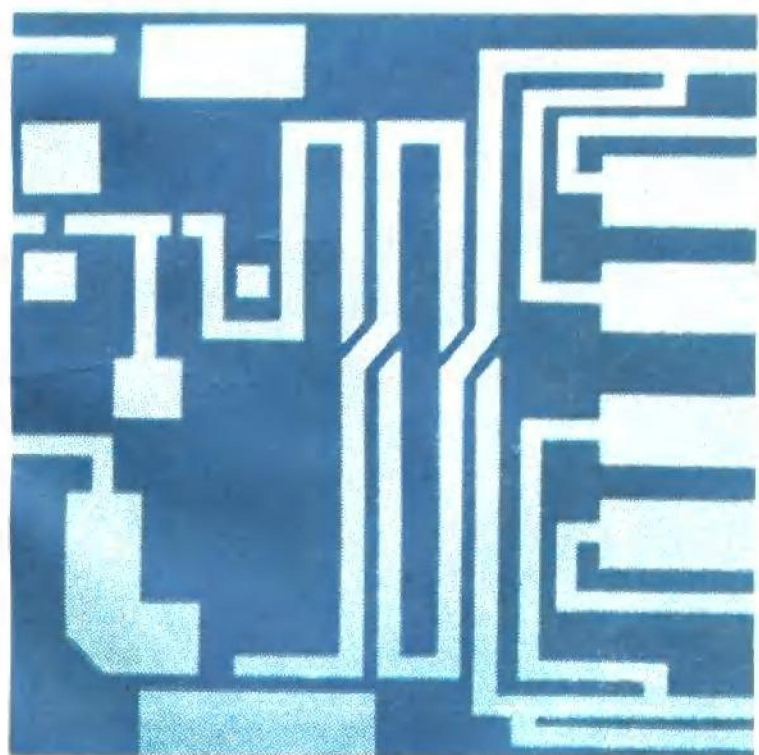


非线性 微波毫米波电路 分析与设计

王惠功 等 编译



北京邮电学院出版社

内 容 简 介

本书系统、简洁地介绍非线性微波、毫米波电路的理论分析与设计。内容包括：肖特基势垒二极管、肖特基变容管、莫脱势垒二极管、场效应晶体管的模型建立；大信号强、弱非线性电路的分析与计算；肖特基势垒二极管与莫脱势垒二极管混频器以及由场效应晶体管构成的上下变频器、倍频器、功率放大器、振荡器的分析与优化设计。

本书可作高等院校电磁场与微波技术专业研究生和高年级本科生教材或相应专业的选课教材，亦可供从事微波、毫米波工程的科技人员参考。

非线性微波毫米波电路 分析与设计

*

编 译 王惠功 王淑华

责任编辑 时友芬

*

北京邮电学院出版社出版

(100088 海淀区学院路42号)

新华书店北京发行所发行 各地新华书店经售

北京市通县向阳印刷厂印刷

*

850×1168毫米 1/32 印张 11.75 字数 303 千字

1991年6月第一版 1991年6月第一次印刷

印数：1—2000册

ISBN 7-5635-0051-0/TN·17 定价：3.65元

前 言

本书主要根据Stephen A. Mass的《*Nonlinear Microwave Circuits*》一书编译而成。

书中所述上下变频器、频率倍频器、功率放大器、振荡器等，在微波、毫米波、光波、卫星等通信系统中占有重要的地位，并对这些通信系统的性能有较大影响。因此，从理论与实践的结合上对它们进行分析、设计就显得十分必要。编译本书的目的就在于此。

本书主要阐述非线性微波、毫米波电路的分析与设计。内容基本包含两部分。第一部分介绍非线性微波、毫米波电路的重要分析方法、计算方法与常用固体器件模型建立。第二部分是第一部分内容的具体应用，主要讨论由场效应晶体管(FET)构成的上下变频器、频率倍频器、功率放大器、振荡器等部件的近似设计和优化设计。

本书可作为电磁场与微波技术专业研究生和本科生的专业课教材。由于它涉及到的基础知识面较广，为了避免内容庞杂，凡前修课程中已有的公式和结论，本书一般均直接引用。

本书第三、四章由王淑华编译，其余内容由王惠功编译。由于水平有限，书中难免有不妥之处，殷切希望读者批评指正。

编译者

一九九〇年

目 录

第一章 基本概念

§ 1.1 线性和非线性·····	(1)
§ 1.2 频率的产生·····	(3)
§ 1.3 非线性现象·····	(10)
1.3.1 谐波的产生·····	(10)
1.3.2 交调(IM) ·····	(11)
1.3.3 饱和和钝化·····	(11)
1.3.4 交叉调制(CM) ·····	(12)
1.3.5 AM/PM变换·····	(12)
1.3.6 假响应·····	(13)
§ 1.4 分析方法·····	(13)
§ 1.5 功率和增益的定义·····	(15)
§ 1.6 稳定性问题·····	(18)

第二章 准静态分析中的固体器件模型

§ 2.1 非线性固体器件模型·····	(20)
§ 2.2 非线性集中元件和受控源·····	(21)
2.2.1 替代定理·····	(23)
2.2.2 非线性电导或电阻·····	(25)
2.2.3 非线性电容·····	(28)
2.2.4 I/V 、 Q/V 和 G/V 、 C/V 展开式间的关 系·····	(31)
§ 2.3 肖特基势垒和结型二极管·····	(32)
2.3.1 肖特基势垒二极管模型·····	(32)
2.3.2 混频二极管·····	(36)

2.3.3	肖特基势垒变容管	(40)
2.3.4	p^+n 结型变容管	(41)
2.3.5	阶跃恢复二极管	(42)
§ 2.4	砷化镓场效应管MESFET	(44)
2.4.1	MESFET的工作原理	(44)
2.4.2	MESFET的模型	(47)
§ 2.5	模型参数的确定	(54)
2.5.1	结的 C/V 特性和 I/V 特性的直接测量	(55)
2.5.2	二极管参数的间接测量	(57)

第三章 谐波平衡与变换矩阵分析法

§ 3.1	谐波平衡分析法	(61)
3.1.1	谐波平衡方程的建立	(61)
3.1.2	谐波平衡方程的解法	(70)
3.1.3	谐波数目的选取	(84)
§ 3.2	变换矩阵分析法	(85)
3.2.1	变换矩阵	(86)
3.2.2	变换矩阵在时变电路中的应用	(95)
3.2.3	时变电路中的多频率激励和交调	(105)
§ 3.3	广义谐波平衡分析法概述	(114)

第四章 幂级数和Volterra级数分析法

§ 4.1	幂级数分析法	(117)
4.1.1	幂级数模型和多频响应	(117)
4.1.2	频率的产生	(124)
4.1.3	遮断点和功率关系	(125)
4.1.4	多个弱非线性部件联接时的遮断点和功率关系	(130)
§ 4.2	Volterra级数分析法	(132)
4.2.1	Volterra级数介绍	(132)
4.2.2	Volterra函数级数和非线性转移函数	(134)

4.2.3	采用谐波输入法确定非线性频域转移函数.....	(137)
4.2.4	非线性转移函数的应用.....	(145)
4.2.5	采用非线性电流法分析电路.....	(148)
4.2.6	在多节点电路中的应用.....	(156)

第五章 平衡和多器件电路

§ 5.1	采用微波和毫米波电桥的平衡电路.....	(164)
5.1.1	理想电桥的特性.....	(164)
5.1.2	实用电桥简介.....	(166)
5.1.3	电桥耦合的电路组件特性.....	(171)
§ 5.2	微波、毫米波电路部件的直接联接.....	(180)
5.2.1	单端口器件联接的谐波特性.....	(181)
5.2.2	两个二端口电路部件直接并联联接的特性.....	(190)

第六章 二极管混频器的设计

§ 6.1	混频器二极管简介.....	(194)
6.1.1	混频二极管模型.....	(194)
6.1.2	混频二极管的类型.....	(197)
§ 6.2	混频器的非线性分析.....	(198)
6.2.1	大信号分析.....	(198)
6.2.2	小信号分析.....	(200)
§ 6.3	单管混频器的设计.....	(204)
6.3.1	设计方法.....	(204)
6.3.2	混频二极管的选择.....	(207)
6.3.3	混频器设计举例.....	(209)
§ 6.4	平衡混频器简介.....	(213)
6.4.1	单平衡混频器.....	(213)
6.4.2	双平衡混频器.....	(215)

第七章 MESFET小信号放大器设计

§ 7.1 放大器理论简述.....	(217)
7.1.1 放大器设计中的稳定性问题.....	(217)
7.1.2 放大器的设计.....	(221)
§ 7.2 小信号FET放大器的非线性分析.....	(225)
7.2.1 FET等效电路中的非线性	(226)
7.2.2 FET放大器中的非线性现象.....	(227)
7.2.3 非线性转移函数的计算.....	(231)
§ 7.3 优化MESFET放大器的线性	(237)
7.3.1 建立MESFET模型	(238)
7.3.2 偏置对线性的影响.....	(241)
7.3.3 源和负载阻抗对线性的影响.....	(242)
7.3.4 增益、匹配和噪声系数的约束对线性的影响.....	(244)
7.3.5 低阶混合频率的源和负载端接对线性的影响.....	(246)
7.3.6 各个非线性元件对线性的影响.....	(248)
7.3.7 结论.....	(249)

第八章 MESFET功率放大器的设计

§ 8.1 功率MESFET简介	(250)
8.1.1 结构.....	(250)
8.1.2 模型建立.....	(252)
§ 8.2 功率放大器设计的基本考虑.....	(253)
§ 8.3 MESFET功率放大器的设计	(259)
8.3.1 甲类放大器的近似设计.....	(259)
8.3.2 乙类放大器的近似设计.....	(262)
8.3.3 设计举例和性能研究.....	(264)
8.3.4 谐波源和负载阻抗不为零时所产生的影响.....	(269)

§ 8.4	FET功率放大器的谐波平衡分析	(273)
§ 8.5	实际考虑	(278)
第九章 FET频率倍频器的设计		
§ 9.1	设计的基本考虑	(280)
§ 9.2	近似设计	(281)
§ 9.3	谐波平衡分析	(290)
§ 9.4	设计中的实际问题	(292)
第十章 FET混频器的设计		
§ 10.1	单栅FET混频器的近似设计	(295)
10.1.1	设计原理	(295)
10.1.2	设计过程	(296)
10.1.3	匹配电路	(300)
§ 10.2	FET混频器的大信号-小信号分析	(301)
10.2.1	大信号分析	(301)
10.2.2	小信号分析	(303)
§ 10.3	设计举例	(307)
§ 10.4	双栅FET混频器	(312)
§ 10.5	平衡FET混频器	(315)
10.5.1	单平衡混频器	(315)
10.5.2	双平衡FET混频器	(318)
第十一章 FET上变频器的设计		
§ 11.1	单管FET上变频器的工作原理	(320)
§ 11.2	单管FET上变频器的设计	(325)
11.2.1	约束条件和假设	(327)
11.2.2	变频增益的测量	(328)
11.2.3	等效电路中的本振电压波形	(330)
11.2.4	FET上变频器的电路模型	(332)
11.2.5	FET上变频器匹配电路的设计	(334)
§ 11.3	平衡FET上变频器	(335)

第十二章 FET振荡器的设计

§ 12.1 经典振荡器理论简介	(336)
12.1.1 负阻振荡器和振荡条件	(336)
12.1.2 FET中的负电阻	(338)
12.1.3 采用经典法设计FET振荡器	(341)
§ 12.2 FET振荡器的非线性分析	(346)
§ 12.3 FET振荡器设计中的实际问题	(356)
12.3.1 电路拓扑	(356)
12.3.2 性能参数	(359)

参考文献

第一章 基本概念

§1.1 线性和非线性

所有的电子电路都呈非线性。这是电子工程中的一个基本事实。作为现代电路理论基础的线性假设，实际上仅仅是一种近似。然而，有些电路，像小信号放大器，只是由于具有非常弱的非线性，才把它们视为线性的。当这类电路应用到微波和毫米波通信系统时，其非线性肯定会影响系统性能，因此必须设法减小它对系统性能的影响。另一方面，某些电路，如混频器和频率倍频器，必须利用非线性，若没有非线性存在，实现变频及倍频是不可能的。在这类电路中，往往希望把非线性加强。一般来说，分析与设计非线性电路比分析与设计线性电路要复杂得多。

要说明所有电路都是非线性的，并不那么容易。固体器件的非线性是人所共知的，如电阻、电容、电感，在一般条件下都呈线性。但当大电压或大电流加到电阻上时，由于热效应或其它效应，电阻的阻值要变化。对电容器也是一样，用半导体材料做成的电容器是非线性的；以铁淦氧为磁心的电感及变压器也是非线性的；甚至微波和毫米波电路用的各种连接元件也可能产生非线性。很明显，在高电平时，不同金属间的接触也会引起非线性。因此，线性电路是一种理想化的概念，对电子电路、干扰、以及电磁兼容等方面的全面了解，需要对非线性及其影响加以探讨。

对于线性电路，叠加原理是成立的。例如，设激励 x_1 ， x_2 分别加到某个电路上，其响应分别为 y_1 ， y_2 ，则对应于激励 $ax_1 + bx_2$ 的响应为 $ay_1 + by_2$ ，这里 a 、 b 为任意常数，从概念上讲， a 、 b 可以是实数、复常数，也可为时变的。这一准则既适用于电路，

也适用于系统。这种定义方法表明，线性电路或系统的响应仅仅包含激励信号中的频率，因此，线性时不变电路不会产生新频率。而非线性电路则要产生新频率分量，这是划分线性电路与非线性电路的依据。

非线性电路有强非线性和弱非线性电路之分。若它的非线性特性 I/V ， Q/V 或 ϕ/I 可用幂级数展开，且具有满意的精度，也就是说特性是连续的，其导数也是连续的，只需取级数的很少几项就可满足一般实际应用。此外若电路的非线性及激励信号均较弱，弱到不影响直流工作点的程度，称为弱非线性电路。上述条件对常规工作状态下的所有晶体管和元件都是满足的。因此，就可以用幂级数或Volterra级数进行分析。对于强的非线性电路而言，上述条件不成立，例如，强激励的晶体管和肖特基二极管，它们的 I/V 特性是呈指数关系的；逻辑门电路的输入-输出转移特性随输入的变化很陡峭，阶跃二极管在正偏置时具有非常强的非线性，这些都属于强非线性情况。分析这类电路不能用幂级数法或Volterra级数法，而只能用谐波平衡法或时域法。当然，用谐波平衡法或时域法分析这类由单频激励或集中元件组成的电路并不困难，最困难的是这类强非线性电路中含有混合集中元件，其阻抗是任意的、并为多频激励。

一个常用于非线性电路分析中的概念是所谓的准线性。由于准线性电路的非线性非常微弱，对电路响应的线性部分的影响可以忽略，所以可按线性电路处理。然而，这类电路产生的畸变分量还是相当可观的。小信号双基晶体管放大器就属于准线性电路，它实际上象是一个没有被激励进饱和区的甲类功率放大器。

另外，还有两个常常要用到的概念，即二端子非线性和转移非线性。二端子非线性是指一个简单的非线性电阻、电容或电感，其数值是端子上一个独立变量电压或电流的函数，这种二端子非线性称为控制电压或控制电流。所谓转移非线性是指它的数值为电路中某处的控制电压或控制电流的函数，而不是元件端子

上的电压或电流的函数。一个电路不可能只含一种控制源,这种控制源可以是端子电压或电流。因此,在处理绝大多数非线性元件时,既要考虑二端子非线性又要考虑转移非线性。这里,以例说明这两种非线性的区别。图1-1(a)是一个非线性电阻,图1-1(b)是一个理想跨导非线性放大器,两者都用内阻为 R_s 的电压源激励,放大器的输出电流是激励电压和非线性转移函数的函数,如果直接把电压波形代入非线性转移函数,就可以求得输出电流,而与输入或输出电路原来的状况无关。二端子非线性则不然,激励电压在其中要产生一些不同频率的电流分量,这些电流分量在电路中的其它部位流动,并产生跨于 R_s 上的这些新频率的电压,进而产生跨于非线性电阻上的这些新频率的电压。这些新的电压分量又要产生新的电流分量,如此等等,直到在所有频率上都产生电流电压为止。

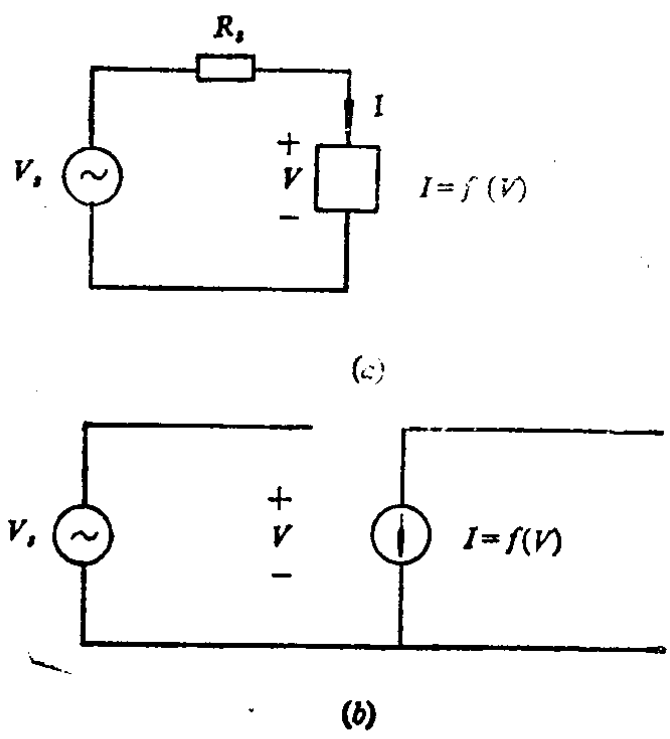


图 1-1 (a)二端子非线性;
(b)转移非线性

§1.2 频率的产生

图1-2所示的电路中,其激励信号电压为 V_s ,总电流为 I ,该电路由一个二端子非线性元件组成。由于电源没有内阻抗,所以, $V = V_s$ 。将激励信号电压波形代入幂级数,就可以求得电流。从数学角度讲,这与图1-1 (b) 的转移非线性情况相同。其

电流为

$$I = aV + bV^2 + cV^3 \quad (1.1)$$

这里 a 、 b 、 c 为常、实系数。假设 V_s 是一个双频激励信号电压，即

$$V_s = v_s(t) = V_1 \cos \omega_1 t + V_2 \cos \omega_2 t \quad (1.2)$$

将式(1.2)代入式(1.1)，第一项为

$$i_a(t) = av_s(t) = aV_1 \cos \omega_1 t + aV_2 \cos \omega_2 t \quad (1.3)$$

同样，第二项为

$$\begin{aligned} i_b(t) &= bv_s^2(t) \\ &= \frac{1}{2} b \{ V_1^2 + V_2^2 + V_1^2 \cos 2\omega_1 t + V_2^2 \cos 2\omega_2 t \\ &\quad + 2V_1 V_2 [\cos(\omega_1 + \omega_2)t + \cos(\omega_1 - \omega_2)t] \} \end{aligned} \quad (1.4)$$

第三项为

$$\begin{aligned} i_o(t) &= cv_s^3(t) \\ &= \frac{1}{2} c \{ V_1^3 \cos 3\omega_1 t + V_2^3 \cos 3\omega_2 t \\ &\quad + 3V_1^2 V_2 [\cos(2\omega_1 + \omega_2)t + \cos(2\omega_1 - \omega_2)t] \\ &\quad + 3V_1 V_2^2 [\cos(2\omega_1 + \omega_1)t + \cos(2\omega_2 - \omega_1)t] \\ &\quad + 3(V_1^3 + 2V_1 V_2^2) \cos \omega_1 t \\ &\quad + 3(V_2^3 + 2V_1^2 V_2) \cos \omega_2 t \} \end{aligned} \quad (1.5)$$

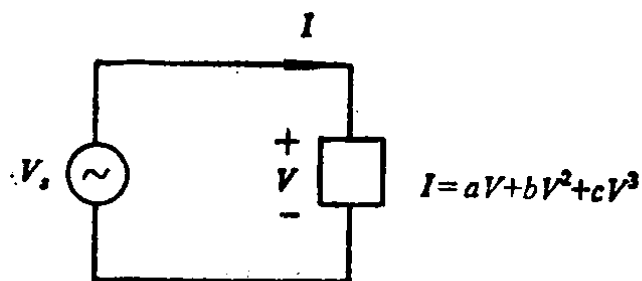


图 1-2 电压源激励的二端子非线性电阻

非线性元件中的总电流为 $i_a(t)$ 、 $i_b(t)$ 和 $i_o(t)$ 三者之和。由于电源的内阻抗为零，有时把这个总电流称为元件中的短路电流。它由一些新的频率分量组成。在式(1.1)中，

后项总比前项要产生更多的频率，如果非线性电流中含有第四或第五次非线性，则会有更多的频率成份。由于此时电压源与非线性元件相并联，所以非线性元件上原来只有频率为 ω_1 和 ω_2 的电压。如果电压源与非线性元件间有一个电阻，则电流经该电阻上的电流就会产生更多频率的电压分量，这些新的电压分量又产生新的电流分量，这样频率的数目会更多。为了便于分析，一般把超过某一频率分量的频率分量都略去。保留频率分量数目的多少，取决于非线性的强弱、激励电压幅度的大小以及所需要的精度。

二端子非线性元件产生的所有频率应为两激励频率的线性组合，即

$$\omega_{m,n} = m\omega_1 + n\omega_2 \quad (1.6)$$

这里 $m, n = \dots, -3, -2, -1, 0, 1, 2, 3, \dots$ ， $\omega_{m,n}$ 称作混合频率，其中某个频率的电流分量称为混合分量。 m 和 n 绝对值的和称作混合分量的阶。为了把各 $\omega_{m,n}$ 区分开， ω_1 和 ω_2 必须是非公度的，如果两个频率之比为一个有理数，称这对频率为公度的；如果所有可能的频率对是公度的，则整个频率是公度的。通常总是假设两个或更多个任意激励频率存在时，它们之间是不公度的。

由式(1.3)~(1.5)可以知道，式(1.1)中幂级数的第 k 次项产生 k 阶或低阶新的混合频率是元件端子上电压分量频率的第 k 阶组合。然而，这并不意味着在任何非线性电路中， $|m| + |n| < k$ 。这里端子电压分量就是激励电压，所以仅有两个频率存在。如果图1-2的电路中含有一个与非线性元件串联的电阻，则总的端子电压不仅含有激励频率，而且还含有高阶混合分量，因此，非线性元件可以产生混合频率和激励频率所有可能的第 k 阶组合。一般来说，一个非线性元件可以产生激励频率全部谐波的混合频率，甚至还包括 $|m| + |n|$ 大于幂级数中最高次幂的那些频率的混合频率。

由式(1.3)~(1.5)还可以知道，幂级数的奇次项只产生奇阶

混合分量，偶次项只产生偶阶混合分量。

现在讨论式(1.1)中高次项产生的低阶混合分量的情况。这种情况已在式(1.5)中表现出来，频率为 ω_1 和 ω_2 的项就是由高次项产生的低阶混合分量。这意味着，基波电流不是激励电压的函数，也不是式(1.1)中线性部分的函数，它取决于所有奇次非线性。因此，当 V_s 增加时，立方项逐渐变得重要起来，基波频率电流或者上升得更加迅速或者变得平坦，这取决于系数 c 的符号，仔细观察这些项可知，如同第 k 阶混合分量那样，可以认为它们是由第 k 次项产生的，例如，式(1.5)中 ω_1 的那些项的出现，如同第三阶组合那样，即

$$\begin{aligned}\omega_1 &= \omega_1 + \omega_1 - \omega_1 \\ &= \omega_1 + \omega_2 - \omega_2\end{aligned}\quad (1.7)$$

为了对非线性电路的性能作进一步了解，这里再讨论一些具体例子。图 1-3 给出了一个非线性电路，它由一个电压源和一个阻性非线性元件组成。设阻性非线性元件的 I/V 特性仅包含奇次项，即

$$I = f(V) = \frac{V}{2} + \frac{V^3}{7} + \frac{V^5}{15} \quad (1.8)$$

首先把上式变为电压是电流的函数关系，即

$$V = f^{-1}(I) = 2I - 2.286I^3 + 3.57I^5 + 3.184I^7 + \dots \quad (1.9)$$

跨于 1 欧姆电阻上的电压为 $1I$ ，把这个电压加到式(1.9)中，得到

$$V_s = 3I - 2.286I^3 + 3.57I^5 + 3.184I^7 + \dots \quad (1.10)$$

由式(1.10)可以求得电流为

$$\begin{aligned}I &= 0.3333V_s + 0.02822V_s^3 + 0.002271V_s^5 \\ &\quad - 0.001375V_s^7 + \dots\end{aligned}\quad (1.11)$$

由于电路中的线性元件和非线性元件的幂级数仅有奇次项，所以电流中也仅含有奇次项。式(1.11)的幂级数为无限项级数。

事实上，级数中含有所有奇次谐波，因此也有所有奇阶混合分量。为了说明这一点，我们假定， $V_s = v_s(t) = 1 + 2\cos \omega t$ ， $v_s(t)$ 及其响应 $i(t)$ 的波形示于图1-4。由图可知，电流波形中出现了谐波，显然是由于它的波形为非正弦而引起的。

把 $v_s(t) = 1 + 2\cos \omega t$ 代入式 (1.11)，并与式 (1.3)~(1.5) 作同样的代数运算，就可以找到实际的谐波。从计算结果可知，电流的直流分量大于0.364A，如果去掉交流激励源，这个电流仅是由直流偏压源产生的。因为由高次非线性产生的低阶混合频率分量之一是直流分量，因此，一个非线性电路的激励可以使它的直流工作点偏离。

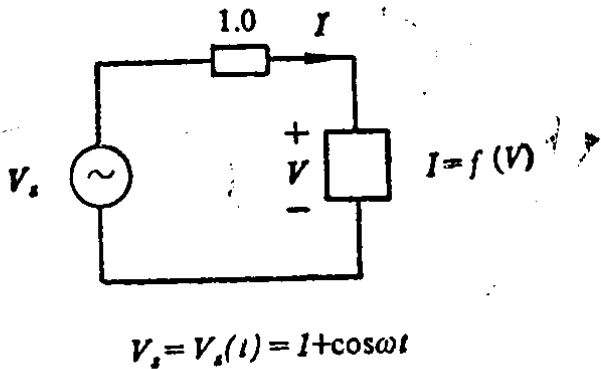


图 1-3 例中的电路

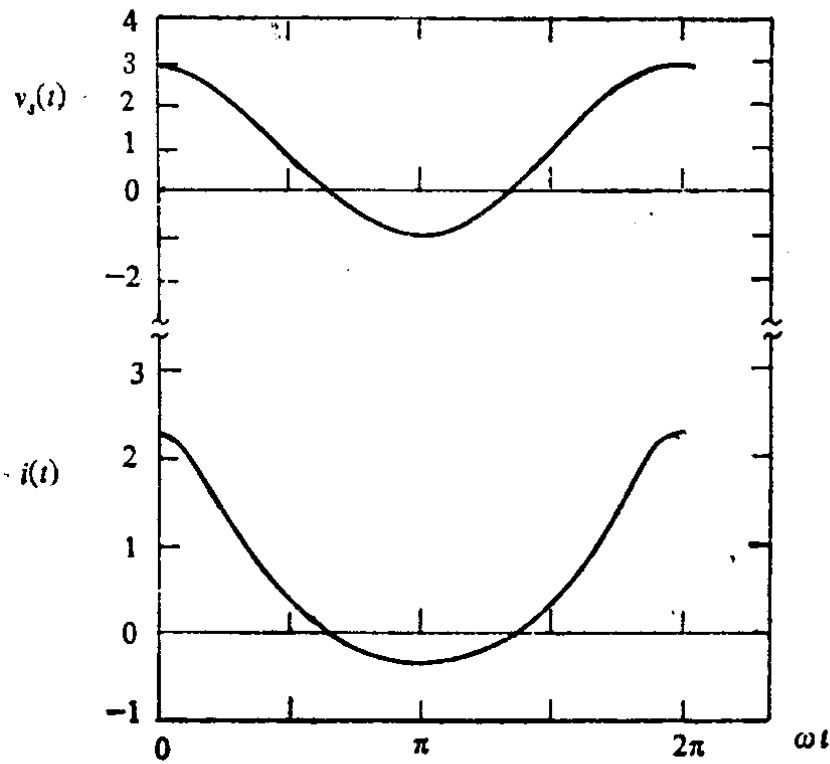


图 1-4 图1-3电路的电压电流波形

这里再举一个例子。仍讨论图1-3的电路，此时

$$f(V) = aV^2 \quad (1.12)$$

如图1-5(a)所示，这里 a 是一个常数。式(1.12)只表示一个特性呈理想平方律的元件(实际中还没有遇到过)，首先不能用式(1.12)求图1-5(a)中的电压，其次，由于平方律项仅产生偶阶混合分量，而激励频率是一个第一(即奇)阶混合分量，所以不可能存在激励频率的电流。实际中使用的非理想二端子“平方律”元件是各种固体器件，它们的 I/V 特性类似于图1-5(b)所示的特性，当 $V > 0$ 时，电流呈平方律，当 $V < 0$ 时，电流为零。在 $V = 0$ 时， I/V 特性的导数不存在。因此，在使用这类器件时常加上足够大的偏置电压 V_0 ，以保证激励信号为负最大时，端子上的合成电压仍大于零，所以，这类器件特性的幂级数展开中常含有直流偏置 V_0 ，即

$$\begin{aligned} f(v+V_0) &= a(v+V_0)^2 \\ &= a(V_0^2 + 2V_0v + v^2) \end{aligned} \quad (1.13)$$

这里 a 仍为常数， v 为偏离偏置点的电压大小。式(1.13)中包含有线性项 $2V_0v$ ，故在实际中很难得到真正的平方律器件或者其幂级数仅含有偶次项的器件，在实际器件的幂级数中，至少存在一个一阶项。

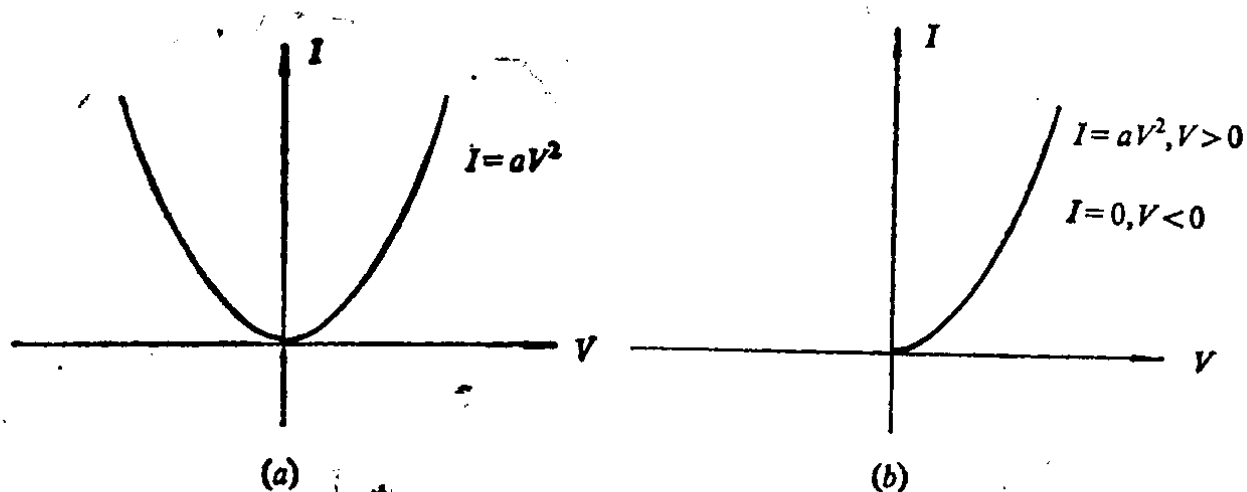


图 1-5 (a)理想平方律元件的 I/V 特性
(b)实际“平方律”元件的 I/V 特性