

高频电路

下册

清华大学通信教研组

人民邮电出版社

73.7231
520
17

高频电路

下册

清华大学通信教研组



人民邮电出版社

1108881

内 容 提 要

本书讨论无线电高频(射频、中频)电路的基本工作原理、分析方法和测试方法。联系实际选取通信、电视、雷达设备中的一些典型电路作为分析对象,并给出计算实例。

本书上册讨论了谐振回路、调谐放大与宽带中放、非线性与参变电路分析、高频功率放大与倍频、自激振荡;下册讨论调幅检波、调频鉴频、数字信号的调制与解调、变频、噪声、场效应管高频电路以及自动增益控制、自动频率调节、电调谐与锁相环路等。

本书可作为高等院校无线电技术类各专业高频电路课程的教材或参考书,也可供本专业设计和技术人员参考。

176.176

高 频 电 路

下 册

清华大学通信教研组

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 1980年9月第 一 版
印张: 14 24/32 页数: 236 1980年9月河北第一次印刷
字数: 392 千字 印数: 1—19,000 册

统一书号: 15045·总2409—无6107

定价: 1.65 元

目 录

第九章 振幅调制及其解调	(1)
9.1 引言.....	(1)
9.2 调幅波的性质.....	(2)
9.3 调幅波的产生原理.....	(7)
9.4 高电平调幅电路.....	(13)
9.5 检波器概述.....	(21)
9.6 小信号平方律检波.....	(23)
9.7 大信号峰值包络检波.....	(29)
9.8 二极管检波器元件参数选择与电路举例.....	(40)
9.9 乘积调制器.....	(43)
9.10 乘积检波器.....	(51)
9.11 单边带(SSB)通信.....	(54)
习题.....	(61)
第十章 角度调制及其解调	(69)
10.1 引言.....	(69)
10.2 调频波的性质.....	(71)
10.3 调频信号的产生.....	(79)
10.4 变容二极管调频电路.....	(81)
10.5 直接调频的其他方法.....	(103)
10.6 间接调频——从调相电路获得调频信号.....	(107)
10.7 调频信号的解调.....	(115)
10.8 振幅鉴频器与相位鉴频器.....	(117)
10.9 与鉴频器配合使用的限幅器.....	(128)
10.10 比例鉴频器.....	(132)

10.11	脉冲均值鉴频器	(135)
10.12	振幅调制与角度调制系统性能比较	(137)
	习题	(146)
第十一章	数字信号的调制和解调	(151)
11.1	数字信号的特点和表示法	(151)
11.2	基带数字信号的功率密度谱	(155)
11.3	幅度键控	(162)
11.4	频率键控	(169)
11.5	频率键控信号的产生与解调	(174)
11.6	相位键控	(181)
11.7	数字调相信号的产生与解调	(185)
	习题	(195)
第十二章	变频	(197)
12.1	引言	(197)
12.2	三极管变频电路的工作原理	(200)
12.3	晶体管混频器的计算	(204)
12.4	变频的干扰	(214)
12.5	平衡混频器	(227)
12.6	参量混频	(233)
12.7	变频电路实例	(242)
	习题	(247)
第十三章	无线电设备的内部噪声	(249)
13.1	引言	(249)
13.2	电阻的热噪声	(250)
13.3	LCR 振荡回路的热噪声	(256)
13.4	二极管的噪声	(257)
13.5	噪声系数	(261)
13.6	无源四端网络的噪声系数	(267)
13.7	噪声温度	(270)

13.8	晶体管放大器的噪声系数	(273)
13.9	级联四端网络的噪声系数	(283)
13.10	噪声系数的测量	(286)
	习题	(292)
第十四章	场效应管高频电路	(294)
14.1	场效应管的类型及工作原理	(294)
14.2	场效应管的参数及等效电路	(301)
14.3	场效应管高频放大器	(308)
14.4	场效应管放大器的噪声系数	(315)
14.5	场效应管混频器	(320)
14.6	场效应管振荡器	(324)
14.7	场效应管与其它电子器件的比较	(327)
	习题	(329)
第十五章	自动增益控制	(331)
15.1	引言	(331)
15.2	放大器的增益控制	(333)
15.3	电控衰减器	(340)
15.4	线性集成电路的增益控制	(342)
15.5	AGC控制电压的产生	(346)
15.6	AGC系统的振幅特性和增益控制特性	(352)
15.7	设计AGC电路时的一些考虑	(358)
	习题	(362)
第十六章	自动频率微调与电子调谐	(364)
16.1	引言	(364)
16.2	自动频率微调系统工作原理、跟踪式自动频率微调	(365)
16.3	搜索式自动频率微调系统	(371)
16.4	调频负反馈——调频反馈解调器(FMFB)	(373)
16.5	电子调谐概述	(375)

16.6	无反馈控制的电调谐系统原理	(377)
16.7	反馈控制的电调谐系统原理	(382)
	习题	(387)
第十七章	锁相环路	(391)
17.1	基本原理	(391)
17.2	锁相环路的线性分析	(399)
17.3	锁相环路的非线性分析	(409)
17.4	扩大捕捉带和减小捕捉时间的方法	(416)
17.5	噪声对锁相环路的影响	(423)
17.6	锁相环路的主要部件	(435)
17.7	锁相环路的应用	(450)
	习题	(458)
附录	部分习题答案	(461)

第九章 振幅调制及其解调

9.1 引言

在通信系统中，信号从发射端传输到接收端。为实现信号的传输，需要进行调制和解调。

无线电通信系统是用空间辐射方式传送信号的，由电磁波理论可以知道，天线尺寸为被辐射信号波长的十分之一或更大一些，信号才能有效地被辐射，对于语音信号来说，相应的尺寸要在几十公里以上，制造这样的天线是比较困难的。调制过程将信号频谱搬移到任何所需的较高频率范围，这就容易以电磁波形式辐射出去。

然而，这还不是在通信系统中需要进行调制的唯一理由。调制作用是与“多路复用”概念有着密切联系的，建立这一概念对理解调制的意义很有帮助，下面作一简要的说明。

在第一章曾讲到，如果不进行调制而是把被传送的信号直接辐射出去，那么各电台所发出的信号频率就会相同，它们在空中混在一起，收信者将无法选择所要接收的信号。而调制作用的实质是把各种信号的频谱搬移，使它们互不重叠地占据不同的频率范围，也即信号分别托附于不同频率的载波上，接收机就可以分离出所需频率的信号，不致互相干扰。这一问题的解决为在一个信道中传输多对通话提供了依据。在早期的通信系统中，每个电台只允许有一对通话者使用，而“多路复用”技术可以用同一部电台将各路信号的频谱分别搬移到不同的频率区段，以实现一个信道内传送多路信号的“多路通信”。近代通信系统广泛采用多路复用技术，不论无线电通信或有线传输系统都是这样。

上面讲的经调制作用使不同信号占据不同频率区间的多路复用方法叫做“频分复用”或“频率分割”。除此之外，还有一种方法叫做“时分复用”或“时间分割”。所谓时分是将各路信号有序地分配在不同的时间范围，在接收端以适当的同步方式按时间范围分离出各路信号。第三种复用方法叫做“正交复用”（或“码分复用”）。这些复用方法的原理将在“数字通信”与“通信系统”等有关课程中研究，本书不再讨论。

按照随信号变化的高频振荡参数（幅度、频率、相位）的不同，调制方式可分为振幅调制、频率调制和相位调制或分别简称调幅（ AM ）、调频（ FM ）和调相（ PM ）。而调频和调相又常统称为“角度调制”，因为频率和相位的变化都可归结为载波角度的变化。

按调制信号（控制信号）性质的不同，调制方式可分为连续（模拟）信号调制和数字信号调制。

此外，还有一种调制方式，先将信号去调制脉冲序列中各脉冲的参数（脉冲幅度、宽度或位置等），再用这组业经调制的脉冲序列去调制一高频正弦波，这种调制方式称为“脉冲调制”。

本章和第十章分别讨论连续（模拟）信号的振幅调制和角度调制。第十一章研究数字信号调制的问题。

在振幅调制系统中又可分为发射载波双边带调幅，简称调幅（ AM ）、抑制载波双边带调幅，简称抑制载波调幅（ $AM-SC$ ）、以及单边带传输（ SSB ）和残留边带传输（ VSB ）。我们着重讨论调幅并介绍单边带传输。

由于本书范围所限，各种调制、解调电路原理将是我们讨论的重点，而各种调制系统的组成及其性能优劣的比较仅作初步介绍。

9.2 调幅波的性质

在讲具体电路之前，先说明调幅信号的表示方法和性质。第一

章讨论过调制信号为单频正弦波的已调信号频谱，我们将在此基础上进一步分析其他表示方法和有关性质。

若调制信号为 $u_g(t) = U_g \cos \Omega t$ (9-1)

载波信号为 $u_c(t) = U_c \cos \omega_c t$ (9-2)

则调幅波的表示式为

$$u(t) = U_c(1 + m \cos \Omega t) \cos \omega_c t \quad (9-3)$$

式中 $m = \frac{U_g}{U_c}$

称为调幅系数或调幅度。

它们的波形如图9-1。从波形可以看出，调幅度 m 必须小于1，若 m 大于1，则已调波包络形状与调制信号不一样，在收端将无法还原出调制信号。

将式(9-3)用三角公式展开得到

$$\begin{aligned} u(t) = & U_c \cos \omega_c t + \frac{m}{2} U_c \cos(\omega_c + \Omega)t \\ & + \frac{m}{2} U_c \cos(\omega_c - \Omega)t \end{aligned} \quad (9-4)$$

这表明，调幅波由三个频率分量组成，式中第一项为载波；第二项为上旁频；最后一项为下旁频。图9-2画出了它们的频谱图。

调幅波的另一种表示方法是画出旋转矢量图。我们知道，正弦或余弦振荡可用旋转矢量表示，因而调幅波的两个分量可分别由三个旋转矢量来代表，如图9-3。但应注意，这三个矢量的旋转角速度不同，分别等于 $(\omega_c - \Omega)$ 、 ω_c 和 $(\omega_c + \Omega)$ 。三个矢量之和在实轴上的投影构成调幅波。由于下旁频矢量的旋转角速度比载频矢量的旋转角速度慢 Ω ，上旁频则比载频快 Ω ，因此下旁频矢量相对于载

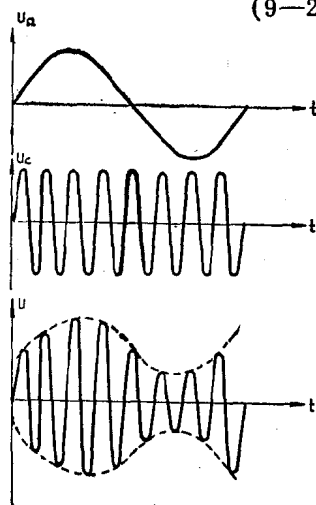


图 9-1 调幅波波形

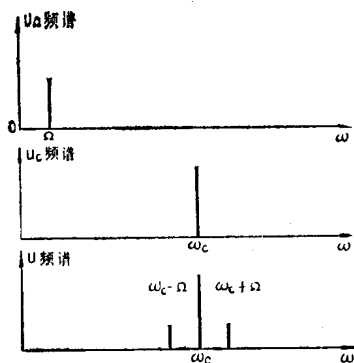


图 9-2 调幅波频谱

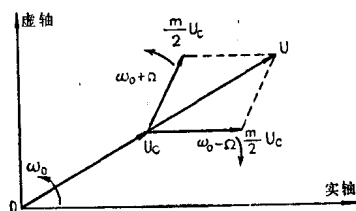


图 9-3 调幅波矢量图

频矢量以角速度 Ω 按顺时针方向旋转，上旁频相对于载频则以角速度 Ω 按逆时针方向旋转。三矢量之和永远是与载频矢量的方向一致，大小则随调制信号而变。由于合成矢量的方向与载频矢量方向一致，所以合成矢量的旋转角速度也必然等于 ω_c 。

波形图、数学表达式、频谱图和矢量图以不同的形式说明了同一个调幅波的情况。在不同的条件下采用不同的形式便于突出主要矛盾，一般讲，粗略的画出频谱图的办法用得得多。

上面只讨论了调制信号为单频的情况，实际上调制信号常常不是

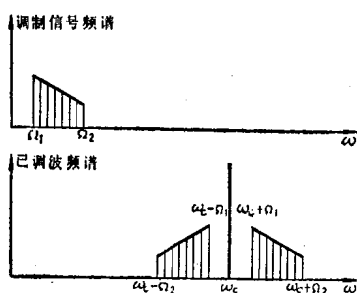


图 9-4 调制信号频率范围为 $\Omega_1 \sim \Omega_2$ 的调幅波频谱

是这样简单，而是由许多频率分量组成，例如，一个话路语音信号的频带约为 $300 \sim 3400 \text{ Hz}$ ，广播电台调制信号的频带则扩展到 10 KHz 左右，而电视信号的频带宽达 6.5 MHz 。而且，信号的强弱在不断改变，对于这些情况画出频谱分布图较为方便。

若调制信号的频率范围是从 Ω_1 到 Ω_2 ，载波频率为 ω_c ，那么，已调信号的频谱就如图9—4所示，调制信号的频谱被搬移到载频两

旁, 成为上边带和下边带, 已调信号的频带宽度等于调制信号最高频率的二倍 (对于图9—4就是 $2\Omega_2$)。

在雷达、数字通讯等设备中, 调制信号是矩形脉冲如图9—5, 将此矩形波展开三角级数可得各次谐波分量, 它的频谱如图9—6(a), 将调制信号的频谱搬移到载频两侧就得到图9—6(b)所示的已调波频谱。

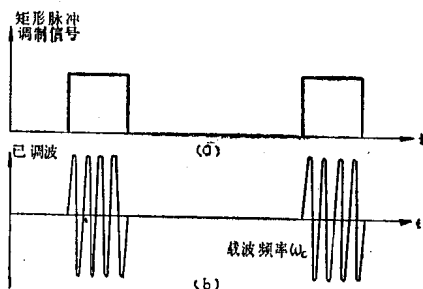


图 9-5 矩形脉冲调幅波波形

现在来看调幅波传送功率的情况。若调制信号为单频正弦波,

负载电阻为 R , 根据式 (9—4) 载频、旁频分量的幅度关系, 就可写出在负载上所消耗的功率, 包括三部分:

(1) 载波功率

$$P_c = \frac{1}{2} \frac{U_c^2}{R} \quad (9-5)$$

(2) 上旁频功率

$$P_1 = \frac{1}{2} \left(\frac{m}{2} U_c \right)^2 \cdot \frac{1}{R} = \frac{m^2}{4} P_c \quad (9-6)$$

(3) 下旁频功率

$$P_2 = P_1 = \frac{m^2}{4} P_c \quad (9-7)$$

总旁频功率为

$$P_1 + P_2 = \frac{m^2}{2} P_c \quad (9-8)$$

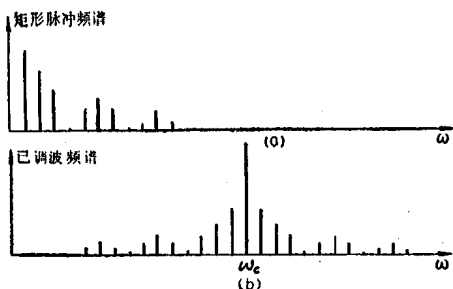


图 9-6 矩形脉冲调幅波频谱

载频、旁频总功率为

$$P = \left(1 + \frac{m^2}{2}\right) P_c \quad (9-9)$$

从调幅波的频谱可知，载频分量的幅度与调制信号无关，只有旁频幅度随调制信号改变，也就是所传送的信息都包含在旁频之中。整个调幅波的功率中真正有用的是旁频功率，当 $m=1$ 时，旁频功率最大，这时旁频功率也只有载波功率的一半。因此，简单调幅制的能量使用很不经济，较大的载波功率白白浪费掉，为了克服这个缺点，可以只发射旁频，不发射载波，这叫做抑制载波双边带调幅。考虑到上旁频与下旁频的频谱分量是对称的。因此，还可以只发射一个旁频分量，这就是应用很广的单边带调制，这样做不但进一步节省了功率，而且可以压缩占据频带的宽度，更充分地利用频带。

例9-1 有一调幅波载波功率 $P_c=150W$ 。

- (1) 若调幅系数 $m=0.3$ ，求旁频功率；
- (2) 若 $m=0.3$ ，求旁频与载频功率之比；
- (3) 若 $m=1$ ，求旁频功率；
- (4) 若 $m=1$ ，求最大状态功率。

解：(1) 由式 (9-8) 得旁频功率

$$\begin{aligned} P_1 + P_2 &= \frac{m^2}{2} P_c \\ &= 0.045 \times 150 \\ &\approx 6.7W \end{aligned}$$

(2) 旁频与载频功率之比

$$\frac{P_1 + P_2}{P_c} = \frac{m^2}{2} = 0.045$$

(3) 旁频功率

$$P_1 + P_2 = \frac{m^2}{2} P_c = 75W$$

(4) 由调幅波表示式可知, 最大状态电压幅度为 $U_c(1+m)$ 。所以最大状态功率为

$$P_m = \frac{U_c^2(1+m)^2}{2R} = (1+m)^2 \cdot P_c$$

将 m 、 P_c 代入即得

$$P_m = 4 \times 150 = 600W$$

9.3 调幅波的产生原理

如果把调制信号和载波信号线性叠加是否可以得到调幅波呢? 这时的波形如图9—7(a)所示, 可以看出, 相加以后的波形虽然上下摆动, 但是它的幅度并没有变化。图9—7(b)示出相应的频谱, 从组成信号的频率成分来看, 相加信号并不包含 $\omega_c + \Omega$ 和 $\omega_c - \Omega$ 旁频成分, 这不是调幅波, 因此简单的线性相加不能产生调幅波。

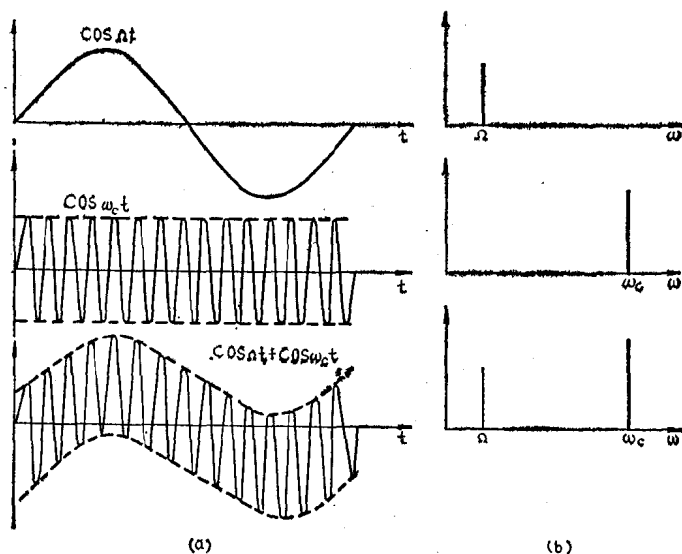


图 9-7 调制信号与载波相加不能产生调幅波

把调制信号和载波信号同时加到一个非线性元件上（例如晶体二极管）经过非线性变换作用可以产生新的频率分量，再利用谐振回路选出所需的频率成分就可实现调幅。

图9—8(a)就是按上述原则构成的原理电路。根据二极管的特性曲线可以画出相应的波形关系如图9—8(b)所示。从图中波形可以看出，在调制信号的正半周电流*i*的高频输出幅度较大，但在调制信号的负半周，由于特性曲线的弯曲，高频振幅大大压缩，这就使高频幅度随着调制信号产生变动。但是，由于这一波形还包含其他频率成分，因此，不是一个调幅波。如果利用谐振回路将其他频率分量滤掉，只取出载频及旁频分量就可以得到如图9—8(b)右下角的调幅波 u_o 。

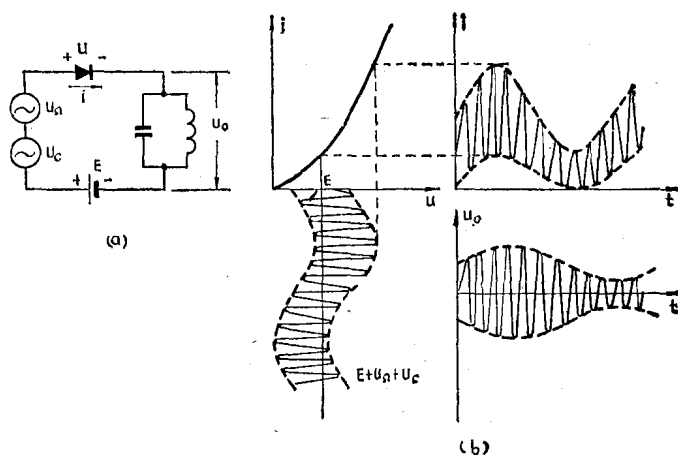


图 9-8 利用非线性元件产生调幅波

上面只是粗略地分析了利用非线性元件产生调幅波的过程，为了严格说明图9—8(b)波形究竟包含哪些频率成分，我们进一步借助幂级数进行分析。

设输入信号包括有以下几部分：

$$\text{调制信号} \quad u_a(t) = U_a \cos \Omega t \quad (9-10)$$

载波信号

$$u_c(t) = U_c \cos \omega_c t \quad (9-11)$$

和直流电势 E

在忽略输出电压对调制过程的反作用时，可以认为加在二极管两端的电压为

$$u = u_o(t) + u_c(t) + E \quad (9-12)$$

为了求得电流 i ，将二极管的弯曲特性在 E 点（工作点）展开幂级数

$$i = a_0 + a_1(u - E) + a_2(u - E)^2 + \dots \quad (9-13)$$

将式 (9-12) 代入式 (9-13) 中。若所加信号幅度不大，级数的高次项可以忽略。只取前两项，即得：

$$\begin{aligned} i &= a_0 + a_1 u_c(t) + a_1 u_o(t) \\ &\quad + a_2 (u_c^2(t) + u_o^2(t) + 2u_c(t) \cdot u_o(t)) \\ &= \underbrace{a_0 + a_1 u_o(t) + a_2 u_c^2(t) + a_2 u_o^2(t)}_{\text{非调幅项}} \\ &\quad + \underbrace{a_1 u_c(t) + 2a_2 u_o(t) \cdot u_c(t)}_{\text{调幅项}} \end{aligned} \quad (9-14)$$

上式中前几项是非调幅项，后两项构成调幅波，将 $u_o(t)$ 和 $u_c(t)$ 的表示式 (9-10) 和式 (9-11) 代入式 (9-14) 就可清楚地看到这一点。

$$\begin{aligned} i &= a_0 + \frac{a_2}{2} (U_o^2 + U_c^2) && \text{直流分量} \\ &\quad + a_1 U_o \cos \Omega t && \text{调制频率分量} \\ &\quad + \frac{a_2}{2} U_o^2 \cos 2\Omega t && \text{调制信号二次谐波} \\ &\quad + \frac{a_2}{2} U_c^2 \cos 2\omega_c t && \text{载频的二次谐波} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 &+a_2 U_i \cdot U_c \cos(\omega_c - \Omega)t && \text{下旁频} \\
 &+a_1 U_c \cos \omega_c t && \text{载频} \\
 &+a_2 U_c U_i \cos(\omega_c + \Omega)t && \text{上旁频}
 \end{aligned}
 \left. \begin{array}{l} \\ \\ \end{array} \right\} \text{调幅波}$$

(9-15)

将上式结果绘成示意频谱图，如图9-9，如果输出端的谐振回路具有一定的选择性，那么就可滤除其他频率成分选出调幅波。

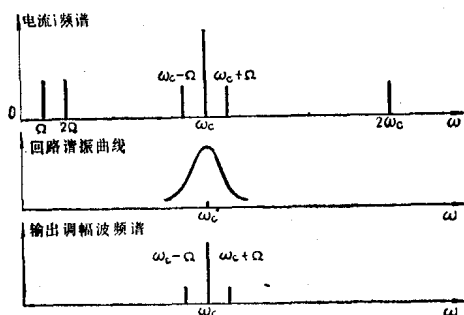


图 9-9 产生调幅波的频谱示意图

从式(9-14)可以看出，调幅项里必须包括调制信号与载波信号的相乘分量，这就是说，相加不能得到调幅，相乘才能产生调幅波，这里的相乘

作用是由非线性元件——二极管完成的。

必须指出，在上面的讨论中，引用幂级数的目的并不是准备对每个实际的调制线路都去进行这样的分析，而是利用这一数学工具帮助我们理解产生调幅波的物理过程，说明新频率分量出现的规律。

上面只分析了小信号调幅的情况。当信号很强时，图9-8的波形就成为图9-10的样子，这时，虽然不宜再用幂级数的方法分析，但同样可看出，电流*i*的高频

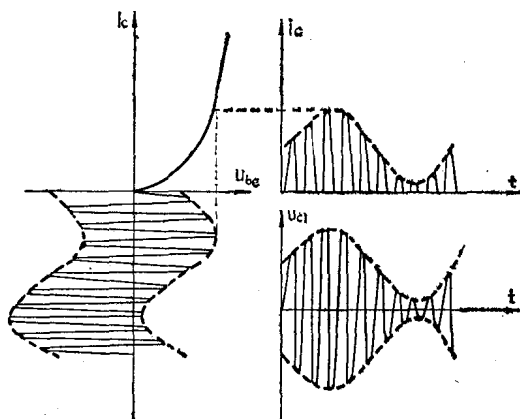


图 9-10 大信号调幅波形