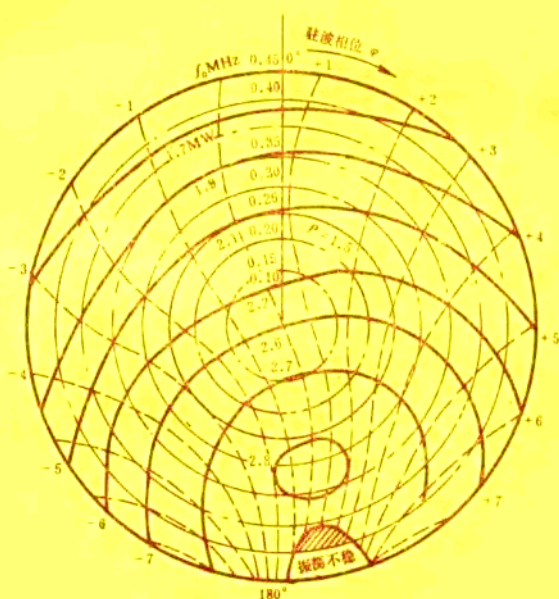


高等学校教材

微波电子线路

陈忠嘉 陈英娟 编



兵器工业出版社

内 容 简 介

本书是在分析非线性原理基础上讨论了微波半导体电路,如混频器、倍频器、振荡器和放大器,并且还介绍了速调管、行波管和磁控管等电真空器件。在微波半导体电路中叙述其分析方法、设计原理和电路结构。电真空器件部分仅说明其工作原理和实际使用问题。为了加强课程理论性和系统性,在第一章中研究了非线性元件在周期激励下的分析方法和数值计算方法。

本书可作为微波专业本科生教材,亦可作为无线电技术专业研究生的参考书。此外也可供微波线路工程技术人员阅读。

本书由汤世贤主审,经机械电子工业部电子技术教学指导委员会复查,军工教材编审室审定,同意作为部级教材出版。

微波电子线路

陈忠嘉 陈英娟 编

电子工业出版社 出版

(北京市海淀区车道沟10号)

新华书店总店科技发行所发行

各地新华书店经销

北京印刷三厂联营厂印装

开本: 787×1092 1/16 印张: 10 字数: 242千字

1990年2月第1版 1990年2月第1次印装

印数: 1—2000 定价: 2.05元

ISBN 7-80038-166-8/TN·4 (课)

前 言

微波电子线路课程不仅要介绍各种电路,而且还要深入研究其设计和计算。微波电子线路中大量应用了非线性现象,因而这些电路的分析和计算是建立在非线性效应的基础上的。为加强此课程的理论性和系统性,本书将非线性现象和分析方法专门列为一章,在此章中对这些问题作了综述,使各种电路的分析有一个共同的基础,使本课程成为一个整体,另外在这一章中还介绍了一些微波电子线路新的分析和计算方法。根据多年的经验,用这种方法编写的讲义,可提高学生对电路分析的能力,并为用计算机分析非线性微波电路的周期性激励现象打下基础,因而教学效果良好,学生能够理解深、掌握快。

本书在第一章的基础上展开讨论,第二、三和五各章为小信号过程,第二、三两章用时变网络方法研究了微波阻性混频器和参量放大器。第五章为微波晶体管放大器,这里分析了微波半导体器件的线性运用状态。第四章和第六章为大信号过程,第四章是微波倍频器,第六章是微波固态源。以上各章除根据运用器件的特性分别叙述其物理过程外,还讨论了各种电路的设计和计算,并列出线路结构和一定的实例。小信号电路中在性能上着重分析其噪声特性和增益(或损耗)特性,而大信号电路着重于分析输出功率和效率等,固态源一章又着重于分析振荡条件的物理过程。第七章为微波电真空器件,此章仅对微波电真空器件的原理进行叙述,并介绍其参数和使用条件等,不详细讨论其设计原理,因为这是另外专业的课题。从以上内容安排来讲,本书是侧重于基本概念、基本原理和基本特性的叙述,并贯彻了少而精和理论联系实际的原则。

本教材按54学时内容进行编写,编写大纲经原兵器工业部第一编委会微波技术编审小组讨论通过。教材编写后由北京理工大学汤世贤教授主审。北京理工大学邓次平教授担任责任编辑。他们详尽地审阅了书稿并提出了宝贵的意见,在此谨表示深切的谢意。

本书主编为陈忠嘉,并编写了第一和第五两章,其余各章为陈英娟编写。由于编者水平有限,时间短促,书中难免存在缺点和错误,希望广大读者提出批评和指正。

编 者

目 录

第一章 微波电子线路基础	(1)
§ 1.1 线性、非线性和时变元件	(1)
§ 1.2 周期激励信号下非线性电路的一般解法	(4)
§ 1.3 非线性电路的时变元件分析法	(6)
第二章 微波阻性混频器	(12)
§ 2.1 引言	(12)
§ 2.2 微波阻性混频二极管	(12)
§ 2.3 混频器的理论分析	(15)
§ 2.4 微波混频器的基本电路	(24)
§ 2.5 镜像回收混频器	(32)
第三章 参量放大器	(35)
§ 3.1 引言	(35)
§ 3.2 变容二极管	(35)
§ 3.3 非线性电抗中一般能量关系	(39)
§ 3.4 非简并参量放大器的分析	(42)
§ 3.5 参量上变频器	(55)
第四章 微波倍频器	(59)
§ 4.1 引言	(59)
§ 4.2 变容二极管倍频器	(59)
§ 4.3 阶跃恢复二极管倍频器	(69)
第五章 微波晶体管放大器	(79)
§ 5.1 微波晶体管的结构和等效电路	(79)
§ 5.2 微波晶体管的网络参数	(83)
§ 5.3 微波晶体管放大器的稳定性	(85)
§ 5.4 微波晶体管放大器的功率增益	(89)
§ 5.5 微波晶体管的噪声特性	(94)
§ 5.6 微波晶体管小信号放大器的设计	(101)
§ 5.7 微波晶体管功率放大器的设计	(104)

第六章 微波固态源	(109)
§ 6.1 引言	(109)
§ 6.2 雪崩管振荡器	(111)
§ 6.3 体效应二极管振荡器	(117)
§ 6.4 微波场效应管振荡器	(127)
第七章 微波电真空器件	(131)
§ 7.1 引言	(131)
§ 7.2 速调管	(131)
§ 7.3 行波管放大器	(138)
§ 7.4 多腔磁控管振荡器	(142)

第一章 微波电子线路基础

微波的频率范围是从 10^9 到 10^{12} Hz，微波工程是微波信息处理系统的工程，它包括微波信息的传输、产生和变换。微波技术课程详细地讨论上述第一个课题，天线课程研究电能和辐射能间的变换过程。微波电子线路研究的内容是微波信号的产生和变换，这里的变换主要指信号幅度和频谱的变化，因而有混频器、放大器、倍频器和振荡器等各种线路，根据其工作功率和频率范围用半导体或电真空器件来实现，这些电路是微波工程中不可缺少的重要组成部分。以往微波电子线路都采用电真空器件，随着技术的发展半导体器件逐步取代了它，现在只在大功率范围还采用电真空器件。应用的半导体器件大部分利用其结效应，如结的电阻或电容效应，当然亦有利用其他效应的，而电真空器件则利用了电子运动的效应，不同电路应用器件的不同效应。从器件特性的运用来讲，有一些电路运用在器件的线性部分，如放大器，而相当一部分电路利用器件的非线性来完成信号的产生和变换，如混频器、倍频器、参量放大器和振荡器等。因而在讨论具体线路前，先研究器件非线性运用的特点和分析方法是十分必要的，然后结合各种器件应用的效应来构成不同的信号产生和变换电路。

§ 1.1 线性、非线性和时变元件

在无线电设备中广泛采用电阻、电容和电感元件，表征其特性的分别为电流-电压、电荷-电压和磁通-电流的关系，如果这些关系是线性的就称为线性元件，如

$$u(t) = Ri(t) \quad (1-1)$$

$$q(t) = Cu(t) \quad (1-2)$$

$$\psi(t) = Li(t) \quad (1-3)$$

其中 R 、 C 和 L 分别为电阻、电容和电感，线性元件就是指这些数值是常数的元件。上述(1-1)、(1-2)和(1-3)式关系如图1-1(a)、(b)、(c)所示，由图中看到上述关系是一条直线。

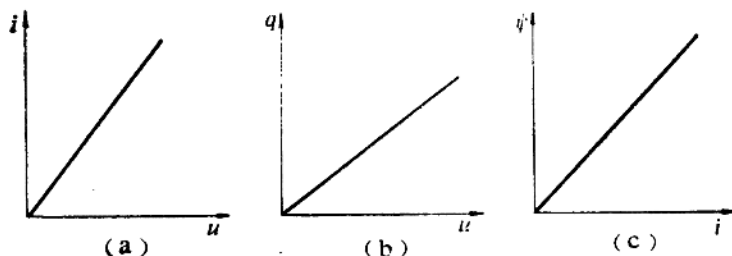


图1-1 线性元件的(a) $i-u$ 、(b) $q-u$ 和(c) $\psi-i$ 关系曲线

非线性元件指上述图中关系不是直线的，图1-2示出非线性元件的 $i-u$ 、 $q-u$ 和 $\psi-i$ 的关

系曲线，称为非线性元件时

$$u(t) = R(u)i(t) \text{ 或 } i(t) = G(u)u(t) \quad (1-4)$$

$$q(t) = C(u)u(t) \quad (1-5)$$

$$\psi(t) = L(i)i(t) \quad (1-6)$$

图1-2 (a) 为二极管的电流电压特性，一般可表示为

$$i = f(u) = I_{s1} [\exp(\alpha u) - 1] \quad (1-7)$$

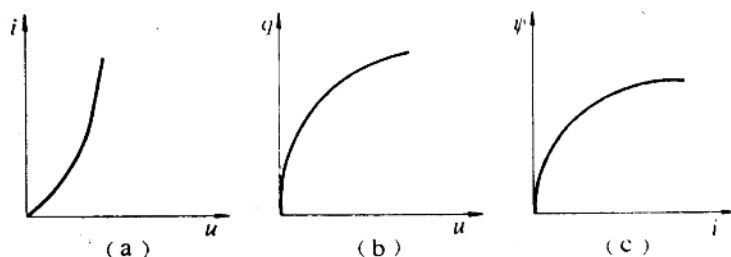


图1-2 非线性元件的关系曲线

式中 I_{s1} —— 反向饱和电流；

$\alpha = e/kT$ —— 室温条件下 $\alpha \approx 40 \text{ 1/V}$ ；

e 、 k 、 T —— 分别表示电子电荷量、玻耳兹曼常数和以绝对温度计量的工作温度。

相应的电阻值为

$$R = \frac{u}{i} = \frac{u}{I_{s1}(\exp(\alpha u) - 1)} \quad (1-8)$$

此值随电压不同而改变，因而作出其电压电流关系是非线性的。

图1-2 (b) 为结电容上电荷电压关系曲线，对PN结形成的扩散电容值

$$C(u) = \frac{C(0)}{(1 - \frac{u}{\phi})^m} \quad (1-9)$$

式中 $C(0)$ —— 零偏置时的结电容；

ϕ —— P型和N型半导体的接触电位差；

m —— 结电容的非线性系数，其值取决于半导体掺杂浓度的分布状态，通常为 $1/2 \sim 1/3$ 。

由此可见半导体元件的结电容亦是随工作电压而改变的，它构成非线性的电容元件。

非线性电阻或电容其电阻或电容值随着所加电压值而改变，不是常数，通常可用一个函数关系来表示。在线性元件两端加上一个正弦形的电压或电流，元件上产生的响应电流或电压仍为正弦波形，仅可能引起相位的改变。而非线性元件上加有正弦波形后，其产生的响应与原先波形不一样。根据频谱分析将有各种谐波分量，这就是倍频器的工作原理。如果在非线性元件两端加有两个频率分量的信号，由于非线性的作用，除了原有频率分量及其谐波外还有其各次的和频与差频分量，这就是混频器、参量放大器和参量变频器的原理。

上述线性与非线性元件都是时不变元件，其元件值不随时间而变化，反之时变元件的元件值随时间变化。线性时变电阻或电导可以用欧姆定理来表示其电流和电压间的关系：

$$u(t) = R(t)i(t) \quad (1-10)$$

$$i(t) = G(t)u(t) \quad (1-11)$$

$R(t)$ 、 $G(t)$ 表示电压与电流间的斜率，线性时变元件的电流-电压关系是一条直线，但随着时间 t 改变。同样线性时变电容其电荷-电压间关系：

$$q(t) = C(t)u(t) \quad (1-12)$$

$$\text{而} \quad i(t) = \frac{dq(t)}{dt} = C(t) \frac{du(t)}{dt} + u(t) \frac{dC(t)}{dt} \quad (1-13)$$

时变的电阻或电容以正弦形式作周期地改变时，其电流-电压和电荷-电压的关系如图1-3所示。时变电阻可用下式表示

$$R(t) = R_0 + R_1 \cos \omega t \quad (1-14)$$

式中 R_0 ——变化的平均电阻值，

R_1 ——变化的幅度，

ω ——变化的角频率。

在电阻作任意波形周期性变化时，可以将电阻变化分解为各次谐波之和

$$R(t) = R_0 + \sum_{n=1}^{\infty} 2(R_n \cos n\omega t + R'_n \sin n\omega t) \quad (1-15)$$

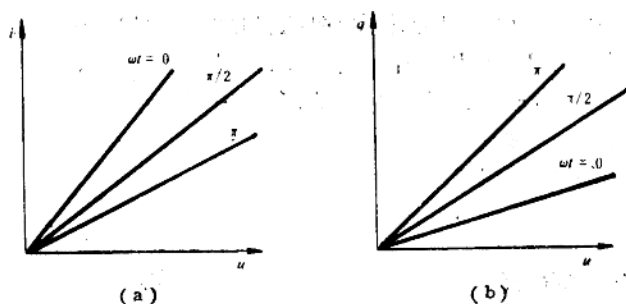


图1-3 线性时变电阻 (a) 和电容 (b) 的关系曲线

式中 R_n 和 R'_n 为分解的余弦和正弦分量振幅， $R(t)$ 有随 ω 、 $2\omega \cdots \infty$ 改变的频率分量。与此相似，在时变电容作周期性改变时，亦可将它表示为：

$$C(t) = C_0 + \sum_{n=1}^{\infty} 2(C_n \cos n\omega t + C'_n \sin n\omega t) \quad (1-16)$$

式中 C_n 、 C'_n 为电容的余弦和正弦改变的分量， ω 为周期相应的角频率， n 为谐波次数。

线性时变元件满足谐和性与叠加条件，因而可分解为各次谐波分量，电路上电压和电流可以线性叠加。应该指出，线性时变元件上加有正弦信号时将会产生新的频率分量。(1-14) 式改变的电阻上通过另一频率的电流，其电压则为

$$u(t) = (R_0 + R_1 \cos \omega_1 t) I_1 \cos \omega_2 t$$

$$= I_1 R_0 \cos \omega_1 t + I_1 R_1 \frac{1}{2} \cos(\omega_1 + \omega_2) t + I_1 R_1 \frac{1}{2} \cos(\omega_2 - \omega_1) t \quad (1-17)$$

由上式可见存在有和频与差频分量, 由于线性时变元件存在的谐和性及叠加性, 可用来方便地分析频率变换电路。

§ 1.2 周期激励信号下非线性电路的一般解法

线性电路的解法有时域和频域两种, 前一种建立电路的微分方程, 采用解微分方程的一般方法求出电压和电流的时间函数, 这种方法要求较多的数学运算, 比较麻烦。第二种方法将电路方程作拉氏变换, 使微分方程转为S域, 在此基础上用代数方程表示微分方程, 可用解代数方程方法求出S域的电压和电流, 最后将S域反变换到时间域求出电压电流的表示式。后一种方法比较方便, 应用亦多。非线性电路的解法与此相似, 亦有两种方法: 时域法是建立一个非线性微分方程, 通常用数值积分法来求出电压或电流的时间函数; 频域法应用到非线性电路时将要作某些修改, 由于非线性元件产生的反应有各次谐波, 一个电路将建立起对应一系列谐波的方程, 所以采用谐波平衡法。下面对此两种方法作概要的叙述并用一些例子来说明之。

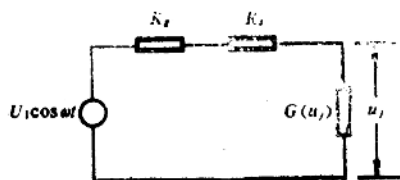


图1-4 非线性电路

时域法 图1-4示出的非线性元件用电阻 R_s 和非线性电导 $G(u_j)$ 表示, u_j 为二极管上的电压, 外加信号源内阻为 R_g , 电压为 $u_1 = U_1 \cos \omega t$, 列出时域方程。

$$U_1 \cos \omega t = (R_g + R_s) I_{s1} (e^{u_j} - 1) + u_j \quad (1-18)$$

上式可用数值解求出 u_j 的波形, 求得的结果示于图1-5。如果非线性元件是电容, 采用电阻 R_s 和非线性电容 $C(u_j)$ 串联表示

$$C(u_j) = dq/du = C(0) / (1 - \frac{u_j}{\phi})^m$$

那么建立的微分方程为

$$U_1 \cos \omega t = u_j + (R_g + R_s) C(u_j) \frac{du_j}{dt} \quad (1-19)$$

在 $t=0$ 时如 $u_j=0$, 以此初始条件求上式的数值积分, 亦可求得 u_j 的波形。上述结果是电压或电流的时间函数, 如果要求出其各次谐波时可用谐波分析法求其分量。这算法是繁琐的, 且电路有储能元件时将存在过渡过程, 小阻尼电路中达到稳态需要很长的时间, 要求较大的计算工作量。

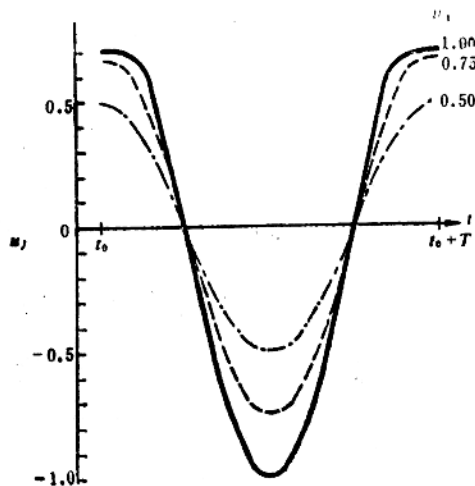


图1-5 不同 U_1 时的 u_j 波形

负载影响的表示 谐波平衡法是建立在非线性元件产生的谐波平衡的基础上,因而要考虑谐波在电路上的影响。谐波电流通过线性电路产生谐波电压,反过来又加在非线性元件上成为控制非线性过程的输入量,因而必须了解其过程和表示方法。

一个单频的电压 $u_1 = U_1 \cos \omega_1 t$ 在非线性元件上将产生各次谐波电流,用矩阵表示其振幅关系为

$$\begin{pmatrix} I_0 \\ I_1 \\ \vdots \\ I_\infty \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} f_0 \\ f_1 \\ \vdots \\ f_\infty \end{pmatrix} U_1 \quad (1-20)$$

式中 $I_0, I_1 \dots I_\infty$ 为各次谐波电流, $f_0, f_1 \dots f_\infty$ 为变换系数。这和波导中激起高次模式表示是相似的,不过一种是不同频率分量,另一种是不同电磁场分布模式。

上述电流分量流过负载线性电路后产生的电压

$$[U] = [Y][I] \quad (1-21)$$

式中 $[U] = [U_0, U_1 \dots U_\infty]^T$;

$$[I] = [I_0, I_1 \dots I_\infty]^T;$$

$[Y]$ 为对应各次谐波导纳的对角矩阵。

电压 $[U]$ 反过来作为 (1-20) 式的输入量,用它来代替 U_1 , 因而 (1-20) 式应该修正为

$$\begin{pmatrix} I_0 \\ I_1 \\ \vdots \\ I_\infty \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} y_{00} & y_{01} & \dots & y_{0\infty} \\ y_{10} & y_{11} & \dots & y_{1\infty} \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ y_{\infty 0} & y_{\infty 1} & \dots & y_{\infty \infty} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} U_0 \\ U_1 \\ \vdots \\ U_\infty \end{pmatrix} \quad (1-22)$$

由此可见表征非线性元件的矩阵应为一无穷阶矩阵,其中 $y_{00}, y_{01} \dots y_{\infty \infty}$ 为不同响应的导纳。实际的电路中并不是对所有频率都呈现阻抗,而有一定的频率响应,这样,某些频率分量的电压不存在,而研究其电流亦没有必要,所以具体电路仅存在某些项,矩阵亦是一个有限阶数的。在倍频器中,输出回路对要求频率调谐,因而仅存在输入信号项和要求的输出倍频项,矩阵为二阶的。如果线性电路有并联的电容存在,那么频率越高时,阻抗越小,可根据要求考虑的精度而限定某个阶数矩阵。

线性电路在某个频率激励下仅有此频率相应的电压和电流产生,非线性电路在单频信号激励下将有此频率的基波和谐波电压和电流出现,考虑到负载的作用,各次频率的电压或电流反过来加到非线性元件两端,参与了非线性元件控制量,因而非线性元件的控制量为多个频率之和。根据电路的响应特性和要求考虑的精确程度,可以选定一定数量的谐波次数。

谐波平衡法 图1-6(a)为有非线性元件的网络 S , 在电路分析时将非线性元件从电路中分裂出来,形成 S_1 和 S_2 两个子电路,如图1-6(b),设 S_1 子电路仅包含有线性元件,而 S_2 中仅有非线性元件,其A-B端面处电压电流分别为 $u(t)$ 和 $i(t)$ 。 S_1 是线性电路,可用频域法求其电压与电流的关系,非线性子电路 S_2 用函数关系求电流电压的响应,通过谐波分析求出其谐波分量,谐波平衡法就是用两个子电路端面各次谐波相等的方法来解非线性电路。设线性子电路 S_1 端面电流为

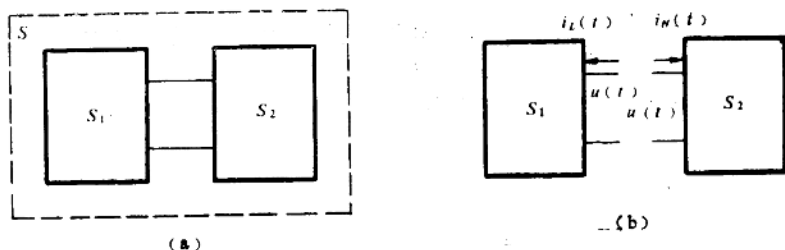


图1-6 (a) 非线性电路S, (b) 划分S₁和S₂两个子电路

$$i_L(t) = \sum_{n=0}^M I_{Ln} \cos n\omega t + \sum_{n=0}^M I'_{Ln} \sin n\omega t \quad (1-23)$$

式中 I_{Ln} , I'_{Ln} —— n 次谐波电流振幅的余弦和正弦分量,

ω ——基波角频率,

M ——考虑的谐波次数。

由于 $i_L(t)$ 的激励在端面上可用频域法求出响应电压

$$u(t) = \sum_{n=0}^M U_{Ln} \cos n\omega t + \sum_{n=0}^M U'_{Ln} \sin n\omega t \quad (1-24)$$

其中 U_{Ln} 与 U'_{Ln} 为 n 次谐波电压的余弦和正弦分量幅度。上述电压出现在子电路 S_2 端面, 根据非线性元件的特性可求出相应电流

$$i_N(t) = f(u) \quad (1-25)$$

电路平衡关系为:

$$i_L(t) = i_N(t) \quad (1-26)$$

或者将 $i_N(t)$ 展开为各次谐波:

$$i_N(t) = \sum_{n=0}^M I_{Nn} \cos n\omega t + \sum_{n=0}^M I'_{Nn} \sin n\omega t \quad (1-27)$$

I_{Nn} 与 I'_{Nn} 为非线性元件产生的 n 次谐波电流余弦和正弦分量。调节端面电流 I_{Ln} 与 I'_{Ln} 使(1-26)式得到满足或最接近, 就可解得电路状态。或者调节 I_{Ln} 与 I'_{Ln} 使其与 I_{Nn} 和 I'_{Nn} 相等或最接近, 亦可解得电路的电流和电压。

谐波平衡法就是应用负载的反应和非线性元件反应在各次谐波上相等的原理, 来求电路的解; 直接可以求得各谐波分量的振幅, 这个方法在微波电路中得到广泛的应用。

本节所述的两种解法是研究单频信号作用下的电路过程, 可以精确地求出电路的基波和各次谐波的幅值。上述第一方法用数值积分计算, 第二种调整谐波幅度用迭代或优化法, 因而通常应用计算机来进行, 现在已发展和编制了不同的计算程序, 可供计算时使用。

§ 1.3 非线性电路的时变元件分析法

在微波频率变换电路中输入两个不同的频率信号, 而且其幅度相差很大, 此时非线性电

路可采用时变元件的分析方法，将两个信号分开来处理。首先考虑大信号的作用，它使非线性元件的工作点作周期性移动，即形成一个时变元件，相应的电阻或电容作周期性改变，然后研究小信号在时变元件上的频率变换效应。本节将讨论用时变元件分析的一般方法和时变元件的求法，小信号过程则根据具体电路而定，其详细分析在以后几章中分别讨论。

二极管非线性电阻元件的分析，由(1-7)式知 $i=f(u)$ ，将它 $u=0$ 处用泰勒级数展开：

$$i=f(u)=f(0)+f'(0)u+\frac{f''(0)}{2!}u^2+\frac{f'''(0)}{3!}u^3+\dots \quad (1-28)$$

其中 $f'(0)$ 、 $f''(0)$ 、 $f'''(0)$ 为在 $u=0$ 函数的一阶、二阶、三阶导数；从此式可以求出各次变换的谐波分量。在非线性元件频率变换电路中，所加电压为

$$u=u_1+u_2$$

将它代入(1-28)式中

$$\begin{aligned} i=f(u) &= f(0)+f'(0)(u_1+u_2)+\frac{f''(0)}{2!}(u_1+u_2)^2+\frac{f'''(0)}{3!}(u_1+u_2)^3+\dots \\ &= f(0)+f'(0)u_1+\frac{f''(0)}{2!}u_1^2+\frac{f'''(0)}{3!}u_1^3+\dots \\ &\quad +f'(0)u_2+\frac{2f''(0)}{2!}u_1u_2+\frac{3f'''(0)}{3!}u_1^2u_2+\dots \end{aligned} \quad (1-29)$$

式中第一部分即为(1-28)式的 $f(u_1)$ ，第二部分为 $f'(u_1)u_2$ ，如果写出其以后各项就可知，他们和 $f(u_1)$ 各阶导数及 u_2 各阶乘幂的乘积有关，整理(1-29)式得

$$i=f(u_1)+f'(u_1)u_2+\frac{f''(u_1)}{2!}u_2^2+\dots \quad (1-30)$$

由于 $u_1 \gg u_2$ ，忽略 u_2 二次项以后的高次项，

$$i \approx f(u_1)+f'(u_1)u_2=f(u_1)+g(t)u_2 \quad (1-31)$$

式中 $f(u_1)$ 为只加大信号时的电流，而

$$f'(u_1)=\left.\frac{\partial i}{\partial u}\right|_{u=u_1}=g(t)$$

$g(t)$ 是时变电导值。

当输入的大信号 u_1 是余弦变化时

$$u_1=U_1 \cos \omega_1 t$$

$f(u_1)$ 和 $g(t)$ 均为 $\omega_1 t$ 的函数，考虑到非线性二极管的直流偏置电压 U_{dc} 后

$$u=U_{dc}+U_1 \cos \omega_1 t$$

$i=f(u_1)$ 和 $g(t)$ 可用傅氏级数展开

$$i=f(u_1)=I_0+2\sum_{n=1}^{\infty} I_n \cos n\omega_1 t \quad (1-32)$$

$$g(t)=g_0+2\sum_{n=1}^{\infty} g_n \cos n\omega_1 t \quad (1-33)$$

$$\begin{aligned}
\text{其中 } I_n &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i \cos n\omega_1 t d\omega_1 t \\
&= \frac{1}{2\pi} I_{s,t} e^{aU_{dc}} \int_0^{2\pi} e^{aU_1 \cos \omega_1 t} \cos n\omega_1 t d\omega_1 t \\
&= I_{s,t} e^{aU_{dc}} J_n(aU_1) \quad n=0, 1, \dots, \infty
\end{aligned}$$

式中 $J_n(aU_1)$ 为 n 阶第一类变型贝塞尔函数, 系数为 aU_1 。由 (1-7) 式

$$g(t) = \frac{\partial f(u)}{\partial u} = a I_{s,t} e^{aU_{dc}} \approx a i \quad (1-34)$$

由 (1-32)、(1-33) 和 (1-34) 可得到

$$g_n = a I_n = a I_{s,t} e^{aU_{dc}} J_n(aU_1) \quad n=0, 1, 2, \dots, \infty \quad (1-35)$$

上式是时变电导 n 次频率分量的解析式。应该指出, 这里 g_n 的分析没有考虑负载的影响, 如考虑负载影响后难以用解析式表示, 此时 I_n 和 g_n 可应用上一节讨论的方法来求出。

如果非线性元件是电容, 作用在电容上的不同频率信号振幅相差很大时, 亦可用时变元件分析方法来处理。电容两端加有 $u = u_1 + u_2$ 电压, 则电荷

$$q = f(u_1 + u_2)$$

由于 $u_1 \gg u_2$, 电荷量用泰勒级数展开后

$$q = f(u_1) + f'(u_1)u_2 + \frac{f''(u_1)}{2!}u_2^2 + \dots \quad (1-36)$$

当忽略 u_2 的高次项后, 得到 u_2 作用而产生的电荷量

$$q(t) = f'(u_1)u_2 = C(t)u_2 \quad (1-37)$$

$$\text{式中 } C(t) = f'(u_1) = \left. \frac{dq}{du} \right|_{u=u_1} \quad (1-38)$$

是 PN 结的微分电容, 流过电容的电流

$$i = \frac{dq}{dt} = \frac{d}{dt} [C(t)u_2] \quad (1-39)$$

从 (1-37) 式可知: u_1 和 u_2 信号在非线性电容上产生的电荷变化, 在 $u_1 \gg u_2$ 时, 可以认为 u_2 在时变电容 $C(t)$ 上产生的电荷变化来处理。

非线性电容加有直流偏置和周期性余弦大信号时

$$u = U_{dc} + U_1 \cos \omega_1 t$$

(1-9) 式可表示为

$$\begin{aligned}
C(t) &= \frac{C(0)}{\left(1 - \frac{U_{dc} + U_1 \cos \omega_1 t}{\phi}\right)^m} \\
&= \frac{C(U_{dc})}{(1 - p \cos \omega_1 t)^m} \quad (1-40)
\end{aligned}$$

$$\text{式中 } C(U_{dc}) = \frac{C(0)}{\left(1 - \frac{U_{dc}}{\phi}\right)^m}$$

$$p = \frac{U_1}{\phi - U_{dc}}$$

$C(U_{dc})$ 为 U_{dc} 处结电容值, p 为交流电压与 $(\phi - U_{dc})$ 的比值。

$C(t)$ 是按 $\omega_1 t$ 作周期性改变的时变电容, 可将 $C(t)$ 用傅氏级数展开之

$$C(t) = C_0 + 2 \sum_{n=1}^{\infty} C_n \cos n\omega_1 t \quad (1-41)$$

其中

$$C_n = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} C(t) \cos n\omega_1 t d\omega_1 t \quad (1-42)$$

有时为了分析方便采用倒电容的概念

$$S(t) = \frac{1}{C(t)} = S(U_{dc})(1 - p \cos \omega_1 t)^m \quad (1-43)$$

式中 $S(U_{dc}) = \frac{1}{C(U_{dc})}$ 为静态工作点的倒电容, 它亦可用傅氏级数展开

$$S(t) = S(U_{dc}) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} S_n \cos n\omega_1 t \quad (1-44)$$

$$S_n = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} S(t) \cos n\omega_1 t d\omega_1 t \quad (1-45)$$

本节讨论了非线性元件上有两个幅度相差很大信号的分析方法, 它将非线性元件在大信号的作用下看为一个时变元件, 然后再考虑小信号在时变元件上的作用。设信号电压 $u_2 = U_2 \cos \omega_2 t$, 将(1-33)式代入(1-31)式得到非线性电阻的频率变换项电流

$$\begin{aligned} g(t)u_2 &= (g_0 + 2 \sum_{n=1}^{\infty} g_n \cos n\omega_1 t) U_2 \cos \omega_2 t \\ &= g_0 U_2 \cos \omega_2 t + \sum_{n=1}^{\infty} g_n U_2 [\cos(\omega_2 + n\omega_1)t + \cos(\omega_2 - n\omega_1)t] \end{aligned} \quad (1-46)$$

式中看到不仅有频率为 ω_2 的电流分量, 而且还有 $\omega_2 \pm n\omega_1 (n=0, 1, \dots, \infty)$ 的分量。这些电流通过负载产生相应频率的电压, 此电压又加在非线性元件两端, 使 u_2 信号电压变为

$$\begin{aligned} u_2 &= U_{\omega_2} \cos \omega_2 t + \sum_{n=1}^{\infty} [U_{\omega_2 + n\omega_1} \cos(\omega_2 + n\omega_1)t \\ &\quad + U_{\omega_2 - n\omega_1} \cos(\omega_2 - n\omega_1)t] \end{aligned} \quad (1-47)$$

它为无穷项和, 将上式代入(1-31)式求出频率变换项

$$i(t) = g_0 \left\{ U_{\omega_2} \cos \omega_2 t + \sum_{n=1}^{\infty} [U_{\omega_2 + n\omega_1} \cos(\omega_2 + n\omega_1)t + U_{\omega_2 - n\omega_1} \cos(\omega_2 - n\omega_1)t] \right\}$$

$$+ g_1 \cos \omega_1 t \left\{ U_{\omega_2} \cos \omega_2 t + \sum_{n=1}^{\infty} (U_{\omega_2+n\omega_1} \cos(\omega_2+n\omega_1)t + U_{\omega_2-n\omega_1} \cos(\omega_2-n\omega_1)t) \right\} + \dots \quad (1-48)$$

由此可见各项电流与电压间的关系，各同频电压与电流间的变换因子为 g_0 ，由于线性时变元件满足叠加原理，还可通过其他频率分量通过交换叠加而得，这点可从 (1-48) 式展开得到。如频率为 ω_2 的电流可由 U_{ω_2} 通过 g_0 求得，还可通过 $U_{\omega_2+\omega_1}$ 和 $U_{\omega_2-\omega_1}$ 通过 g_1 变换而来等等，如果 $i(t)$ 用傅氏级数展开后以矩阵形式表示：

$$\begin{pmatrix} I_{\omega_2+2\omega_1} \\ I_{\omega_2+\omega_1} \\ I_{\omega_2} \\ I_{\omega_2-\omega_1} \\ I_{\omega_2-2\omega_1} \\ \vdots \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & g_0 & g_1 & g_2 & g_3 & g_4 & \vdots \\ \vdots & \vdots & g_1 & g_0 & g_1 & g_2 & g_3 & \vdots \\ \vdots & \vdots & g_2 & g_1 & g_0 & g_1 & g_2 & \vdots \\ \vdots & \vdots & g_3 & g_2 & g_1 & g_0 & g_1 & \vdots \\ \vdots & \vdots & g_4 & g_3 & g_2 & g_1 & g_0 & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \end{pmatrix} \begin{pmatrix} U_{\omega_2+2\omega_1} \\ U_{\omega_2+\omega_1} \\ U_{\omega_2} \\ U_{\omega_2-\omega_1} \\ U_{\omega_2-2\omega_1} \\ \vdots \end{pmatrix} \quad (1-49)$$

或归纳为

$$I_{\omega_2+m\omega_1} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} g_{1m+n} U_{\omega_2+n\omega_1}$$

$$m = -\infty, \dots, -1, 0, 1, \dots, \infty$$

上述矩阵为时变网络对输入 ω_1 响应的表示关系。

如果是非线性电容元件，其变换关系可以相似方法求出，而电流 $i = dq/dt$ ，因而从电荷关系还要微分再得到电流 I ，将 (1-41)、(1-47) 式代入 (1-37) 式，有

$$q = \left(C_0 + 2 \sum_{n=1}^{\infty} C_n \cos n\omega_1 t \right) \left\{ U_{\omega_2} \cos \omega_2 t + \sum_{n=1}^{\infty} U_{\omega_2+n\omega_1} \cos(\omega_2+n\omega_1)t + \sum_{n=1}^{\infty} U_{\omega_2-n\omega_1} \cos(\omega_2-n\omega_1)t \right\}$$

亦可求出对应各频率分量的电荷，从而得到电流分量间的关系，用矩阵表示为

$$\begin{pmatrix} I_{\omega_2+2\omega_1} \\ I_{\omega_2+\omega_1} \\ I_{\omega_2} \\ I_{\omega_2-\omega_1} \\ I_{\omega_2-2\omega_1} \\ \vdots \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \vdots & j(\omega_2+2\omega_1)C_0 & j(\omega_2+2\omega_1)C_1 & j(\omega_2+2\omega_1)C_2 & j(\omega_2+2\omega_1)C_3 & \vdots \\ \vdots & j(\omega_2+\omega_1)C_1 & j(\omega_2+\omega_1)C_0 & j(\omega_2+\omega_1)C_1 & j(\omega_2+\omega_1)C_2 & \vdots \\ \vdots & j\omega_2 C_2 & j\omega_2 C_1 & j\omega_2 C_0 & j\omega_2 C_1 & \vdots \\ \vdots & j(\omega_2-\omega_1)C_3 & j(\omega_2-\omega_1)C_2 & j(\omega_2-\omega_1)C_1 & j(\omega_2-\omega_1)C_0 & \vdots \\ \vdots & j(\omega_2-2\omega_1)C_4 & j(\omega_2-2\omega_1)C_3 & j(\omega_2-2\omega_1)C_2 & j(\omega_2-2\omega_1)C_1 & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \end{pmatrix}$$

$$\begin{pmatrix} \vdots \\ j(\omega_2 + 2\omega_1)C_4 \\ j(\omega_2 + \omega_1)C_3 \\ j\omega_2 C_2 \\ j(\omega_2 - \omega_1)C_1 \\ j(\omega_2 - 2\omega_1)C_0 \\ \vdots \end{pmatrix} \times \begin{pmatrix} \vdots \\ U_{\omega_2 + 2\omega_1} \\ U_{\omega_2 + \omega_1} \\ \dot{U}_{\omega_2} \\ U_{\omega_2 - \omega_1} \\ U_{\omega_2 - 2\omega_1} \\ \vdots \end{pmatrix}$$

式中可归纳为

$$I_{\omega_2 + m\omega_1} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} j(\omega_2 + m\omega_1) C_{|m-n|} U_{\omega_2 + n\omega_1}$$

$$m = -\infty, \dots, -1, 0, 1, \dots, \infty$$

本节讨论了非线性电路用时变电路的分析方法，并根据半导体器件的电压电流特性和PN结电容特性分别导出大信号作用下时变电阻和时变电容的表示式，最后由附加小信号的作用得到频域内各分量的关系，由于采用线性时变元件来代替非线性元件，其分析过程可用简便的叠加关系来计算。上述分析方法对于两信号幅度相差很大情况下是很方便的，应该指出如果小信号的幅度较大时（1-30）和（1-36）两式要考虑 u_2 的高次项，此时分析过程就要复杂得多。本节讨论的是其基本的过程，以后各章结合具体电路再讨论其变换的性能。

第二章 微波阻性混频器

§ 2.1 引言

混频是一种频率变换过程。将信号 f_s 和本振 f_p 两个频率的电压加到非线性器件上,由于非线性器件的频率变换作用,将产生 $(f_s \pm f_p)$ 以及它们的谐波组合频率分量,通过滤波器取出新的频率分量 $(f_s \pm f_p)$,这就完成了混频。当输出频率分量为 $(f_s - f_p)$ 时,称为下变频;当输出频率分量为 $(f_s + f_p)$ 时,称为上变频。

微波混频器采用的非线性元件通常是半导体二极管。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,一种是非线性电容二极管(变容管)。由变容二极管组成的变频器为参量变频器,这将在第三章作详细论述。本章只讨论由阻性二极管组成的阻性混频器。

在雷达、通信和其他设备中,为了提高接收机的灵敏度,广泛采用超外差接收机,其中,混频器是必不可少的部件,它的作用是将接收到的微波信号 f_s 与本振信号 f_p 经过混频变换到两个信号频率之差的中频输出。可见,阻性混频器就是下变频器。

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,常用这种混频器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。

§ 2.2 微波阻性混频二极管

微波混频器采用微波半导体二极管。60年代以前,一般无线电设备中电真空器件多于半导体器件,而微波半导体器件就更少。然而,微波半导体混频管早在40年代就在雷达中应用了。所以,微波半导体混频管堪称微波半导体器件的先驱。

2.2.1 结构

微波混频二极管有两种:一种是早期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。这两种管子的管芯结构如图2-1所示。由图可见,这两种管芯都是在重掺杂的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,外延层的表面用氧化工艺形成二氧化硅氧化层,用以保护外延层表面不被污染,在氧化层上腐蚀一小孔,通过小孔在外延层上沉积一层金属钼形成金属-半导体结。然后在金属钼的表面再蒸发一层金并将其蚀蚀成一定形状的电极,在电极上焊上引线即形成二极管。

虽然这两种二极管的结构不同,但都属于金属-半导体结二极管,其工作原理和基本特性是相同的,下面我们作一些简要的介绍。