



第三章 高频调谐功率放大器



一、本章内容



[返回总目录](#)

3.1 概述 ★

3.2 调谐功率放大器的工作原理 ★

3.3 功率和效率 ★

3.4 调谐功率放大器的工作状态分析 ★

3.5 调谐功率放大器的实用电路 ★

3.6 功率晶体管的高频效应

3.7 倍频器 ★

3.8 集成高频功率放大电路

二、本章重点和难点

(一) 本章重点

1. 调谐功放的用途与特点(与小信号调谐放大器进行比较);
2. 折线近似分析法;
3. 调谐功放的工作原理;
4. 功率和效率, 区别五种功率和两种效率;
5. 工作状态(过压状态、欠压状态、临界状态)和阻抗变换问题;
6. 直流馈电电路; 自给偏压环节——基流偏压与射流偏压;
7. 倍频器。

(二) 本章难点

1. 工作状态分析——特别是过压状态；
2. 自给偏压环节；
3. 调谐功率放大器动态负载线。

三、相关英文词汇

- | | |
|-----------------|------|
| 1. reverse bias | 反向偏置 |
| zero bias | 零偏置 |
| forward bias | 正向偏置 |
| 2. C class | 丙类 |
| 3. tank circuit | 槽路 |
| 4. power | 功率 |
| 5. efficiency | 效率 |
| 6. cosine pulse | 余弦脉冲 |

3.1 概述

一、作用

高频功率放大器是一种能量转换器件，它是将电源供给的直流能量转换为高频交流输出。

高频功率放大器是通信系统中发送装置的重要组件。它的作用是放大信号，使之达到足够功率输出，以满足天线发射或其他负载的要求。

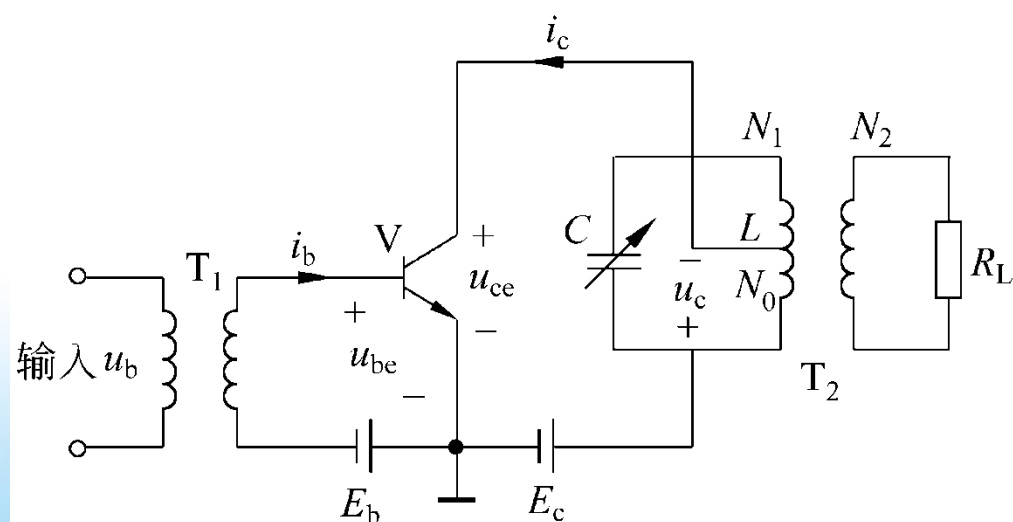
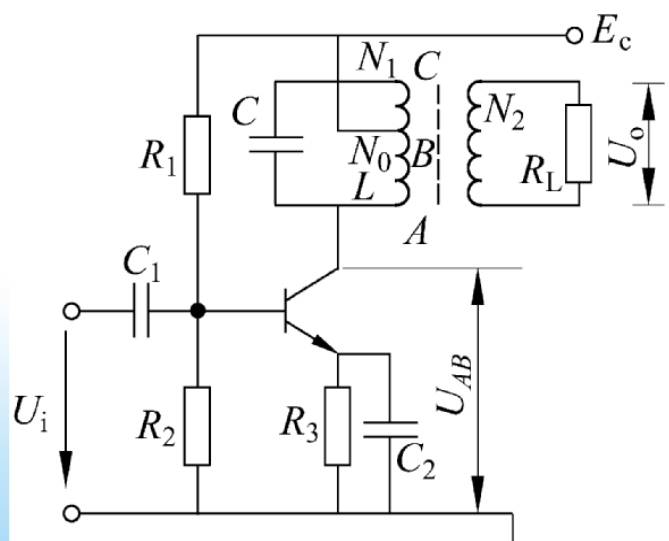
作为载波发射机及无线电发射机输出级或输出前一级(末级或末前级)。

二、特点

1. 输入信号强，电压在几百毫伏~几伏数量级附近；
2. 为了提高放大器的工作效率，它通常工作在丙类，即晶体管工作延伸到非线性区域——饱和区、截止区；
3. 要求：输出功率大、效率高。

调谐功放与小信号调谐放大器的比较

类 型	输入信号	管子工作区	功 率	功率增益
小信号调谐放大器	小 $\mu\text{V}\sim\text{mV}$	线性区	小	阻抗匹配获得较高增益
调谐功率放大器	大 几百 mV 以上	可进入非线性区	大	不能阻抗匹配 功率增益较小



三、分析方法

高频功率放大器因工作于大信号的非线性状态，用解析法分析较困难，故工程上普遍采用近似的分析方法——折线法来分析其工作原理和工作状态。



3.2 调谐功率放大器的工作原理

一、电路

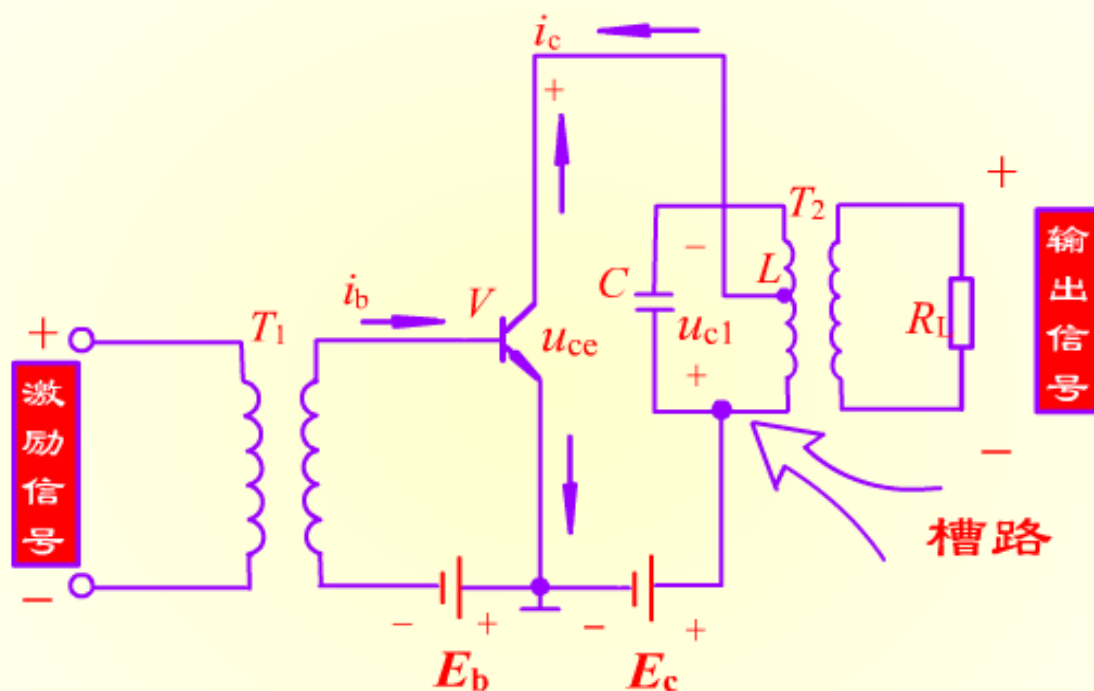
二、折线近似分析法——直线段近似法

三、晶体管导通的特点、导通角、
余弦脉冲电流的分析

四、槽路电压

一、电路

图3-1 调谐功率放大器原理电路



注意：该电路和小信号调谐放大器的不同 (bias)¹¹

各元件的作用：

E_c 是直流电源电压；

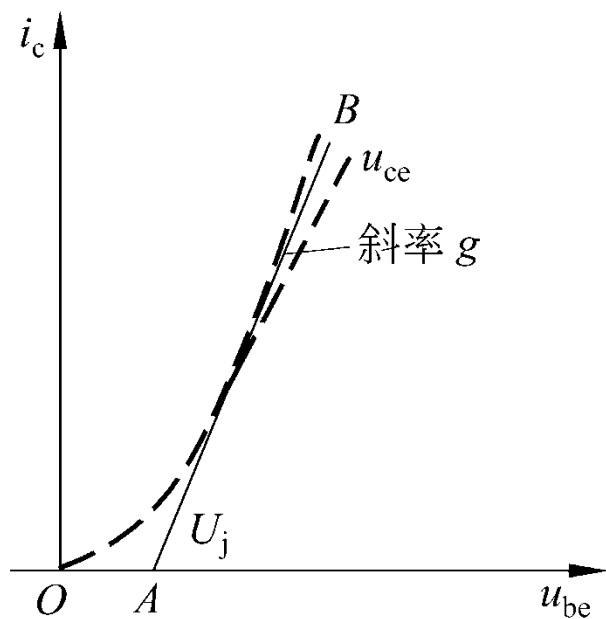
E_b 是基极偏置电源电压。

输入信号经变压器 T_1 耦合到晶体管基-射极，
这个信号也叫激励信号。

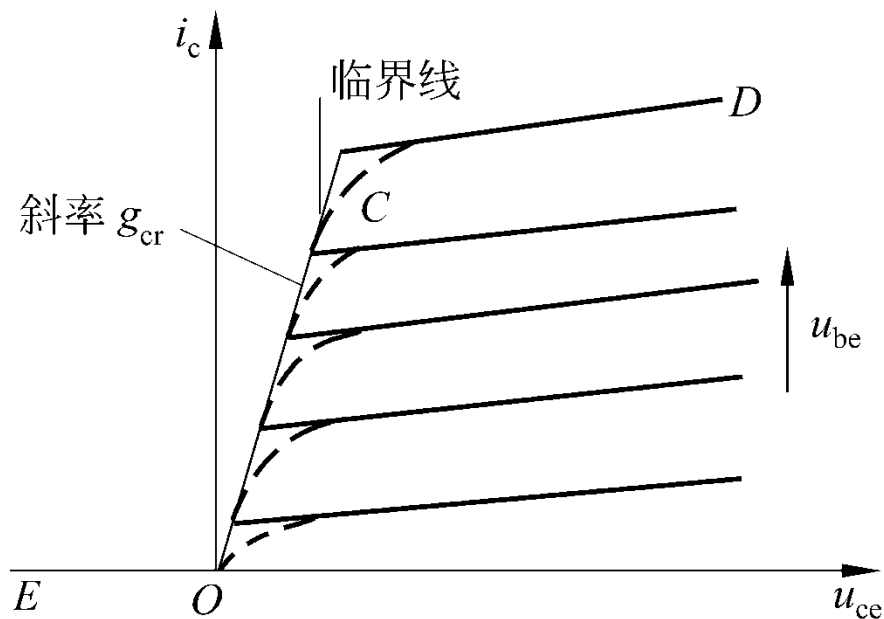
L 、 C 组成并联谐振回路，作为集电极负载，
这个回路也叫槽路。

放大后的信号通过变压器耦合到负载 R_L 上以
达到阻抗匹配的要求。

二、折线近似分析法——直线段近似法



(a) 转移特性曲线



(b) 输出特性曲线

图3-2 晶体管特性及其折线化

所谓折线近似分析法，是将电子器件的特性理想化，**每条特性曲线用一组折线来代替**。这样就忽略了特性曲线弯曲部分的影响，简化了电流的计算，可满足工程的需要。

在转移特性的放大区，折线化后的线斜率为（约几十至几百）。此时，理想静态特性可用下式表示

$$i_c = \begin{cases} g(u_{be} - U_j) & u_{be} > U_j \\ 0 & u_{be} < U_j \end{cases} \quad (3-1)$$

折线近似分析法可以使计算简化，在一定程度上能反映出特性曲线的基本特点。对于分析大幅度电压或电流作用下的非线性电路有一定的准确度。常用来分析大信号调幅、检波和调谐功率放大器。

三、晶体管导通的特点、导通角、余弦脉冲电流的分析

1. 晶体管导通的特点

无信号：晶体管截止

有信号：激励信号 $< E_b + U_j$ 截止

激励信号 $> E_b + U_j$ 导通

当激励信号 u_{be} 足够大，放大器工作在放大区和截止区，集电极电流是周期性的余弦脉冲，波形如图3-3示。将 u_{be} 表示式 $u_{be} = U_{bm} \cos \omega t - E_b$ 代入式 (3-1) 可得

$$i_c = g(U_{bm} \cos \omega t - E_b - U_j) \quad (3-3)$$

根据导通角的定义，

当 $\omega t = \theta$ 时， $i_c = 0$

即 $g(U_{bm} \cos \theta - U_j - E_b) = 0$

由此可得导通角 θ 与 E_b 、 U_{bm} 、 U_j 间的
关系

$$\cos \theta = \frac{U_j + E_b}{U_{bm}}$$

2. 导通时间的衡量——导通角 θ

1) 当 E_b 、 U_j 一定，改变激励信号，就可改变导通角 θ

$$\cos \theta = \frac{U_j + E_b}{U_{bm}} \quad (3-4)$$

2) 当管子定下来， U_j 一定，在一定激励信号下，改变 E_b 就可改变导通角的大小。

折线法分析非线性电路电流电压波形

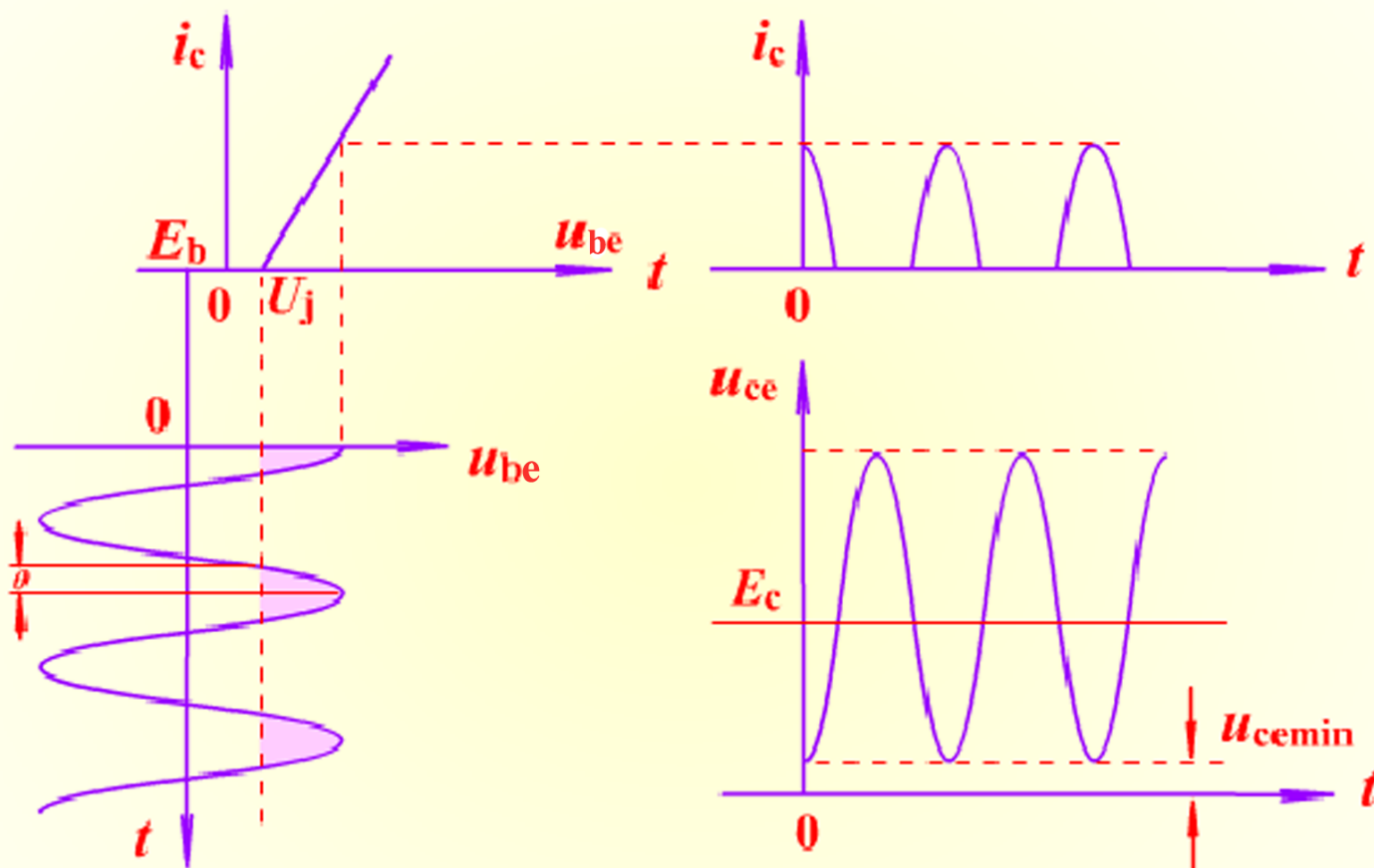


图3-3 折线法分析非线性电路电流电压波形

3. 余弦脉冲电流的分析

1) 采用折线近似分析法

i_c 是周期性余弦脉冲电流。

2) 余弦特征的表达式——峰值 I_{cmax} ，导通角 θ

3) 余弦特征的分解——直流成分、基波及
2、3、 \dots n 次谐波。

周期性余弦脉冲电流可用傅里叶级数展开。

为此，需要求得余弦脉冲电流的幅度 I_{cmax} 。将式（3-4）代入式（3-3）得到

$$i_c = gU_{\text{bm}}(\cos \omega t - \cos \theta)$$

当 $\omega t = 0$ 时，电流 i_c 为最大值，以 I_{cmax} 表示

$$I_{\text{cmax}} = gU_{\text{bm}}(1 - \cos \theta) \quad (3-5)$$

这样电流 i_c 又可写成

$$i_c = \frac{I_{\text{cmax}}}{1 - \cos \theta} (\cos \omega t - \cos \theta) \quad (3-6)$$

电流 i_c 的傅里叶级数展开式为

$$i_c = I_{co} + \sum_{n=1}^{\infty} I_{cnm} \cos n \omega t \quad (3-7)$$

其中, i_c 直流分量为

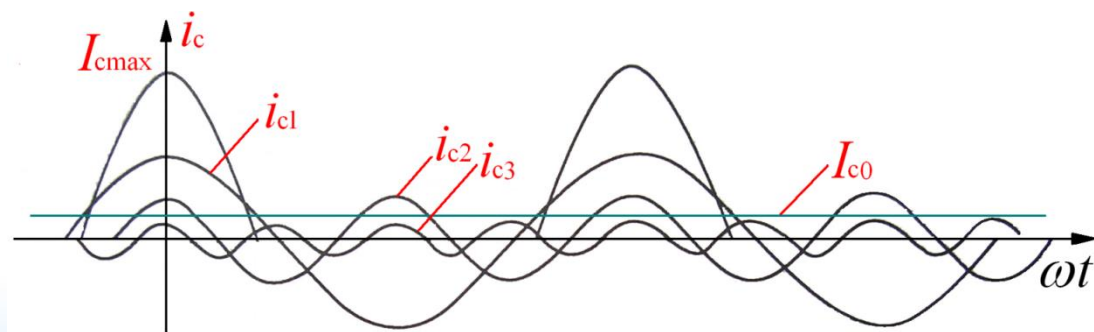
$$\begin{aligned} I_{co} &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} i_c d\omega t \\ &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} I_{cmax} \frac{\cos \omega t - \cos \theta}{1 - \cos \theta} d\omega t \\ &= I_{cmax} \frac{\sin \theta - \theta \cos \theta}{\pi(1 - \cos \theta)} \end{aligned} \quad (3-8)$$

基波分量幅值为

$$I_{c1m} = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} i_c \cos \omega t d\omega = I_{cmax} \frac{\theta - \sin \theta \cos \theta}{\pi(1 - \cos \theta)} \quad (3-9)$$

对于 n 次谐波的幅值为

$$\begin{aligned} I_{cnm} &= \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} i_c \cos n\omega t d\omega \\ &= I_{cmax} \frac{2(\sin n\theta \cos \theta - n \cos n\theta \sin \theta)}{\pi n(n^2 - 1)(1 - \cos \theta)} \quad n = 2, 3, \dots \end{aligned} \quad (3-10)$$



上述各式都包含两部分，一部分是最大电流 I_{cmax} ，另一部分是以 θ 为变量的函数。

对应于直流分量、基波分量， n 次谐波分量的函数，分别用 α_0 、 α_1 、 α_n 表示，即

$$\alpha_0 = \frac{\sin \theta - \theta \cos \theta}{\pi(1 - \cos \theta)}$$

$$\alpha_1 = \frac{\theta - \sin \theta \cos \theta}{\pi(1 - \cos \theta)}$$

$$\alpha_n = \frac{2(\sin n \theta \cos \theta - n \cos n \theta \sin \theta)}{\pi n(n^2 - 1)(1 - \cos \theta)}$$

直流成分为 $I_{c0} = \alpha_0 I_{cmax}$

基波成分为 $I_{c1m} = \alpha_1 I_{cmax}$

2次谐波为 $I_{c2m} = \alpha_2 I_{cmax}$

α_0 、 α_1 、 α_2 称作余弦脉冲分解系数，
它们是导通角 θ 的函数。

为了方便，将几个常用系数与 θ 的关系绘制在图3-4中。

余弦脉冲分解系数曲线

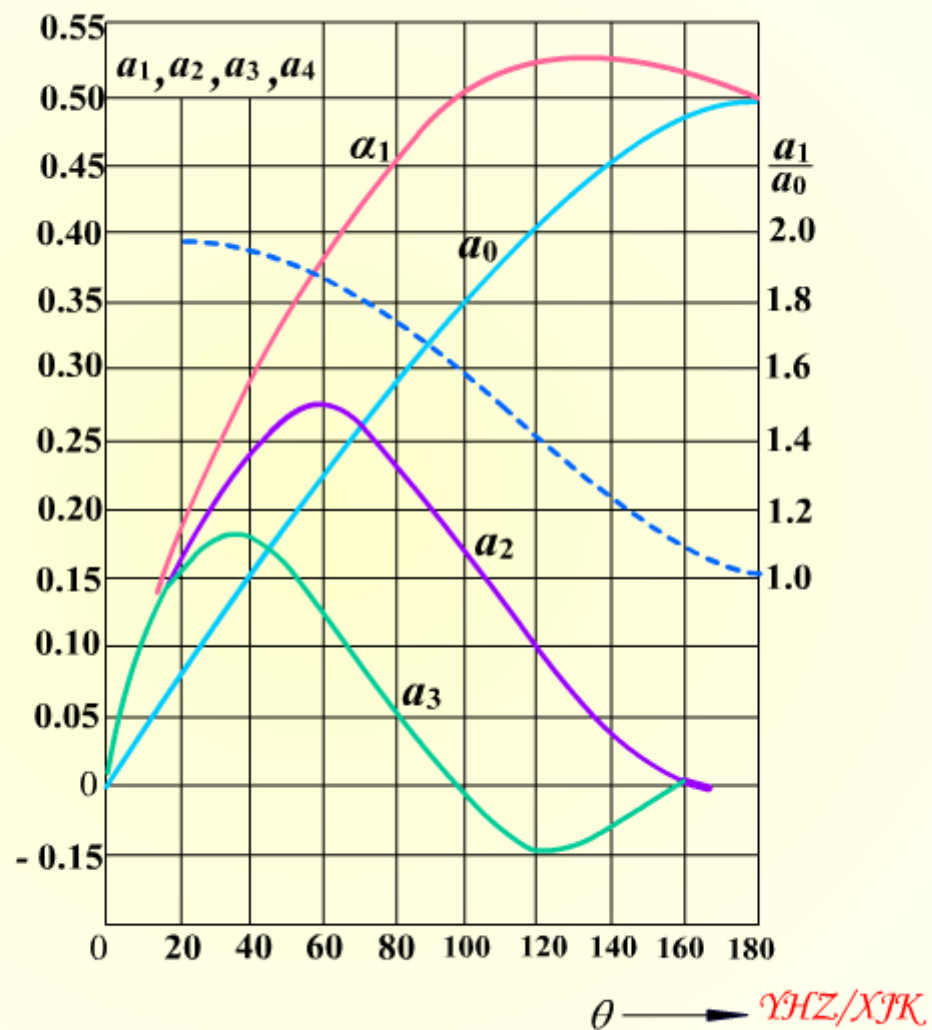


图3-4 余弦脉冲分解系数曲线

α_o 、 α_1 的特点

1) $\alpha_1 > \alpha_o$

2) $\theta \downarrow \text{-----} \alpha_o \downarrow, \alpha_1 \downarrow$

当 $\theta = 0$, $\alpha_1 = \alpha_o = 0$, $\frac{\alpha_1}{\alpha_o} = 2$

四、槽路电压

1. 波形——基本正弦

条件：1) 槽路调谐于基波

2) Q_L 足够高 ($Q_L = 5 \sim 10$)

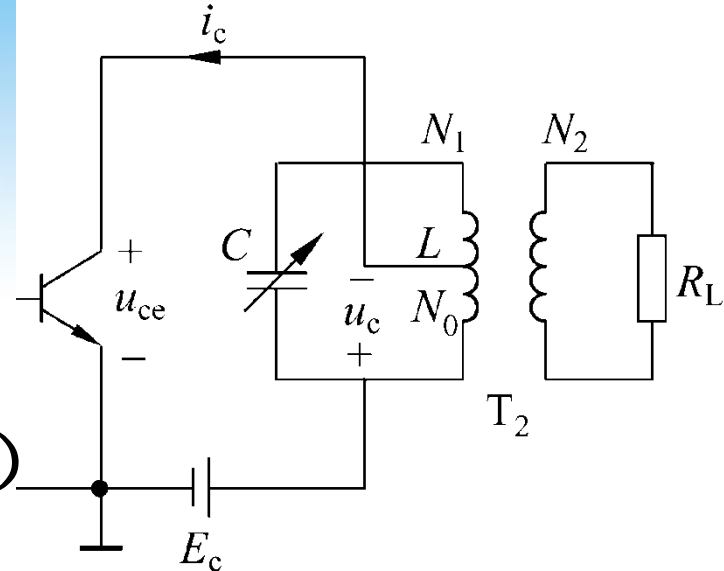
2. 大小

$U_{cm} = I_{c1m} R_c$ R_c ——抽头部分谐振电阻

$$R_c = \left(\frac{N_0}{N_1}\right)^2 R = \left(\frac{N_0}{N_1}\right)^2 Q_L \omega_0 L$$

$$Q_L \omega_0 L = Q_0 \omega_0 L // \left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2 R_L$$

3. 相位 $u_{ce} = E_c - U_{cm} \cos \omega t$



折线法分析非线性电路电流电压波形

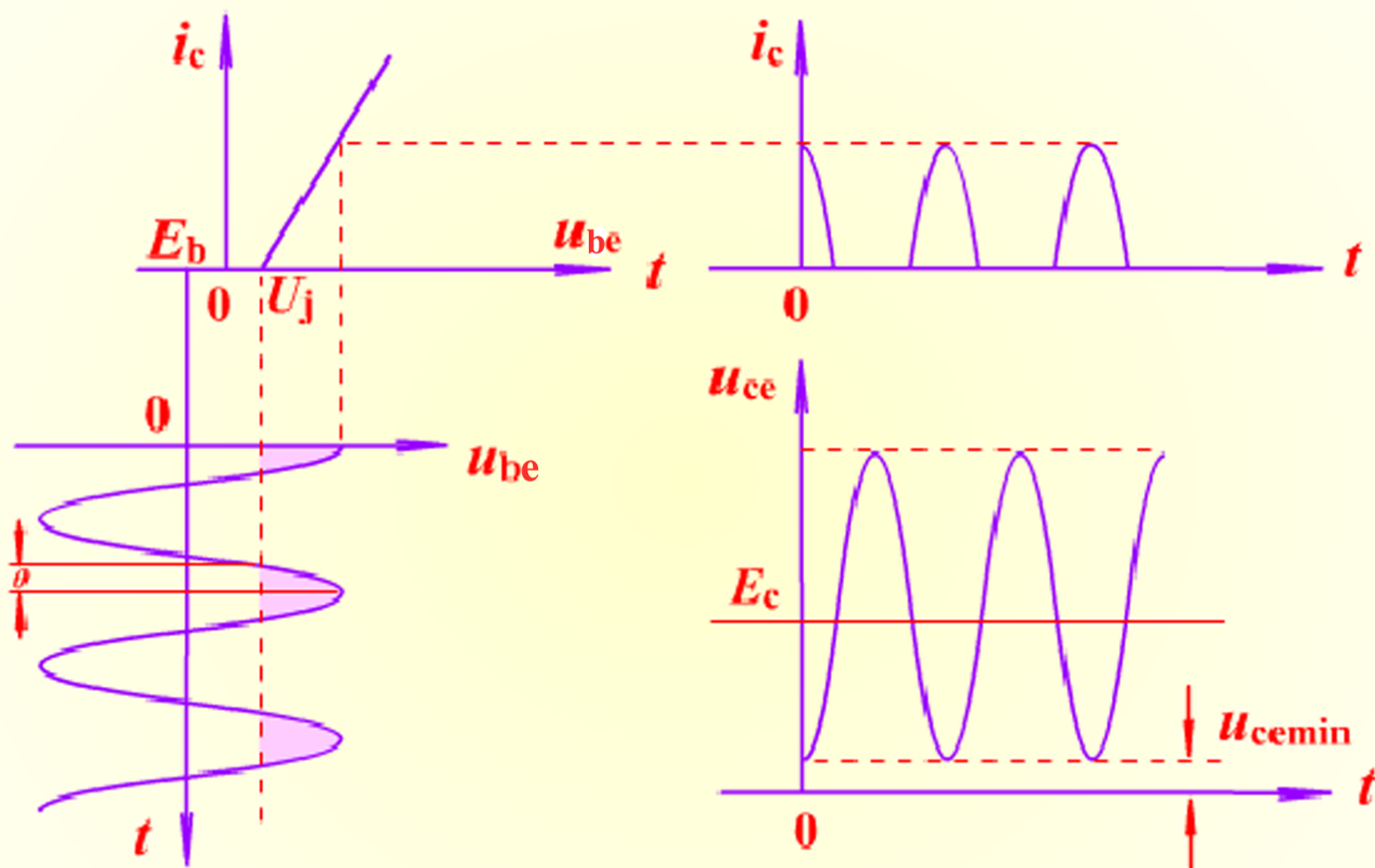
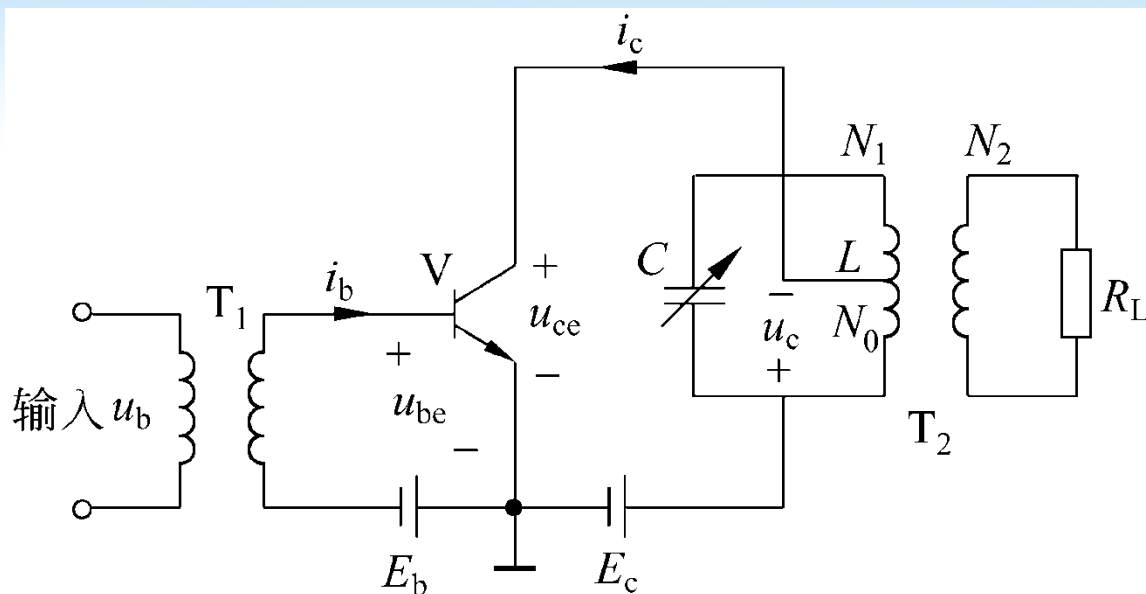


图3-3 折线法分析非线性电路电流电压波形

3.3 功率和效率



放大器 → 晶体管 → 直流功率 → 交流功率

槽路 → 交流功率 → 正弦功率 → 负载

从能量转换方面看，放大器是通过晶体管把直流功率转换成交流功率，通过槽路把脉冲功率转换为正弦功率，然后传输给负载。功率放大器功率大，电源供给、管子发热等问题也大。为了尽量减小损耗，合理地利用晶体管和电源，必须了解功率放大器的功率和效率问题。

调谐功率放大器有如下五种功率需要考虑：

1. 电源供给的直流功率 P_S ；
2. 通过晶体管转换的交流功率，即晶体管集电极输出的交流功率 P_o ；
3. 通过槽路送给负载的交流功率，即 R_L 上得到的功率 P_L ；
4. 晶体管在能量转换过程中的损耗功率，即晶体管损耗功率 P_C ；
5. 槽路损耗功率 P_T 。

以上五项功率的相互关系可用图3-5表示。电源供给的功率 P_S ，一部分(P_C)损耗在管子，使管子发热；另一部分(P_o)转换为交流功率，输出给槽路。通过槽路一部分(P_T)损耗在槽路线圈和电容中，另一部分(P_L)输出给负载 R_L 。

调谐功率放大器中的功率关系

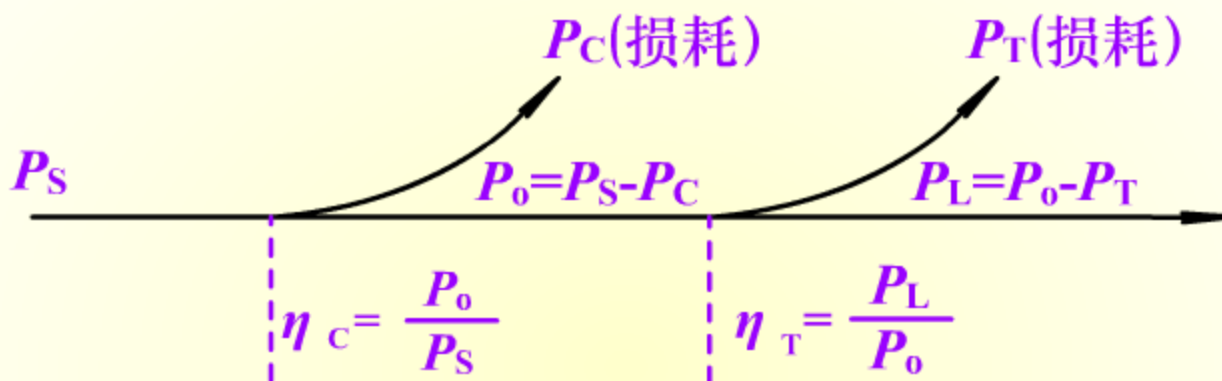


图3-5 调谐功率放大器中的功率关系

晶体管转换能量的效率叫集电极效率，以 η_c 表示，其计算式为

$$\eta_c = \frac{P_o}{P_s} \quad (3-21)$$

槽路将交流功率 P_o 传送给负载的效率，叫槽路效率以 η_T 表示，其计算式为

$$\eta_T = \frac{P_L}{P_o} \quad (3-22)$$

下面分析 η_c 、 η_T 与哪些因素有关，以便设计出高效率的放大器。

1. 集电极效率 η_c

电源供给功率 P_S 和交流输出功率 P_o 可分别表示为

$$P_S = E_c I_{c0} \quad (3-23)$$

$$P_o = \frac{1}{2} U_{cm} I_{c1m} \quad (3-24)$$

集电极效率 η_c 为

$$\eta_c = \frac{P_o}{P_S} = \frac{U_{cm} I_{c1m}}{2E_c I_{c0}} = \frac{1}{2} \frac{U_{cm}}{E_c} \frac{\alpha_1 I_{cmax}}{\alpha_0 I_{cmax}} = \frac{1}{2} \frac{\alpha_1}{\alpha_0} \frac{U_{cm}}{E_c} \quad (3-25)$$

上式说明 η_c 与 $\frac{\alpha_1}{\alpha_0}$ 、 $\frac{U_{cm}}{E_c}$ 成正比，是余弦脉冲基波分量和直流分量分解系数之比，代表着集电极电流基波幅值与直流电流之比，所以这个比值叫**集电极电流利用系数**。因为 α_0 、 α_1 都是 θ 的函数，所以**它与负载、激励大小及导通角有关**。

讨论:

1. $\frac{\alpha_0}{\alpha_1}$ 越大, η_c 越大, 但 θ 不宜过小, 一般取 $40^\circ \sim 70^\circ$

2. 不论由于上述什么原因使 U_{cm} 增大时, 则 $\frac{U_{cm}}{E_c}$ 也增大, 从而使 η_c 提高。

不过 $\frac{U_{cm}}{E_c}$ 也不能任意提高, 因为在管子导通的某一瞬间, 集电极电压 u_{ce} 下降的最小值为

$$u_{ce\min} = E_c - U_{cm}$$

$U_{cm} \uparrow$, 则 $u_{ce\min} \downarrow$, 当减小到一定程度 (约为 $1 \sim 2V$), 晶体管进入饱和区。此后虽然 U_{cm} 仍可增大, $u_{ce\min}$ 进一步减小, 电压利用系数也有所提高, 但其变化缓慢极限为1

一般管子饱和电压可按1V计算，高频时可适当增大，例如，某放大区电源电压 $E_c = 12V$ ，管子饱和压降1V，

$$U_{cm} = 12 - 1 = 11V$$

电压利用系数为

$$\frac{U_{cm}}{E_c} = \frac{11}{12} = 0.915$$

根据以上分析，在调整较好的调谐放大器中

$$\eta_c = \frac{1}{2} \frac{\alpha_0}{\alpha_1} \frac{U_{cm}}{E_c} = \frac{1}{2} (1.8 \sim 1.9) \times 0.915 = 0.82 \sim 0.87$$

对比，甲类放大器 θ 为 180° ，查曲线可知

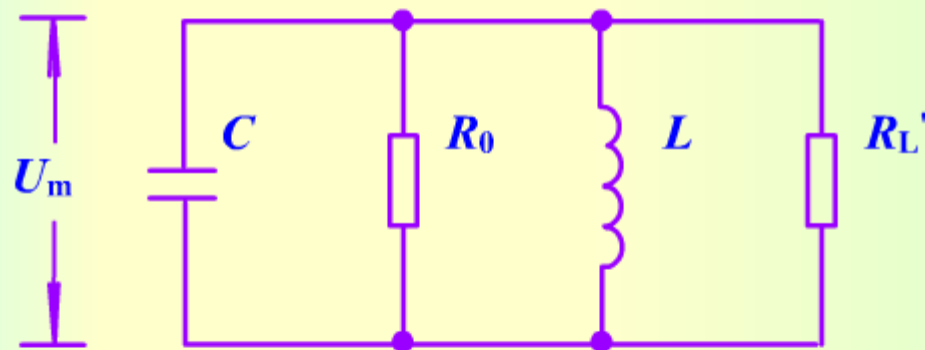
$$\frac{\alpha_0}{\alpha_1} = 1, \quad \eta_c = \frac{1}{2} \times 1 \times 0.915 = 0.407$$

由此可见丙类放大器的 η_c 比甲类约高一倍，这正是丙类优于甲类的地方。

2. 槽路效率

图3-6是负载折算到槽路的等效回路， U_m 为回路两端的电压幅值。由图可以看出，负载功率 P_L 是 R_L 所吸收的功率，槽路损耗功率 P_T 是槽路空载电阻 R_0 所吸收的功率；而集电极输出的基波功率 P_0 相当于总电阻 R 所吸收的功率。这些功率都可用槽路电压和各有关电阻表示。即

负载折算到槽路的等效回路及其功率关系



负载折算

YHZ/XJK

图3-6 负载折算到槽路的等效回路及其功率关系

$$P_o = \frac{U_m^2}{2R} = \frac{U_m^2}{2Q_L \omega L}$$

$$P_T = \frac{U_m^2}{2R_0} = \frac{U_m^2}{2Q_0 \omega L}$$

将上两式代入式（3-28）可得

$$\eta_T = \frac{P_o - P_T}{P_o} = \frac{\frac{U_m^2}{2Q_L \omega L} - \frac{U_m^2}{2Q_0 \omega L}}{\frac{U_m^2}{2Q_L \omega L}} = \frac{Q_0 - Q_L}{Q_0}$$

$$\eta_T = \frac{Q_0 - Q_L}{Q_0}$$

（3-29）

上式表明， η_T 决定于槽路的空载与有载品质因数。 Q_0 愈大， Q_L 愈小，则 η_T 愈高。实际上，由于受到槽路元件质量的限制， Q_0 不可能很大，一般只有几十到几百。 Q_L 也不能太小，否则槽路滤波效果太差，输出波形不好，一般至少要 $Q_L = 5 \sim 10$ ，若 $Q_0 = 50$ ， $Q_L = 10$ ，则

$$\eta_T = \frac{50 - 10}{50} = 0.8$$

如果选用较好的 L 、 C 元件， Q_0 可再大些， η_T 也可再高些，故在电路设计中 η_T 可按0.8~0.9估计。

知道了 η_c 和 η_T ，就可以根据负载要求的输出功率 P_L 计算晶体管损耗。

$$P_C = P_S - P_o = \frac{P_o}{\eta_c} - P_o = \frac{P_L}{\eta_T} \left(\frac{1}{\eta_c} - 1 \right) \quad (3-30)$$

P_C 是选用晶体管容量的依据。例如 $\eta_c = 0.8$, $\eta_T = 0.8$ 则

$$P_C = \frac{P_L}{\eta_T} \left(\frac{1}{\eta_c} - 1 \right) = \frac{P_L}{0.8} \left(\frac{1}{0.8} - 1 \right) = 0.31P_L$$

若 $P_L = 1W$ ，则晶体管损耗 $P_C = 0.31W$ ，所选用晶体管功率容量必须大于此值。为留有余地，可选用 $P_{CM} = 0.5W$ 的管子。

在甲类放大器中，同样容量的管子，理论上最高输出功率也只有 $0.25W$ ，同丙类放大器相比要差4倍之多。

综上所述，为了尽可能利用小功率容量的管子和电源，输出较大的功率，应力求 η_c 和 η_T 高。 η_c 高要适当选取 θ ，电压利用系数尽可能大； η_T 高，要求槽路空载品质因数 Q_0 大，即应选用低损耗的电感和电容元件。



3.4 调谐功率放大器的工作状态分析

为了讨论调谐功率放大器不同工作状态对电压、电流、功率和效率的影响，需要对调谐功率放大器的动态特性进行分析。

一、调谐功率放大器的动态特性

调谐功率放大器的动态特性是晶体管内部特性和外部特性结合起来的特性（即**实际放大器的工作特性**）。晶体管内部特性是无载情况下，晶体管的输出特性和转移特性。

晶体管外部特性是有载情况下，晶体管输入、输出电压（ u_{be}, u_{ce} ）同时变化时， $i_c \sim u_{ce}, i_c \sim u_{be}$ 特性。

放大区动态特性由下列三个方程求得，即

内部特性方程
$$i_c = g(u_{be} - U_j) \quad (3-31)$$

外部特性方程
$$\left. \begin{aligned} u_{be} &= -E_b + U_{bm} \cos \omega t \\ u_{ce} &= E_c - U_{cm} \cos \omega t \end{aligned} \right\} \quad (3-32)$$

将 u_{be} 代入式 (3-31)，得

$$i_c = g(-E_b + U_{bm} \cos \omega t - U_j) \quad (3-33)$$

由于

$$u_{ce} = E_c - U_{cm} \cos \omega t$$

则有

$$\cos \omega t = \frac{E_c - u_{ce}}{U_{cm}}$$

代入式 (3-33) 得

$$i_c = g(-E_b - U_j + U_{bm} \frac{E_c - u_{ce}}{U_{cm}}) \quad (3-34)$$

在回路参数、偏置、激励、电源电压确定后，

$i_c = f(u_{ce})$ 。它表明放大器的动态特性是一条直线，只需找出两个特殊点，就可把动态线绘出。

例如，要确定静态工作点 Q 和起始导通点 B 。

对于静态工作点 Q ，其特征是 $u_{ce} = E_c$ ，代入式 (3-34) 得

$$i_c = g(-E_b - U_j) = -g(U_j + E_b)$$

由于调谐功率放大器放大器 E_b 和 U_j 的值恒为正，所以 i_c 为负值。 **Q 点的坐标**（见图3-7）为

$$[E_c, -g(U_j + E_b)]$$

Q 点位于横坐标的下方，即对应于静态工作点的电流为负，这实际上是不可能的，它说明 Q 点是个假想点，反映了丙类放大器处于截止状态，集电极无电流。

对于起始导通点 B ，其特征是 $i_c = 0$ ，代入式(3-34) 得

$$0 = g(-E_b - U_j + U_{bm} \frac{E_c - u_{ce}}{U_{cm}})$$

解方程得

$$u_{ce} = E_c - U_{cm} \frac{U_j + E_b}{U_{bm}} = E_c - U_{cm} \cos \theta$$

此时 $\omega t = \theta, i_c = 0$ ，晶体管刚好处于截止到导通的转折点， B 点得坐标为 $B[E_c - U_{cm} \cos \theta, 0]$

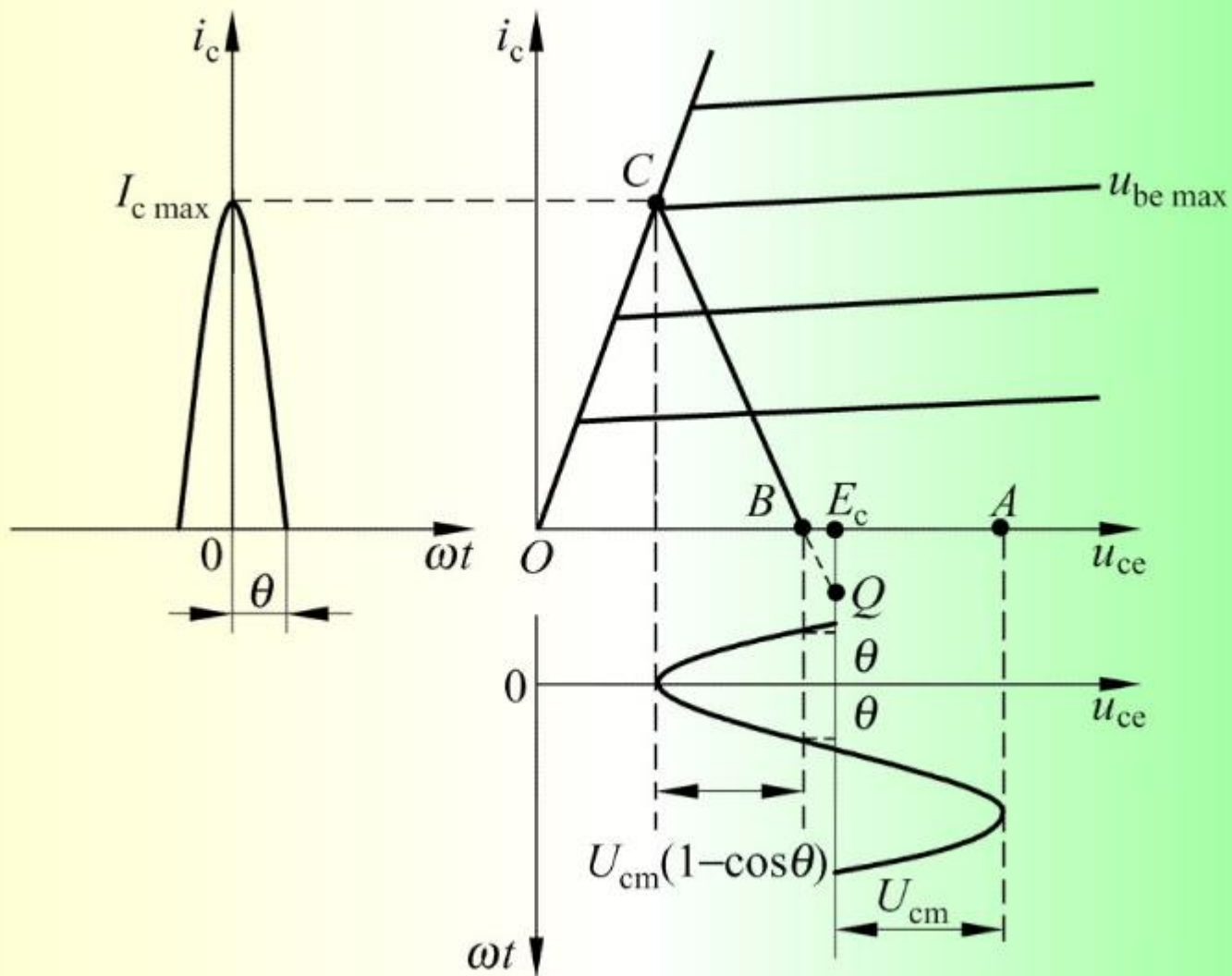


图3-7调谐功率放大器的动态特性

连 Q, B 点的直线并延长与 $u_{be\max}$ 相交于 C 点，
 BC 段就是晶体管处于放大区的动态线。

由图3-7可见，放大区的动态特性，类似于低频放大器的负载特性，但是与它有着严格的区别。其**动态线不仅是负载的函数，而且是导通角的函数。**
丙类放大器的动态电阻是

$$R'_c = \frac{U_{cm}(1 - \cos \theta)}{I_{c\max}} = \frac{I_{c1m}R_c(1 - \cos \theta)}{I_{c\max}} = \alpha_1(\theta)(1 - \cos \theta)R_c$$

从上式可以看出，**调谐功率放大器的动态电阻**
不仅与导通角 θ 有关，而且与等效负载电阻 R_c 有关。

二、调谐功率放大器的三种工作状态及其判别方法

1. 调谐功率放大器的三种工作状态

根据调谐功率放大器在工作时是否进入饱和区，可将放大器的工作状态分为欠压、过压和临界三种。

- 1) 欠压——若晶体管在任何时刻都工作在放大状态，称放大器工作在欠压状态；
- 2) 临界——若刚刚进入饱和区的边缘，称放大器工作在临界状态；
- 3) 过压——若晶体管工作时有部分时间进入饱和区，则称放大器工作在过压状态。

2. 工作状态的判别方法

$$u_{\text{ce min}} = E_{\text{c}} - U_{\text{cm}}$$

$$u_{\text{ce min}} > U_{\text{ces}} \quad (\text{欠压})$$

$$u_{\text{ce min}} = U_{\text{ces}} \quad (\text{临界})$$

$$u_{\text{ce min}} < U_{\text{ces}} \quad (\text{过压})$$

三、 R_c 、 E_c 、 E_b 和 U_{bm} 变化对放大器工作状态的影响

因为 $u_{ce\min} = E_c - U_{cm} = E_c - \alpha_1 I_{c\max} R_c$

$$\alpha_1 = \frac{\theta - \sin\theta \cos\theta}{\pi(1 - \cos\theta)} \quad \cos\theta = \frac{U_j + E_b}{U_{bm}}$$

所以放大器的这三种工作状态取决于

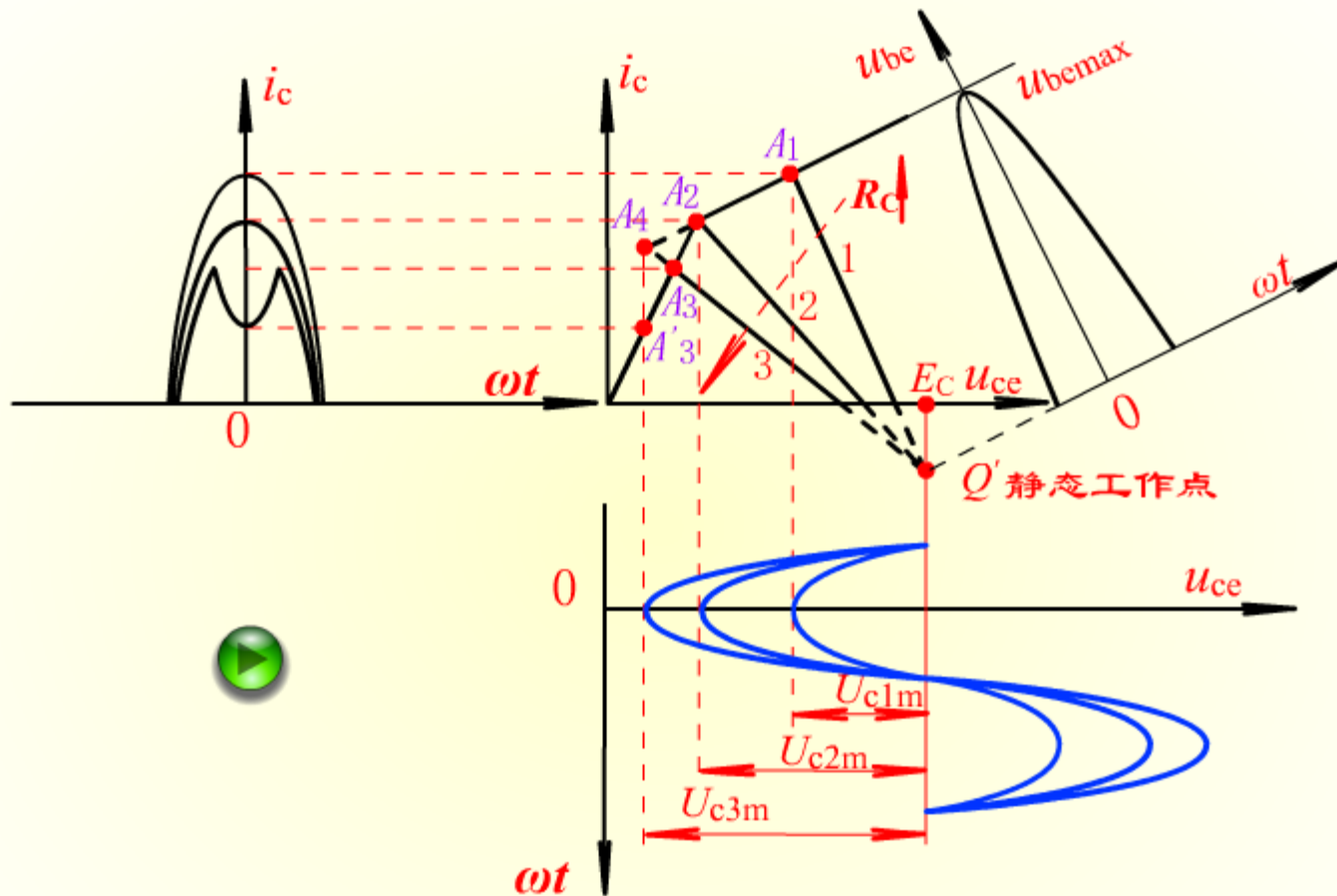
- 集电极等效负载电阻 R_c
- 电源电压 E_c
- 偏置电压 E_b
- 激励电压幅值 U_{bm}

1. R_c 变化对放大器工作状态的影响

——调谐功放的负载特性

当调谐功率放大器的电源电压、偏置电压和激励电压幅值一定后，放大器的集电极电流，槽路电压、输出功率、效率随晶体管等效负载电阻的变化特性被称做调谐功率放大器的负载特性。

图3-8表示在三种不同负载电阻 R_c 时，作出的三条不同动态特性 $QA_1, QA_2, QA_3A'_3$



不同负载时的动态特性

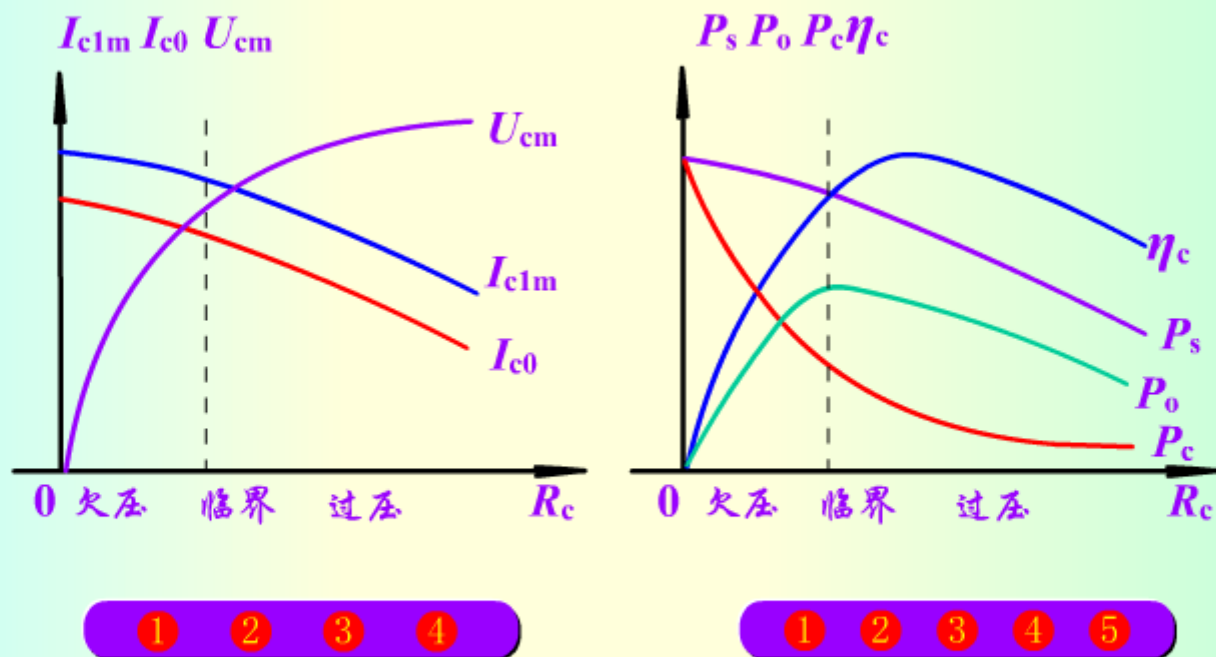
YHZ/XJK

图3-8不同负载电阻时的动态特性

其中 QA_1 对应于欠压状态,

QA_2 对应于临界状态,

$QA_3A'_3$ 对应于过压状态。



放大器的负载特性

YHZ/XJK

图3-9 放大器的负载特性曲线

1) 不同工作状态下, 电流、电压、功率、效率与 R_L 的关系

(1) 欠压状态 ($I_{c1m} \approx \text{constant}$) $U_{cm} = I_{c1m} R_c$

U_{cm} 几乎随 R_c 成正比增加;

$P_o = \frac{1}{2} I_{c1m}^2 R_c$, 可见输出功率 P_o 随 R_c 增大而增加;

$P_s = I_{c0} E_c$, 接近常量; $\eta_c = \frac{P_o}{P_s}$, 随 R_c 增大而增加;
 , 随 R_c 增大而减小。

$$P_C = P_S - P_o$$

(2) 过压状态($U_{cm} \approx \text{constant}$)

$$P_o = \frac{1}{2} \cdot \frac{U_{cm}^2}{R_c}$$

输出功率 P_o 随 R_c 增大而减小。
在临界状态 P_o 最大。

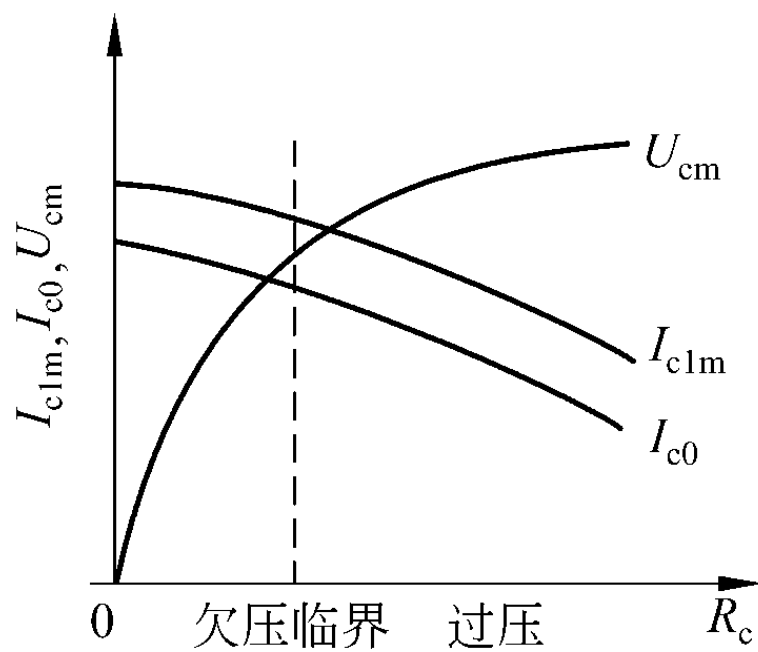
$$\eta_c = \frac{1}{2} \frac{I_{c1m}}{I_{c0}} \frac{U_{cm}}{E_c} = \frac{1}{2} \frac{\alpha_1(\theta)}{\alpha_0(\theta)} \frac{U_{cm}}{E_c}$$

P_s , P_c , η_c 自行分析。

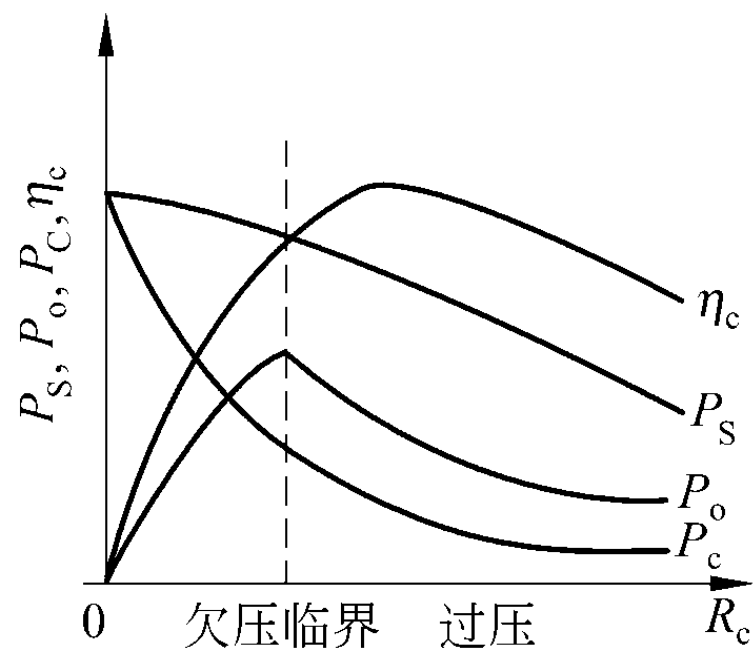
$$P_o = \frac{1}{2} U_{cm} I_{c1m}$$

$$P_o = \frac{1}{2} I_{c1m}^2 R_c$$

$$P_o = \frac{1}{2} \cdot \frac{U_{cm}^2}{R_c}$$



(a)



(b)

三种工作状态的比较

- **欠压状态**：电流 I_{c1m} 基本不随 R_c 变化，输出功率 P_o 随 R_c 增大而增加，损耗功率 P_C 随 R_c 增加而减小。当 R_c 很小时，易使 P_C 超过晶体管**最大允许损耗功率** P_{CM} ，因此在实际使用中要注意保证 $P_C < P_{CM}$ 。
- **临界状态**：放大器输出功率最大，效率也较高，通常称为**最佳工作状态**。
- **过压状态**：在弱过压状态时，输出电压基本上不随 R_c 变化；深度过压时， i_c 波形下凹严重，谐波增多，一般应用较少。

结论：

临界状态时，放大器输出功率 P_o 最大，效率也较高。一般调谐功率放大器工作在临界状态、弱过压状态比较好。

2) 阻抗匹配

在一定 E_c 、 U_{bm} 下，调整 R_c ，使 $R_c = R_{cp}$ 使放大器工作在临界状态，可获得最大的输出功率 P_o 和高的效率 η_c 。符合此条件叫“阻抗匹配”。

$$R_{cp} = \frac{E_c - U_{ces}}{2P_o / (E_c - U_{ces})} = \frac{(E_c - U_{ces})^2}{2P_o}$$

2. E_c 变化对放大器工作状态的影响

——调谐功放的集电极调制特性

集电极调制特性是指当 E_b 、 U_{bm} 、 R_c 保持恒定，放大器的性能随集电极电源电压 E_c 变化的特性。

当 E_c 改变时，放大器工作状态的变化如图3-10示。因为 R_c 不变，动态负载特性曲线的斜率不变又因为 E_b 、 U_{bm} 不变， $u_{bemax} = U_{bm} - E_b$ 也不变，因而，对应于 u_{cemin} 的动态点必定在的那条输出特性曲线上移动。

E_c 变化, u_{cemin} 也随之变化。使得 u_{cemin} 和 U_{cm} 的相对大小发生变化。

- 当 E_c 较大时, u_{cemin} 具有较大数值,
 $u_{cemin} > U_{ces}$, 放大器工作在欠压状态。
- 随着 E_c 减小, u_{cemin} 也减小, 当 $u_{cemin} = U_{ces}$,
放大器工作在临界状态。
- E_c 再减小, $u_{cemin} < U_{ces}$ 时, 放大器工作在过
压状态。

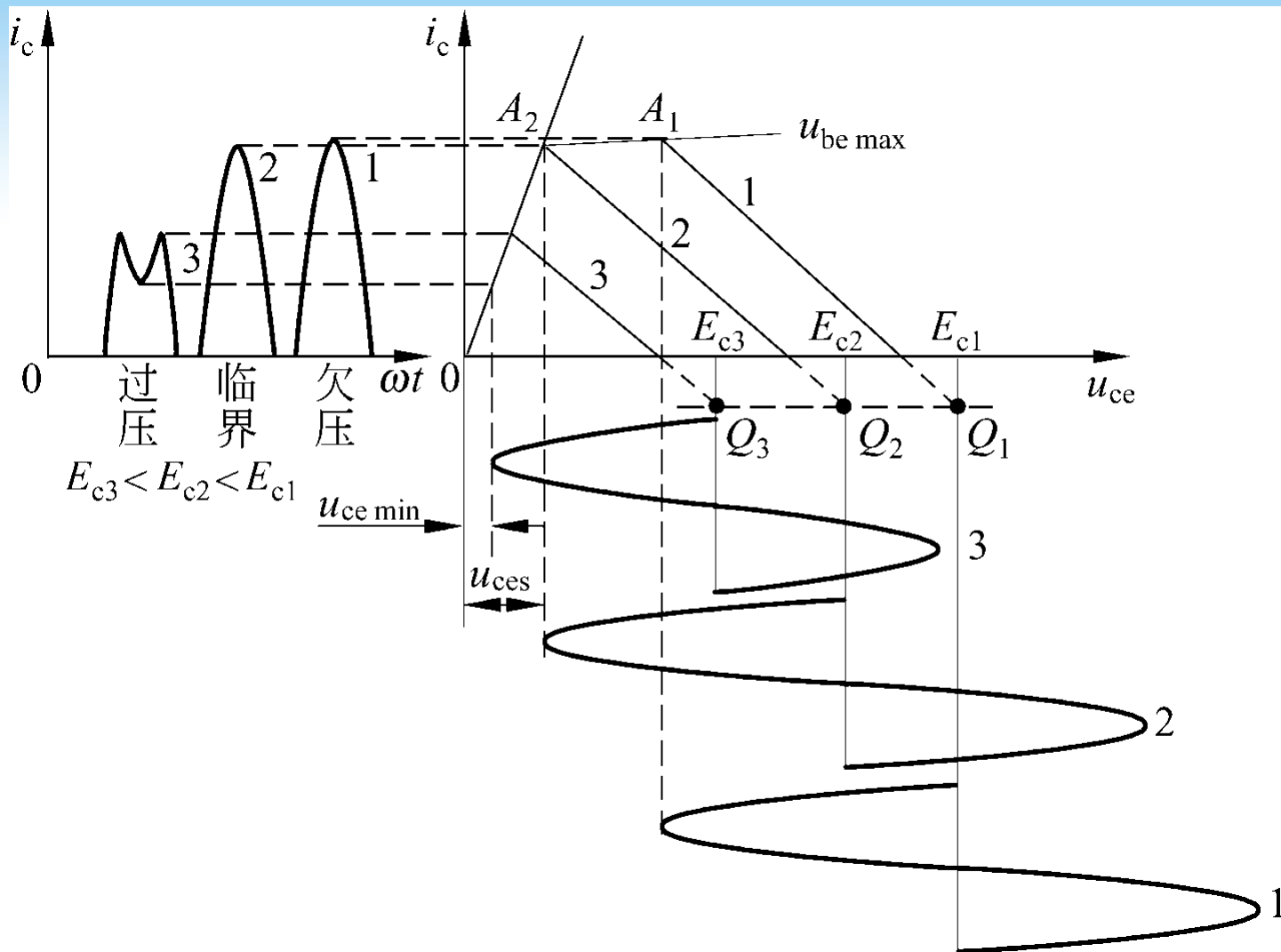


图3-10 E_c 改变时对工作状态的影响

$E_c = E_{c2}$ 时，放大器工作在临界状态；

$E_c > E_{c2}$ 时，放大器工作在欠压状态；

$E_c < E_{c2}$ 时，放大器工作在过压状态。

即当 E_c 由大变小时，放大器的工作状态由欠压进入过压， i_c 波形也由余弦脉冲波形变为中间出现凹陷的脉冲波。可见 E_c 控制 i_c 波形的变化。

由于 E_c 控制 i_c 波形的变化, I_{c1m} 、 I_{c0} 以及 $U_{cm}=I_{c1m}R_c$ 也同样随 E_c 变化而变化。如图3-11所示。

这是集电极调制特性。该特性是晶体管集电极调幅的理论依据。

由图可见, 只有在过压状态 E_c 对 U_{cm} 才能有较大的控制作用, 所以集电极调幅应工作在过压状态。

由于只有在过压状态， E_c 对 U_{cm} 才能有较大的控制作用，所以**集电极调幅工作在过压状态**。

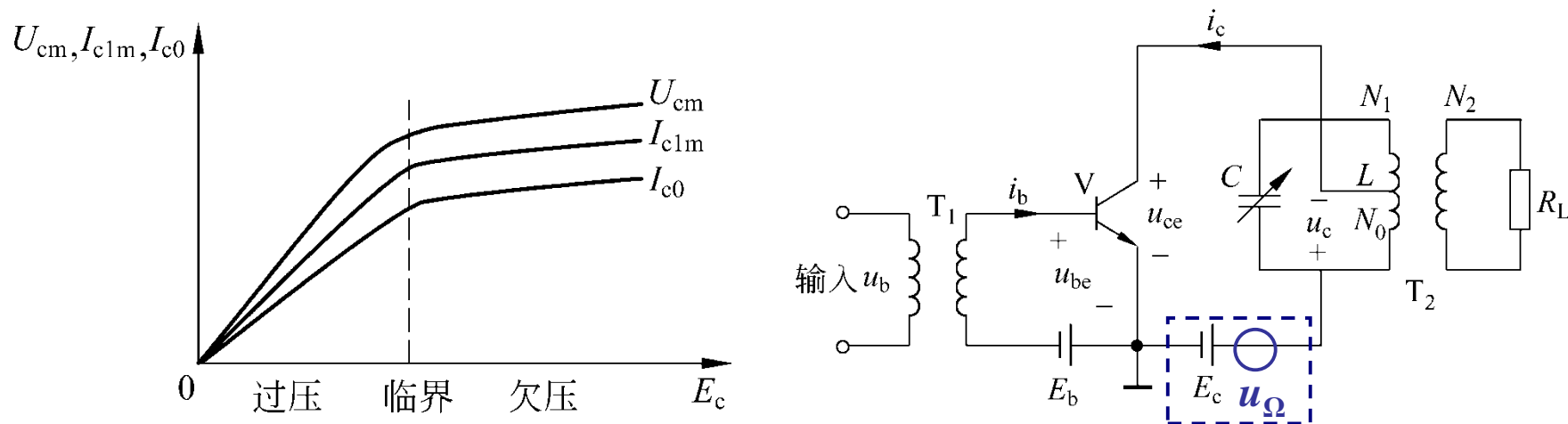
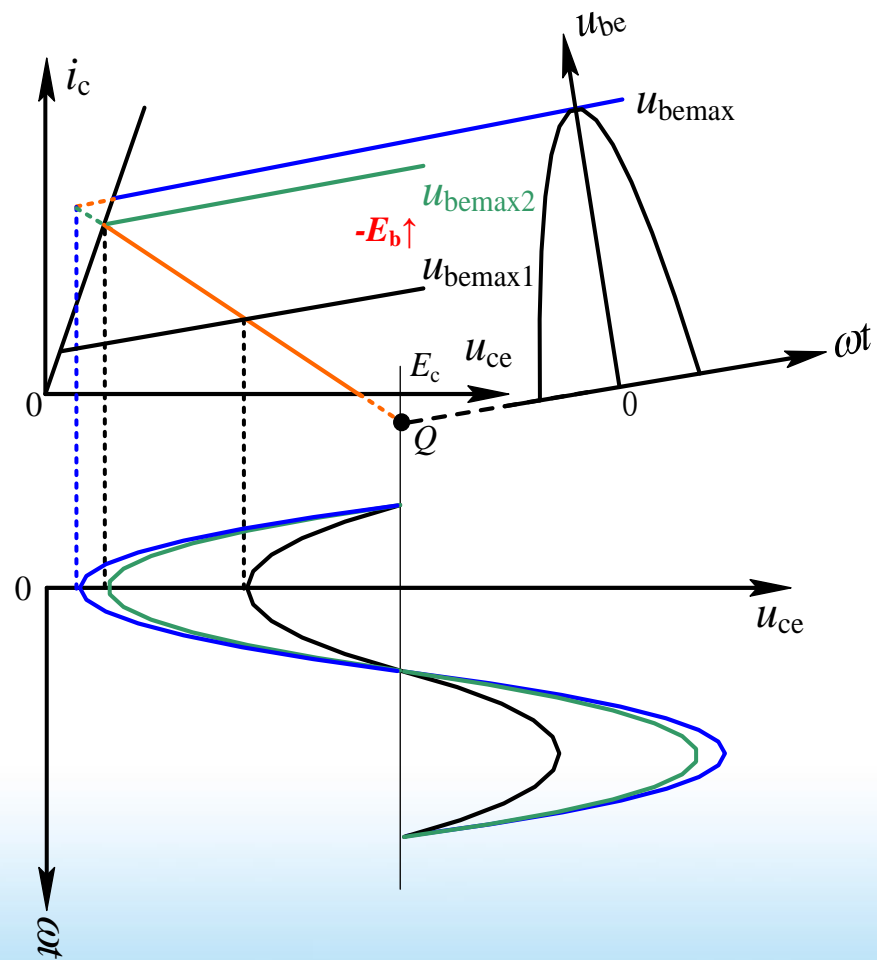


图3-11 集电极调制特性

3. E_b 变化对放大器工作状态的影响 ——基极调制特性

基极调制特性是指当 E_c 、 U_{bm} 、 R_c 保持恒定，放大器的性能随基极偏置电压 E_b 变化的特性。

因为 $u_{bemax} = U_{bm} - E_b$ ，当 U_{bm} 一定时， u_{bemax} 随 E_b 改变，从而导致 i_{cmax} 和 θ 的变化。



在欠压状态下，由于 $u_{b\max}$ 较小，所以 $i_{c\max}$ 和 θ 也较小，从而 I_{c0} 、 I_{c1m} 都较小。

当 E_b 增大， $i_{c\max}$ 和 θ 也增大，从而 I_{c0} 和 I_{c1m} 也随之增大，当 E_b 增大到一定程度，放大器的工作状态由欠压进入过压，电流波形出现凹陷。

但此时， $i_{c\max}$ 和 θ 还会增大，所以 I_{c0} 、 I_{c1m} 随着 E_b 增大略有增加。又由于 R_c 不变，所以 U_{cm} 的变化规律与 I_{c1m} 一样。如图3-12示。该特性是晶体管基极调幅的理论依据。

由图可以看出，在欠压区，高频振幅 U_{cm} 基本随 E_b 成线性变化，所以 E_b 对 U_{cm} 有较强的控制作用，这就是基极调幅的工作原理。

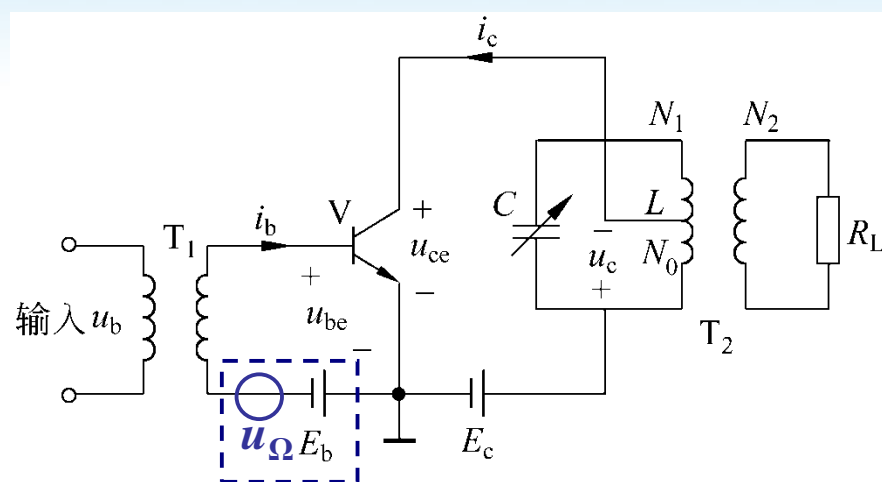
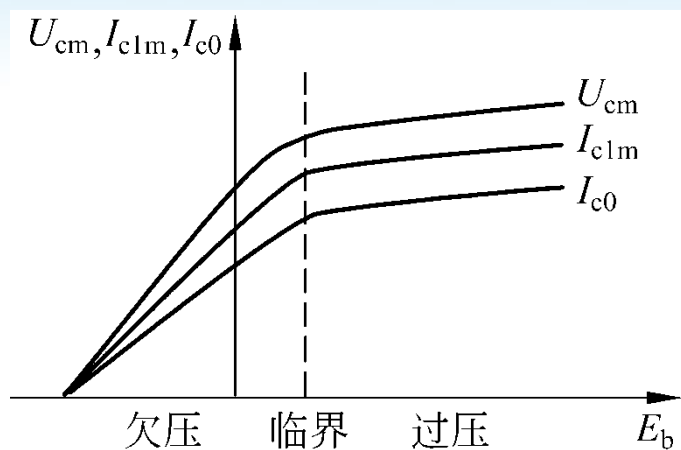


图3-12 基极调制特性

由于只有在欠压状态， E_b 对 U_{cm} 才能有较大的控制作用，所以基极调幅工作在欠压状态。

4. U_{bm} 变化对放大器工作状态的影响

——振幅特性

调谐功放的振幅特性是指当 E_c 、 E_b 、 R_c 保持恒定，放大器的性能随激励振幅 U_{bm} 变化的特性。

因为 $u_{bemax} = U_{bm} - E_b$ ， E_b 和 U_{bm} 决定了放大器的 u_{bemax} ，因此改变 U_{bm} 的情况和改变 E_b 的情况类似。

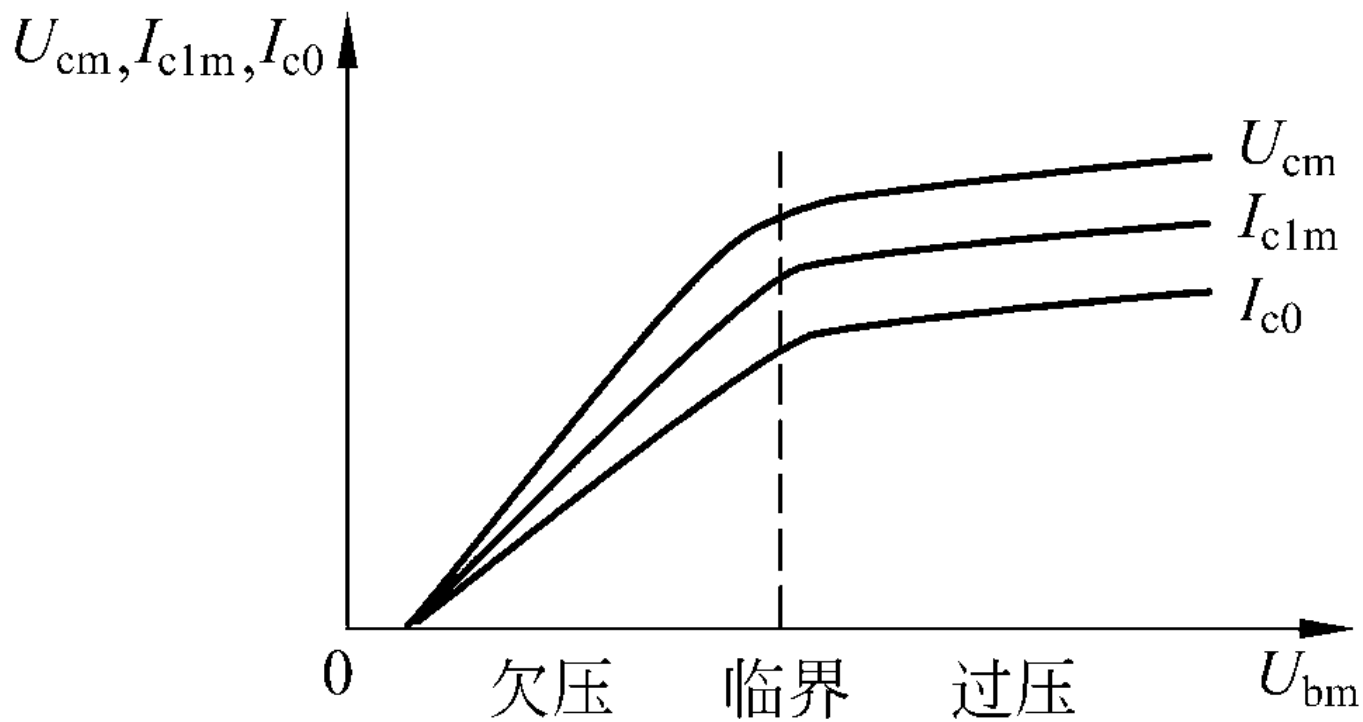


图3-13 调谐功放的振幅特性

由图可见：

在欠压区，高频振幅 U_{cm} 基本随 U_{bm} 线性变化，所以为使输出振幅 U_{cm} 反映输入信号 U_{bm} 的变化，放大器必须在 U_{bm} 变化范围内工作在欠压状态。

当调谐功放用作限幅器，将振幅在较大范围内变化的输入信号变换为振幅恒定的输出信号时，放大器必须在 U_{bm} 变化范围内工作在过压状态。

