



CEC

Ch05

高频功率放大器

High Frequency Power/Class C Amplifiers

2023年6月12日

学而不厌 诲人不倦

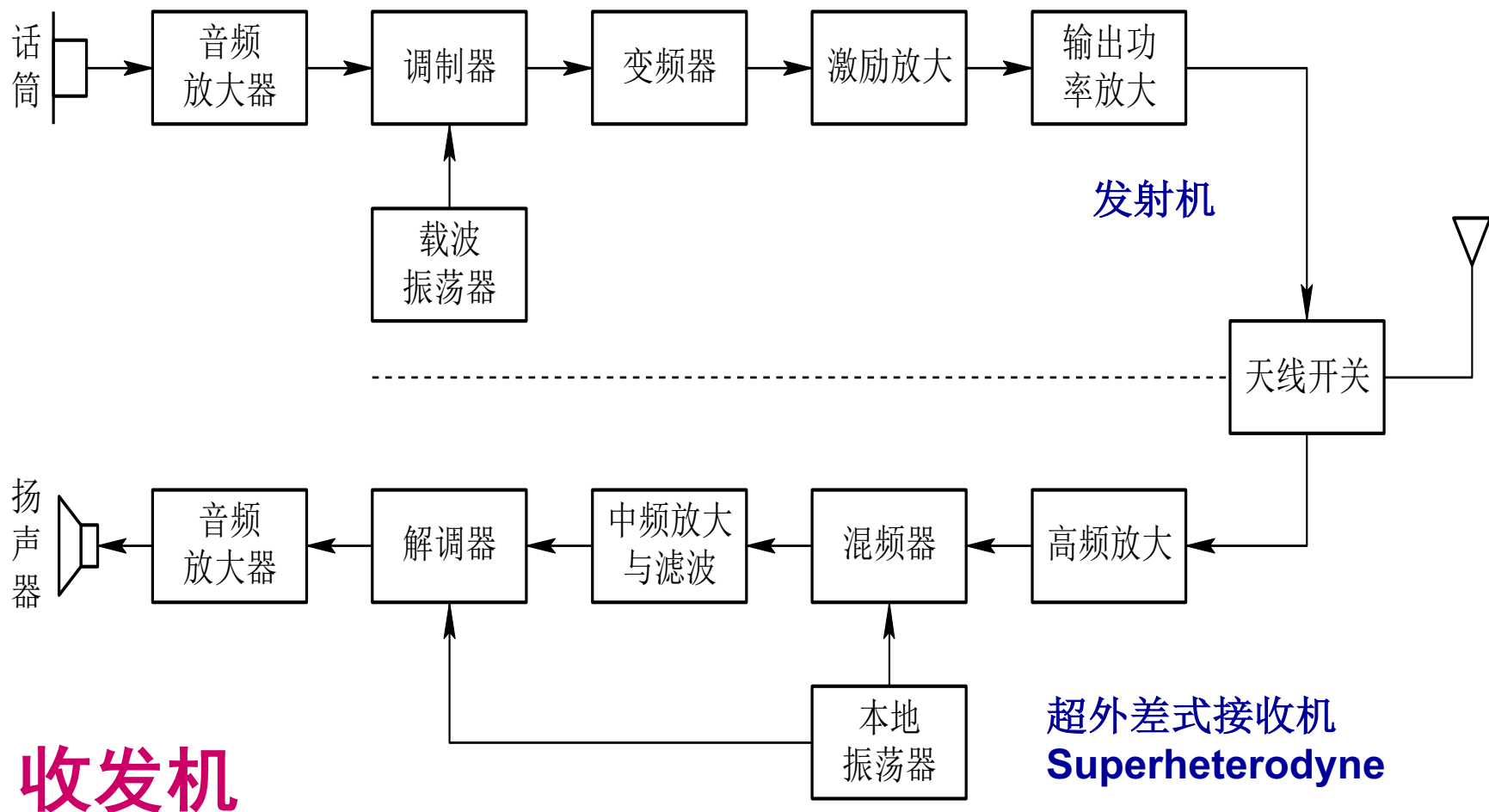


Chapter 5 高频功率放大器

- ➡ **§5.1 概述**
- ➡ **§5.2 谐振功率放大器的工作原理**
- ➡ **§5.3 晶体管谐振功率放大器的折线近似分析法**
- ➡ **§5.4 晶体管功率放大器的高频特性**
- ➡ **§5.5 高频功率放大器的电路组成**
- ➡ **§5.6 丁类(D类)功率放大器**
- ➡ **§5.7 戊类(E类)功率放大器**
- ➡ **§5.8 宽带高频功率放大器**
- ➡ **§5.9 功率合成器**
- ➡ **§5.10 晶体管倍频器概述**

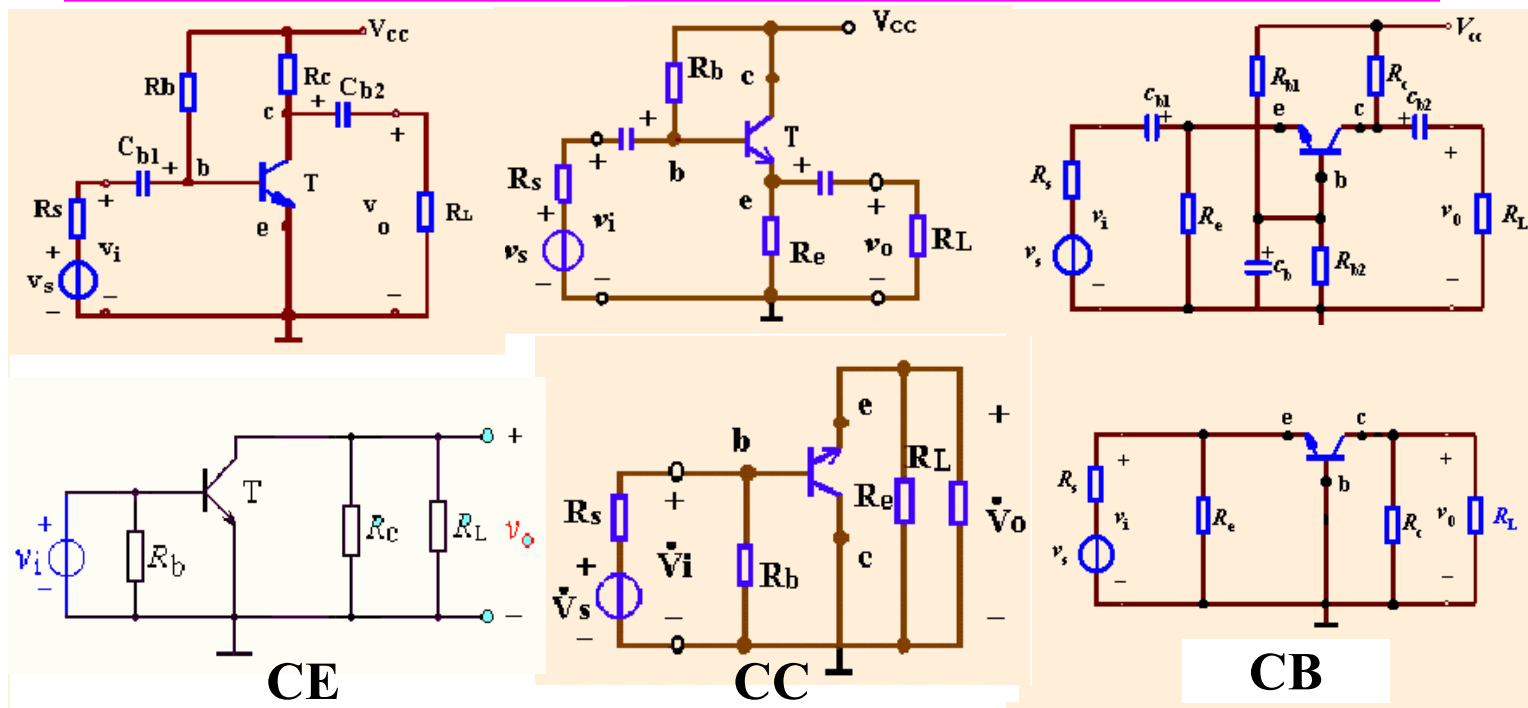
5.1 概述

➤ 1. 收发机设计



5.1 概述

➤ 2. 功率放大电路：以输出较大功率为目的 三种组态的基本放大电路



电压增益: $-\frac{\beta \cdot (R_c // R_L)}{r_{be}} \gg 1$

$\frac{(1 + \beta) \cdot (R_e // R_L)}{r_{be} + (1 + \beta)(R_e // R_L)} \approx 1$

$\frac{\beta \cdot (R_c // R_L)}{r_{be}} \gg 1$

电流增益: β

$\beta + 1$

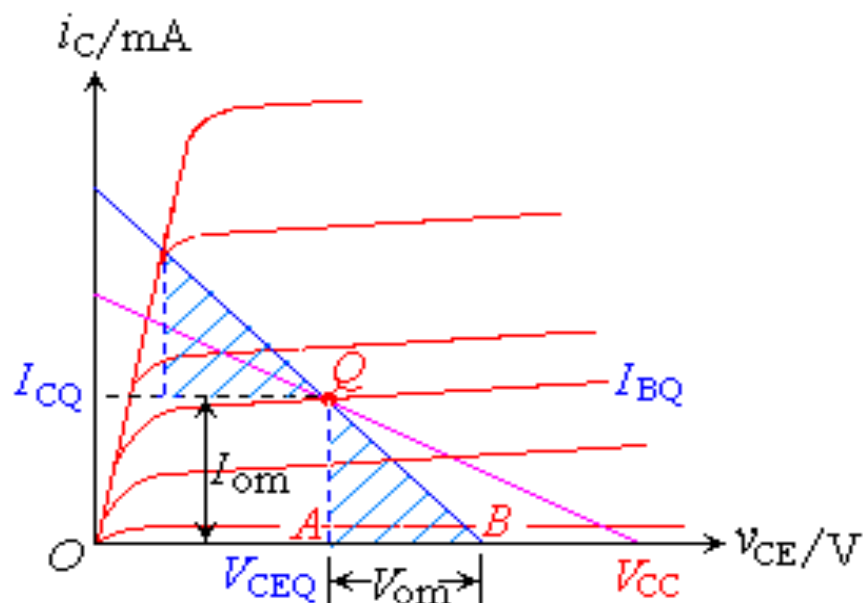
α

5.1 概述

➤ 3. 功率放大电路的特点

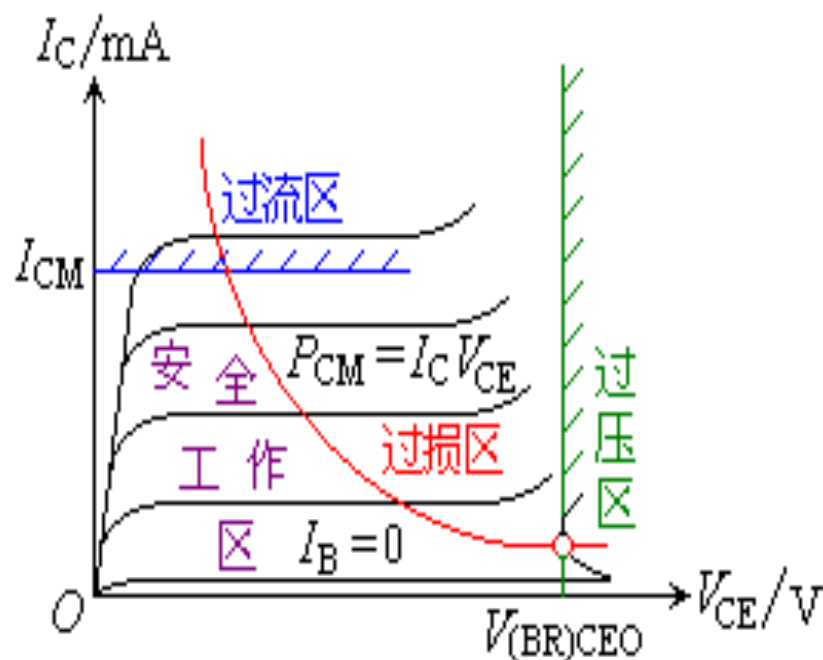
(1) 允许轻微非线性波形失真

(2) 管子工作在接近极限状态



$\triangle ABQ$ 功率三角形

输出功率
$$P_o = \frac{V_{om}}{\sqrt{2}} \times \frac{I_{om}}{\sqrt{2}} = \frac{1}{2} V_{om} I_{om}$$



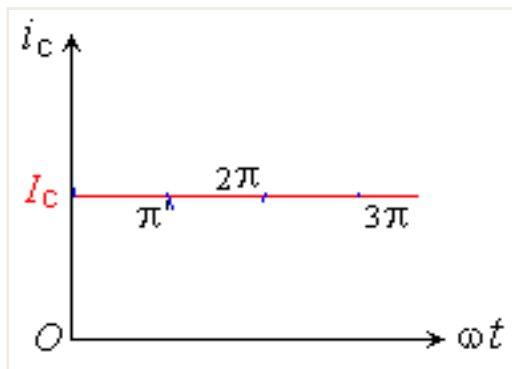
5.1 概述

➤ 4. 要解决的问题

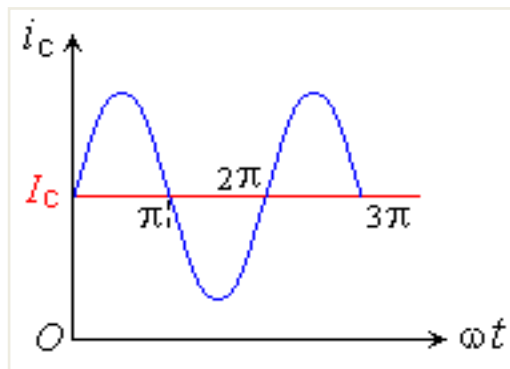
- ◆ 提高输出功率
- ◆ 减小失真（线性度）
- ◆ 管子的保护
- ◆ 提高效率

$$\eta = \frac{\text{输出功率}}{\text{直流电源提供的直流功率}} = \frac{P_o}{P_{\Sigma}} = \frac{P_o}{P_o + P_T}$$

$$P_{\Sigma}(\text{直流电源功率}) = P_o(\text{交流功率}) + P_T(\text{直流功耗})$$



$$v_i = 0$$



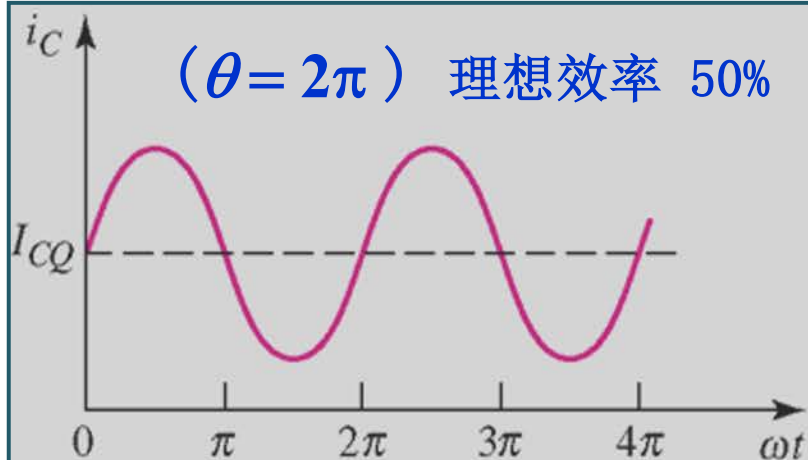
$$v_i = V_0 \sin \omega t$$

$$P_{\Sigma} = \frac{1}{T} \int_0^T V_{CC} \cdot i_c dt$$

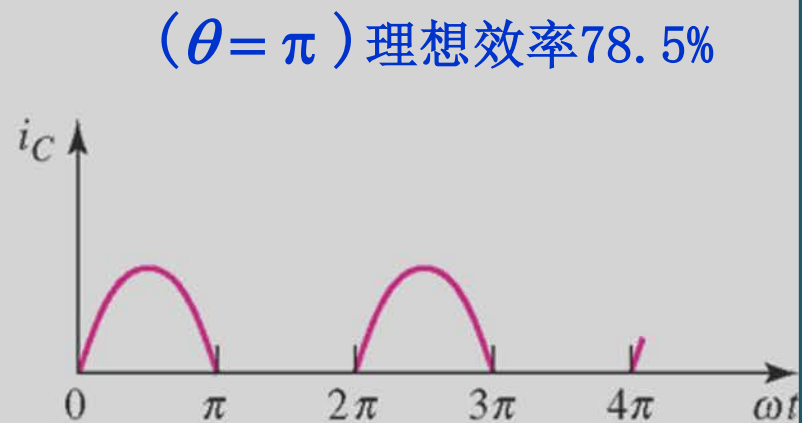
- ◆ 降低静态功耗，即减小静态电流。

5.1 概述

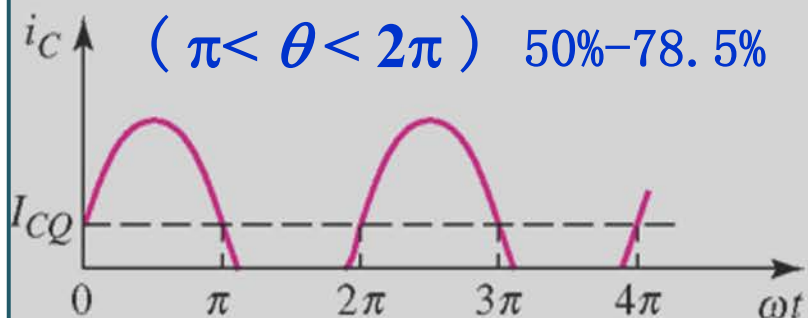
➤ 5. 高频功率放大器的分类



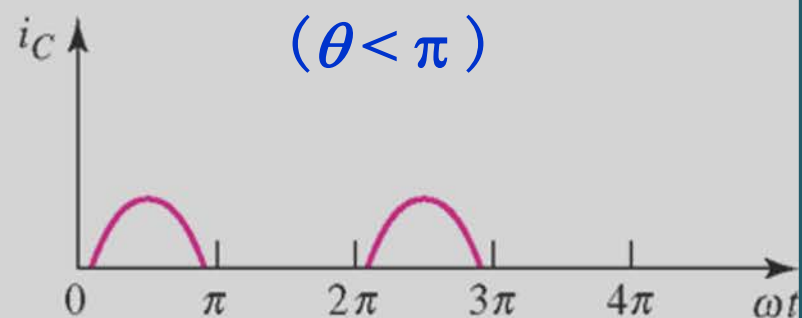
(a) 甲类 class-A amplifier



(b) 乙类 class-B amplifier



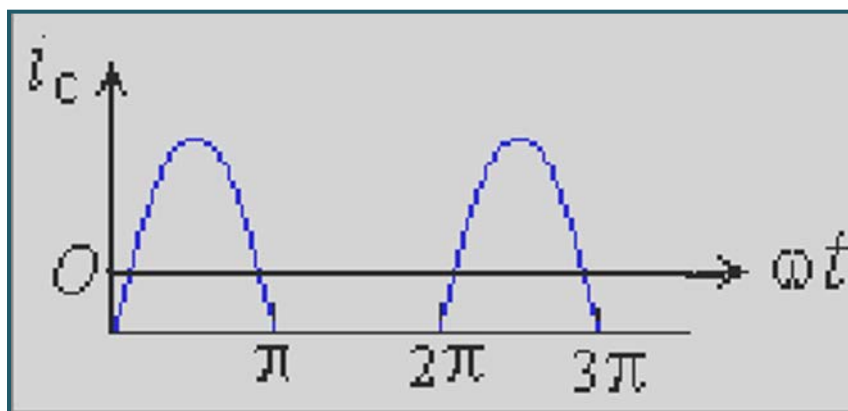
(c) 甲乙类 class-AB amplifier



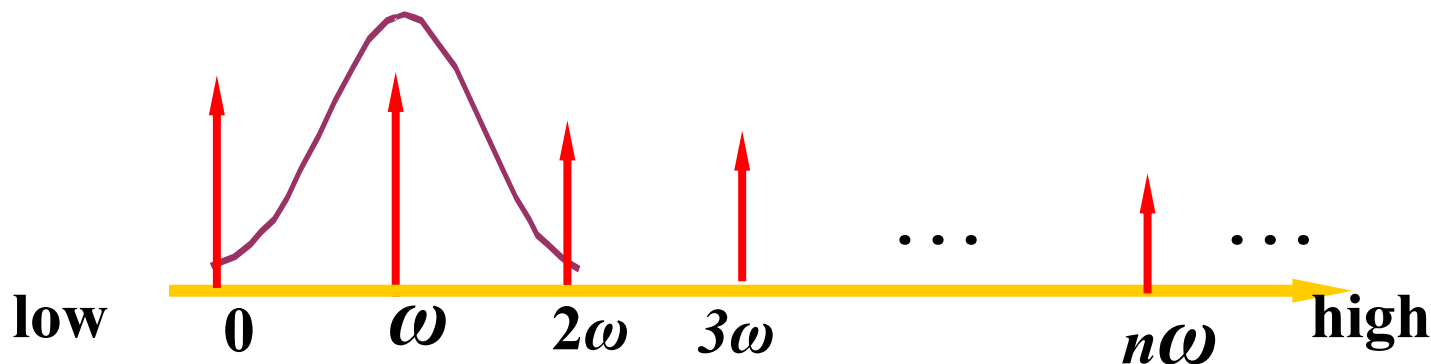
(d) 丙类 class-C amplifier

➤ 6. 效率与失真问题的解决

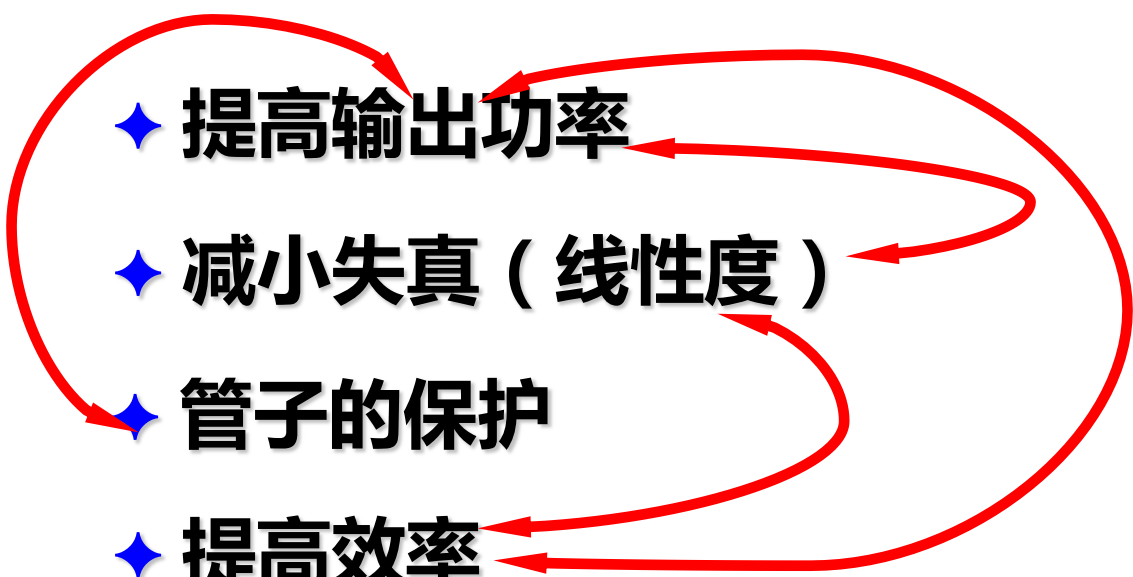
丙类(C类) 放大器的效率最高，但是波形失真也最严重。



$$i_C = I_{c0} + I_{cm1} \sin \omega t + I_{cm2} \sin 2\omega t + \cdots + I_{cmn} \sin n\omega t + \cdots$$



➤ 7. 功放设计中的折中关系

- 
- ♦ 提高输出功率
 - ♦ 减小失真（线性度）
 - ♦ 管子的保护
 - ♦ 提高效率

遗留问题：

（1）丙类导通角 $<180^\circ$ ，何时最优？

（2）放大、临界、饱和，何处最优？



Chapter 5 高频功率放大器

- ➡ §5.1 概述
- ➡ **§5.2 谐振功率放大器的工作原理**
- ➡ §5.3 晶体管谐振功率放大器的折线近似分析法
- ➡ §5.4 晶体管功率放大器的高频特性
- ➡ §5.5 高频功率放大器的电路组成
- ➡ §5.6 丁类(D类)功率放大器
- ➡ §5.7 戊类(E类)功率放大器
- ➡ §5.8 宽带高频功率放大器
- ➡ §5.9 功率合成器
- ➡ §5.10 晶体管倍频器概述

5.2 谐振功率放大器的工作原理

➤ 1. 获得高效率的条件

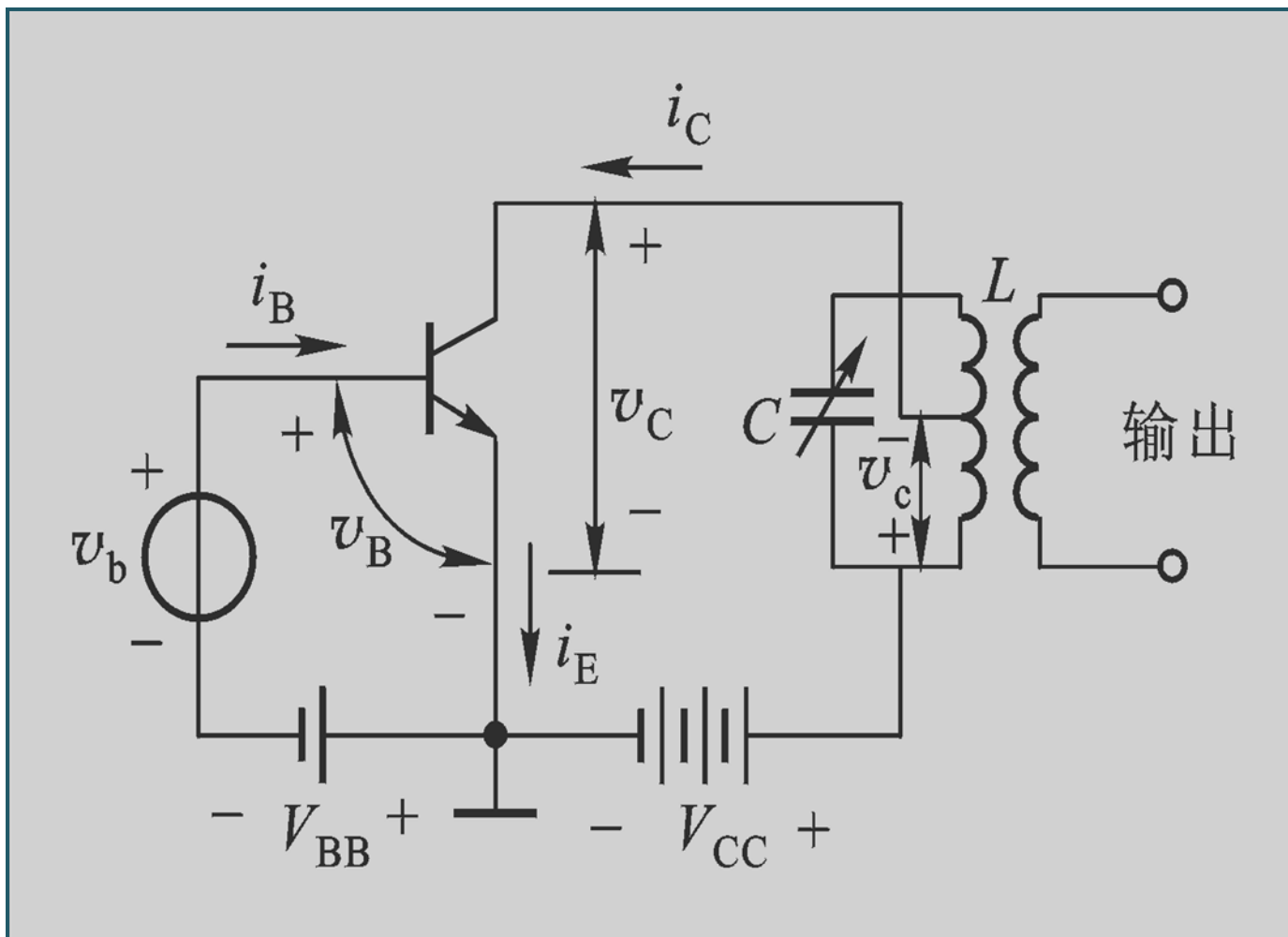


图 5.2.1 高频功率放大器的基本电路

5.2 谐振功率放大器的工作原理

➤ 1. 获得高效率的条件

— 小信号谐振放大器与丙类谐振功率放大器工作状态分别为小信号甲类与大信号丙类。因此，丙类谐振功率放大器采用负电源作基极偏置。

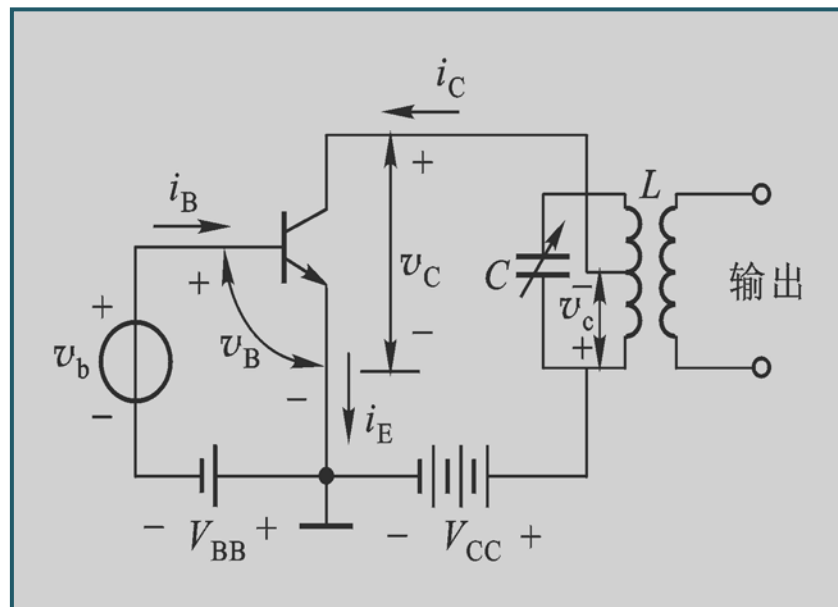
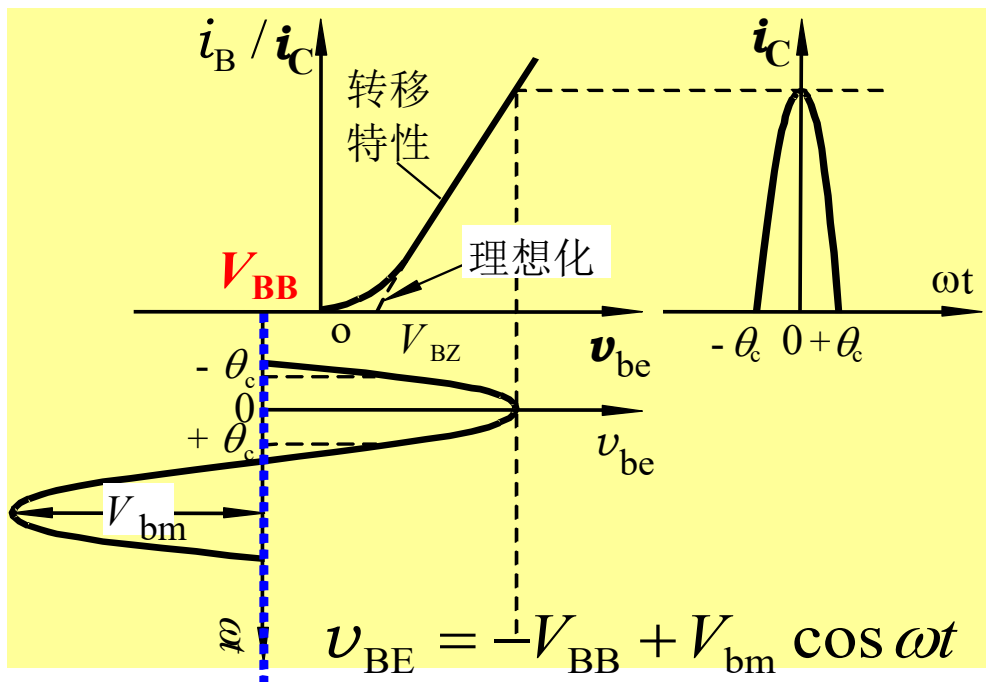
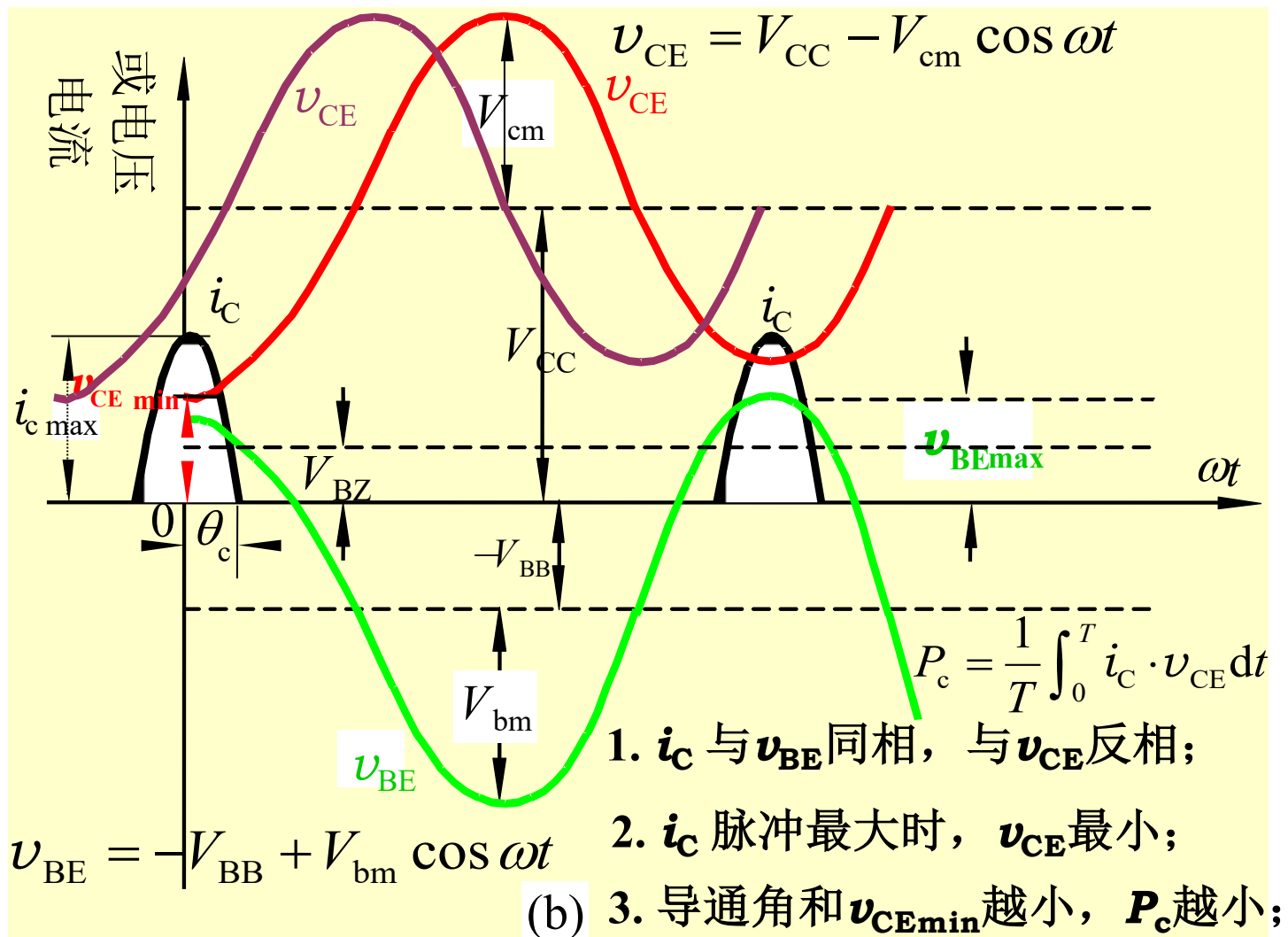


图 5.2.1 高频功率放大器的基本电路

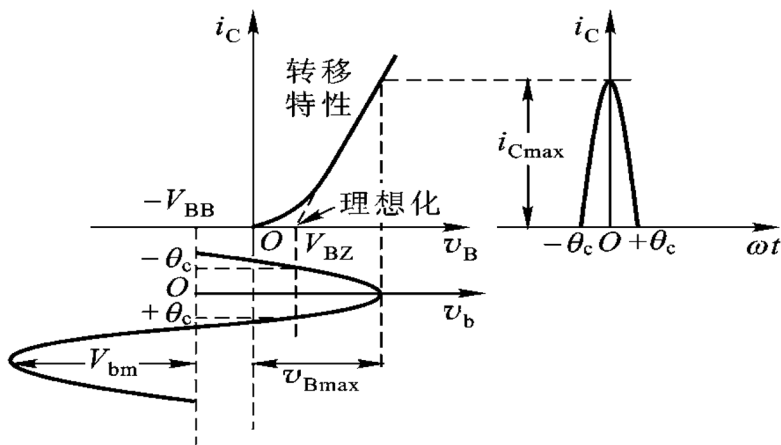
5.2 谐振功率放大器的工作原理

➤ 1. 获得高效率的条件

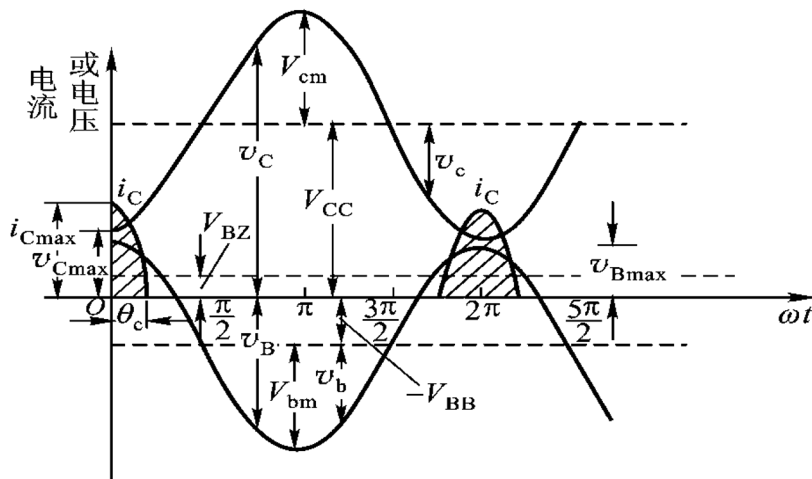


5.2 谐振功率放大器的工作原理

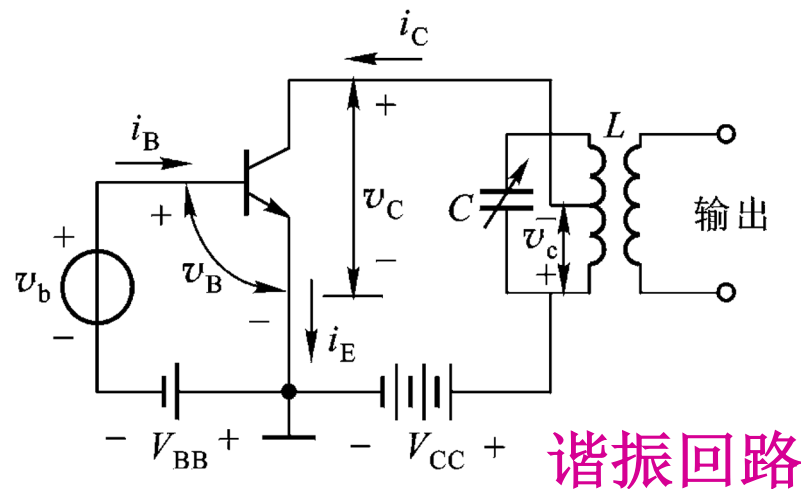
2. 功率关系



(a)



(b)



电路正常工作（**丙类、谐振**）时，
外部电路关系式：

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

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

$$i_C = I_{c0} + I_{cm1} \cos \omega t + I_{cm2} \cos 2\omega t + \dots \\ + I_{cmn} \cos n\omega t + \dots$$

5.2 谐振功率放大器的工作原理

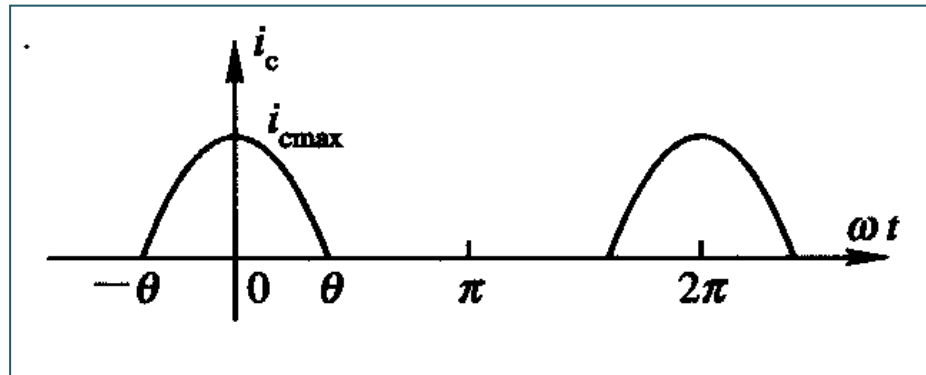
➤ 2. 功率关系

根据傅立叶级数理论，**周期性脉冲**可以分解成**直流**、**基波**(信号频率分量)和**各次谐波分量**, 即:

$$i_C = I_{c0} + I_{cm1} \cos \omega t + I_{cm2} \cos 2\omega t + \cdots + I_{cmn} \cos n\omega t + \cdots$$

$$I_{cm0} = i_{c\max} \frac{\sin \theta - \theta \cos \theta}{\pi(1 - \cos \theta)} = i_{c\max} a_0(\theta)$$

$$I_{cm1} = i_{c\max} \frac{\theta - \sin \theta \cos \theta}{\pi(1 - \cos \theta)} = i_{c\max} a_1(\theta)$$

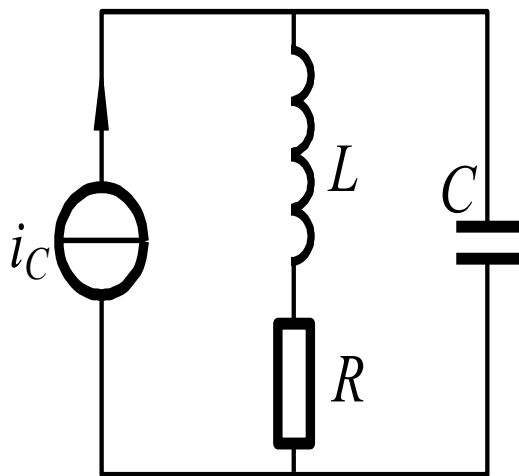


$$I_{cmn} = i_{c\max} \frac{2 \sin n\theta \cos \theta - 2n \sin \theta \cos n\theta}{n\pi(n^2 - 1)(1 - \cos \theta \cos \theta)} = i_{c\max} a_n(\theta) \quad (n > 1)$$

其中 θ 称为导通角, $a_0(\theta)$, $a_1(\theta)$, $a_n(\theta)$ 分别称为余弦脉冲的直流、基波、 n 次谐波的分解系数,

5.2 谐振功率放大器的工作原理

➤ 2. 功率关系



$$i_C = I_{c0} + I_{cm1} \cos \omega t + I_{cm2} \cos 2\omega t + \dots + I_{cmn} \cos n\omega t + \dots$$

并联谐振电路各次谐波与基频的阻抗值之比：

$$\left| \frac{(Z_p)_{n\omega}}{(Z_p)_\omega} \right| = \frac{n}{(n^2 - 1)Q}$$

$$\left| \frac{(Z_p)_{2\omega}}{(Z_p)_\omega} \right| = 0.0667 \quad \left| \frac{(Z_p)_{3\omega}}{(Z_p)_\omega} \right| = 0.0375 \quad \dots\dots$$

放大器的负载为并联谐振回路，当谐振频率 ω_0 等于激励信号频率 ω 时，回路对 ω 频率呈现一大谐振电阻 R_p ，因此式中基波分量在回路上产生电压，而对远离 ω 的直流和谐波分量 2ω 、 3ω 等呈现很小的阻抗，因而这些频率成分的输出很小，几乎为零，可以忽略。



5.2 谐振功率放大器的工作原理

➤ 2. 功率关系

$$i_C = I_{c0} + I_{cm1} \cos \omega t + I_{cm2} \cos 2\omega t + \cdots + I_{cmn} \cos n\omega t + \cdots$$

直流功率： $P_{\text{=}} = V_{CC} \cdot I_{c0}$

在集电极电路中，谐振回路得到的高频功率(高频一周的平均功率)即**输出**

交流功率：

$$P_o = \frac{1}{2} V_{cm} \cdot I_{cm1} = \frac{V_{cm}^2}{2R_p} = \frac{1}{2} I_{cm1}^2 R_p$$

集电极效率：

$$\eta_c = \frac{P_o}{P_{\text{=}}} = \frac{\frac{1}{2} V_{cm} \cdot I_{cm1}}{V_{CC} I_{c0}} = \frac{1}{2} \xi g_1(\theta_c)$$

集电极电压利用系数： $\xi = \frac{V_{cm}}{V_{CC}}$

$$\text{波形系数 } g_1(\theta_c) = \frac{I_{cm1}}{I_{c0}}$$

直流输入功率与集电极输出高频功率之差就是**集电极损耗功率** P_c ，即：

$$P_c = P_{\text{=}} - P_o$$

输出功率 P_o 和**集电极损耗功率** P_c 之间的关系为

$$P_o = \frac{\eta_c}{1 - \eta_c} P_c$$



Chapter 5 高频功率放大器

- ➡ §5.1 概述
- ➡ §5.2 谐振功率放大器的工作原理
- ➡ **§5.3 晶体管谐振功率放大器的折线近似分析法**
- ➡ §5.4 晶体管功率放大器的高频特性
- ➡ §5.5 高频功率放大器的电路组成
- ➡ §5.6 丁类(D类)功率放大器
- ➡ §5.7 戊类(E类)功率放大器
- ➡ §5.8 宽带高频功率放大器
- ➡ §5.9 功率合成器
- ➡ §5.10 晶体管倍频器概述

5.3 谐振功放的折线近似分析法

➤ 1. 晶体管特性曲线的理想化

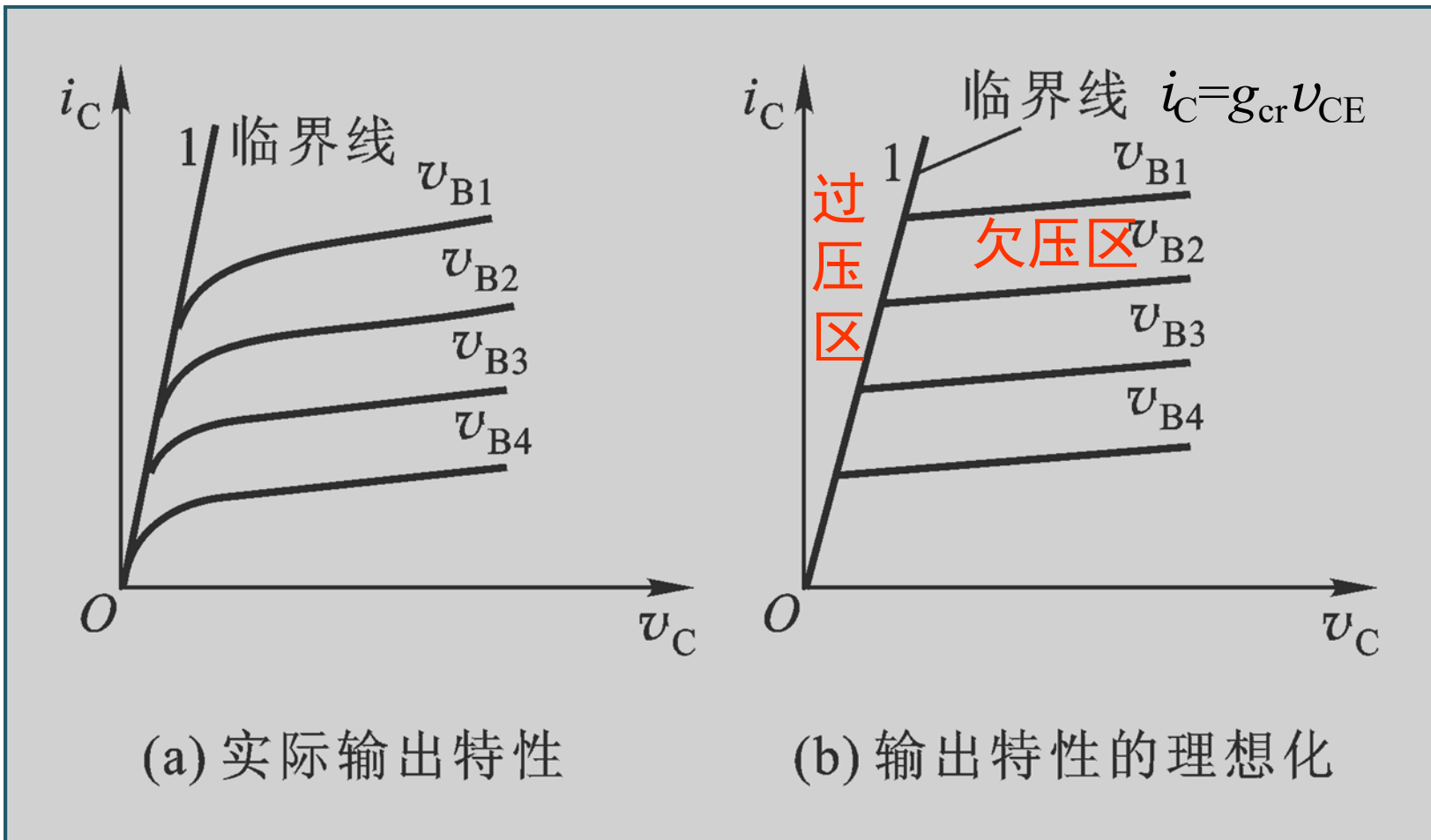


图 5.3.1 晶体管的输出特性及其理想化

5.3 谐振功放的折线近似分析法

➤ 1. 晶体管特性曲线的理想化

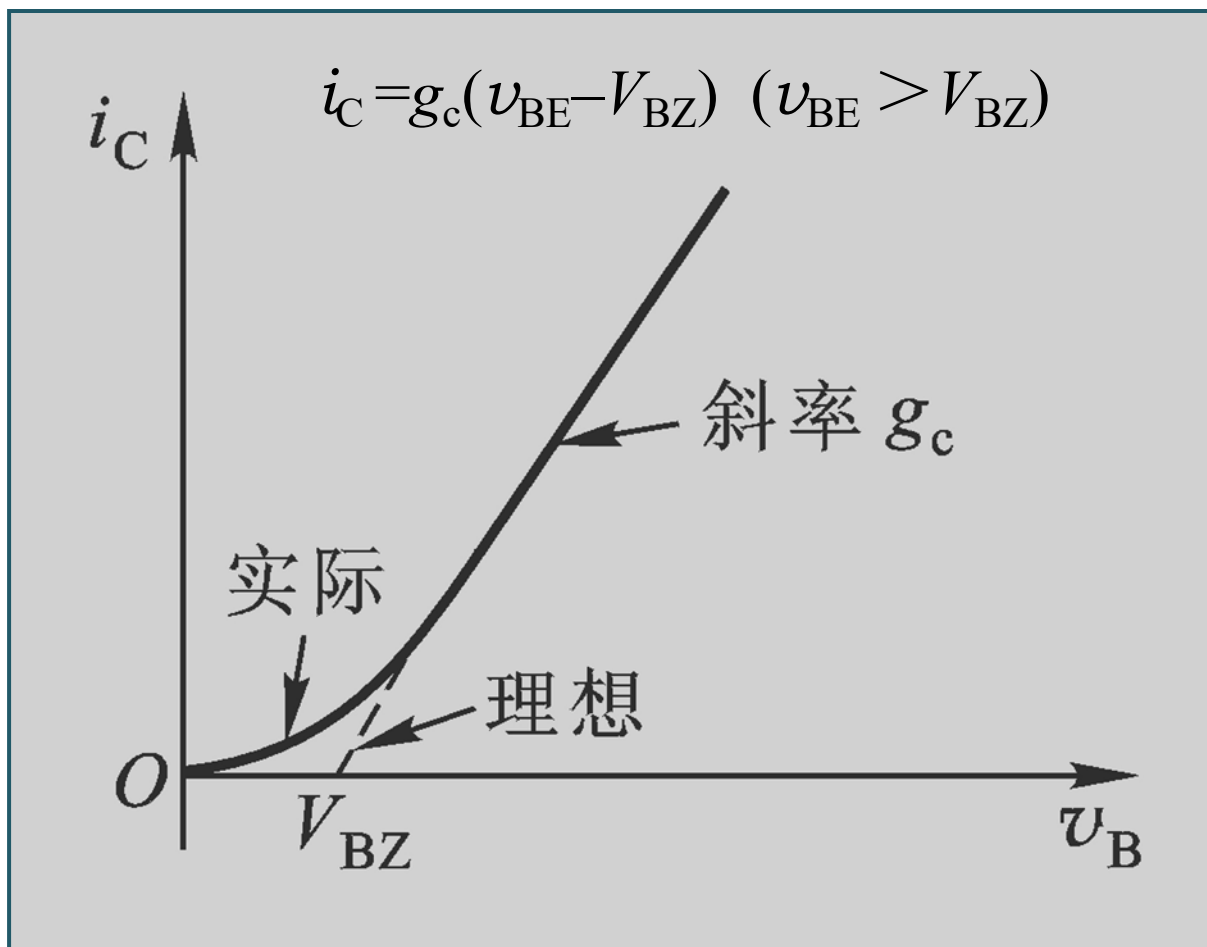
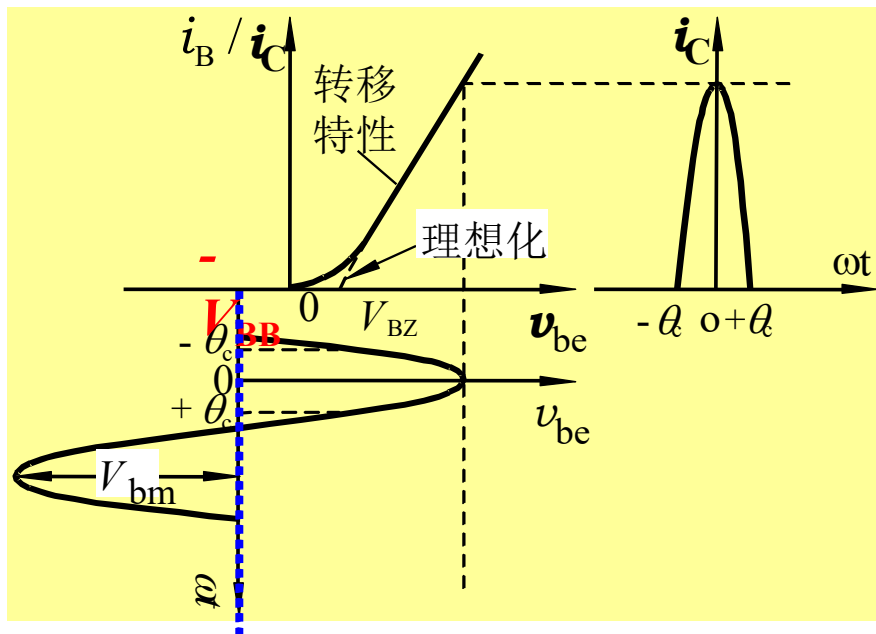


图 5.3.2 晶体管静态转移特性及其理想化

5.3 谐振功放的折线近似分析法

➤ 2. 集电极余弦电流脉冲的分解



$$\begin{aligned}
 i_C &= g_c(v_{BE} - V_{BZ}) \quad (v_{BE} > V_{BZ}) \\
 &= g_c(V_{bm} \cos \omega t - V_{BZ} - V_{BB}) \\
 &= g_c V_{bm} (\cos \omega t - \cos \theta_c)
 \end{aligned}$$

$$\text{当 } \omega t = \theta_c \text{ 时, } i_C = 0$$

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

$$v_{BE} = -V_{BB} + V_{bm} \cos \omega t \quad \text{当 } \omega t = 0 \text{ 时, } i_C = i_{C\max} = g_c V_{bm} (1 - \cos \theta_c)$$

$$\frac{i_C}{i_{C\max}} = \frac{\cos \omega t - \cos \theta_c}{1 - \cos \theta_c}$$

取决于脉冲高度 $i_{C\max}$ 与通角 θ_c

5.3 谐振功放的折线近似分析法

➤ 2. 集电极余弦电流脉冲的分解

$$i_C = I_{c0} + I_{cm1} \cos \omega t + I_{cm2} \cos 2\omega t + \cdots + I_{cmn} \cos n\omega t + \cdots$$

$$\frac{i_C}{i_{Cmax}} = \frac{\cos \omega t - \cos \theta_c}{1 - \cos \theta_c}$$

由傅里叶级数求系数，得

$$I_{c0} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\theta_c}^{+\theta_c} i_C d\omega t = i_{Cmax} \alpha_0(\theta_c)$$

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

其中：尖顶余弦脉冲的分解系数

$$\alpha_0(\theta_c) = \frac{\sin \theta_c - \theta_c \cos \theta_c}{\pi(1 - \cos \theta_c)} \quad \alpha_1(\theta_c) = \frac{\theta_c - \cos \theta_c \sin \theta_c}{\pi(1 - \cos \theta_c)}$$

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

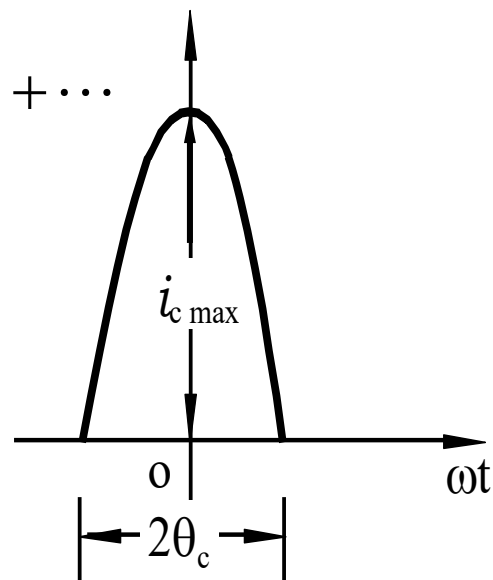


图6.3.3 尖顶余弦脉冲

波形系数

$$g_1(\theta_c) = \frac{I_{cm1}}{I_{c0}} = \frac{\alpha_1(\theta_c)}{\alpha_0(\theta_c)}$$

$$g_1(\theta_c) = \frac{\theta_c - \cos \theta_c \sin \theta_c}{\sin \theta_c - \theta_c \cos \theta_c}$$

5.3 谐振功放的折线近似分析法

➤ 2. 集电极余弦电流脉冲的分解

— 根据基波分量 I_{cm1} 、集电极效率 η_c 和输出功率 P_o 随通角 θ_c 变化的情况，选择合适的工作状态。

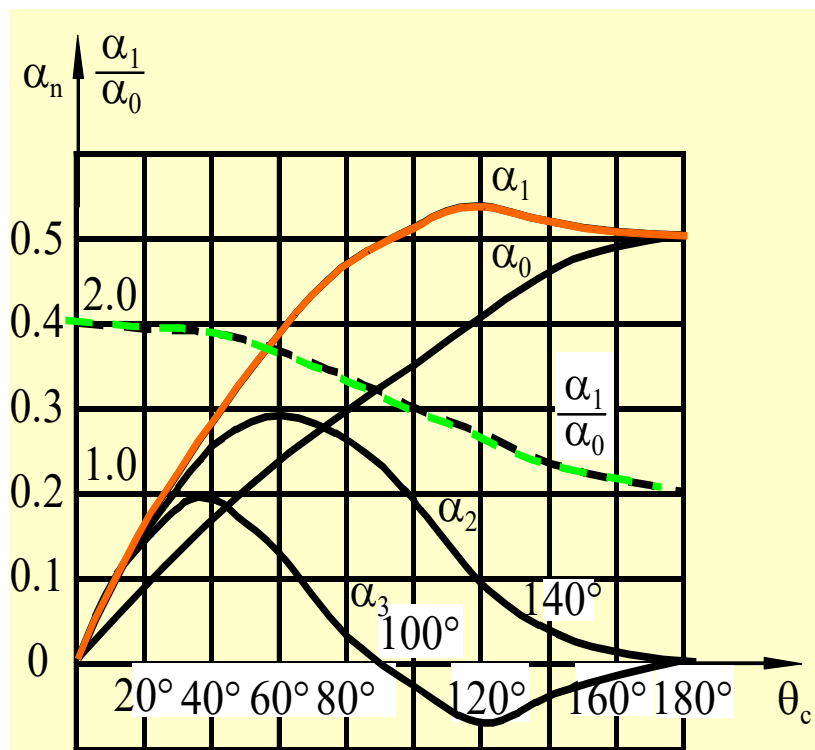


图5-9 尖顶脉冲的分解系数

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

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

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

当 $\theta_c \approx 120^\circ$ 时， I_{cm1}/i_{Cmax} 最大。
在 i_{Cmax} 与负载阻抗 R_p 为某定值的情况下，输出功率将达到最大值。但此时放大器处于甲乙类状态，效率太低。

5.3 谐振功放的折线近似分析法

➤ 2. 集电极余弦电流脉冲的分解

—根据基波分量 I_{cm1} 、集电极效率 η_c 和输出功率 P_o 随通角 θ_c 变化的情况，选择合适的工作状态。

$$\eta_c = \frac{P_o}{P_{cc}} = \frac{1}{2} \frac{V_{cm} I_{cm1}}{V_{CC} I_{c0}} = \frac{1}{2} \xi \frac{\alpha_1(\theta_c)}{\alpha_0(\theta_c)} = \frac{1}{2} \xi g_1(\theta_c)$$

$$g_1(\theta_c) = \frac{\alpha_1(\theta_c)}{\alpha_0(\theta_c)} = \frac{\theta_c - \cos \theta_c \sin \theta_c}{\sin \theta_c - \theta_c \cos \theta_c}$$

由曲线可知：极端情况 $\theta_c=0$ 时，

$$g_1(\theta_c) = \frac{\alpha_1(\theta_c)}{\alpha_0(\theta_c)} = 2$$

如果此时 $\xi=1$ ， η_c 可达100%。

$$I_{cm1} = i_{Cmax} \alpha_1(0) = 0$$

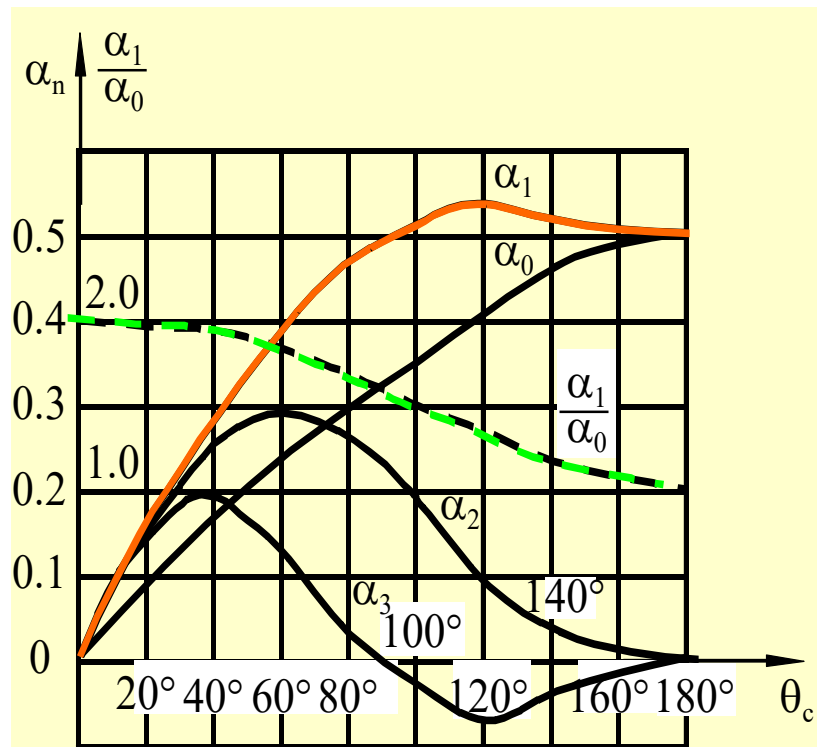


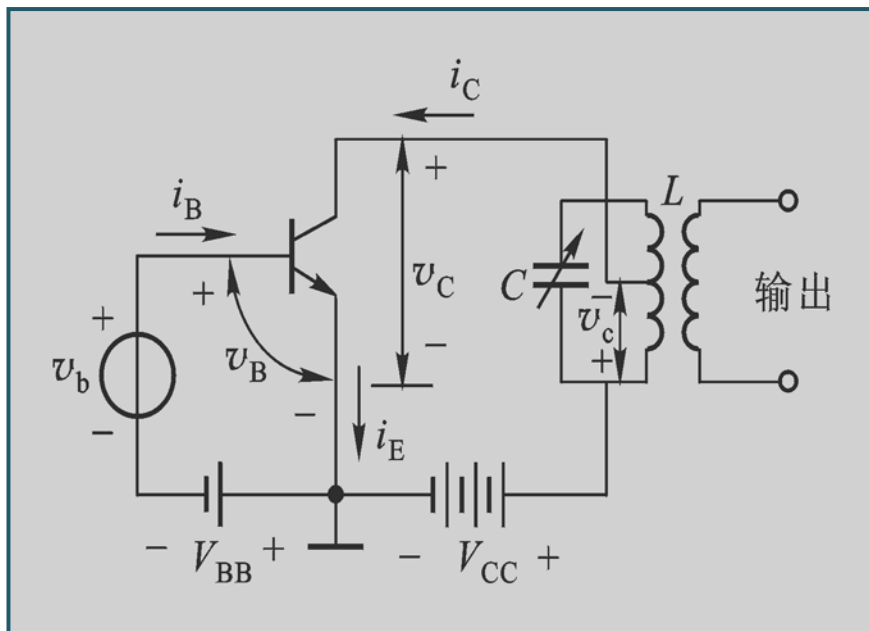
图6-9 尖顶脉冲的分解系数

为了兼顾功率与效率，最佳通角取70°左右。

5.3 谐振功放的折线近似分析法

➤ 3. 高频谐振功放的动态特性

— 集电极效率 η_c 和输出功率 P_o 是否能最佳实现最终取决于功放中外部电路参数 R_p 和电压 V_{BB} 、 V_{bm} 、 V_{CC} 。



$$I_{cm1} = i_{Cmax} \alpha_1(\theta_c)$$

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

$$V_{cm} = I_{cm1} R_p$$

因此，下面分析四个参数 R_p 和电压 V_{CC} 、 V_{BB} 、 V_{bm} 的变化对工作状态的影响，即谐振功放的动态特性。



5.3 谐振功放的折线近似分析法

➤ 3. 高频谐振功放的**动态特性**

— 动特性是指当加上激励信号及接上负载阻抗时, 晶体管集电极电流 i_c 与集电极电压(v_{be} 或 v_{ce})的关系曲线, 它在 $i_c \sim v_{ce}$ 或 $i_c \sim v_{be}$ 坐标系统中是一条曲线, 反映的是功放的工作点在激励作用下的变化曲线。

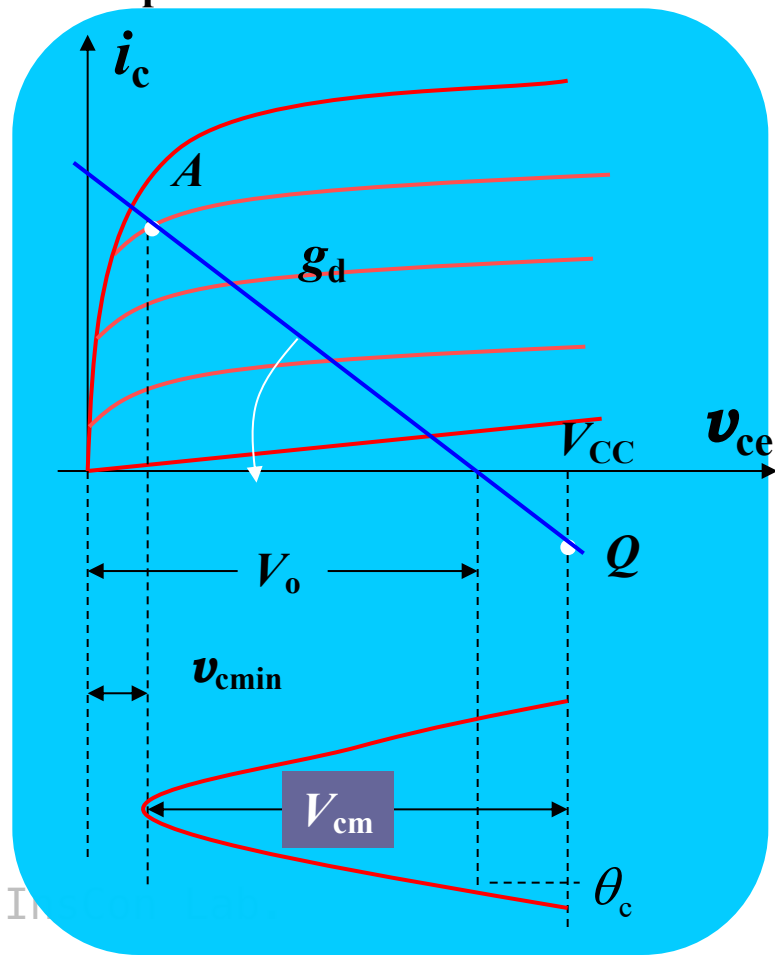
— 在高频功放中, 其动特性一般不是直线。

— **动特性的具体作法**: 根据 $v_{BE} = v_b - V_{BB} = V_{bm} \cos \omega t - V_{BB}$
和 $v_{CE} = V_{CC} - v_c = V_{CC} - V_{cm} \cos \omega t$ 逐点(以 ωt 为变量)由 v_{BE}
 v_{CE} 从晶体管输出特性上找出 i_C , 并连成线即为动特性。

5.3 谐振功放的折线近似分析法

➤ 3. 高频谐振功放的动态特性

下面通过折线近似分析法定性分析其动态特性，首先，建立由 R_p 和 V_{CC} 、 V_{BB} 、 V_{bm} 所表示的输出动态负载曲线。



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

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

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

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

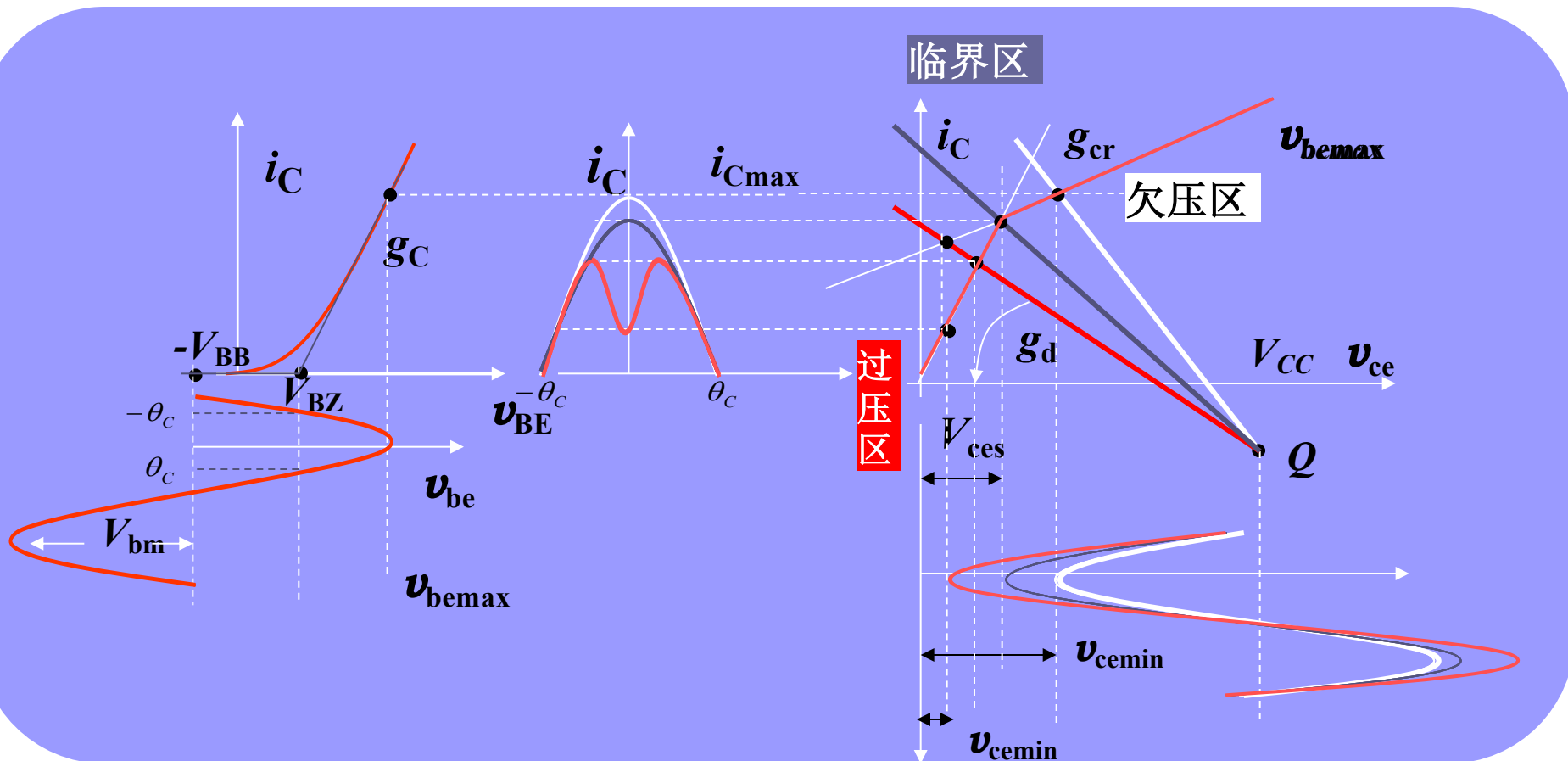
$$= g_d (v_{CE} - V_0) \quad V_{cm} = I_{cm1} R_p$$

$$g_d = -g_c \frac{V_{bm}}{V_{cm}}; \quad V_0 = V_{CC} - V_{cm} \cos \theta_c$$

5.3 谐振功放的折线近似分析法

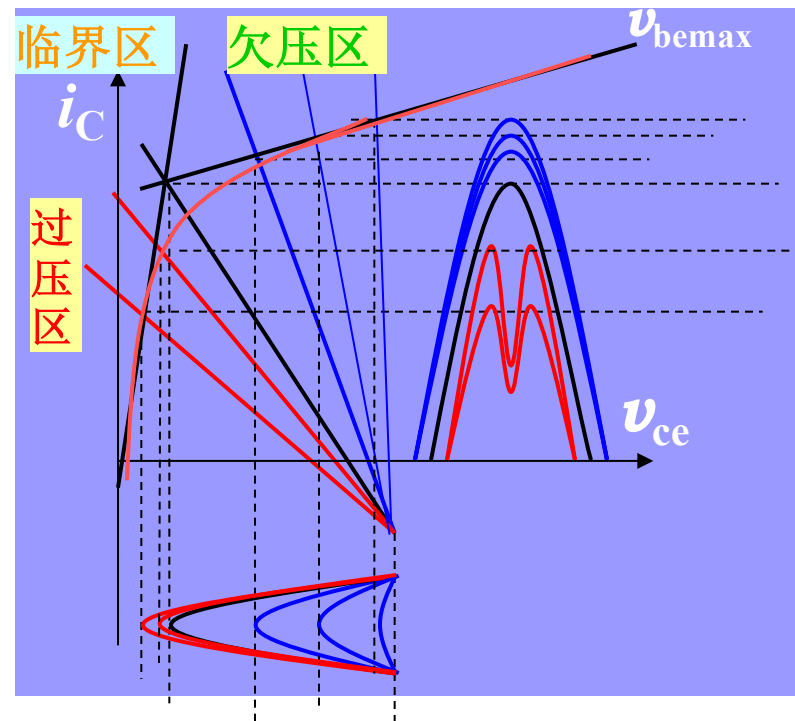
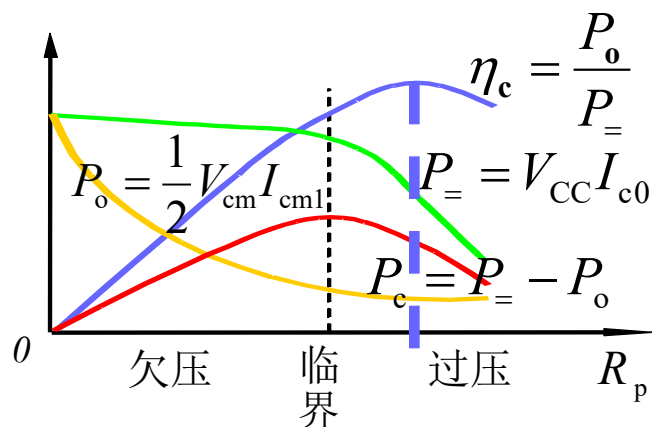
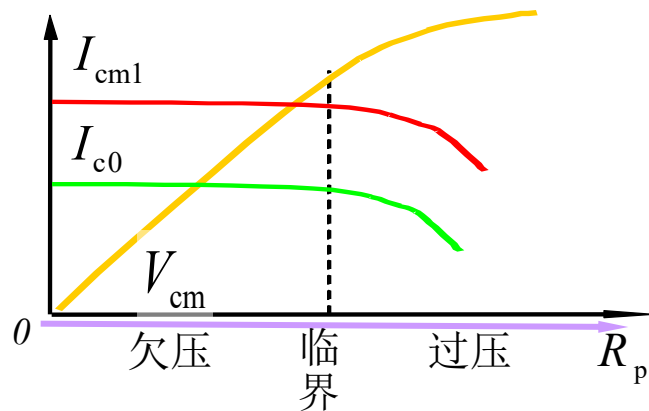
➤ 4. 高频谐振功放的负载特性

当 V_{CC} 、 V_{BB} 、 V_{bm} 不变时，动态特性曲线与负载 R_p 的关系。



5.3 谐振功放的折线近似分析法

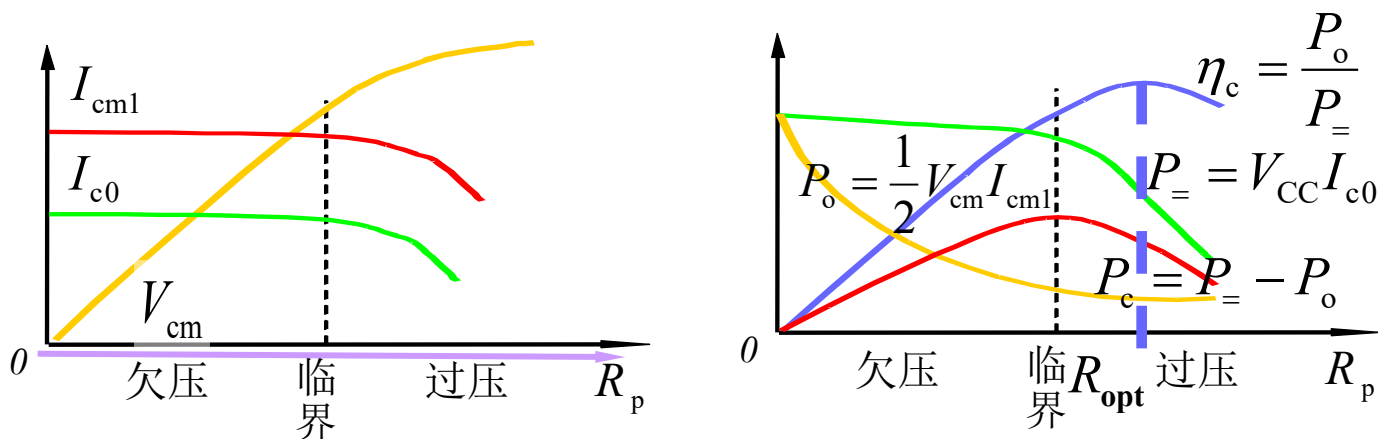
➤ 4. 高频谐振功放的负载特性



$$\eta_c = \frac{1}{2} \cdot \frac{V_{cm}}{V_{CC}} \cdot \frac{I_{cm1}}{I_{c0}} = \frac{1}{2} \xi g_1(\theta_c)$$

5.3 谐振功放的折线近似分析法

➤ 4. 高频谐振功放的负载特性



结论:

图6.3.7 负载特性曲线

欠压、过压、临界三种工作状态的特点:

欠压: 恒流, V_{cm} 变化, P_o 较小, η_c 低, P_c 较大;

过压: 恒压, I_{cm1} 变化, P_o 较小, η_c 可达最高; 中间放大级

临界: P_o 最大, η_c 较高; 发射机末级

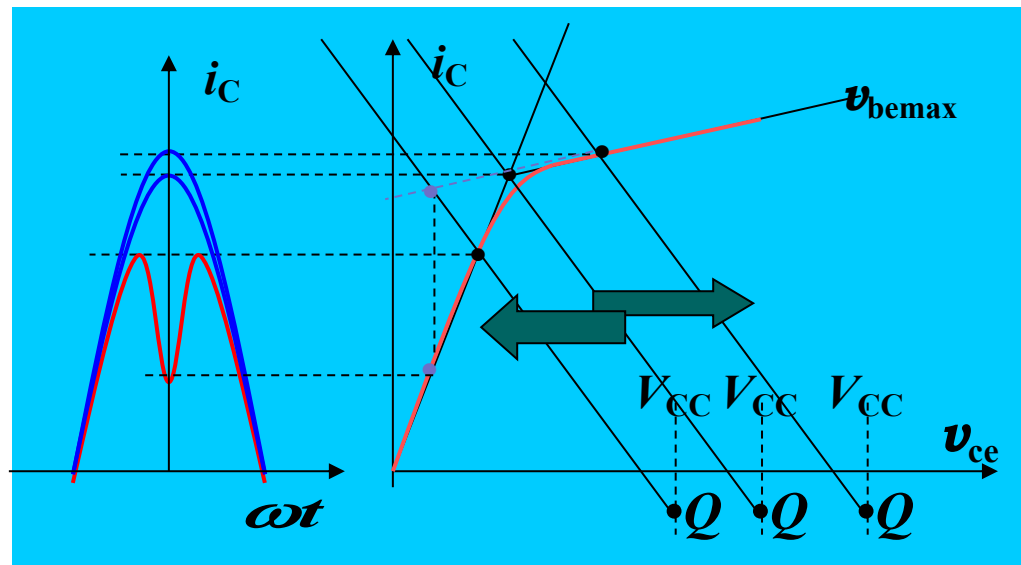
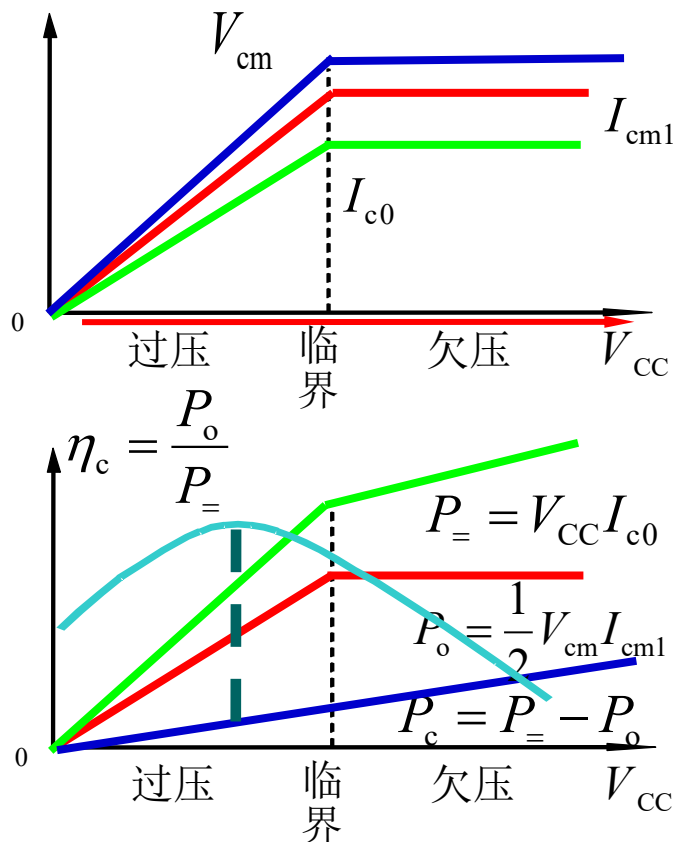
最佳工作状态

5.3 谐振功放的折线近似分析法

➤ 5. 改变 V_{CC} 对工作状态的影响

$$V_0 = V_{CC} - V_{cm} \cos \theta_c$$

当 V_{bm} 、 V_{BB} 、 R_p 不变时，动态特性曲线与 V_{CC} 的关系。



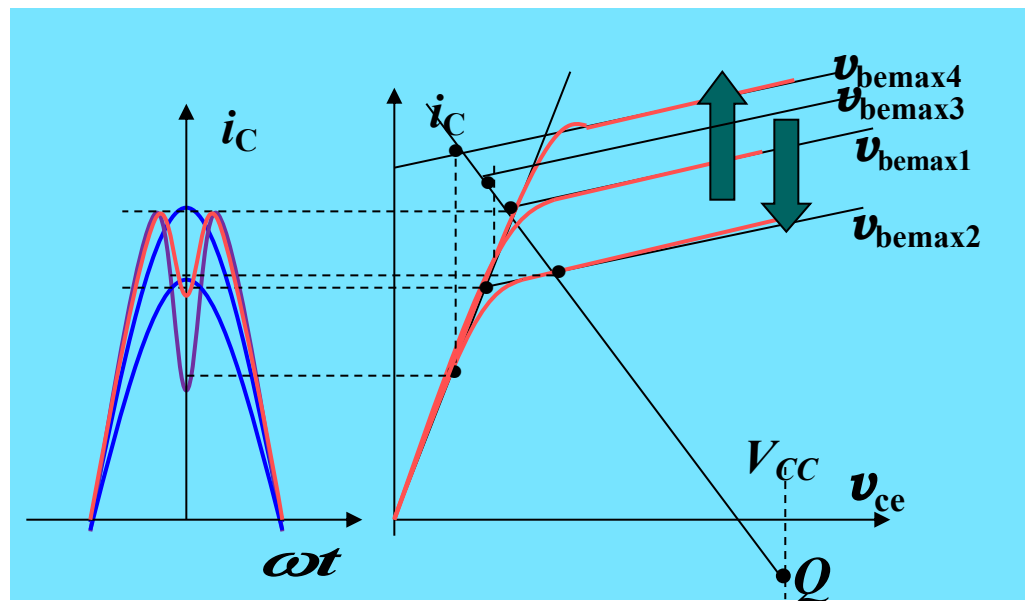
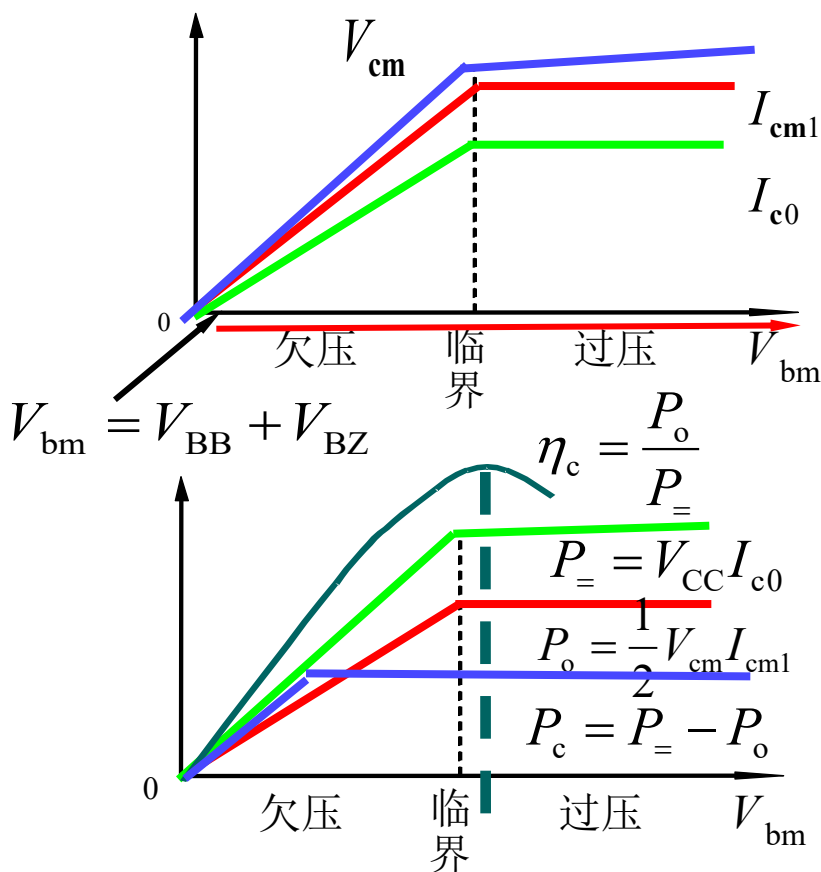
集电极调幅作用是通过改变 V_{CC} 来改变 I_{cm1} 与 P_o 才能实现的，因此，必须工作于过压区。

5.3 谐振功放的折线近似分析法

➤ 6. 改变 V_{bm} 对工作状态的影响

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

当 V_{CC} 、 V_{BB} 、 R_P 不变时，动态特性曲线与 V_{bm} 的关系。

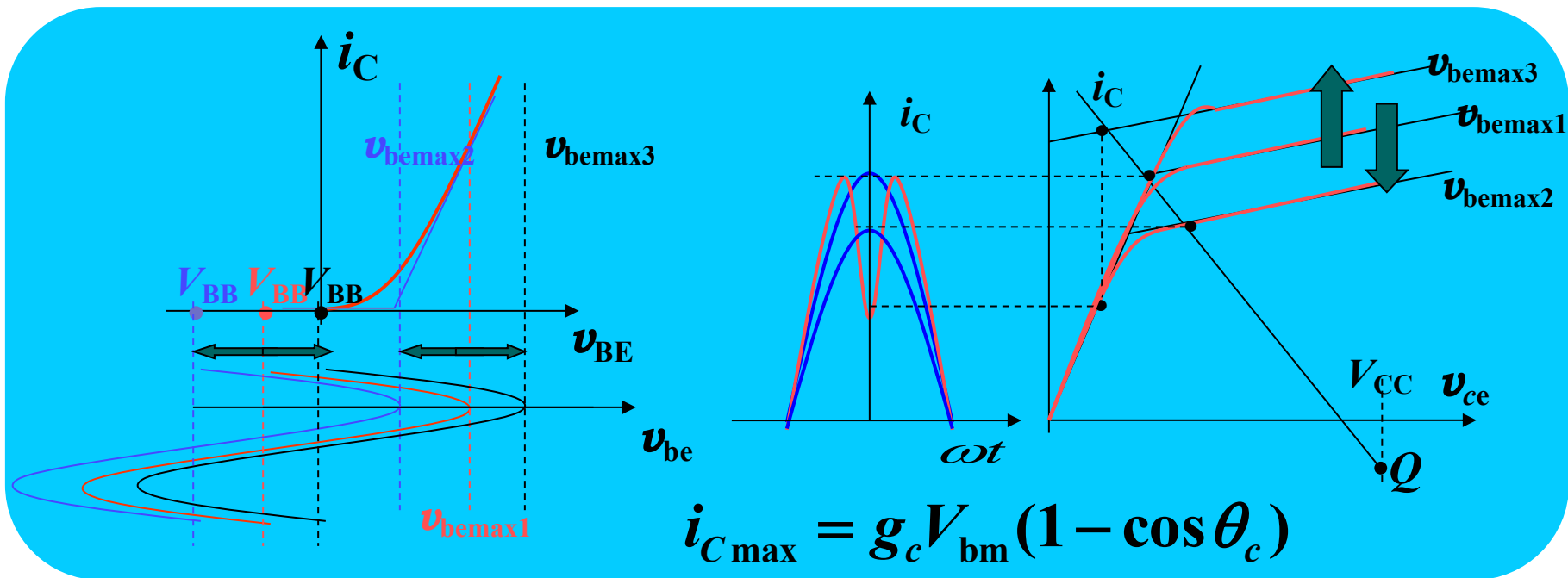


$$i_{C\max} = g_c V_{bm} (1 - \cos \theta_c)$$

5.3 谐振功放的折线近似分析法

➤ 7. 改变 V_{bm} 对工作状态的影响 $v_{BE} = -V_{BB} + V_{bm} \cos \omega t$

当 V_{CC} 、 V_{bm} 、 R_p 不变时，动态特性曲线与 V_{BB} 的关系。



V_{BB} 绝对值增加等效于减少 V_{bm} ，两者都会使 v_{bemax} 产生相同变化

基极调幅作用是通过改变 V_{BB} 来改变 I_{cm1} 与 P_o 才能实现的，因此，必须工作于欠压区。



5.3 谐振功放的折线近似分析法

例5.3.1 有一个用硅NPN外延平面型高频功率管3DA1做成的谐振功率放大器，设已知 $V_{CC}=24V$ ， $P_o=2W$ ，工作频率 $=1MHz$ 。试求它的能量关系。由晶体管手册已知其有关参数为 $f_T \geq 70MHz$ ， A_p （功率增益） $\geq 13dB$ ， $I_{Cmax}=750mA$ ， $V_{CE(sat)}$ （集电极饱和压降） $\geq 1.5V$ ， $P_{CM}=1W$ 。

解： 1) 由前面的讨论已知，工作状态最好选用临界状态。作为工程近似估算，可以认为此时集电极最小瞬时电压

$$v_{Cmin} = v_{CE(sat)} = 1.5V$$

$$V_{cm} = V_{CC} - v_{Cmin} = 24 - 1.5V = 22.5V$$

$$2) \quad R_p = \frac{V_{cm}^2}{2P_o} = \frac{(22.5)^2}{2 \times 2} \Omega = 126.5\Omega$$

$$I_{cm1} = \frac{V_{cm}}{R_p} = \frac{22.5}{126.5} A = 0.178A = 178mA$$



5.3 谐振功放的折线近似分析法

解： 3) 选 $\theta_c = 70^\circ$, $\alpha_0(\theta_c) = 0.253$ $\alpha_1(\theta_c) = 0.436$

$$4) i_{C_{\max}} = \frac{I_{cm1}}{\alpha_1(\theta_c)} = \frac{178}{0.436} \text{mA} = 408 \text{mA} < 750 \text{mA}$$

未超过电流安全工作范围。

$$5) I_{cm0} = i_{C_{\max}} \alpha_0(\theta_c) = 408 \times 0.253 \text{mA} = 103 \text{mA}$$

$$6) P_- = V_{CC} \cdot I_{c0} = 24 \times 103 \times 10^{-3} \text{W} = 2.472 \text{W}$$

$$7) P_c = P_- - P_o = (2.472 - 2) \text{W} = 0.472 \text{W} < P_{CM} (1 \text{W})$$

$$8) \eta_c = \frac{P_o}{P_-} = \frac{2}{2.472} = 81\%$$

$$9) P_i = \frac{P_o}{\lg^{-1}\left(\frac{A_p}{10}\right)} = \frac{2}{\lg^{-1}(1.3)} = \frac{2}{20} \text{W} = 0.1 \text{W}$$

本章小结

1. 掌握**甲乙丙类功率放大器**的特点，**丙类功放**的特点和优点；
2. **谐振功率放大器电路基本结构及其工作原理**，基极反偏，导通角，谐振回路。
3. **谐振功放获得高效率的条件**，需要借助于集电极余弦脉冲的分解。**谐振功放的功率关系**；
4. **谐振功放的动特性，动特性曲线做法**，以及欠压、临界、过压三种状态的特点。

谐振功放的**负载特性**：改变 R_p ；

谐振功放的**调制特性**：改变 V_{CC} 和 V_{BB} ；

谐振功放的**放大特性**：改变 V_{bm} ；

5. 谐振功放工作状态的**近似估算**。



Thank You !

Q & A