

邮 电 高 等 学 校 教 材

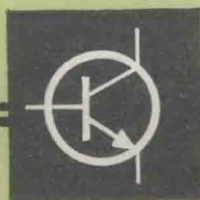
半 导 体 电 路

下 册

(修 订 本)

南 京 邮 电 学 院

郭 祥 沅 主 编



人 民 邮 电 出 版 社

邮电高等学校教材

半 导 体 电 路

下 册

(修订本)

南京邮电学院

郭 祥 珏 主 编

人民邮电出版社

内 容 提 要

《半导体电路》一书共十二章，分上、下两册。本书为下册，主要内容为功率放大、正弦波振荡、调制和解调电路以及整流和稳压电源等非线性半导体电路的分析计算。

邮电高等学校教材
半 导 体 电 路
下 册

(修订本)

南京邮电学院

郭 祥 坛 主 编

责任编辑 刘惠云

人民邮电出版社出版

北京东长安街27号

河北省邮电印刷厂印刷

新华书店北京发行所发行

各地新华书店经售

开本: 850×1168 1/32 1985年12月第一版
印张: 12 4/32 页数: 194 1985年12月河北第一次印刷
字数: 317千字 印数: 1-6000册

统一书号: 15045·总2376—无696

定价: 2.40元

目 录

第八章 非线性电路的分析基础..... (1)

8-1 非线性电路的基本分析方法..... (2)

8-2 非线性电路的幂级数分析法..... (4)

8-2-1 元件特性的幂级数表示法..... (4)

8-2-2 非线性产物的分析计算..... (6)

8-3 非线性电路的指数函数分析法..... (10)

8-3-1 伏安特性的指数函数近似..... (10)

8-3-2 指数函数近似分析法..... (11)

8-4 非线性电路的折线分析法..... (15)

8-4-1 折线近似表示法..... (15)

8-4-2 折线近似分析法..... (16)

8-5 准线性分析法..... (21)

8-5-1 平均跨导和准线性等效电路..... (21)

8-5-2 平均跨导的计算..... (23)

本章小结..... (32)

习题..... (33)

第九章 功率放大器..... (36)

9-1 功率放大器的特点和分类..... (36)

9-2 甲类单管变量器耦合功率放大器..... (39)

9-2-1 工作原理..... (39)

9-2-2 单管甲类功放的基本关系式..... (41)

9-2-3 甲类功率放大器的失真..... (52)

9-3 乙类推挽功率放大器..... (58)

9-3-1 乙类推挽功率放大器的电路和

工作原理..... (58)

9-3-2	乙类推挽功率放大器的基本关系式	(62)
9-3-3	乙类推挽功率放大器的非线性失真	(69)
9-3-4	乙类推挽功率放大器的设计	(73)
9-4	无变量器的功率放大器	(79)
9-4-1	互补对称功率放大器	(79)
9-4-2	复合互补功放电路	(81)
9-4-3	无变压器功率放大电路的主要 计算公式	(83)
9-4-4	集成功放电路	(84)
9-5	晶体管的散热问题	(86)
9-5-1	衡量散热能力的参数——热阻 $R_{T\theta}$	(87)
9-5-2	热阻的计算	(88)
9-6	晶体管的并联运用	(94)
9-7	功率放大管的二次击穿和防护	(96)
9-7-1	二次击穿的现象和原因	(96)
9-7-2	晶体管的安全工作区	(97)
9-7-3	二次击穿的防护措施	(99)
	本章小结	(100)
	习题	(101)
第十章	正弦波振荡器	(106)
10-1	振荡器的基本原理	(106)
10-1-1	振荡器的振荡物理过程	(106)
10-1-2	振荡的平衡条件与自激条件	(109)
10-1-3	振荡的建立和稳定的分析	(111)
10-1-4	利用负电阻产生振荡	(119)
10-2	LC振荡器	(120)
10-2-1	变量器反馈振荡器	(121)
10-2-2	三点式LC振荡器	(134)
10-2-3	改进型电容反馈振荡器	(142)

10-2-4	场效应管LC振荡器	(144)
10-3	LC振荡器的设计计算	(146)
10-4	RC振荡器	(154)
10-5	振荡器频率的稳定	(158)
10-5-1	频率稳定度	(158)
10-5-2	频率变动的因素	(159)
10-5-3	提高频率稳定度的方法	(164)
10-6	石英晶体振荡器	(165)
10-6-1	石英晶体谐振器的结构	(166)
10-6-2	石英晶体谐振器的特性	(168)
10-6-3	影响晶体频率的主要因素	(173)
10-6-4	石英晶体振荡电路	(177)
10-6-5	高稳定石英晶体振荡器的组成	(180)
10-6-6	高稳定石英晶体振荡器的实例	(181)
10-7	振荡器的注入锁相	(186)
10-7-1	注入锁相的现象和应用	(186)
10-7-2	注入锁相的原理	(187)
	本章小结	(193)
	习题	(194)
第十一章	调制、解调及其电路	(200)
11-1	调制和解调的作用	(200)
11-1-1	调制的作用	(200)
11-1-2	调制的方式	(201)
11-2	调幅波的基本特性及实现调幅的方法	(202)
11-2-1	调幅波的基本特性	(202)
11-2-2	实现调幅的方法	(207)
11-3	载波抑制式调幅与解调电路	(213)
11-3-1	载波抑制式调幅电路	(213)
11-3-2	载波抑制式反调幅器	(225)

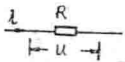
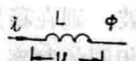
11-4	载波传输式调幅电路及调幅波的解调	(227)
11-4-1	载波传输式调幅电路	(227)
11-4-2	检波器	(229)
11-4-3	变频电路	(238)
11-5	调频电路与鉴频器	(243)
11-5-1	调频波的基本特性	(243)
11-5-2	调频电路	(249)
11-5-3	鉴频器	(252)
	本章小结	(261)
	习题	(262)
第十二章	整流与稳压电源	(268)
12-1	常用的整流电路	(269)
12-1-1	半波整流电路	(269)
12-1-2	全波整流电路	(269)
12-1-3	桥式整流电路	(271)
12-1-4	整流电路输出的纹波	(273)
12-2	平滑滤波器	(274)
12-2-1	电容滤波器	(274)
12-2-2	电感滤波器	(276)
12-2-3	复式滤波器	(277)
12-2-4	有源滤波器	(278)
12-3	整流滤波电路的设计计算	(279)
12-4	倍压整流电路	(285)
12-5	稳压器的质量指标	(286)
12-6	硅稳压管稳压器	(288)
12-6-1	硅稳压管的特性和参数	(288)
12-6-2	硅稳压管稳压电路的工作原理	(291)
12-6-3	硅稳压管稳压电路的设计计算	(292)
12-7	串联式晶体管稳压电路	(296)

12-7-1	简单串联式晶体管稳压电路·····	(296)
12-7-2	带有放大器的串联式晶体管稳压电路···	(298)
12-7-3	串联式稳压电路稳压系数和输出电阻的 计算·····	(312)
12-7-4	串联式稳压电源性能的改进·····	(317)
12-7-5	串联式晶体管稳压电源的过流保护电路	(325)
12-7-6	集电极输出式稳压电路·····	(328)
12-8	集成电路稳压电源·····	(331)
12-8-1	5G11集成稳压电源 ·····	(331)
12-8-2	5G14集成稳压电源 ·····	(336)
12-8-3	利用运算放大器组成稳压电源·····	(337)
12-9	其他型式稳定电源·····	(339)
12-9-1	开关式串联稳压器·····	(339)
12-9-2	稳流电路·····	(348)
12-9-3	并联式稳压电路·····	(350)
12-10	可控硅整流元件及其电路 ·····	(351)
12-10-1	可控硅的结构和工作原理 ·····	(352)
12-10-2	可控整流电路 ·····	(358)
12-10-3	可控硅整流的控制电路 ·····	(361)
12-10-4	可控硅稳压电路 ·····	(367)
	本章小结·····	(368)
	习题·····	(370)
	参考书目·····	(376)

第八章 非线性电路的分析基础

全部由线性的或处于线性工作状态的元件所组成的电路称为线性电路。电路中只要有一个元件是非线性的或处于非线性工作状态的,则称为非线性电路。非线性元件与线性元件的特性差别如表8-1所示,主要特征是工作特性是非线性的,它们的参量不是一个常数,而与外加电压或通过的电流大小有关。

表8-1

元 件	线 性	非 线 性	非线性元件举例
电阻 R 	$\frac{du}{di} = R$ R 为常数	$\frac{du}{di} = R(u)$ R 为 u (或 i) 的函数	二极管、三极管、 热敏电阻、 场效应管等。
电容 C 	$\frac{dq}{du} = c$ $i = c \frac{du}{dt}$ c 为常数	$\frac{dq}{du} = c(u)$ $i = c(u) \frac{du}{dt}$ c 为 u 的函数	变容二极管
电感 L 	$\frac{d\phi}{di} = L$ $u = L \frac{di}{dt}$ L 为常数	$\frac{d\phi}{di} = L(i)$ $u = L(i) \frac{di}{dt}$ L 为 i 的函数	铁心线圈

应该指出,绝对线性的元件是不存在的。就是线性最好的电阻器,当流过的电流过大时,由于产生热量,也会引起电阻值的变化,呈现出一定的非线性。而从另一方面来说,任何非线性元件,在外加电压或流过的电流很小,并且工作点选定在它的工作特性的

线性区间时，又都可以近似地看作是线性元件。在上册各章中，正是在这种条件下，把晶体管当做为线性元件来处理的。因此，在实际应用中一个元件的线性和非线性在很大程度上还取决于作用信号的大小。当作用信号很小时，元件近似处于线性工作状态，可以当做是线性元件；信号很大时，元件的非线性不可忽略，就应看做是非线性元件了，所以非线性工作状态通常也称为大信号工作状态。一般情况下，电阻器、电容器和电感器（特别是空心线圈电感器）的动态范围要比二极管和晶体管大得多。在作用信号较大时，电路中的元件往往是二极管和晶体管首先进入非线性工作状态。

在放大电路中，元件的非线性是有害的，因为它会引起信号的失真，所以应设法尽可能减小它。但在通信技术中，有关电振荡的产生、频率和波形变换以及调制、检波和整流等许多应用中，元件的非线性则起了关键性的作用。因为以上这些应用利用线性元件是无法实现的，只有采用非线性元件才有可能达到。

8-1 非线性电路的基本分析方法

无论是线性电路或非线性电路，电路分析的任务通常是在给定电路和激励信号下，计算电路的响应。线性电路的分析方法是以迭加原理为基础。它首先将复杂的激励信号分解为若干单元激励信号，并根据电路的特性求出对各单元激励信号的响应，然后应用迭加原理求出电路的总响应。如果单元激励信号是正弦波，则在稳定状态下，电路中的响应也是正弦的，并与激励信号有相同的频率。对于非线性电路，由于其中元件特性的非线性，不能应用迭加原理，并且在正弦信号作用下，电路的响应为非正弦波，所以，以迭加原理为基础的线性电路分析方法都不能直接应用于非线性电路的分析。由于这个缘故非线性电路的分析要比线性电路复杂得多。

我们知道线性电路的特性可以用常系数线性微分方程来表示。

而非线性电路的特性则要用非线性微分方程来表示。例如在图8-1-1中，设铁心线圈的电感量 L 是电流 i 的函数，记为 $L(i)$ 。利用基尔霍夫定律列出电路的微分方程为

$$L(i) \frac{di}{dt} + Ri + \frac{1}{C} \int i dt = e$$

将上式对 t 微分，并经过整理得到

$$\begin{aligned} \frac{d^2 i}{dt^2} + \frac{R + 2 \frac{d}{dt} L(i)}{L(i)} \cdot \frac{di}{dt} + \left[\frac{1}{CL(i)} + \frac{\frac{d^2 L(i)}{dt^2}}{L(i)} \right] i \\ = \frac{1}{L(i)} \cdot \frac{de}{dt} \end{aligned}$$

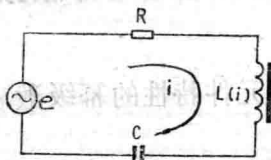


图 8-1-1 一个非线性电路

这是一个非线性微分方程。这一类方程大多数至今尚未进行详细研究。个别的虽然已设法求出了解答，但很复杂，不合工程实用。所以在实际应用中采用图解法和解析法两种近似分析方法。

当激励信号 $x(t)$ 和非线性特性 $y=f(x)$ 给定时，利用图解法可以求解响应函数 $y(t)$ 。在上册中我们就曾采用图解法通过在晶体管的输出特性曲线上做负载线，确定晶体管电路的工作点。当外加电压波形已知时，还可以通过逐点绘制，将输出的电流，电压波形画出。图解法的优点是直观，缺点是比较麻烦，特别在电路中有电感电容等电抗元件时，图解就很困难。

在采用解析法时，已知激励信号的时间函数 $x(t)$ 。如果非线性元件的响应与激励的解析表示式 $y=f(x)$ 也知道，那么元件响应

的时间函数，可由直接代入法求得为 $y=f(x(t))$ 。所以解析法的关键在于如何求得非线性元件的响应解析表示式。

本章以后几节，将介绍几种常用的非线性元件工作特性的近似数学表达式，以及相应的解析方法。

为了突出基本概念和方法，假设晶体管的极间电容可以忽略，并假设电路中只有晶体管一个非线性元件。

在通信技术中，应用的非线性元件有许多种，其中P—N结二极管和晶体管等半导体器件是最基本的。所以下面将主要研究由晶体管构成的非线性电路分析法。掌握了这种方法，再推广运用到包含有其他非线性元件的电路将是很方便的。

8-2 非线性电路的幂级数分析法

8-2-1 元件特性的幂级数表示法

任何形状的特性曲线，当其高阶导数均存在时，都可以用幂级数来表示，对于图8-2-1所示晶体管的 i_C-u_{BE} 转移特性曲线，在工作点 (I_{CQ}, U_{BEQ}) 处，集电极电流 i_C 可以用幂级数表示为：

$$i_C = a_0 + a_1(u_{BE} - U_{BEQ}) + a_2(u_{BE} - U_{BEQ})^2 + \dots + a_K(u_{BE} - U_{BEQ})^K + \dots \quad (8-1)$$

式中 $a_0 = I_{CQ}$ 是 $u_{BE} = U_{BEQ}$ 处的 i_C 值， $a_K = \frac{1}{K!} \left[\frac{d^K i_C}{du_{BE}^K} \right]_{u_{BE} = U_{BEQ}}$ 是 $u_{BE} = U_{BEQ}$ 处 i_C 的 K 次导数值。像(8-1)式这样围绕工作点展开的幂级数，常称为泰勒级数。从原则上讲，幂级数要有无限多项才能准确地表示原曲线，但在实际应用中，为了便于计算，项数不应取得过多，以免计算过于烦琐。如果伏安特性如图8-2-1那样变化比较缓慢，或所近似的曲线区间比较窄时，幂级数收敛很快，取其中的前三项或四项就可以有足够的准确性。

设取幂级数的前四项，则 (8-1) 式简化为三次多项式：

$$i_c \approx a_0 + a_1(u_{BE} - U_{BEQ}) + a_2(u_{BE} - U_{BEQ})^2 + a_3(u_{BE} - U_{BEQ})^3 \quad (8-2)$$

其中共有 a_0 、 a_1 、 a_2 和 a_3 四个系数有待确定。已知 $a_0 = I_{CQ}$ 。为了确定 a_1 、 a_2 和 a_3 ，可在运用范围内选取特性曲线上有代表性的三个点，将它们的 i_c 和 u_{BE} 坐标值分别代入 (8-2) 式，得到三个方程式。联解后就可求得 a_1 、 a_2 和 a_3 。

取幂级数的前三项，(8-1) 式简化为二次多项式，

$$i_c \approx a_0 + a_1(u_{BE} - U_{BEQ}) + a_2(u_{BE} - U_{BEQ})^2 \quad (8-3)$$

式中待定系数有三个，它们的确定方法与三次多项式时相同，不再赘述。用二次多项式近似的有时也称为平方律特性。结型和绝缘栅型场效应管工作在定电流区域时，它的 $i_D - u_{GS}$ 转移特性就是典型的平方律特性。

【例1】 在工作点 Q 处用二次多项式表示图8-2-1所示晶体管的 $i_c - u_{BE}$ 转移特性曲线。

【解】 在工作点 Q 处，用 (8-3) 式二次多项式近似表示 i_c 。由图可见 $I_{CQ} = 8\text{mA}$ ， $U_{BEQ} = 0.2\text{V}$ 。所以 $a_0 = 8\text{mA}$ 。在特性曲线上取 A 和 B 两点，它们的坐标分别为：

A 点：(3mA, 0.15V)； B 点：(20mA, 0.25V) 代入 (8-3)

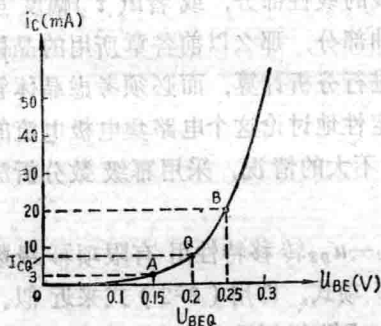


图 8-2-1 晶体管 $i_c - u_{BE}$ 转移特性曲线

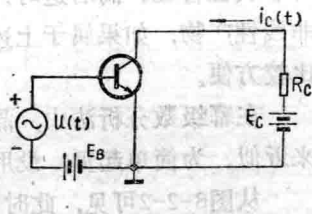


图 8-2-2 非线性运用下的放大电路

3) 式得,

$$3 = 8 + a_1(0.15 - 0.2) + a_2(0.15 - 0.2)^2$$

$$20 = 8 + a_1(0.25 - 0.2) + a_2(0.25 - 0.2)^2$$

联解上两式, 得 $a_1 = 170 \text{ mA/V}$, $a_2 = 1400 \text{ mA/V}^2$, 则

$$i_C \approx 8 + 170(u_{BE} - 0.2) + 1400(u_{BE} - 0.2)^2 \text{ mA}$$

(8-4)

按 (8-4) 二次多项式画出的曲线显然将恰好通过图 8-2-1 中的 A、Q 和 B 三点。也就是说这个二次多项式只恰好在这三个点上与原特性曲线相吻合。离开这些点, 就不能完全吻合。但在选定的区间内, 如图中特性曲线的 A—B 段, 吻合得还比较好。离开选定的区间越远, 它与原曲线的偏差就越大。

特性曲线的二次项或三次项近似, 由于取的项数少, 所表示的特性曲线的变化应比较缓慢, 同时近似的区间也比较窄, 因此只适用于外加信号较小的情况。由于确定系数比较麻烦, 一般用于对元件的非线性产物作定性的分析, 而不常用于工程的定量计算。

8-2-2 非线性产物的分析计算

在图 8-2-2 的放大电路中, 如果输入信号 $u(t)$ 幅度较大, 因而使晶体管的工作范围超出特性曲线的线性部分, 或者 $u(t)$ 幅度虽然不大, 但工作在特性曲线的弯曲部分, 那么以前各章所用的晶体管小信号等效电路就不能再用来进行分析计算, 而必须考虑晶体管的非线性特性。倘若这时只要求定性地讨论这个电路集电极电流的非线性产物, 如果属于上述 $u(t)$ 不大的情况, 采用幂级数分析法比较方便。

在幂级数分析法中, 晶体管 $i_C - u_{BE}$ 转移特性用有限项幂级数来近似。为简单起见, 设用三次多项式, 即用 (8-2) 式来近似。

从图 8-2-2 可见, 此时静态 B—E 极电压 $U_{BEQ} = E_B$, $u_{BE} = E_B + u(t)$, 所以 (8-2) 式变为

$$i_c = a_0 + a_1 u + a_2 u^2 + a_3 u^3 \quad (8-5)$$

设输入为单一频率的余弦信号，即：

$$u(t) = U_m \cos \omega t$$

将此代入(8-5)式，得

$$i_c = a_0 + a_1 U_m \cos \omega t + a_2 U_m^2 \cos^2 \omega t + a_3 U_m^3 \cos^3 \omega t \quad (8-6)$$

这是集电极电流的时间函数，如果想要得到其中的各频率分量，可把(8-6)式分解为傅里叶级数。但直接计算比较麻烦，通常利用下列三角公式来计算：

$$\cos^2 x = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos 2x \quad (8-7)$$

$$\cos^3 x = \frac{3}{4} \cos x + \frac{1}{4} \cos 3x \quad (8-8)$$

利用这些关系式，并经过整理，(8-6)式变为

$$i_c = I_{dc} + I_{1m} \cos \omega t + I_{2m} \cos 2\omega t + I_{3m} \cos 3\omega t \quad (8-9)$$

式中 I_{dc} 为集电极电流的直流分量， I_{1m} 、 I_{2m} 和 I_{3m} 分别为基波、二次谐波和三次谐波的幅度。各次谐波（直流分量为零次谐波）的幅度值分别为：

$$\left. \begin{aligned} I_{dc} &= a_0 + \frac{1}{2} a_2 U_m^2 \\ I_{1m} &= a_1 U_m + \frac{3}{4} a_3 U_m^3 \\ I_{2m} &= \frac{1}{2} a_2 U_m^2 \\ I_{3m} &= \frac{1}{4} a_3 U_m^3 \end{aligned} \right\} \quad (8-10)$$

以上结果容易推算到用 K 次多项式近似晶体管伏安特性的情况，并且可以从中得出以下两点一般性的结论：

(1) 在非线性工作条件下，集电极的直流分量比原静态集电极电流 $a_0 = I_{c0}$ （即未加交流信号时的直流分量）有了一个增量，其大小只与特性曲线近似式中偶次方项系数（这里是二次方项系数）和输入电压幅度的偶次方有关。

(2) 集电极电流中出现了新的频率分量, 即输入信号的谐波分量, 其中二次以上谐波是由于元件的非线性运用所造成的, 通常称为非线性产物。一般来说, 偶次谐波只与近似式中的偶次项有关, 奇次谐波只与奇次项有关。此外, K 次谐波的幅度只与近似式中 K 次方项及高于 K 次方的相关项有关。

以上讨论的是输入单一频率余弦信号的情况。如果输入是由两个或多个余弦信号组成的复杂信号, 则非线性产物更加复杂。一般说, 输入是角频率 ω_1 和 ω_2 两个信号时, 电流中就含有角频率为 $n\omega_1 + m\omega_2$ 的一系列分量。如果输入是角频率 ω_1 、 ω_2 和 ω_3 的三个信号时, 电流中则含有角频率为 $n\omega_1 + m\omega_2 + K\omega_3$ 的一系列分量等等。以上 n 、 m 、 K 可为任意整数 (包括正、负数和零), 当 m 、 k 均等于零而只有 n 不等于零时, 即得谐波分量; 当 n 、 m 或 k 均不为零时, 即得组合频率分量。可以证明 $n + m + k$ 总数的最大值不超过幂级数近似式的最高幂次数。

从以上分析可以看出, 正弦波激励电压加到非线性元件, 产生的电流却是非正弦的。可以说这正是非线性元件与线性元件的一个基本区别。非线性元件有产生新频率 (或者说有频率变换) 的功能, 而线性元件则没有这种作用。

当放大器中的晶体管工作于非线性状态时, i_c 中将产生输入信号所没有的新频率分量, 表明这时出现了失真。不难看出, 这种失真的发生, 也就是 i_c 中新频率分量的产生, 是由 (8-5) 式中的非线性项 $a_2 u^2 + a_3 u^3$ 造成的。这种失真一般称为谐波失真 (或非线性失真)。为了尽量减小这种失真, 应让放大器中的晶体管工作在它的 i_c 特性曲线的线性部分, 以使 $a_2 \approx 0$, $a_3 \approx 0$ 。这可以通过选择适当工作点并限制输入信号振幅来达到。

放大器中的谐波失真大小, 用谐波系数 γ (或非线性失真系数) 来衡量, 它是负载上总谐波幅度与基波信号幅度之比, 即

$$\gamma = \frac{\sqrt{U_{2m}^2 + U_{3m}^2 + \dots + U_{km}^2}}{U_{1m}} \quad (8-11)$$

在通信技术中，有时也用各次谐波的谐波系数来衡量谐波失真的大小，即定义

$$\text{二次谐波系数 } \gamma_2 = \frac{\text{二次谐波幅度}}{\text{基波信号幅度}} = \frac{U_{2m}}{U_{1m}} \quad (8-12)$$

$$\text{三次谐波系数 } \gamma_3 = \frac{\text{三次谐波幅度}}{\text{基波信号幅度}} = \frac{U_{3m}}{U_{1m}} \quad (8-13)$$

在放大器中， i_c 中的基波分量通常远大于谐波分量，所以在(8-10)式中， $I_{1m} \approx a_1 U_m$ ，同时，在图8-2-2中负载为集电极电阻 R_c ，因此

$$\gamma_2 \approx \frac{a_2}{2a_1} U_m, \quad \gamma_3 \approx \frac{a_3}{4a_1} U_m^2$$

从以上关系式可以得出如下结论：晶体管特性曲线的非线性越厉害（ a_2 和 a_3 越大），输入信号的幅度越大，则放大器的谐波失真越大。

这在放大器的应用中是有害的，应尽可能避免。但在通信技术的另一些应用中，却正要利用非线性元件这种产生新频率分量的特性（例如倍频电路能产生频率为输入信号频率整数倍的正弦信号）。

典型的倍频器电路如图8-2-3所示。它用LC并联谐振电路作为晶体管的负载。当晶体管工作于非线性状态时， i_c 中包含基波和各次谐波分量。如果谐振电路的谐振频率为输入信号频率的 k 倍，并且有很高的 Q_T 值，那么此谐振电路将只选择 i_c 中的第 k 次谐波，而将其余谐波分量抑制。设谐振电路有载谐振电阻为 R_T ，则谐振电路两端的电压为 $I_{km} R_T \cos k\omega t$ ，输出信号电压为

$$u_o = \frac{I_{km} R_T}{n} \cos k\omega t$$

式中 n 为输出变量匝比。 u_o 为正弦波，其频率恰好为输入信号频率的 k 倍。