类雷达专业统编试用教材之一。它基本上是根据四机部一九七八年三月雷达专业统编教材会议制订的教学大纲编写的。

本教材内容包括整机收发设备中主要的微波半导体线路和电真空器件。全书按 80 学时编写，前五章是微波半导体线路，约 60 学时的内容；第六章是常用的微波电真空器件，约 20 学时的内容。各章中带有星号（*）的小节是机动内容；对雷达专业来说，如果教学学时数不够，这些机动内容可以不在课堂上讲授而让读者自学，如果学习时间较紧，也可暂不阅读。

在微波半导体线路中，时变网络得到广泛应用，它是构成微波混频器、参量放大器和倍频器的基础。本书在第一章和第二章中结合阻性混频和参量放大对线性时变网络的工程分析作了较详细的介绍；而在第三章中结合倍频器介绍了大信号时变网络的分析思路；并给出了变容管倍频器的设计表格。第四章讲述了微波晶体管放大器。从传输线的入射波和反射波概念出发，对散射参量（S 参量）的定义和物理意义作了较详细的介绍，并用 S 参量分析了放大器的各项指标和稳定性问题。第五章是微波固体振荡器，较详细地介绍了晶体三极管、雪崩管和体效应管振荡器的线路结构、工作原理和分析方法；对振荡器的电调特性、稳频措施和噪声特性也作了一定的介绍。第六章是微波电真空器件。较详细介绍了常用速调管、行波管、正交场放大管和磁控管等微波器件的结构和工作原理，对管内的物理现象也作了一定的分析。

由于学时和篇幅有限，本书没有编写有关隧道二极管放大器和混频器的内容。因为从技术现状来看，在低噪声、工作带宽和动态范围等方面，它不如晶体管低噪声放大器和肖特基二极管混频器，目前在雷达高频设备中应用不多。至于二极管开关和控制电路也由于学时和篇幅的限制而删去了。

为了使读者加深对教材内容的理解和开阔思路，在本书有关章节中列举了一些有启发性的半导体线路设计例子，同时在各章后面均附有一定数量的习题。

本书完稿后，曾由清华大学高葆新，李征帆，赵国湘，陈兆武等同志承担主审。此外，还有国防科技大学、华东工程学院、西北电讯工程学院、北京工业学院、上海科技大学、上海交通大学等兄弟院校的代表参加了审稿会。在会上大家提出了很多宝贵的意见，对编者帮助很大，特此表示感谢。我院七〇四教研室的同志对本书的编写给予了帮助和支援；李惠敏同志认真地完成了全书的绘图任务，在此一并致谢！

本书主编为黄香馥同志，并分工编写了第一章。第二章和第四章由陈天麒编写；第三章由朱君范编写；第五章由罗耀华编写；第六章由张德骝编写。由于编者水平有限，加之时间仓促，缺点和错误在所难免，欢迎读者批评指正。

编 者

1979年7月

目 录

第一章 非线性电阻微波混频器	1
§ 1-1 概述	1
1-1-1 变频器的组成和概况	1
1-1-2 微波混频二极管简单介绍	1
§ 1-2 二极管阻性混频器的基本电路和 工作原理	4
1-2-1 单端混频器	4
1-2-2 单平衡混频器	8
1-2-3 双平衡混频器	15
§ 1-3 二极管阻性混频器的理论分析	18
1-3-1 最简单的线性周期时变电阻网络的 基本关系	19
1-3-2 Y混频器的分析	22
§ 1-4 混频器的噪声特性和 低噪声混频电路	31
1-4-1 混频器的噪声系数	31
1-4-2 滤波器型电抗镜像终端混频器	34
1-4-3 镜像回收混频器	37
*1-4-4 窄频段平衡混频器的设计举例	39
* § 1-5 宽频段混频器	41
1-5-1 微波宽带巴仑介绍	41
1-5-2 宽带混频器设计例子	47
* § 1-6 混频器性能的测量	52
1-6-1 变频损耗的测量	52
1-6-2 混频器-中放组件的噪声系数测量	52
1-6-3 混频器各端口电压驻波比的测量	53
1-6-4 隔离度的测量	54
习题	54
第二章 参量放大器和参量变频器	57
§ 2-1 概述	57
§ 2-2 参量放大器的基本工作原理	58
2-2-1 可变电抗中能量转换的物理过程	58
2-2-2 非线性电抗中的一般能量关系	59
2-2-3 变容二极管	63
2-2-4 周期时变电抗网络的小信号分析	68
§ 2-3 非简并负阻参量放大器的基本分析	75
2-3-1 非简并负阻参量放大器的等效电路	75
2-3-2 非简并负阻参量放大器的 功率增益及稳定性	77
2-3-3 非简并负阻参量放大器的带宽特性	80
2-3-4 非简并负阻参量放大器的噪声特性	82
*2-3-5 影响参量放大器性能稳定性的	

一些因素	86
§ 2-4 非简并负阻参量放大器 的结构与设计	91
2-4-1 非简并负阻参量放大器的结构	91
*2-4-2 非简并负阻参量放大器的设计	93
*2-4-3 参量放大器展宽带宽的原理	97
§ 2-5 参量变频器	101
2-5-1 小信号和频上变频器的性能和结构	101
2-5-2 功率上变频器介绍	105
* § 2-6 主要参数及技术指标的测量	106
2-6-1 变容二极管的测量原理	106
2-6-2 等效输入噪声温度的测量原理	107
习题	108
第三章 倍频器	112
§ 3-1 概述	112
§ 3-2 变容管倍频器	112
3-2-1 变容管二次倍频器的电路与分析	112
3-2-2 变容管高次倍频器	117
3-2-3 变容管倍频器的设计数据	119
3-2-4 变容管倍频器的设计举例	122
§ 3-3 阶跃恢复二极管倍频器	124
3-3-1 阶跃二极管的特性与参量	124
3-3-2 阶跃管倍频器的分析	127
*3-3-3 阶跃管倍频器的设计举例	139
§ 3-4 晶体三极管参量倍频器	143
习题	147
第四章 微波晶体管放大器	149
§ 4-1 概述	149
§ 4-2 微波晶体管——结构特点和 小信号等效电路	150
4-2-1 微波双极晶体管	150
4-2-2 微波场效应晶体管	152
§ 4-3 S参量的定义及其物理意义	154
4-3-1 微波晶体管的网络参量	154
4-3-2 S参量的定义及其物理意义	155
4-3-3 S参量的频率特性	156
§ 4-4 微波晶体管放大器的基本分析	158
4-4-1 微波晶体管放大器的功率增益	158
4-4-2 微波晶体管放大器的稳定性	164
4-4-3 微波晶体管的噪声特性	172
4-4-4 微波晶体管放大器的频带特性	183

*4-4-5	微波晶体管放大器特性的图解	184
§ 4-5	单端微波晶体管放大器的 结构与设计	190
4-5-1	单端放大器及其匹配网络的 基本结构形式	190
4-5-2	绝对稳定情况下的设计	194
*4-5-3	潜在不稳定情况下的设计	198
§ 4-6	微波晶体管功率放大器	200
4-6-1	微波晶体管功率放大器的特点	200
4-6-2	微波晶体管功率放大器的结构与 设计	202
4-6-3	功率合成的基本概念	205
* § 4-7	主要技术参数的测量	206
4-7-1	小信号 S 参量的基本测量原理	206
4-7-2	噪声参量的测量	209
4-7-3	微波功率晶体管动态阻抗的测量 原理	209
习题		210
第五章	微波固体振荡器	214
§ 5-1	概述	214
§ 5-2	微波晶体三极管振荡器	216
5-2-1	简化的高频等效电路	216
5-2-2	电路分析	217
5-2-3	电路举例	219
5-2-4	大功率微波振荡器的电路和 设计	222
§ 5-3	雪崩二极管振荡器	226
5-3-1	雪崩二极管的工作原理	226
5-3-2	崩越二极管振荡器	231
5-3-3	俘获模振荡器	233
§ 5-4	体效应二极管振荡器	240
5-4-1	基本工作原理	240
5-4-2	体效应振荡器的工作模式	245
5-4-3	耿氏振荡器	251
§ 5-5	固体振荡器的电调谐	253

5-5-1	YIG 调谐电路	254
5-5-2	变容管调谐电路	255
§ 5-6	固体振荡器的噪声和频率 稳定度	257
5-6-1	固体振荡器的噪声特性	257
5-6-2	提高频率稳定度的措施简介	260
*5-6-3	高 Q 腔稳频的电路举例	265
*5-6-4	振荡器的长期频率稳定度	273
习题		275
第六章	微波电真空器件	277
§ 6-1	概述	277
§ 6-2	速调管	278
6-2-1	双腔速调管的工作原理	278
6-2-2	多腔速调管的工作原理	285
6-2-3	反射速调管的工作原理和 特性	293
§ 6-3	行波管	297
6-3-1	行波管的工作原理	297
6-3-2	慢波系统的一般特性	299
6-3-3	行波管小信号理论分析的概念	302
6-3-4	行波管的主要特性	306
6-3-5	行波管的供电、保护和脉冲 调制	310
6-3-6	“O”型返波管简介	312
§ 6-4	正交场放大管	313
6-4-1	电子在静态正交场中的运动	313
6-4-2	电子与行波场的相互作用	318
6-4-3	分布发射式正交场放大管	321
6-4-4	注入式正交场放大管简介	328
§ 6-5	磁控管振荡器	329
6-5-1	磁控管的基本结构和工作 原理	330
6-5-2	磁控管的工作特性和负载 特性	338
6-5-3	磁控管的机械调谐	342
6-5-4	磁控管的使用及维护	344
习题		348

第一章 非线性电阻微波混频器

§ 1-1 概 述

1-1-1 变频器的组成和概况

在雷达、通讯和其他系统中广泛使用变频器。它的作用是对信号频谱进行频率“搬移”。变频器的组成如图 1-1 所示。角频率为 ω_s 的输入信号与本地振荡器或泵源产生的角频率为 ω_p 的信号，一同加到由非线性元件和各信号耦合器组成的网络，两个信号在非线性元件内经过变换，在输出端产生 $(\omega_s \pm \omega_p)$ 以及它们的谐波组合频率^①。只要在输出端接入适当的滤波器就可取出所需的输出频率而完成变频作用。如果从输出滤波器取出的频率为 $\omega_o = \omega_s - \omega_p$, $\omega_o < \omega_s$ (或 $\omega_o = \omega_p - \omega_s$, $\omega_o < \omega_s$)，则称之为下变频；反之，如果取出的频率为 $\omega_o = \omega_s + \omega_p$, $\omega_o > \omega_s$ (或 $\omega_o = \omega_p + \omega_s$, $\omega_o > \omega_s$)，则称之为上变频。在超外差接收机和其他许多应用中广泛采用下变频，并将输出信号称为“中频信号”。

通常将图 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

(变容管)。习惯上，我们将混频过程主要由非线性电阻完成的混频器称为“阻性”混频器。而将混频过程主要由非线性电容完成的混频器称为“参量”混频器。本章只讨论二极管阻性混频器。下一章介绍参量混频器。

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（正阻性二极管是一个有损耗的元件，没有负阻器件中出现潜在不稳定的问题），并且性能良好（噪声系数低，工作频带宽，动态范围大等）。因而目前它是主要的微波混频器。虽然这种混频器具有变频损耗（其输出中频功率小于输入信号功率），但它与低噪声中频放大器（其噪声系数 $F_{1F} = 1 \sim 2$ 分贝）组合作成的混频器-中放组件，其总噪声系数（以 F_{MA} 表示）可作得相当低。例如，目前的技术水平是：在 1~100 千兆赫频段， $F_{MA} = 3 \sim 6$ 分贝（中放的 $F_{1F} = 1.5$ 分贝），引人注目。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。二极管阻性混频器的工作频带可做得很宽，可达几个甚至几十个倍频程，在电子对抗接收机中得到广泛的应用。

1-1-2 微波混频二极管简单介绍

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；另一种是近年发展起来的面结合型二极管，又称之为“表面势垒二极管”或“肖特基势垒二极管”。

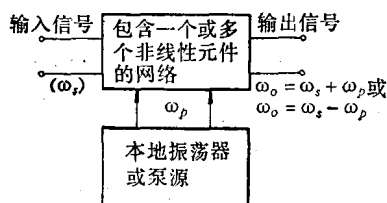


图1-1 变频器的组成

① $\omega = 2\pi f$, f 代表频率, ω 是角频率, 为了简便起见, 在今后的说明中, 也常常将 ω 称为“频率”。

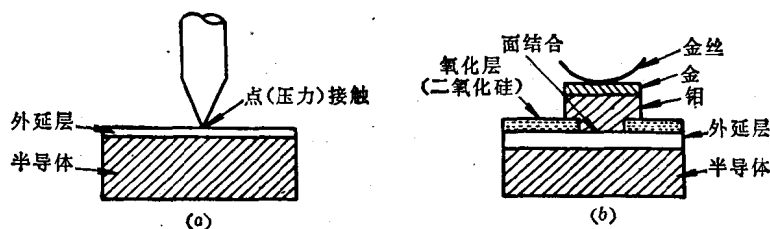


图1-2 两种混频二极管的管心结构

(a) 点接触型; (b) 面结合型。

这两种管的管心结构如图 1-2 所示。从图可见, 这两种管心都有一个 N 型半导体材料作衬底, 其上淀积一层外延层 (N⁺ 型硅)。在点接触二极管中, 是用一根金属 (钨) 触丝对外延层作压力接触而形成整流结的。而在面结合管中结构要复杂些, 先在外延层上生长一层氧化层 (二氧化硅), 然后在氧化层上用光刻的方法腐蚀出一个小圆孔, 最后通过小圆孔在外延层上淀积金属 (钼), 从而形成面接触。为了便于用金属丝引出电极, 在淀积的金属上还要淀积一层金。

虽然这两种管的结构不同, 但它们的基本工作原理是相同的。下面我们作一些简要的说明: 由于 N 型半导体的功函数比金属的小, 当两者接触后, 电子就从半导体流入金属, 使半导体带正电, 金属带负电, 这就在接触界面两侧形成接触势垒。热平衡时通过界面的两个方向相反的电子流大小相等, 故管内电流为零。当在二极管两端加上正向偏压, 即金属接电压正端, 半导体接负端时, 由于外加偏压与势垒极性相反, 就使势垒高度降低, 从半导体流向金属的电子流就增大, 于是管内就形成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律增加。当外加偏压反向时, 势垒增高, 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。由上所述, 金属-N 型半导体结的电流是由半导体中多数载流子 (电子) 的运动所构成, 它与普通的 PN 结不同。在 PN 结中, 当正向偏置时, P 区的空穴扩散到了 N 区, N 区的电子扩散到了 P 区, 都成为少数载流子 (简称为少子)。少子一面以有限速度扩散, 一面逐渐与多数载流子复合, 而在界面两侧有一部分少子堆积起来, 出现少子电荷储存效应, 形成了较大的扩散电容。结果限制了 PN 结器件的高频特性和开关速度。表面势垒二极管因为是多数载流子传导, 基本上不存在电荷储存效应。因而它的工作频率高, 开关时间短。在微波混频器和放大器等器件中得到了广泛应用。

由于这两种管的结构不同, 它们的特性也有所差异。在点接触型管中, 表面不易清洁, 针点压力会造成表面畸变, 因而其接触势垒不是理想的肖特基势垒。当受到机械震动时还会产生颤抖噪声。在面结合型管中, 表面比较平整清洁, 具有几乎理想的肖特基势垒 (故常称之为肖特基势垒二极管), 不易烧坏, 机械强度也高, 它几乎消除了点接触型管的所有缺点。因而近年以来它在微波混频器中得到了最广泛的应用。

混频二极管的伏安特性曲线如图 1-3 所示。这个特性一般可用下列表示式来描述 [$\exp(x) = e^x$];

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

式中 I_{sat} ——反向饱和电流;

e ——电子电荷 ($=1.60 \times 10^{-19}$ 库伦);

k ——玻尔兹曼 (Boltzmann) 常数 $[=1.38 \times 10^{-23}$ 焦耳/度 (绝对温度)];

T ——工作温度, 以绝对温度 (K) 计量;

n ——实验常数。

当势垒是理想的肖特基势垒时, $n = 1$; 当势垒不理想时, n 大于一。面结合二极管的实验常数 $n = 1.05 \sim 1.1$; 点接触二极管的 n 值离散性较大, 通常 $n \geq 1.4$ 。

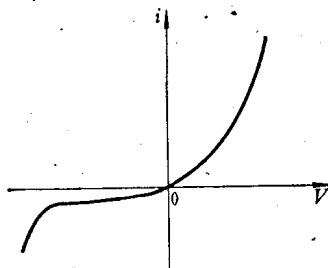


图1-3 混频二极管的伏安特性曲线示意图

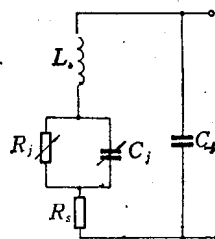


图1-4 混频二极管高频等效电路图

两种混频管的等效电路形式是一样的, 如图 1-4 所示, 只是其中的等效元件的数值有所不同而已。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。非线性电阻变频就是依靠这个电阻来完成的。 C_j 是二极管 PN 结的非线性电容, 其数值在百分之几到一个微微法之间, 它随混频管的工作状态而变。 R_s 是半导体的体电阻, 又叫串联电阻。点接触管的 R_s 在十到几十欧姆之间, 而面结合管的 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。混频管作为非线性电阻运用时, 除了结电阻 R_j 之外, 其他都是寄生参量。 L_s 和 C_p 的影响, 可通过适当选择外电路阻抗的方法加以消除。但作宽带运用时, 这样做会使系统复杂化, 导致电气性能下降, 因此必须尽量减少它们本身之值。

串联电阻 R_s 和结电容 C_j 的存在, 对非线性结电阻 R_j 起分压和分流作用, 它们的数值愈大, 则在 R_j 上的高频电压降愈大, 加在 R_j 上的电压就愈小, 变频损耗就愈大。从另一方面来看, 当 R_s 、 C_j 之值给定时, 信号频率愈高, R_s 、 C_j 的分压和分流作用愈严重, 变频损耗愈大。当信号角频率为 ω , 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, 此时二极管已不能良好工作。因此, 由上述条件可确定二极管的截止频率 $f_c = \frac{\omega_c}{2\pi}$ 为

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

式中 C_{j0} 为零偏压时二极管的结电容值。只有当工作频率 $f \ll f_c$ 时, 寄生参量 R_s 、 C_j 对变频效率的影响才可能很小。 f_c 是混频二极管的一个品质因数, 它的值愈大, 管子的频率特性愈好。目前用砷化镓材料作成肖特基二极管, 其截止频率 $f_c \geq 200$ 千兆赫。

混频二极管的另一个重要参量是噪声比 i_n 。它的定义是二极管的噪声功率与相同电阻热噪声功率之比。二极管噪声来源于载流子的散粒噪声和串联电阻 R_s 的热噪声。由于 R_s 只有几欧, 其热噪声与散粒噪声相比可忽略不计。散粒噪声可用图 1-5 所示的等效电路来表示。图中噪声发生器电流的均方值为:

$$\overline{i_n^2} = 2eiB \quad (1-3)$$

式中 e ——电子电荷,

i ——二极管的平均电流,

B ——噪声带宽。

发生器内电导 g_d 取决于二极管的小信号电导, 由式 (1-1) 可求得:

$$g_d = \frac{\partial i}{\partial V} = \frac{e}{nkT} (i + I_{sat})$$

忽略很小的 I_{sat} , 可近似求得:

$$g_d \approx \frac{ei}{nkT} \quad (1-4)$$

散粒噪声的资用功率为:

$$N_a = \overline{i_n^2} / 4g_d = \frac{2eiB}{4ei/nkT} = \frac{n}{2} kTB \quad (1-5)$$

相同电阻热噪声的资用功率为 kTB , 故二极管的噪声比 t_d 等于:

$$t_d = \frac{N_a}{kTB} = \frac{n}{2} \quad (1-6)$$

对肖特基二极管来说 $n \approx 1$, 其噪声比 $t_d \approx 1/2$ 。当二极管在混频器内工作时, 其噪声比受到混频器内本振与信号产生的谐波分量的影响, 考虑这个影响以及其他一些因素, $t_d \approx 1$ 。这个数值已为大多数实验所证明。

§ 1-2 二极管阻性混频器的基本电路和工作原理

常见的微波混频器的基本电路有单端混频器 (采用一个二极管)、平衡混频器 (采用两个二极管) 和双平衡混频器 (采用四个二极管) 等电路, 下面分别介绍它们的线路和基本工作原理。

1-2-1 单端混频器

单端混频器是利用一个二极管作成的最简单的混频器。图 1-6 是它的低频电路图。频率为 ω_s 的信号电压和频率为 ω_p 的本振电压通过耦合电路加于二极管上, 经过二极管的非线性变换, 二极管电流中具有 ω_s 和 ω_p 的各次组合频率分量, 其中包括 $\omega_s \pm \omega_p$ 的分量。假设输出频率 (或中频 ω_{IF}) $\omega_o = \omega_{IF} = \omega_s - \omega_p$ (在本章内都假设 $\omega_s > \omega_p$)。那末, 在输出端接入调谐于 ω_o 的谐振回路, 就可取出所需的中频而将其他组合分量滤掉, 以完成变频作用。为了说明上述变频过程, 下面定性分析二极管的电流频谱。

(一) 混频器的输出电流频谱

为了简单起见, 我们假设混频器输出端是短路的 (从下节的讨论可知, 存在中频负载电路时, 电流中各分量振幅的大小会发生变化, 但电流分量的多少不会变化)。此时, 输出

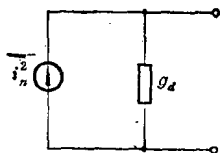


图1-5 二极管的噪声等效电路

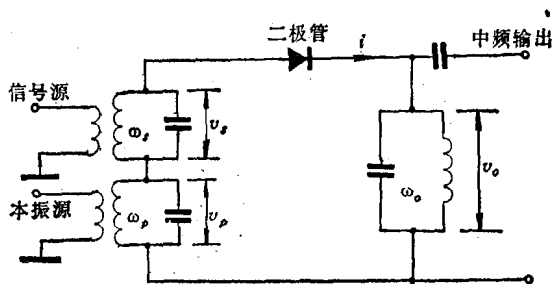


图1-6 低频原理电路图

电压 $v_0 = 0$, 加于二极管两端的电压为信号电压 v_s 和本振电压 v_p 之和, 如图 1-6 所示。如果将二极管的特性表示为 $i = f(v)$, 则二极管电流为:

$$i = f(v) = f(v_p + v_s)$$

通常 $V_s \ll V_p$, 将上式按台劳 (Taylor) 级数展开为:

$$i = f(v_p) + f^{(1)}(v_p)v_s + \frac{1}{2!} f^{(2)}(v_p)v_s^2 + \cdots + \frac{1}{m!} f^{(m)}(v_p)v_s^m + \cdots \quad (1-7)$$

式中
$$f^{(m)}(v_p) = \left. \frac{\partial^m i}{\partial v^m} \right|_{v=v_p}, \quad m = 1, 2, 3, \cdots$$

由于在正常情况下, v_s 很小, 可将 v_s 的平方项和以后各高次项忽略, 因而式 (1-7) 变为:

$$i \approx f(v_p) + f^{(1)}(v_p)v_s = f(v_p) + g(t)v_s \quad (1-8)$$

式中 $f(v_p)$ 是只加本振电压时的二极管电流,

$$f^{(1)}(v_p) = \left. \frac{\partial i}{\partial v} \right|_{v=v_p} = g(t)$$

是随本振电压而变的二极管瞬时电导。

当本振电压是周期余弦信号时, 即 $v_p = V_p \cos(\omega_p t + \phi)$, $f(v_p)$ 和 $g(t)$ 均为本振频率 (ω_p) 的周期函数, 可将它们展成傅里叶 (Fourier) 级数如下:

$$f(v_p) = I_{dc} + 2 \sum_{n=1}^{\infty} I_n \cos(n\omega_p t + n\phi) \quad (1-9a)$$

$$g(t) = g_0 + 2 \sum_{n=1}^{\infty} g_n \cos(n\omega_p t + n\phi) \quad (1-9b)$$

以式 (1-9) 代入式 (1-8), 并设信号电压为 $v_s = V_s \cos \omega_s t$, 经过三角函数分解, 可得:

$$\begin{aligned} i = & \left[I_{dc} + 2 \sum_{n=1}^{\infty} I_n \cos(n\omega_p t + n\phi) \right] \text{ (本振电流)} \\ & + g_0 V_s \cos \omega_s t \text{ (信号基波电流)} \\ & + g_1 V_s \cos[(\omega_s - \omega_p)t - \phi] \text{ (输出中频电流)} \\ & + \sum_{n=2}^{\infty} g_n V_s \cos[(\omega_s - n\omega_p)t - n\phi] \text{ (高次差频电流)} \\ & + \sum_{n=1}^{\infty} g_n V_s \cos[(\omega_s + n\omega_p)t + n\phi] \text{ (各次和频电流)} \end{aligned} \quad (1-10)$$

式 (1-10) 给出了二极管混频电流中所包含的各个分量。根据此式可绘成如图 1-7 所示的二极管电流频谱图形 (只绘出其中一部分)。

从上面的分析可见: (1) 在非线性电阻混频过程中产生了无数的组合分量, 其中包含所需的中频分量, 可用中频带通滤波器取出这个分量而将其他组合频率滤掉; (2) 从式 (1-10) 可求出中频分量振幅为:

$$I_o = g_1 V_s$$

它与输入信号振幅 V_s 成比例。即在小信号时, 混频器输入端与输出端分量振幅之间具有线性关系; (3) 本振是强信号, 在混频过程中它产生了无数的谐波, 但其谐波功率大约

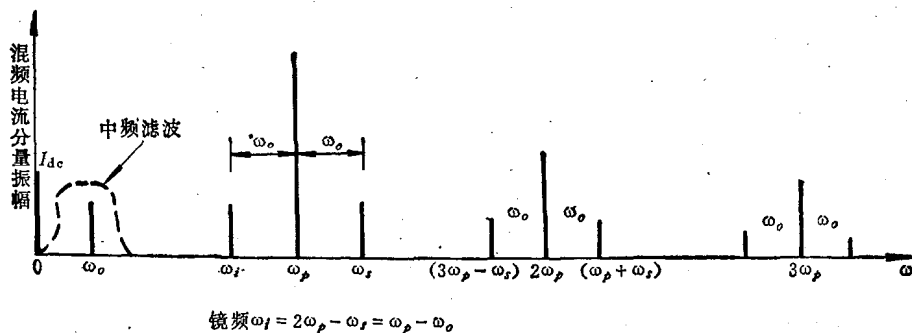


图1-7 在阻性单端混频器中的电流频谱图

随 $1/n^2$ 而变化 (n 是谐波次数), 因此混频电流的组合分量强度随 n 增加而很快地减少。通常只有本振基波 ω_p 和二次谐波 $2\omega_p$ 等分量才足够强, 对变频效率才有重要影响。信号频率 ω_s 与 ω_p 产生和频 $\omega_+ = \omega_s + \omega_p$ 和差频 $\omega_- = \omega_s - \omega_p$ 分量, ω_s 与 $2\omega_p$ 产生镜象频率 $\omega_i = 2\omega_p - \omega_s = \omega_p - \omega_-$ 分量。由图 1-7 可看出, ω_i 是信号 ω_s 相对于本振基频 ω_p 的“镜象”, 故常称之为镜频。和频 ω_+ 和镜频 ω_i 等分量都包括部分有用信号功率, 如果不让它们白白浪费掉而重新加以利用, 就会提高从信号变换为中频的变频效率, 在下节中将对这个问题进行详细的讨论。

以上是小信号分析。但在实际上也常遇到强信号, 例如雷达近距离目标的反射信号, 附近台的干扰信号等, 它们都比正常信号强得多, 在这种情况下, 就不能将 v_p^2 以上的高次项忽略了。此时信号也产生各次谐波, 混频电流频谱分量大为增加, 下面定性地研究强信号情况下的电流频谱。

为了简便起见, 我们将 $f^{(1)}(v_p)$, $f^{(2)}(v_p)$... 等表成指数形式的级数。在式 (1-9) 中, 利用下列等式:

$$\begin{aligned} 2g_n \cos(n\omega_p t + n\phi) &= g_n e^{jn\phi} e^{jn\omega_p t} + g_n e^{-jn\phi} e^{-jn\omega_p t} \\ &= y_n e^{jn\omega_p t} + y_n^* e^{-jn\omega_p t} \end{aligned} \quad (1-11)$$

式中 $y_n = g_n e^{jn\phi}$, y_n^* 表示 y_n 的复数共轭值。

如果定义 $g_n = g_{-n}$, 则 $y_{-n} = g_n e^{-jn\phi} = y_n^*$, 并且 $y_0 = g_0$, 由此可得:

$$g(t) = f^{(1)}(v_p) = g_0 + 2 \sum_{n=1}^{\infty} g_n \cos[n\omega_p t + n\phi] = \sum_{n=-\infty}^{\infty} y_n e^{jn\omega_p t} \quad (1-12 a)$$

注意, 如果 $\phi = 0$, 即 $v_p = V_p \cos \omega_p t$ 是时间 t 的偶函数, 则 $y_n = g_n = g_{-n} = y_{-n}$, 上式中指数级数的系数是实数。

同样 $g_{(m)}(t) = \left. \frac{\partial^m i}{\partial v^m} \right|_{v=v_p}, m = 2, 3, 4, \dots$

也是 ω_p 的周期函数, 一般可将它表示为:

$$g_{(m)}(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} y_{n,m} e^{jn\omega_p t} \quad (1-12 b)$$

同样可将信号电压表示为:

$$v_s = V_s \cos \omega_s t = \frac{1}{2} V_s [e^{j\omega_s t} + e^{-j\omega_s t}] \quad (1-12 c)$$

将上列三式代入式 (1-7) 中, 则 v_s 的一次项产生的电流为:

$$i_1(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{1}{2} y_{n1} V_s [e^{j(n\omega_p + \omega_s)t} + e^{j(n\omega_p - \omega_s)t}]$$

同样, v_s^2 项产生的电流为:

$$i_2(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{1}{4} \left(\frac{1}{2!} \right) y_{n2} V_s^2 [e^{j(n\omega_p + 2\omega_s)t} + e^{j(n\omega_p - 2\omega_s)t} + 2e^{jn\omega_p t}]$$

v_s^3 项产生的电流为:

$$i_3(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{1}{8} \left(\frac{1}{3!} \right) y_{n3} V_s^3 [e^{j(n\omega_p + 3\omega_s)t} + e^{j(n\omega_p - 3\omega_s)t} + 3e^{j(n\omega_p + \omega_s)t} + 3e^{j(n\omega_p - \omega_s)t}]$$

总混频电流为:

$$i(t) = i_1(t) + i_2(t) + i_3(t) + \dots$$

将同频率的项归并在一起, 并令每个分量的复数振幅为 i_{nm} , 可将 $i(t)$ 表示为(利用符号 $\exp[y] = e^y$):

$$i(t) = \sum_{n,m=-\infty}^{\infty} i_{nm} \exp[j(n\omega_p + m\omega_s)t] \quad (1-13)$$

注意, 因为 $i(t)$ 是时间 t 的实函数, 故有

$$i_{-n,-m} = i_{nm}^* \quad (1-14 a)$$

例如在式 (1-13) 中的中频分量为:

$$i_{IF}(t) = i_{-1,+1} e^{j(\omega_s - \omega_p)t} + i_{+1,-1} e^{-j(\omega_s - \omega_p)t}$$

由式 (1-14 a) 可知, $i_{-1,+1} = i_{+1,-1}^*$ 或表示为 $i_{-1,+1} = |i_{-1,+1}| e^{-j\phi}$, $i_{+1,-1} = |i_{-1,+1}| e^{j\phi}$. 将它们代入上式, 可得到实数中频电流为:

$$i_{IF}(t) = 2 |i_{-1,+1}| \cos[(\omega_s - \omega_p)t - \phi] \quad (1-14 b)$$

从式 (1-13) 可见, 当信号强时, 混频电流 $i(t)$ 中包括信号 (ω_s) 和本振 (ω_p) 所有可能的各次谐波组合, 比小信号时的组合分量丰富得多, 它们会造成各种干扰和失真, 例如: (1) 由前面 $i_1(t)$, $i_3(t) \dots$ 等分量的表示式可求得中频电流振幅为:

$$2 |i_{-1,+1}| = g_{1,1} V_s + \frac{1}{8} g_{1,3} V_s^3 + \dots$$

中频电流振幅不再与输入信号振幅 V_s 成线性关系, 这就产生了非线性失真。(2) 设输入端进入一个干扰信号, 它的频率为 $\omega'_s \neq \omega_s$, 它与本振基波 ω_p 相“混”得不出中频, 即 $\omega'_s - \omega_p \neq \omega_s$, 从表面看来, 似乎它不能通过混频器后面的中频滤波器而产生干扰输出。但是, 由于非线性作用, 它可能通过谐波组合产生干扰中频, 即 $|m\omega'_s - n\omega_p| = \omega_s$ 。以具体数值来说明: 设信号频率 $f_s = 1000$ 兆赫, 本振频率 $f_p = 900$ 兆赫, 中频 $f_0 = 1000 - 900 = 100$ 兆赫。如果在混频器输入端存在一个干扰信号, 它的频率为 $f'_s = 1300$ 兆赫, 它与本振基波频率 f_p 相差为 $1300 - 900 = 400$ 兆赫, 远大于中频, 不能通过中频滤波器。但是 $3f_p - 2f'_s = 3 \times 900 - 2 \times 1300 = 100$ 兆赫, 是干扰通过谐波组合产生的中频, 这就造成了干扰。在强信号时混频器所产生的干扰和失真与混频器的线路结构有很大的关系。在后面的线路介绍中我们还要详细地讨论这个问题。

(二) 微带型单端混频器举例

图 1-8 是微带型单端混频器的线路结构图。它是由定向耦合器, 阻抗匹配电路, 二极管和高频旁路线等组成。信号从左边送入, 经定向耦合器和阻抗匹配器加到混频二极管 (通常是梁式引线肖特基势垒二极管), 本振功率从定向耦合器的另一输入口加入。定向耦合器保证本振口和信号口有适当的隔离度, 其耦合度不宜取得过大和过小。如果耦合过松, 则要求的本振功率过大; 耦合太紧, 则信号功率损耗大 (耦合增加, 信号被匹配负载吸收的功率增加), 一般取耦合度约为 10 分贝。耦合器至混频管之间有 $1/4$ 波长变阻器, 以完成阻抗匹

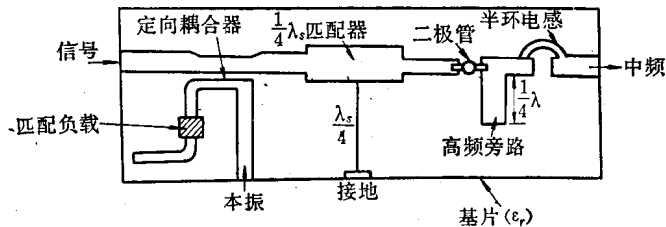


图 1-8 微带型单端混频器线路

配, 使信号和本振最有效地加到二极管上。二极管右边通过 $1/4$ 波长开路线 (其特征阻抗低, 约为 $5 \sim 10$ 欧) 使高频短路。中频引出线中接有由半环电感和缝隙电容组成的并联谐振回路 (谐振于 ω_p), 以加强对本振的抑制, 不让它进入中频电路。为了对直流和中频提供短路, 在二极管输入端还通过长度为 $1/4$ 波长奇数倍的高阻线直接接地, 它对高频来说相当于开路, 不影响高频传输。这些电路以微带型式光刻在介质基片上, 整个电路是平面结构, 制造容易, 而且体积小, 重量轻。

单端混频器虽然电路简单, 但与后面讨论的平衡和双平衡混频器相比, 缺点较多, 性能较差, 故目前应用不多。

1-2-2 单平衡混频器

(一) $90^\circ \left(\frac{\pi}{2} \right)$ 相移型平衡混频器

在上述图 1-8 所示的单端混频器线路中, 输入定向耦合器的一个端口接的是匹配负载。由于它吸收信号功率, 耦合器的耦合度应取得松。即使如此, 它仍然要损耗一些信号功率, 同时本振功率浪费过多。如果在这个端口不接匹配负载而换接一个二极管,

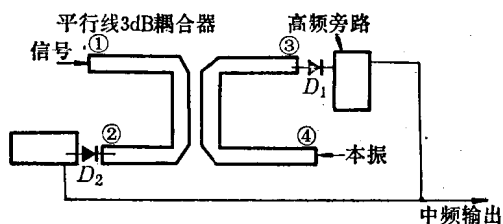


图 1-9 $90^\circ \left(\frac{\pi}{2} \right)$ 相移型平衡混频器

并将耦合度取为 3 分贝, 使得分配到两个二极管的信号和本振功率相等, 然后将两管的混频结果同相位地相加起来, 如图 1-9 所示, 这样构成的混频器, 既保证本振和信号端之间具有较高的隔离度, 又使高频功率不被匹配负载吸收而得到充分的利用, 混频器性能得到改善。这种混频器由于电路的对称性被称为平衡混频器。

在这个混频器中, 信号从 3 分贝耦合器①口输入, 信号功率均等地传输到②口 (接有二极管 D_2) 和③口 (接有二极管 D_1), ①口和④口互相隔离, 没有信号功率进入④口 (本振口)。而且信号从①口传输到③口的相移为 0° , 从①到②的相移为 -90° 。本振功率从④口传输到②口和③口的过程与信号的传输过程相同。由于加到两个二极管的信号或本振

电压都具有 90° 的相移, 因此, 又将此混频器称为 90° 相移型平衡混频器。可将图 1-9 的电路绘成图 1-10 所示的等效电路。图中 $n(t)$ 为本振源的等效噪声, 由于它很小, 在研究信号混频过程时, 可忽略它。

下面我们定性研究这种混频器的混频过程及其特点, 并与单端混频器进行比较。

1. 90° 相移型平衡混频器的输出电流频谱

由图 1-10 可见, 加于二

极管 D_1 和 D_2 上的信号和本振电压为:

加于 D_1 的电压:

$$\begin{cases} v_{s1} = V_s \cos(\omega_s t) \\ v_{p1} = V_p \cos(\omega_p t + \phi - \pi/2) \end{cases}$$

加于 D_2 的电压:

$$\begin{cases} v_{s2} = -V_s \cos\left(\omega_s t - \frac{\pi}{2}\right) \\ v_{p2} = -V_p \cos(\omega_p t + \phi) \end{cases}$$

由式 (1-13), 并考虑到 v_{p1} 具有 -90° 的相移, 则 D_1 中的混频电流 $i_1(t)$ 为:

$$i_1(t) = \sum_{n,m=-\infty}^{\infty} i_{n,m} \exp \left[jm\omega_s t + jn\left(\omega_p t - \frac{\pi}{2}\right) \right]$$

同样, 考虑信号 v_{s2} 中的相移 -90° , D_2 中的电流为:

$$i_2(t) = \sum_{n,m=-\infty}^{\infty} i_{n,m} \exp \left[jm\left(\omega_s t - \frac{\pi}{2}\right) + jn\omega_p t \right]$$

由图 1-10 的输出端可求得混频器输出电流为:

$$i_o(t) = i_1(t) - i_2(t) = \sum_{n,m=-\infty}^{\infty} i_{n,m} \exp[j(n\omega_p + m\omega_s)t] \left[e^{-j\frac{n\pi}{2}} - e^{-j\frac{m\pi}{2}} \right] \quad (1-15)$$

当 $m = \pm 1$, $n = \mp 1$ 时, 利用 $i_{-1,+1} = i_{+1,-1}^*$ 的关系, 可求得中频电流为:

$$i_{IF}(t) = 4 |i_{-1,+1}| \cos \left[(\omega_s - \omega_p)t - \phi + \frac{\pi}{2} \right]$$

由上式可见, 在图 1-10 的相位条件下, 两管 D_1 和 D_2 的中频电流是相加的, 这个电路能完成正常的混频作用。此外, 由式 (1-15) 可看出, 当

$$e^{-j\frac{n\pi}{2}} - e^{-j\frac{m\pi}{2}} = 0 \text{ 或 } e^{-j(n-m)\frac{\pi}{2}} - 1 = 0$$

时, $i_o(t) = 0$ 。即在混频器的输出端有许多分量互相抵消 (平衡) 而不存在。由上式可解得, 当

$$\left| \frac{n-m}{2} \right| = 2K, K = 0, 1, 2 \dots$$

时, $i_o(t) = 0$ 。这种组合是很多的, 下面举例来说明:

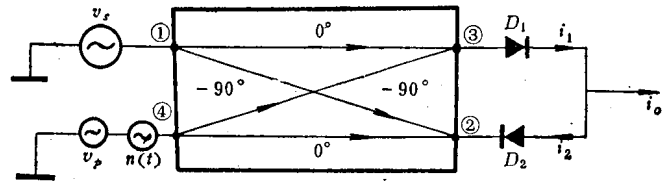


图1-10 $90^\circ \left(\frac{\pi}{2} \right)$ 相移型平衡混频器等效电路

(1) $n - m = 0$, 或 $n = m$, 被抵消的组合分量有 $m(\omega_s + \omega_p)$, $m = 0, 1, 2, \dots$, 即直流分量以及信号和本振的所有同次谐波的和频分量被抵消了。

(2) 当 $m = -n$ 时, 由 $\left| \frac{n - m}{2} \right| = 2K$, 可求得 $n = -m = \pm 2K$, 被抵消的分量为 $2K(\omega_s - \omega_p)$, $K = 1, 2, 3 \dots$ 。

(3) $n - m = \pm 4$, ($K = 1$), 被抵消的低次组合频率有 $(3\omega_s - \omega_p)$, $(3\omega_p - \omega_s)$, $(5\omega_s + \omega_p)$, $(5\omega_p + \omega_s) \dots$ 等, 余可类推。更高次的组合分量的功率已经很小, 我们就不一一将它们写出来了。

① 由此可见, 平衡混频器输出电流频谱含量比单端混频器的少得多, 在强信号时它产生的组合干扰也较少。同时由于平衡混频器利用两个二极管, 在同样强的输入信号下, 分到每个管的信号功率比单管混频时要小 3 分贝, 因此它所容许不失真的信号强度 (或动态范围) 比单端的大 3 分贝。但所需的本振功率也要增加 3 分贝。

2. 本振源引入噪声的抵消

本振源除了供给混频器所需的激励电压外, 还同时将它自身的噪声引入混频器。本振电压与自身的噪声通过混频器后会产生附加的中频噪声, 使混频器的噪声系数增大。

实际上, 本振源的内部噪声使本振信号产生调幅和调相,

$$\begin{aligned} v_p'(t) &= [V_p + \xi(t)] \cos[\omega_p t + \psi(t)] \\ &= V_p \cos[\omega_p t + \psi(t)] + \xi(t) \cos[\omega_p t + \psi(t)] \end{aligned}$$

式中 $\xi(t)$ 和 $\psi(t)$ 分别为噪声引起的振幅起伏和相位起伏, 但通常它们的均方根值都是很小的。 $v_p'(t)$ 加于混频器, 通过混频使得中频信号也产生振幅和相位起伏。在提取振幅信息的接收系统中, 相位噪声对系统的输出信/噪比值没有影响, 只有振幅噪声才影响输出信噪比, 因此在下面的分析中, 我们只考虑本振振幅噪声, 而忽略相位噪声。这样, 可以近似地将实际本振电压表示成无噪本振电压和一个噪声电压之和, 即

$$v_p'(t) \approx V_p \cos \omega_p t + \xi(t) \cos[\omega_p t + \psi(t)] = v_p(t) + n(t)$$

为了研究噪声的混频过程, 我们定性地绘出本振引入噪声的频谱图, 如图 1-11 所示。由于本振谐振器的滤波作用, 噪声频谱包络与谐振器的频率特性相同。由图可见, 中心频率为 $\omega_p + \omega_s$ 和 $\omega_p - \omega_s$ 的频带为 B 的那部分噪声分量 (图中阴影部分) 与本振电压混频, 产生落在中频带宽 B 内的中频噪声。彼此相差一个中频的噪声分量之间也能通过混频产生中频噪声, 但其值极小, 可忽略不计。在微波频段, 由于本振引入噪声的影响, 使单端混频器的噪声系数增大约 2~3 分贝。这是一个可观的数值, 最好能想办法去掉本振噪声的影响。

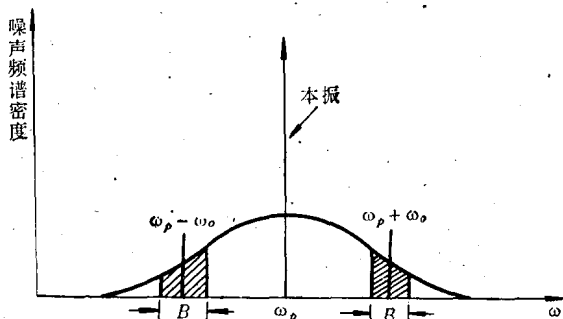


图1-11 本振源输出噪声频谱

现在我们定性研究在 90° 相移型平衡混频器中本振引入噪声的混频过程。在图 1-10 的等效电路中保留等效噪声分量 $n(t)$ 而忽略信号 v_s , 因为在正常情况下 v_s 很小, 它与噪

声的混频效应可以忽略。根据图 1-11 可将有效噪声功率谱表示成频带分开的两个矩形窄带噪声谱, 如图 1-12 所示。于是有效噪声等于

$$n(t) = n_+(t) + n_-(t) = V_n(t) \cos[(\omega_p + \omega_o)t + \varphi_1(t)] + V_n(t) \cos[(\omega_p - \omega_o)t + \varphi_2(t)] \quad (1-16)$$

式中 $V_n(t)$ 是有效噪声振幅, $\varphi_1(t), \varphi_2(t)$ 是有效噪声相位, 它们都是时间的随机函数。因为 $n_-(t)$ 和 $n_+(t)$ 的频谱是分离的, 不相关, 所以两部分乘积的统计平均值 $E\{n_+(t) \cdot n_-(t)\} = 0$, 而两个噪声分量的均方值相等, 即

$E\{n_+^2(t)\} = E\{n_-^2(t)\} = N_o B$ (图 1-12 中两个矩形面积相等)。设 $v_p = V_p \cos \omega_p t$, 在图 1-10 中, 加于二极管 D_1 上的本振和噪声电压均有 -90° 的相移, 由式 (1-8) 和式 (1-9) 可求得 D_1 管产生的噪声电流为:

$$i_{n1}(t) = g(t)n(t) = \left[g_0 + 2 \sum_{n=1}^{\infty} g_n \cos\left(n\omega_p t - \frac{n\pi}{2}\right) \right] \times \{V_n(t) \cos[(\omega_p + \omega_o)t + \varphi_1 - \pi/2] + V_n(t) \cos[(\omega_p - \omega_o)t + \varphi_2 - \pi/2]\}$$

其中的中频噪声电流为:

$$i'_{n1} = g_1 V_n(t) \cos[\omega_o t + \varphi_1(t)] + g_1 V_n(t) \cos[\omega_o t - \varphi_2(t)]$$

同样可求得二极管 D_2 中产生的中频噪声电流为:

$$i'_{n2} = g_1 V_n(t) \{\cos[\omega_o t + \varphi_1(t)] + \cos[\omega_o t - \varphi_2(t)]\}$$

由图 1-10, 总的输出中频噪声电流 i_{no} 等于

$$i_{no} = i'_{n1} - i'_{n2} = i'_{n1} - i'_{n1} = 0$$

由此可见, 在 90° 相移型混频器中本振噪声经混频后两管产生的中频噪声在输出端互相抵消而无输出。这是它胜过单端混频器的又一优点。

3. 微带 90° 相移型平衡混频器电路举例

这类混频器除了利用图 1-9 中由两平行耦合线组成的 90° 相移 3 分贝耦合器外, 还可利用其他耦合器。实际上广泛采用分支线耦合器来组成平衡混频器, 其电路结构如图 1-13 所示。

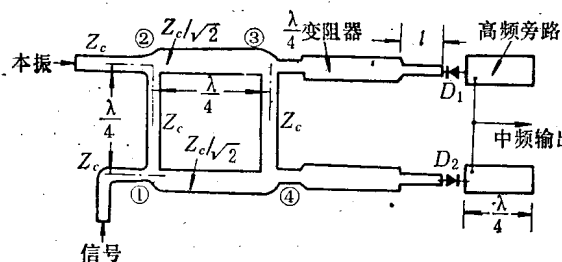


图1-13 微带型 3 分贝分支线耦合混频器

在这种结构中本振和信号的输入口同在耦合器一侧, 两个二极管和中频输出电路在耦合器的另一侧, 电路没有交叉, 完全是平面结构, 容易制造, 因此应用广泛。这种耦合器已在微波技术课程中分析过, 不再详述, 下面只作简单说明。

信号从①口输入。因为从①→②与从①→④→③→②两条传输路径长度相差

$\frac{1}{2}\lambda$, (λ 是信号波长), 两路信号在②口就相差 180° 而互相抵消。对信号传输来说②点相