



成都信息工程大學  
Chengdu University of Information Technology

---

# 高频电子线路

## 第三章 高频功率放大器



## 本章学习目标

- 了解功率放大器的基本电路结构和指标。
- 掌握放大器的工作原理以及分析方法。
- 理解谐振功放过压、欠压、临界工作状态的特点
- 掌握丙类谐振功放的负载特性及其应用。
- 了解开关型谐振功率放大和宽带高频功率放大器的原理。

## 高频功率放大器

### 1、使用高频功率放大器的目的

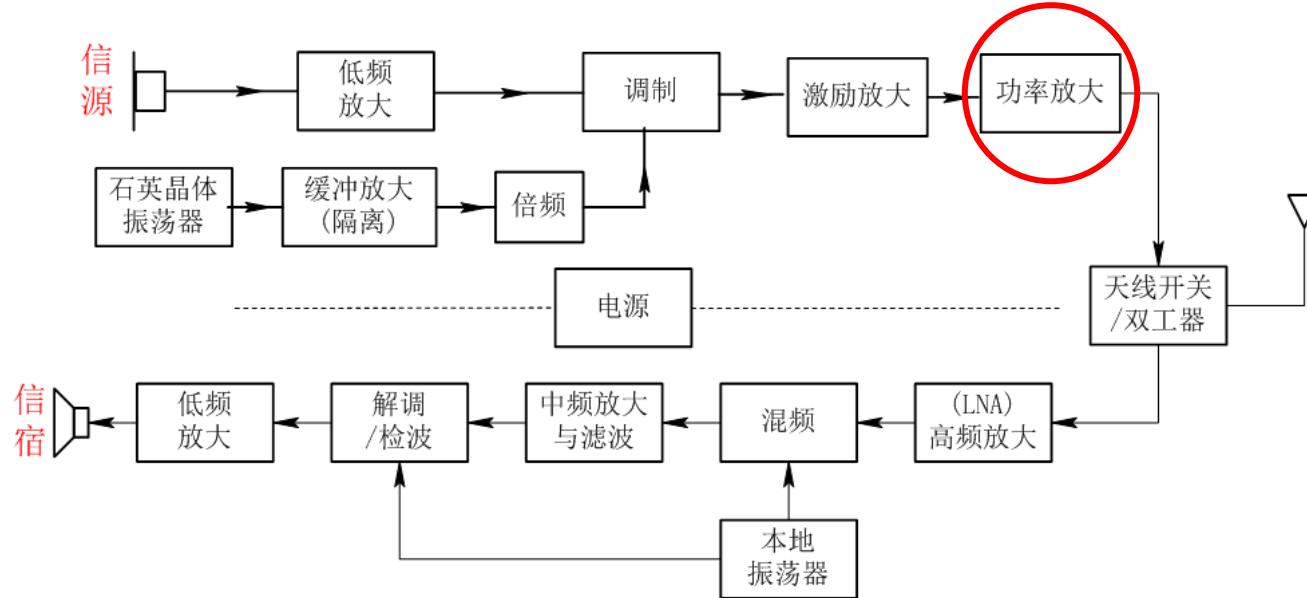
放大高频大信号使发射机末级获得足够大的发射功率。

### 2、高频功率信号放大器使用中需要解决的两个问题

- ①高效率输出
- ②高功率输出



## 高频功率放大器



使用高频功率放大器的目的

放大高频大信号使发射机末级获得足够大的发射功率

- ①高功率      ②高效率



## 增益

放大器的增益是表征放大器放大能力的参数。

### 电压放大倍数

$$A_v = \frac{U_o}{U_i}$$

### 功率放大倍数

$$A_p = \frac{P_o}{P_i}$$

增益是以对数表示的放大倍数(dB)

$$G = 20 \lg A_v = \\ 10 \lg A_p$$



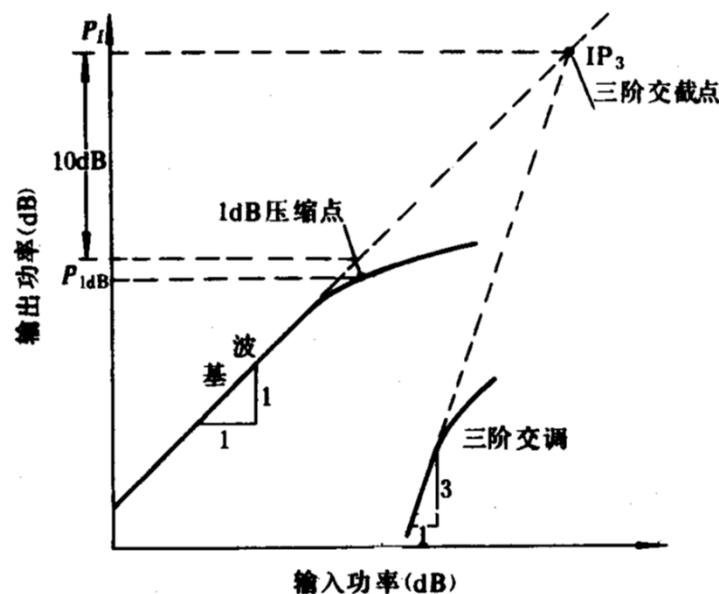
## 输出功率

### 1. 饱和输出功率

当功率放大器的输入功率加大到某一值后，再加大输入功率并不会改变输出功率的大小，该输出功率称为功率放大器的饱和输出功率。

### 2. 1dB压缩点输出功率 $P_{1dB}$

功率放大器增益压缩1dB所对应的输出功率称为1dB压缩点输出功率，记作 $P_{1dB}$ 。



## 效率

功率放大器的功率效率 $\eta_0$ 是功率放大器的射频输出功率与供给晶体管的直流功率之比。

对于双极晶体管情况，称为集电极效率，对于MOSFET和MESFET，称之为漏极效率。

$$\eta_P = \frac{\text{射频输出功率}}{\text{直流输入功率}}$$

显然，这种定义并没有考虑晶体管的放大能力，即具有相同功率效率的两个晶体管的功率增益可以差别很大。通常，在设计功率放大器时，希望用功率增益高的功率晶体管。为此，又给出另一种定义

$\eta_{add}$ 称为功率放大器的功率附加效率，它既反映了直流功率转换成射频功率的能力，又反映了放大射频功率的能力。很明显，用功率附加效率 $\eta_{add}$ 衡量功率放大器的功率效率是比较合理的。



## 交调失真

交调失真是具有不同频率的两个或更多的输入信号经过功率放大器而产生的混合分量，它是由于功率放大器的非线性造成的。若输入一个信号，其角频率分别是 $\omega_1, \omega_2, \dots, \omega_l$ ，由于功率放大器的非线性作用，输出分量中将包含许多混合分量

$$m\omega_1 \pm n\omega_2 \cdots \pm p\omega_l \quad m, n, \dots, p = 0, 1, 2, \dots$$

各分量分别称为  $(m+n+\dots+p)$  阶交调分量。

功率放大器的非线性越强，交调分量越大。交调分量的大小可以用交调系数表示，假如输入一个等幅信号， $(m+p)$  阶交调系数可以写成  $10 \lg \frac{P_{m+p}}{P_1} = \dots = 10 \lg \frac{P_{m+p}}{P_l}$  (dBc)

式中， $P_1, \dots, P_l$  分别对应于角频率  $\omega_1, \dots, \omega_l$  的波输入功率； $P_{m+p}$  是  $(m+p)$  阶交调功率。 $M_{m+p}$  的单位是 dBc，它的含义是交调分量比载频分量的分贝数。



## 三阶交调

等幅信号输入功率放大器时，输出信号中存在各种阶次的交调分量，其中三阶交调分量 ( $2\omega_i - \omega_{i+1}$  和  $\omega_{i+1} - 2\omega_i$ ) 和与基波信号角频率 ( $\omega_i$  和  $\omega_{i+1}$ ) 非常接近，不可能把它从信道中滤除，因此，三阶交调分量就成为干扰信号。

同理，五阶交调分量 ( $3\omega_i - 2\omega_{i+1}$  和  $3\omega_{i+1} - 2\omega_i$ ) 也是干扰信号，但它比三阶交调分量要小得多，在系统要求不严时可以不考虑。

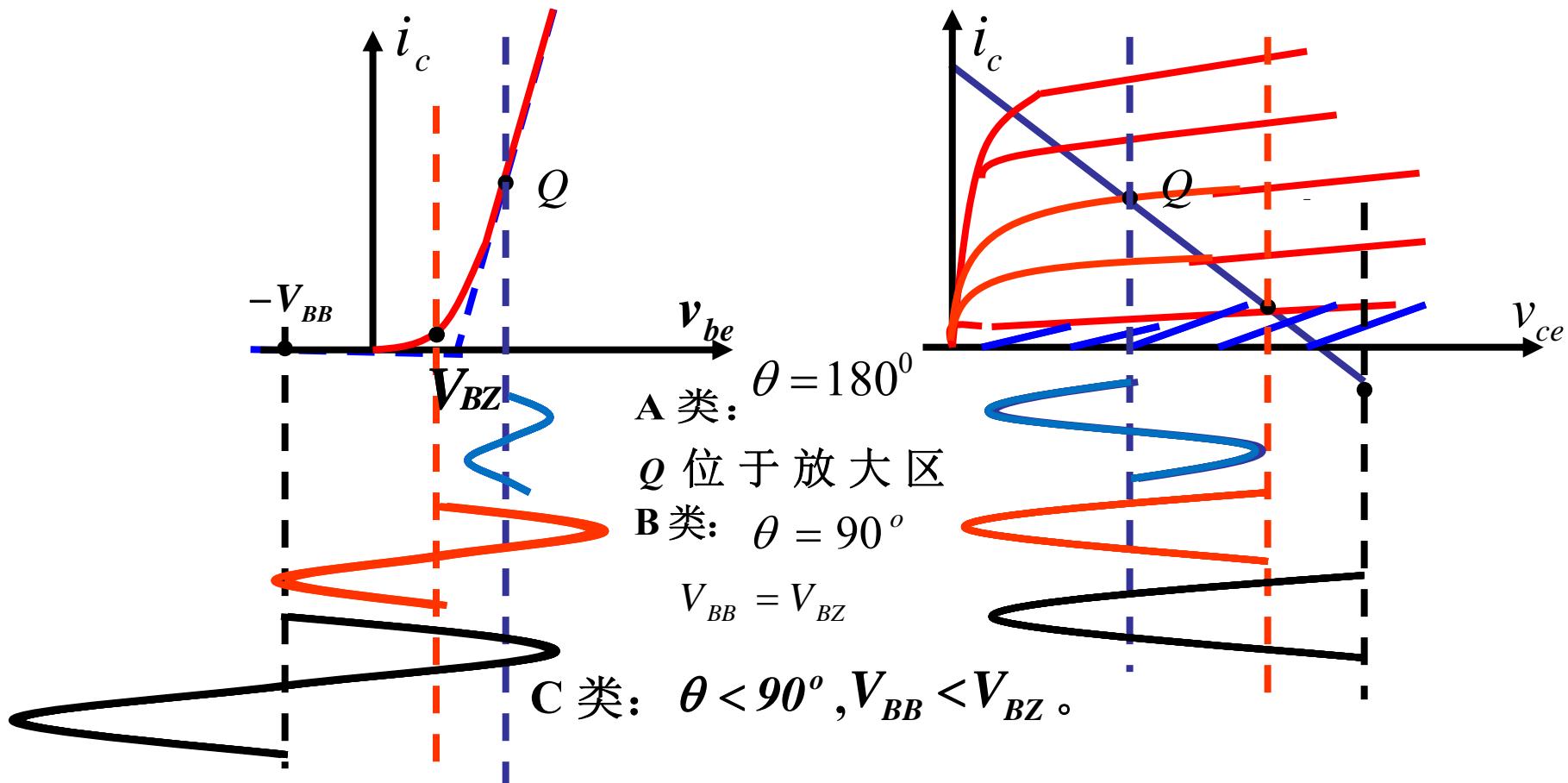
$$M_3 = 10 \lg \frac{P_3}{P_i} = 10 \lg \frac{P_3}{P_{i+1}} \quad (\text{dBc})$$

三阶交调系数

式中， $P_i$  和  $P_{i+1}$  是分别对应角频率  $\omega_i$  和  $\omega_{i+1}$  的基波信号输出功率； $P_3$  是三阶交调频率 ( $2\omega_i - \omega_{i+1}$  和  $2\omega_{i+1} - \omega_i$ ) 处的三阶交调功率；三阶交调系数是度量功率放大器非线性的一项重要指标。



# 功率放大器近似分析方法—折线分析法



定义一个周期内导通角度的 $1/2$ 为导通角 $\theta_c$



# 功率放大器分类

按照放大器工作状态的分类：

按晶体管导通时间长短分 {

- 甲类 (始终导通)
- 乙类 (半周导通)
- 甲乙类 (大半周导通)
- 丙类 (小半周导通)



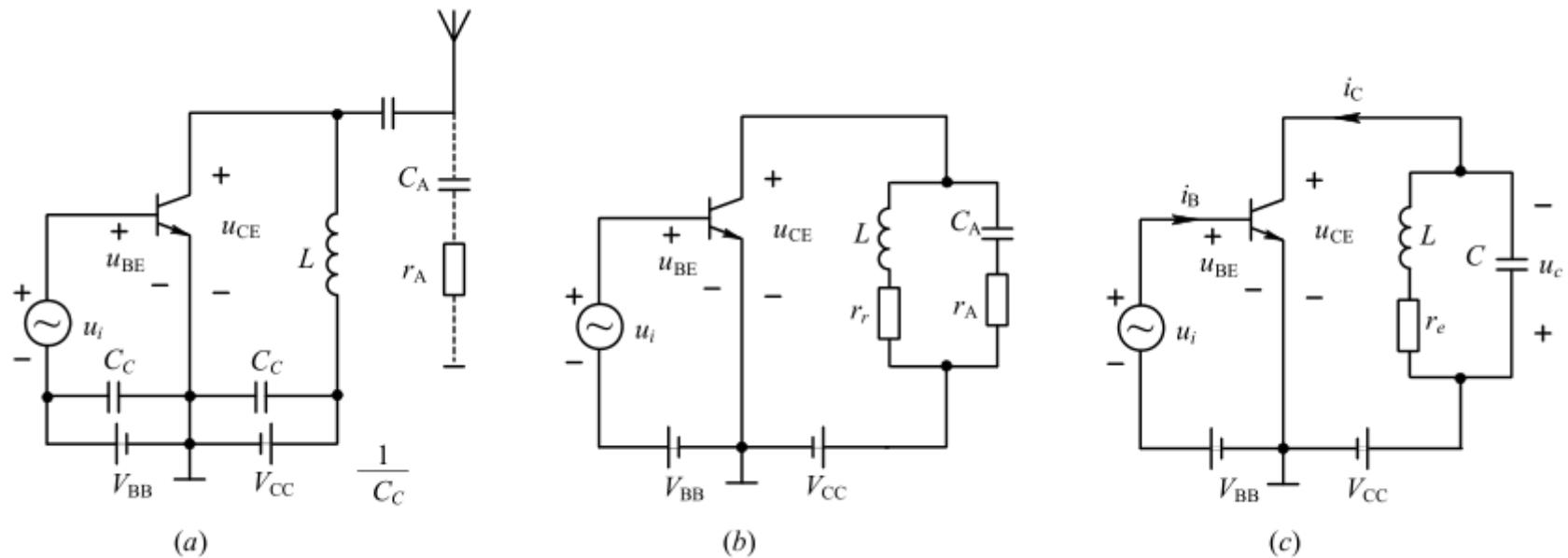
## 功率放大器分类

不同工作状态时放大器的特点

工作状态	导通角	理想效率	负 载	应 用
甲类	$\theta_c=180^\circ$	50%	电阻	低频
乙类	$\theta_c=90^\circ$	78.5%	推挽, 回路	低频, 高频
甲乙类	$90^\circ < \theta_c < 180^\circ$	$50\% < \eta < 78.5\%$	推挽	低频
丙类	$\theta_c < 90^\circ$	$\eta > 78.5\%$	选频回路	高频
丁类	开关状态	90%~100%	选频回路	高频



## 高频谐振功率放大器



$$r_e \approx r_A + r_t \quad Q_L = \frac{\omega_0 L}{r_e} \quad R_e = \frac{L}{C \cdot r_e}$$

高频谐振功率放大器原理电路图

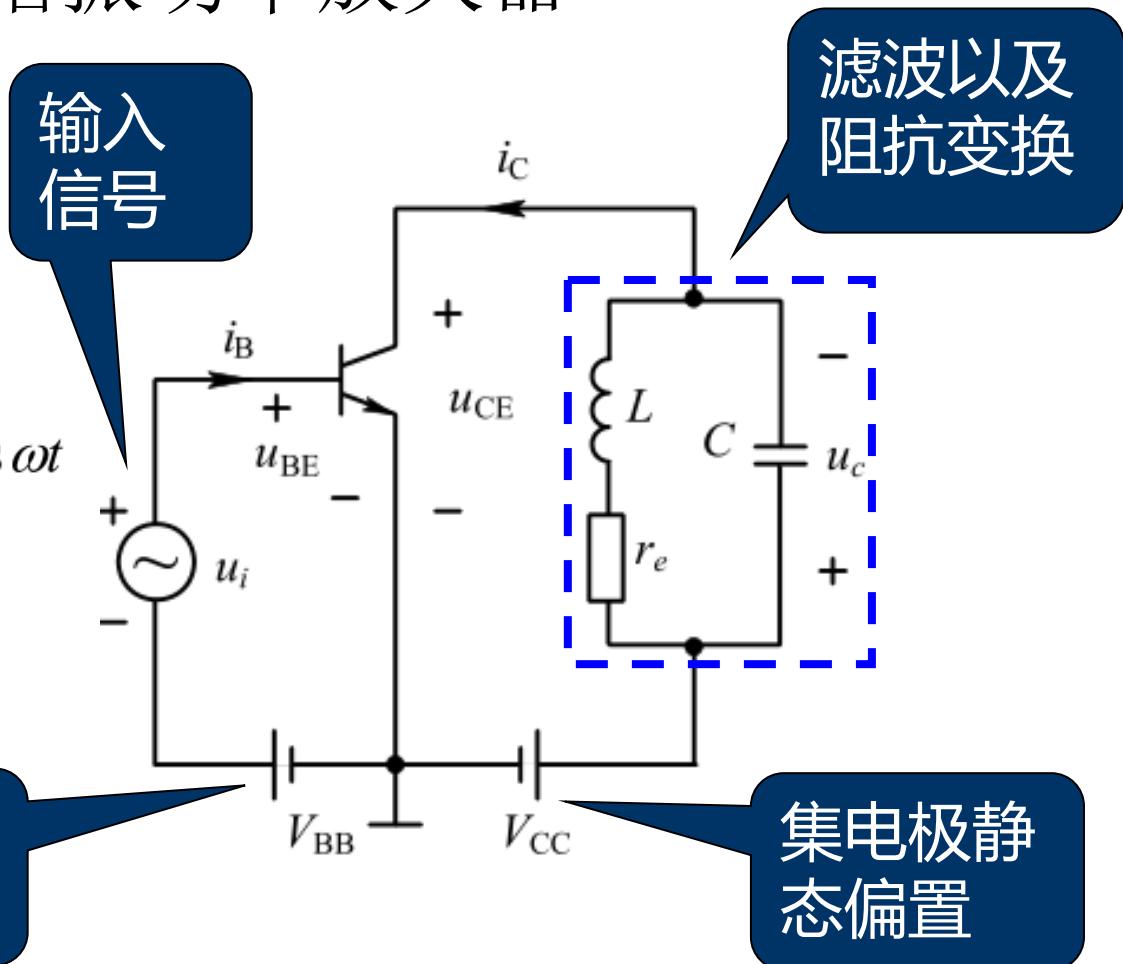


## 高频谐振功率放大器

输入信号  $u_i = U_{im} \cos \omega t$

$$u_{BE} = V_{BB} + u_i = V_{BB} + U_{im} \cos \omega t$$

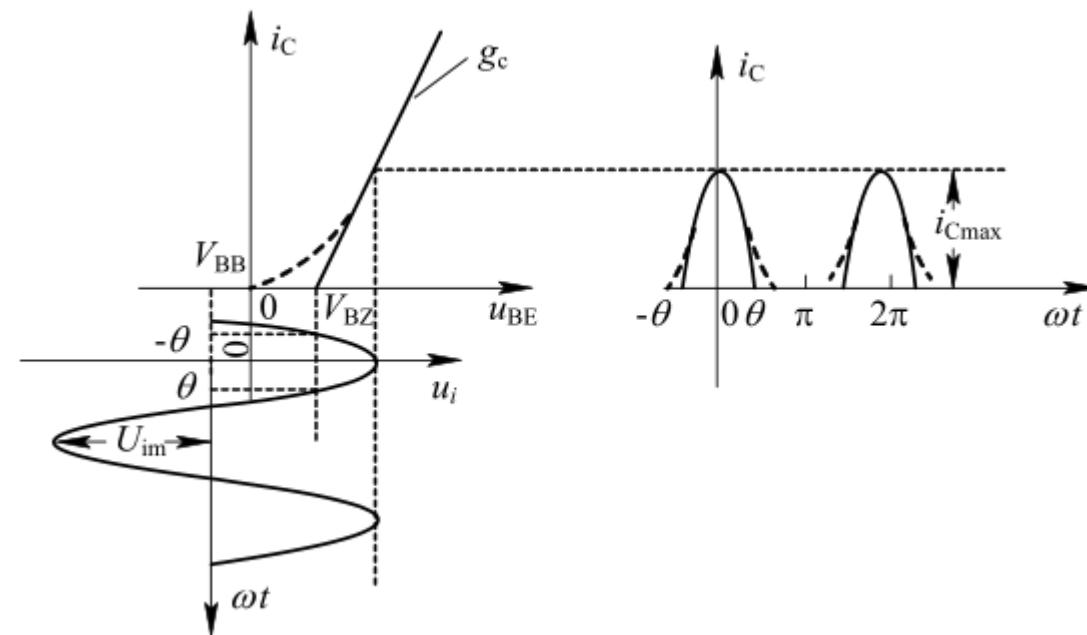
$$u_{CE} = V_{CC} - u_c$$



高频谐振功率放大器原理电路图



## 高频谐振功率放大器

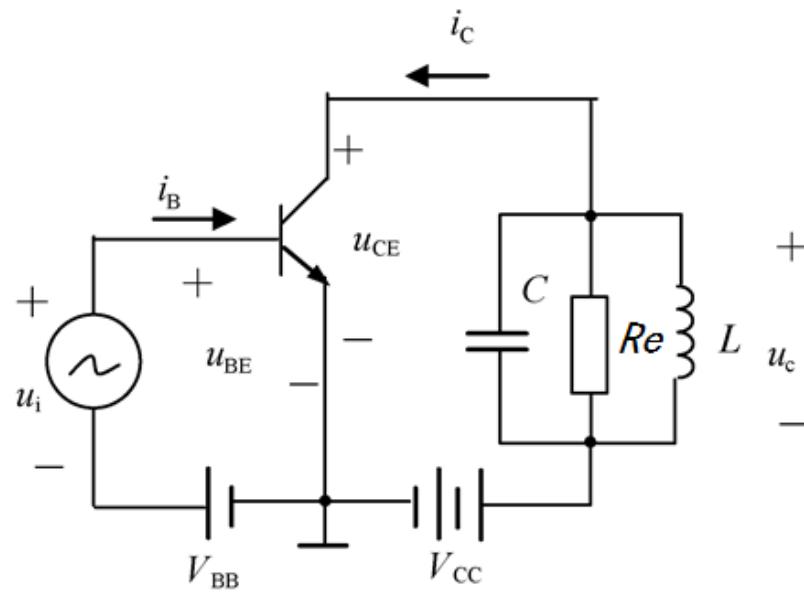


$$i_C = I_{C0} + I_{c1m} \cos \omega t + I_{c2m} \cos 2\omega t + \dots + I_{cnm} \cos n\omega t + \dots$$

高频谐振功率放大器原理电路图



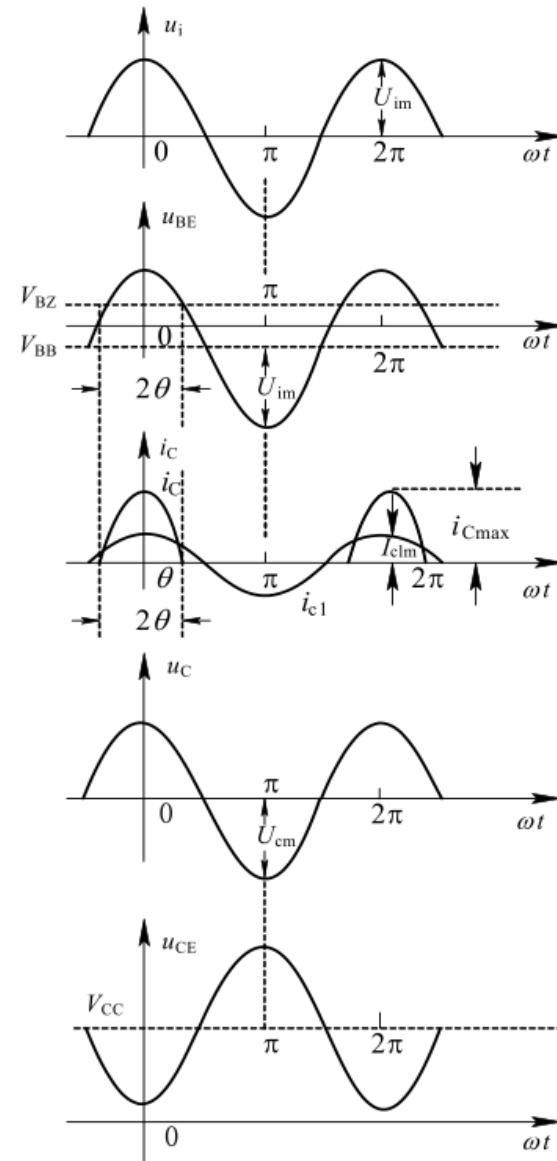
## 高频谐振功率放大器



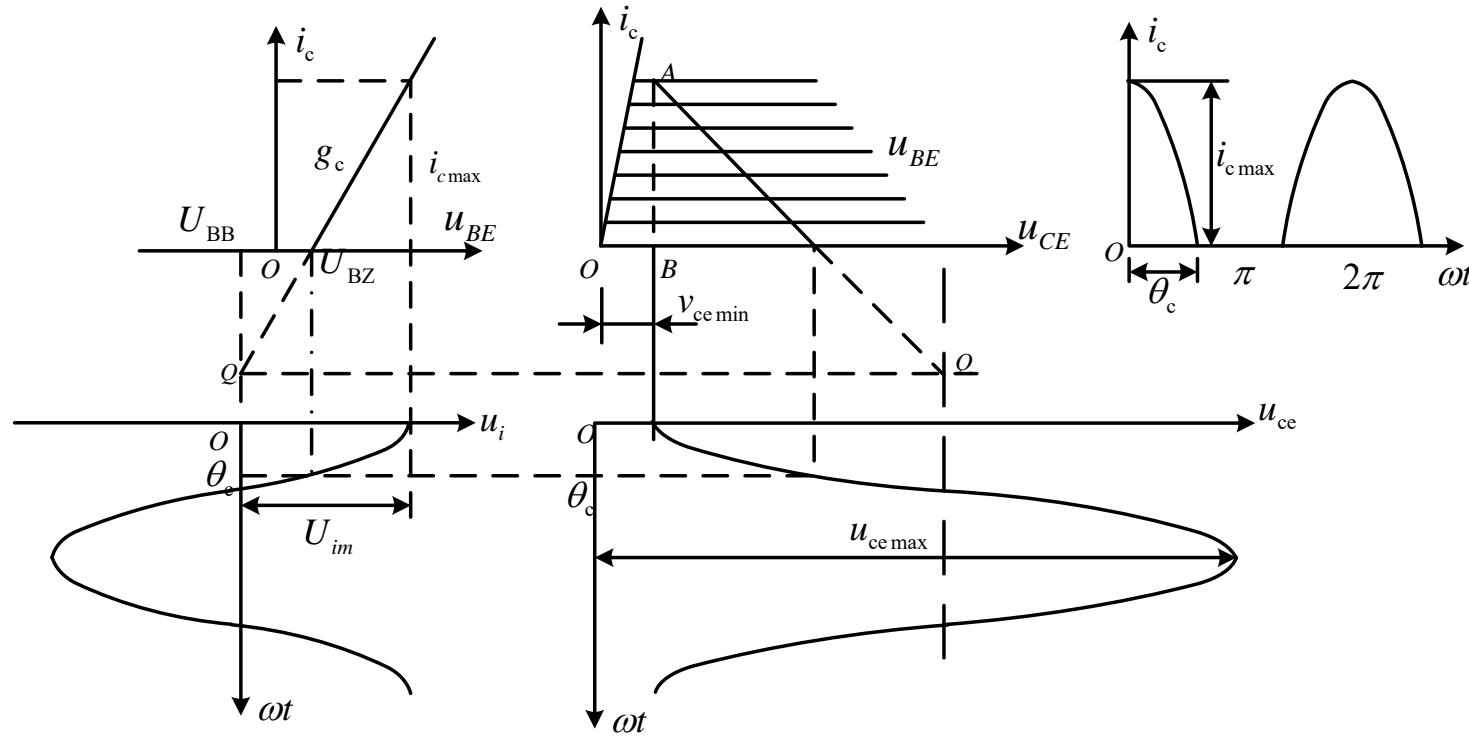
$$u_c = I_{cIm} \cdot R_e \cos \omega t = U_{cm} \cos \omega t$$

$$U_{cm} = I_{cIm} \cdot R_e$$

$$u_{CE} = V_{CC} - u_c = V_{CC} - U_{cm} \cos \omega t$$



## 高频谐振功率放大器



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

$$i_C = 0$$

$$\left. \begin{array}{l} u_{BE} \geq V_{BZ} \\ u_{BE} < V_{BZ} \end{array} \right\}$$

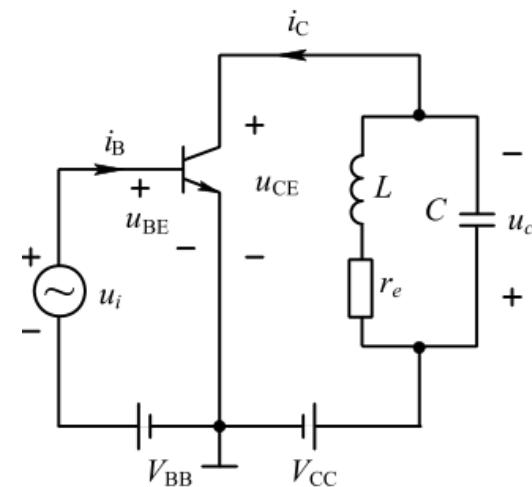


## 高频谐振功率放大器

$$u_{BE} = V_{BB} + U_{im} \cos \omega t$$

当  $\omega t = \theta$  时,  $i_C = 0$

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



$$i_{Cmax} = g_c U_{im} (1 - \cos \theta)$$

当  $\omega t = 0$  时,  $i_C = i_{Cmax}$

$$g_c U_{im} = \frac{i_{Cmax}}{(1 - \cos \theta)}$$

$$\begin{cases} U_{im} \cos \theta = V_{BZ} - V_{BB} \\ \cos \theta = \frac{V_{BZ} - V_{BB}}{U_{im}} \end{cases}$$

$$\begin{cases} i_C = g_c (u_{BE} - V_{BZ}) & u_{BE} \geq V_{BZ} \\ i_C = 0 & u_{BE} < V_{BZ} \end{cases}$$

$$\begin{aligned} i_C &= g_c (u_{BE} - V_{BZ}) \\ &= g_c (V_{BB} + U_{im} \cos \omega t - V_{BZ}) \end{aligned}$$

$$= g_c U_{im} (\cos \omega t - \cos \theta) \quad u_{BE} \geq V_{BZ}$$

$$i_C = 0 \quad u_{BE} < V_{BZ}$$



## 高频谐振功率放大器

$$\begin{cases} i_C = i_{Cmax} \cdot \frac{\cos \omega t - \cos \theta}{(1 - \cos \theta)} \\ i_C = 0 \end{cases}$$

$$u_{BE} \geq V_{BZ}$$

傅里叶变换



$$i_C = I_{C0} + \sum_{n=1}^{\infty} I_{cnm} \cos n\omega t$$

$$u_{BE} < V_{BZ}$$

$$\begin{aligned} I_{C0} &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} i_C d\omega t = \frac{1}{2\pi} \int_{-\theta}^{\theta} i_C d\omega t \\ &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\theta}^{\theta} i_{Cmax} \cdot \frac{\cos \omega t - \cos \theta}{(1 - \cos \theta)} d\omega t \\ &= i_{Cmax} \cdot \left( \frac{1}{\pi} \cdot \frac{\sin \theta - \theta \cos \theta}{(1 - \cos \theta)} \right) \\ &= i_{Cmax} \cdot \alpha_0(\theta) \end{aligned}$$

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

直流分量

$$\begin{aligned} I_{clm} &= \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} i_C \cos \omega t d\omega t \\ &= \frac{1}{\pi} \int_{-\theta}^{\theta} i_{Cmax} \left( \frac{\cos \omega t - \cos \theta}{(1 - \cos \theta)} \right) \cos \omega t d\omega t \\ &= i_{Cmax} \cdot \left( \frac{1}{\pi} \cdot \frac{\theta - \sin \theta \cos \theta}{(1 - \cos \theta)} \right) \\ &= i_{Cmax} \cdot \alpha_l(\theta) \end{aligned}$$

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

基波分量

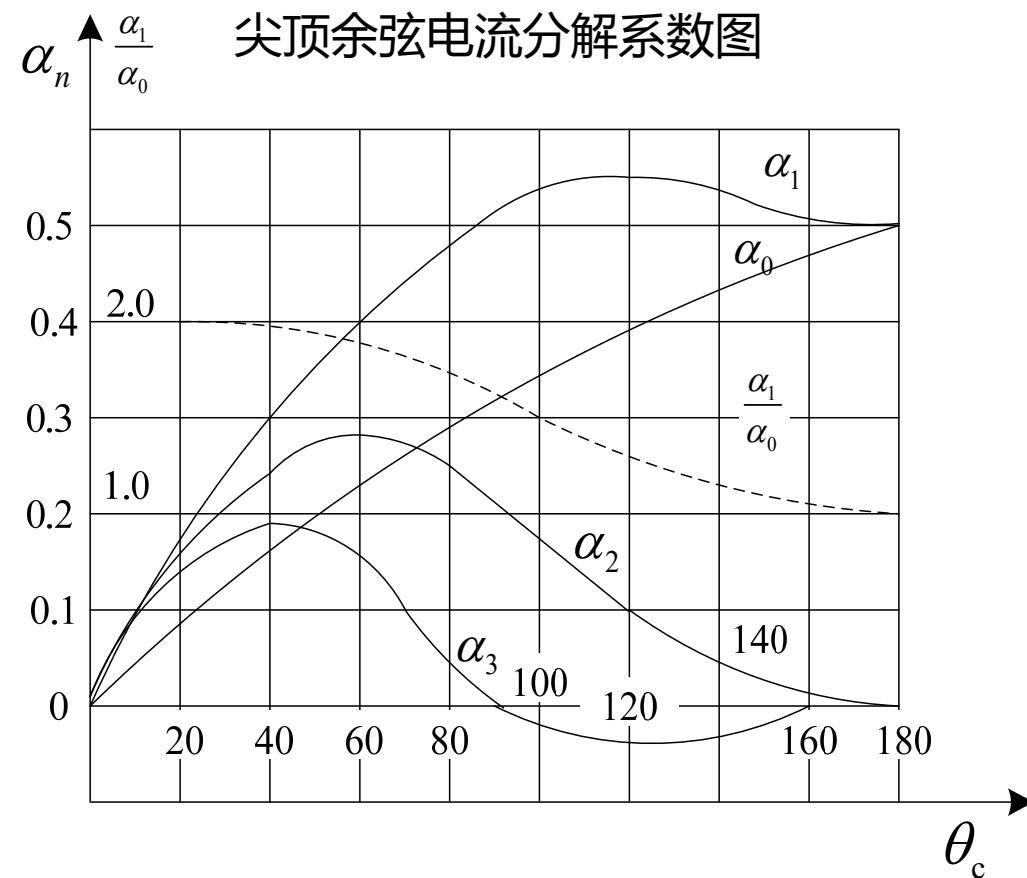
$$\begin{aligned} I_{cnm} &= \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} i_C \cos n\omega t d\omega t \\ &= i_{Cmax} \cdot \left[ \frac{2}{\pi} \cdot \frac{\sin n\theta \cos \theta - n \cos n\theta \sin \theta}{n(n^2 - 1)(1 - \cos \theta)} \right] \\ &= i_{Cmax} \cdot \alpha_n(\theta) \end{aligned}$$

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

谐波分量



## 高频谐振功率放大器



## 输出功率与效率

放大器的输出功率：

$$P_o = \frac{1}{2} U_{cm} I_{c1m} = \frac{1}{2} \frac{U_{cm}^2}{R_e} = \frac{1}{2} I_{c1m}^2 R_e = \frac{1}{2} I_{cmax}^2 \alpha_1(\theta)^2 R_e$$

为了提高输出功率，需增大基波电流分解系数，当工作在甲乙类工作状态时输出功率最大。



## 输出功率与效率

集电极电源提供的直流功率：

$$P_D = U_{CC} I_{c0}$$

放大器的集电极效率

$$\eta_C = \frac{P_o}{P_D} = \frac{1}{2} \frac{I_{c1m} U_{cm}}{I_{c0} U_{CC}}$$

定义：集电极利用系数

$$\xi = \frac{U_{cm}}{U_{CC}}$$

则集电极效率可以表示为

$$\eta_C = \frac{1}{2} g_1(\theta) \xi$$



## 输出功率与效率

当集电极利用系数为1时，可以分别求得不同工作状态下的效率如下：

甲类：  $\theta = 180^\circ$ ,  $g_1(\theta) = 1$ ,  $\eta_c = 50\%$

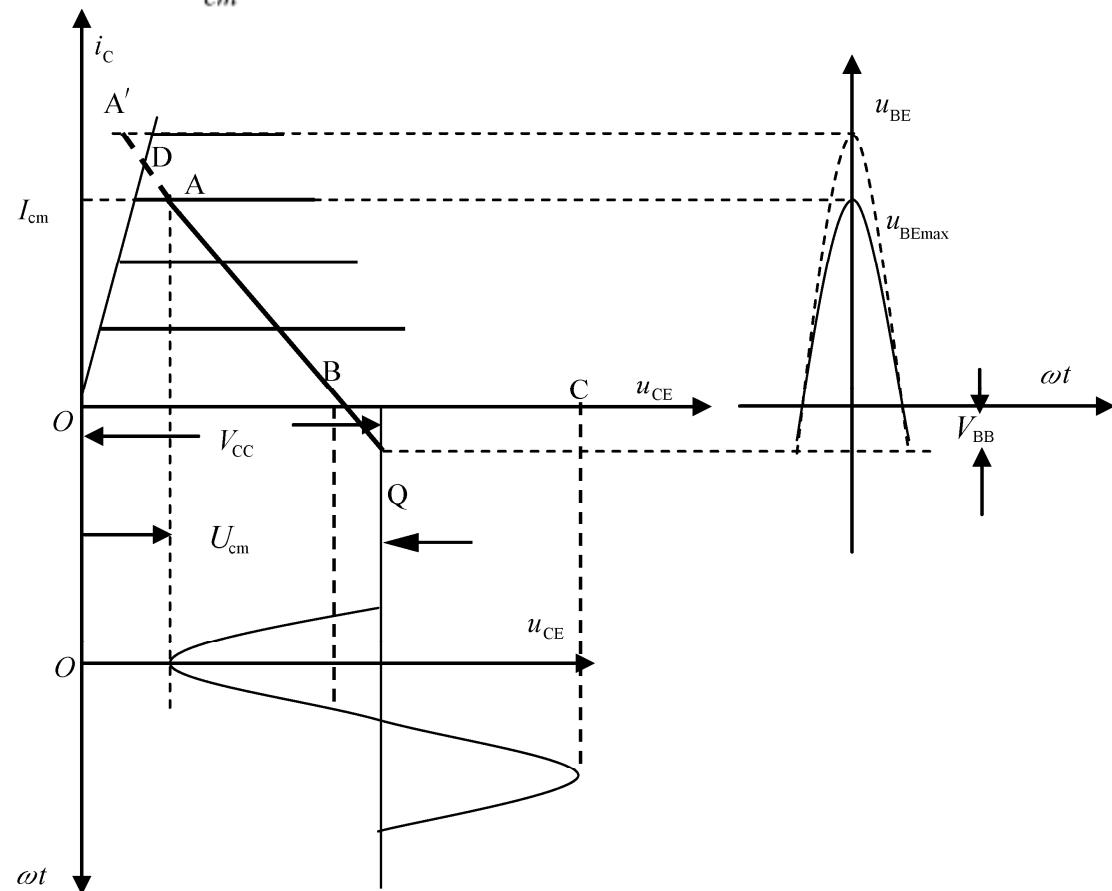
乙类：  $\theta = 90^\circ$ ,  $g_1(\theta) = 1.57$ ,  $\eta_c = 78.5\%$

丙类：  $\theta = 70^\circ$ ,  $g_1(\theta) = 1.73$ ,  $\eta_c = 86.5\%$

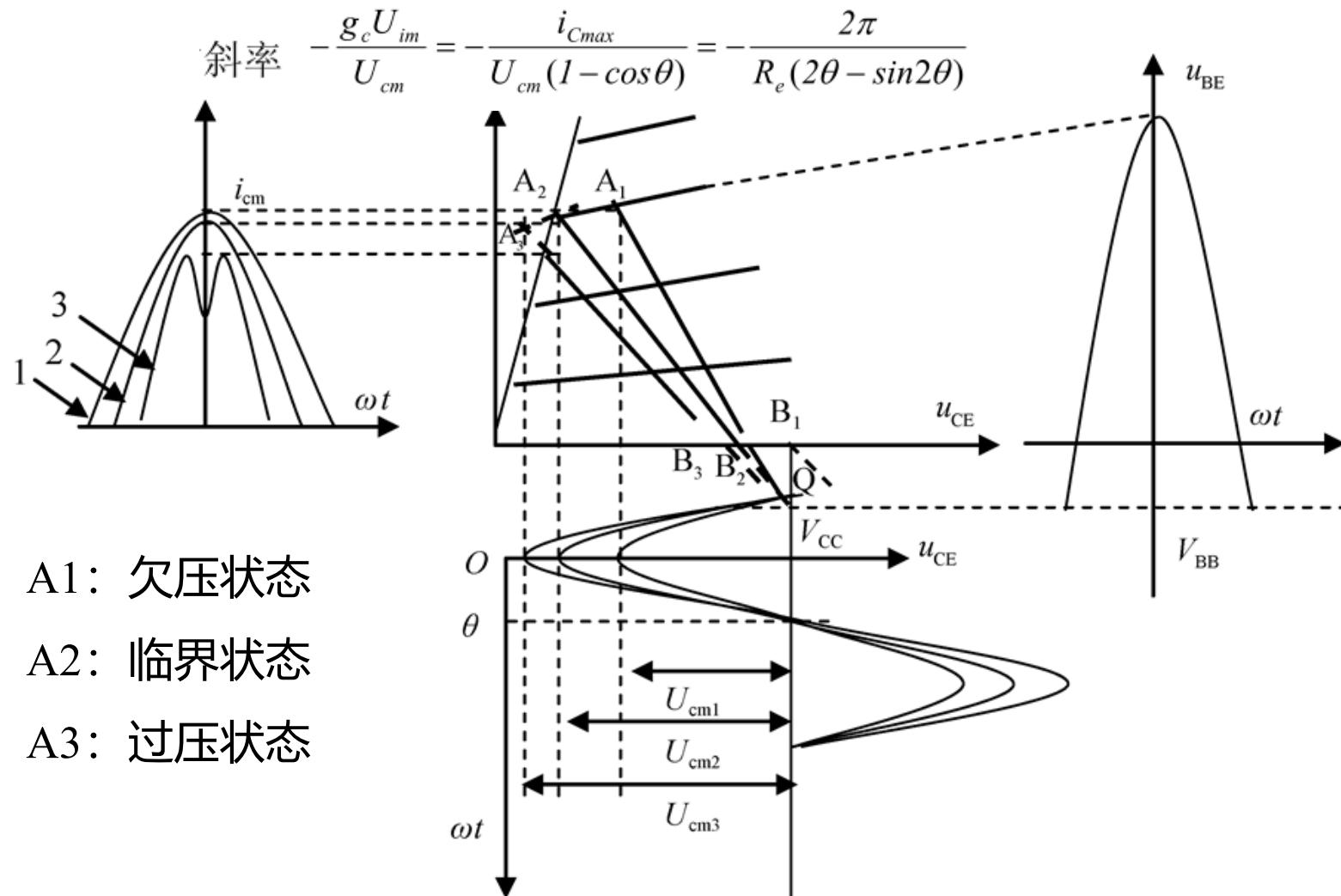


## 谐振功率放大器的动态特性

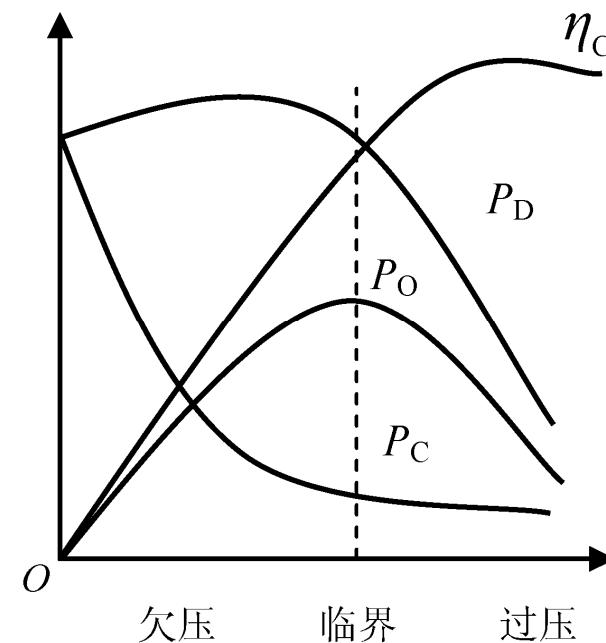
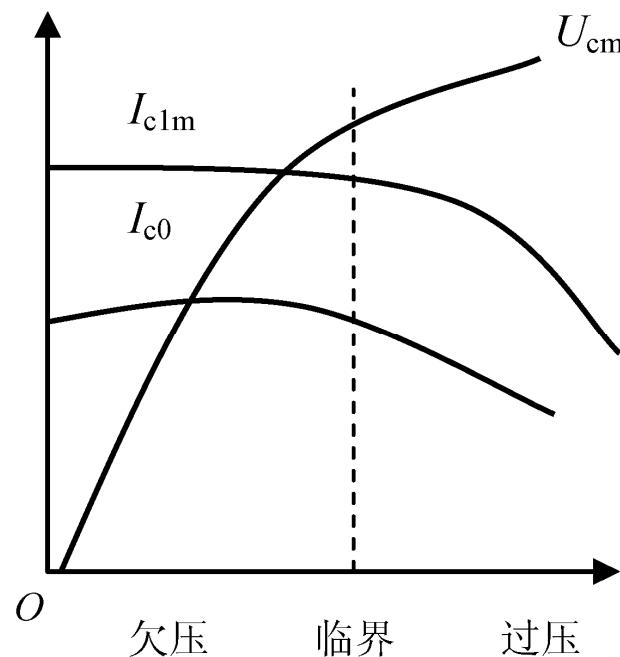
$$i_C = g_c (V_{BB} + U_{im} \frac{V_{CC} - u_{CE} - V_{BZ}}{U_{cm}}) \quad \text{斜率} \quad -\frac{g_c U_{im}}{U_{cm}} = -\frac{i_{Cmax}}{U_{cm}(1-\cos\theta)} = -\frac{2\pi}{R_e(2\theta - \sin 2\theta)}$$



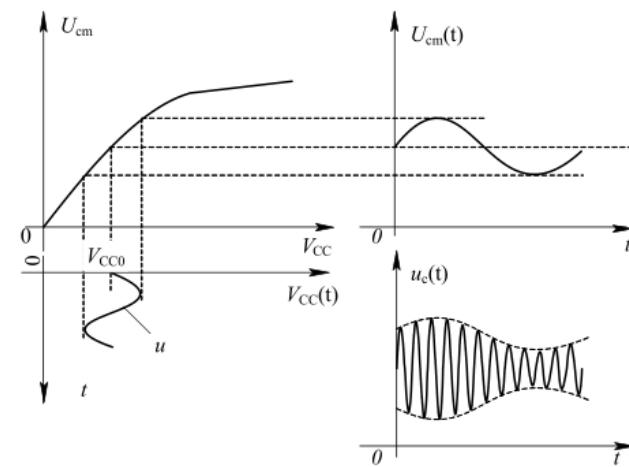
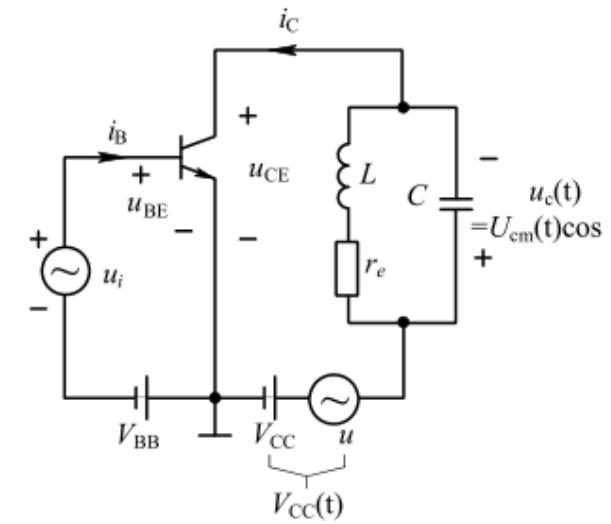
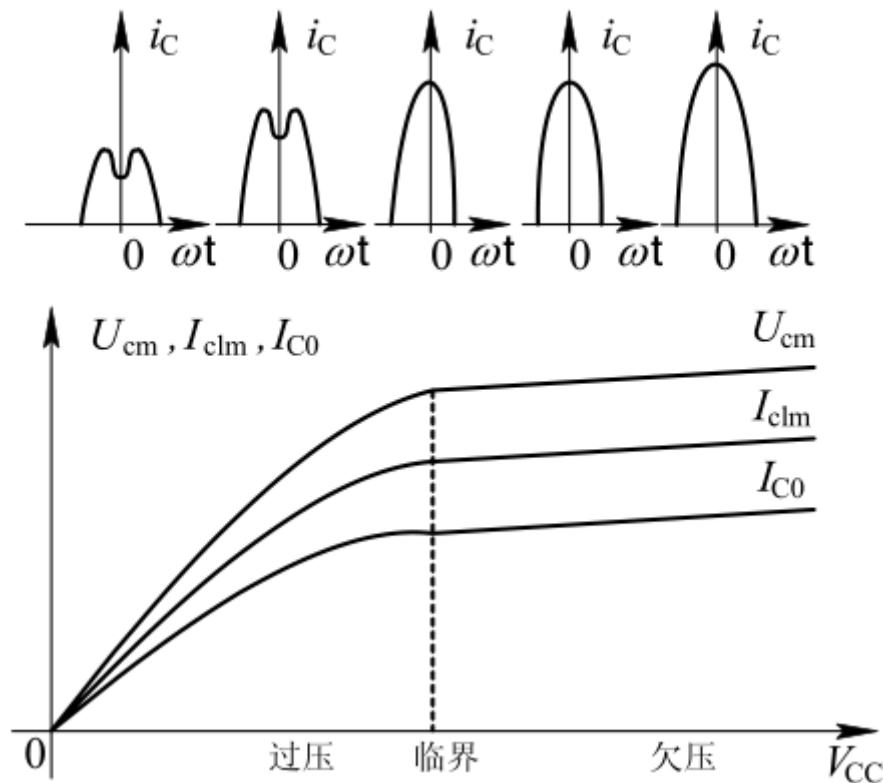
## 谐振功率放大器的工作状态



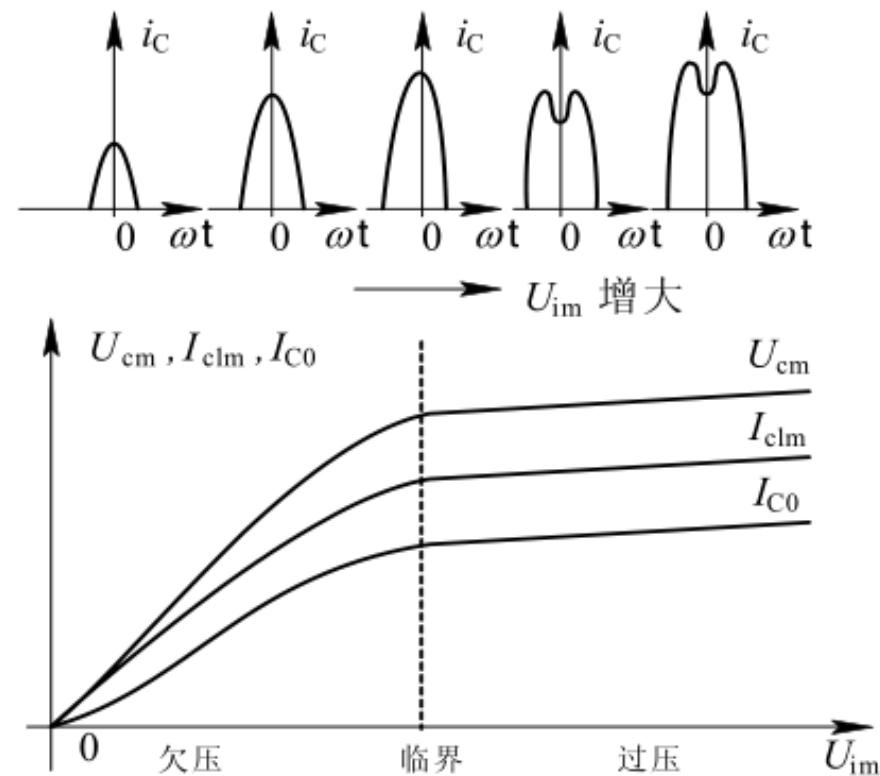
## 谐振功率放大器的负载特性



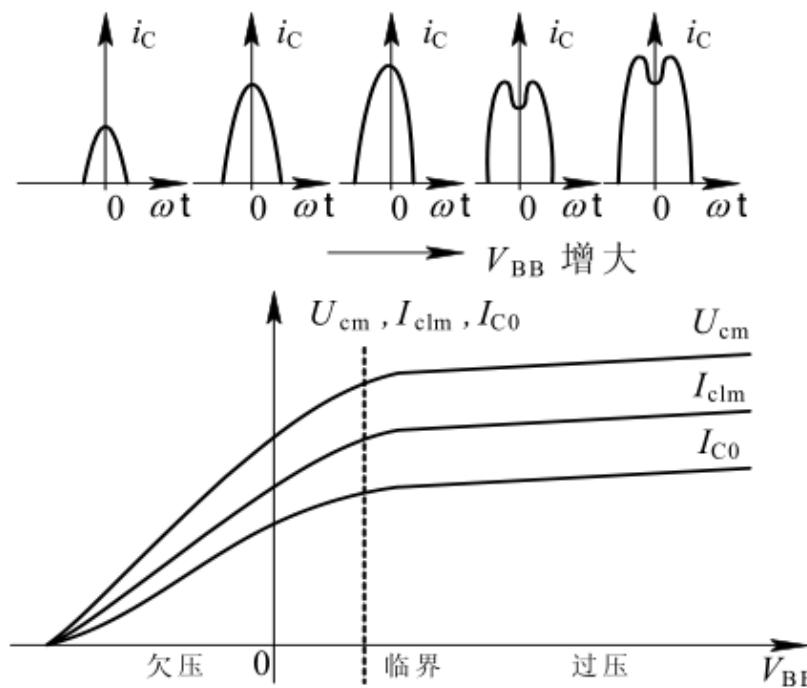
## $U_{CC}$ 对放大器工作状态的影响



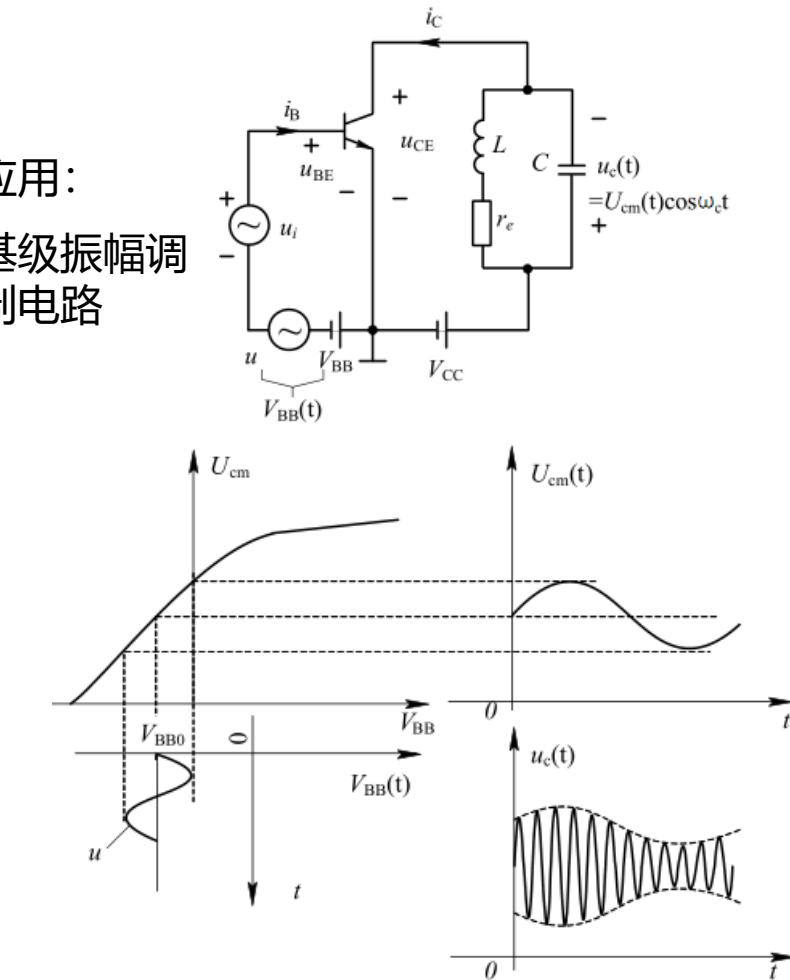
## $U_{im}$ 对放大器工作状态的影响



## $U_{BB}$ 对放大器工作状态的影响



应用：  
基级振幅调制电路



## 高频放大器

### 功率放大器分类——按工作点（导通角）

不同工作状态时放大器的特点

工作状态	导通角	理想效率	负 载	应 用
甲类	$\theta_c=180^\circ$	50%	电阻	低频
乙类	$\theta_c=90^\circ$	78.5%	推挽，回路	低频，高频
甲乙类	$90^\circ < \theta_c < 180^\circ$	$50\% < \eta < 78.5\%$	推挽	低频
丙类	$\theta_c < 90^\circ$	$\eta > 78.5\%$	选频回路	高频

高频谐振功率放大器通常工作于丙类工作状态



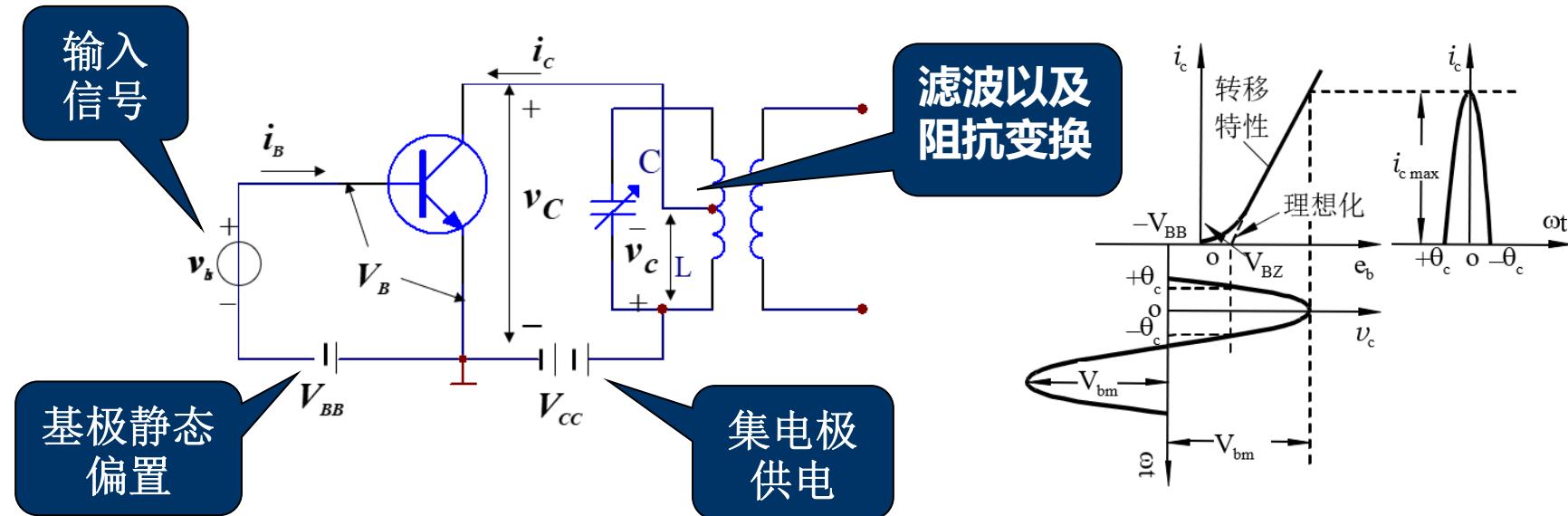
3.4.1

## 直流馈电电路

主讲教师：周杨



## 高频放大器



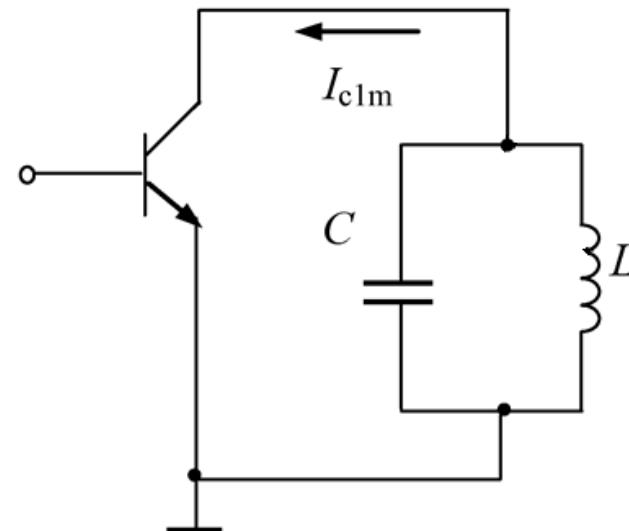
三极管在工作时应处于丙类工作状态，只有小部分时间导通。基极电源 $V_{BB}$ 应小于死区电压以保证晶体管工作于丙类状态，一般 $V_{BB}$ 略小于0。集电极电压 $V_{CC}$ 是功率放大器的能量来源。其工作状态通常选为丙类工作状态( $\theta_c < 90^\circ$ )，为了不失真的放大信号，它的负载必须是谐振回路，LC谐振回路起到滤波和匹配作用。



## 高频放大器等效电路

### 基波等效电路

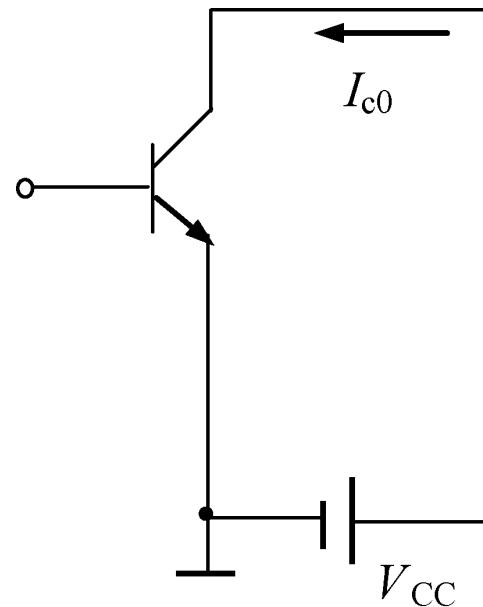
基波分量  $I_{c1m}$  应通过负载电路，以产生所需要的高频输出功率。因此， $I_{c1m}$  只应在负载回路产生电压降，其余部分对于  $I_{c1m}$  来说，都应该是短路的。所以对于  $I_{c1m}$  的等效电路如图所示。



## 高频放大器等效电路

### 直流等效电路

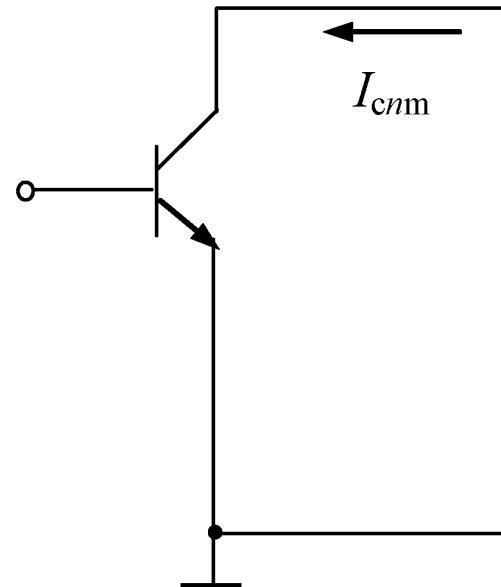
由于直流 $I_{c0}$ 是产生直流功率的， $I_{c0}$ 由 $V_{CC}$ 经过外电路提供给集电极，应该是除了晶体管的内阻外，没有其他电阻消耗能量。因此，要求外电路对直流 $I_{c0}$ 的等效电路如图所示。



## 高频放大器等效电路

### 谐波等效电路

外电路对高次谐  
波 $I_{cnm}$ 为短路到地



## 实际电路的组成

- 直流馈电(偏置)
  - 基极馈电
  - 集电极馈电

- 匹配网络
  - 输入匹配网络
  - 输出匹配网络

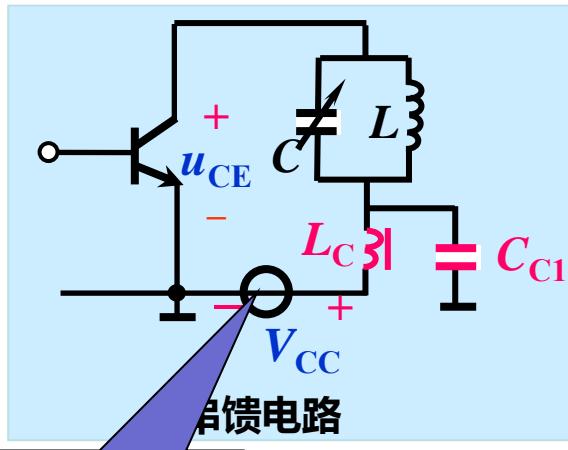


## 直流馈电电路

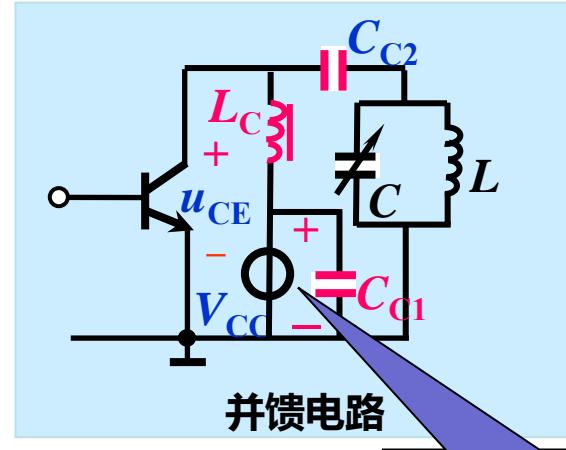
- 直流馈电部分保证管子工作于丙类
- 直流部分不能叠加在外电路上（隔离直流）
- 交流部分要能加载到LC回路而无较大损耗
- 高频信号不能影响直流电源（隔离交流）



## 集电极馈电电路



电源和LC回路  
为串联关系

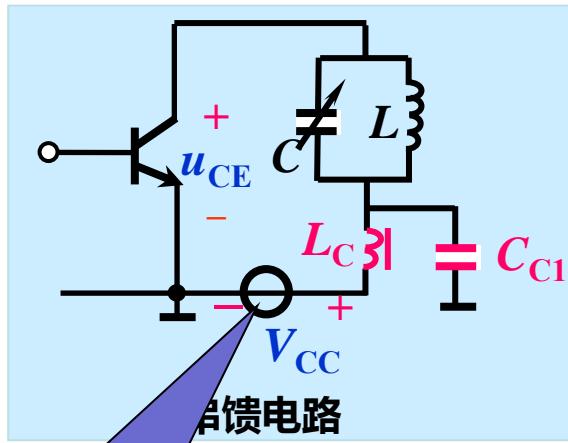


电源和LC回路  
为并联关系

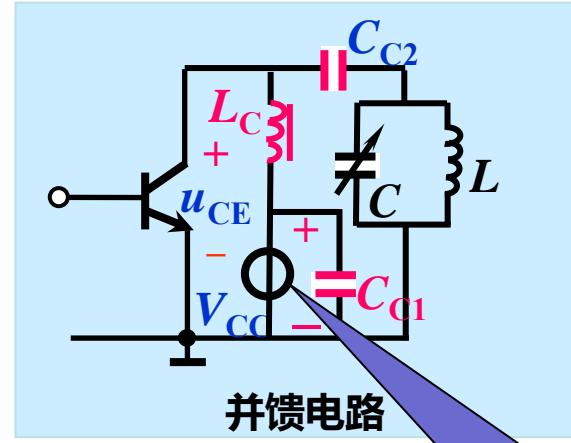
$L_C$ 、 $C_{C1}$ 构成电源滤波器，避免信号电流通过直流电源而产生级间反馈



## 集电极馈电电路



电源和LC回路  
为串联关系



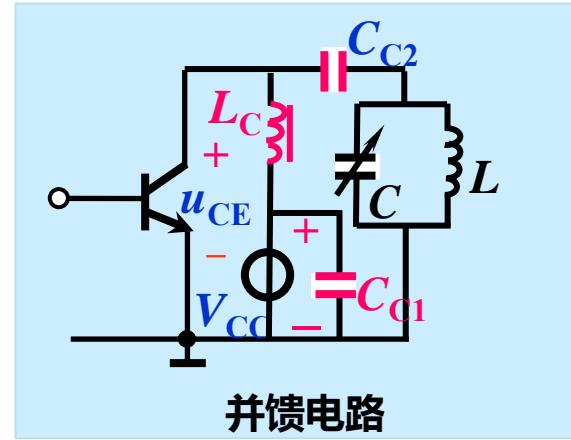
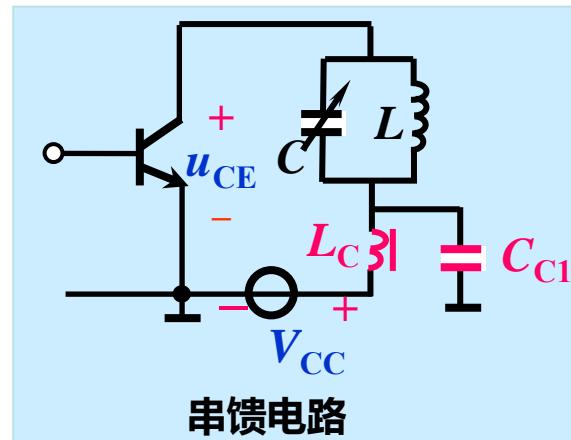
电源和LC回路  
为并联关系

虽然电路结构形式不同，但都实现了：

$$u_{CE} = V_{CC} + u_c = V_{CC} - U_{cm} \cos \omega t$$



## 集电极馈电电路



馈电电路要求  
射频扼流圈  $L_c$   
滤波电容  $C_C$

$$\omega L_C = (5 \sim 10) \frac{I}{\omega C_C}$$

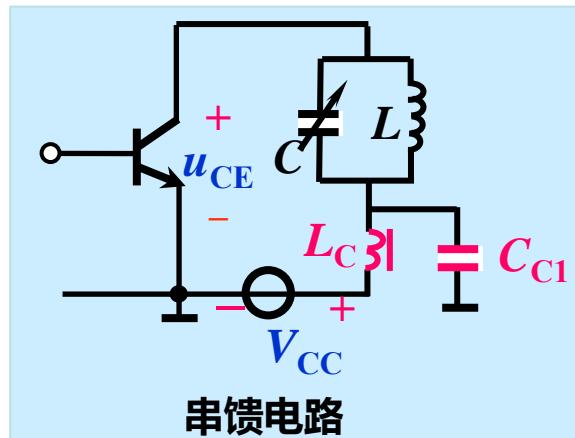
$$\frac{I}{\omega C_C} = \frac{1}{5 \sim 20} R_e$$

$$\omega L_C = (5 \sim 20) R_e$$

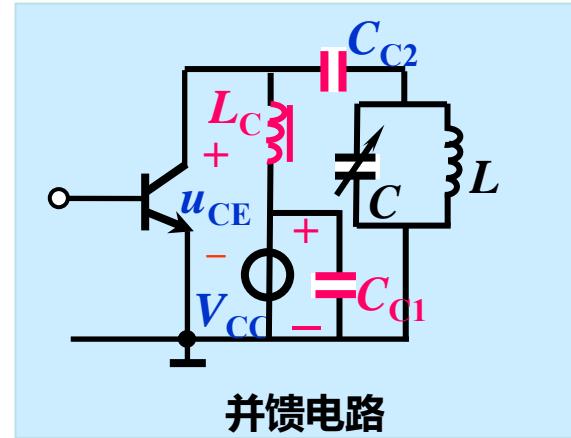
$$\frac{I}{\omega C_C} = \frac{1}{5 \sim 20} R_e$$



## 馈电电路特点



串馈电路



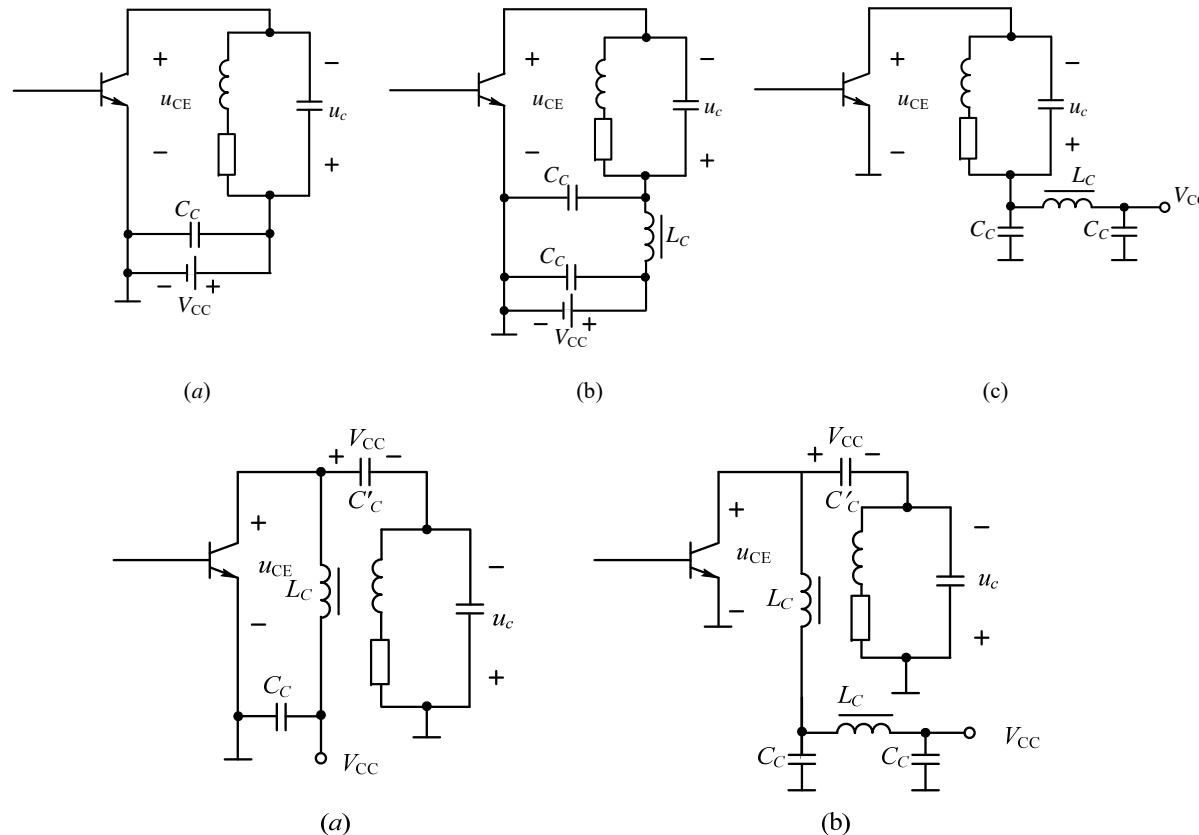
并馈电路

- 串馈电路特点
  - LC 回路处于直流高电位
  - 谐振元件不能直接接地

- 并馈电路特点
  - LC 回路处于直流低电位
  - 谐振元件能直接接地，易安装
  - $L_C$ 、 $C_{C1}$  并联于回路，其分布参数直接影响谐振回路的调谐



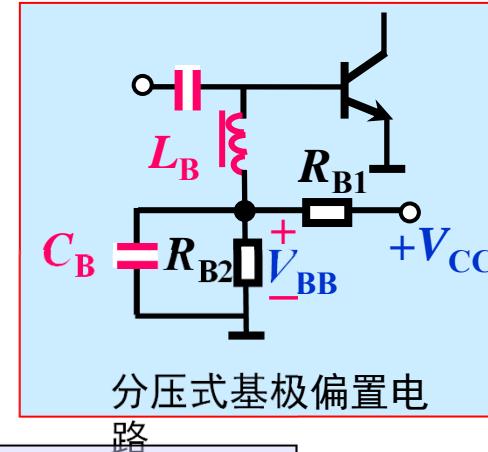
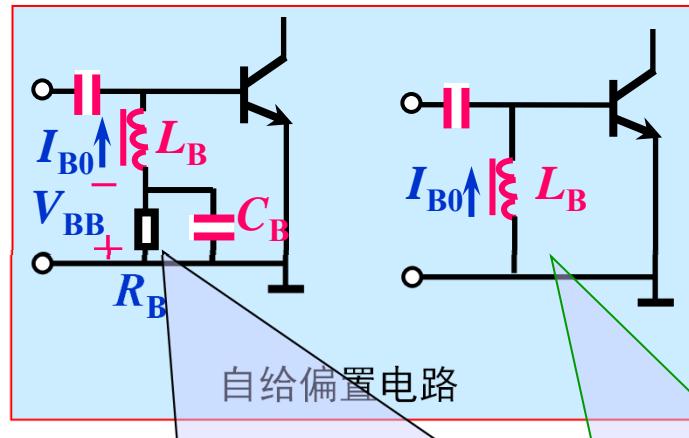
## 几种串馈和并馈电路



## 基极偏置电路

- 丙类

- 基极应加反向偏压或小于 $U_{BE(on)}$ 的正向偏压



利用 $I_{B0}$ 流经 $R_B$ 产生偏压电压:  $V_{BE} = -I_{B0}R_B$   
调节 $R_B$ , 可调节反偏电压大小。

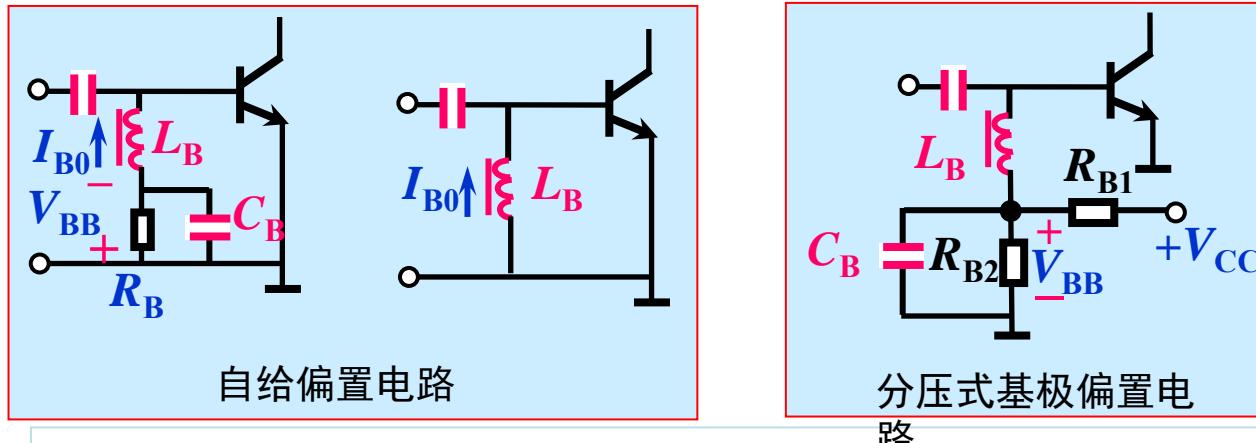
利用 $L_B$ 中的固有直流电阻获得偏压电压



## 基极偏置电路

- 丙类

- 基极应加反向偏压或小于 $U_{BE(on)}$ 的正向偏压



- 自给偏置效应：

- 未加输入， $i_B=0$ ，偏置电压为零。
- 输入信号幅度由小加大时
  - $i_B$  增大
  - 其直流分量  $I_{B0}$  也增大，反向偏压随之增大



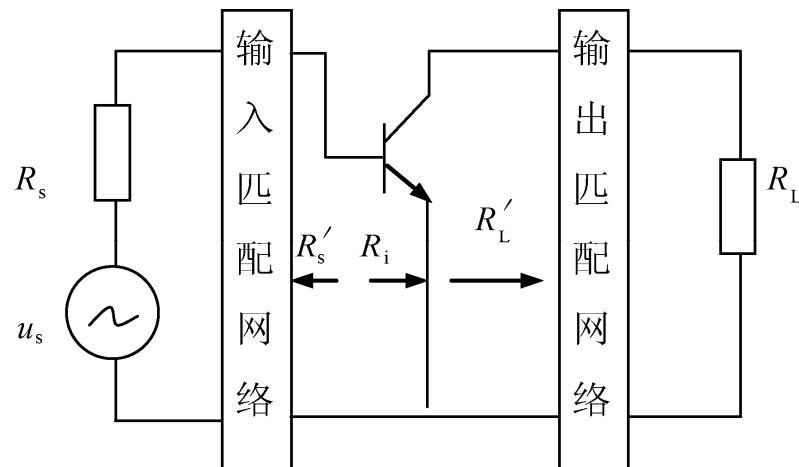
# 3.4.2

## 滤波匹配网络

主讲教师：周杨



## 放大器匹配网络

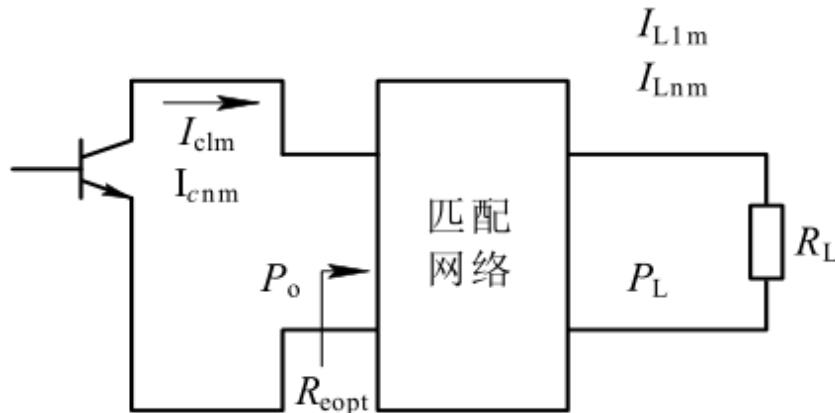


高功率放大器中采用一定形式的回路实现前后级的阻抗匹配，以使前级的功率能够有效的进入放大器，同时使得输出功率能有效地传输到负载（下级输入回路或者天线回路）。这种保证源和负载与谐振功率放大器最佳工作要求相匹配的网络常称为匹配网络。

匹配网络同时又是选频网络，它能滤除高次谐波电流。由于起到了滤波和匹配的双重作用，又称为滤波匹配网络。



## 放大器匹配网络



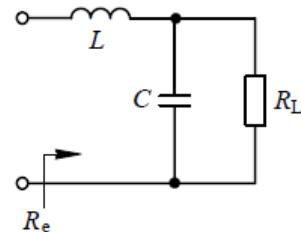
- (1) 滤波匹配网络应有选频作用-抑制谐波    滤波度:  $\Phi_n = \frac{I_{cmm} / I_{c1m}}{I_{Lnm} / I_{L1m}}$
- (2) 滤波匹配网络应有阻抗变换作用-匹配
- (3) 滤波匹配网络应有高效的功率传输作用-效率高

$$\text{回路效率 } \eta_k = P_L / P_o$$

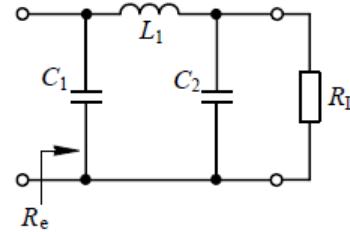


## 滤波型匹配网络

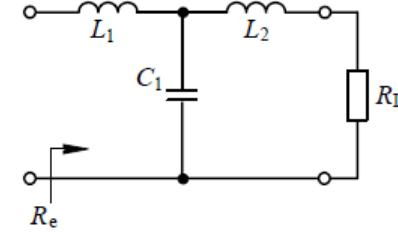
- LC滤波器作匹配网络



L型



Π型

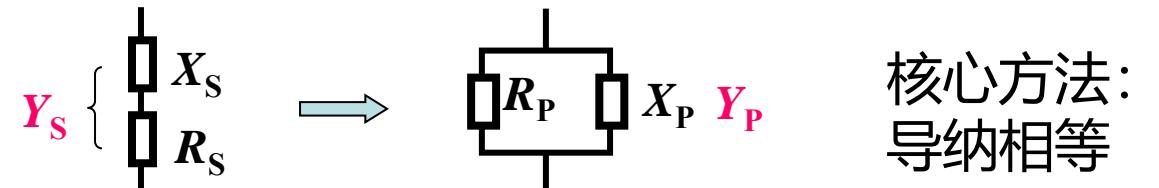


T型

- 分析方法：串、并联阻抗转换



## 串并联网络的 阻抗变换



核心方法：  
导纳相等

$$Y_S = \frac{1}{R_S + jX_S} = \frac{R_S}{R_S^2 + X_S^2} - \frac{jX_S}{R_S^2 + X_S^2}$$

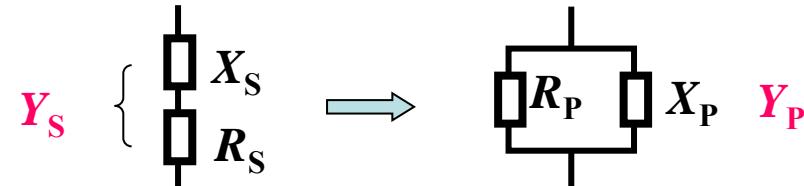
$$Y_P = \frac{1}{R_P} + \frac{1}{jX_P} = \frac{1}{R_P} - \frac{j}{X_P}$$

$$\left\{ \begin{array}{l} R_P = \frac{R_S^2 + X_S^2}{R_S} = R_S \left( 1 + \frac{X_S^2}{R_S^2} \right) = R_S (1 + Q^2) \\ X_P = \frac{R_S^2 + X_S^2}{X_S} = X_S \left( 1 + \frac{R_S^2}{X_S^2} \right) = X_S \left( 1 + \frac{1}{Q^2} \right) \end{array} \right.$$

$$\mathbf{Q} = \frac{|\mathbf{X}_S|}{\mathbf{R}_S}$$



## 串并联网络的 阻抗变换



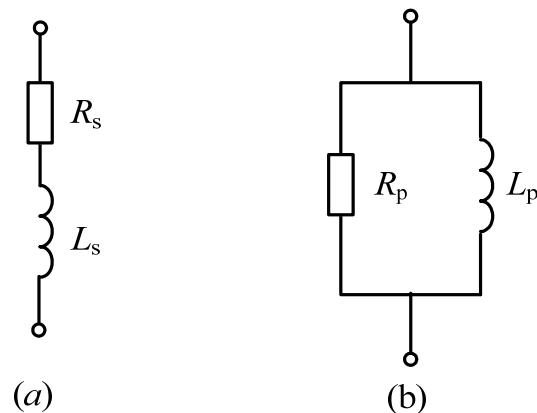
$$\left\{ \begin{array}{l} R_P = R_S(1+Q^2) \\ X_P = X_S(1+\frac{1}{Q^2}) \end{array} \right. \quad Q = \frac{|X_S|}{R_S} \quad \left\{ \begin{array}{l} R_S = \frac{R_P}{1+Q^2} \\ X_S = \frac{X_P}{1+1/Q^2} \end{array} \right. \quad Q = \frac{R_P}{|X_P|}$$

串并联网络变换后，电抗性质不变

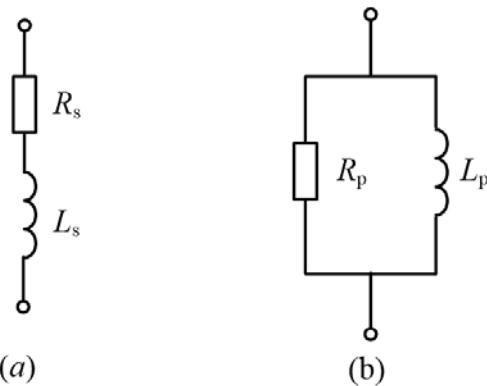


## 串并联网络的 阻抗变换

例：将下图(a)所示电感与电阻串联电路转换成图(b)所示并联电路。已知工作频率为  $100\text{MHz}$ ,  $L_s=100\text{nH}$ ,  $R_s=10\Omega$ , 求  $R_p$  与  $L_p$ 。



## 串并联网络的 阻抗变换



$$Q_e = \frac{|X_s|}{R_s} = \frac{\omega L_s}{R_s} = \frac{2\pi \times 100 \times 10^6 \times 100 \times 10^{-9}}{10} = 6.28$$

$$R_p = R_s(1 + Q_e^2) = 10(1 + 6.28^2) = 404 \Omega$$

$$\begin{cases} R_P = R_S(1 + Q^2) \\ X_P = X_S(1 + \frac{1}{Q^2}) \end{cases} \quad Q = \frac{|X_s|}{R_s}$$

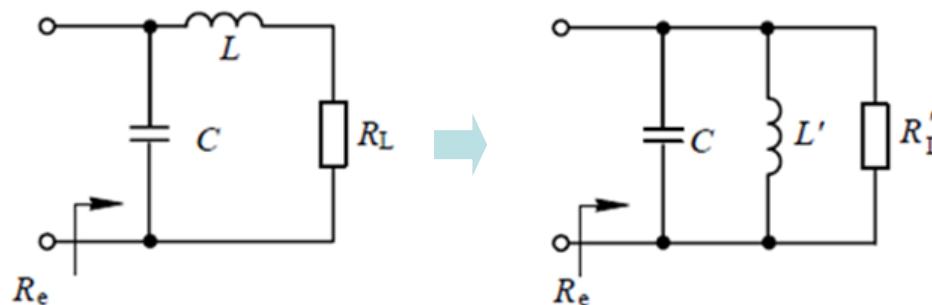
$$L_p = L_s \left( 1 + \frac{1}{Q_e^2} \right) = 100 \times \left( 1 + \frac{1}{6.28^2} \right) = 102.5 \text{ nH}$$



## L型匹配网络

由两个异性电抗元件接成“L”形结构的阻抗变换网络

### (1) 低阻变高阻型

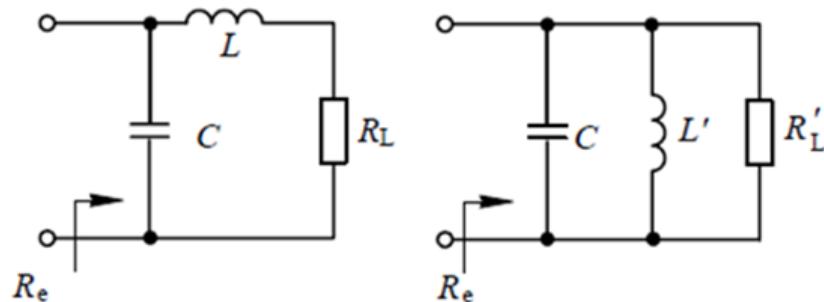


$$\left\{ \begin{array}{l} R'_L = R_L(1 + Q_e^2) \\ L' = \frac{R_s^2 + X_s^2}{X_s} = L \left( 1 + \frac{1}{Q_e^2} \right) \\ Q_e = \frac{\omega L}{R_L} \end{array} \right.$$
$$\omega L' - \frac{1}{\omega C} = 0, \quad Q_e = \sqrt{\frac{R_e}{R_L} - 1}$$
$$R_e = R'_L = R_L(1 + Q_e^2)$$



## L型匹配网络

例：已知某谐振功率放大器工作频率 $f=50\text{MHz}$ ，实际负载电阻 $R_L=50\Omega$ ，所需的匹配负载为 $R_e=1\text{k}\Omega$ 。试设计一L型网络作为输出滤波匹配网络。



$$Q_e = \sqrt{\frac{R_e}{R_L} - 1} = \sqrt{\frac{1000}{50} - 1} = 4.36$$

$$L = \frac{Q_e R_L}{\omega} = \frac{4.36 \times 50}{2\pi \times 50 \times 10^6} \approx 694\text{nH}$$

$$\left\{ \begin{array}{l} R'_L = R_L(1 + Q_e^2) \\ L' = \frac{R_s^2 + X_s^2}{X_s} = L\left(1 + \frac{1}{Q_e^2}\right) \\ Q_e = \frac{\omega L}{R_L} = \sqrt{\frac{R_e}{R_L} - 1} \end{array} \right.$$

$$L' = L\left(1 + \frac{1}{Q_e^2}\right) = 694 \times \left(1 + \frac{1}{4.36^2}\right) \approx 731\text{nH}$$

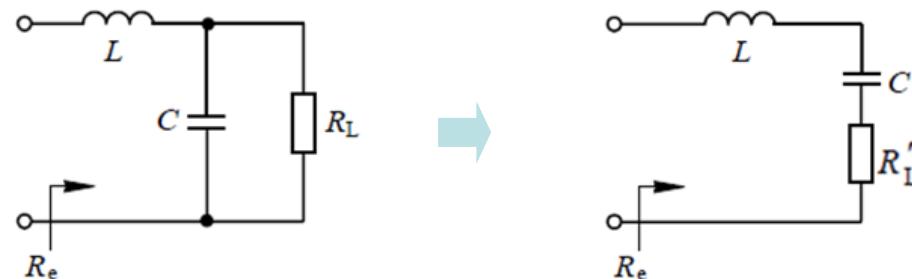
$$C = \frac{1}{\omega^2 L'} = \frac{1}{(2\pi \times 50 \times 10^6)^2 \times 731 \times 10^{-9}} \approx 14\text{pF}$$



## L型匹配网络

由两个异性电抗元件接成“L”形结构的阻抗变换网络

### (2) 高阻变低阻型

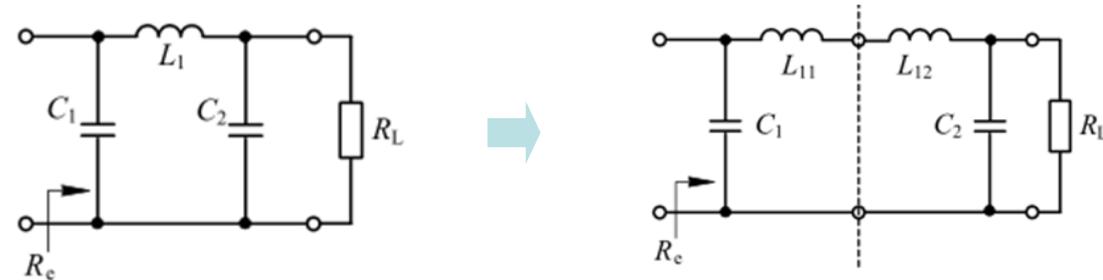


$$\left\{ \begin{array}{l} R'_L = \frac{R_L}{1 + Q_e^2} \\ C' = C \left( 1 + \frac{1}{Q_e^2} \right) \\ Q_e = R_L / \frac{1}{\omega C} = R_L \omega C \end{array} \right. \quad \begin{aligned} \omega L - \frac{1}{\omega C'} &= 0 \\ R_e = R'_L &= \frac{R_L}{1 + Q_e^2} \end{aligned} \quad Q_e = \sqrt{\frac{R_L}{R_e} - 1}$$



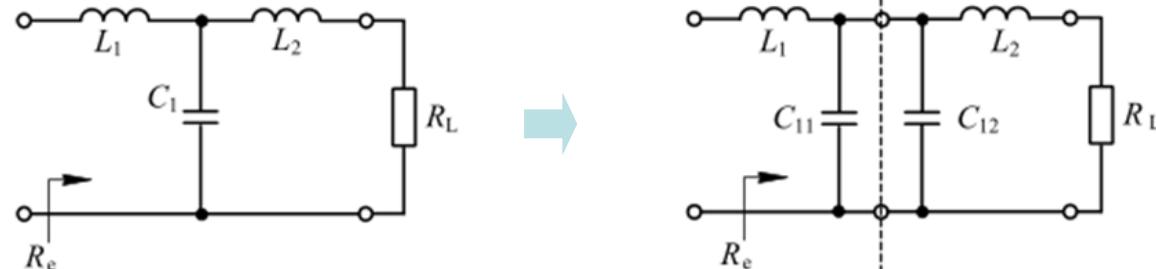
## Π型/T型匹配网络

Π型匹配网络



高阻→低阻→高阻

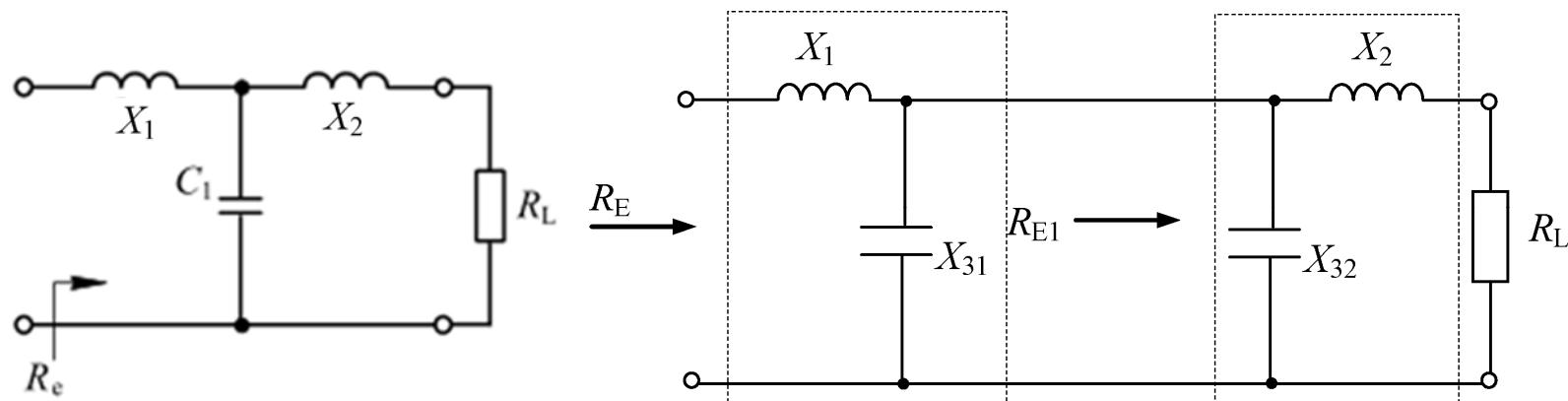
T型匹配网络



低阻→高阻→低阻



## II型/T型匹配网络



将T形选频匹配网络分解为两个倒L形网络的组合，设 $Q_{e1}$ 、 $Q_{e2}$ 分别为右、左两个倒L形网络的品质因数， $R_{E1}$ 为右边选频匹配网络的等效阻抗。由网络结构可知，在工作频率处，右网络可以增大负载阻抗的等效值，而左网络可以减小右网络等效阻抗的等效值。



## Π型/T型匹配网络

$$Q_{e1} = \sqrt{\frac{R_{E1}}{R_L} - 1} \quad Q_{e2} = \sqrt{\frac{R_{E1}}{R_E} - 1}$$

则有  $R_{E1} = R_L(Q_{e1}^2 + 1) = R_E(Q_{e2}^2 + 1)$

得

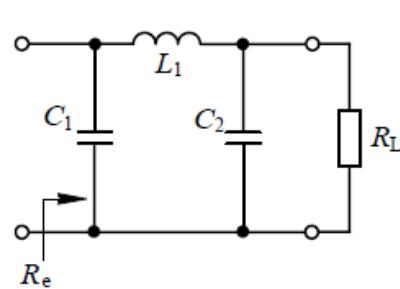
$$\left. \begin{aligned} |X_2| &= Q_{e1}R_L = \sqrt{R_L(R_{E1} - R_L)} \\ |X_{32}| &= \frac{R_{E1}}{Q_{e1}} = R_{E1}\sqrt{\frac{R_L}{R_{E1} - R_L}} \end{aligned} \right\} \quad \left. \begin{aligned} |X_{31}| &= \frac{R_{E1}}{Q_{e2}} = R_{E1}\sqrt{\frac{R_E}{(R_{E1} - R_E)}} \\ |X_1| &= Q_{e2}R_E = \sqrt{R_E(R_{E1} - R_E)} \end{aligned} \right\}$$

通过两个倒L形网络品质因数的恰当选择，就可以兼顾到滤波和阻抗匹配的要求。



## Π型/T型匹配网络

例 已知某谐振功率放大器工作频率 $f=50\text{MHz}$ , 实际负载电阻 $R_L=50\Omega$ , 所需的匹配负载为 $R_e = 150\Omega$ 。试设计一 $\pi$ 型网络作为输出滤波匹配网络。



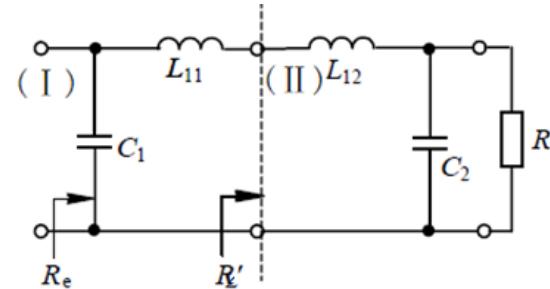
$$R'_L = \frac{R_L}{1+Q_2^2} = \frac{50}{17} = 2.94\Omega$$

对电路 II 进行计算

$$C_2 = \frac{Q_2}{\omega R_L} = 255\text{ pF}$$

选取  $Q_2=4$

$$L_{12} = \frac{Q_2 R'_L}{\omega} = 37.4\text{ nH}$$



对电路 I 进行计算

$$Q_1 = \sqrt{\frac{R_e}{R'_L}} - 1 = 7.07$$

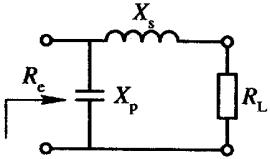
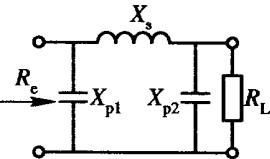
$$L_{11} = \frac{Q_1 R'_L}{\omega} = 66\text{ nH}$$

$$L_1 = L_{11} + L_{12} = 103.4\text{ nH}$$

$$C_1 = \frac{Q_1}{\omega R_p} = 151\text{ pF}$$

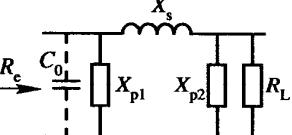
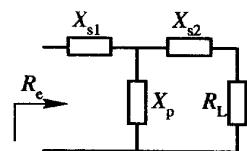


## 匹配网络总结

名称	结 构	计 算 公 式	实 现 条 件
L型 网 络		$Q_e = \sqrt{\frac{R_e}{R_L} - 1}$ $ X_s  = \sqrt{R_L(R_e - R_L)}$ $ X_p  = R_e \sqrt{\frac{R_L}{R_e - R_L}}$	$R_e > R_L$
Π 型 网 络		$ X_{p1}  = \frac{R_e}{Q_{e1}}$ $ X_{p2}  = \frac{R_L}{\sqrt{\frac{R_L}{R_e}(1+Q_{e1}^2) - 1}}$ $ X_s  = R_e \frac{\left[ Q_{e1} + \sqrt{\frac{R_L}{R_e}(1+Q_{e1}^2) - 1} \right]}{1+Q_{e1}^2}$	$\frac{R_L}{R_e} \cdot (1+Q_{e1}^2) > 1$



## 匹配网络总结

<b>π型网络</b> 	$ X_{p1}  = \frac{R_e}{Q_{e1} + \frac{R_e}{ X_{c0} }}$ $ X_{p2}  = \frac{R_L}{\sqrt{\frac{R_L}{R_e}(1+Q_{e1}^2)-1}}$ $ X_s  = R_e \frac{Q_{e1} + \sqrt{\frac{R_L}{R_e}(1+Q_{e1}^2)-1}}{1+Q_{e1}^2}$	$\frac{R_L}{R_e} \cdot (1+Q_{e1}^2) > 1$ $X_{p1}$ 呈感性
<b>T型网络</b> 	$ X_{s1}  = R_e \cdot \sqrt{\frac{R_L}{R_e}(1+Q_{e2}^2)-1}$ $ X_{s2}  = Q_{e2} \cdot R_L$ $ X_p  = \frac{X_{p1} \cdot X_{p2}}{X_{p1} + X_{p2}}$ $ X_{p1}  = \frac{R_L(1+Q_{e2}^2)}{\sqrt{\frac{R_L}{R_e}(1+Q_{e2}^2)-1}}$ $ X_{p2}  = \frac{R_L(1+Q_{e2}^2)}{Q_{e2}^2}$	$\frac{R_L}{R_e} \cdot (1+Q_{e2}^2) > 1$



# 3.4.3

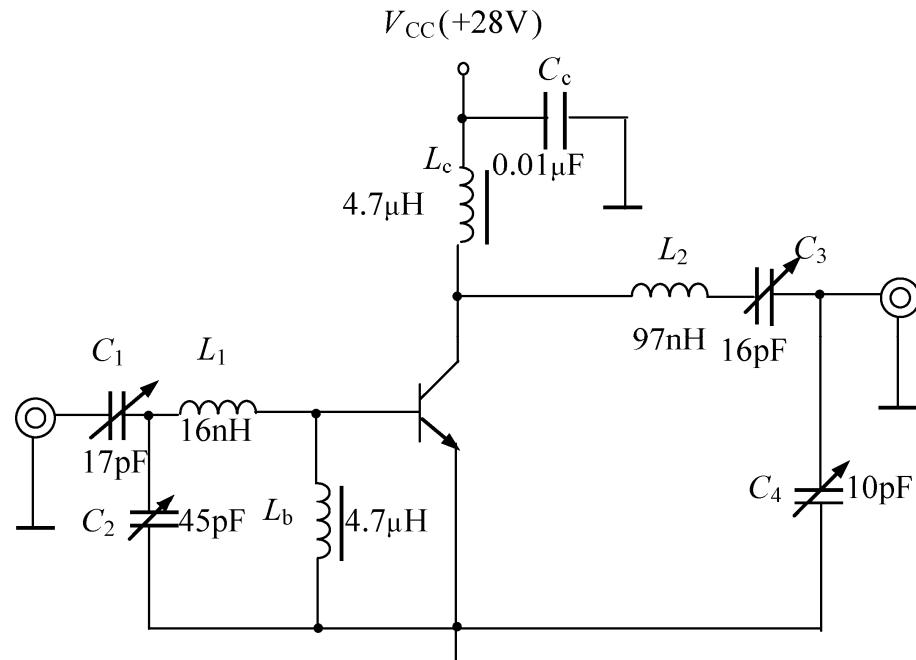
## 谐振功率放大器 实际电路

主讲教师：周杨



成都信息工程大學  
Chengdu University of Information Technology

## 谐振功率放大器实际电路

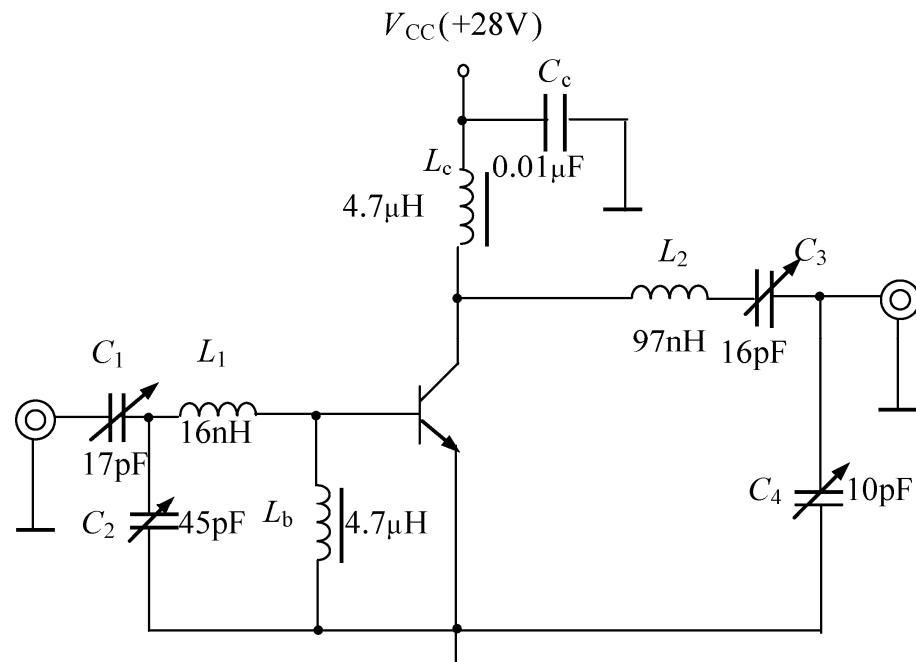


160 MHz谐振功率放大器电  
路

该图所示是频率为160MHz的谐振功率放大器电路，该电路通过高频扼流圈 $L_b$ 给基极提供自给偏压电路，集电极馈电采用并馈方式，电源 $V_{CC}$ 通过高频扼流圈 $L_c$ 给集电极供电，电容 $C_c$ 为高频旁路电容，滤除高次谐波以免其通过电源形成寄生干扰。



## 谐振功率放大器实际电路

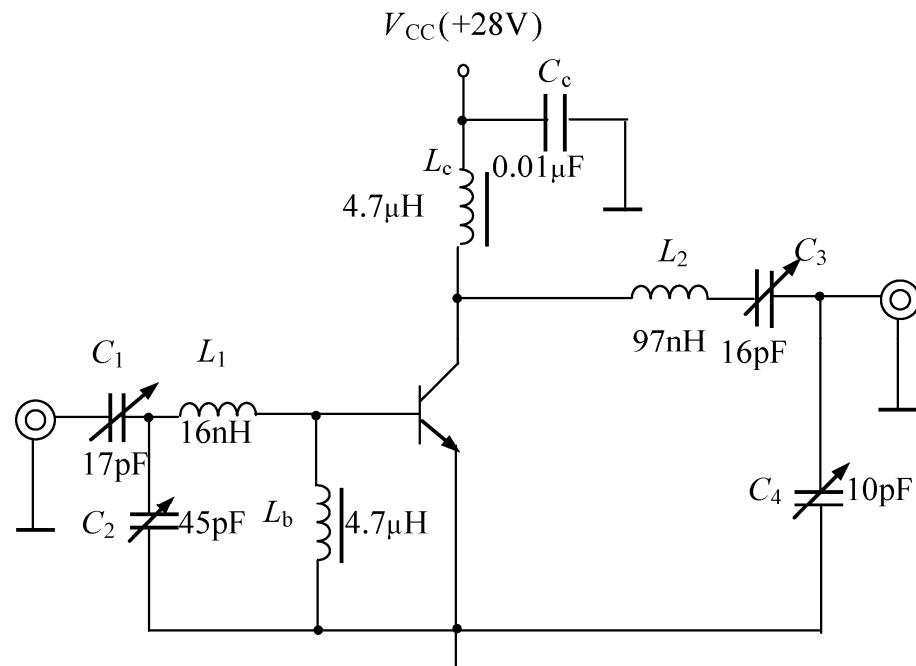


160 MHz谐振功率放大器电  
路

在高频功率放大器的输入端采用由 $C_1$ 、 $C_2$ 、 $L_1$ 组成的T形匹配网络，通过调谐使该网络的谐振频率为160MHz，一方面起滤波的作用，滤除160MHz以外信号的进入；另一方面起阻抗变换的作用，即将放大器的输入阻抗变换为与前级阻抗相匹配。



## 谐振功率放大器实际电路

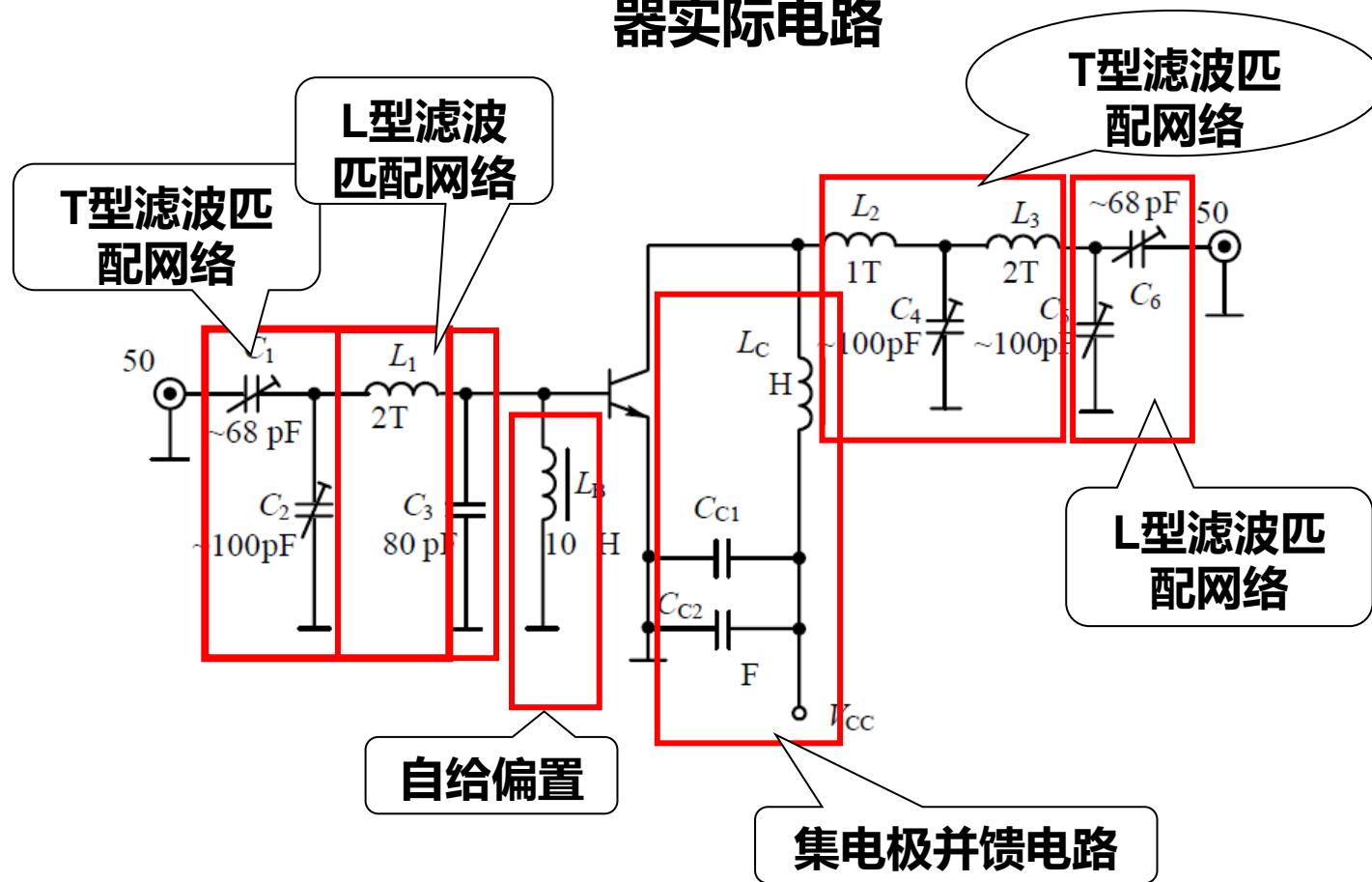


160 MHz谐振功率放大器电  
路

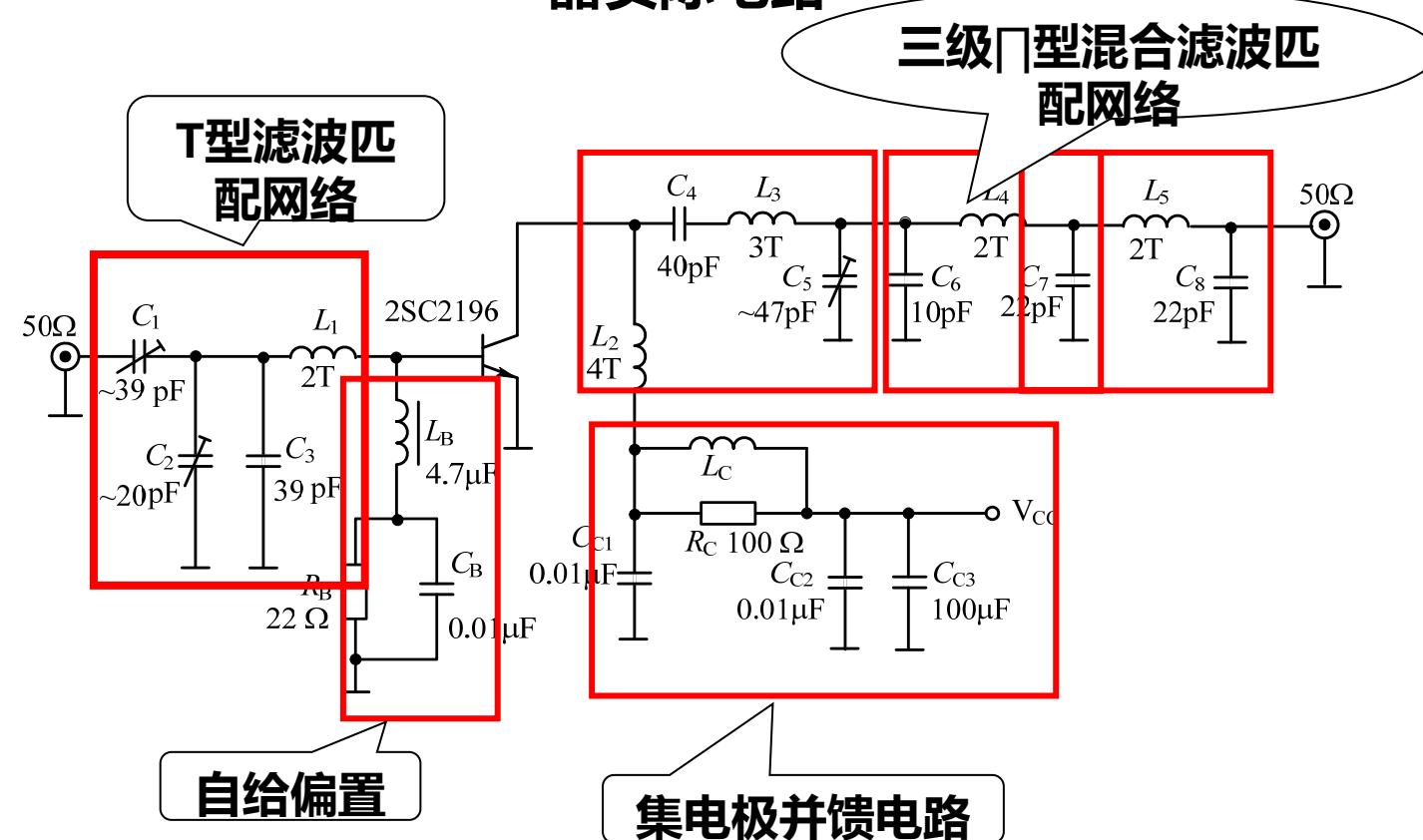
高频功率放大器的输出端由  $C_3$ 、 $C_4$ 、 $L_2$  组成的倒 L 形匹配网络，通过调整  $C_3$ 、 $C_4$  使该网络的谐振频率为 160MHz，一方面滤除放大器工作在非线性状态所产生的高次谐波；另一方面进行阻抗变换，将负载变换为放大器所要求的最佳阻抗。



## 谐振功率放大器实际电路



## 谐振功率放大器实际电路



3.5

# 丁类谐振功率放 大器

主讲教师：周杨



成都信息工程大學  
Chengdu University of Information Technology

## D类/丁类放大器

高频功率放大器的主要指标是如何尽可能地提高其输出功率与效率。丙类放大器是采取减小电流导通角 $\theta$ 以减小集电极电流中的直流分量的方法来提高其效率。但是导通角 $\theta$ 的减小是有一定限制的，因为导通角 $\theta$ 减小，为了使输出功率符合要求，就必须增大输入信号的振幅，这样就给前级放大器增加了负担。

放大器集电极效率为 
$$\eta_C = \frac{P_o}{P_D} = \frac{P_o}{P_o + P_C}$$



## D类/丁类放大器

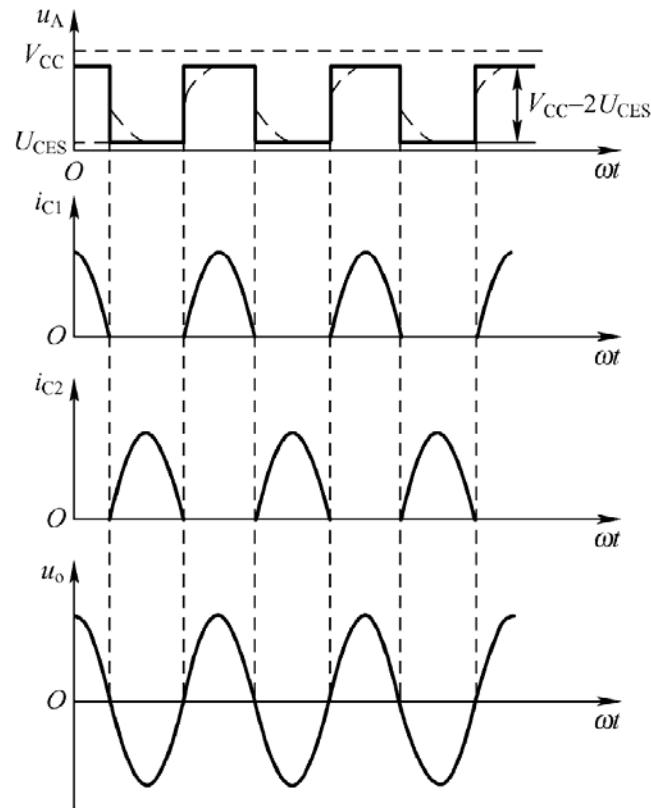
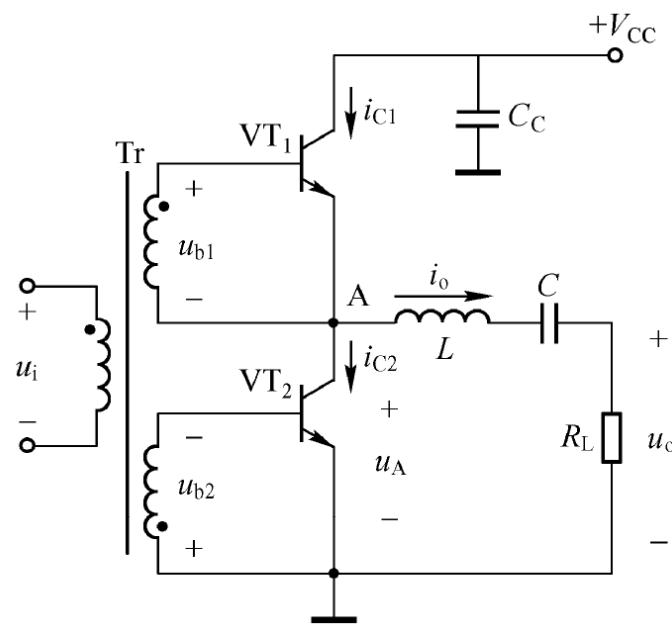
要提高放大器集电极效率，需要尽可能地减小集电极耗散功率 $P_C$ ，而

$$P_C = \frac{1}{2\pi} \int_{-\theta}^{\theta} i_C u_{CE} d(\omega t)$$

可见，要减小集电极耗散功率 $P_C$ ，一种方法是减小 $P_C$ 的积分区间，即减小电流导通角 $\theta$ ，这就是丙类放大器所采用的方法；另一种方法就是减小*iC*与<sub>CE</sub>乘积的积分，放大器工作在开关状态，其效率接近100%。



## D类/丁类放大器



3.6

# 集成功率放大器

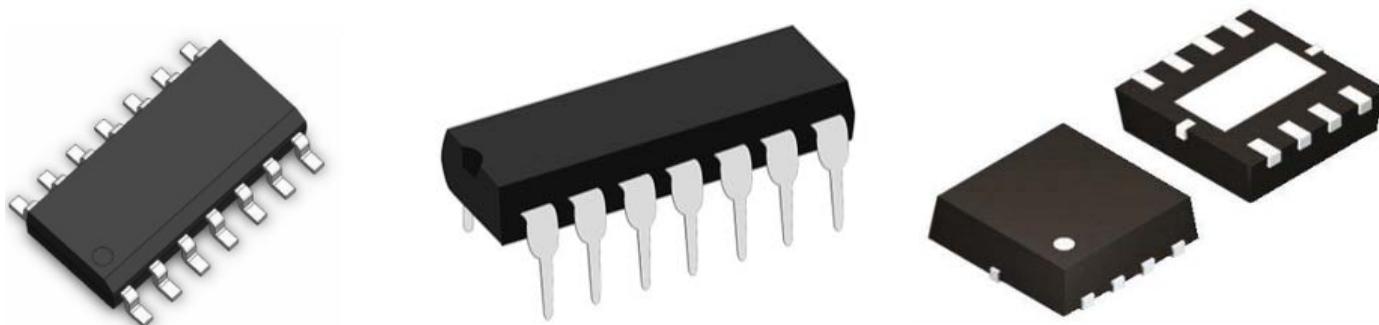
主讲教师：周杨



成都信息工程大學  
Chengdu University of Information Technology

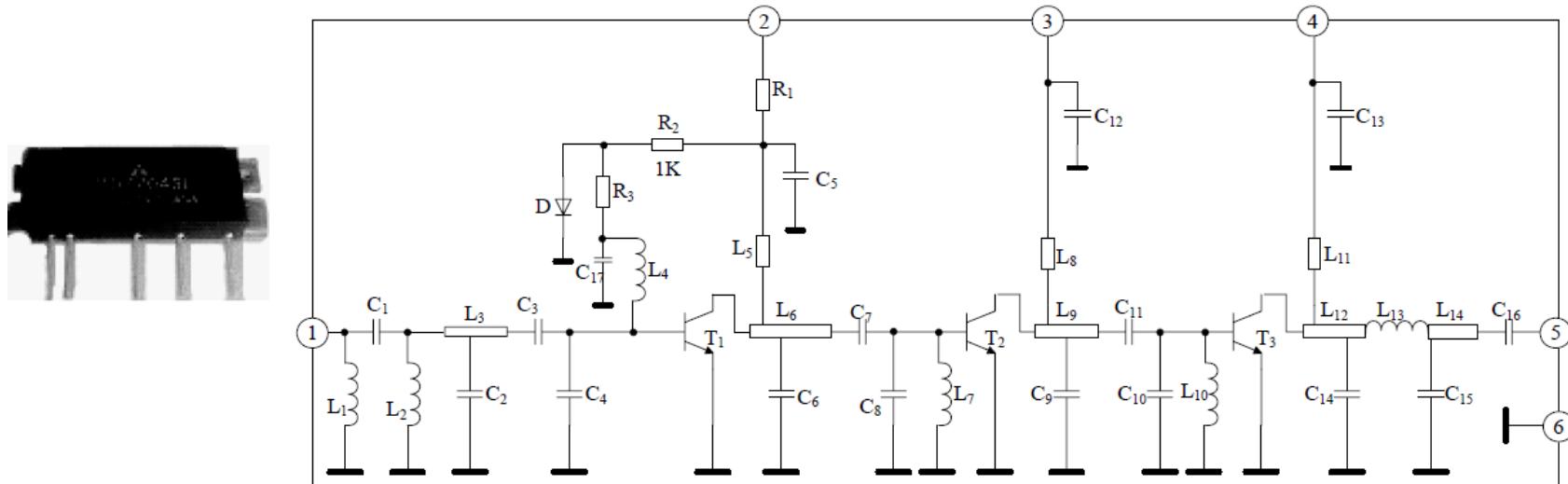
## 集成射频 功率放大器

在射频和非线性状态下的射频功率放大器和各种功能部件的设计是很复杂的，通常需要通过大量的调整、测试工作，才能使它们的性能达到设计要求。目前，国内外的制造厂商制造了大量的射频模块放大器，这种射频模块放大器组件可完成振荡、混频、调制、功率合成与分配等各种功能。这些组件体积小，可靠性高，输出功率一般在几瓦至几十瓦之间。



## 集成射频 功率放大器

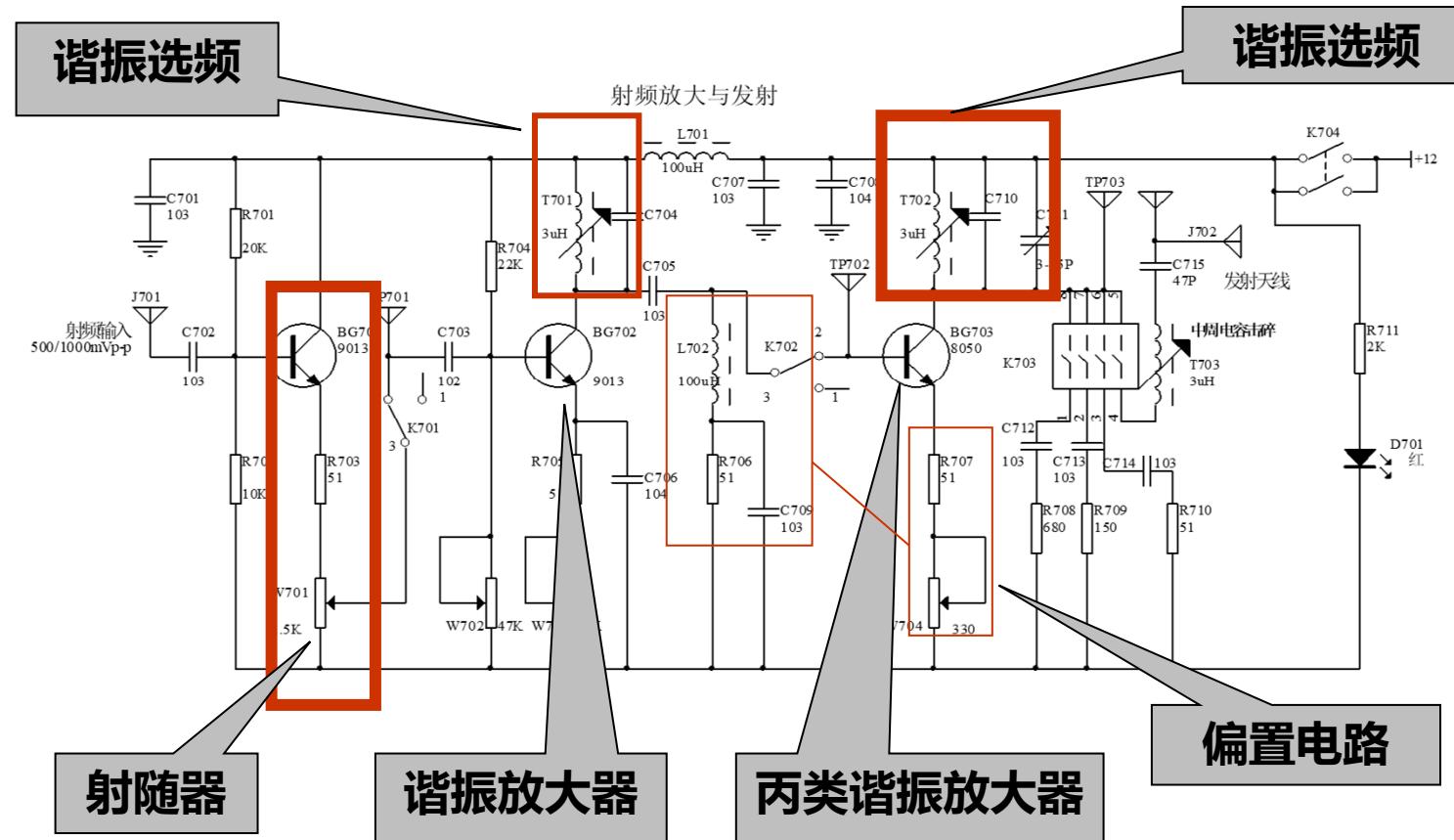
下图是日本三菱M57704系列的外形图和等效电路图



包括三级放大电路，匹配网络由微带线和LC元件混合组成。①脚为信号输入端，②、③、④脚分别为三级放大器的集电极电源输入端，⑤脚为信号输出端，⑥脚为接地端。



## 集成射频 功率放大器



3.7

# 宽带高频功率 放大器

主讲教师：周杨



成都信息工程大學  
Chengdu University of Information Technology

## 宽带高频 功率放大器

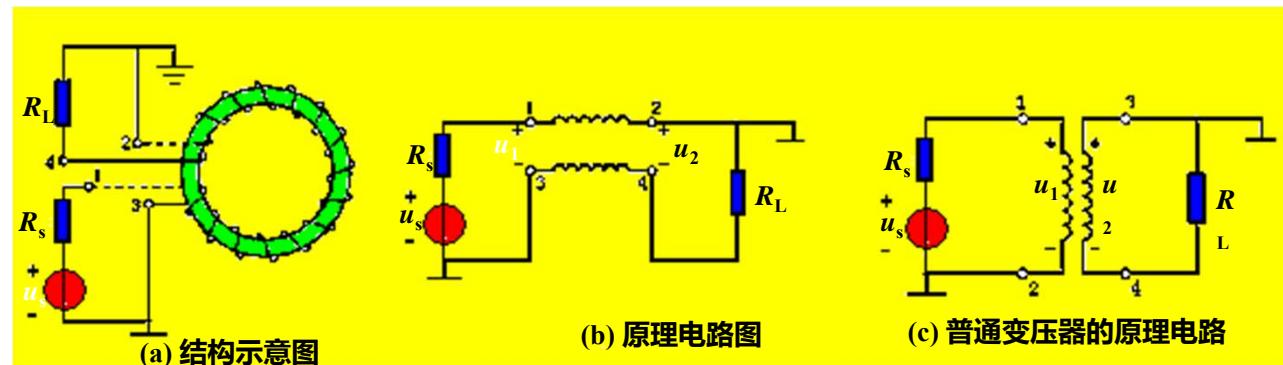
宽带高频功率放大电路采用非调谐宽带网络作为匹配网络，能在很宽的频带范围内获得线性放大。常用的宽带匹配网络是传输线变压器，它可使功放的最高频率扩展到几百兆赫甚至上千兆赫，并能同时覆盖几个倍频程的频带宽度。由于无选频滤波性能，故宽带高频功放只能工作在非线性失真较小的甲类或乙类状态，效率较低。所以，宽带高频功放是以牺牲效率来换取工作频带的加宽。

传输线变压器是基于传输线原理和变压器原理二者相结合而产生的一种耦合元件。它是将传输线(双绞线、带状线或同轴线等)绕在高导磁率的高频磁芯上构成的，以传输线方式与变压器方式同时进行能量传输。



## 宽带高频 功率放大器

传输线变压器是将两根等长的导线紧靠在一起，并绕在高导磁率低损耗的磁芯上构成的。最高工作频率可扩展到几百兆赫甚至上千兆赫。

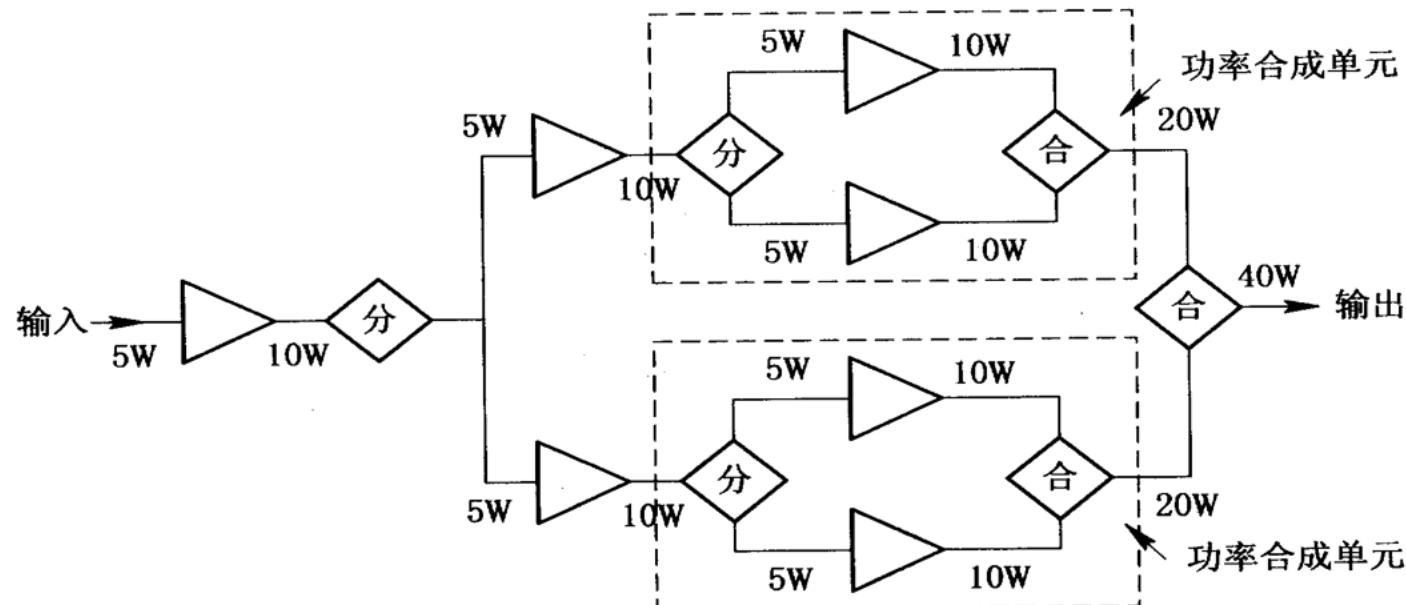


传输线变压器与普通变压器在传输能量的方式上是不相同的，传输线变压器负载两端的电压不是次级感应电压，而是传输线的终端电压。



## 功率合成

如何解决单个放大器不能满足需要的输出功率  
？  
功率合成



# 高频功率放大电路

