

第4章

谐振功率放大器

金伟正

jwz@whu.edu.cn



►功率放大在系统中何处？

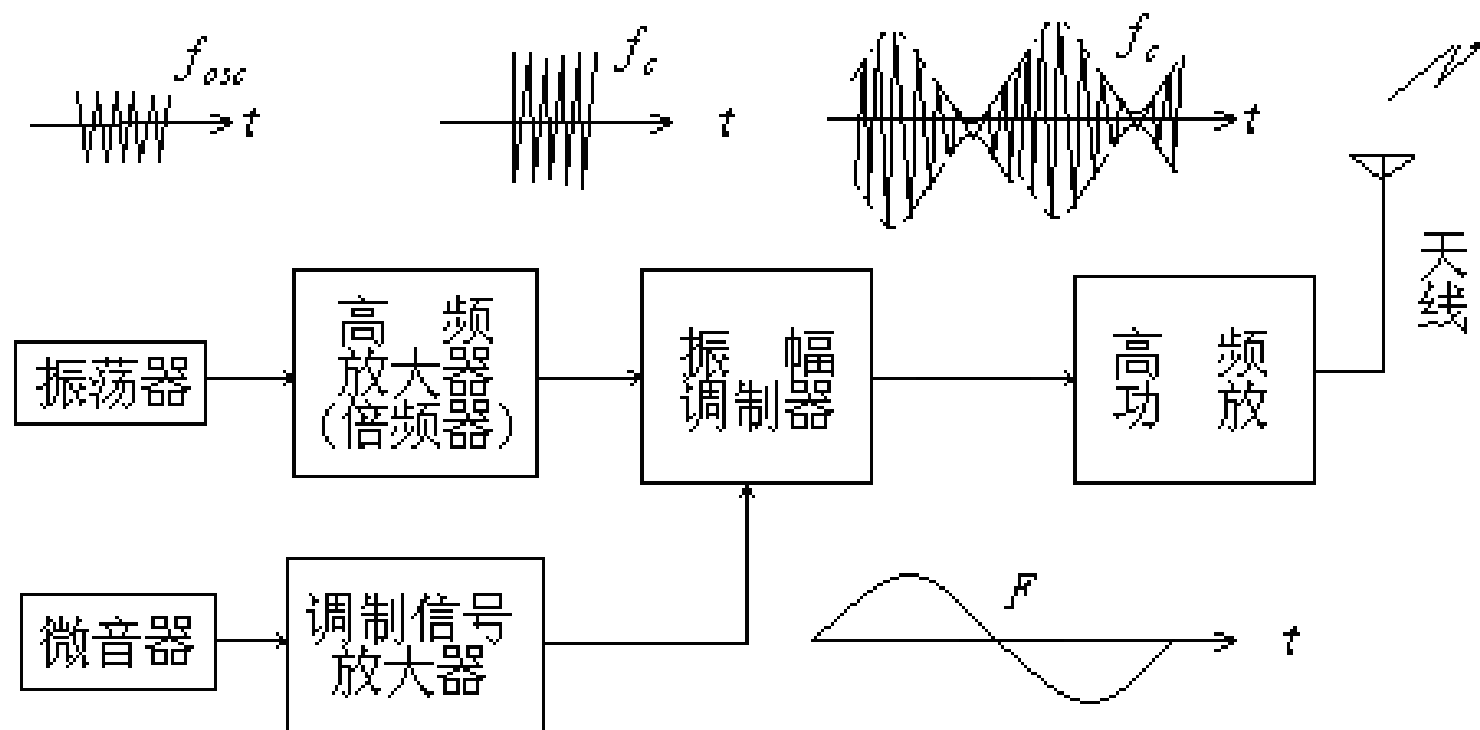


图1-2-2 调幅方式的中波广播发射机组成框图

►功率放大在系统中何处？

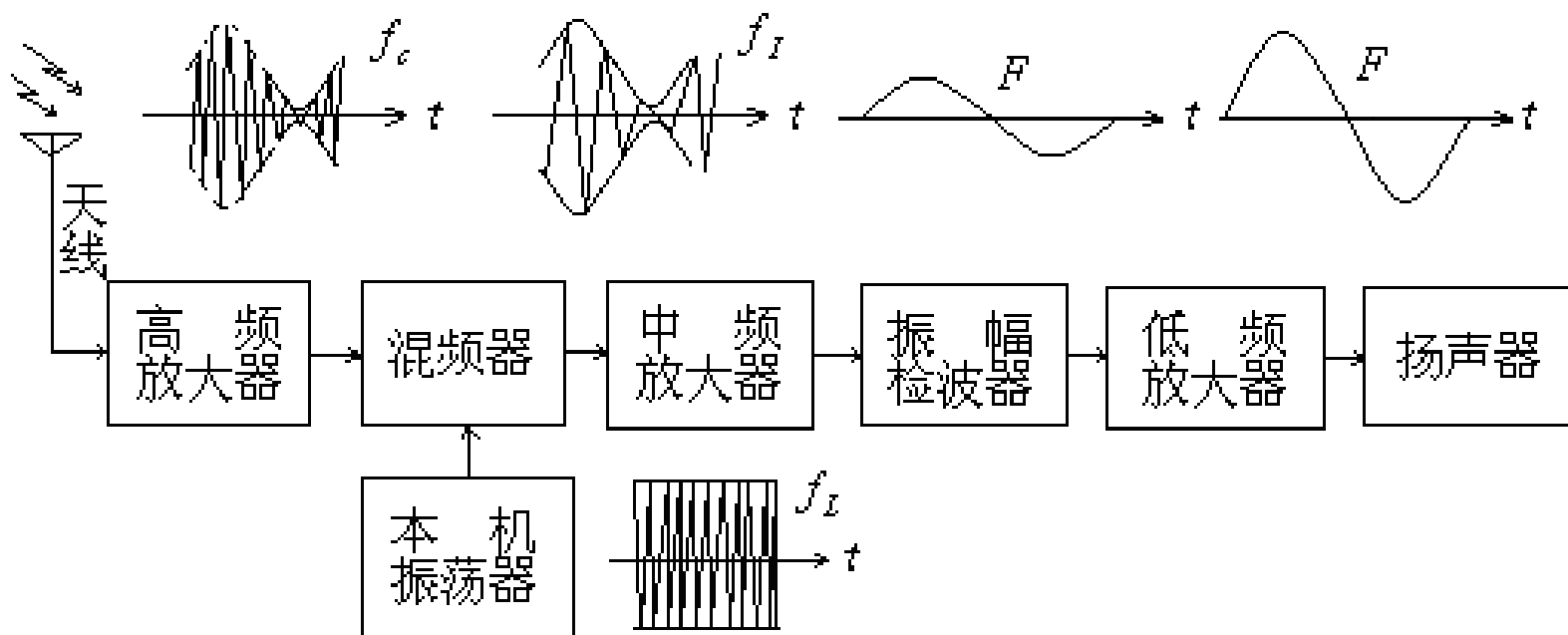


图1-2-3 调幅方式的无线广播接收机组成框图

◎功率放大器概述

任务:

功率管在安全工作的条件下，非线性失真在允许的范围内，高效率地输出大的功率。

功率管安全工作的条件:

- $P_{Cmax} \leq P_{CM}$
- $V_{CEmax} \leq V_{(BR)CEO}$
- $i_{Cmax} \leq I_{CM}$



◎功率放大器的分类

1. 按负载性质划分

{ 纯电阻性负载称非谐振功放
{ 电抗性负载称谐振功放

① 非谐振功放（纯电阻性负载）

② 谐振功放（电抗性负载）

甲类单管（变压器耦合）

乙类推挽（变压器耦合）

无输出变压器—OTL(或OCL)

集成功放

宽带高频功率放大器（传输线变压器）

线性谐振功放

丙类谐振功放

高效率功放（丁类、戊类、己类）



2. 按流通角划分

甲类功放 $\varphi = 180^\circ$

乙类功放 $\varphi = 90^\circ$

甲乙类功放 $90^\circ < \varphi < 180^\circ$

丙类 $\varphi < 90^\circ$

高效率功放 $\varphi = 90^\circ$

管子工作在开关状态

◎功率放大器能量关系

$$P_D = \frac{1}{2} \int_0^{2\pi} i_c V_{cc} d\omega t \quad (\text{其中 } p_D = i_c V_{cc})$$

瞬时
电源供给功率

$$P_o = \frac{1}{2} \int_0^{2\pi} i_c V_{cm} d\omega t \quad (\text{其中 } p_o = i_c V_{cm})$$

集电极输出功率

$$P_c = \frac{1}{2} \int_0^{2\pi} i_c V_{CE} d\omega t \quad (\text{其中 } p_c = i_c V_{CE})$$

集电极平均管耗

$$\eta_c = \frac{P_o}{P_D}$$

集电极效率

$$\eta_c = \frac{P_L}{P_o}$$

变压器传输效率

$$\eta_c = \frac{P_L}{P_D}$$

放大器效率

4.1 谐振功率放大器的工作原理

1、引入谐振功放的必要性

2、谐振功率放大器的分类：

- 线性谐振功放 ($\varphi = 180^\circ$ 或 $\varphi = 90^\circ$ 或 $90^\circ < \varphi < 180^\circ$)
放大已调幅波
- 丙类谐振功放 ($\varphi < 90^\circ$)
放大高频等幅波——载波、调频波、调相波等
- 高效率功放 ($\varphi = 90^\circ$, 功率管工作在开关状态)



➤ 谐振功率放大器与非谐振功率放大器的共同之点是
要求输出功率大，效率高。

➤ 它们的不同点则是：

二者的工作频率与相对频宽不同，因而负载网络与
工作状态也不同。



谐振功率放大器的主要技术指标是**输出功率与效率**，除此之外，输出中的**谐波分量还应该尽量小**，以免对其它频道产生干扰。国际间对谐波辐射规定有两个标准：

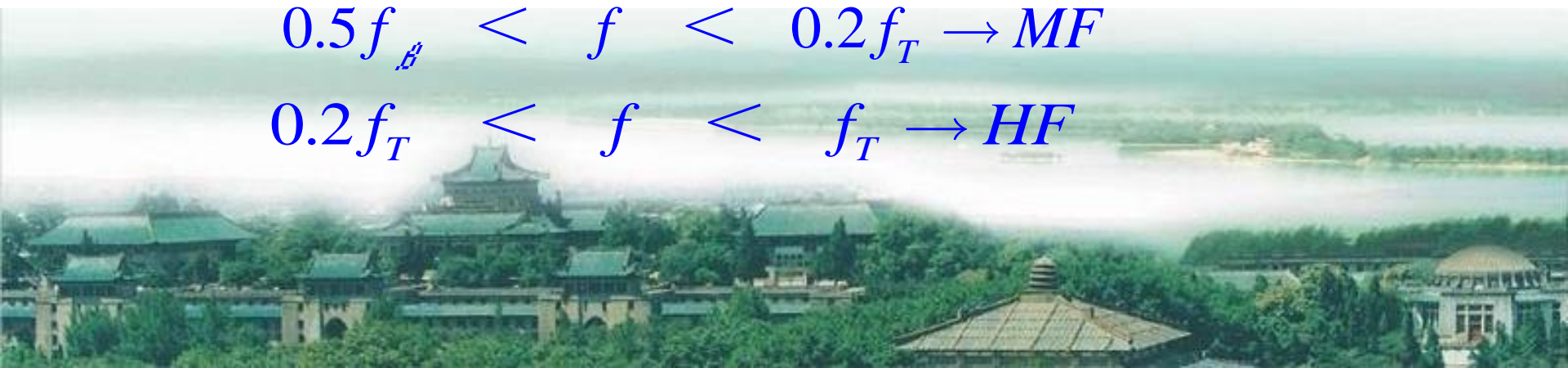
- 对中波广播来说，在空间任一点的谐波场强对基波场强之比不得超过**0.02%**。
- 不论电台的功率有多大，在距电台**1km**处的谐波场强不得大于**50μV/m**。
- 在一般情况下，假如任一谐波的辐射功率不超过**25mW**，即可认为满足上述要求。

晶体管工作区域的划分与频率的关系

$$f < 0.5f_{\beta} \rightarrow LF \qquad f_T \approx \beta f_{\beta}$$

$$0.5f_{\beta} < f < 0.2f_T \rightarrow MF$$

$$0.2f_T < f < f_T \rightarrow HF$$



4.1.1 谐振功率放大器输出功率与效率的关系

功率放大器实质上是一个能量转换器—把电源供给的直流能量转化为输出的交流能量。这个能量的转换能力常用集电极效率 η_c 来表示。若电源供给的直流功率为 P_D ，转换后的交流输出功率为 P_o ，集电结的损耗功率为 P_c ，根据能量守恒定律应有 $P_D = P_o + P_c$ ，集电极的效率 η_c 则为：

$$\eta_c = \frac{P_o}{P_D} = \frac{P_o}{P_o + P_c}$$

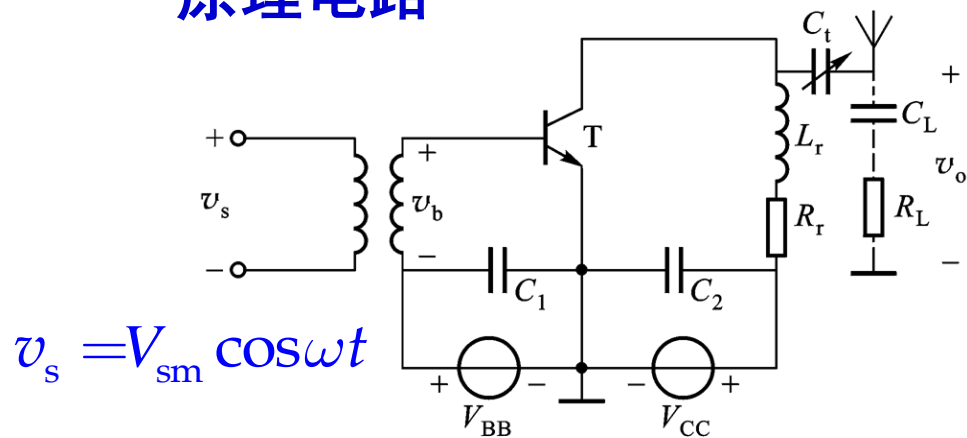
- 设法尽量降低集电极耗散功率 P_c ，则集电极效率 η_c 自然会提高。这样在给定 P_D 时，晶体管的交流输出功率 P_o 就会增大；
- 如果维持晶体管的集电极耗散功率 P_c 不超过规定值，那么提高集电极效率 η_c ，将使交流输出功率 P_o 大为增加：

$$P_o = \left(\frac{\eta_c}{1 - \eta_c} \right) P_c$$

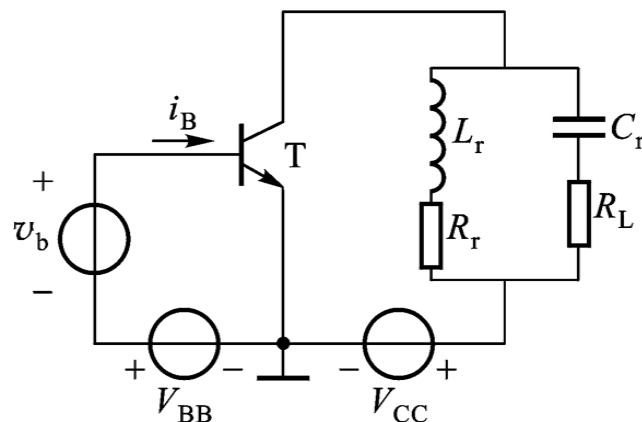
4.1.2 丙类谐振功率放大器

1. 原理电路及各元件作用

• 原理电路



原理电路



等效电路

$$R_e = \frac{L_r}{C_r R_r} = \rho Q_e \quad \rho = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad \text{特性阻抗}$$

R_r 、 R_L : 输出回路谐振电阻

C_1 、 C_2 : 高频旁路电容与隔直作用

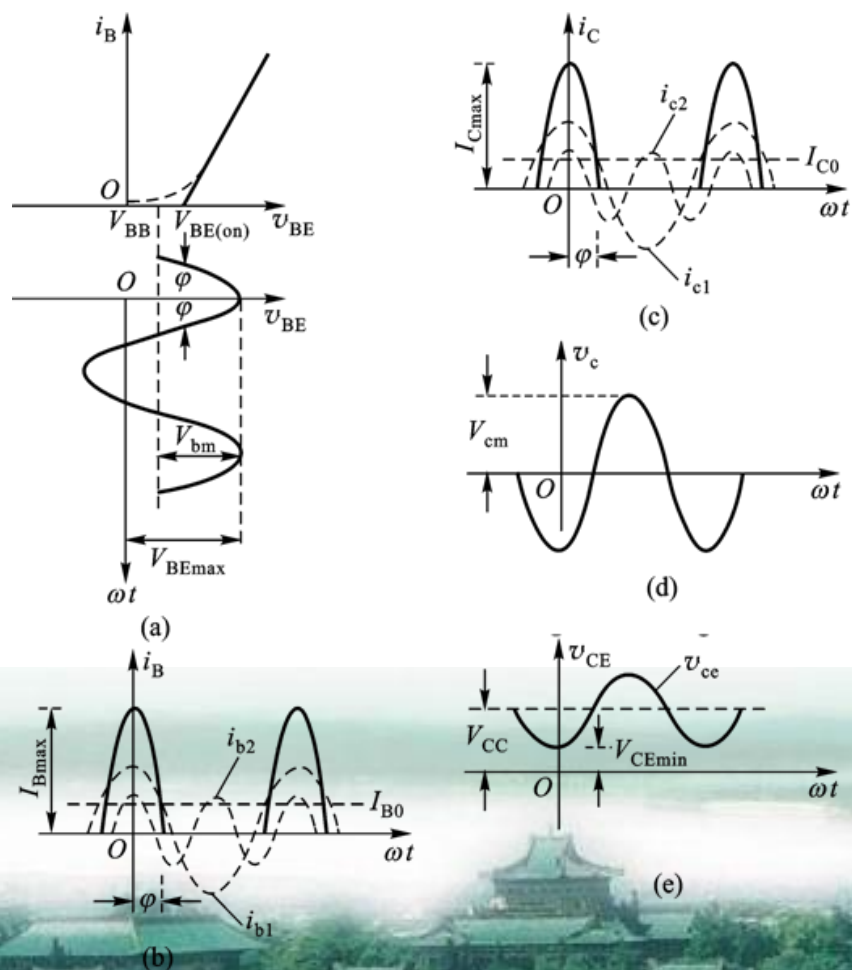
L_r 、 C_r 并谐回路的作用: 选频、阻抗匹配

$$Q_e = \frac{\omega L_r}{R_r} = \frac{1}{\omega C_r R_r} \quad \text{品质因数}$$

实际电路输入回路中有: 输入谐振回路 $L_1 C_1$, 并联谐振电阻为 R_{e1}

2.工作原理:

① 在 v_s 产生激励电流为 $i_s = I_{sm} \cos \omega t$ 作用下, 看各极电压电流波形:



• i_b 的波形为一串余弦脉冲

• i_c 的波形为一串余弦脉冲

$$I_{c0} = i_{cmax} \alpha_0(\varphi)$$

$$I_{cnm} = i_{cmax} \alpha_n(\varphi)$$

.....

$\alpha_0, \alpha_1, \dots, \alpha_n$ 称为电流分解分数

$$\varphi = 90^\circ \rightarrow \alpha_1(90^\circ) = \frac{1}{2}, \quad \alpha_0(90^\circ) = \frac{1}{\pi}$$

- v_b 的波形为余弦波

$$i_s = I_{sm} \cos \omega t \quad v_b = (I_{sm} - I_{blm}) R_{el} \cos \omega t$$

$$v_{BE} = -V_{BB} + v_b = -V_{BB} + (I_{sm} - I_{blm}) R_{el} \cos \omega t = -V_{BB} + V_{bm} \cos \omega t$$

- v_{ce} 的波形为余弦波

因负载是具有选频作用的 L_r 、 C_r 并谐回路；

所以 $v_{ce} = V_{cm} \cos \omega t$ （其中 $V_{cm} = I_{c1m} R_e$ ）

$$v_{CE} = V_{CC} - V_{cm} \cos \omega t$$



②结论:

- 工作原理描述: 在 i_s 为余弦信号的激励下, 丙类谐振功放的 i_b , i_c 均是余弦脉冲, 而 v_b, v_c 是完整的余弦波。
(因为输入输出均为LC选频网络)

- 管外特性方程:

$$v_{BE} = -V_{BB} + V_{bm} \cos \omega t$$

$$v_{CE} = V_{cc} - V_{cm} \cos \omega t$$

其中

$$V_{bm} = (I_{sm} - I_{blm}) R_{el}$$

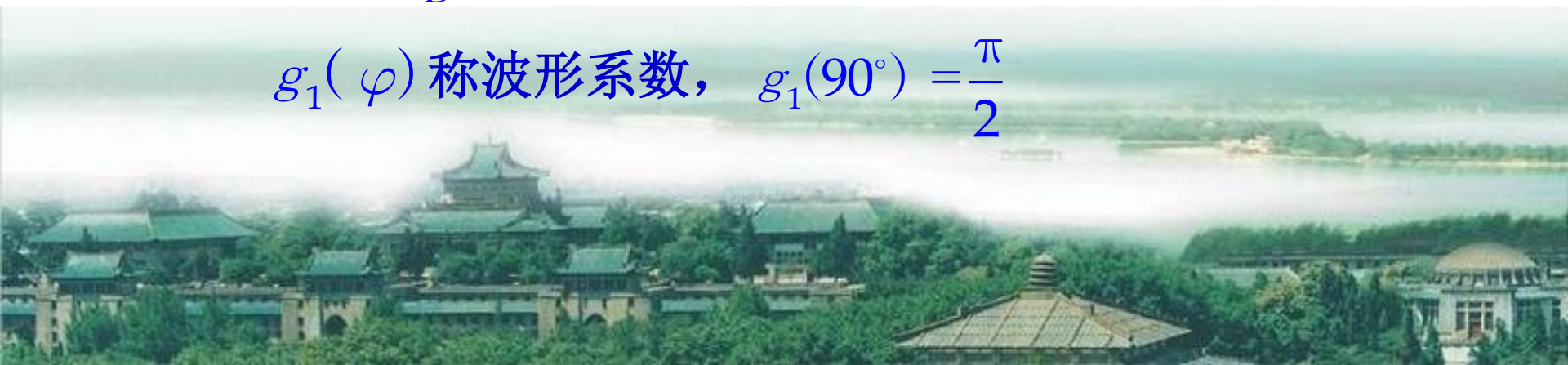
$$V_{Cm} = I_{Clm} R_e$$



3. 能量关系

- $P_D = V_{cc} I_{co} = V_{cc} i_{cmax} \alpha_0(\varphi)$
- $P_O = \frac{1}{2} I_{c1m} V_{cm} = \frac{1}{2} I_{c1m}^2 R_e = \frac{1}{2} V_{cm} i_{cmax} \alpha_1(\varphi)$
 $= \frac{1}{2} \xi V_{cc} i_{cmax} \alpha_1(\varphi)$
- $P_C = P_D - P_O$
- $\eta_c = \frac{P_O}{P_D} = \frac{1}{2} \xi \cdot \alpha_1(\varphi) / \alpha_0(\varphi) = \frac{1}{2} \xi \cdot g_1(\varphi)$

$g_1(\varphi)$ 称波形系数, $g_1(90^\circ) = \frac{\pi}{2}$



4、丙类谐振功放工作状态的分析

1. 工作状态的划分方法

按工作区划分

- 欠压状态：管子导通时，动态线处在放大区
- 临界状态：管子导通时，动态线达到临界饱和区
- 过压状态：管子导通时，动态线进入饱和区

2. 如何求动态线

①依据：管外特性方程以及管内特性

②方法：近似静态特性分析方法、图解法、折线法



(1) 由近似静态特性假设,可得管外特性方程:

(对基波谐振, 输入输出特性用静态曲线近似)

$$\begin{aligned} v_{BE} &= -V_{BB} + V_{bm} \cos \omega t & V_{bm} &= (I_{sm} - I_{blm}) R_{el} \\ v_{CE} &= V_{CC} - V_{cm} \cos \omega t & V_{Cm} &= I_{Clm} R_e \end{aligned} \quad \text{其中}$$

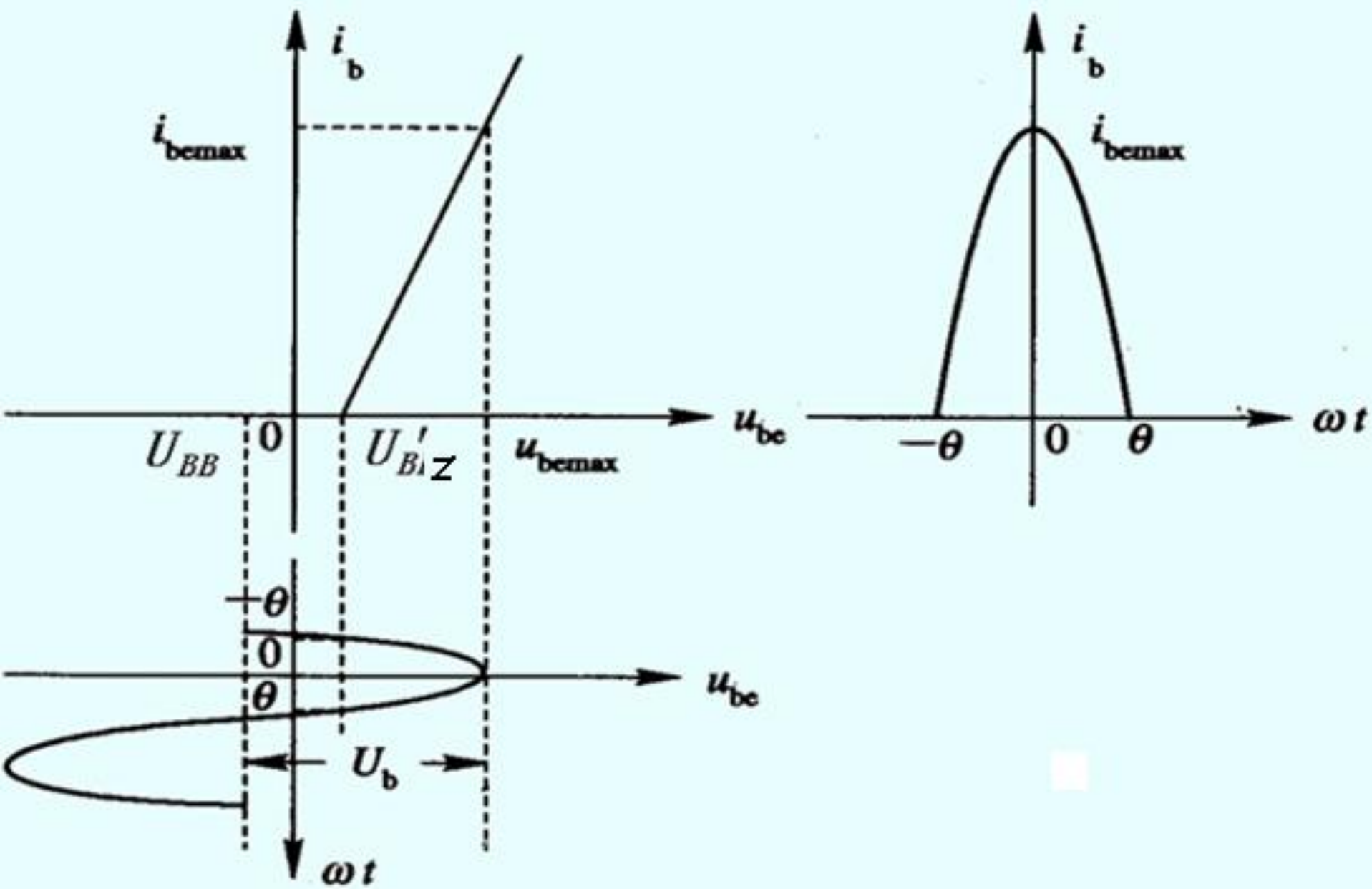
一般是给定: V_{BB} V_{CC} V_{bm} V_{cm} 来分析放大器特性

(2) 管内特性见以下各图

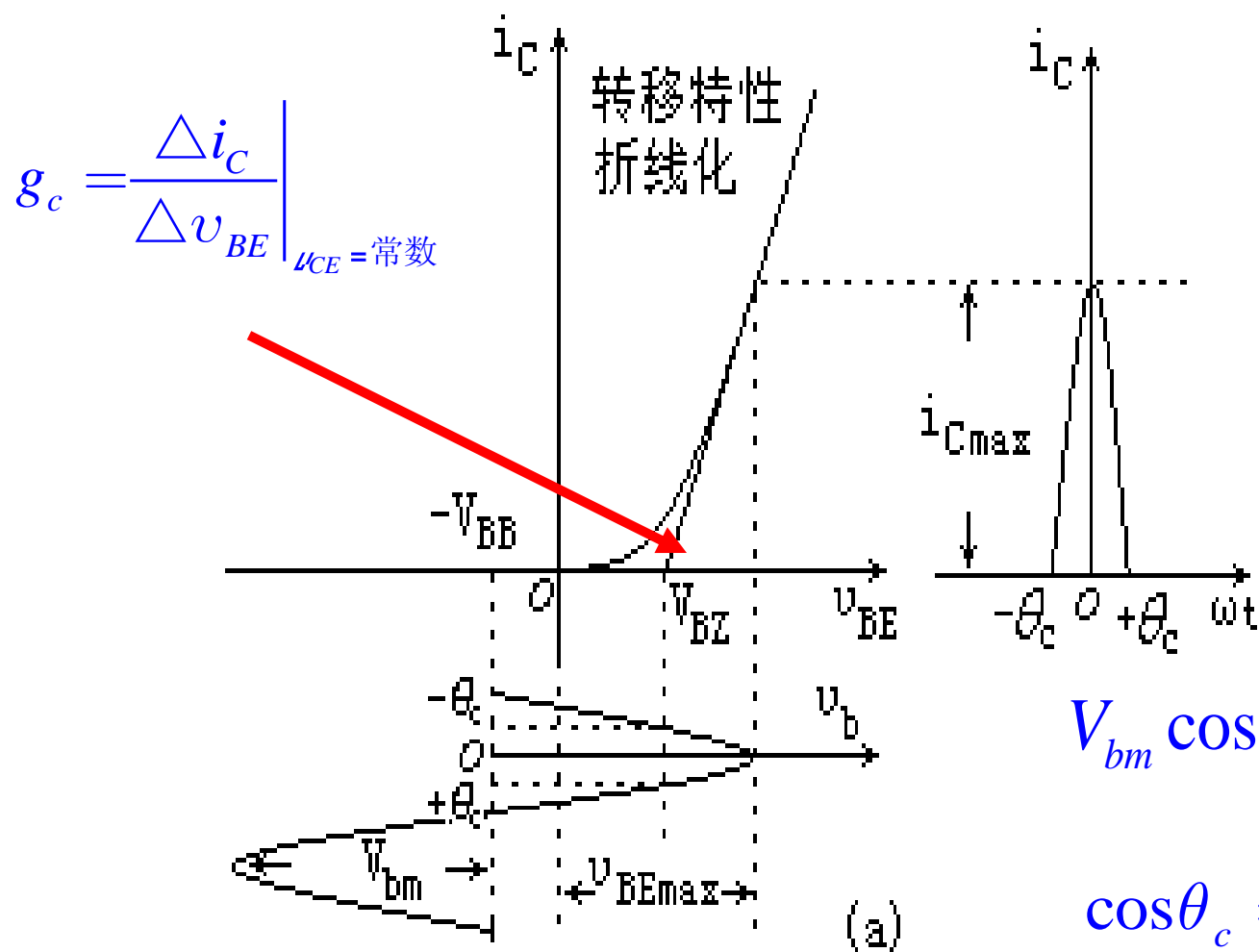
(3) 放大器必须满足(1)和(2)



管内特性: 输入特性



管内特性: 转移特性



$$V_{bm} \cos \theta_c = V_{BZ} + |V_{BB}|$$

$$\cos \theta_c = \frac{V_{BZ} + |V_{BB}|}{V_{bm}}$$

高频功率放大器中各部分电压与电流的关系

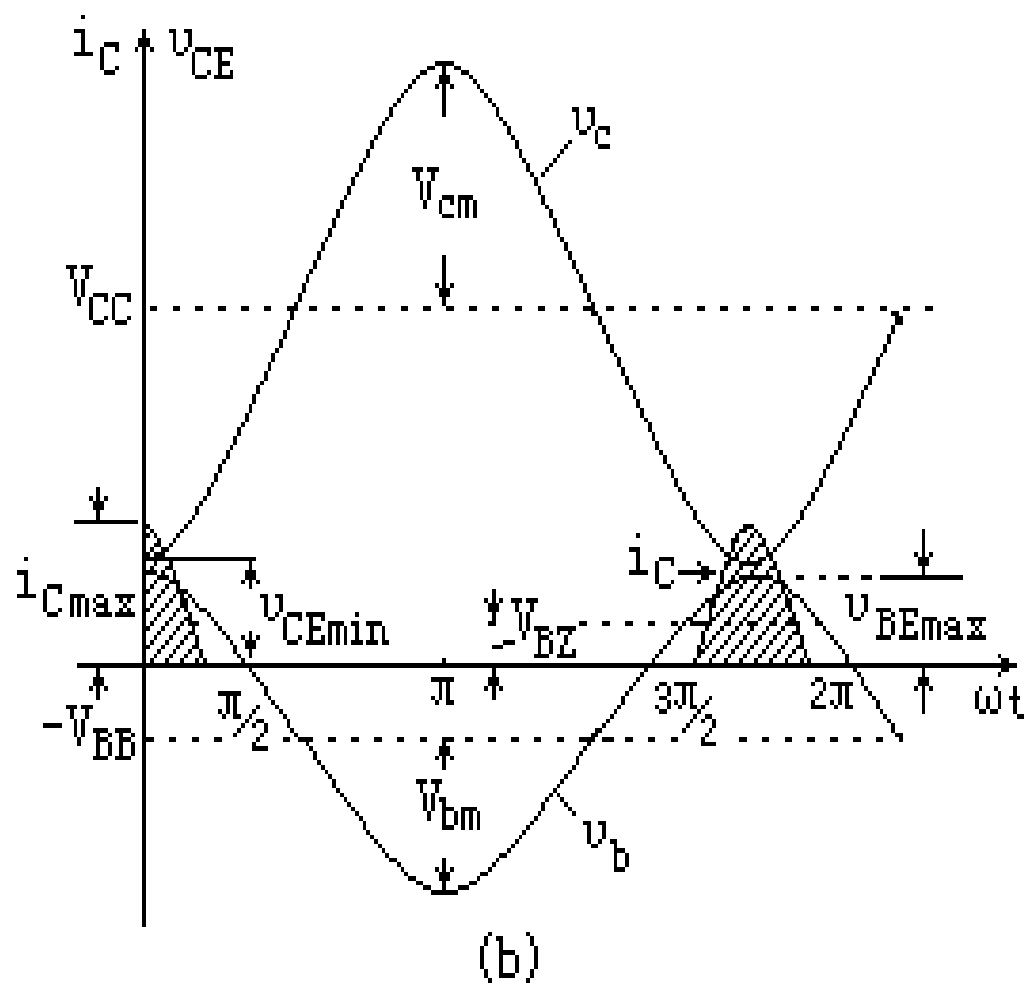


图4-1-2 高频功率放大器中各部分电压与电流的关系

管内特性: 输出特性理想化

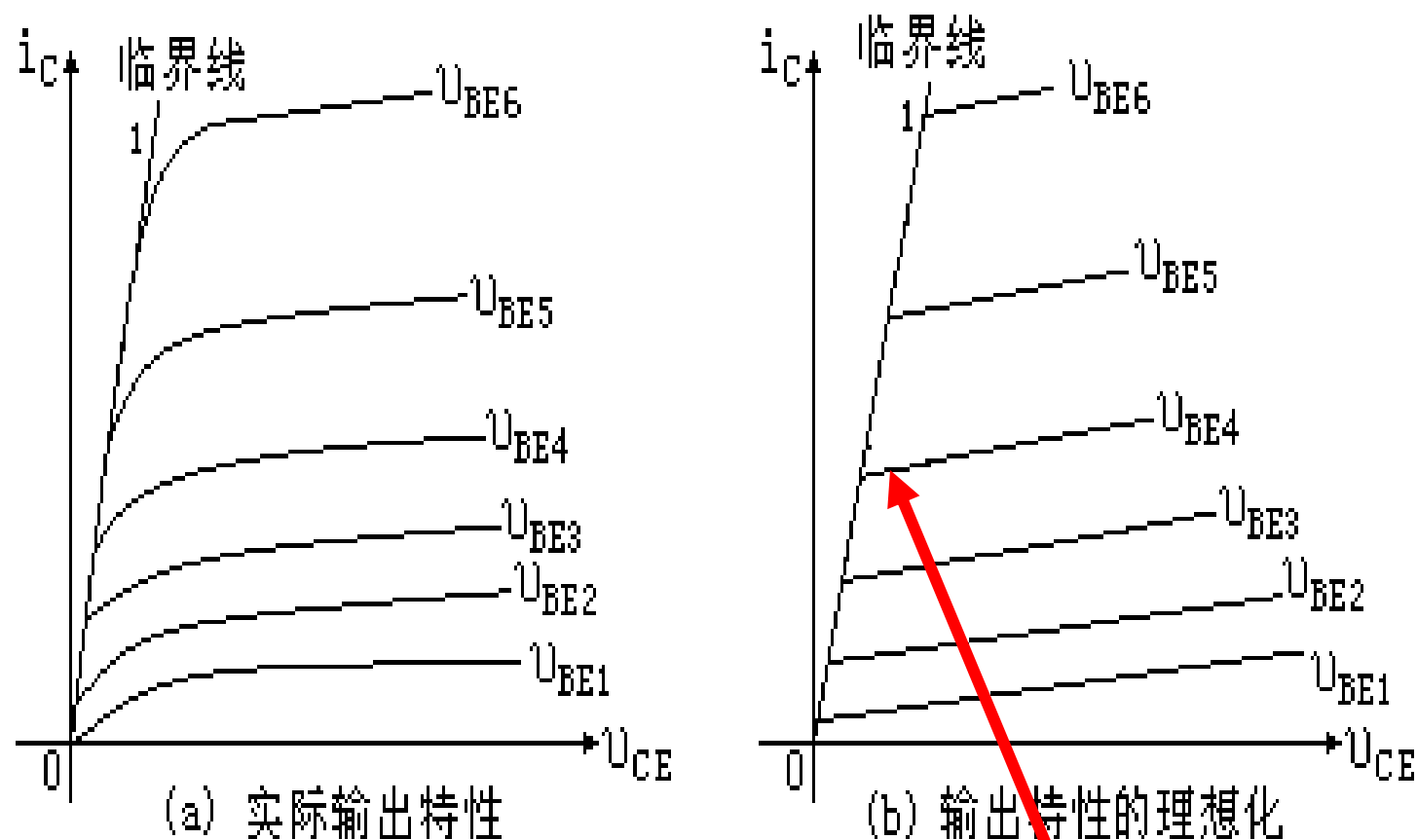
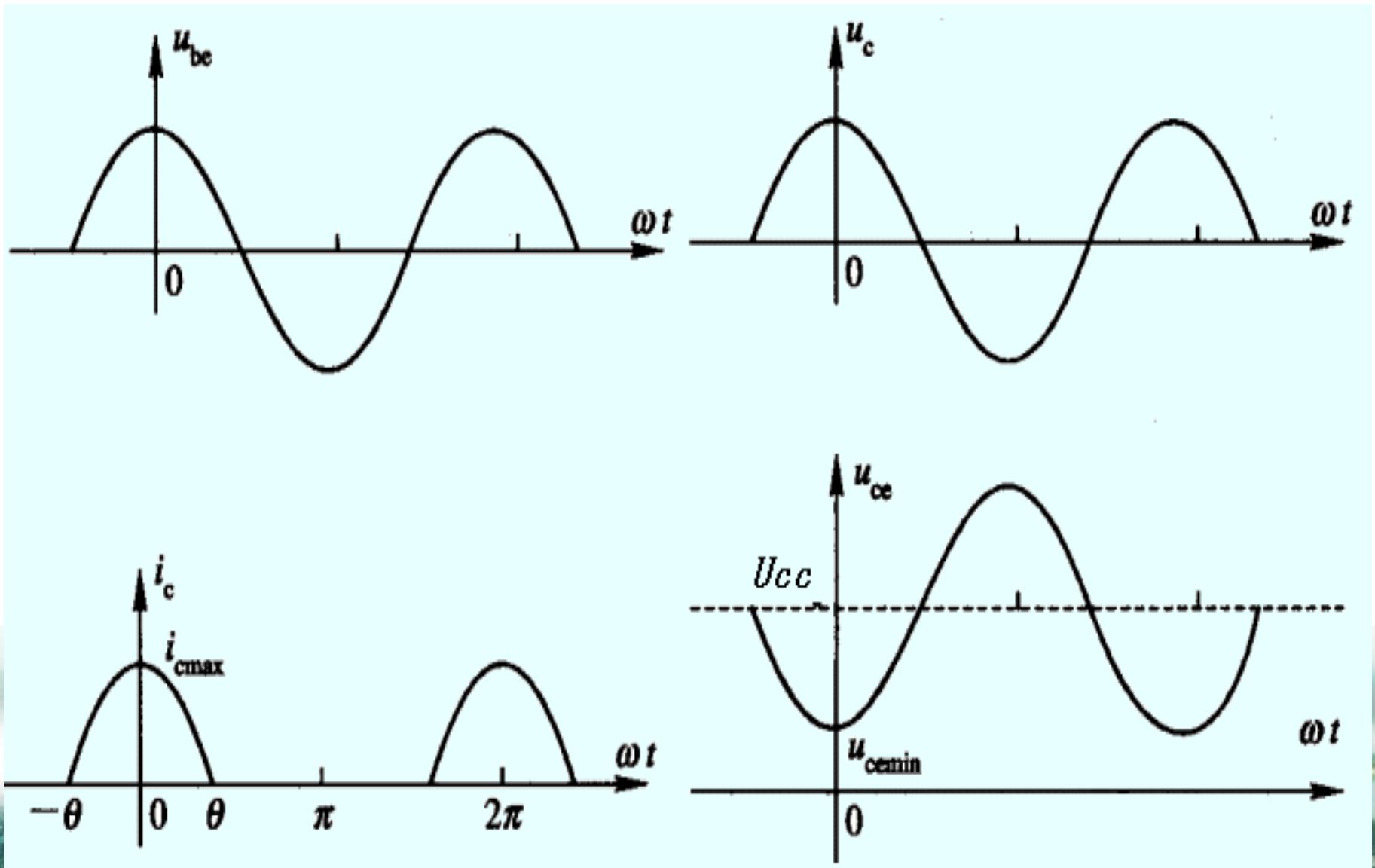


图4-1-3 三极管的输出特性及其理想化

$$i_C = g_{cr} U_{CE}$$

输出波形



$$i_C = g_{cr} v_{CE} \leftarrow \text{--- 临界线方程}$$

$$g_c = \frac{\Delta i_C}{\Delta v_{BE}} \bigg|_{v_{CE} = \text{常数}} \leftarrow \text{--- } g_c \text{ 称为跨导, 一般约为几十至几百 mS (电子管跨导一般只有一至十几 mS) [转移特性]$$

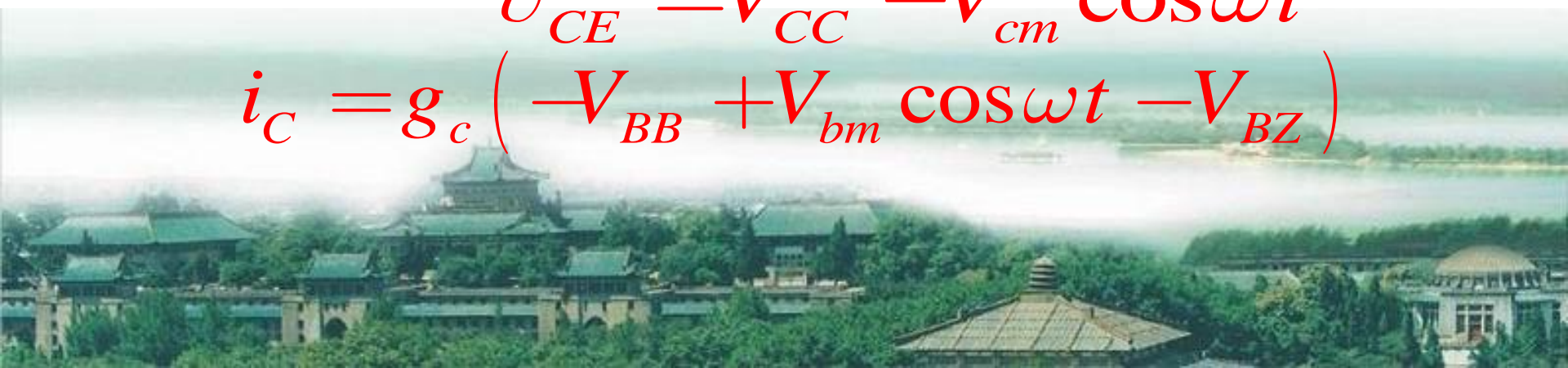
$$i_C = g_c (v_{BE} - V_{BZ}) \quad \text{理想化静态特性晶体管的内部特性}$$

外部电路关系

$$v_{BE} = -V_{BB} + V_{bm} \cos \omega t$$

$$v_{CE} = V_{CC} - V_{cm} \cos \omega t$$

$$i_C = g_c (-V_{BB} + V_{bm} \cos \omega t - V_{BZ})$$



当 $\omega t = \theta_c$ 时, $i_c = 0$, 代入上式得

$$0 = g_c (-V_{BB} + V_{bm} \cos \theta_c - V_{BZ})$$
$$\cos \theta_c = \frac{V_{BB} + V_{BZ}}{V_{bm}} \quad i_c = g_c (-V_{BB} + V_{bm} \cos \omega t - V_{BZ})$$
$$= g_c [V_{bm} \cos \omega t - (V_{BB} + V_{BZ})]$$

知道了 V_{bm} 、 V_{BB} 与 V_{BZ} 各值, θ_c 的值便完全确定。

$$i_c = g_c V_{bm} (\cos \omega t - \cos \theta_c)$$

$$i_{c \max} = g_c V_{bm} (1 - \cos \theta_c)$$

$$\frac{i_c}{i_{c \max}} = \frac{\cos \omega t - \cos \theta_c}{1 - \cos \theta_c}$$



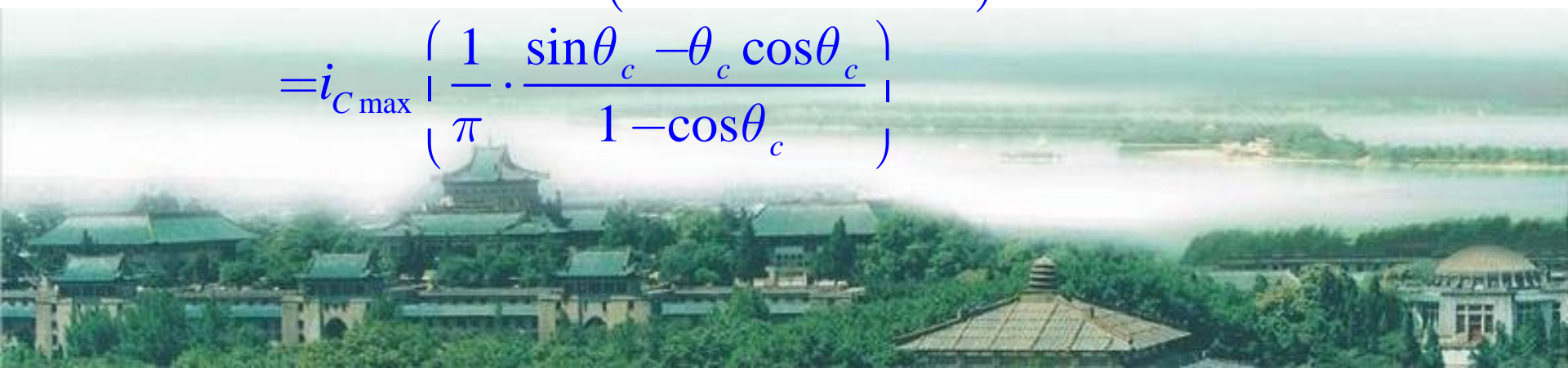
$$i_C = i_{C\max} \left(\frac{\cos \omega t - \cos \theta_c}{1 - \cos \theta_c} \right) \quad \text{为尖顶余弦电流脉冲的解析式}$$

尖顶电流脉冲分解为傅立叶级数:

$$i_C = I_{C0} + I_{cm1} \cos \omega t + I_{cm2} \cos 2\omega t + \cdots + I_{cmn} \cos n\omega t + \cdots$$

尖顶电流脉冲分解为傅立叶级数:

$$\begin{aligned} I_{C0} &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} i_C d(\omega t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\theta_c}^{\theta_c} i_C d(\omega t) \\ &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\theta_c}^{\theta_c} i_{C\max} \left(\frac{\cos \omega t - \cos \theta_c}{1 - \cos \theta_c} \right) d(\omega t) \\ &= i_{C\max} \left(\frac{1}{\pi} \cdot \frac{\sin \theta_c - \theta_c \cos \theta_c}{1 - \cos \theta_c} \right) \end{aligned}$$



$$I_{cm1} = \frac{1}{\pi} \int_{-\theta_c}^{+\theta_c} i_C \cos \omega t d(\omega t)$$

$$= i_{C \max} \left[\frac{1}{\pi} \cdot \frac{\theta_c - \sin \theta_c \cos \theta_c}{1 - \cos \theta_c} \right]$$

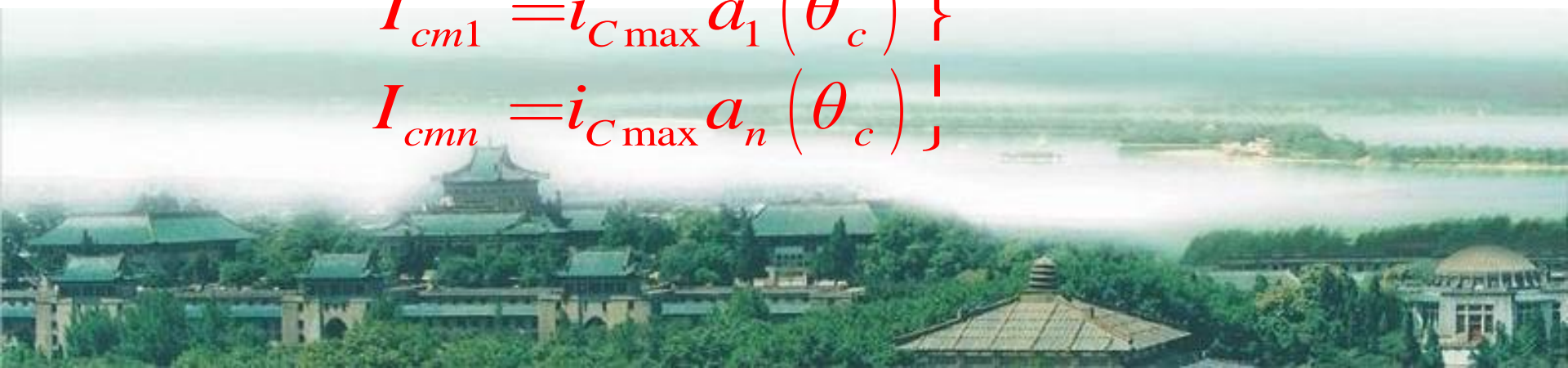
$$I_{cmn} = \frac{1}{\pi} \int_{-\theta_c}^{+\theta_c} i_C \cos n \omega t d(\omega t)$$

$$= i_{C \max} \left[\frac{2}{\pi} \cdot \frac{\sin n \theta_c \cos \theta_c - n \cos n \theta_c \sin \theta_c}{n(n^2 - 1)(1 - \cos \theta_c)} \right]$$

$$I_{C0} = i_{C \max} a_0(\theta_c)$$

$$I_{cm1} = i_{C \max} a_1(\theta_c)$$

$$I_{cmn} = i_{C \max} a_n(\theta_c)$$



式中 α_0 、 α_1 、……、 α_n 等是 θ_c 的函数，称为尖顶余弦脉冲的分解系数，它们是：

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

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

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



当 $\theta_c \approx 120^\circ$ 时, $I_{cm1}/i_{C\max}$ 达到最大值

$P_o = I_{cm1}^2 R_p / 2$ 达到最大值

$$\eta_c = \frac{P_o}{P_D} = \frac{1}{2} \frac{V_{cm} I_{cm1}}{V_{CC} I_{C0}} = \frac{1}{2} \xi \frac{\alpha_1(\theta_c)}{\alpha_0(\theta_c)} = \frac{1}{2} \xi g_1(\theta_c)$$



- ◎ $g_1(\theta_c) = \alpha_1(\theta_c) / \alpha_0(\theta_c)$ 叫波形系数， θ_c 越小， α_1/α_0 就越大，在极端情况 $\theta_c=0$ 时： $g_1(\theta_c) = \alpha_1(\theta_c) / \alpha_0(\theta_c) = 2$ 达最大值。如果此时 $\xi=1$ ，则 η_c 可达 100%，这时是不能用的，因为效率虽然最高，但 $i_c=0$ ，没有功率输出。
- ◎ 随着 θ_c 的增大， $g_1(\theta_c)$ 减小，当 $\theta_c \approx 120^\circ$ 时：虽然输出功率最大，但 $g_1(\theta_c)$ 又嫌太小，效率太低。因此，为了兼顾功率与效率，最佳通角取 **70° 左右**。
- ◎ $\theta_c=60^\circ$ 时， **α_2** 达到最大值； $\theta_c=40^\circ$ 时， **α_3** 达到最大值。这些数值是设计倍频器的参考值。

◎ 结论：对各次倍频其通式可表示为 **(120°/n)**



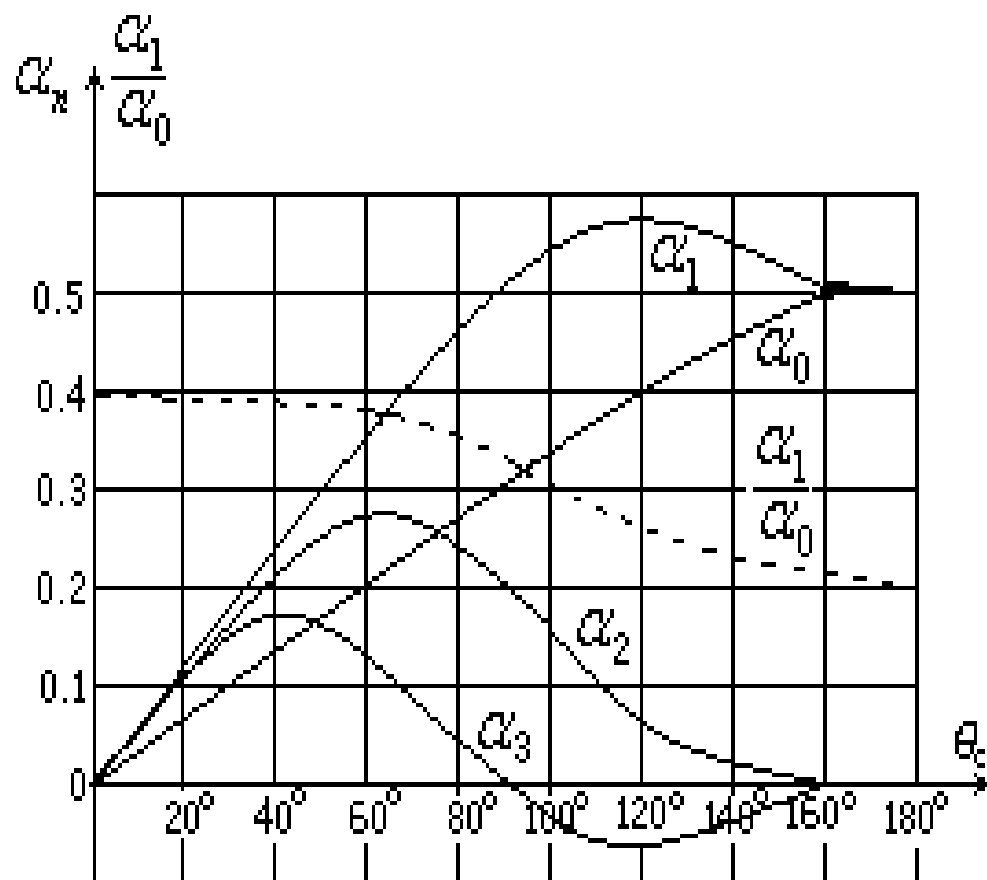
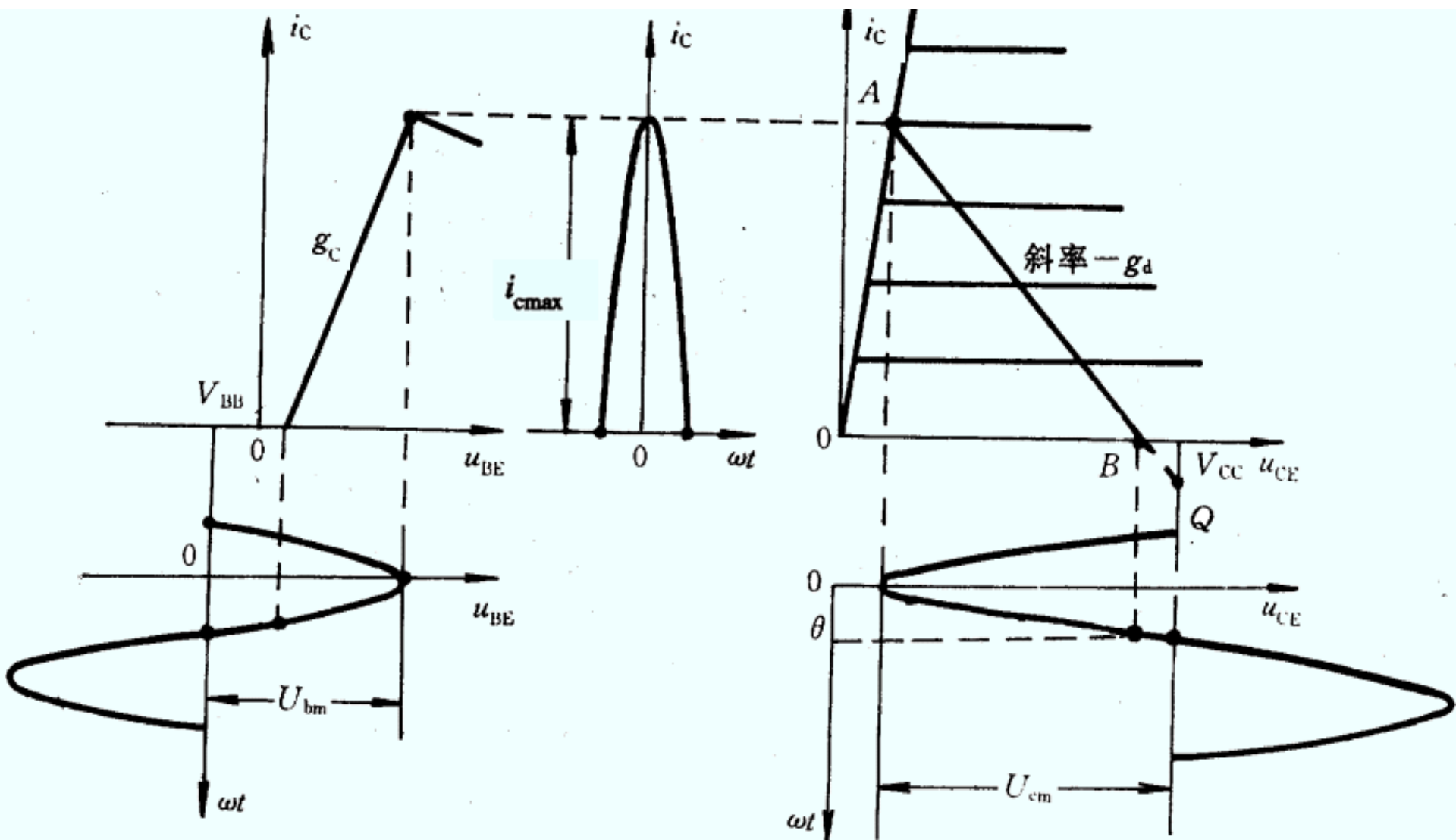


图4-1-6 尖顶余弦脉冲的分解系数



4.2 谐振功率放大器的性能特点

4.2.1 谐振功率放大器的动态特性



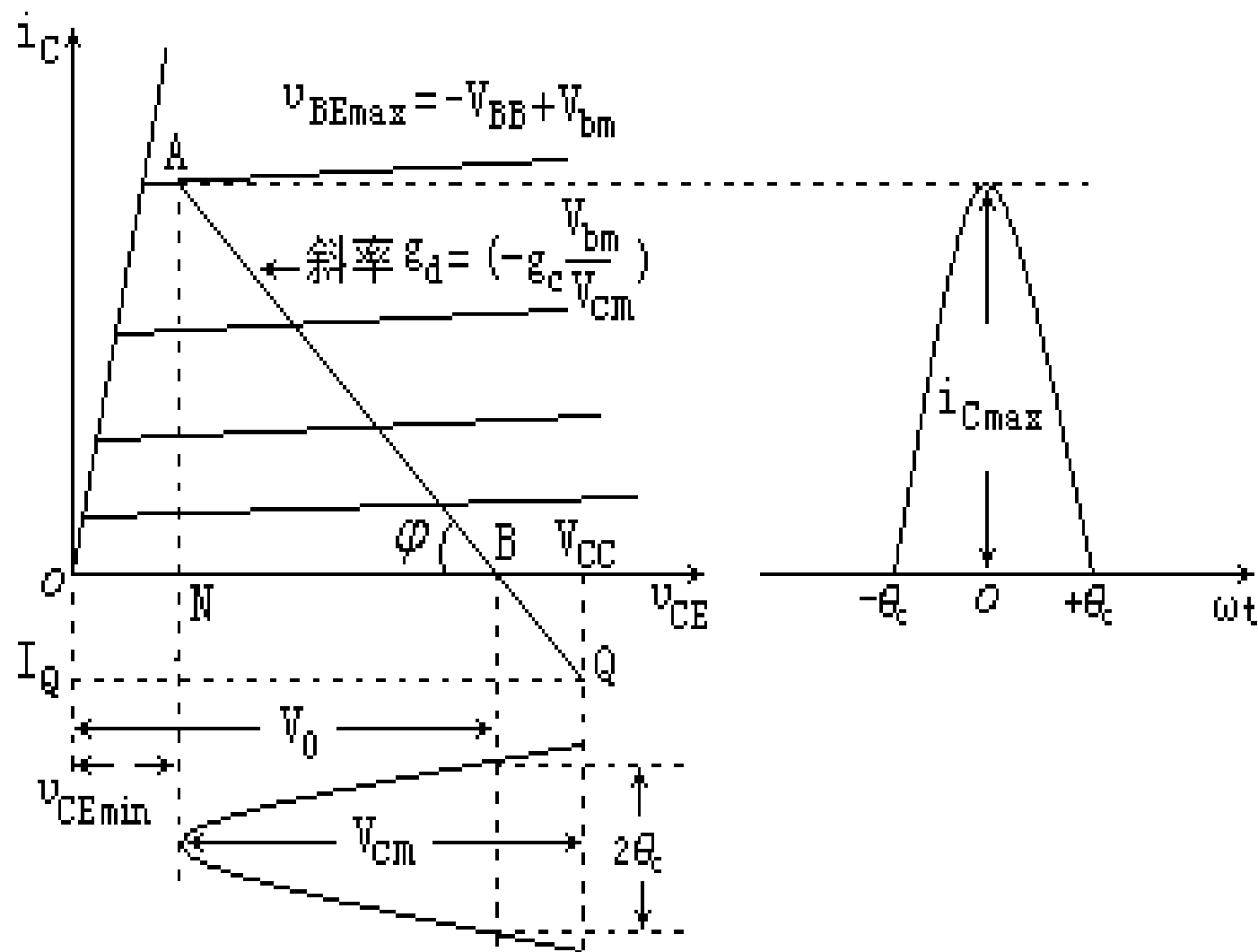
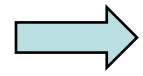


图4-2-1 $i_C - v_{CE}$ 坐标平面上的动态特性曲线的作法与相应的 i_C 的波形

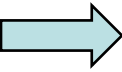


$$v_{BE} = -V_{BB} + V_{bm} \cos \omega t$$



$$v_{BE} = -V_{BB} + V_{bm} \frac{V_{CC} - v_{CE}}{V_{cm}}$$

$$v_{CE} = V_{CC} - V_{cm} \cos \omega t$$



$$i_C = g_c (v_{BE} - V_{BZ})$$

$$(i_C) = g_c \left[-V_{BB} + V_{bm} \frac{(V_{CC} - v_{CE})}{V_{cm}} - V_{BZ} \right]$$

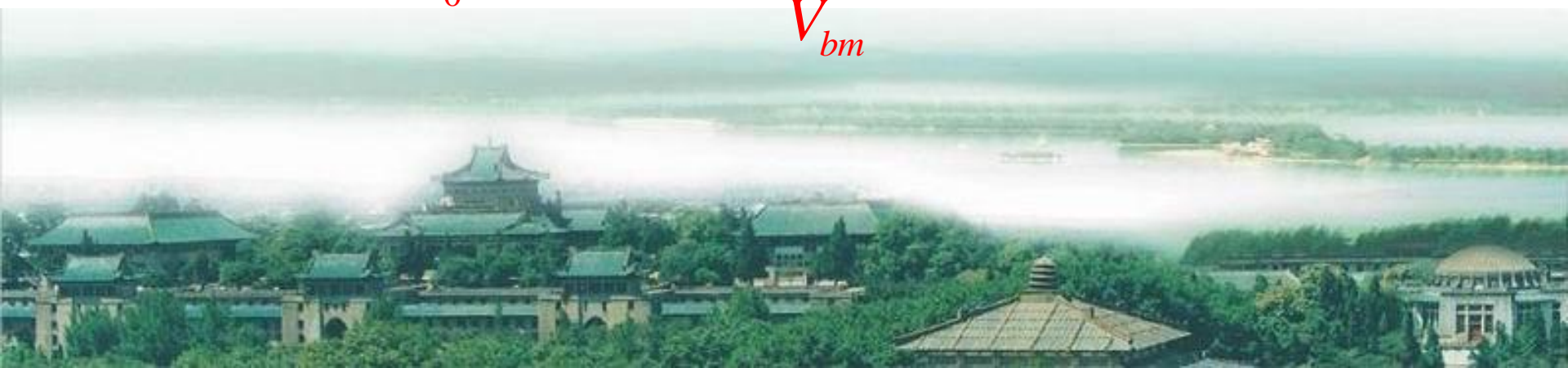
$$= -g_c \left(\frac{V_{bm}}{V_{cm}} \right) \left[v_{CE} - \frac{V_{bm} V_{CC} - V_{BZ} V_{cm} - V_{BB} V_{cm}}{V_{bm}} \right]$$

$$= g_d (v_{CE} - V_0)$$

$$\begin{aligned}
 i_C &= g_c \left[-V_{BB} + V_{bm} \frac{(V_{CC} - v_{CE})}{V_{cm}} - V_{BZ} \right] \\
 &= -g_c \left(\frac{V_{bm}}{V_{cm}} \right) v_{CE} - \left(\frac{V_{bm} V_{CC} - V_{BZ} V_{cm} - V_{BB} V_{cm}}{V_{bm}} \right) \\
 &= g_d (v_{CE} - V_0)
 \end{aligned}$$

表示一个斜率为: $-g_c \left(\frac{V_{bm}}{V_{cm}} \right)$

截距为: $V_0 = \frac{V_{bm} V_{CC} - V_{BZ} V_{cm} - V_{BB} V_{cm}}{V_{bm}}$ 的直线



◎确定动态特性曲线的另一种方法:

①在静态点Q:

$$v_{CEQ} = V_{CC}, \quad v_{BEQ} = -V_{BB}$$



$$i_{cQ} = I_Q = g_c (-V_{BB} - V_{BZ})$$

在丙类工作状态时， I_Q 是实际上不存在的电流叫做**虚拟电流**， I_Q 仅是用来确定Q点位置的

②在A点:

$$v_{CE} = v_{CE \min} = V_{cc} - V_{cm}, \quad v_{BE} = v_{BE \max} = -V_{BB} + V_{bm}$$

③求出A、Q两点，即可作出动态特性直线，其中**BQ**段表示电流截止期内的动态线，用虚线表示。



◎利用所求得的负载线，可画出对应的集电极电流、电压的波形，从而确定其等效的负载电阻，由图4-2-1可见，在NBA三角形中， $NA=i_{Cmax}$ 为集电极电流峰值。

$$NB = NV_{CC} - BV_{CC} = V_{cm} - V_{cm} \cos \theta_c = V_{cm} (1 - \cos \theta_c)$$

$$\tan \varphi = \frac{NA}{NB} = \frac{i_{C\max}}{V_{cm} \left(1 - \cos \theta_c \right)}$$

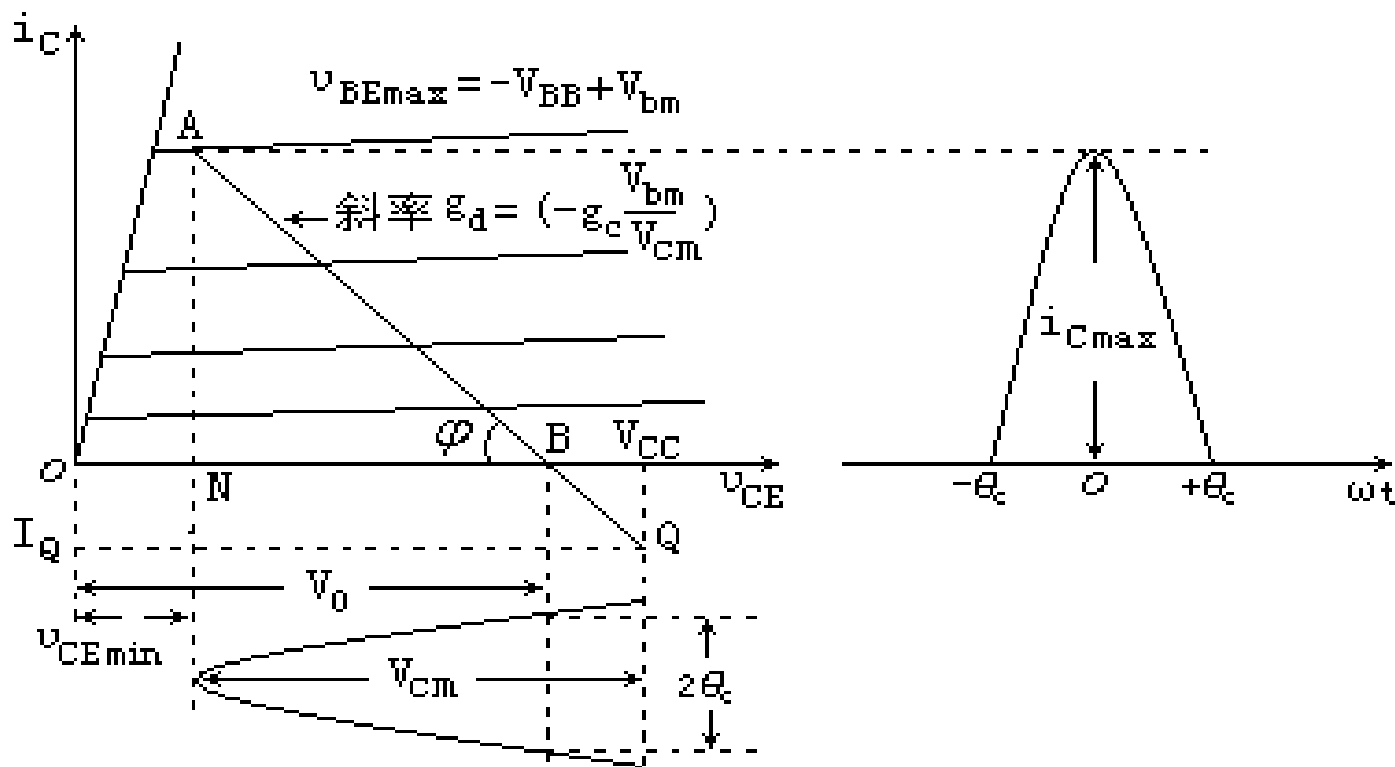


图4-2-1 $i_C - u_{CE}$ 坐标平面上的动态特性曲线的作法与相应的 i_C 的波形

$$R'_c = \frac{1}{\tan \varphi} = \frac{V_{cm} (1 - \cos \theta_c)}{i_{C \max}}$$

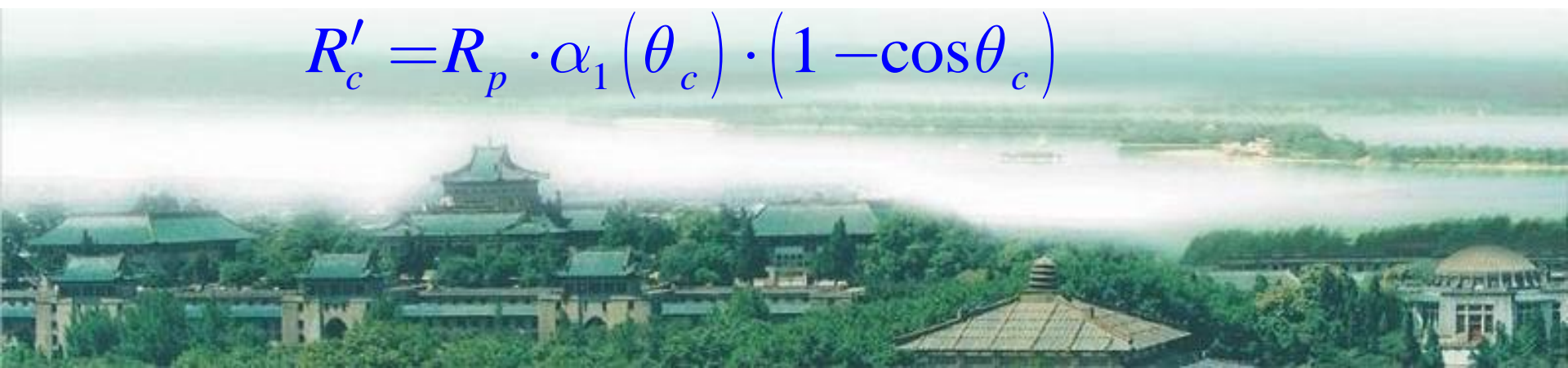
负载电阻 R_p 则应是集电极基波电流振幅 I_{cm1} 和集电极基波电压振幅 V_{cm} 之比：

$$R_p = \frac{V_{cm}}{I_{cm1}} = \frac{V_{cm}^2}{2P_o}$$

$$i_{C \max} = I_{cm1} / \alpha_1(\theta_c)$$

$$R'_c = \frac{V_{cm}}{I_{cm1}} \cdot \alpha_1(\theta_c) \cdot (1 - \cos \theta_c)$$

$$R'_c = R_p \cdot \alpha_1(\theta_c) \cdot (1 - \cos \theta_c)$$



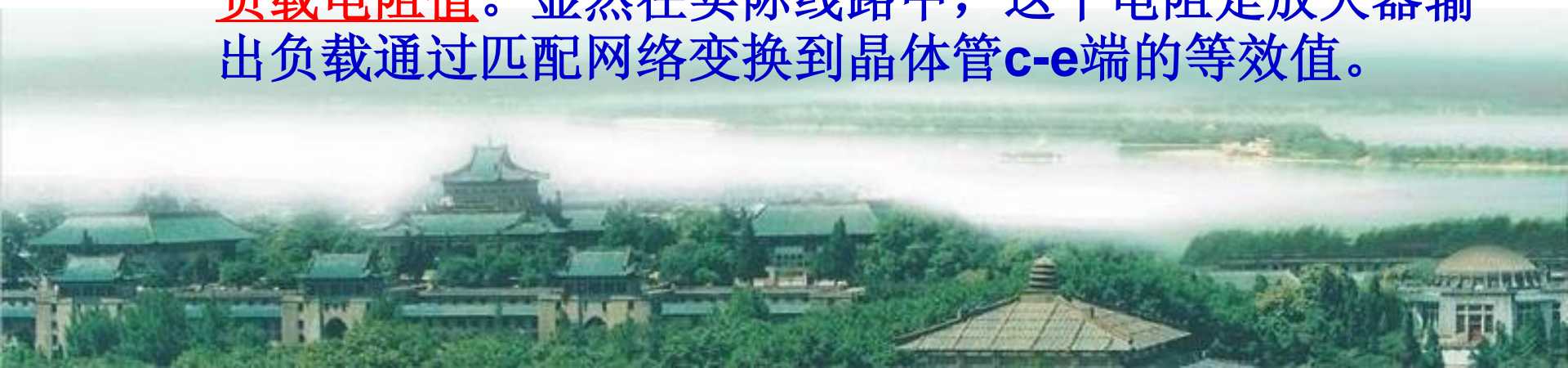
◎ R_p 是基波状态时晶体管的负载电阻；

R'_c 是动态线的等效电阻：

① R_p 是谐振回路的谐振电阻，它与回路本身的品质因数及实际负载 R_L 的大小有关，当 R_p 一定时，导通角的变化将引起动态线等效电阻 R'_c ($\theta_c \downarrow \Rightarrow R'_c \downarrow$ ； $\theta_c \uparrow \Rightarrow R'_c \uparrow$) 的变化。

② $R_p = R'_c / \alpha_1(\theta_c)(1 - \cos\theta_c)$ 从可知：

【1】 随着流通角的减小，晶体管要求的负载电阻将增加。或者说，要提高放大器的效率，就要求晶体管具有大的负载电阻值。显然在实际线路中，这个电阻是放大器输出负载通过匹配网络变换到晶体管c-e端的等效值。



- 【2】当工作频率较高或输出功率较大时，通过匹配网络要在c-e端得到一个较大的等效负载电阻值是很困难的。
- 【3】结论：所以为了实现晶体管 and 负载的良好匹配， R_p 不宜选得过大。即流通角不能选得过小，这就是谐振功率放大器通角一般不低于 70° 的原因。



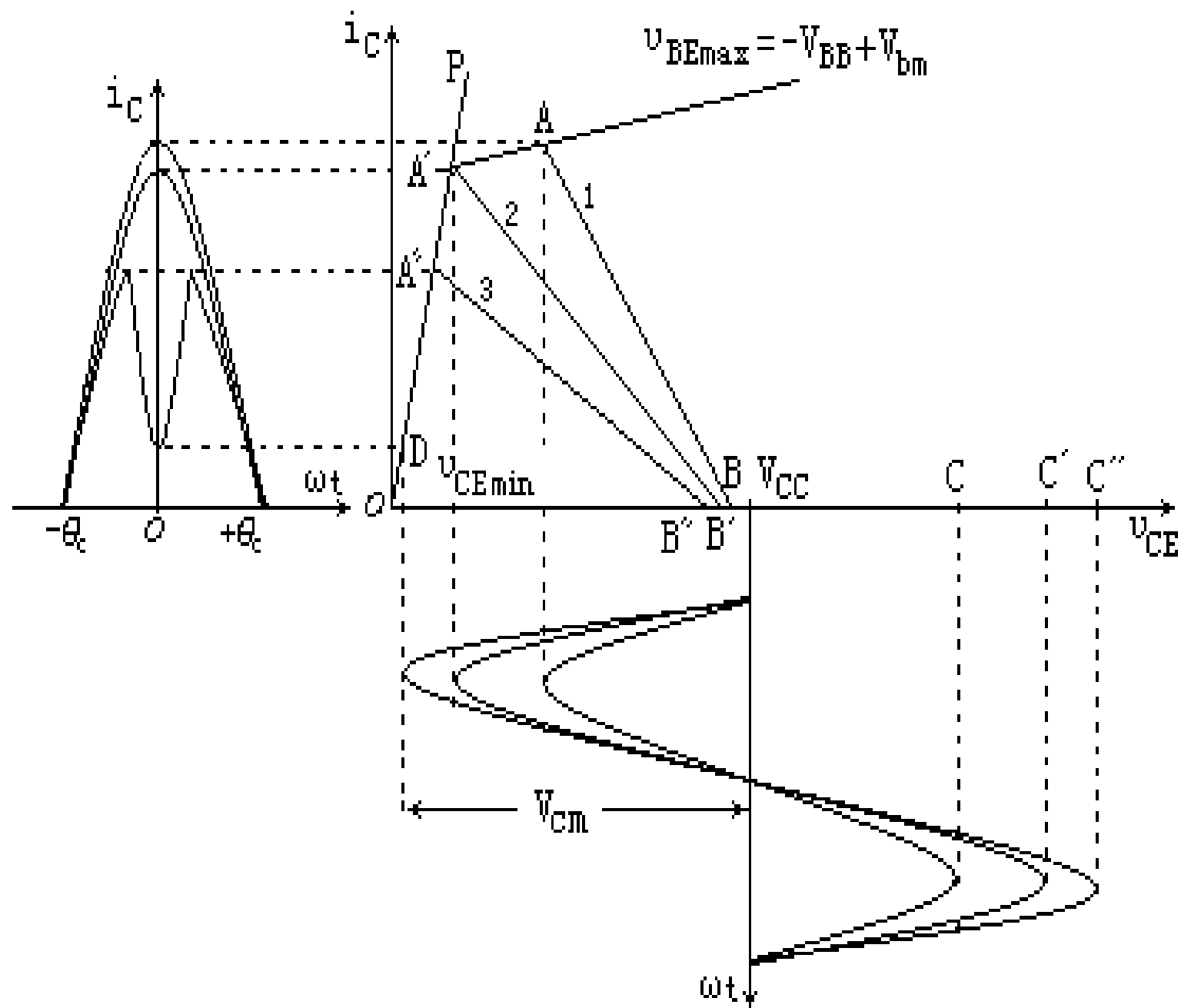


图4-2-2 不同 V_{cm} 时的动态线及相应的集电极电流波形

◎动态特性曲线实际上也类似于低频放大器中的负载线，也叫它为工作路：其斜率与负载阻抗有关。

◎负载阻抗越大，在它上面产生的交流输出电压 V_{cm} 越大，负载线的斜率（ $g_d = -g_c V_{bm} / V_{cm}$ ）越小。因此，放大器的工作状态随着负载的不同而变化。图4-2-2示出了对应于各种不同负载阻抗值 R_p 的动态特性以及相应的集电极电流脉冲和回路两端电压的波形：

①动态特性曲线1代表 R_p 较小且 V_{cm} 也较小的情形：

称为欠压工作状态。它与 $U_{BE} = U_{BE\max}$ 静态特性曲线的交点A决定了集电极电流脉冲的高度。显然，这时电流波形为尖顶余弦脉冲，如图4-2-2左方所示。



②随着 R_p 的增加，动态线斜率逐渐减小，输出电压 V_{cm} 也逐渐增加。直到它与临界线 OP 、静态特性曲线 $U_{BE}=U_{BE\max}$ 相交于一点时，放大器工作于临界状态。此时电流波形仍为尖顶余弦脉冲。

③负载阻抗 R_p 继续增加，输出电压进一步增大，即进入过压工作状态。动态线3就是这种情形：

动态线3与临界线的交点 A'' 决定了电流脉冲的高度：

由 A'' 点作与横轴的平行线与图左边的集电极电流 i_c 有两个交点。从右边的交点作临界线的平行线，平行线与 i_c 纵轴的交点即为电流脉冲下凹处的高度，此高度与临界线的交点D对应 $V_{CE\min}$ 。



可见，放大器工作在过压状态时，相应的动态特性曲线由 **DA''** 和 **$A''B''$** 及 **$B''C''$** 三段折线组成，沿动态线画出的集电极电流为顶部凹陷的余弦脉冲，其中凹陷部分是对应于动态线的折线段画出的。显然， V_{cm} 越大，动态点 **A''** 向临界饱和线
下段移动得就越多，相应的集电极电流脉冲也就凹陷越深，并且高度越低：或者临界饱和线斜率越大，较小的 V_{cm} 会引起较大电流脉冲下凹的幅度。

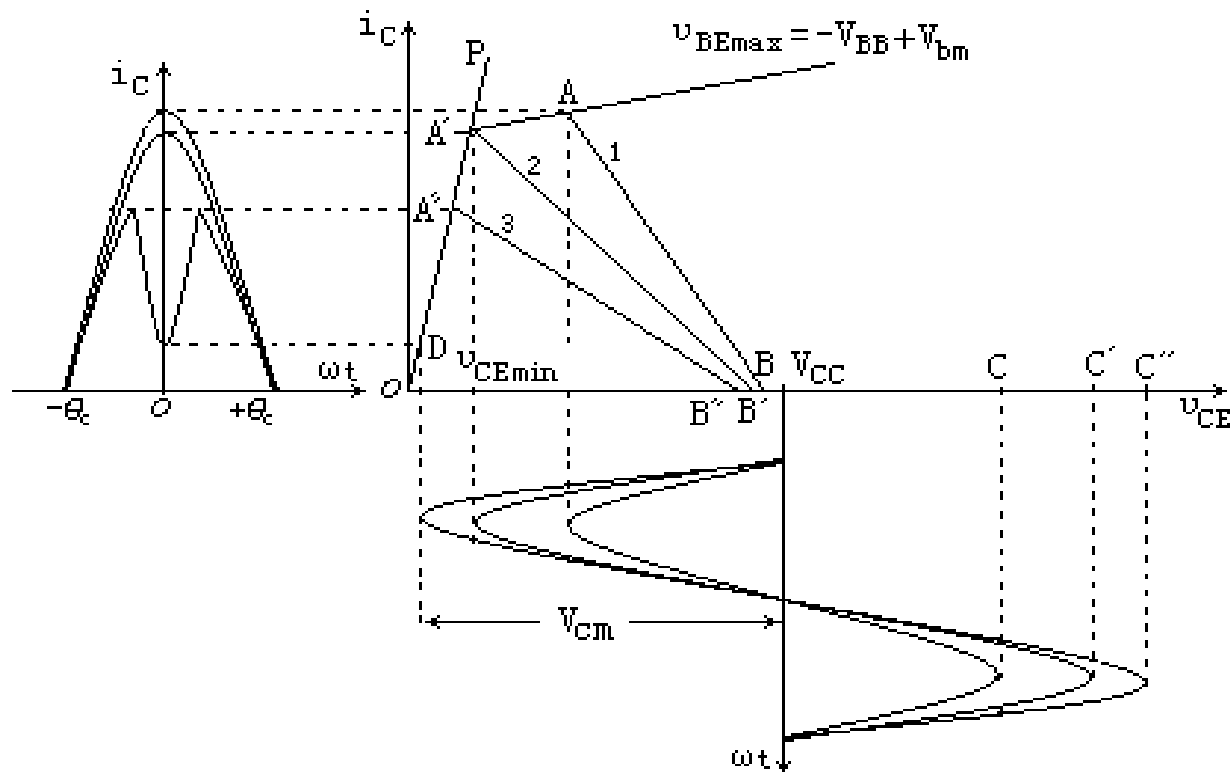
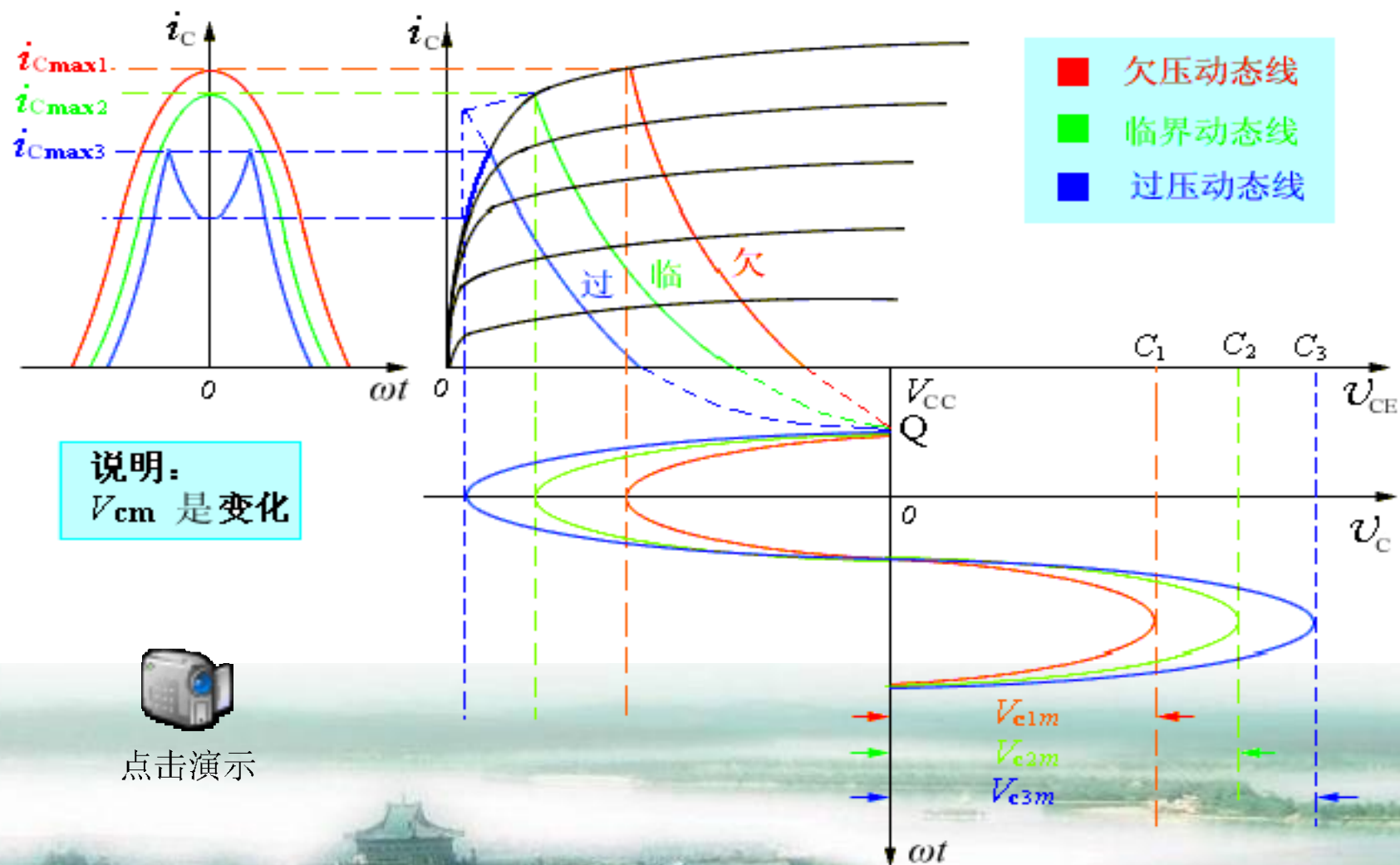


图4-2-2 不同 V_{cm} 时的动态线及相应的集电极电流波形

◎动态线与波形：



点击演示

◎结论:

- **动态线**由一根曲线（因负载是电抗性质）与一根线段构成，动态线与横轴交在小于 V_{CC} 地方（因 $\varphi < 90^\circ$ ）
- **集电极电流**是一串余弦脉冲（或一串凹陷脉冲）
- **过压状态电流出现凹陷原因**是集电极负载是谐振回路所致



4.2.2 四个电压量对性能影响的定性分析

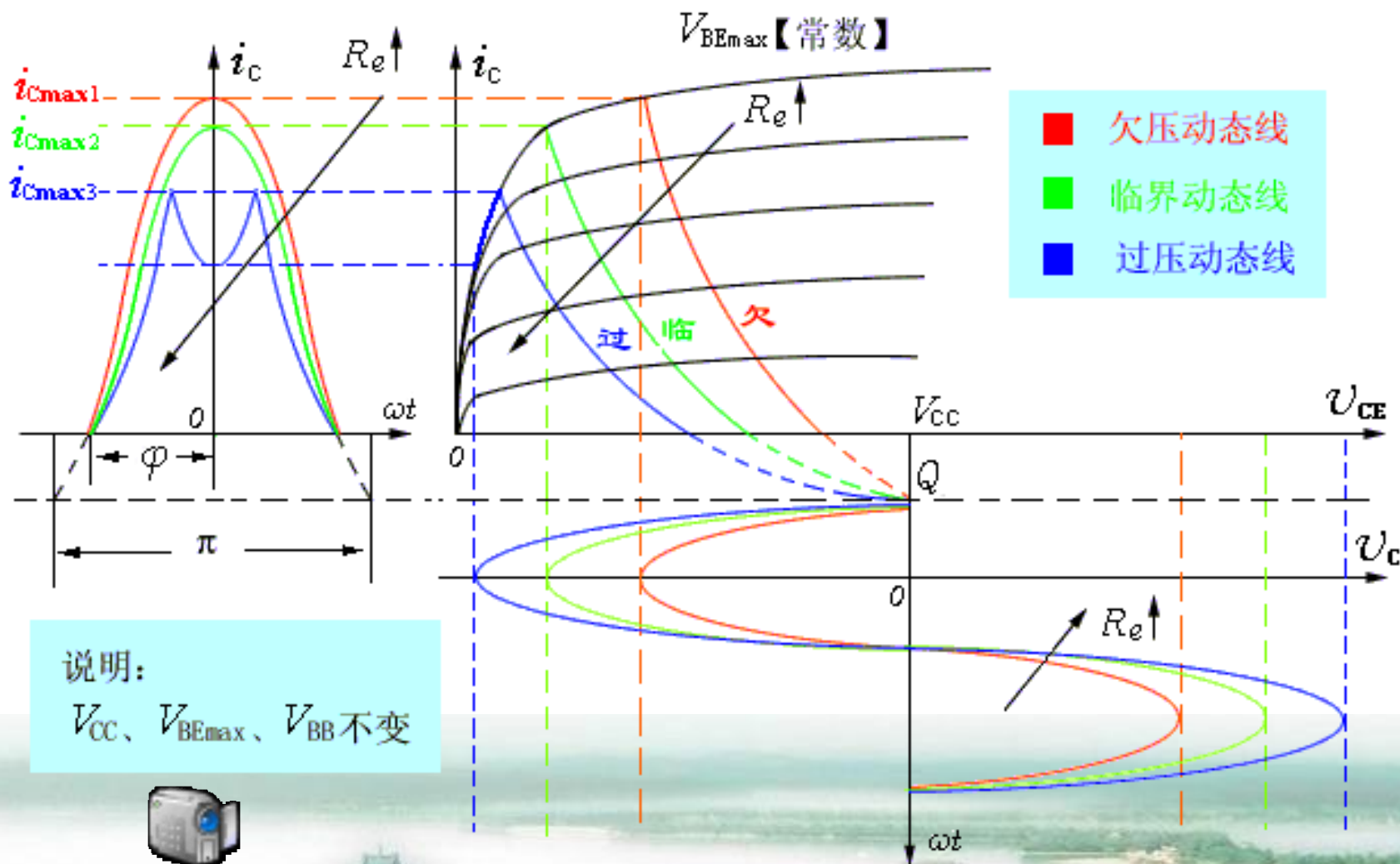
讨论 V_{CC} 、 V_{BB} 、 V_{bm} 、 R_p (或 V_{cm}) 对工作状态的影响

① 负载特性

- 定义：若 V_{CC} 、 V_{BB} 、 V_{bm} 不变，放大器随 R_p 变化的特性称为负载特性。



● 负载特性分析



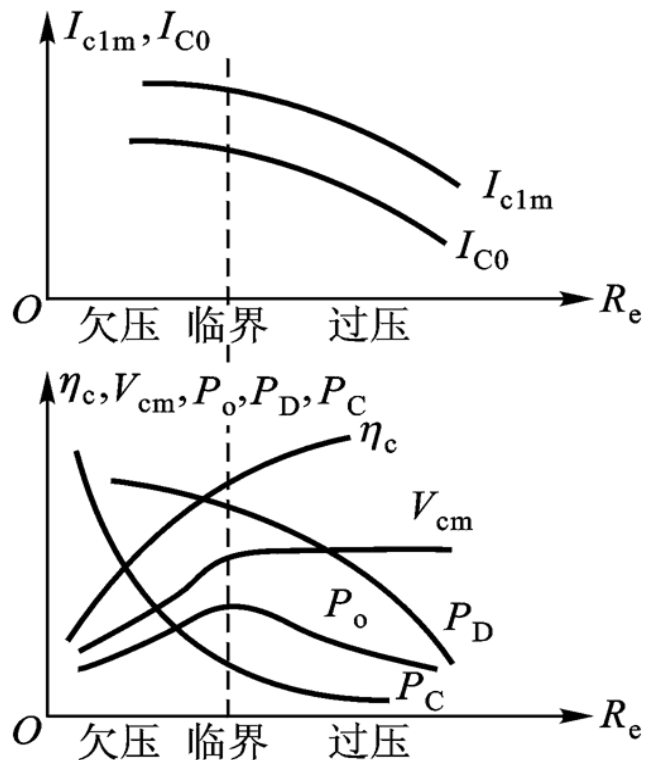
说明:

V_{CC} 、 V_{BEmax} 、 V_{BB} 不变



点击演示

- 画出负载特性曲线：



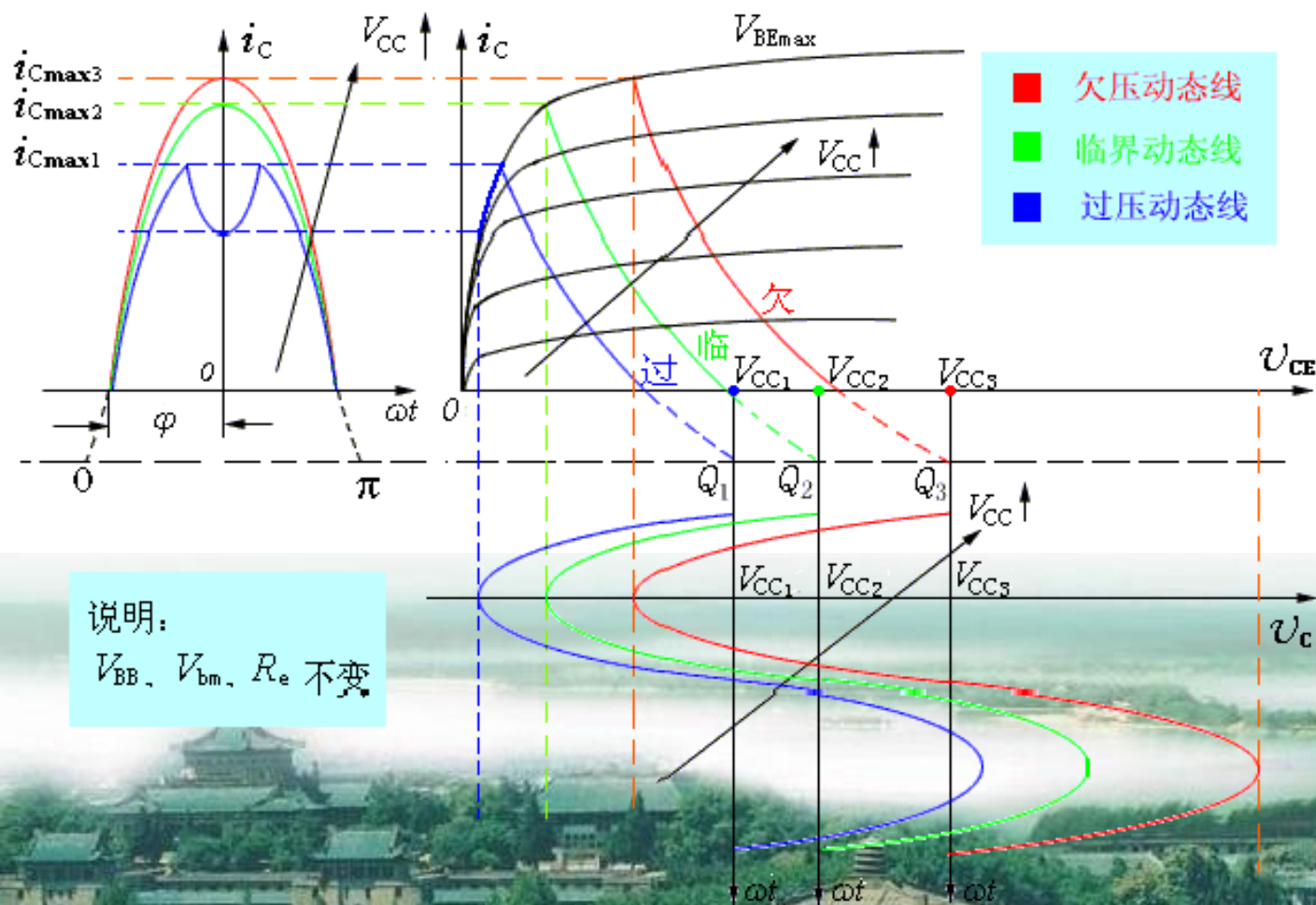
可见， I_{c1m} 、 I_{C0} 在欠压区下降慢，在过压区明显下降； V_{cm} 变化趋势却相反

- 结论：实际负载应取在弱过压状态。（因 P_c 趋近最小值，功率管最安全， η_c 仍提高、 P_o 也较大）

② 调制特性

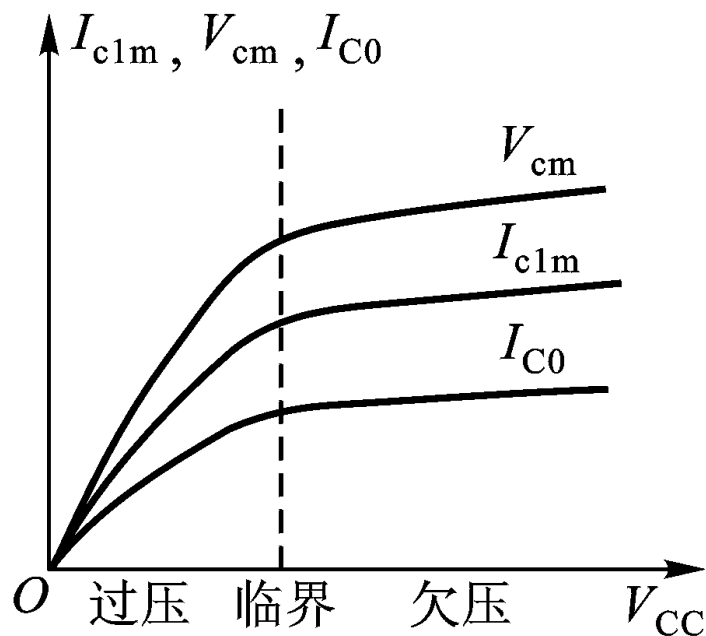
i 集电极的调制特性

- 定义：若 V_{BB} 、 V_{bm} 、 R_p 不变，放大器随 V_{CC} 的变化特性。
- 集电极调制特性分析：



点击演示

- 画出调制特性曲线



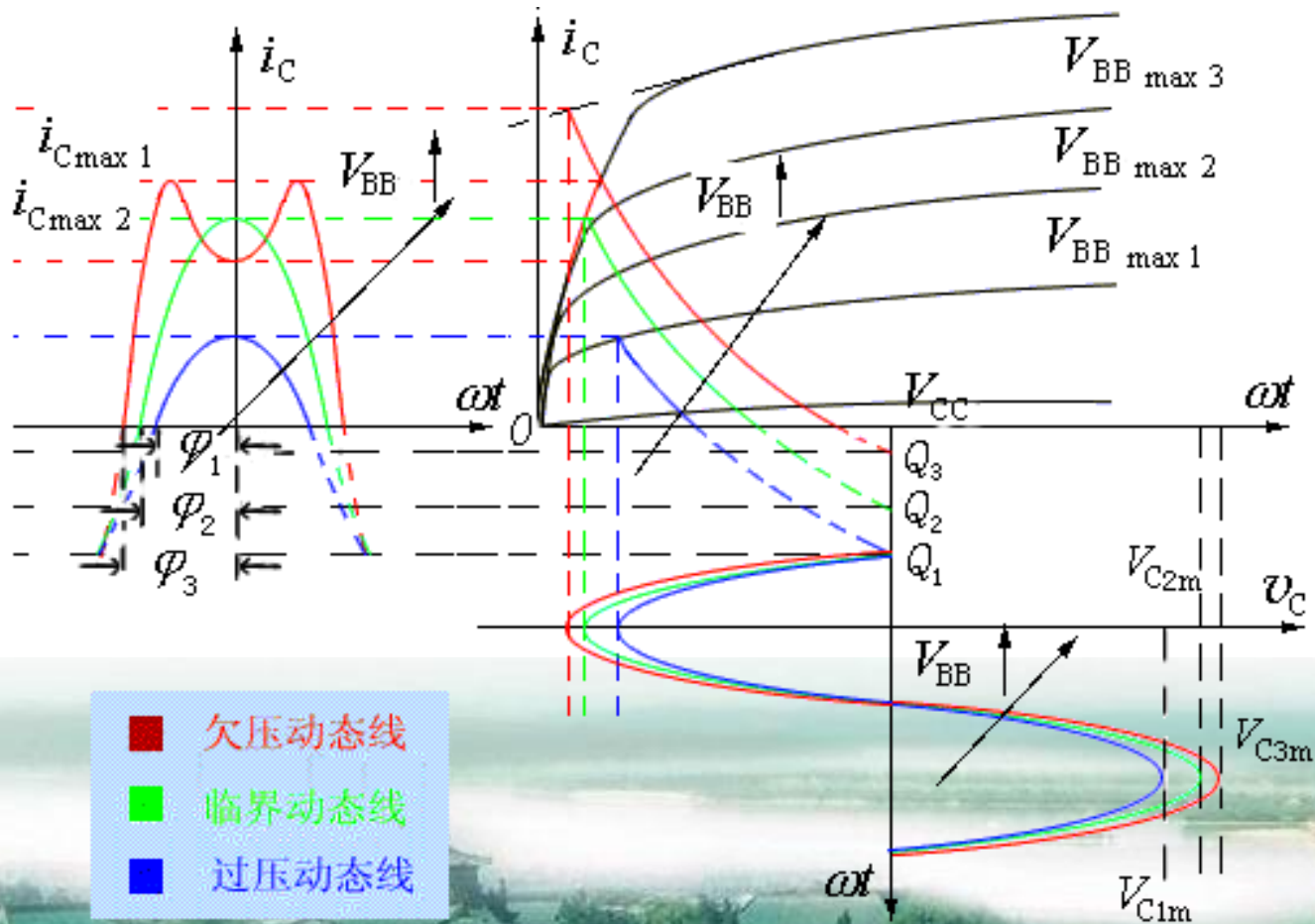
点击演示

- 结论:

- 欲想改变 V_{CC} 能有效控制 V_{Cm} 实现集电极调制, 则放大器应工作在过压状态;
- 集电极调制特性是实现集电极调幅的原理依据。(集电极调幅参阅高电平调制电路)

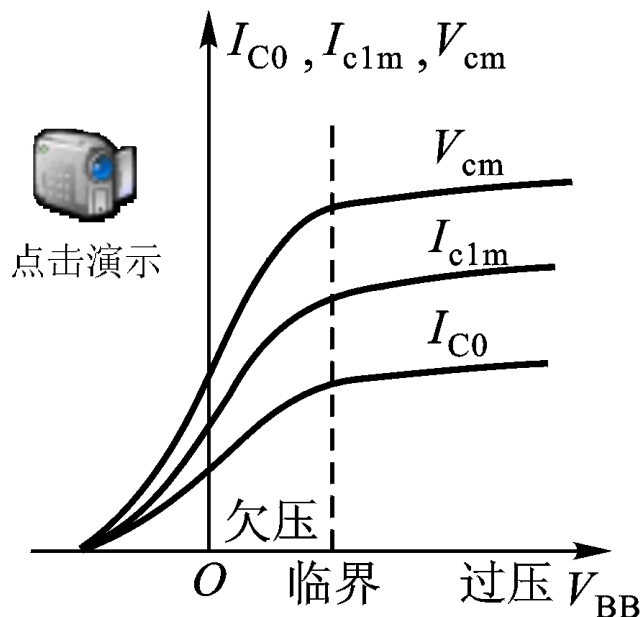
ii 基极的调制特性

- 定义：若 V_{CC} 、 V_{bm} 、 R_p 不变，放大器随 V_{BB} 的变化特性
- 基极调制特性分析



点击演示

● 画出调制特性曲线



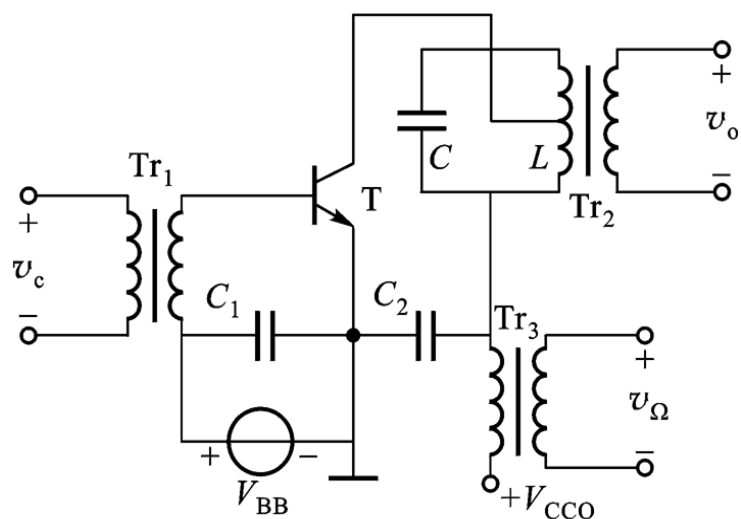
● 结论:

- 改变 V_{BB} 欲想有效控制 V_{bm} 实现基极调制, 则放大器应工作在欠压状态;
- 基极调制特性是实现基极调幅的原理依据。(因基极调幅非线性失真大; 需激励信号功率大; 所以一般不采用)

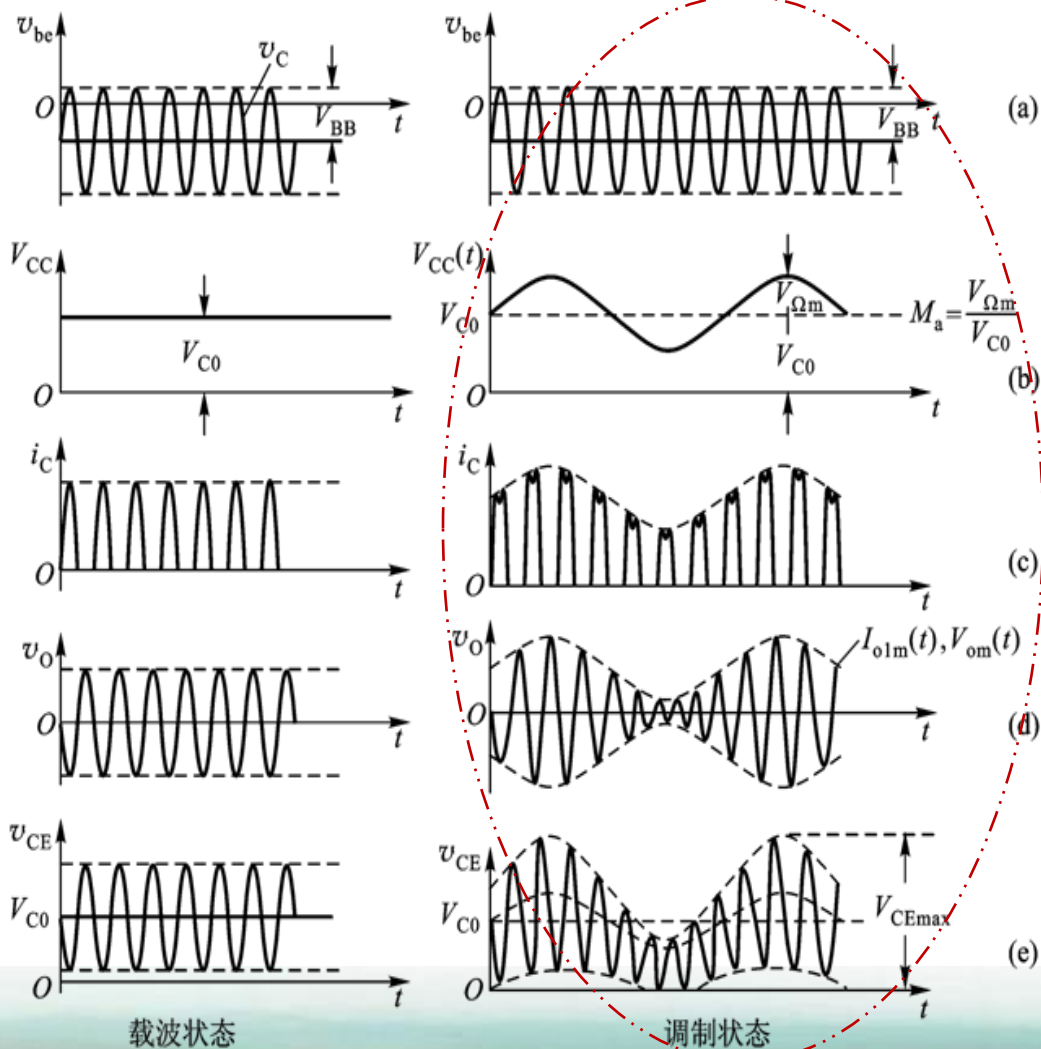
iii 集电极调幅与基极调幅

- a) 集电极调幅电路: $V_{CC}(t) = V_{CC} + v_{\Omega}(t)$; 丙类谐振功放的集电极调制特性是实现集电极调幅的原理依据。

- ▲ 电路工作原理
- ▲ 电压电流波形



(a) 原理电路



(b) 集电极调幅时电压、电流波形



点击演示

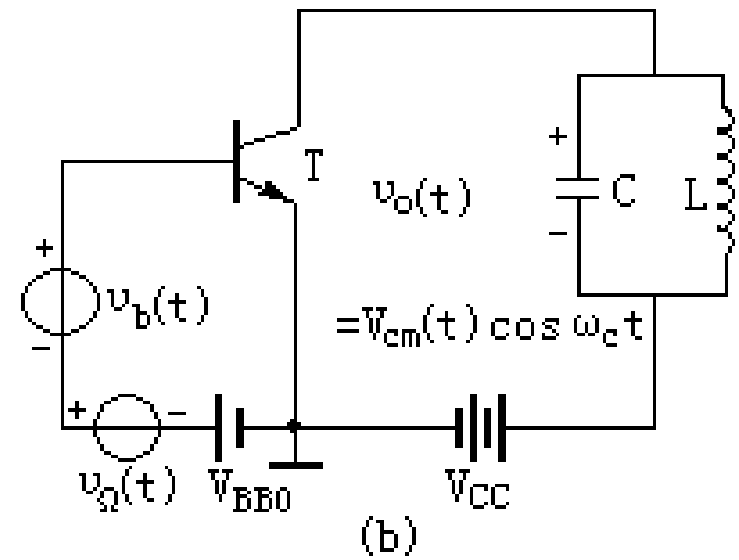
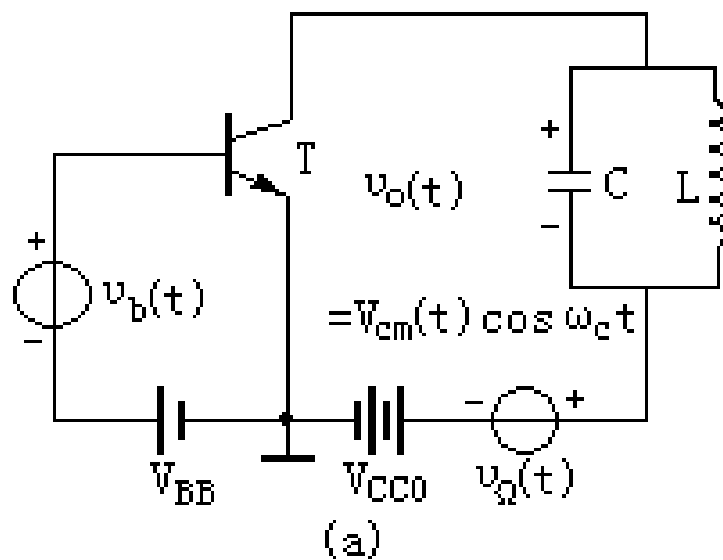


图4-2-7 调幅原理电路
(a) 集电极调幅电路；(b) 基极调幅电路

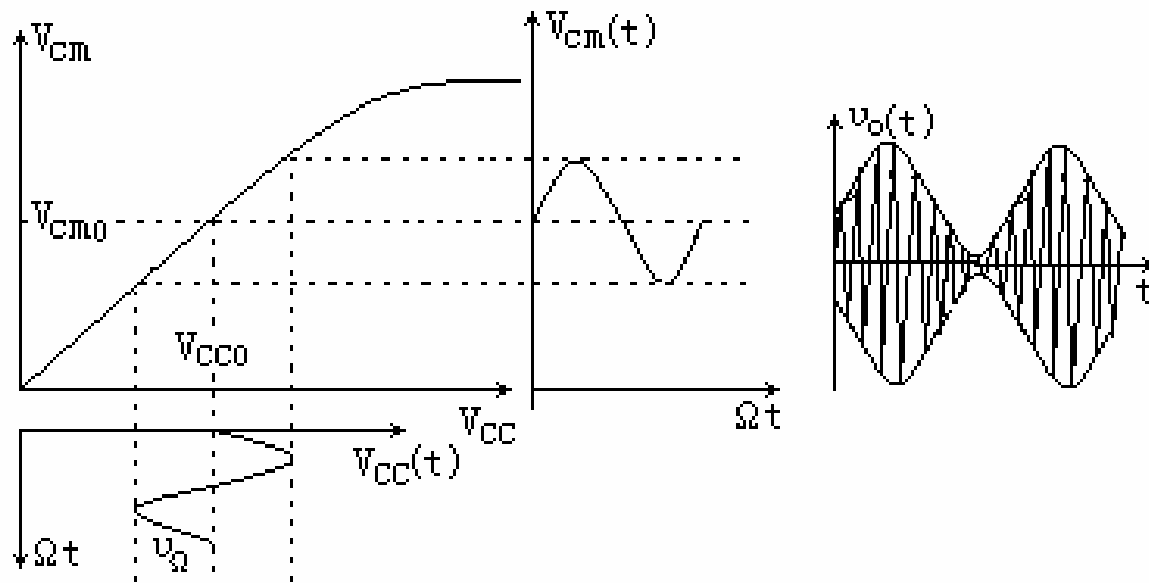


图4-2-8 根据调制特性曲线实现集电极调幅的示意图

▲ 平均功率

$$(P_D)_{av} = (P_D)_0 \times (1 + M_a^2/2); (P_c)_{av} = (P_c)_0 \times (1 + M_a^2/2)$$

$$(P_o)_{av} = (P_o)_0 \times (1 + M_a^2/2); P_{cm} > (P_c)_{av} > (P_c)$$

其中 $(P_D)_0$ 、 $(P_O)_0$ 、 $(P_C)_0$ 是载波状态功率

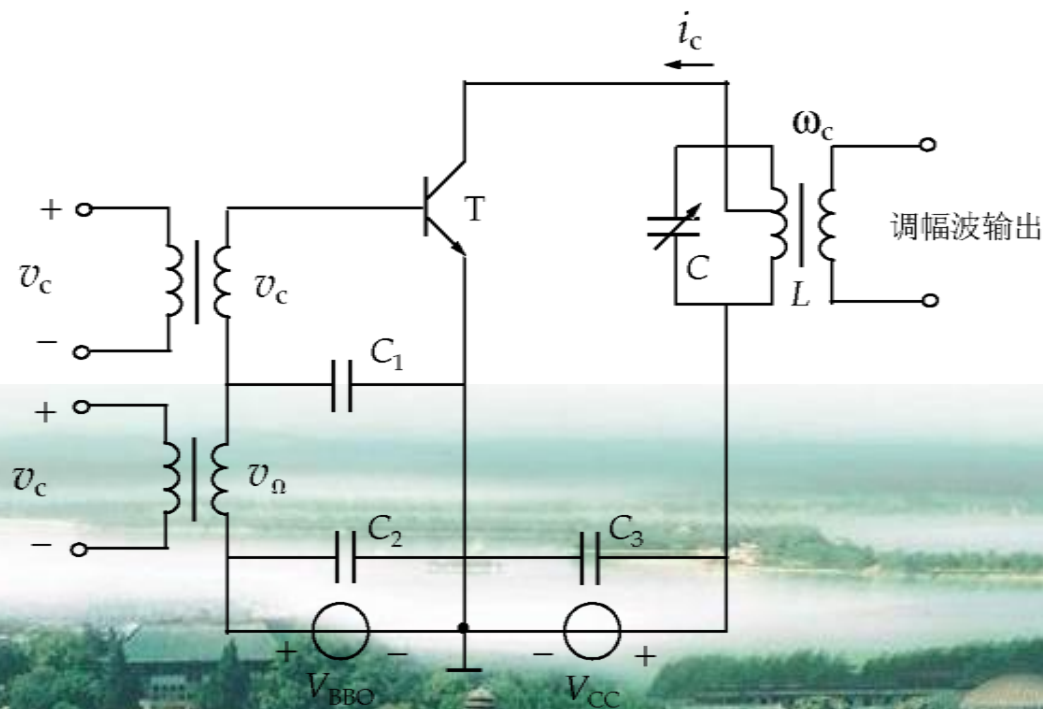
b) 基极调幅电路

$V_{BB}(t) = V_{BB} + v_{\Omega}(t)$; 丙类谐振功放的基极调制是基极调幅的原理依据

▲ 电路与工作原理



点击演示



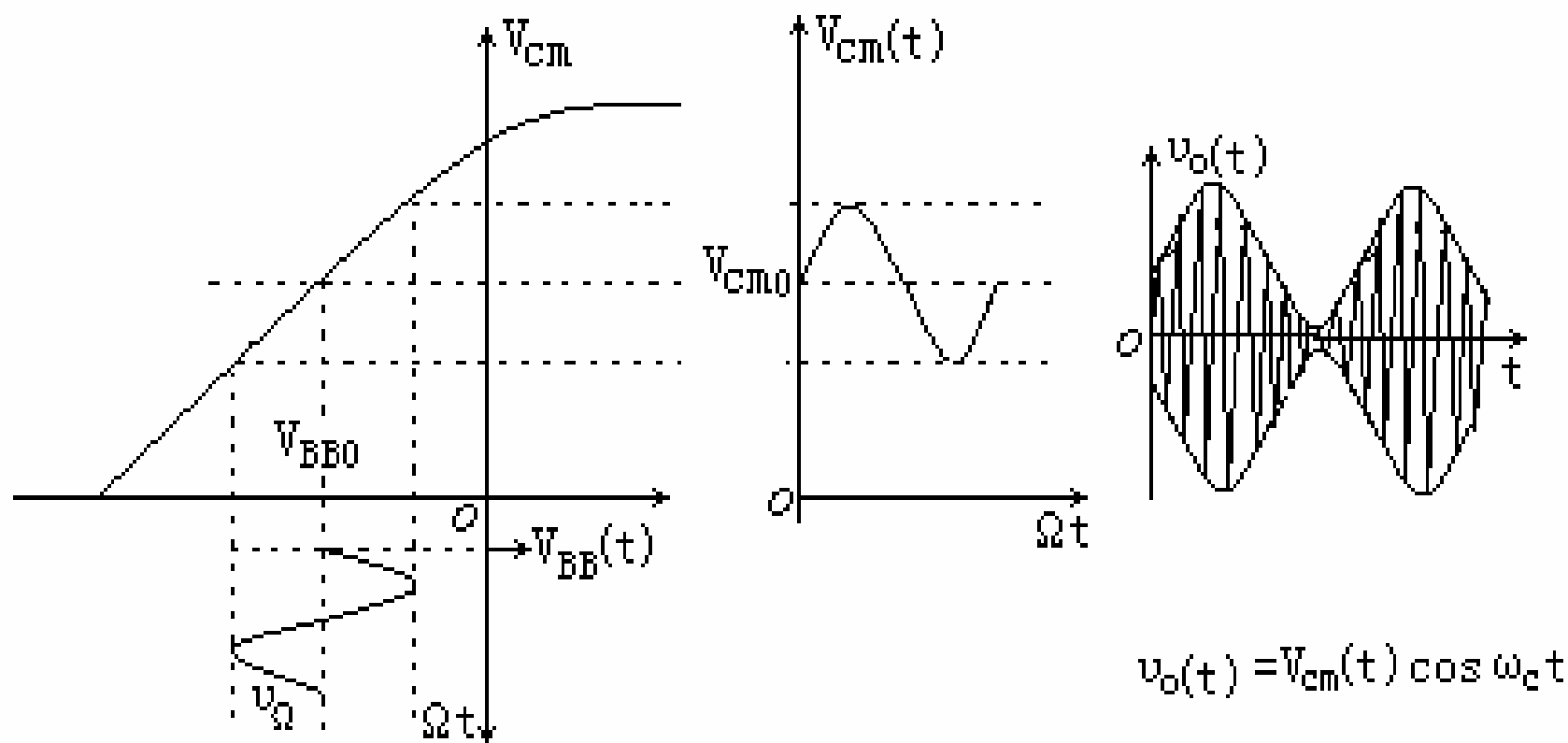


图4-2-9 根据调制特性曲线实现基极调幅的示意图

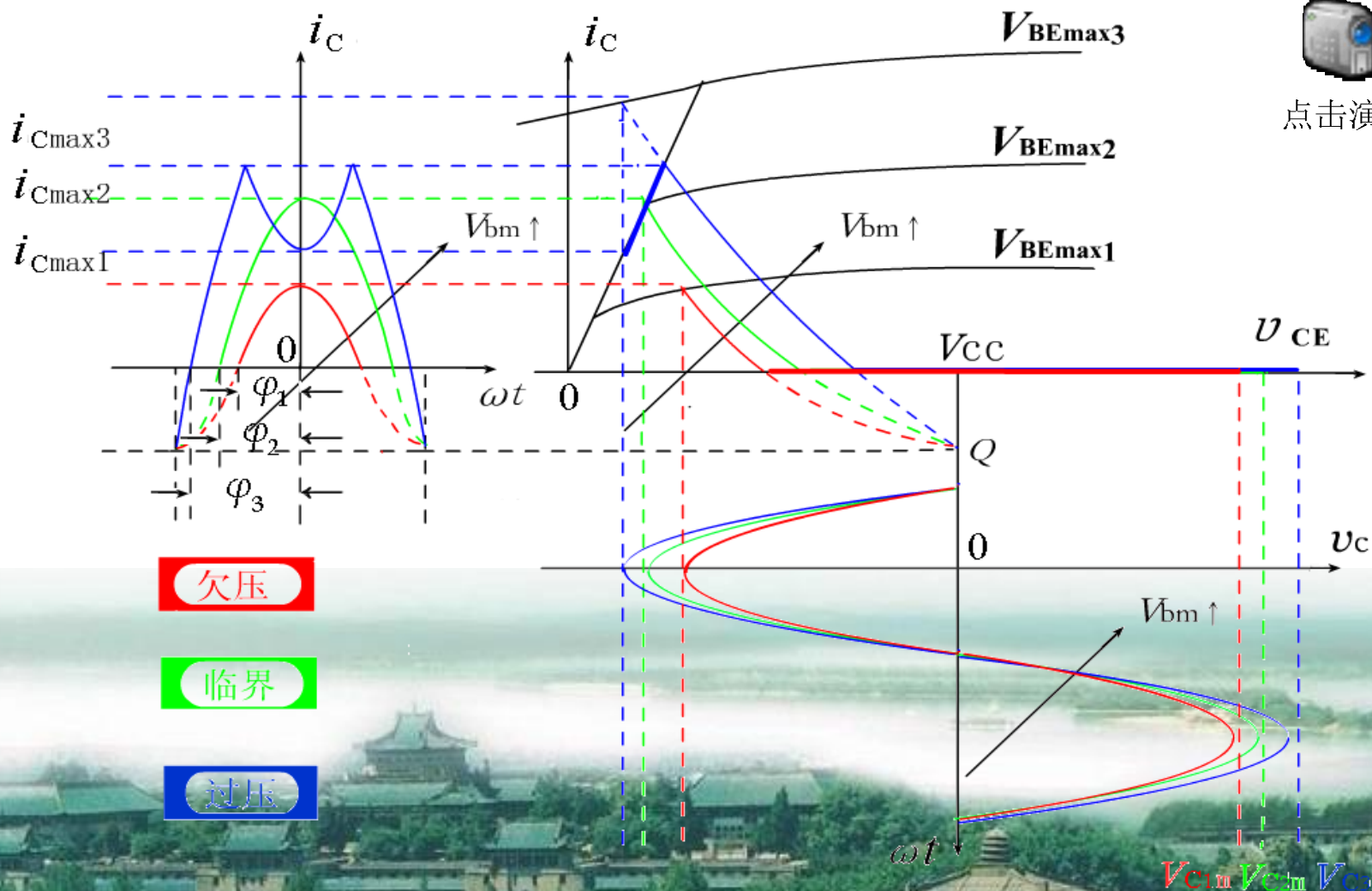


③ 放大特性

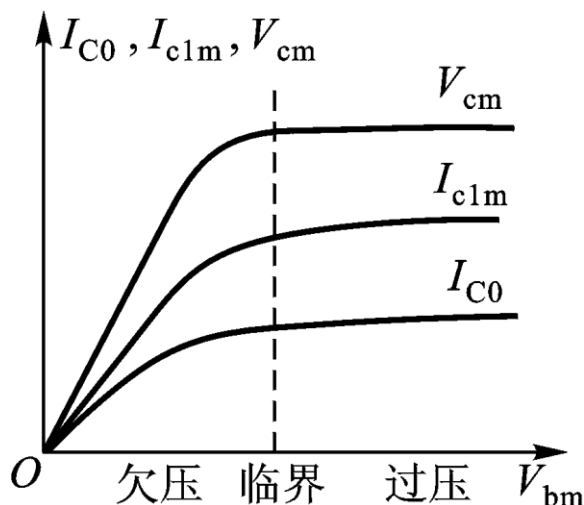
- 定义：若 V_{CC} 、 V_{BB} 、 R_p 不变，放大器随 V_{bm} 变化特性。
- 放大特性分析



点击演示



- 画出放大特性曲线



- 结论

➤ 欲想改变 V_{bm} 有效控制 V_{cm} 实现放大，则放大器应工作在欠压状态；它可以放大高频等幅波（载波、调频波、调相波）

➤ 欲想改变 V_{bm} ，使 V_{cm} 基本不变实现限幅，则放大器应工作在过压状态。

谐振功率放大器习题举例

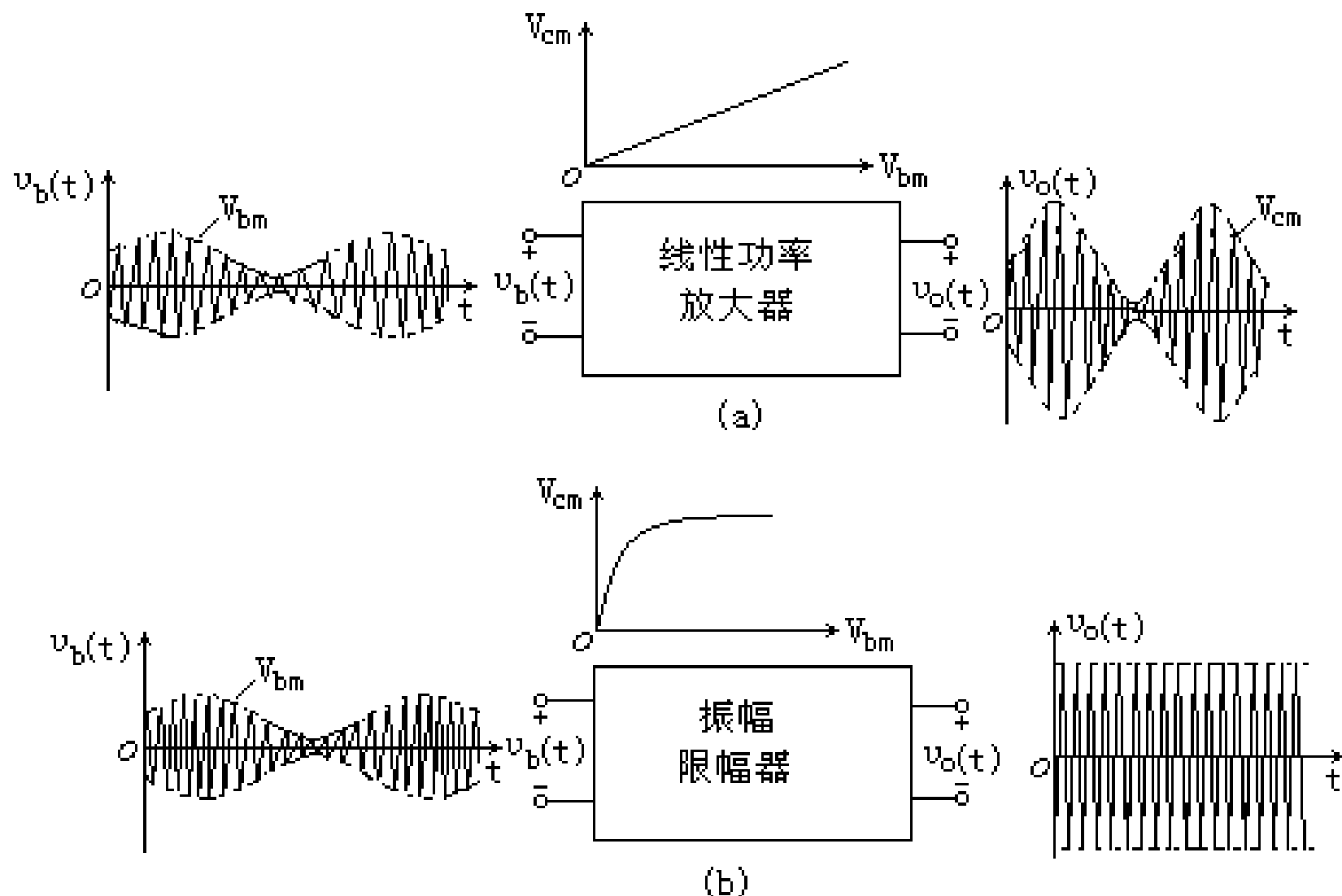
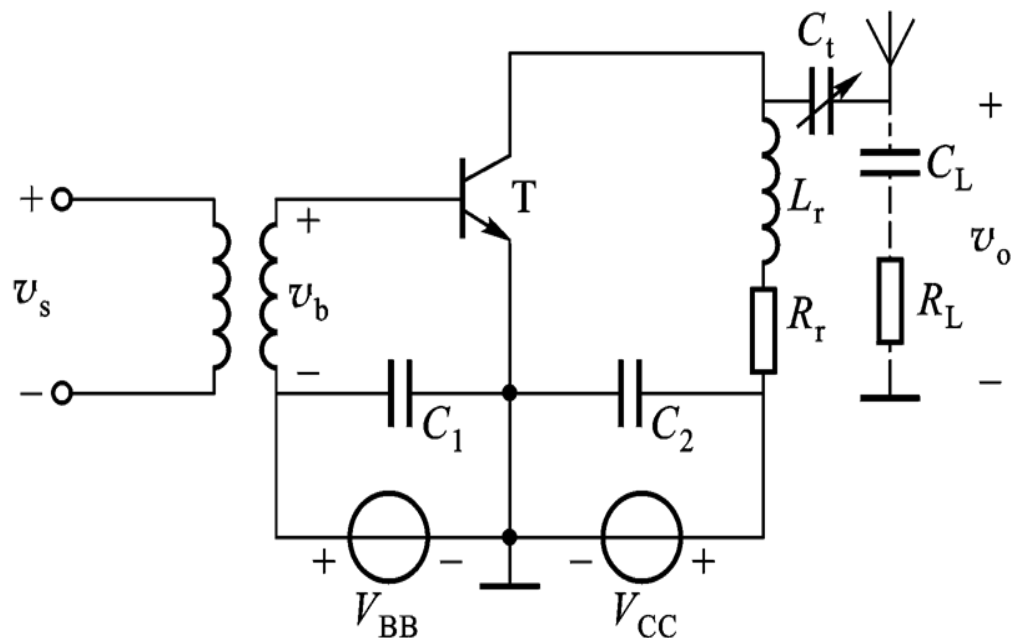


图4-2-11 线性功率放大器和振幅限幅器方框示意图

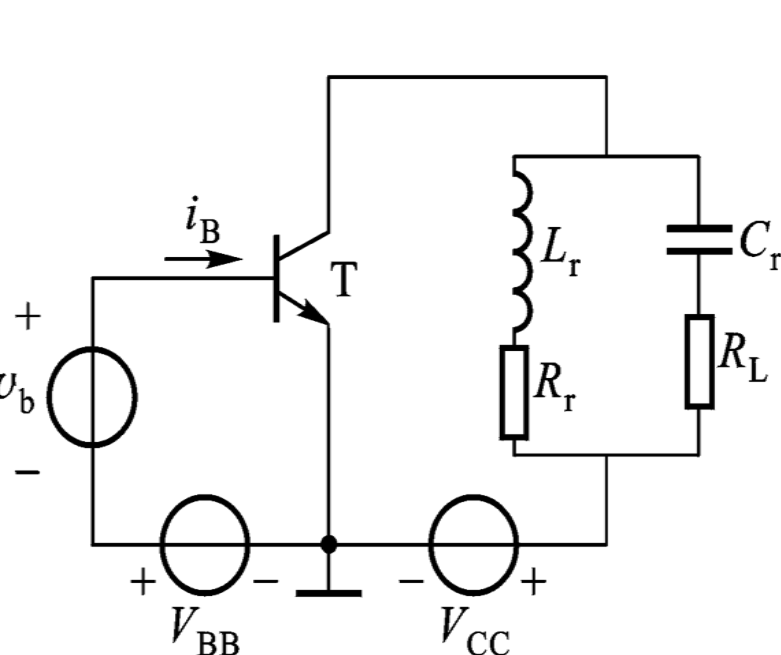
(a) 线性功率放大器方框示意图. (b) 振幅限幅器方框示意图

上节课回忆

★谐振功率放大器基本电路形式



原理电路



等效电路

★谐振功率放大器基本分析方法

★谐振功率放大器三种工作状态

上节课回忆

★四个电压量对性能影响的定性分析

$$V_{CC}、V_{BB}、V_{bm}、R_p(\text{或}V_{cm})$$

●负 载 特 性

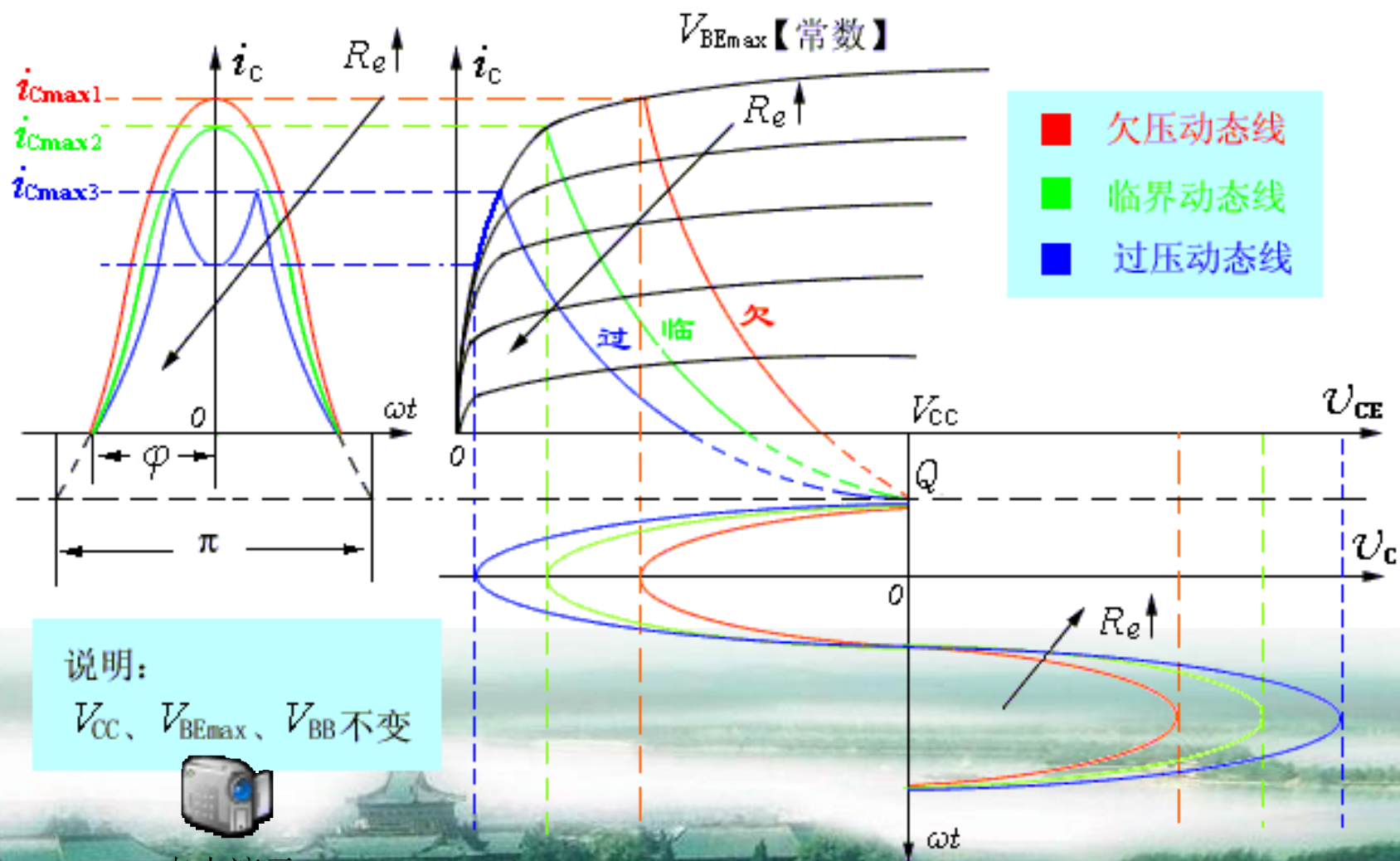
●调制特性

●放大特性



上节课回忆

负载特性分析



点击演示

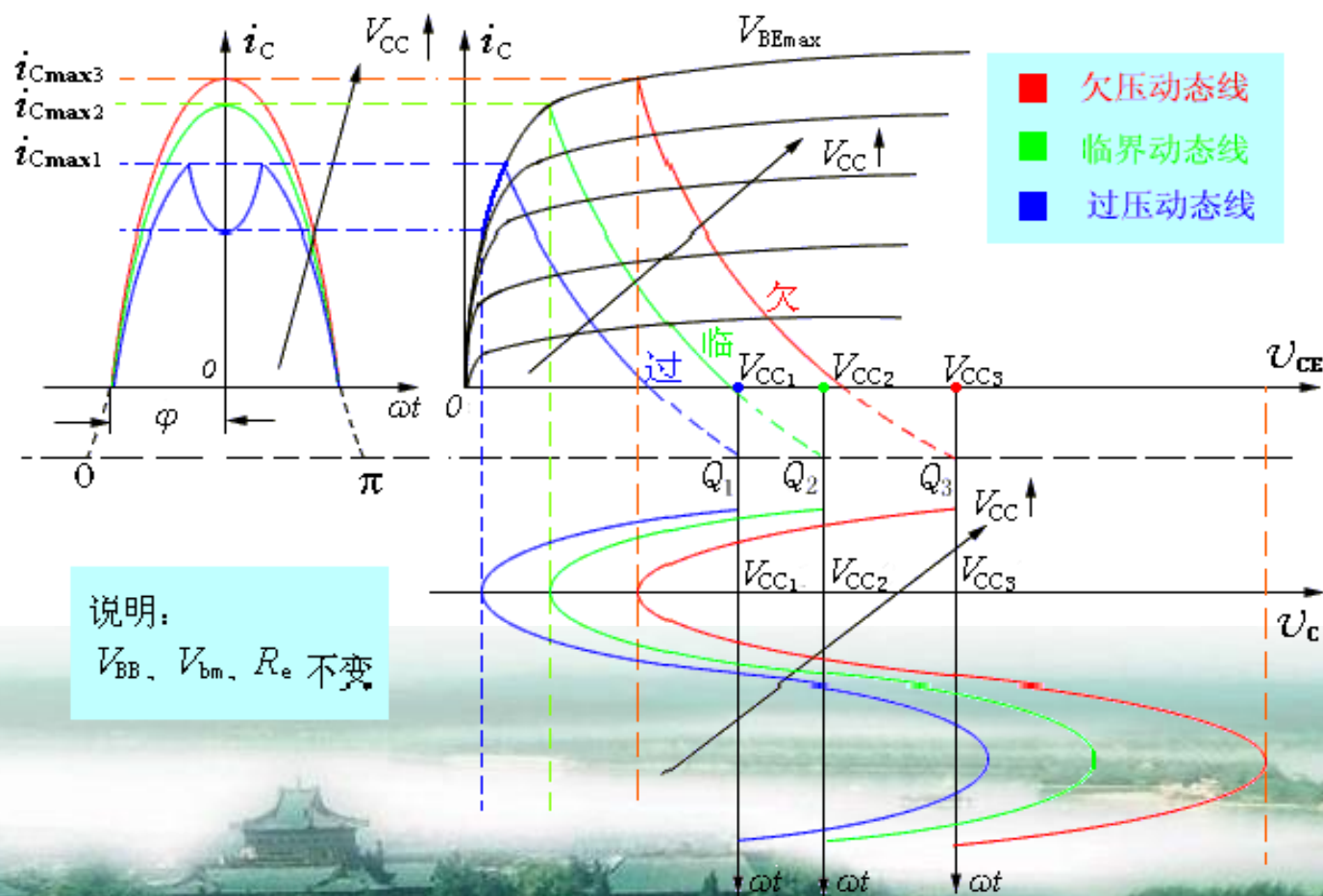
上节课回忆

调制特性

① 集电极的调制特性



点击演示

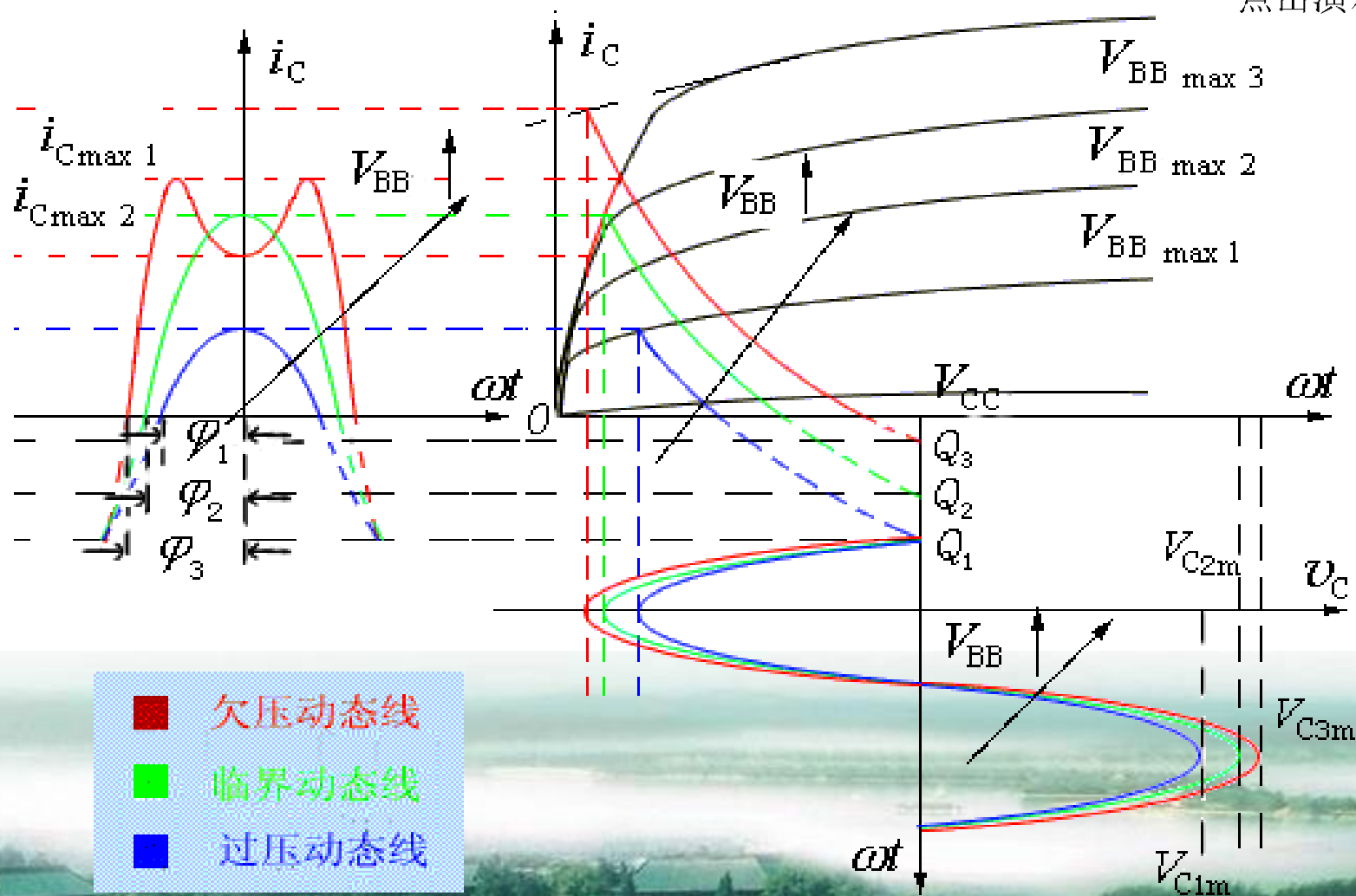


上节课回忆



点击演示

② 基极的调制特性

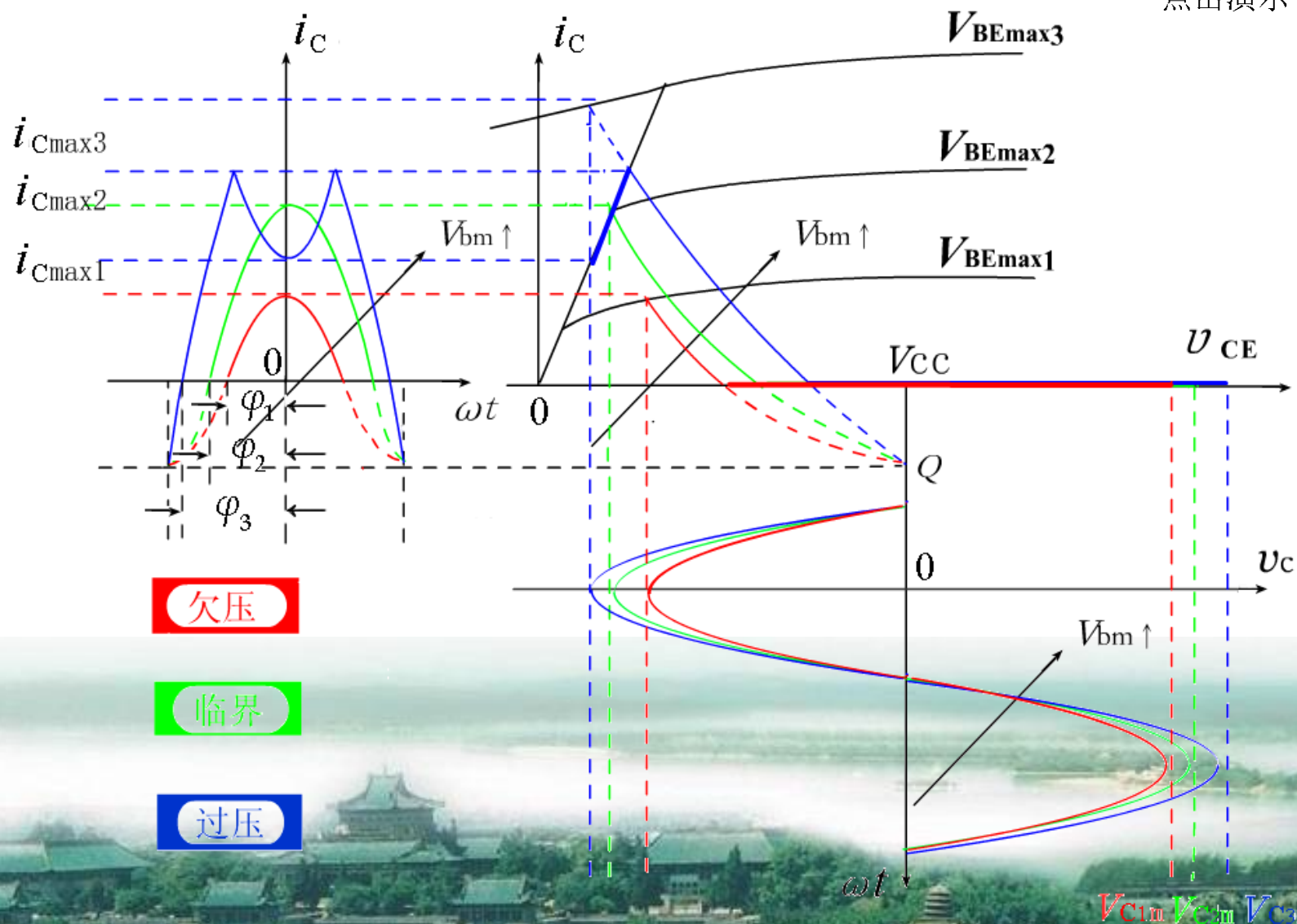


上节课回忆



点击演示

③ 放大特性分析



欠压

临界

过压

4.2 谐振功率放大器电路

管外电路由两部分组成

- ★ 直流馈电电路
- ★ 滤波匹配网络



4.3.1 直流馈电

馈电原则:

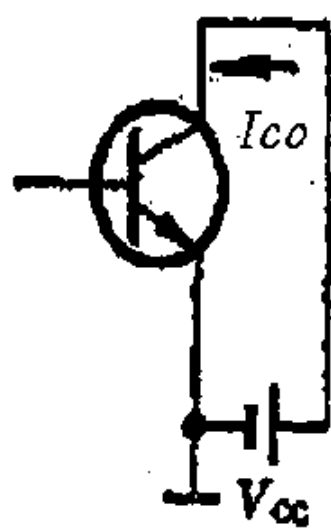
- 对直流呈短路
- 对基波分量呈现最大阻抗
- 对其他谐波分量基本呈现短路
- 按电流流通路径划分馈电电路形式 — 集电极馈电电路
基电极馈电电路
- 按电路的组成形式: 串馈、并馈

① 集电极馈电 (串馈、并馈)

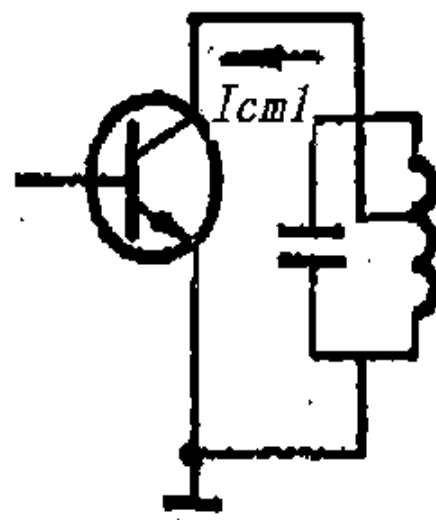
若功率管 $C-E$ 结、 V_{cc} 、 LC 回路三者是串联(或并联), 则称为集电极串馈(或并馈)电路

- 集电极串、并馈电路形式

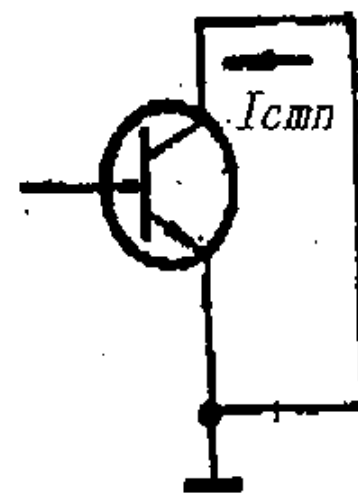




(a)



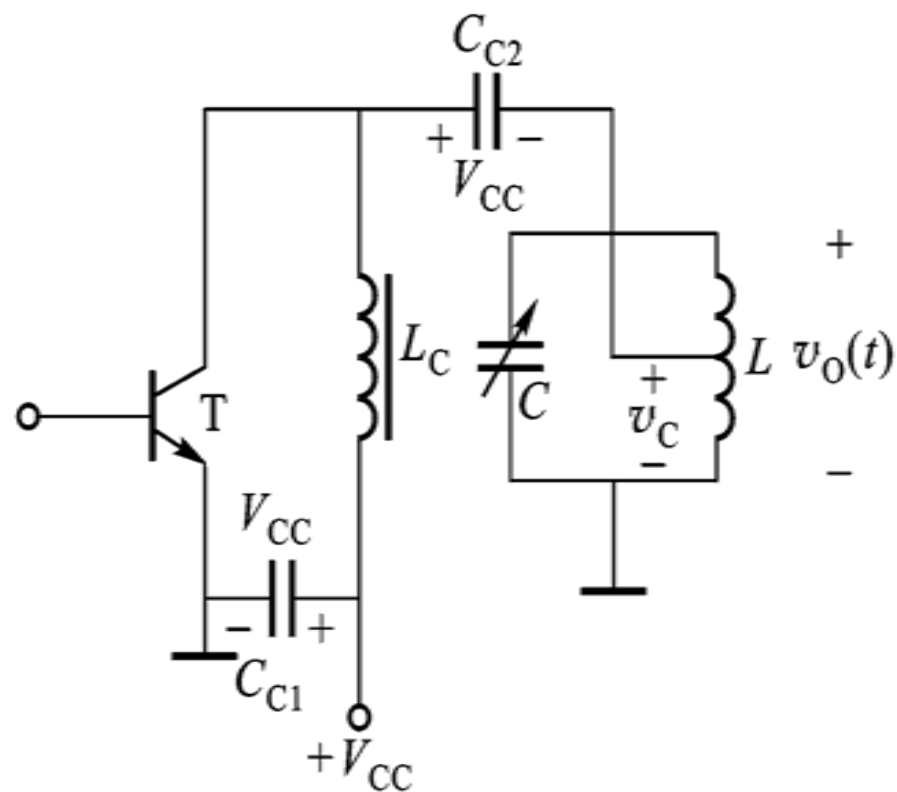
(b)



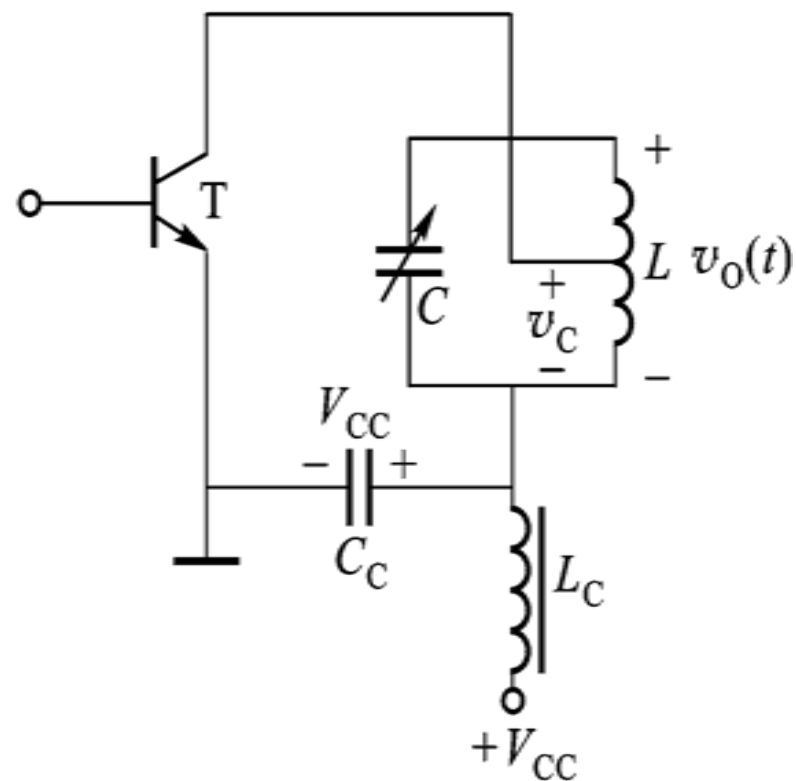
(c)

集电极电路对不同频率电流的等效电路





(a) 并馈



(b) 串馈



● 串并馈电电路的异同点

i 共同点:

- ▲ 供电效果相同
- ▲ V_{cc} 与 v_c 都是串联的

ii 不同点:

- ▲ 并馈: LC 回路两端均是直流低电位端, 且有一端接地;
- ▲ 串馈: LC 回路两端均是直流高电位端, 且没有一端接地;
馈电附加元件 (L_C 、 C_C)
并馈: L_C 、 C_C 加在 LC 回路高电位端, 并接在回路端, 造成分布参数并到 LC 回路上, 影响频率稳定。
串馈: L_C 、 C_C 加在 LC 回路低电位端, 串接在回路端, 不影响频率稳定。

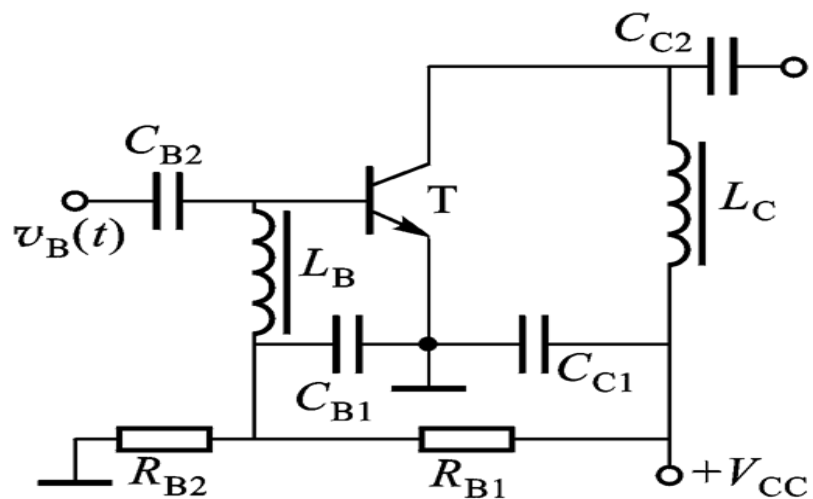


② 基极馈电

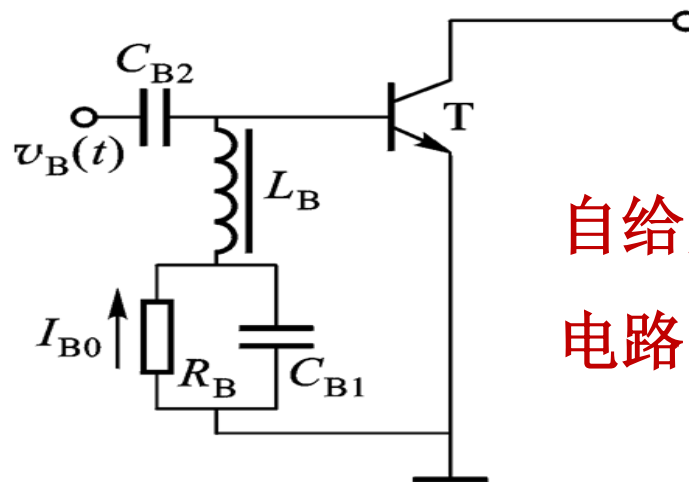
若功率管的发射结、 v_i 、 V_{BB} 三者是串联（或并联），则称为基极串馈（或并馈）电路。

- 基极馈电形式：有串馈与并馈两种形式
- 常用基极馈电电路



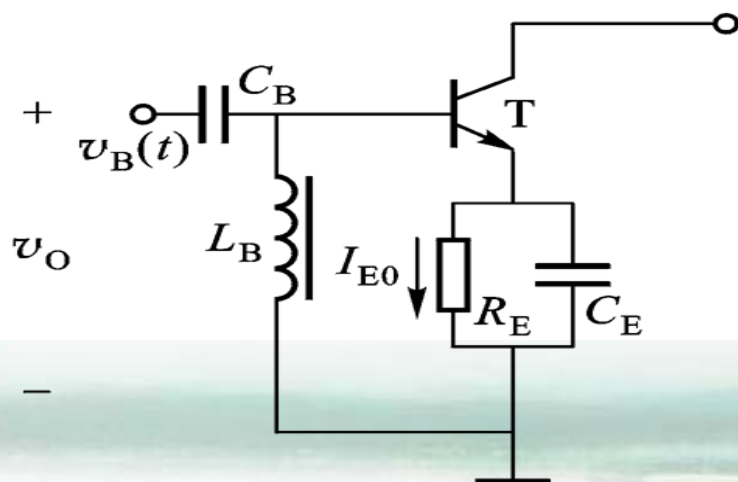


(a) 并馈

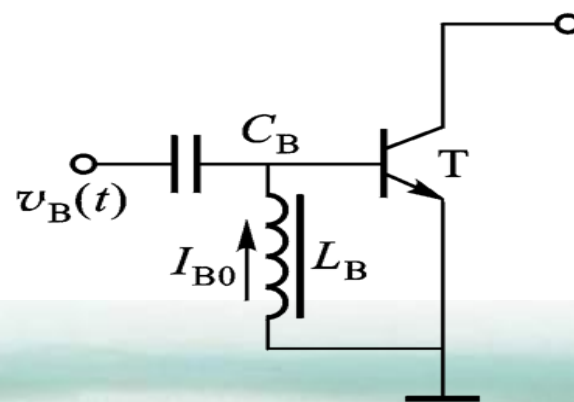


(b) 并馈

自给反偏压
电路的作用



(c) 串馈



(d) 并馈

③ 自给反偏压电路的作用

- 放大器中引入自给反偏压是稳定工作点。
- 丙类谐振功放引入基极自给反偏压是稳定工作状态，克服非线性失真
- 振荡器中自给偏压的作用是稳定输出电压的振幅。
- 切不可在乙类变压器耦合推挽功率放大电路或线性谐振功率放大电路中加自给反偏压电路，否则可能导致非线性失真

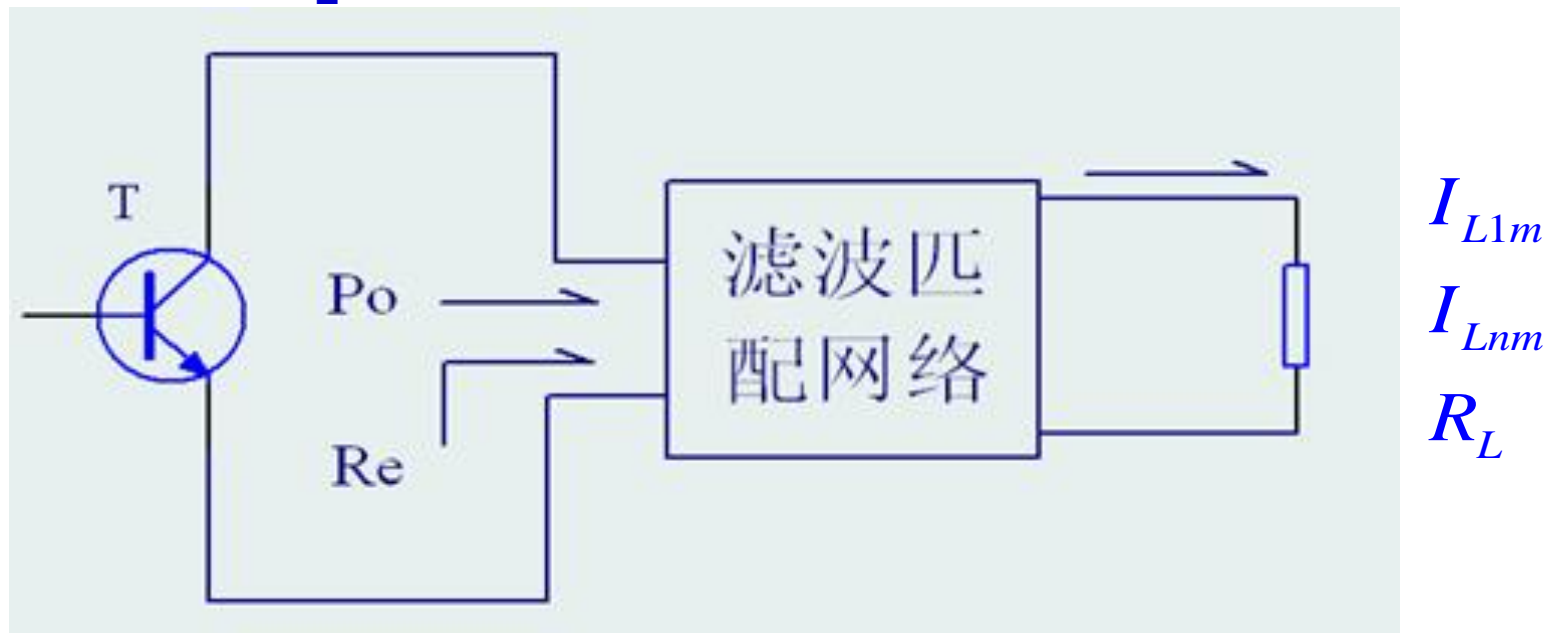


4.3.2. 匹配网络

- ★ 输出滤波匹配网络
- ★ 输入滤波匹配网络
- ★ 放大器级与级之间的滤波匹配网络



★ 输出滤波网络(Filter-Matched Network)介于功率管 T 和外负载 R_L 之间



① 对输出匹配网络的要求

- 将外接负载 R_L 转成功率管集电极要求的匹配负载 R_e
- 选出基波分量，滤除谐波分量。用 H_n 、 η_K 描述滤波性能。谐波抑制度、网络传输效率（它们的要求往往是矛盾的）

★ 复和输出回路可说明谐波抑制、网络传输效率的相互制约关系

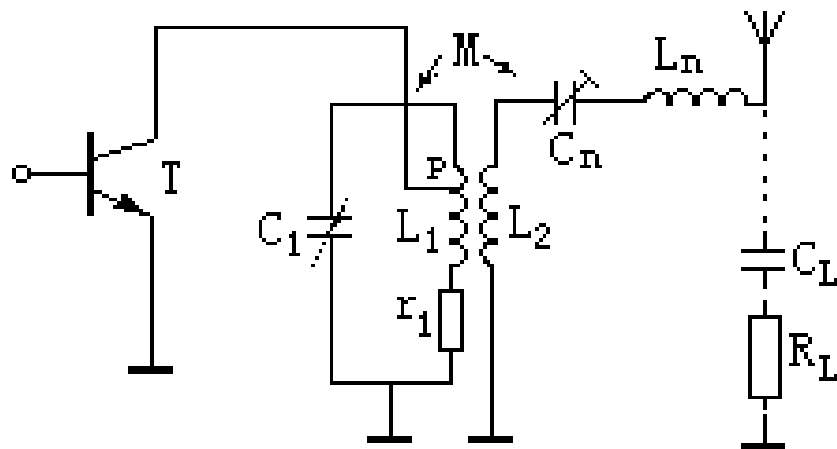


图4-3-4 复合式输出回路

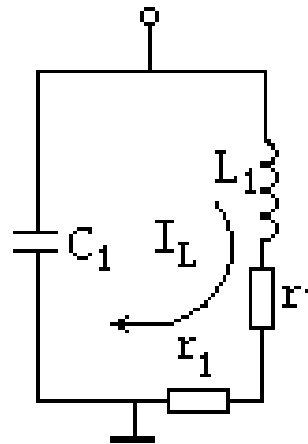


图4-3-5 复合式输出回路的等效电路

$$r' = \frac{\omega^2 M^2}{R_L}$$

天线回路调谐到串联谐振状态时，反映到 $L_1 C_1$ 中介回路的等效电阻

$$R'_p = \frac{L_1}{C_1 (r_1 + r')} = \frac{L_1}{C_1 \left(r_1 + \frac{\omega^2 M^2}{R_L} \right)}$$

等效到回路两端的谐振阻抗

$$R_p'' = \frac{L_1 P^2}{C_1 (r_1 + r')} = \frac{L_1}{C_1 \left(r_1 + \frac{\omega_2 M^2}{R_L} \right)} P^2$$

接入系数 P 的电路,其等效到集电极回路的谐振阻抗

- ◎ 改变 M 就可以在不影响回路调谐的情况下, 调整中介回路的等效阻, 达到阻抗匹配的目的。
- ◎ 耦合越紧, 互感 M 越大, 则反映等效电阻越大, 回路的等效阻抗也就下降越多。
- ◎ 在复合输出回路中, 由于负载(天线)断路对器件不会造成严重的损坏, 而且它的滤波作用也比简单回路优良, 因而获得广泛的应用。



◎ 谐振功率放大器阻抗匹配的概念是：

在给定的电路条件下，改变负载回路的可调元件，使器件送出额定的输出功率 P_o 至负载最大，这就叫做达到了阻抗匹配：

$$\eta_k = \frac{\text{回路送至负载的功率}}{\text{器件送至回路的总功率}} \quad \text{中介回路效率}$$
$$= \frac{I_k^2 r'}{I_k^2 (r_1 + r')} = \frac{r'}{r_1 + r'} = \frac{(\omega M)^2}{r_1 R_L + (\omega M)^2}$$



$$R_p = \frac{L_1}{C_1 r_1}$$

无载回路谐振阻抗

$$R'_p = \frac{L_1}{C_1 (r_1 + r')}$$

有载回路谐振阻抗

$$Q_0 = \frac{\omega L_1}{r_1}$$

无载回路的Q值

$$Q_L = \frac{\omega L_1}{r_1 + r'}$$

有载回路的Q值



$$\eta_k = \frac{r'}{r_1 + r'} = 1 - \frac{r_1}{r_1 + r'} = 1 - \frac{R'_p}{R_p} = 1 - \frac{Q_L}{Q_0}$$

- 要想回路的传输效率高，则空载Q值(Q_0)越大越好，有载Q值(Q_L)越小越好，也就是说，中介回路本身的损耗越小越好；
- 在广播段，线圈的 Q_0 值约为100~200。对于有载Q值(Q_L)的选取，从回路传输效率高的观点来看，应使 Q_L 尽可能的小，但从要求回路滤波作用良好来考虑，则 Q_L 值又应该足够大，从兼顾这两方面出发， Q_L 值一般不应小于10。在输出功率很大的放大器中， Q_L 也有低到10以下的。

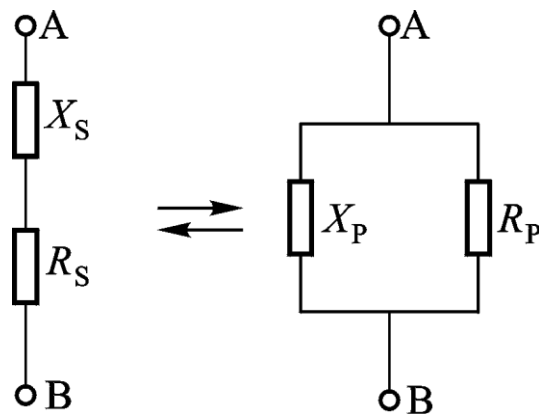


② 设计LC匹配网络的基本依据—串并支路阻抗变换公式

$$R_s = \frac{R_p}{(1 + Q_e^2)} < R_p$$

$$X_s = \frac{X_p}{(1 + \frac{1}{Q_e^2})} < X_p$$

$$Q_e = \frac{|X_s|}{R_s}$$



$$R_p = R_s(1 + Q_e^2) > R_s$$

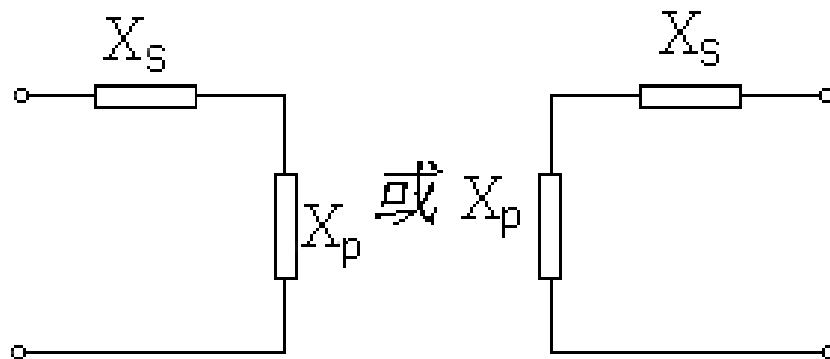
$$X_p = X_s(1 + \frac{1}{Q_e^2}) > X_s$$

$$Q_e = \frac{R_p}{|X_p|}$$

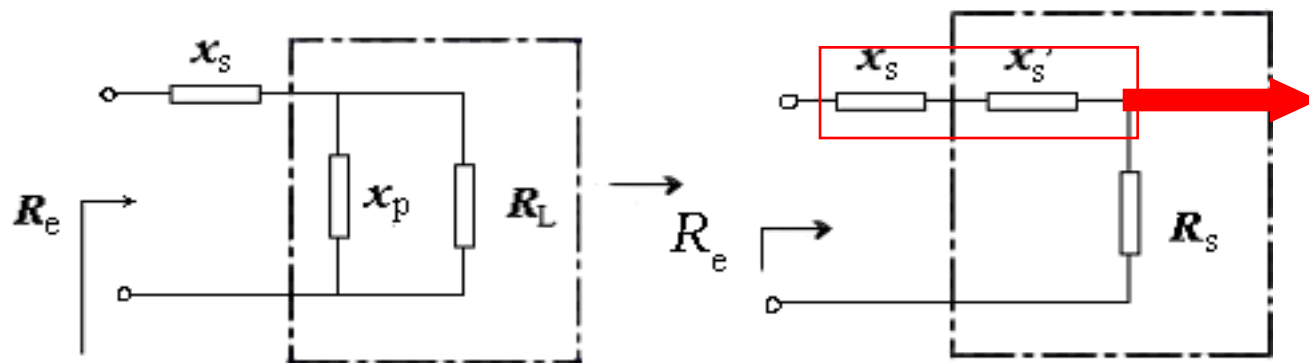
③ 常用匹配网络设计

I L 形匹配网络

- 定义：用两个异型电抗连接成L形
- 结构：



- 设计举例：（如图所示L形网络，已知 R_L 及 R_e ，且 $R_L > R_e$ 求 x_s 、 x_p ）



$$R_s = \frac{R_L}{1 + Q_e^2} = R_e; Q_e = \frac{R_L}{|x_p|} = \frac{|x_s|}{R_e} = \sqrt{\frac{R_L}{R_e} - 1} > 0$$

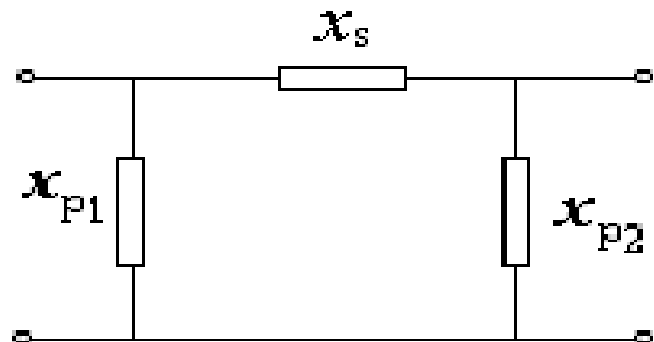
$$|x_s| = R_e Q_e; |x_p| = R_L / Q_e$$

谐振时这两项之和为零

II π 形匹配网络设计

- 定义：用两个同性电抗和一个异性电抗连接成 π 形网络。

- 结构：

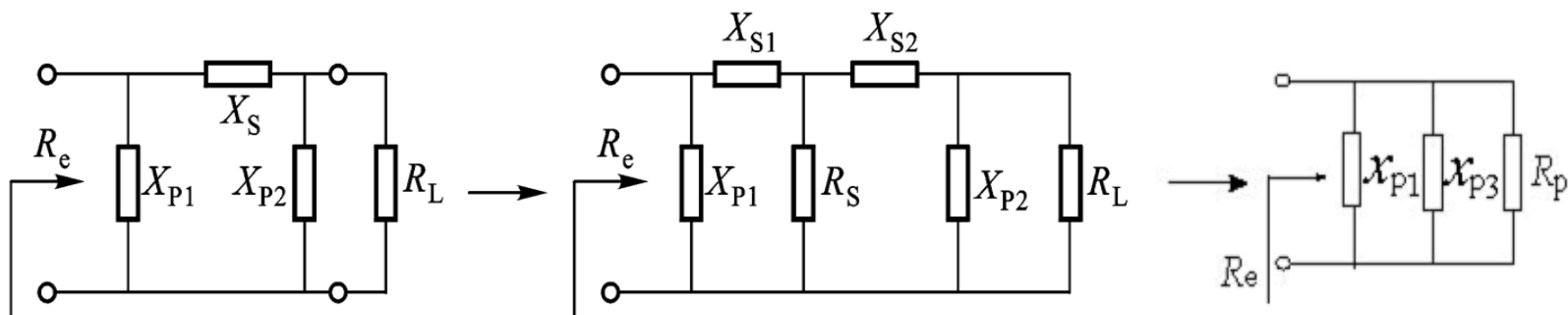


- 设计实现的条件

(a) 变换原则

- ✧ π 型变成二个L形
- ✧ 第二个L形把 R_L 变换为假想电阻 R_s
- ✧ 第一个L形把 R_s 变换为匹配电阻 R_e

(b) 设计方法已知: R_L 、 R_e , 求 X_s 、 X_{p1} 、 X_{p2}



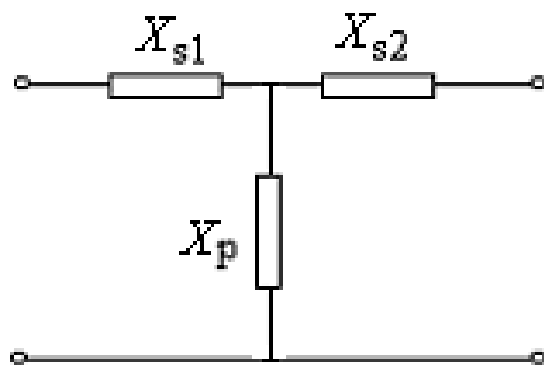
• 结论:

✧ 实现条件: $\frac{R_L}{R_e}(1+Q_{e1}^2) > 1$;

✧ 已知 R_L 、 R_e 确定, 但 Q_{e1} 、 Q_{e2} 不是唯一的选择, 可以合理组合使 $H_n \uparrow$ 、 $\eta_K \downarrow$ 达到最佳状态的匹配网络, 所以 π 型网络得到广泛应用。

iii T形匹配网络设计

- 定义：用两个同性质的电抗与一个异形电抗连接成T形网络
- 结构形式：



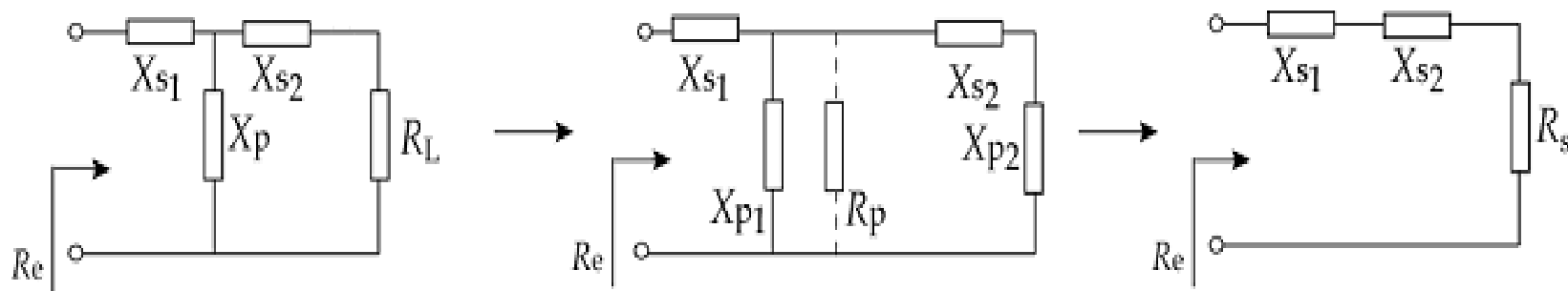
- 设计与实现条件:

- a) 设计原则

- ✧ T形 → 两个L形 { 若串臂为两个同性电抗, 则并臂分成两个同性电抗
若串臂为异性电抗, 则并臂分成两个异性电抗
 - ✧ 第二个L形 —————→ 假想电阻 R_p
 - ✧ 第一个L形 —————→ 匹配电阻 R_s



b) 设计方法: 已知 R_L 、 R_e , 求 x_{s1} 、 x_{s2} 、 x_p



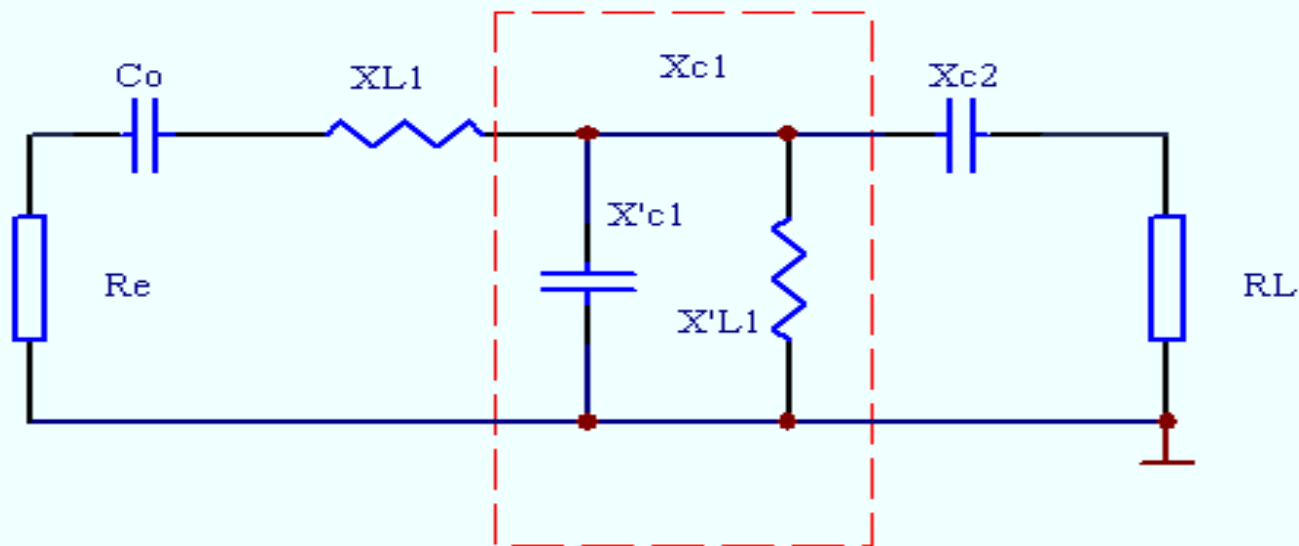
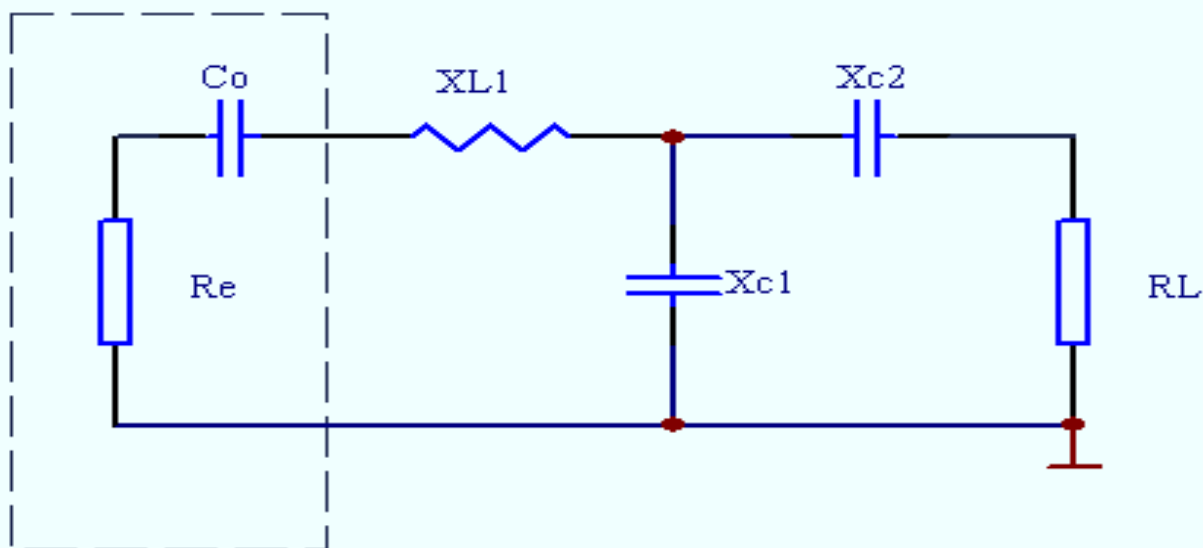
● **结论:**

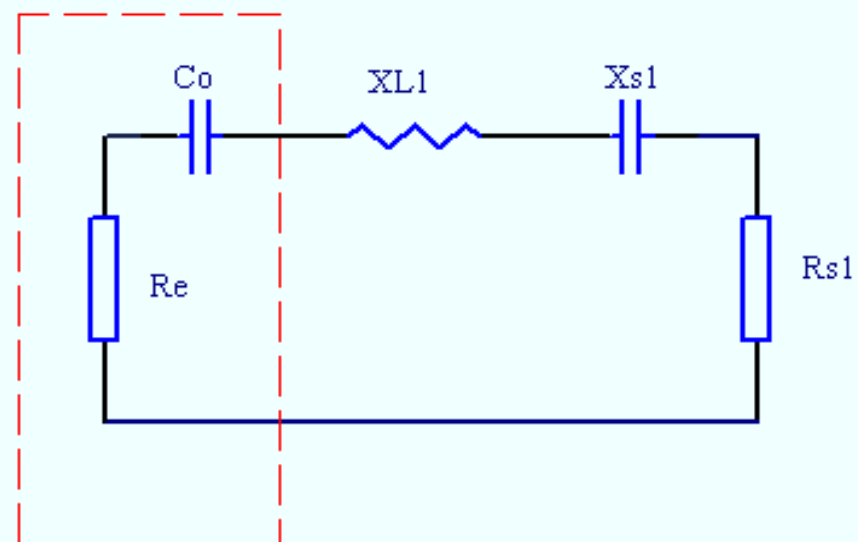
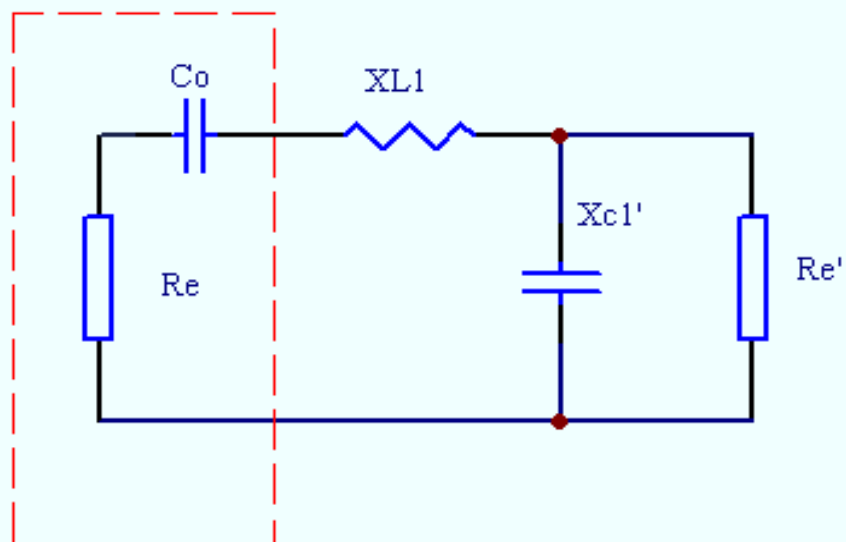
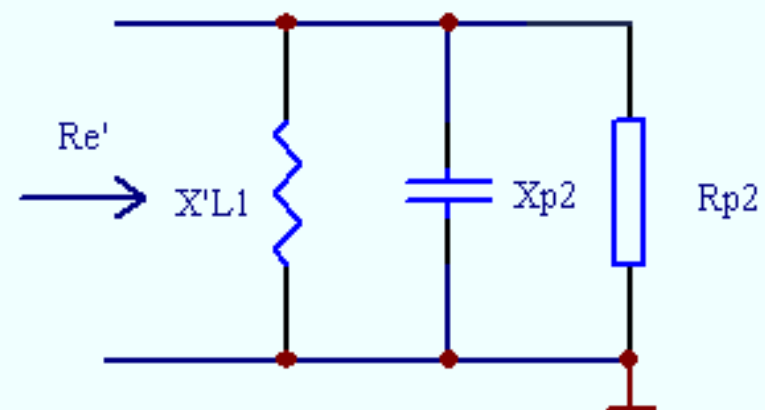
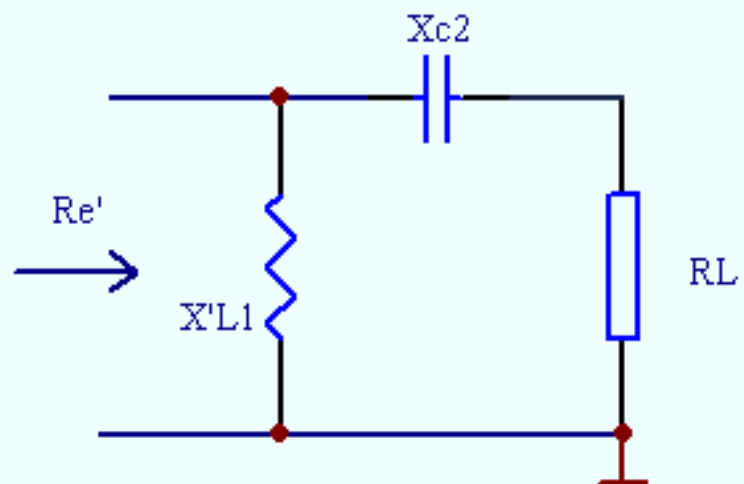
★ 实现条件: $\frac{R_e}{R_L} \left(1 + Q_{e2}^2 \right) > 1$;

★ 已知 R_L 、 R_e 确定, 但 Q_{e1} 、 Q_{e2} 不是唯一的选择, 可以合理组合, 使达到最佳状态、所以滤波性能好, 得到了广泛应用。

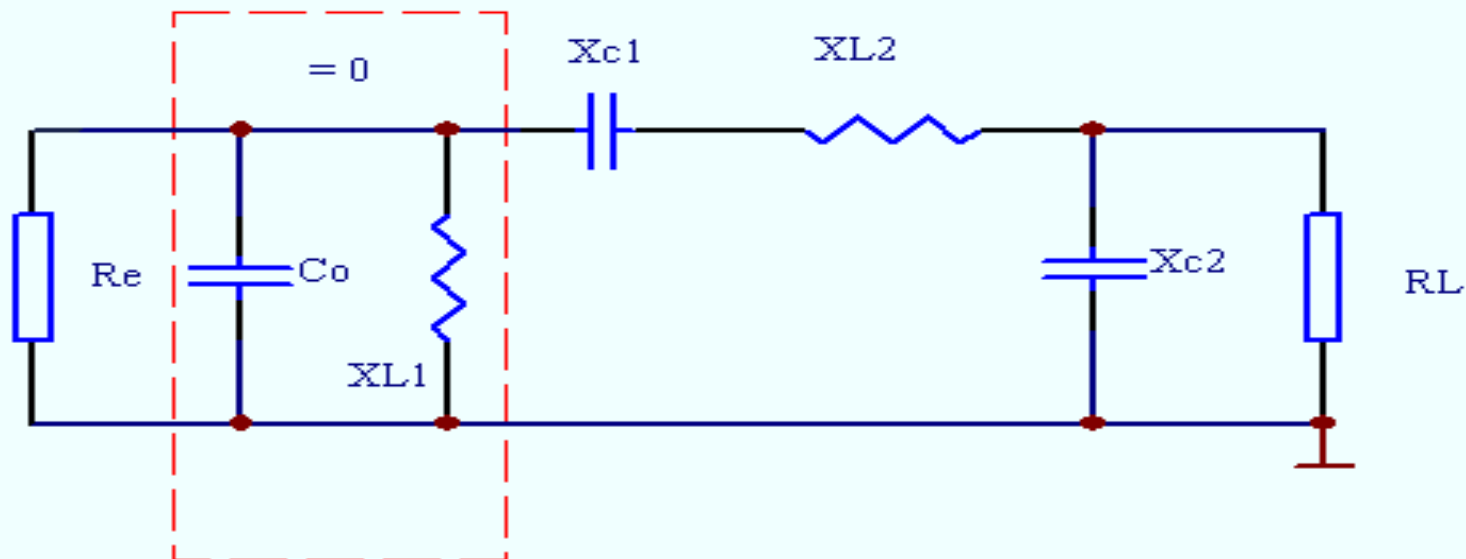
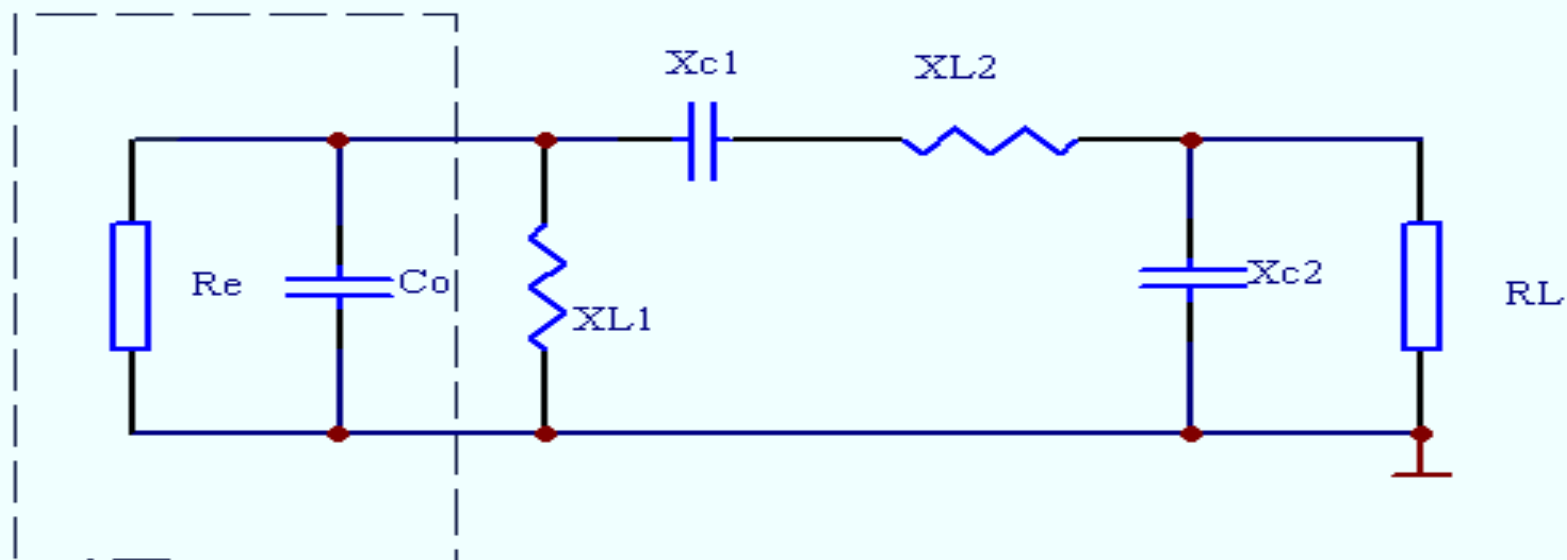


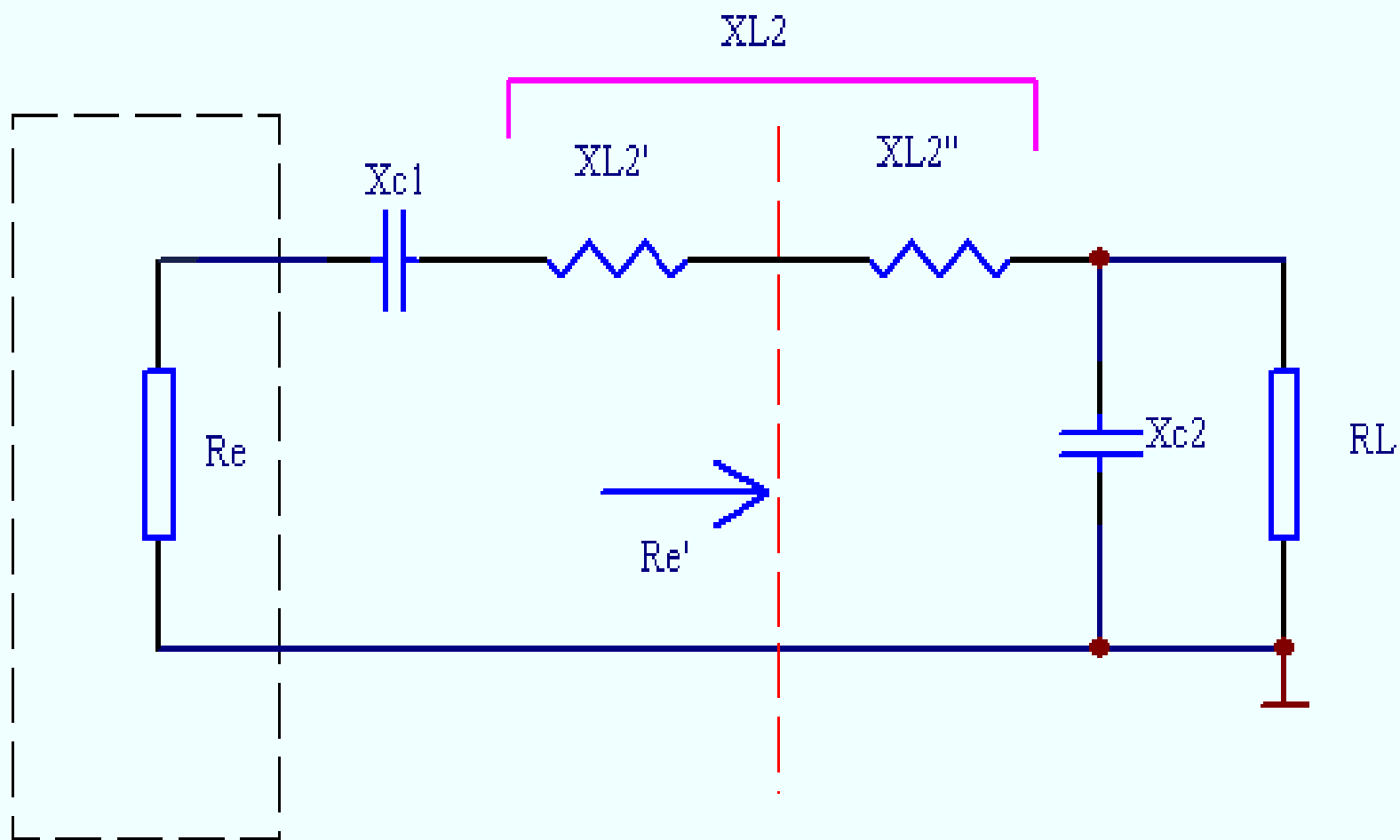
◎ 下图所示为T形滤波匹配网络，要求与 R_e 和 C_o 串接匹配，试求各元件的表达式





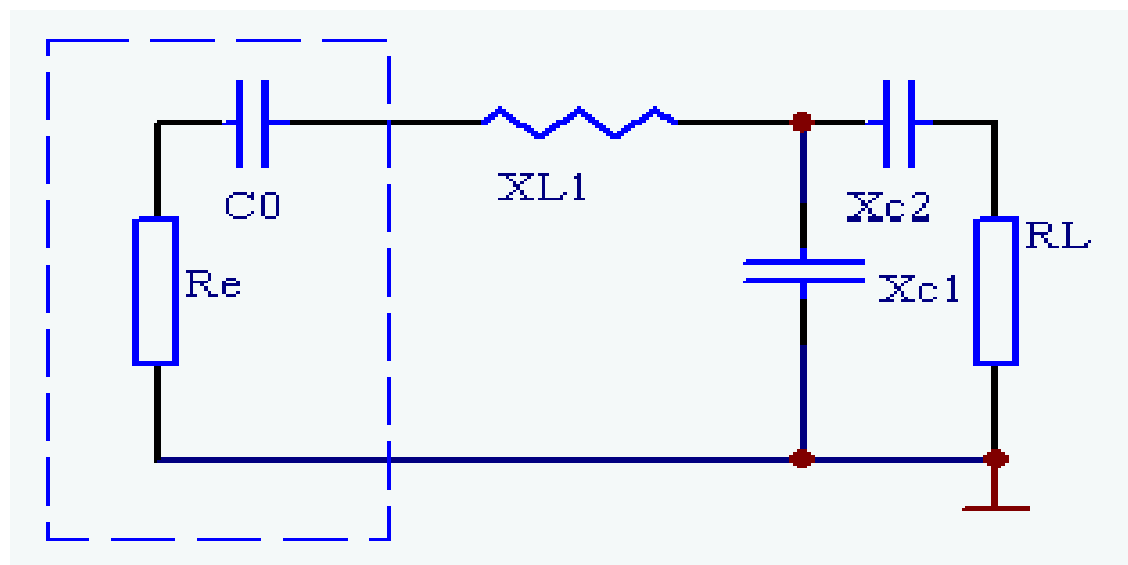
◎ 下图所示为 Π 形滤波匹配网络，要求与 R_e 和 C_o 并接匹配，试求各元件的表达式





常用滤波匹配网络的结构及其表达式总结

(一)结构



表达式: $X_{L1} = Q_{e1}R_e - X_{c0}$

$$X_{c2} = -AR_L$$

$$X_{c1} = -B/(A - Q_{e1})$$

其中

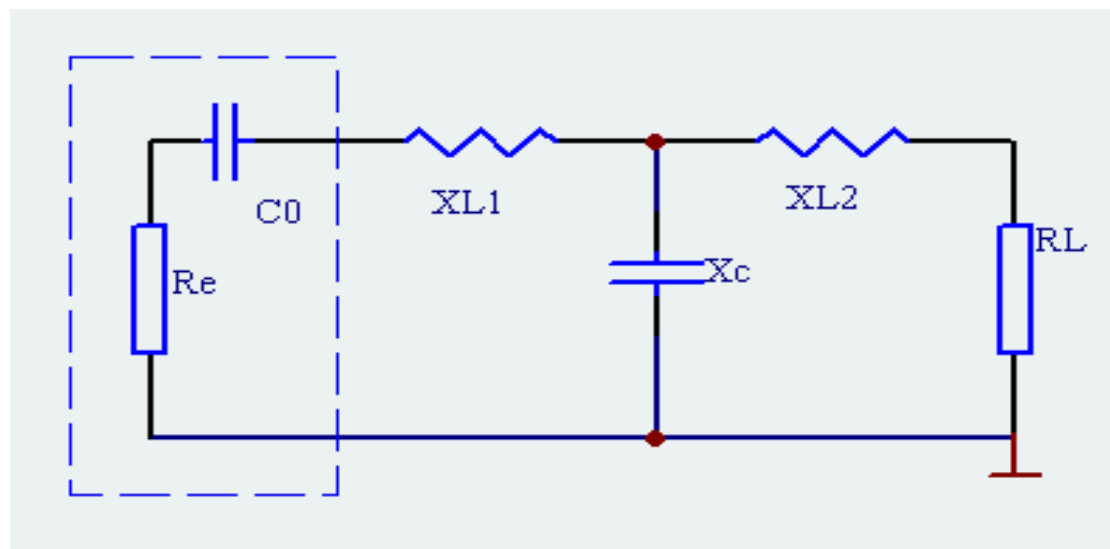
$$A = \{[(R_e/R_L)(1 + Q_{e1}^2)] - 1\}^{1/2}$$

$$B = R_e(1 + Q_{e1}^2)$$

条件: $R_e > R_L/(1 + Q_{e1}^2)$

常用滤波匹配网络的结构及其表达式总结

(二)结构



表达式: $X_{L1} = Q_{e1}R_e - X_{c0}$

$$X_{L2} = AR_L$$

$$X_c = -B/(A + Q_{e1})$$

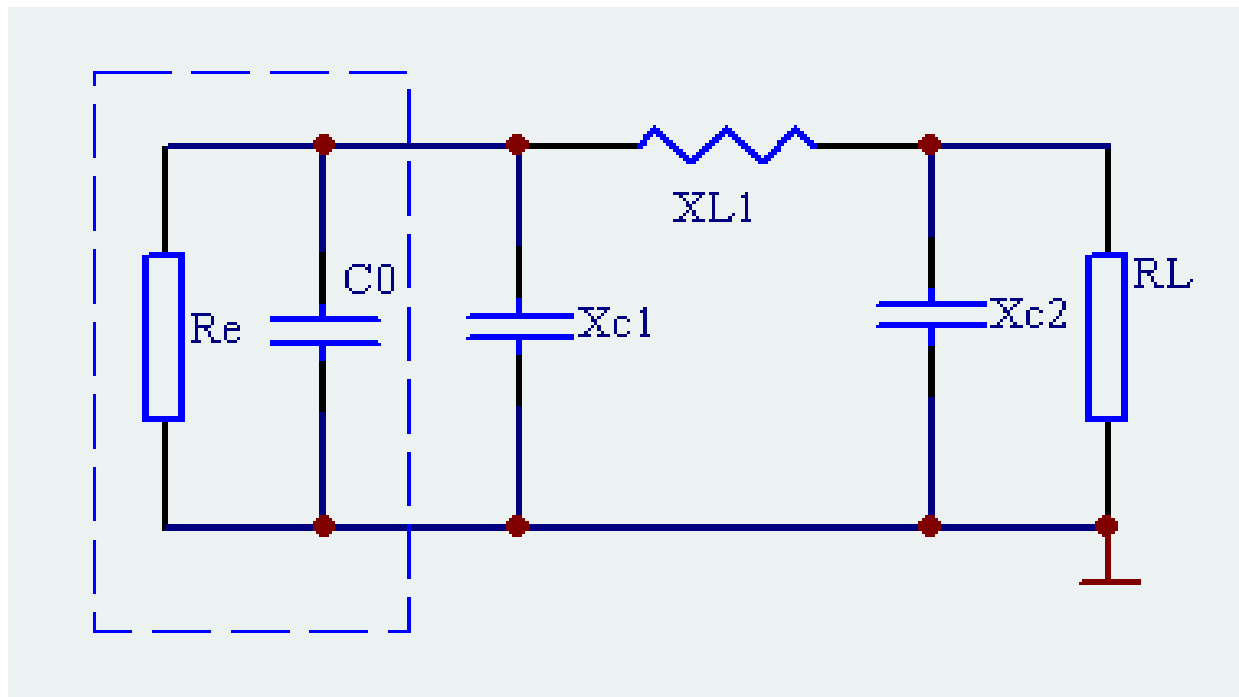
其中 $A = \{[(R_e/R_L)(1+Q_{e1}^2)]-1\}^{1/2}$

$$B = Re(1+Q_{e1}^2)$$

条件: $Re > R_L/(1+Q_{e1}^2)$

常用滤波匹配网络的结构及其表达式总结

(三)结构



表达式: $X_{c1} = -(Re / Q_{e1}) - X_{c0}$

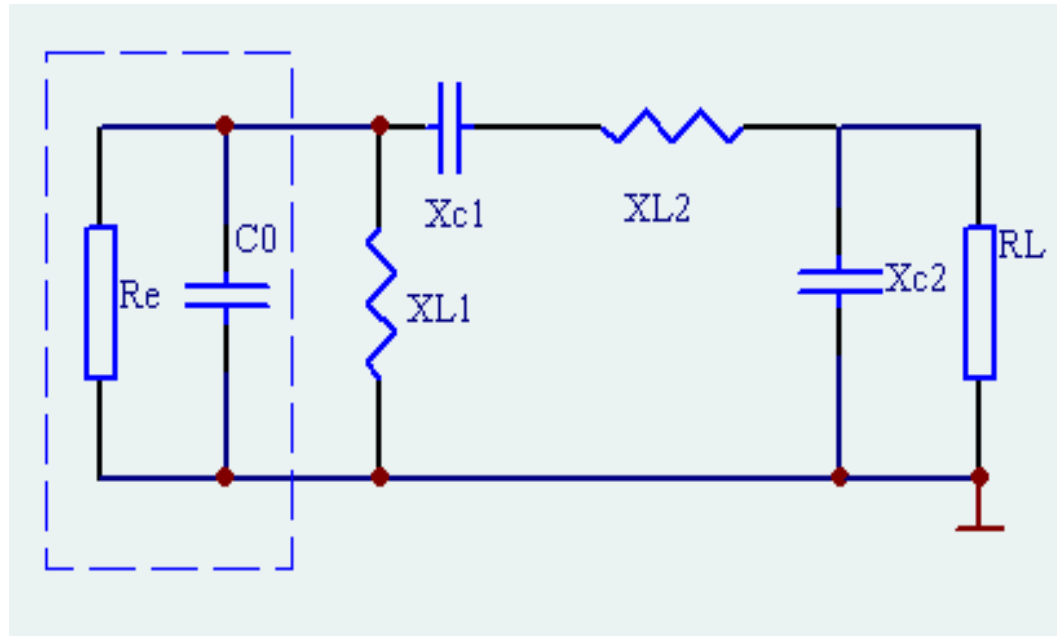
$$X_{c2} = -R_L \{ (R_e / R_L) / [(Q_{e1}^2 + 1) - (R_e / R_L)] \}^{1/2}$$

$$X_L = [Q_{e1} R_e - (R_e R_L / X_{c2})] / (1 + Q_{e1}^2)$$

条件: $Re < R_L / (1 + Q_{e1}^2)$

常用滤波匹配网络的结构及其表达式总结

(四)结构



表达式: $X_{L1} = -X_{c0}$

$$X_{c1} = -Q_{e1}R_e$$

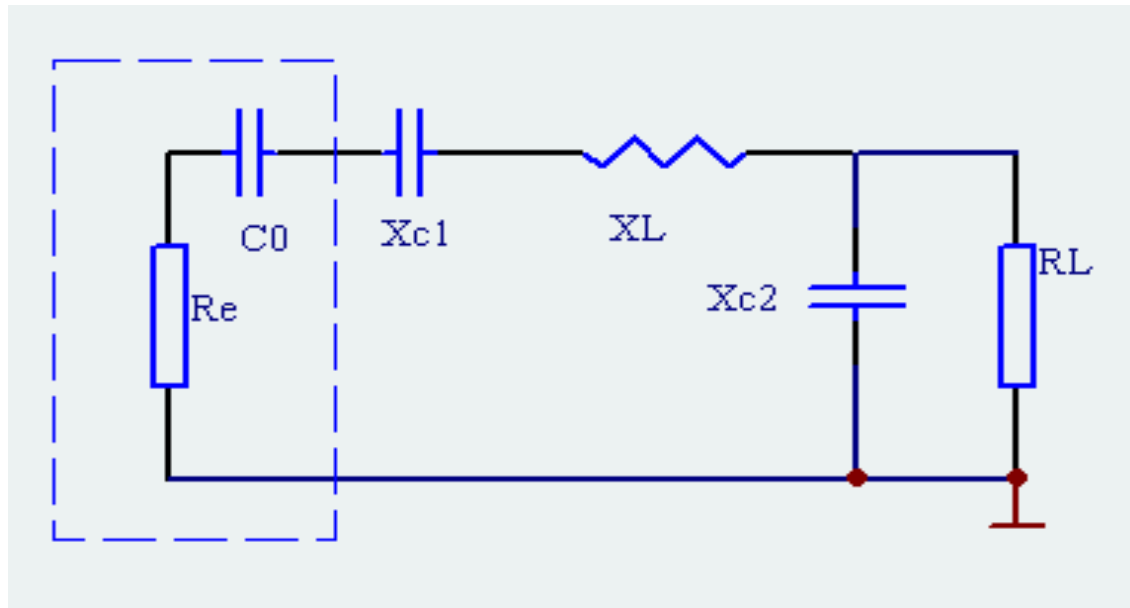
$$X_{c2} = -R_L[R_e/(R_L - R_e)]^{1/2}$$

$$X_{L2} = -X_{c1} - (R_e R_L)/X_{c2}$$

条件: $R_e < R_L$

常用滤波匹配网络的结构及其表达式总结

(五)结构



表达式: $X_{c1} = -Q_{e1}R_e - X_{c0}$

$$X_{c2} = -R_L [R_e / (R_L - R_e)]^{1/2}$$

$$X_L = -X_{c1} - [(R_e R_L) / X_{c2}] - X_{c0}$$

条 件: $R_e < R_L$

匹配网络习题举例

④ 输入滤波匹配网络与级间耦合电路

◎末级以前的各级（主振级除外）都叫做中间级：

可作为缓冲、倍频或功率放大等，但它们的集电极回路都是用来馈给下一级所需要的激励功率的。这些回路就叫做级间耦合回路。

◎对于中间级来说，最主要的是应该保证它的输出电压稳定，以供给下级稳定的激励电压，而效率则降为次要问题：由于中间级工作于低电平，效率低一些对整机来讲影响不大。



◎ 为了达到保证送给下级稳定的激励电压的目的，对于中间级应采取如下措施：

- (1) 中间放大级应工作于过压状态，此时它等效为一个恒压源，其输出电压几乎不随负载变化。这样，尽管后级的输入阻抗是变化的，但该级所得到的激励电压仍然是稳定的。
- (2) 降低级间耦合回路的效率 η_k 。因为回路效率降低，意味着回路本身损耗加大，这样就使下级输入回路的损耗功率相对来说显得不重要，也就减弱了下级对本级工作状态的影响。中间级的 η_k 一般取为**0.1~0.5**，也就是说中间级的输出功率应为后一级所需激励功率的**2~10**倍。



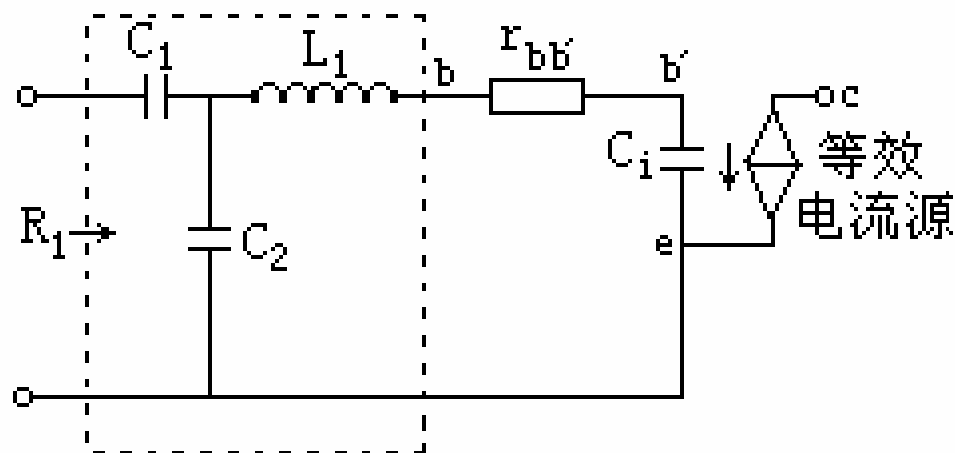
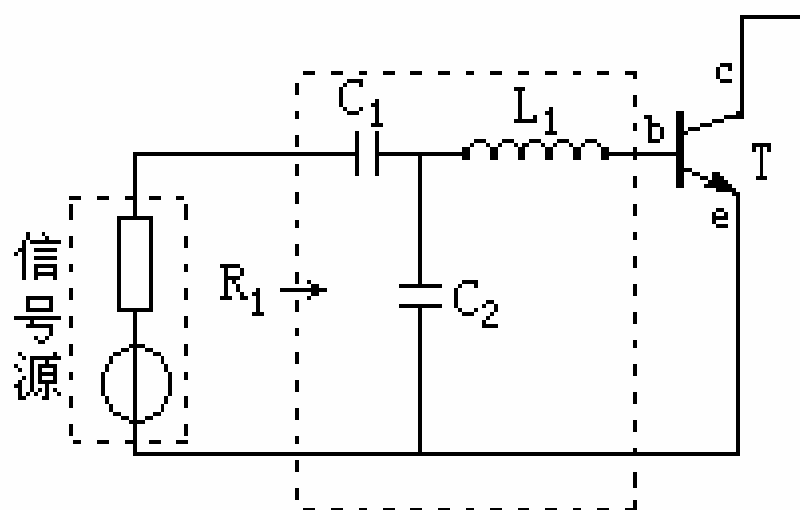
- ◎ 由于晶体管的基极电路输入阻抗很低，而且功率越大的晶体管，它的输入阻抗就越低，一般约为几十欧（小功率管）至十分之几欧（大功率管）。输入匹配网络的作用就是使晶体管的低输入阻抗能与内阻比这个低输入阻抗高得多的信号源相匹配。
- ◎ 通常对绝大多数晶体管来说，它的输入阻抗可以认为是电阻 $r_{bb'}$ 与电容 C_i 串联组成。输入匹配网络应抵消 C_i 的作用使它对信号源呈现纯电阻性。图4-3-8为输入匹配网络示例。图中较大虚筐内为T型网络，
- ◎ L_1 除用以抵消 C_i 的作用外，还与 C_1 、 C_2 谐振。这种电路适用于使低的输入阻抗与高的输出阻抗相匹配。下面给出图中T型网络的计算公式。

共基极电路输入电阻较小，输出电阻较大
共集电极电路输入电阻较大，输出电阻较小
共发射极电路输入电阻适中，输出电阻适中

$$X_{L1} = Q_L R_2 = Q_L r_{bb'}$$

$$X_{C1} = R_1 \sqrt{\frac{r_{bb'} (Q_L^2 + 1)}{R_1} - 1}$$

$$X_{C2} = \frac{r_{bb'} (Q_L^2 + 1)}{Q_L} \bigg/ \left(1 - \frac{X_{C1}}{Q_L R_1} \right)$$



条件 $X_{L1} \gg X_{ci}$, $R_1 > R_2 (r_{bb'})$

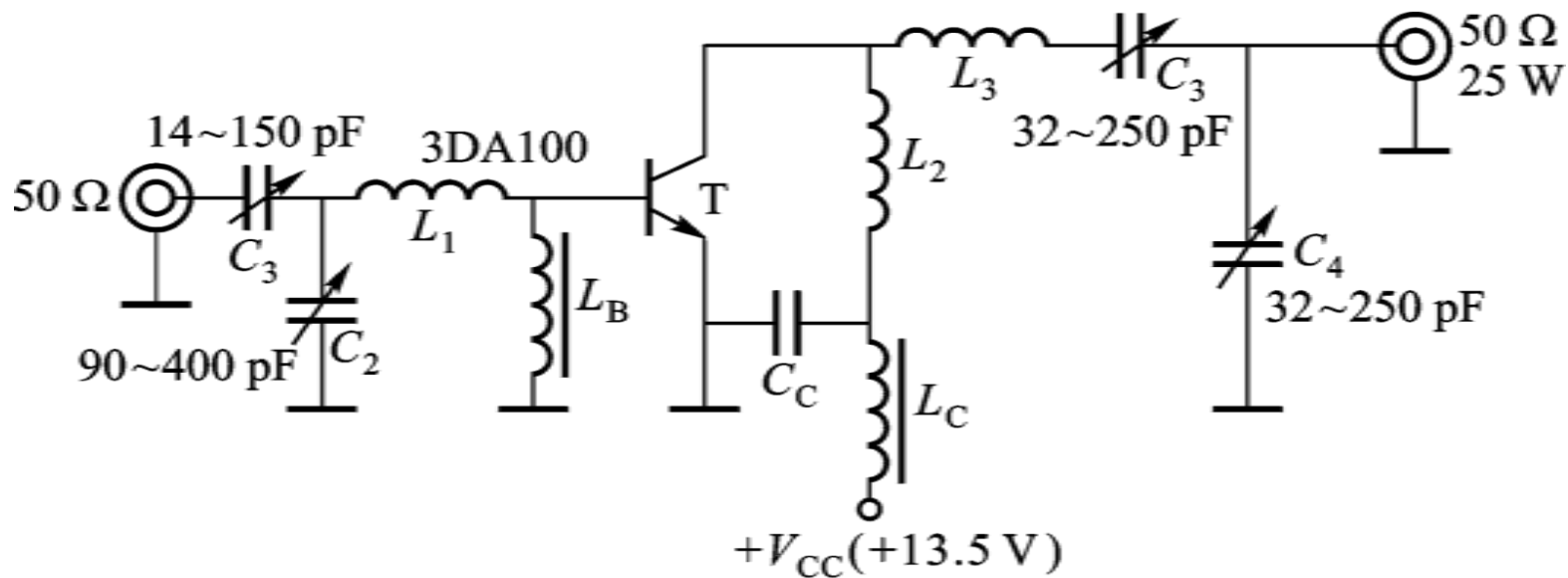
图4-3-8 输入匹配网络

- ◎应当指出，本节的输出滤波匹配网络以 π 型为例，输入滤波匹配网络以T型为例，只是为了便于说明问题。事实上，各种形式的滤波匹配网络均可用于输出电路及输入电路，视实际电路要求而定，滤波匹配网络在谐振功率放大器中占有重要的地位。滤波匹配网络设计和调整良好，就能保证放大器工作于最佳状态。尤其对于晶体管来说，正确设计与调整滤波匹配网络，具有十分重要的意义。

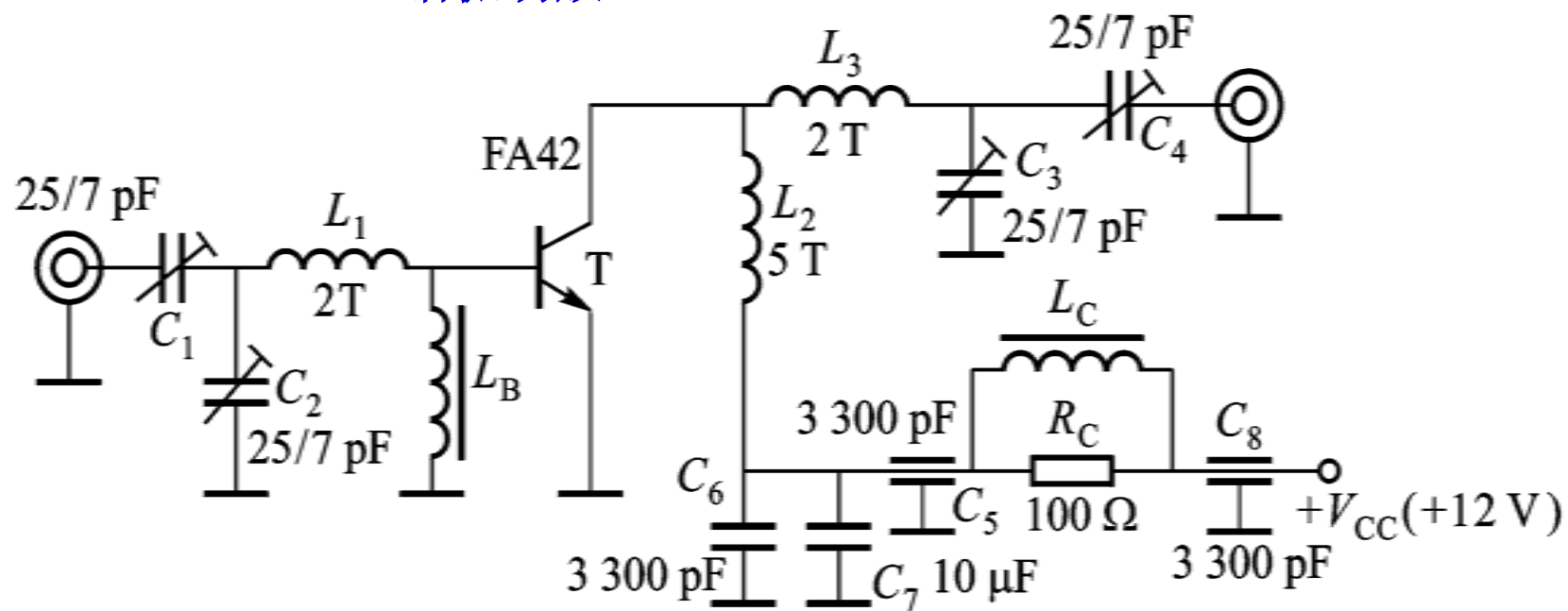


4.3.3 谐振功率放大器电路

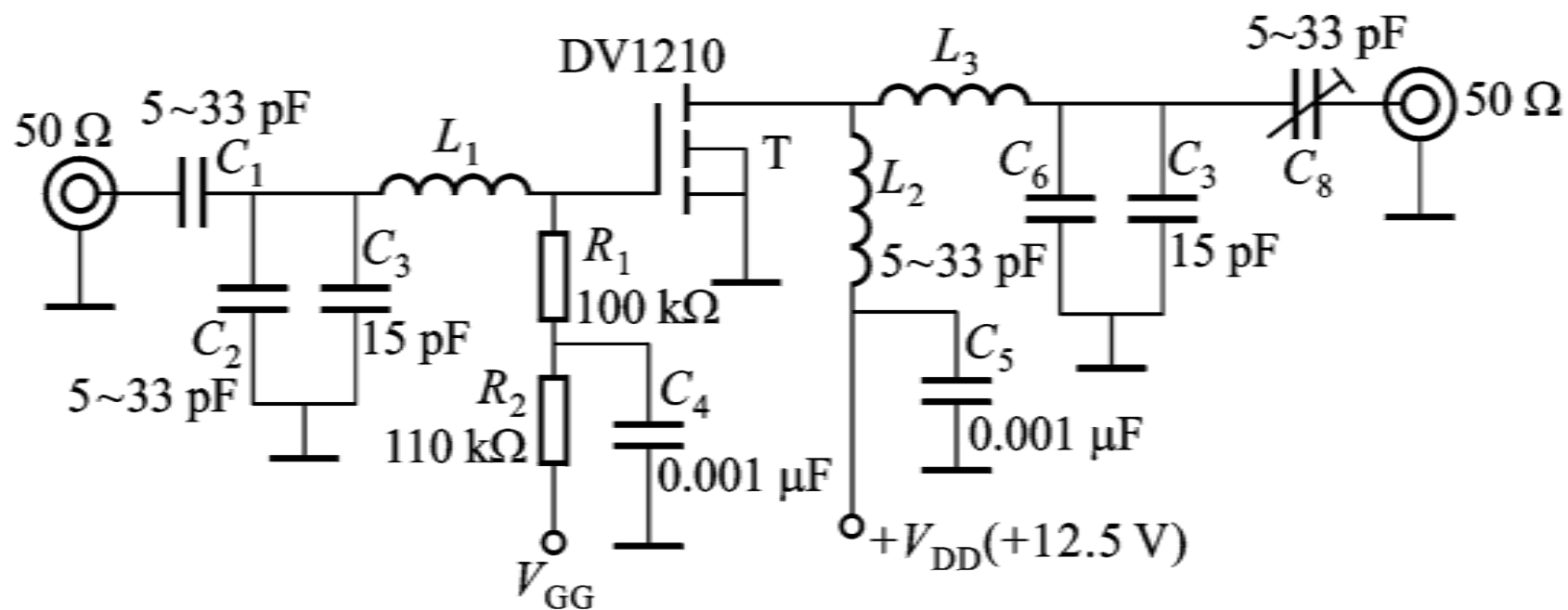
例一 50MHz, 25W谐振功放



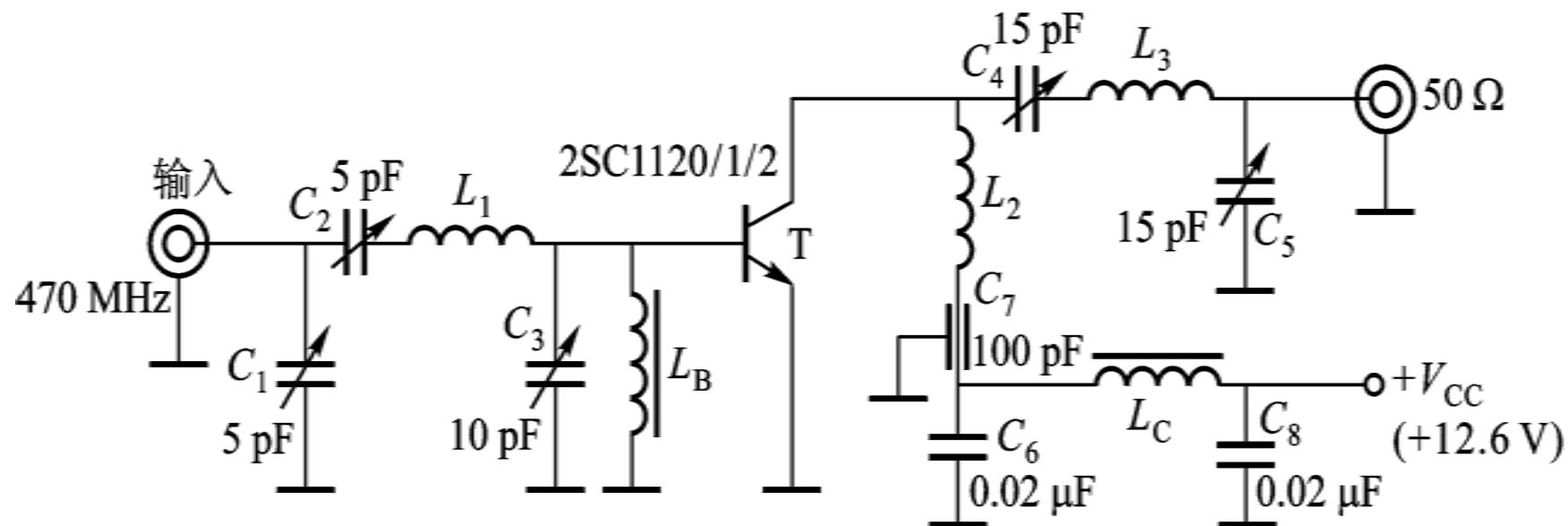
例二 160MHz, 10W谐振功放



例三 175MHz, 10W VMOS管谐振功放



例四 470MHz, 4~14W 谐振功放



➤功率放大器调谐和调整

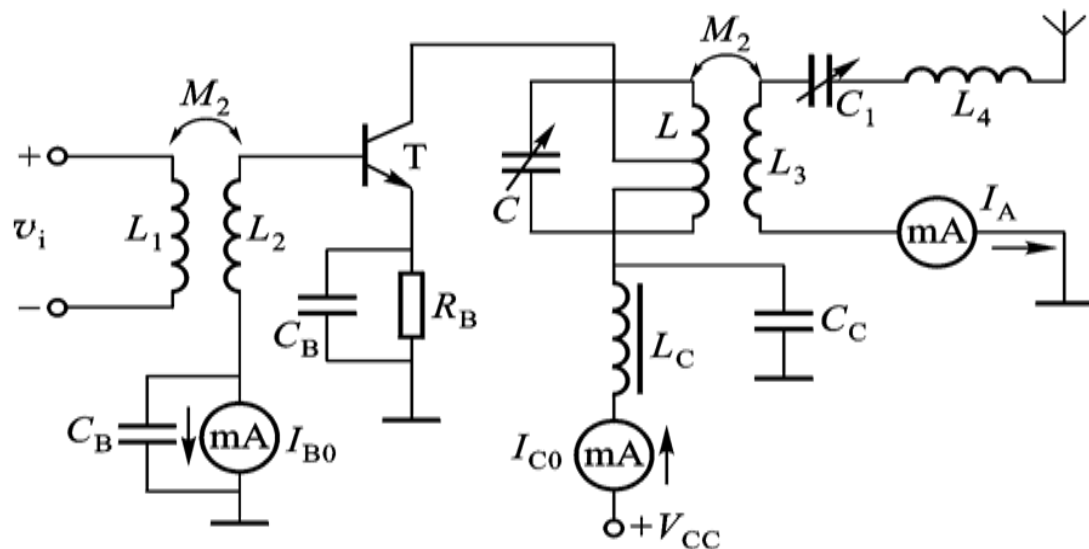
① 调 谐

- 调谐是把负载回路调到谐振状态
- 为保护晶体管，把电源电压降到 $\frac{1}{3}V_{cc} \sim \frac{1}{2}V_{cc}$ ，使放大器在过压状态下进行调谐，并适当减小输入激励信号幅度，待调好后再一一恢复到额定值。



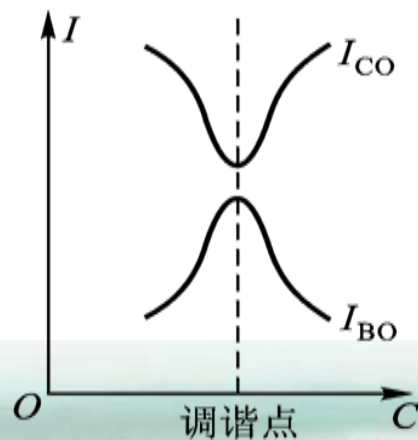
- 调谐电路举例

- ▲ 电路

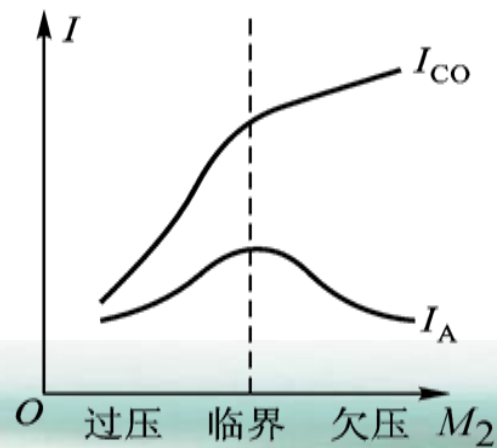


(a) 调整电路

- ▲ 方法



(b) 调谐特性



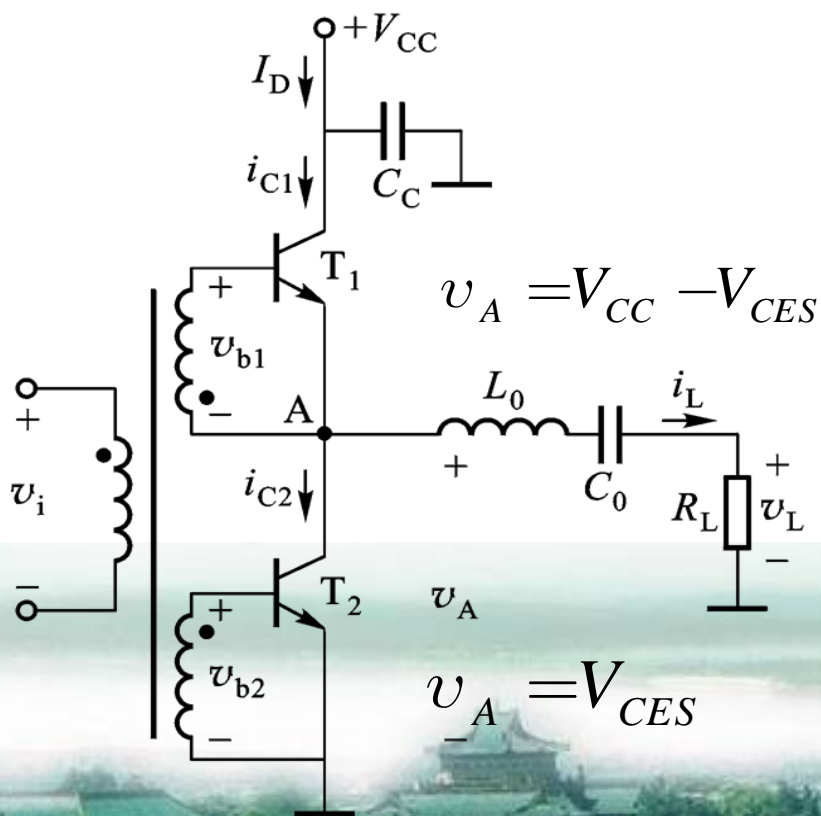
(c) 放大器负载调整特性

4.4 丁类(D类)和戊类(E类)功率放大器

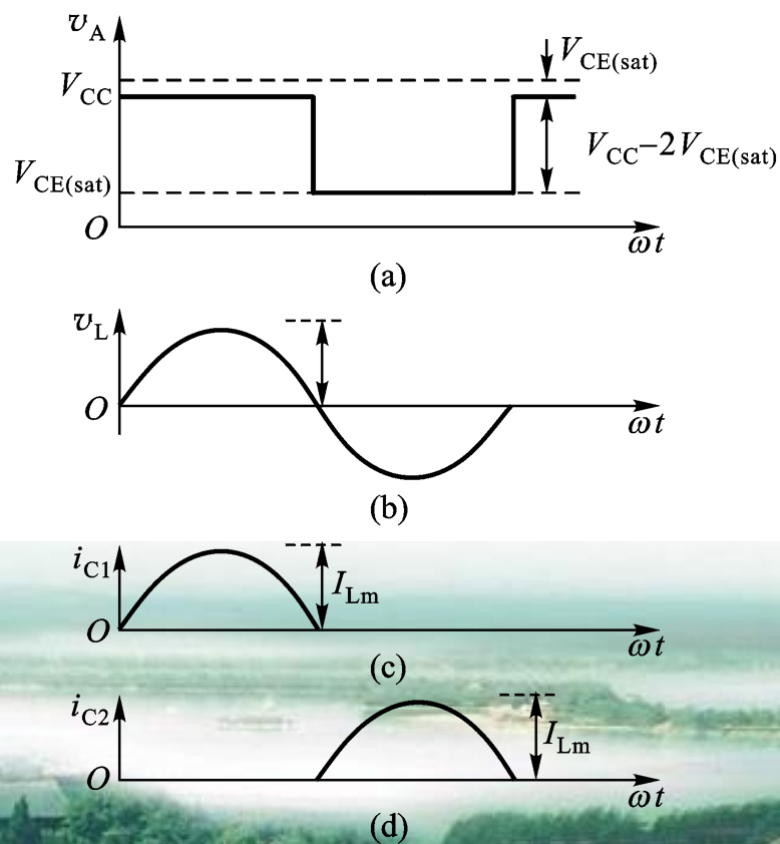
4.4.1 丁类功率放大器

① 电压开关型电路

• 电路



• 工作原理：主要波形如下



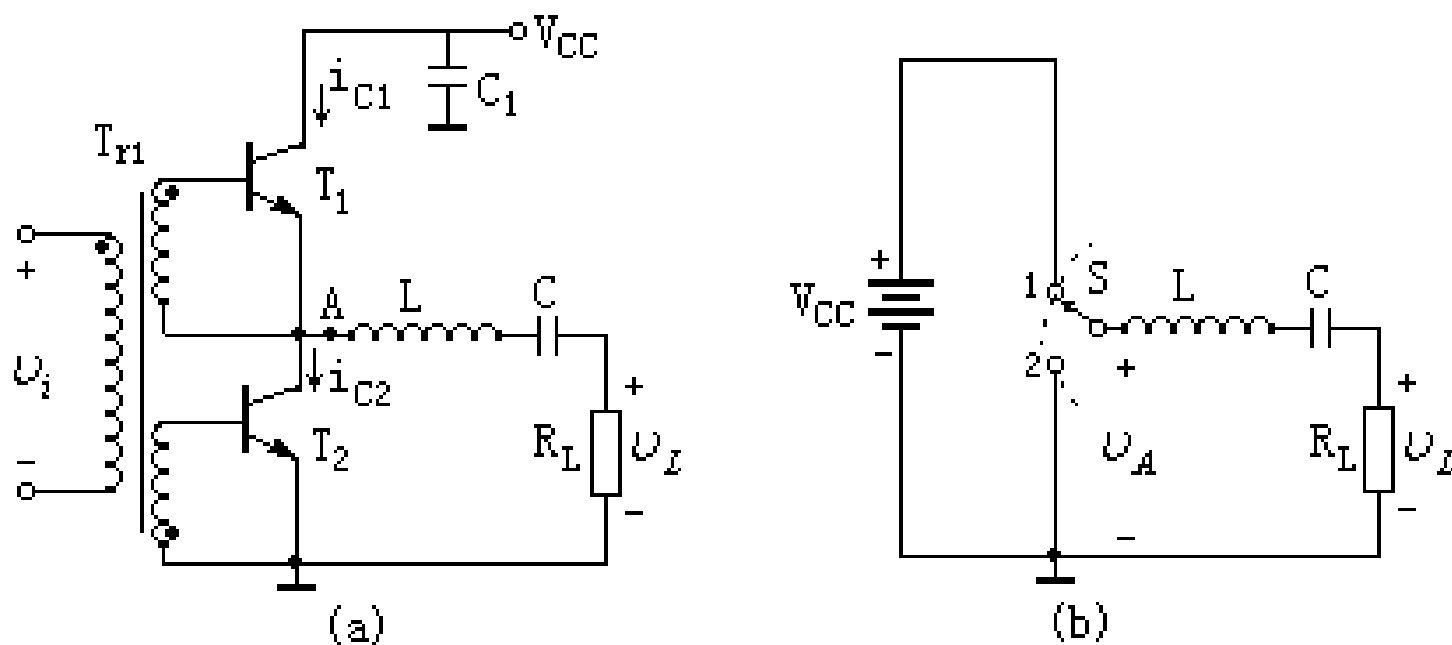


图4-4-1 D类功放及其等效电路

(a) D类功放的原理图；(b) D类功放的等效电路



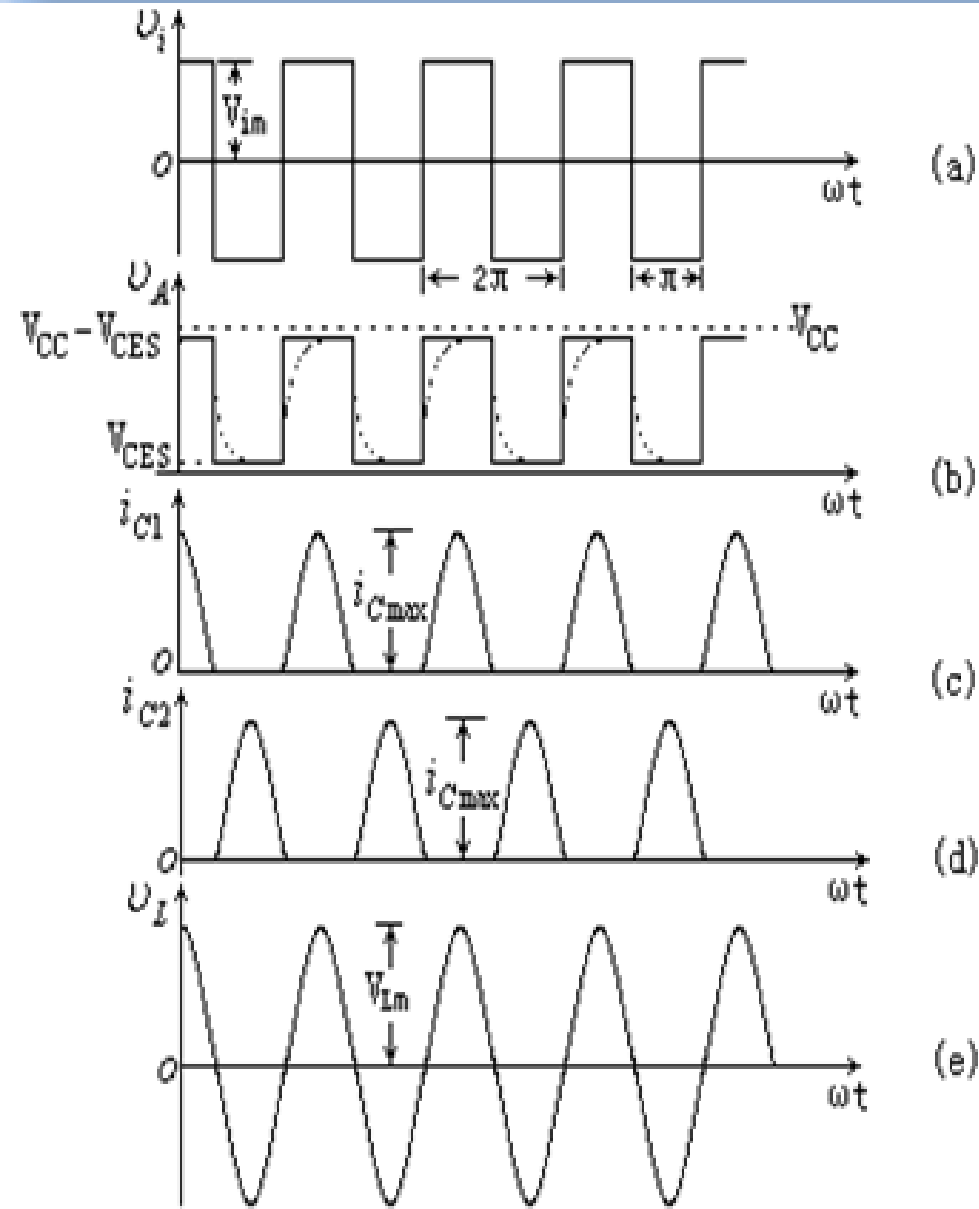


图4-4-2 D类功率放大器相应端点的波形图

(a) 激励信号; (b) A点的波形; (c) T_1 的集电极电流;
(d) T_2 的集电极电流; (e) 负载两端的电压

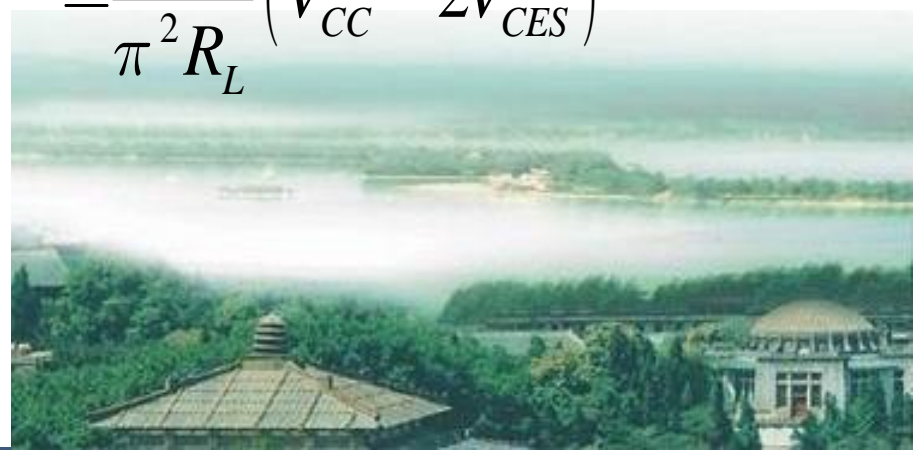
$$\begin{aligned}
 V_{Lm} &= \frac{1}{\pi} \int_{-\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}} (V_{CC} - 2V_{CES}) \cos \omega_s t d(\omega_s t) \\
 &= \frac{2}{\pi} (V_{CC} - 2V_{CES})
 \end{aligned}$$

$$I_{Lm} = \frac{V_{Lm}}{R_L} = \frac{2}{\pi R_L} (V_{CC} - 2V_{CES})$$

$$i_{Cmax} = I_{cm1}$$

$$I_{C0} = \alpha_0(90^\circ) i_{Cmax} = \frac{i_{Cmax}}{\pi} = \frac{I_{cm1}}{\pi}$$

$$= \frac{2}{\pi^2 R_L} (V_{CC} - 2V_{CES})$$



- 功率与效率

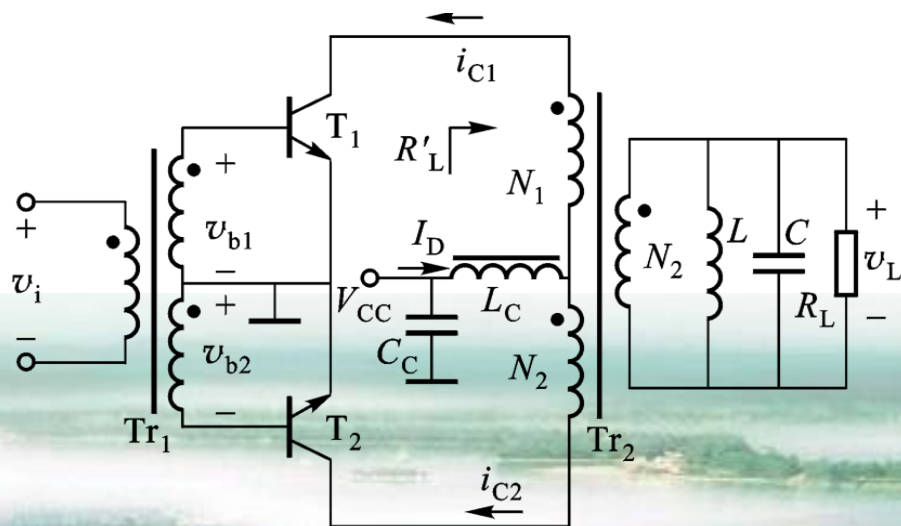
$$P_0 = \frac{1}{2} V_{Lm} I_{Lm} = \frac{2(V_{CC} - 2V_{CE(sat)})^2}{\pi^2 \cdot R_L}$$

$$P_D = V_{CC} \cdot I_{c0} = \frac{2V_{CC}}{\pi^2 \cdot R_L} (V_{CC} - 2V_{CE(sat)})$$

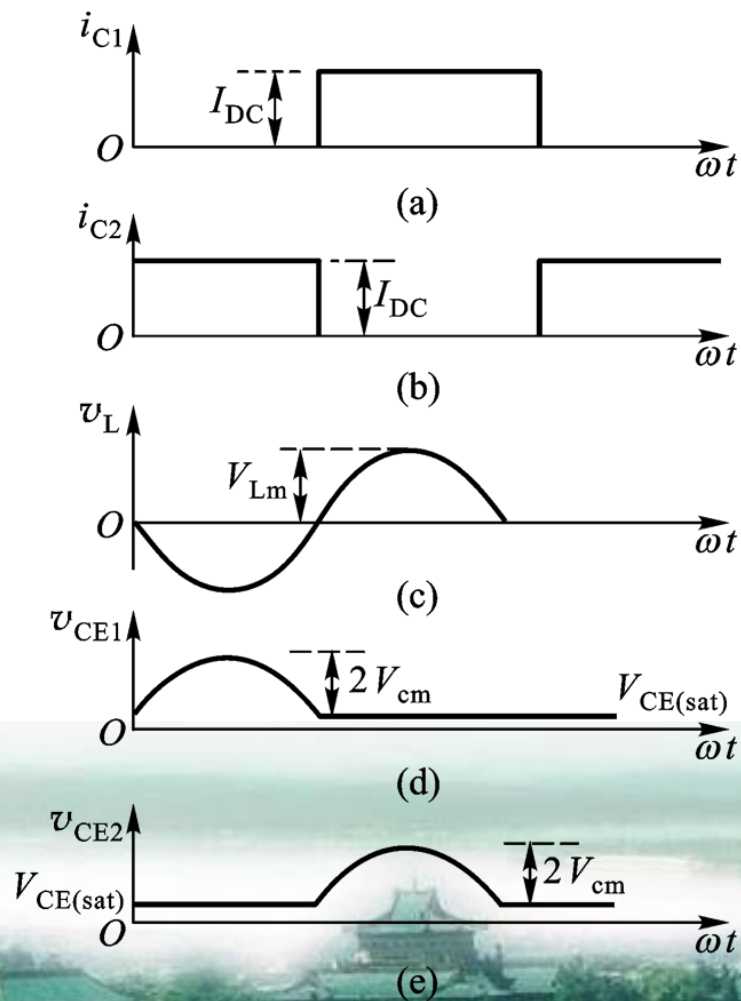
$$\eta_C = \frac{P_0}{P_D} = \frac{1}{V_{CC}} (V_{CC} - 2V_{CE(sat)}) = 1 - \frac{2V_{CE(sat)}}{V_{CC}}$$

② 电流开关型电路

- 电路



- 工作原理：
主要波形



- 功率与效率

$$P_0 = \frac{V_{cm}^2}{2R_L'} = \frac{8}{\pi} I_D^2 R_L'$$

$$P_D = V_{CC} \cdot I_D$$

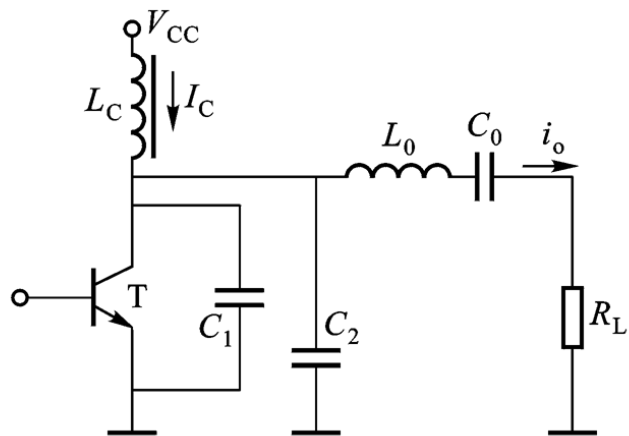
$$\eta_C = \frac{P_0}{P_D} = \frac{V_{CC} - V_{CE(sat)}}{V_{CC}}$$

4.4.2 戊类功率放大器

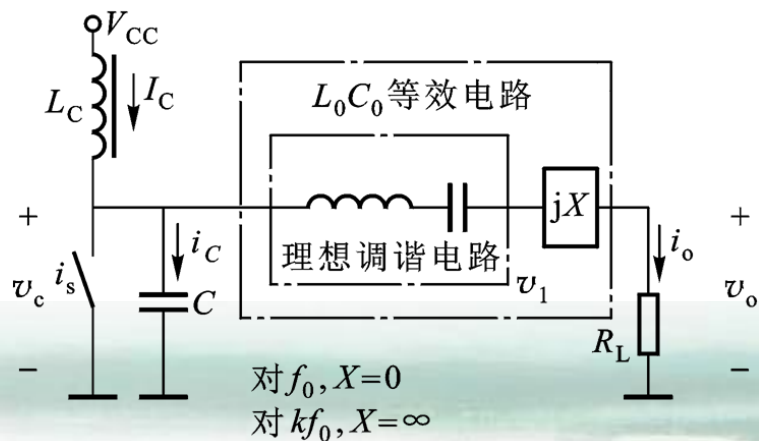
晶体管丁类放大器总是由两个三极管组成的，而戊类放大器则是单管工作于开关状态。它的特点是选取适当的负载网络参数，以使它的瞬态响应最佳。也就是说，当开关导通（或断开）的瞬间，只有当器件的电压（或电流）降为零后，才能导通（或断开）。这样即使开关转换时间与工作周期相比较已相当长，也能避免在开关器件内同时产生大的电压或电流。这就避免了在开关转换瞬间内的器件功耗，从而克服了丁类放大器的缺点。



• 电路

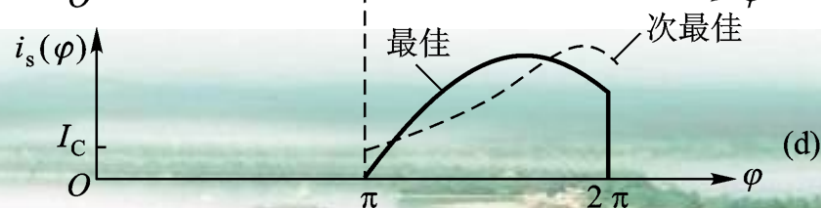
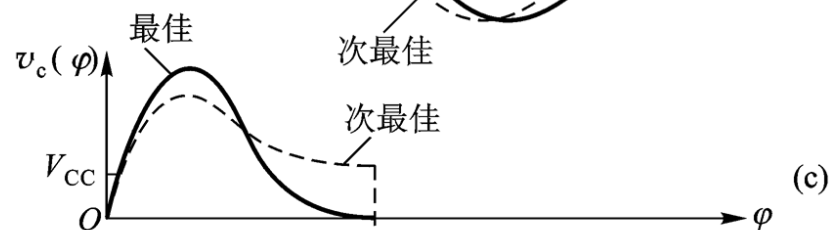
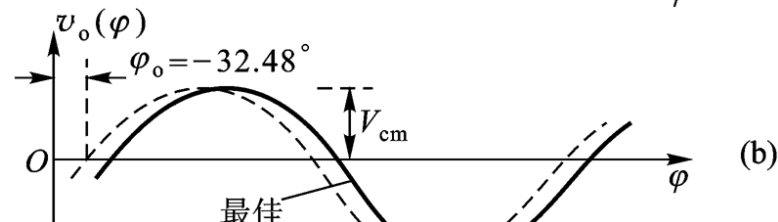
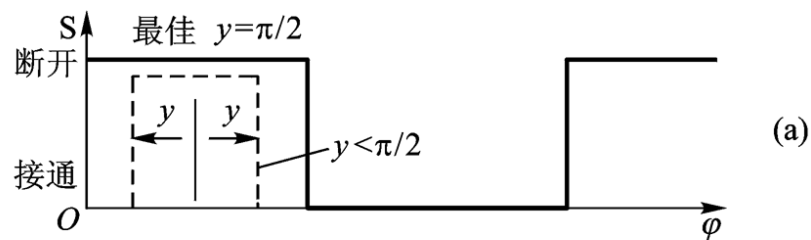


(a) 电路



(b) 等效电路

• 工作原理： 各类波形



- 将集电极电压的上升段延迟到晶体管断开以后，即在集电极出现高电压时，晶体管无电流；
- 当晶体管导通时，使集电极电压降为零。即在晶体管中流通大电流时，其集电极电压接近零；
- 在晶体管导通时刻，集电极电压随时间的变化率为零。这种设计使得晶体管从断开到导通转换时，有一定的时间区间集电极电压为零，这样，即使调谐回路略有失谐不致引起大的功耗；
- 以上工作状态保证了E类功率放大器可以获得很高的效率。



4.4.3 倍频器

1. 倍频器类型

- 晶体管倍频器（几十MHz以下）
- 参量倍频（100MHz以上）

2. 晶体管倍频原理电路、工作状态及其特点

① 电路：

- 与丙类谐振功放相似
- 不同点在于 $L_r C_r$ 谐振在 $n\omega = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}}$

② 工作状态：

- 应工作在欠压或临界状态
- 一般不工作在过压状态的原因：
 - a) 需很大的激励功率，使功率管增益明显下降
 - b) 晶体管进入饱和区输出阻抗明显降低，致使 Q_e 下降，严重影响滤波能力



3. 倍频器电流导通角的确定

$$\theta_c = \frac{120^\circ}{n}$$

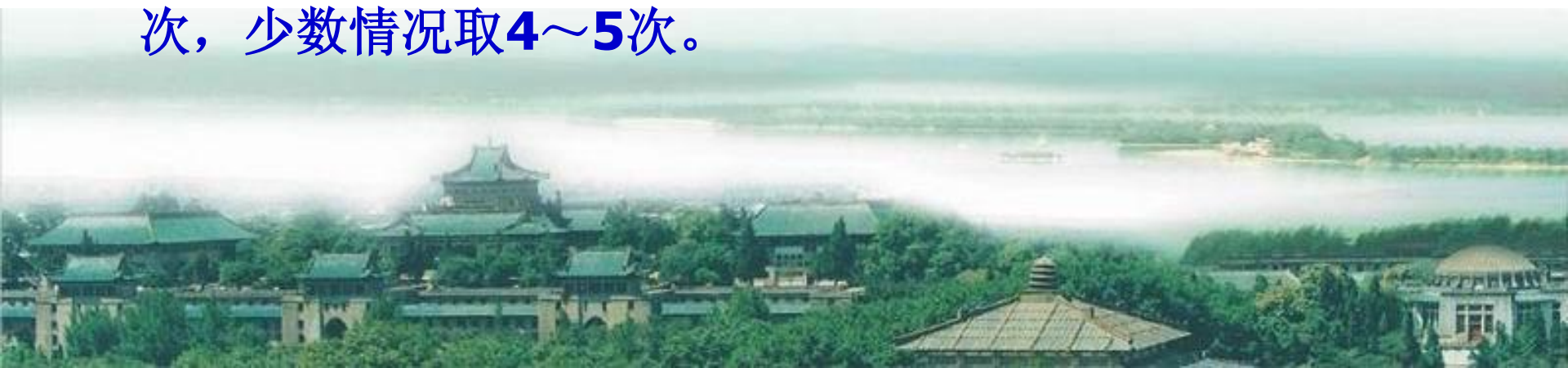
4. 倍频器输出功率的确定

$$P_{on} = \frac{1}{2} V_{cmn} I_{cmn}$$

$$\frac{P_{on}}{P_{o1}} = \frac{I_{cmn}}{I_{cm1}} = \frac{\alpha_n(\theta)}{\alpha_1(\theta)}$$

查表可得： $\alpha_1(120^\circ)$ 、 $\alpha_2(60^\circ)$ 、 $\alpha_3(40^\circ)$ 的值，可以得出： $P_2 / P_1 = 0.5$ ， $P_3 / P_1 = 0.33$ 。

基于上述的原因，C类倍频器的倍频次数一般只限于2~3次，少数情况取4~5次。



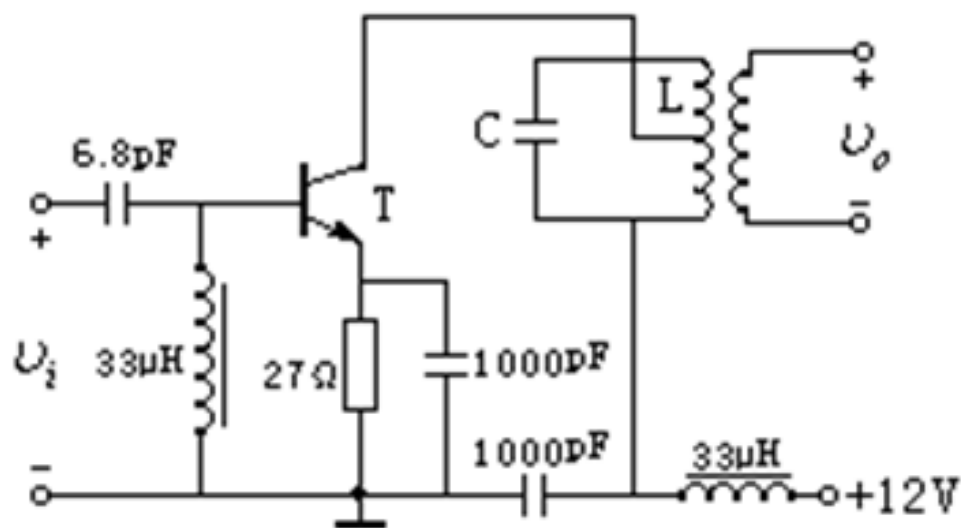


图4-4-4 倍频器电路图

除了上述利用晶体管非线性特性构成的倍频器外，由于电抗元件本身不消耗能量，为了提高倍频器的效率，有时采用电抗倍频器，其中引用最多的是用变容管的电容倍频器。

4.5 宽带高频功率放大电路

- 宽带高频功率放大电路采用非调谐宽带网络作为匹配网络，能在很宽的频率范围内获得线性放大。
- 常用的宽带匹配网络是传输线变压器，它可以使功放的最高频率扩展到几百兆赫兹甚至上千兆赫，并能同时覆盖几个倍频程的频带宽度。
- 由于无选频滤波性能，故宽带高频功放只能工作在线性失真较小的甲类状态，效率较低。所以，宽带高频功放是以牺牲效率来换取工作频带的加宽。



4.5.1 传输线变压器

1. 宽频带特性

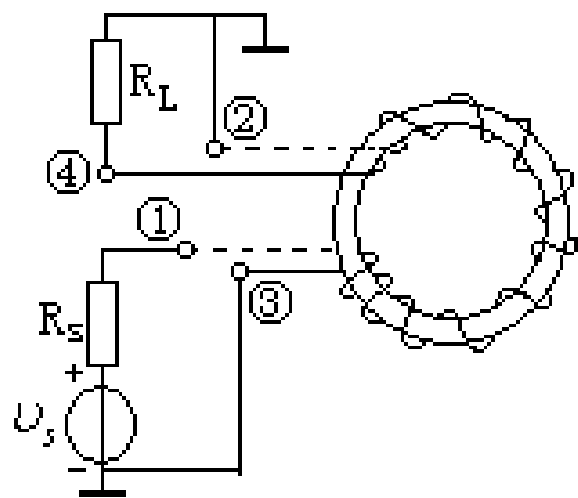
- 普通变压器上、下限频率的扩展方法是相互制约的。
- ✓ 为了扩展下限频率，就需要增大初级线圈电感量，使其在低频段也能取得较大的输入阻抗，如采用高磁导率的高频磁心和增加初级线圈的匝数，但这样做将使变压器的漏感和分布电容增大，降低了上限频率；
- ✓ 为了扩展上限频率，就需要减小漏感和分布电容，如采用低磁导率的高频磁心和减少线圈的匝数，但这样做又会使下限频率提高。



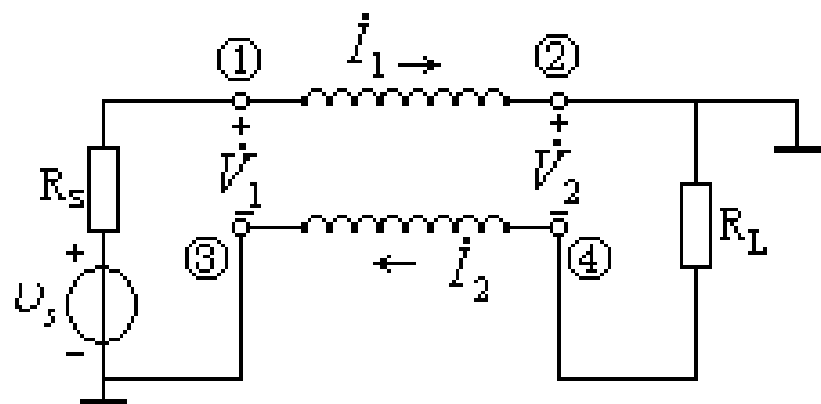
➤传输线变压器是基于传输线原理和变压器原理二者结合而产生的一种耦合元件。

➤它是将传输线（双绞线、带状线或同轴电缆等）绕在高导磁心上构成的，以传输线方式与变压器方式同时进行能量传输。

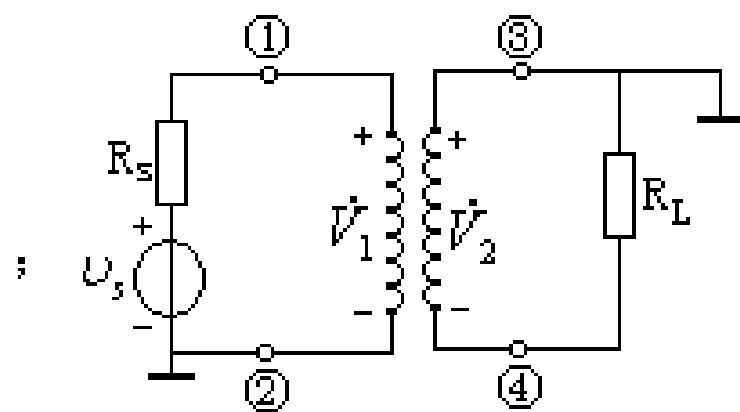




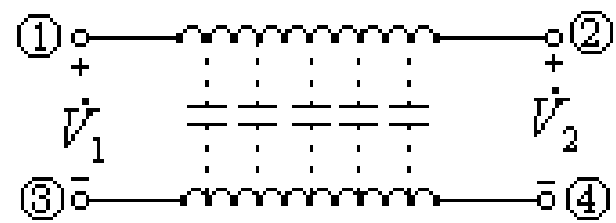
(a)



(b)



(c)



(d)

图4-5-1 1:1传输线变压器结构示意图及等效电路

(a) 结构图; (b) 传输线方式等效线路;

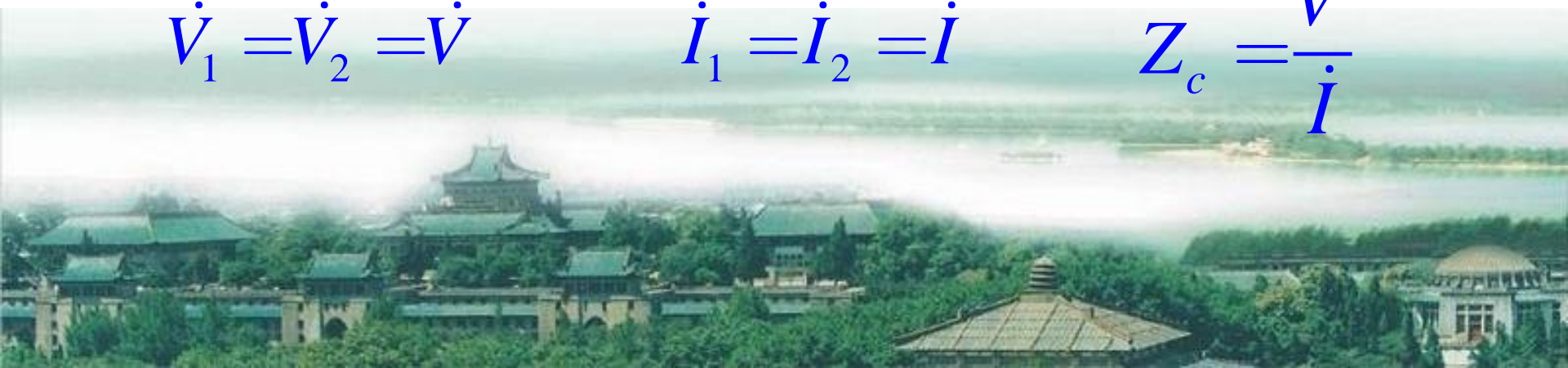
(c) 变压器方式等效线路; (d) 分部参数等效线路

➤在以传输线方式工作时，信号从①、③端输入，②、④端输出。如果信号的波长与传输线的长度**可以比拟**，两根导线的固有的分布电感和相互间的分布电容就构成了传输线的分布参数等效电路。若传输线无损耗时，则传输线的特性阻抗

$$Z_c = \sqrt{\Delta L / \Delta C}$$

➤传输线变压器有其固有的特性阻抗 Z_c ，它是由传输线的结构确定的。当负载阻抗 $R_L = Z_c$ 时，传输线处于行波状态，传输线始端的输入阻抗 $R_i = Z_c$ ，此时可以近似认为在传输线的上限频率范围**内线上的电压处处相等**，电流也处处相等但方向相反，如图4-5-1（b）所示，即：

$$\dot{V}_1 = \dot{V}_2 = \dot{V} \qquad \dot{I}_1 = \dot{I}_2 = \dot{I} \qquad Z_c = \frac{\dot{V}}{\dot{I}}$$



➤在以变压器方式工作时，信号从①、②端输入，③、④端输出。由于输入、输出线圈长度相同，从图（c）可见，这是一个**1: 1**的反相变压器。当工作在低频段时，由于信号波长远大于传输线长度，分布参数影响很小，可以忽略，故变压器方式起主要作用。

➤由于磁心的磁导率很高，所以虽然传输线段短也能获得足够大的初级电感量，保证了传输线变压器的低频特性较好。当工作在高频段时，传输线方式起主要作用，在无耗且匹配的情况下，上限频率将不受漏感、分布电容、高磁导率磁心的限制。而在实际情况下，虽然要做到严格无耗和匹配是很困难的，但上限频率仍可以达到很高。

➤由以上分析可以看到，传输线变压器具有很好的宽频带特性。



2. 阻抗变换特性

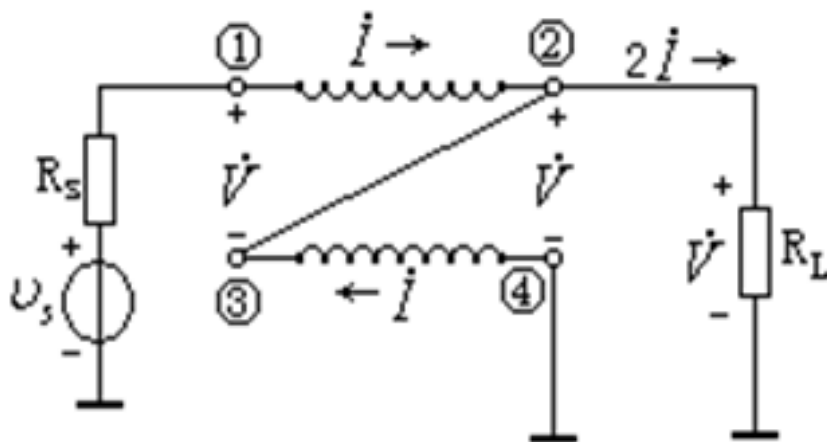


图4-5-2 传输线阻抗变换器

特性阻抗 Z_c 和输入端阻抗 Z_i 分别为

$$Z_c = \frac{\dot{V}}{\dot{I}} = \frac{2\dot{I}R_L}{\dot{I}} = 2R_L \quad Z_i = \frac{2\dot{V}}{\dot{I}} = 2Z_c = 4R_L$$

内线上的电压

$$\begin{array}{ccc}
 Z_c = 2R_L & \longrightarrow & R_L = \frac{1}{2} Z_c \\
 Z_i = 4R_L & \longrightarrow & Z_i = 4R_L = 2Z_c
 \end{array}$$

➤当负载 R_L 为特性阻抗 Z_c 的 $1 / 2$ 时，此传输线变压器可以实现**4: 1**的阻抗变换。故此时的终端匹配的条件是 $R_L = Z_c / 2$ 。其中 Z_i 是指①、④端之间的等效阻抗。

➤利用传输线变压器还可以实现其他一些特定阻抗变换。注意不同阻抗比时的终端匹配条件不一样。



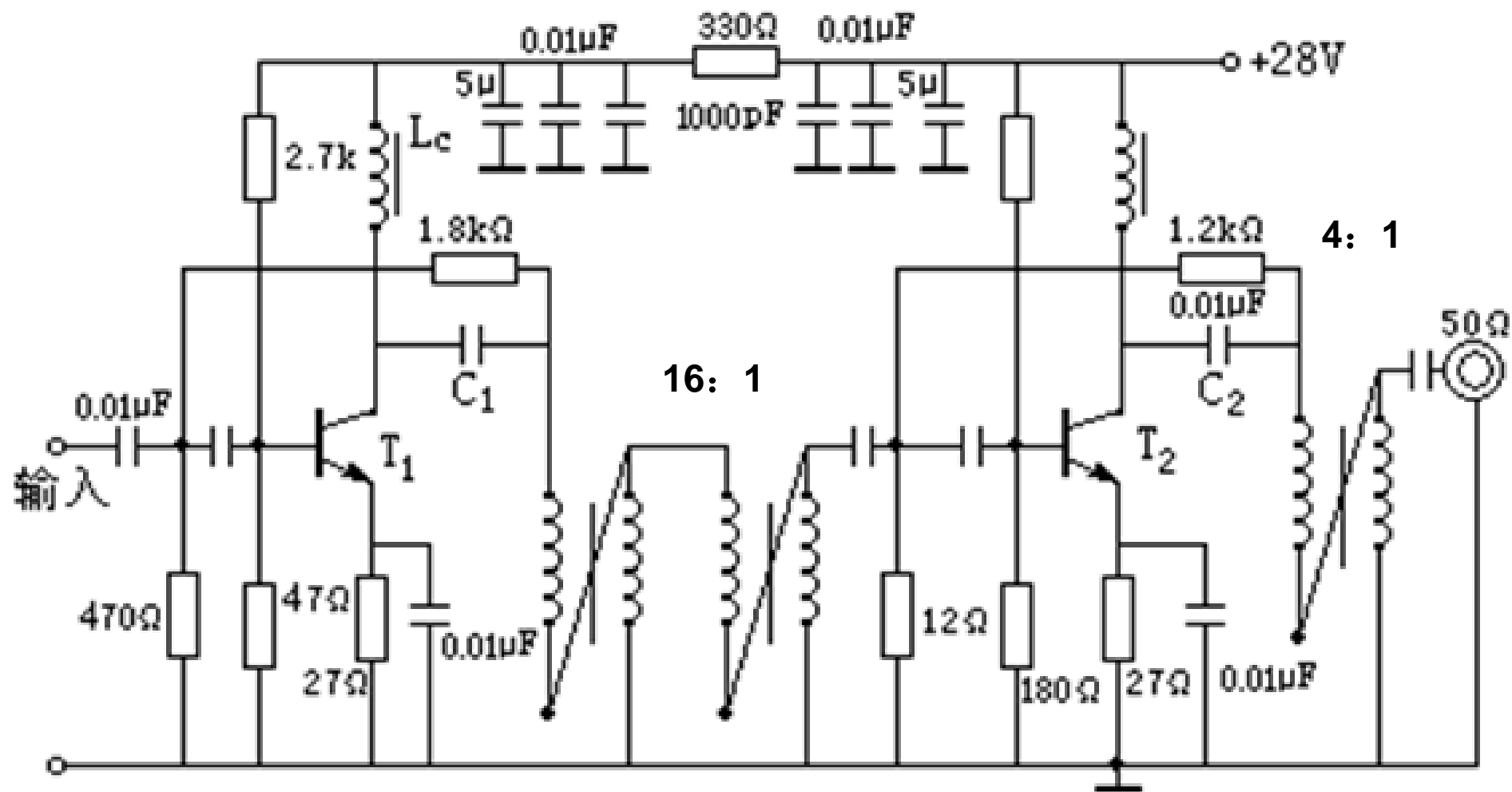


图4-5-3 宽带高频功率放大电路



4.6 功率合成电路

- 在实际应用中，功率合成电路具有很高的实用价值。为了获得足够大的输出功率，可以提高供电电压和采用大功率管构成所需功率的放大器。但是，由于大功率管及其散热装置的价格均比较昂贵，且功耗也很大，因此这种方法不实用。
- 常用的方法是将多个功率放大器的输出功率进行叠加而得到所需的功率，这就是功率合成技术。



➤功率合成电路是由功率分配网络、功率放大器及功率合成网络三部分组成。对于功率合成网络要求具有：

- ✓功率叠加且合成时功率损耗最小，
- ✓隔离特性，即两个合成源放大器互不影响工作状态。

而功率分配网络也应满足：

- ✓平均分配，即信号源的功率平均分配给负载，且分配时功率损耗最小，
- ✓隔离特性，是指负载之间互不影响，一个负载改变时，不影响另一个负载所得到的功率。同时负载变化时，也不影响信号源的工作状态。



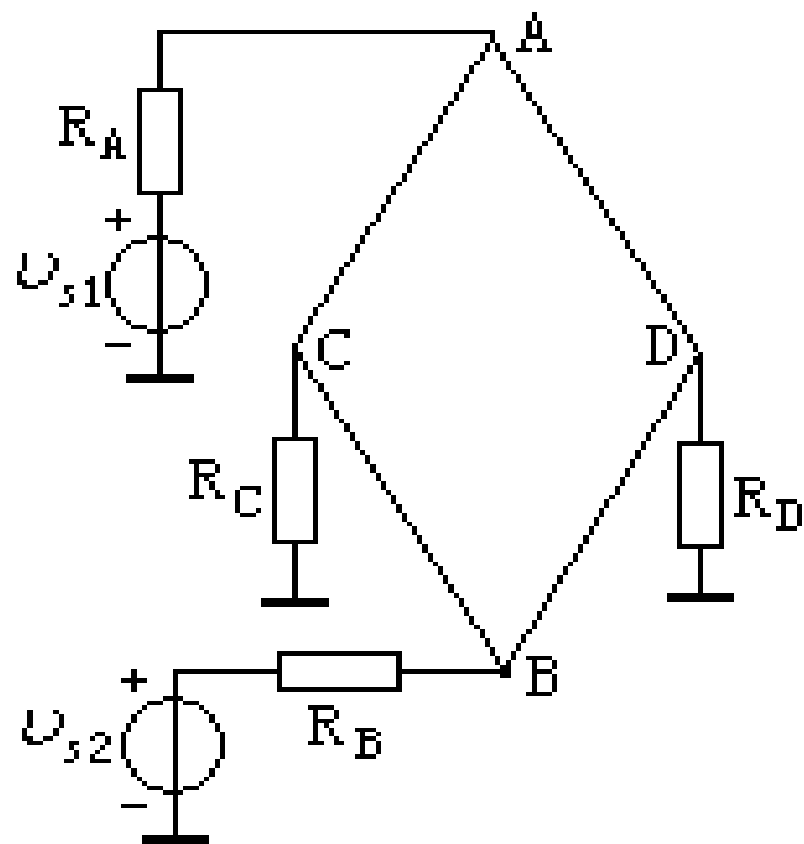


图 4-6-1 功率合成电路的基本功能

➤功率合成电路的基本功能如图4-6-1所示：

C为同相功率合成端，**D**端为反相功率合成端。



点击演示

- 当**A**，**B**两端输入等值同相功率时，**C**端负载 R_C 上获得两输入功率的合成，而**D**端负载 R_D 上无功率输出。
- 当**A**，**B**两端输入等值反相功率时，**D**端负载 R_D 上获得两输入功率的合成，而**C**端负载 R_C 上无功率输出。
- 当 R_D 和 R_C 之间满足特定关系时，**A**，**B**两输入端彼此隔离。即任一端功率放大器的工作状态变化和损坏时，不会影响另一端功率放大器的工作状态，并维持其原输出功率。





点击演示

- 功率合成电路还可以实现功率分配的功能。
- ✓ 当 $R_A = R_B$ 时，加在D端的功率放大器将其输出功率均等地分配给 R_A 和 R_B ，且它们之间是反相的，而C端无功率输出。
- ✓ 加在C端的功率放大器将其输出功率均等地分配给 R_A 和 R_B ，且它们之间是同相的，而D端无功率输出。
- 实现功率合成的电路种类很多，一般都由无源元件组成，它们统称为魔T网络。



4.6.1 魔T网络

它是由4: 1传输线变压器和相应的AO, BO, CO, DD四条臂组成, 其中DD臂是平衡臂, 臂的两端均不接地。

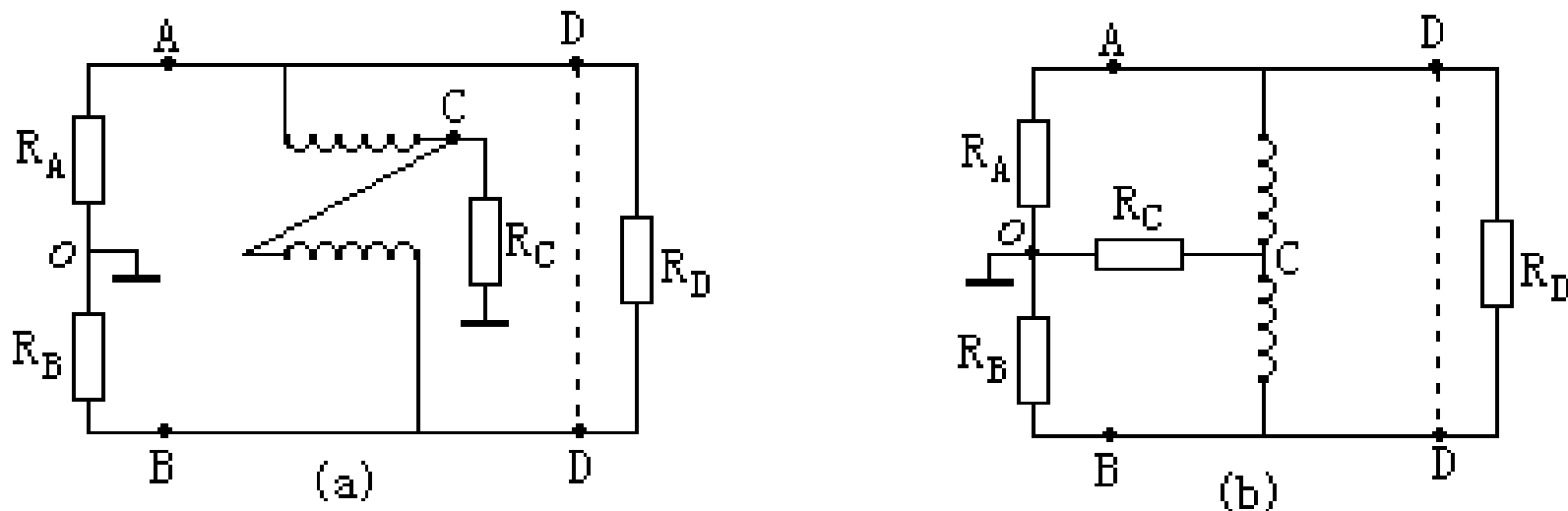


图4-6-2 魔T网络及其等效电路

(a) 魔T网络; (b) 变压器形式等效电路

为了满足功率合成(或分配)网络所需要的条件, 通常传输线的特性阻抗 Z_c 和每条臂上的阻值(负载电阻和信号源内阻)满足以下关系:

$$Z_c = R_A = R_B = R \quad R_C = \frac{1}{2} R \quad R_D = 2R$$

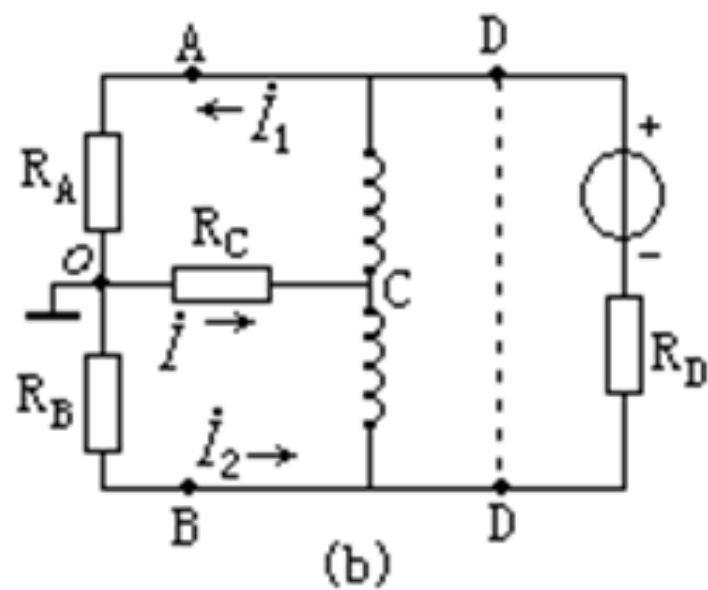
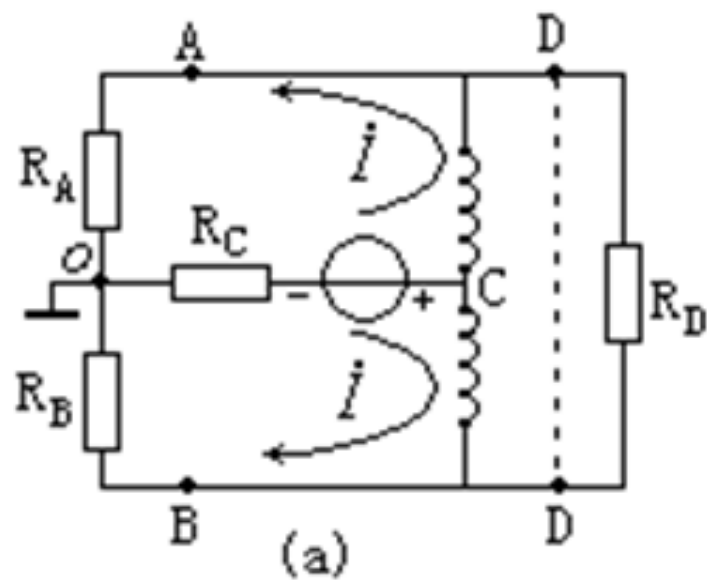


图4-6-3 功率分配网络

(a) 同相功率分配; (b) 反相功率分配



1. 功率分配

在图4-6-2所示的魔T网络中，如果从**CO**臂（或**DD**臂）馈入信号，则会在**AO**，**BO**臂上获得功率，该过程称为功率分配。功率分配有同相功率分配和反相功率分配两种。

➤同相功率分配：如图 4-6-3（a）

➤反相功率分配：如图4-6-3（b）

➤**CO**臂与**DD**臂是相互隔离的。



2. 功率合成

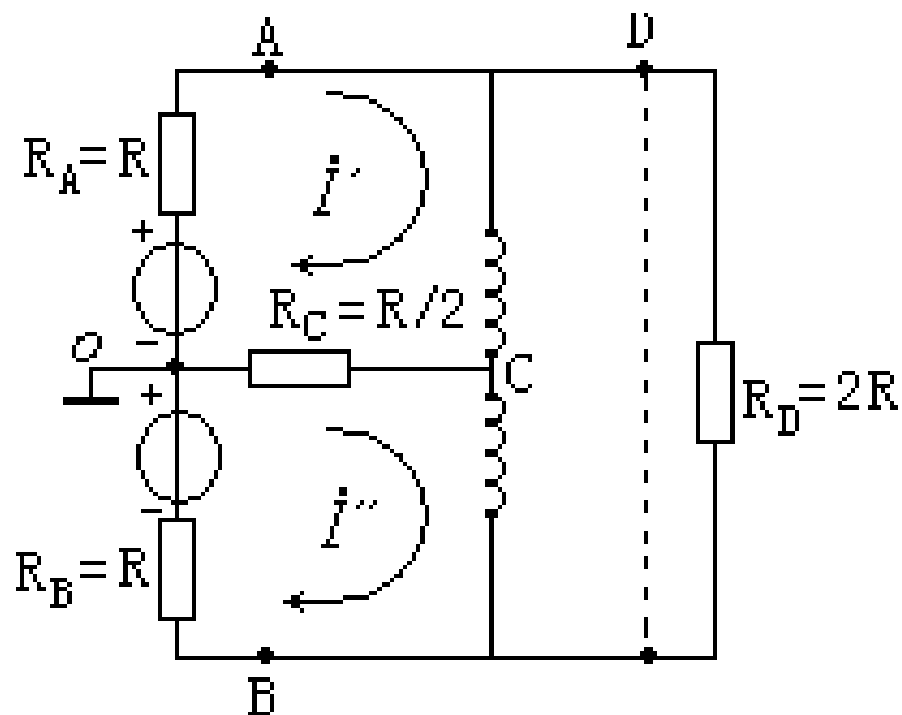


图 4-6-4 功率合成网络

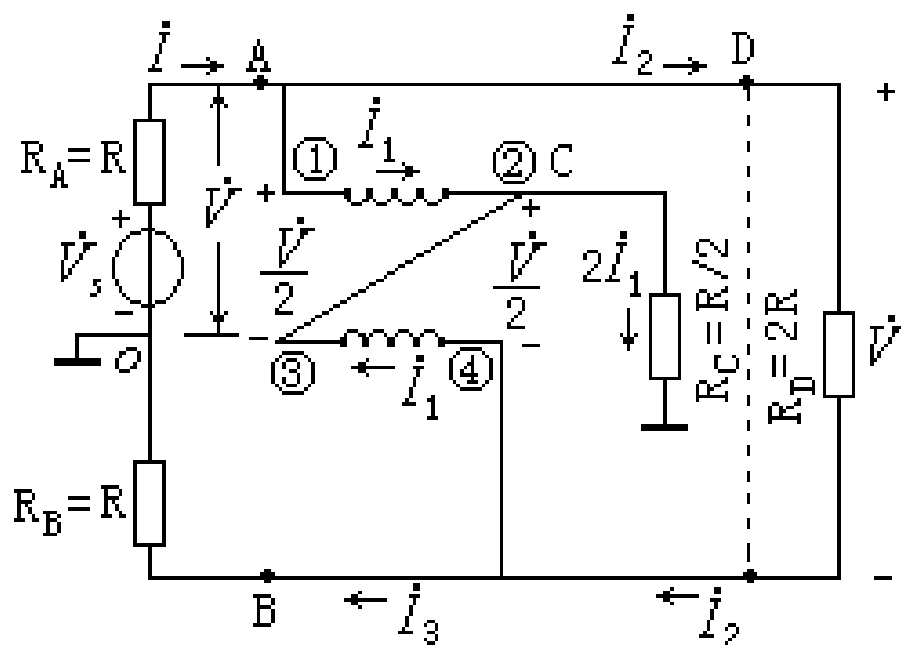


➤当从**AO**，**BO**两臂馈以反相激励电压，如图4-6-4所示，由于电路的对称性，通过电阻 $R_C = R / 2$ 的总电流等于零，亦即**CO**臂上无输出功率。此时，**DD**臂上的电阻 $R_D = 2R$ 正好与**AO**，**BO**臂的电阻 $R_A + R_B = 2R$ 相匹配，两个反相信号源提供的功率全部输送到**DD**臂上的电阻 $R_D = 2R$ 中。因此，该网络可作为反相功率合成网络。

➤同理，在图4-6-4所示的网络中，如果在**AO**，**BO**两臂馈以同相激励电压，则在**CO**臂上获得合成功率，而在 R_D 上则无输出功率。 $R_C = R / 2$ 正好与等效激励信号内阻相匹配（ $R_C = R_A // R_B$ ）。因此，该网络也可作为同相功率合成网络。



➤当**AO**臂（或**BO**臂）单边工作时，则由于**AO**、**BO**两臂的不对称，因此流入**A**点的电流与流出**B**点的电流不再相等。这时电流关系如图4-6-5所示。由图可得



$$\dot{I} = \dot{I}_1 + \dot{I}_2$$

$$\dot{I}_2 = \dot{I}_1 + \dot{I}_3$$

$$(\dot{I}_1 + \dot{I}_1) R_C = 2\dot{I}_1 R_C = \frac{\dot{V}}{2}$$

$$2\dot{I}_1 R_C = \frac{\dot{V}}{2} + \dot{I}_3 R_B$$

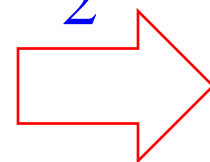


图4-6-5 只有A端激励时的工作情况

$$\dot{I}_3 = 0$$



$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{I}_1 = \dot{I}_2 = \frac{\dot{I}}{2} \\ P_A = \dot{I}\dot{V}, P_B = 0 \\ P_C = 2\dot{I}_1 \frac{\dot{V}}{2} = \frac{1}{2}\dot{I}\dot{V} = \frac{1}{2}P_A \\ P_D = \dot{I}_2 \dot{V} = \frac{1}{2}\dot{I}\dot{V} = \frac{1}{2}P_A \end{array} \right.$$



- 由此可见，**A端**功率均匀分配到**C端**和**D端**，而**B端**无输出。表明**AO臂**对**BO臂**是隔离的，同样可证明，当只有**B端**激励时，它的功率也是平均分配到**C端**与**D端**，**A端**无输出。这表明**BO臂**对**AO臂**是隔离的。因此**AO臂**与**BO臂**是相互隔离的。
- 由于**AO臂**与**BO臂**是相互隔离的，因此在功率合成时，**AO**、**BO**两臂中任何一臂发生变化，均不影响另一臂的工作状态。



➤ 小结

✓ **A端与B端和C端与D端相互隔离的条件是：**

$$R_A = R_B = 2R_C = R_D / 2 = R。$$

✓ **传输线变压器特性阻抗可由图4-6-5求出：**

$$Z_c = (V/2) / I_1 = (V/2) / (I/2) = \frac{V}{I} = R$$

✓ **从A端与B端同时送入反相激励电压，则D端得到合成功率而C端无输出。**

✓ **从A端与B端同时送入同相激励电压，则C端得到合成功率，而D端无输出。**

✓ **若只有A(或B)端有激励，则功率平均分配到C与D端，对B(或A)端无影响。**



- ✓若从**C**端送入激励功率，则这功率将均匀分到**A**端与**B**端，且相位相同，**D**端则无输出。
- ✓若从**D**端送入激励功率，则功率均匀分到**A**，**B**两端，且相位相反，**C**端无输出。

4.6.2 功率合成电路

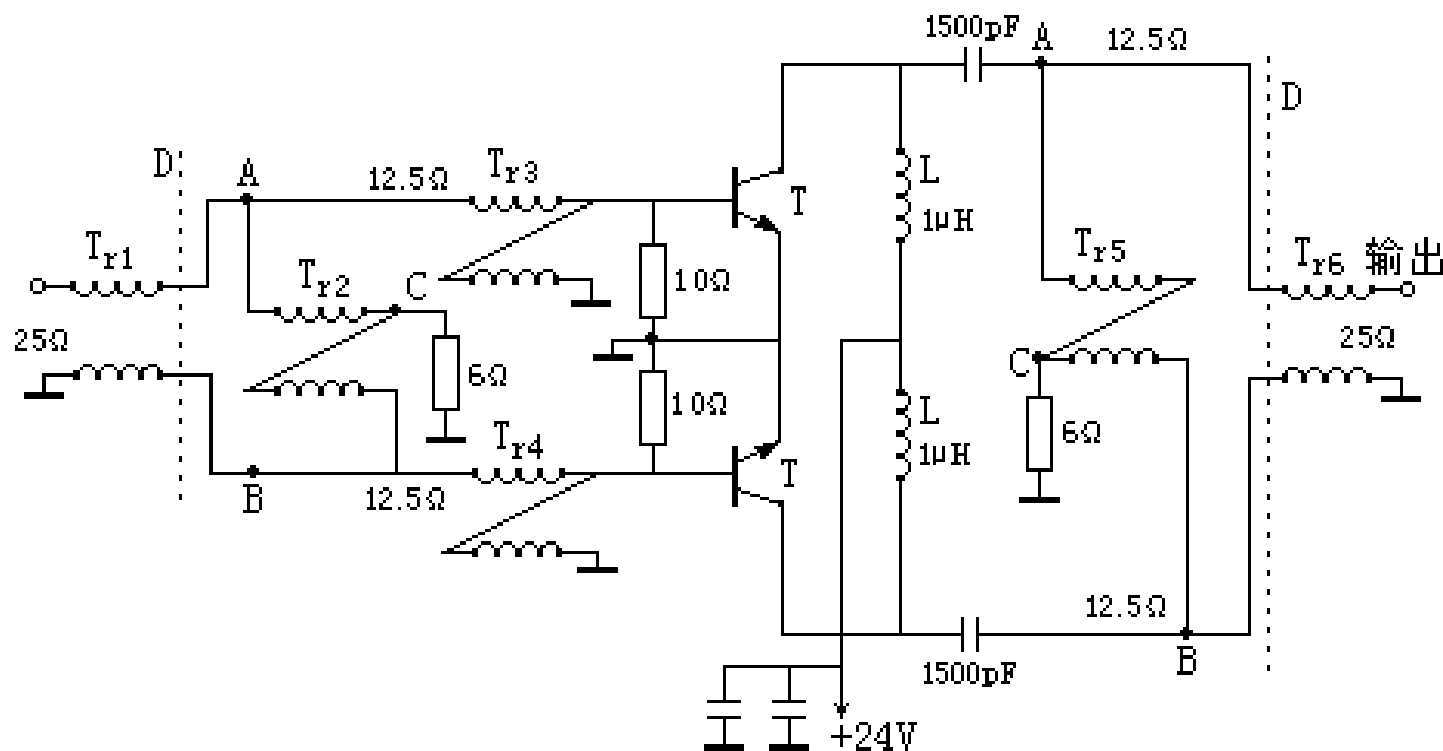


图4-6-6 反相功率合成器典型电路举例

由图可知， T_{r2} 是反相功率分配网络。在输入端由D端激励，A，B两端得到反相激励功率，再经4: 1阻抗变换器得到 $R_L = 12.5 / 4 = 3.125\Omega$ ，与晶体管的输入阻抗（约 3Ω ）进行匹配。两个晶体管的输出功率是反相的，A，B端将获得反相功率。 T_{r5} 是反相功率合成网络，在A，B端反相功率的激励下，D端即可获得合成功率输出。在完全匹配时，输入和输出混合网络的C端不会有损耗。但在匹配不完善和不十分对称的情况下，C端还是有功率损耗的。C端连接的电阻（ 6Ω ）即为吸收这不平衡功率之用，称为假负载电阻。在完全匹配时，各传输线变压器的特性阻抗应为：

$$T_{r1} \text{与} T_{r6}: Z_C = 2R = 25 (\Omega)$$

$$T_{r2} \text{与} T_{r5}: Z_C = R = 12.5 (\Omega)$$

$$T_{r3} \text{与} T_{r4}: Z_C = \sqrt{R_s R_L} = \sqrt{12.5 \times 3.125} = 6.25 (\Omega) = \frac{R}{2}$$

每个晶体管基极到地的 10Ω 电阻是用来稳定放大器、防止寄生振荡用的，并在晶体管截止期间作为混合网络的负载。反相功率合成器的优点是输出没有偶次谐波，输入电阻比单边工作时高，因而引线电感的影响很小。



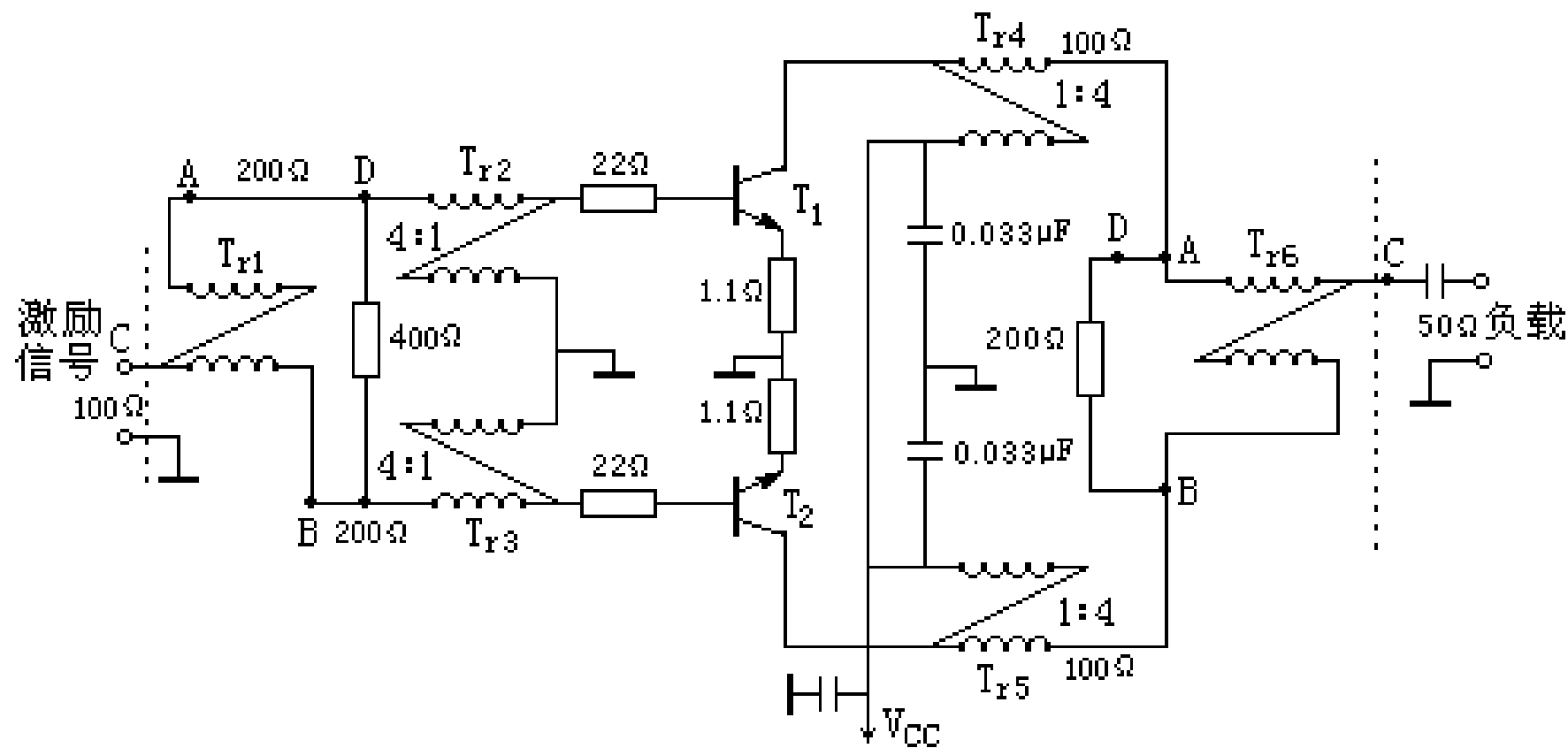


图4-6-7 同相功率合成原理电路

图4-6-7表示一个典型的同相功率合成电路，图中 T_{r1} 与 T_{r6} 起同相隔离的作用。 T_{r1} 为功率分配网络，它的作用是将C端的输入功率平均分配，供给A端与B端同相激励功率。 T_{r6} 为功率合成网络，它的作用是将晶体管输至A，B两端的功率在C端合成，供给负载。 T_{r2} ， T_{r3} 与 T_{r4} ， T_{r5} 分别为4:1与1:4阻抗变换器，它们的作用是完成阻抗匹配，各处的阻抗值如图中标注所示。晶体管发射极接入 1.1Ω 的电阻，用以产生负反馈，以提高晶体管的输入阻抗，各基极串联的 22Ω 电阻作为提高输入电阻与防止寄生振荡之用。D端所接的 400Ω 与 200Ω 电阻是 T_{r1} 与 T_{r6} 的假负载电阻。



在同相功率合成器中，由于偶次谐波在输出端是相加的，因此输出中有偶次谐波存在，这是不如反相功率合成电路的地方（反相功率合成电路中的偶次谐波在输出端相互抵消）。

概括起来可以这样说，掌握图4-6-2所示的混合网络的工作原理后，只要看是D端还是C端作为输出端，就能容易地判断是反相功率合成电路，还是同相功率合成电路。

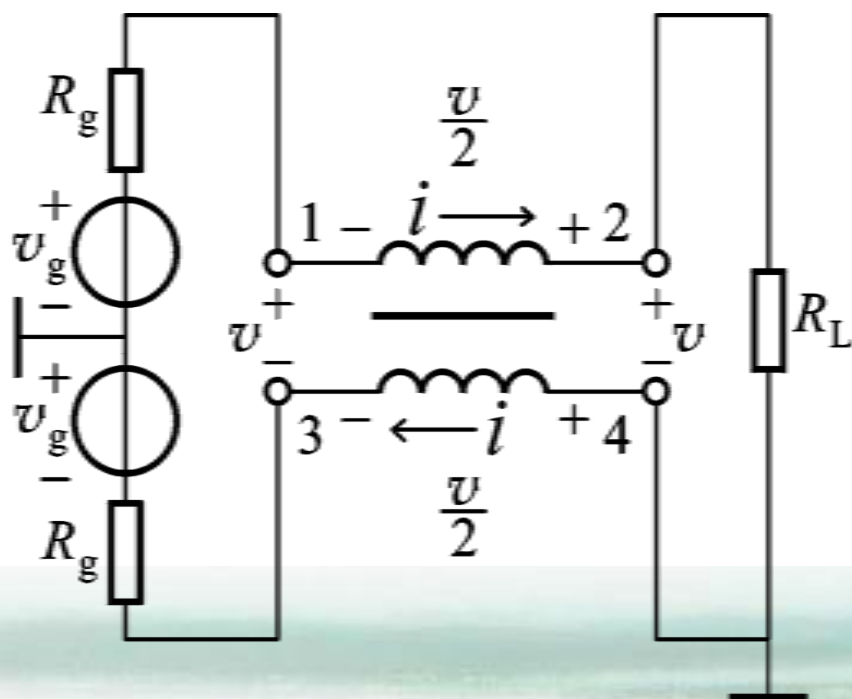
D端接输出，则必为反相功率合成电路；C端接输出，则必为同相功率合成电路。



➤1: 1倒相器

✓1: 1平衡与不平衡变换器

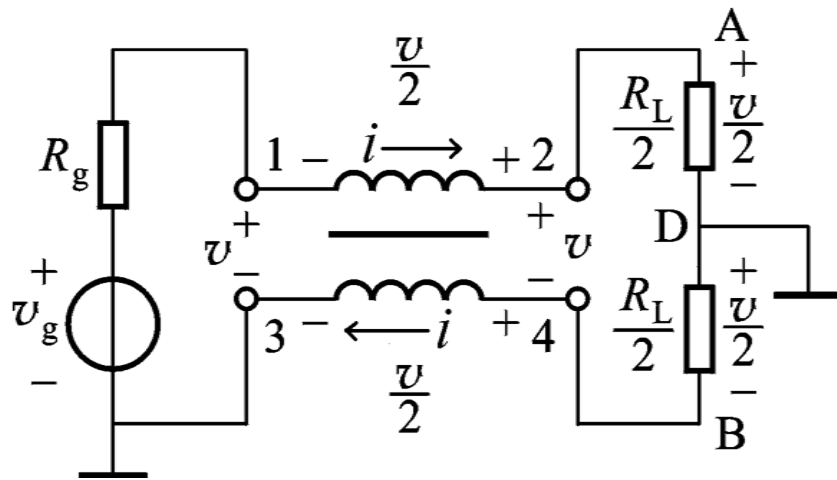
a)1: 1平衡变不平衡变换器



$$R_i : R_L = 1 : 1$$

$$\text{特性阻抗: } Z_C = \frac{v}{i} = R_L$$

b) 1: 1不平衡变平衡变换器

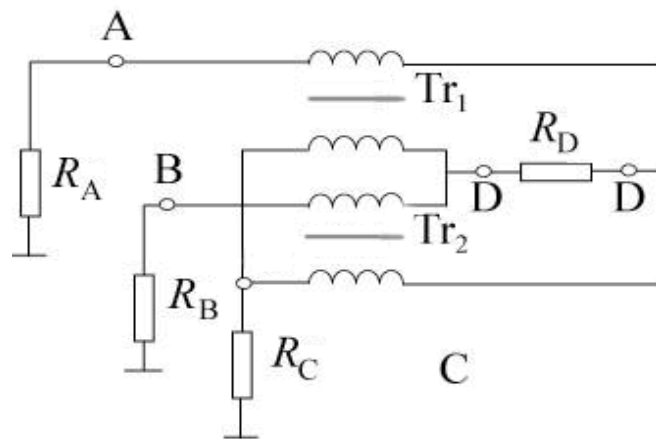


$$R_i : R_L = 1 : 1$$

$$\text{特性阻抗: } Z_C = \frac{v}{i} = R_L$$



用两个**1 : 1**传输线变压器构成的魔**T**网络 a) 结构



b) 理想魔T网络条件

设1 : 1传输线变压器的特性阻抗为 R ，则理想魔T网络满足

$$R_A = R_B = R; R_C = R_D = \frac{R}{2}$$

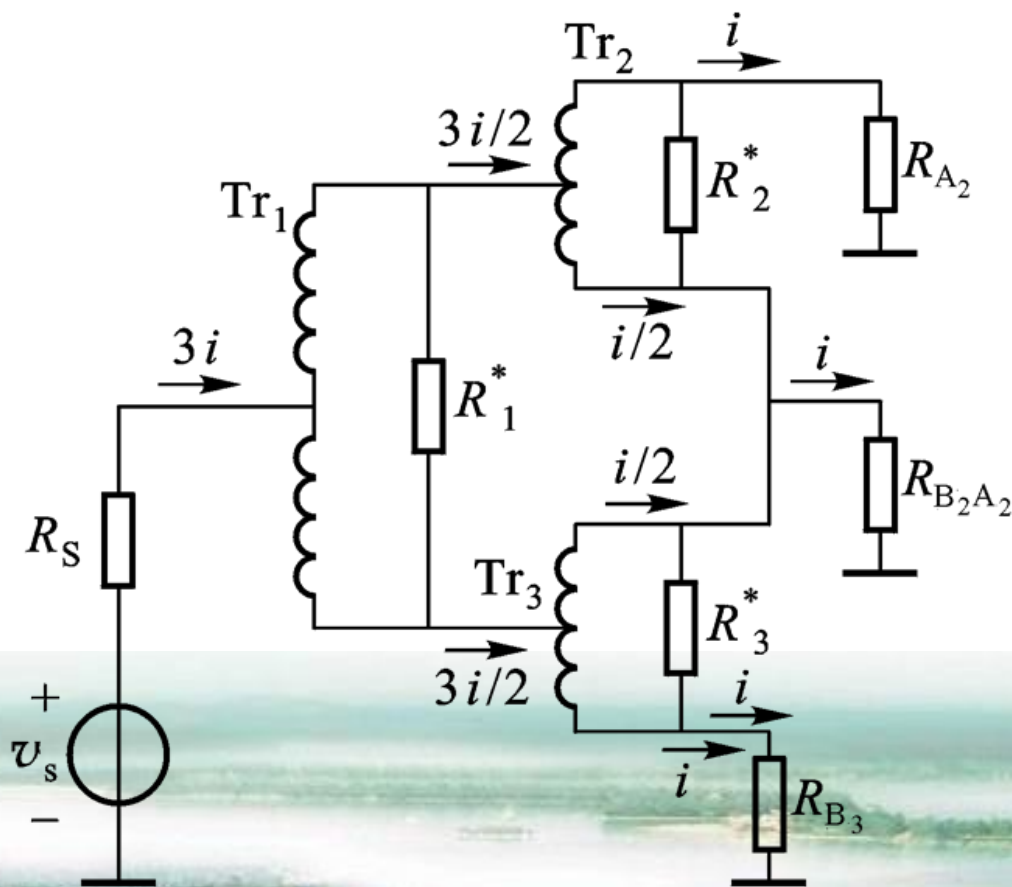


设计举例1：有一个内阻为 R_g 的信号源 v_g ，试设计一个三功率分配器。

设计一：

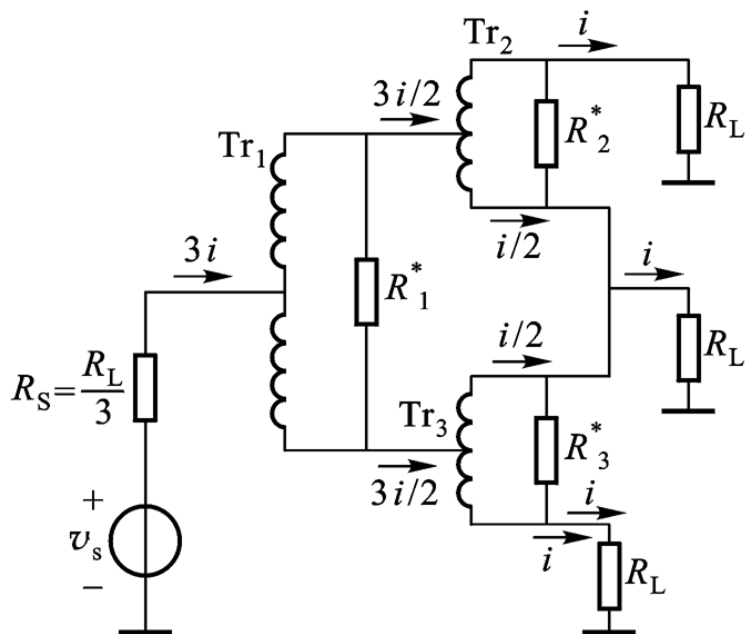
▲ 设计考虑

- 因是同相分配器，所以应将信号源加到魔T网络的C端
- 用三个魔T网络构成。
- Tr_2 、 Tr_3 魔T网络，A、B端负载是不同，流过电流也不同。



▲ 确定各电阻值

上图中 $R_{A_2} = R_{B_2A_3} = R_{B_3} = R_L$



则：

$$R_2 = R_3 = 3R_L$$
$$R_1 = \frac{4}{3}R_L$$
$$R_S = \frac{1}{3}R_L$$

设计二：

试用1：1传输线变压器构成的魔T网络设计一个功率三分配器。（请同学课后设计）

Home work:

4-1,4-2,4-4,4-5,4-9,4-11,4-12,4-21,4-22



完

