



# 第三章 功率放大器

3.1 概述

3.2 甲类、乙类功率放大器

3.3 丙类谐振功率放大器

3.4 丁类和戊类谐振功率放大器

3.5 功放馈电电路和匹配网络

# 3.4 丁类和戊类谐振功率放大器

## 1. 丁类（D类）谐振功率放大器

### 电压开关型电路

$T_r$  二次侧两绕组相同，极性相反。

$T_1$  和  $T_2$  特性配对，为同型管。

### 工作原理：

静态： 
$$U_A = \frac{1}{2} V_{CC}$$

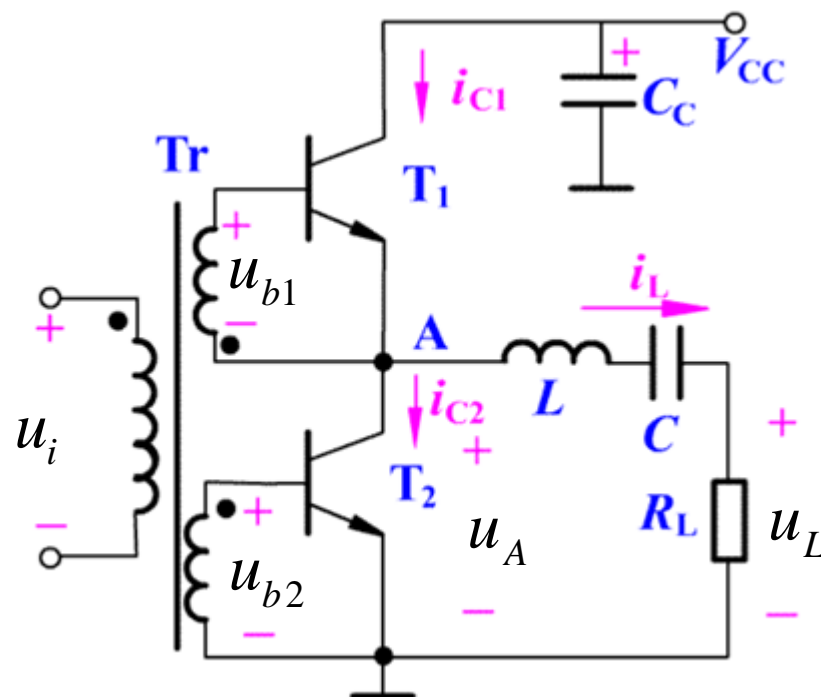
若周期性信号  $u_i$  ( $\omega$ ) 足够大，则：

①  $u_i > 0$  时， $T_2$  饱和导通， $T_1$  截止

$$u_A = U_{CES}$$

②  $u_i < 0$  时， $T_1$  饱和导通， $T_2$  截止，

$$u_A = V_{CC} - U_{CES}$$



加到串联谐振回路的为幅度为  
 $V_{CC} - 2U_{CES}$  的方波。

若谐振回路调谐于输入信号角频率，可近似认为对基波呈现的阻抗为0，输出电流  $i_L$  是角频率为  $\omega$  的余弦波， $R_L$  上获得不失真输出功率。

## 3.4 丁类和戊类谐振功率放大器



$$U_L = \frac{2}{\pi} (V_{CC} - 2U_{CES}) \quad \text{对 } u_A \text{ 傅里叶分解得到}$$

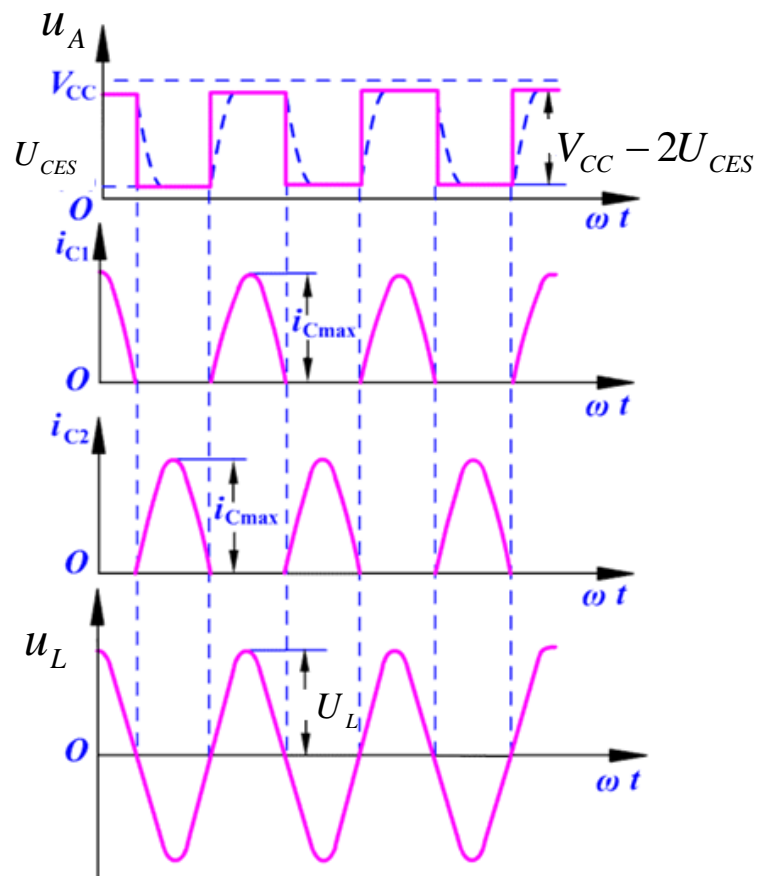
$$I_L = \frac{2}{\pi R_L} (V_{CC} - 2U_{CES})$$

$$\therefore P_O = \frac{1}{2} U_L I_L = \frac{2(V_{CC} - 2U_{CES})^2}{\pi^2 R_L}$$

$$I_{C1,0} = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi I_L \sin \omega t d\omega t = I_L / \pi$$

$$P_{DC1} = \frac{V_{CC}}{2} I_{C1,0} = \frac{V_{CC} (V_{CC} - 2U_{CES})}{\pi^2 R_L}$$

$$\therefore P_{DC} = 2P_{DC1} = \frac{2V_{CC} (V_{CC} - 2U_{CES})}{\pi^2 R_L}$$



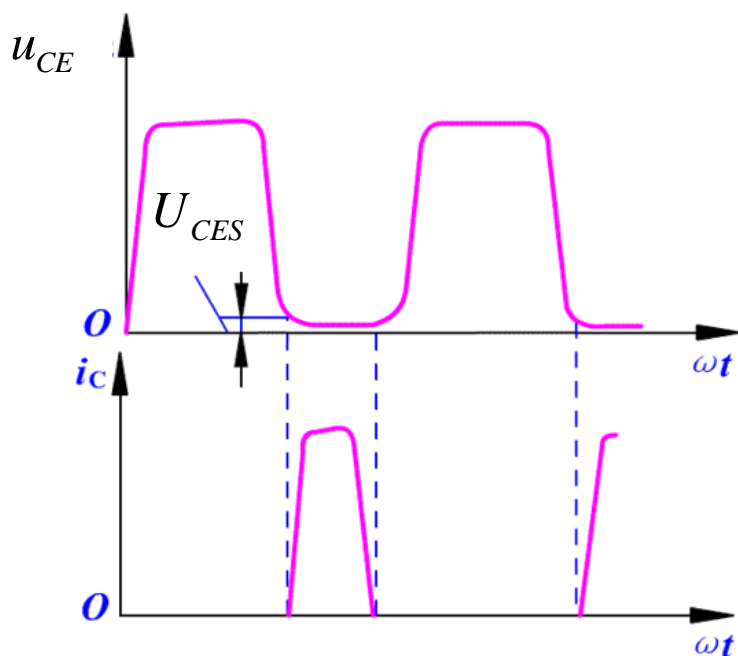
$$\therefore \eta_c = \frac{P_O}{P_{DC}} = \frac{(V_{CC} - 2U_{CES})}{V_{CC}}$$

## 3.4 丁类和戊类谐振功率放大器

### 结论：

- ①  $U_{CES}$  小，管耗小，放大器的效率高（90% 以上）；
- ② 因结电容、分布电容等影响，实际波形不理想，使管耗增大，丁类功放效率受限。

### 2. 戊类放大器



为了克服这个缺点，在开关工作的基础上采用一个特殊设计的集电极回路，保证  $U_{CES}$  为最小值的一段期间内，才有集电极电流流通——**戊类放大器**。

# 3.5 功放馈电电路和匹配网络



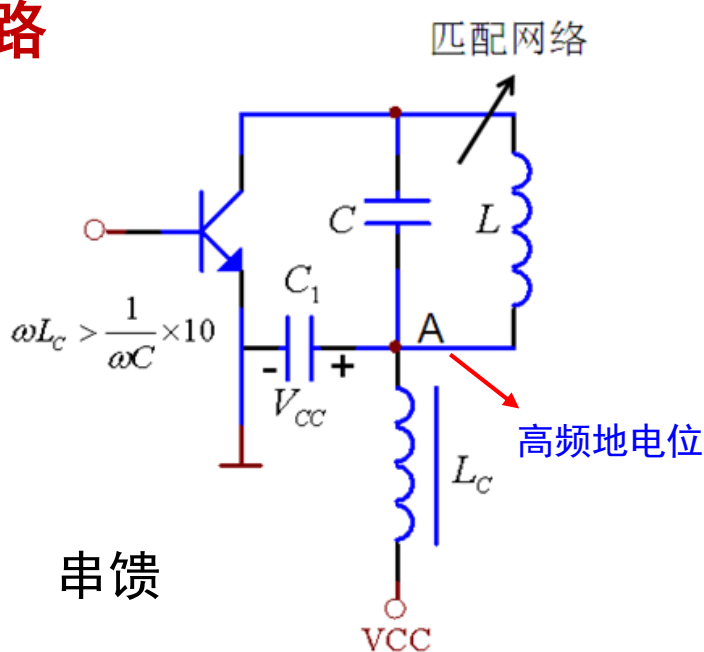
中国科学技术大学  
University of Science and Technology of China

**馈电电路：**放大器的直流偏置电路。

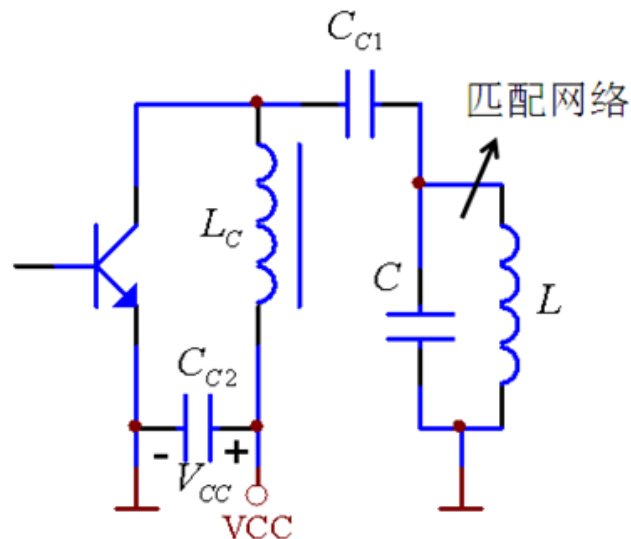
**匹配网络：**使放大器所提供的输出功率高效率、低失真地提供给负载。

## 一、馈电电路

### 1. 集电极馈电



串馈



并馈

**串馈：**电源、负载回路、功放管形式上串联。

**并馈：**电源、负载回路、功放管形式上并联。

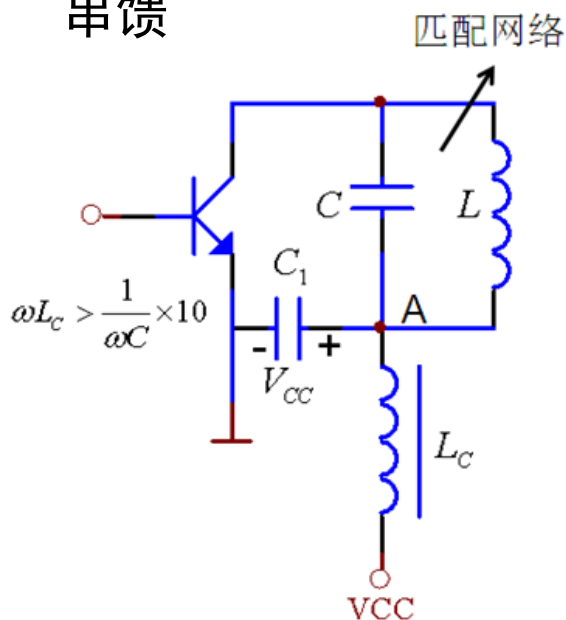
**$L_c$ -高频扼流圈，避免高频电流通过电源，**对输入交流信号而言，阻抗很大，相当于无电流通过，即可看作开路。

# 3.5 功放馈电电路和匹配网络

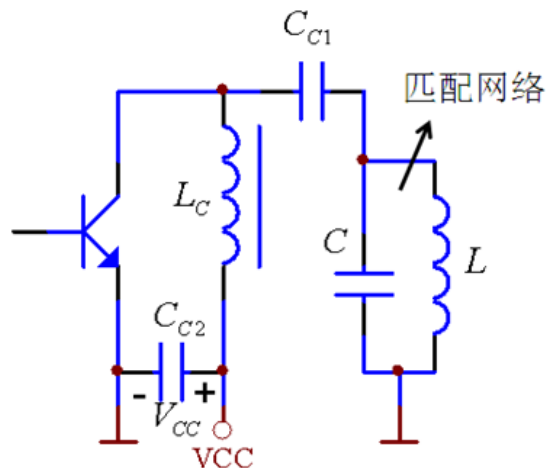


中国科学技术大学  
University of Science and Technology of China

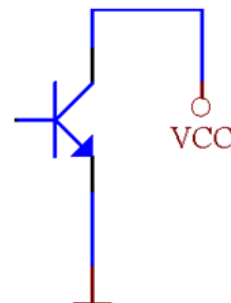
串馈



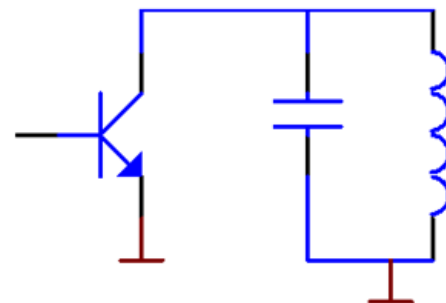
并馈



直流等效



交流等效



**相同点：**两类电路的直流等效电路和交流等效电路均相同，如图所示。加在功放管集电极和发射极间的电压均为  $u_{CE} = V_{CC} - U_C \cos \omega t$ 。

**不同点：**串馈电路中，匹配网络不能接地，而并馈电路中，匹配网络可以直接接地，在实际应用中较方便，因此前者较少用，后者应用较多。

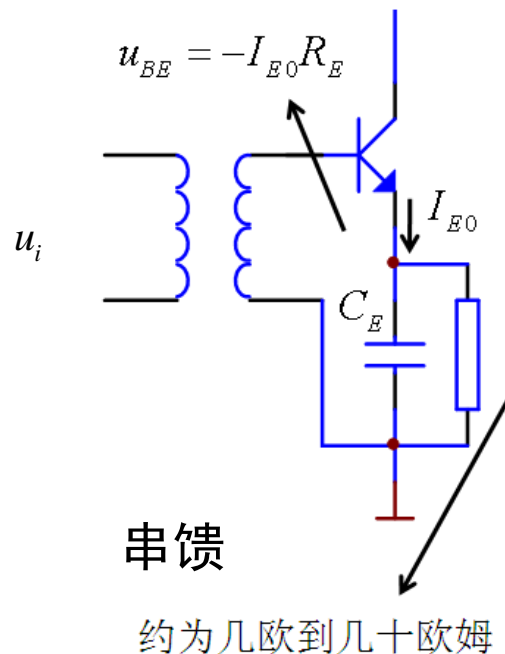
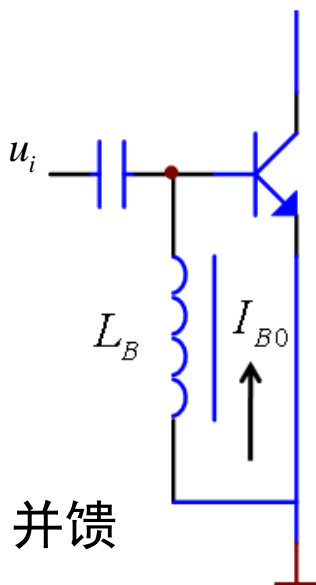
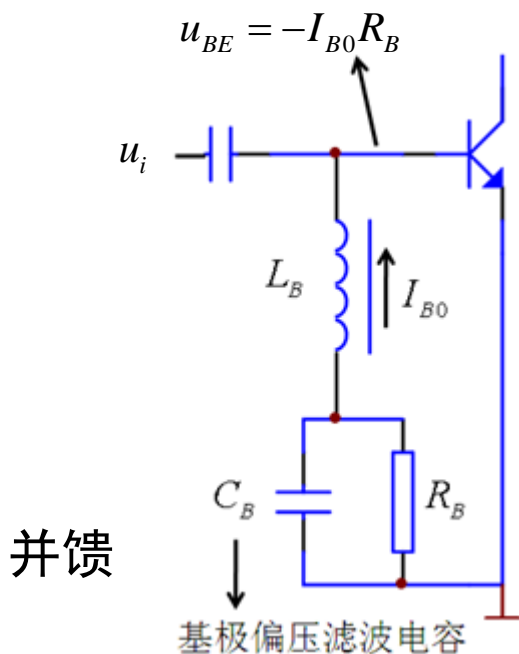
# 3.5 功放馈电电路和匹配网络



中国科学技术大学  
University of Science and Technology of China

## 2. 基极馈电

可由稳压电源供给，也可自生负偏压，当功放级输出功率大于1W时，常采用**自生负偏压基极馈电电路**。



**并馈：**基极偏压、信号输入回路、功放管并联。

缺点： $R_E$ 要消耗额外的直流功率。

**串馈：**基极偏压、信号输入回路、功放管串联，实际多采用并馈式。

### 3.5 功放馈电电路和匹配网络

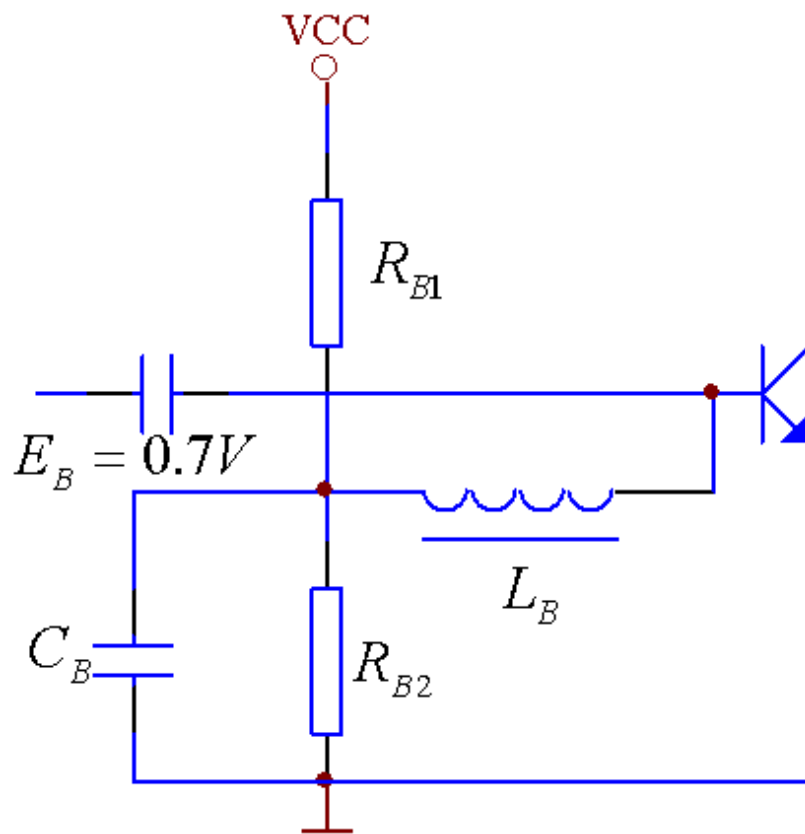


中国科学技术大学  
University of Science and Technology of China

**自生负偏压馈电:**其特点在于其工作点随着输入信号的幅度变化而变化，能够自动维持放大器的工作稳定，但不适用于调幅波功率放大。

$$\begin{aligned} A_u &= \frac{U_c}{U_b} = \frac{I_{C1} R_T}{U_b} = \frac{I_{CP} \alpha_1(\varphi) R_T}{U_b} \\ &= \frac{g_m U_b (1 - \cos \varphi) \alpha_1(\varphi) R_T}{U_b} \\ &= g_m (1 - \cos \varphi) \alpha_1(\varphi) R_T \end{aligned}$$

为保证放大线性，调幅波功率放大器工作在  $\varphi = 90^\circ$  的乙类状态，必须采用定压偏置方式，如图所示，图中  $E_B$  约等于导通电压。



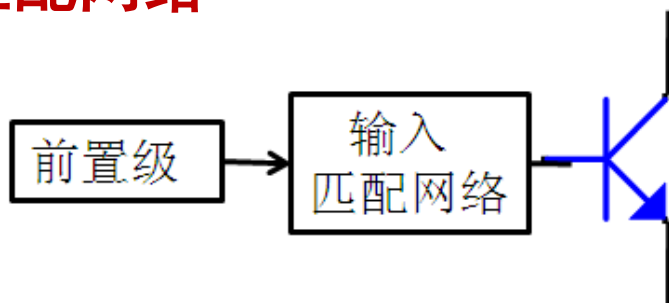


# 3.5 功放馈电电路和匹配网络



中国科学技术大学  
University of Science and Technology of China

## 二、匹配网络



作用：

- ①**匹配**：把负载阻抗变换成功放所要求的最佳负载，以保证负载得到最大功率。
- ②**滤波**：滤除工作频率以外的频率分量，保证加到负载的是低频率失真信号。
- ③**高效**：高效率地把放大器输出功率传给负载。

匹配网络传输效率： $\eta_k = \frac{P_L}{P_o}$

$P_L$ ：负载得到的功率；

$P_o$ ：功放输出功率。



## 最大功率传输定理

- 一个含源二端网络对负载电阻供电，当负载电阻  $R_L$  与该含源二端网络的等效内阻  $R_o$  相等时，负载电阻上获得最大功率。
- 定理满足时，称为最大功率匹配，此时负载电阻（分量）获得的最大功率为：
$$P_{L\max} = \frac{U_{oc}^2}{4R_o}。$$

# 3.5 功放馈电电路和匹配网络



中国科学技术大学  
University of Science and Technology of China

常用的输出线路主要有两种类型：**LC匹配网络和耦合回路。**

**LC匹配网络：**L型、T型和  $\pi$  型双端口网络。L、C元件消耗功率很小，可以高效地传输功率，同时对频率有选择作用，具有窄带性质。

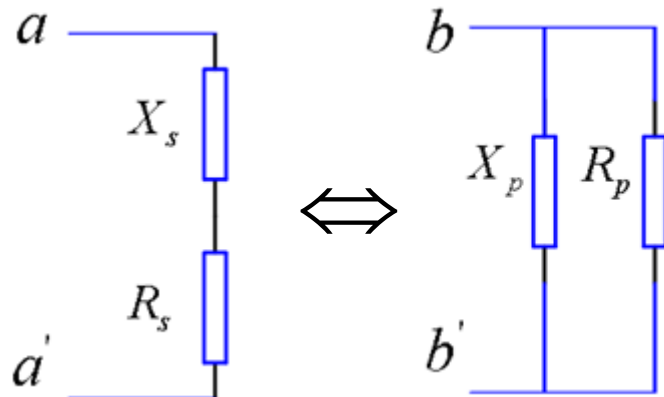
## 1. 串并转换公式

$$R_s + jX_s = \frac{jX_p R_p}{R_p + jX_p}$$

$$\Rightarrow R_s R_p + jR_s X_p + jX_s R_p - X_s X_p = jX_p R_p$$

$$\Rightarrow \begin{cases} R_s R_p = X_s X_p \Rightarrow \frac{X_s}{R_s} = \frac{R_p}{X_p} & (1) \end{cases}$$

$$\Rightarrow \begin{cases} R_s X_p + X_s R_p = X_p R_p & (2) \end{cases}$$



$$Q = \frac{X_s}{R_s} = \frac{R_p}{X_p}$$

(2) /  $R_p$ :

$$\begin{cases} X_p = X_s + \frac{R_s X_p}{R_p} = X_s \left(1 + \frac{R_s X_p}{X_s R_p}\right) = X_s \left(1 + \frac{1}{Q^2}\right) \\ X_s = X_p \frac{Q^2}{1 + Q^2} \end{cases}$$

(2) /  $X_p$ :

$$\begin{cases} R_p = R_s + \frac{X_s R_p}{X_p} = R_s \left(1 + \frac{X_s R_p}{X_p R_s}\right) = R_s (1 + Q^2) \\ R_s = \frac{R_p}{1 + Q^2} \end{cases}$$

# 3.5 功放馈电电路和匹配网络



中国科学技术大学  
University of Science and Technology of China

## 2. 正L型匹配网络

串-并联转换:

$$\begin{cases} X_s' = X_s(1 + \frac{1}{Q_*^2}) \\ R_L' = R_L(1 + Q_*^2) \end{cases} \quad Q_* = \frac{|X_s|}{R_L}$$

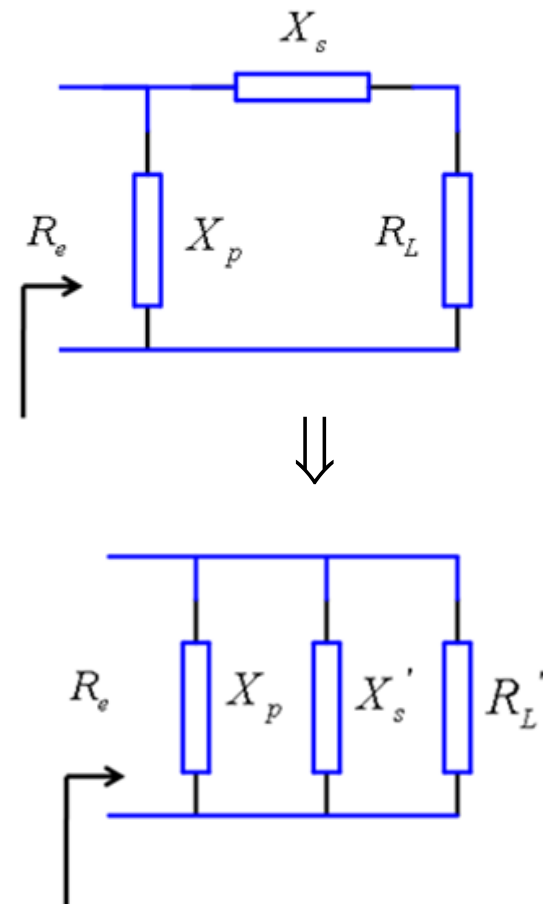
谐振条件:  $X_s' + X_p = 0$

— $X_s, X_p$  必须一为电感, 一为电容。

匹配条件:  $R_e = R_L' = R_L(1 + Q_*^2) \Rightarrow Q_* = \sqrt{\frac{R_e}{R_L} - 1}$

已知 $R_e, R_L$ , 进行匹配网络设计

$$\Rightarrow \begin{cases} |X_s| = Q_* R_L = \sqrt{R_L(R_e - R_L)} \\ |X_p| = |X_s'| = (1 + \frac{1}{Q_*^2}) Q_* R_L = \frac{Q_*^2 + 1}{Q_*} R_L = R_e \sqrt{\frac{R_L}{R_e - R_L}} \end{cases}$$



∴ 正L型匹配网络只适用于 $R_e > R_L$ 的情况。

## 3.5 功放馈电电路和匹配网络



中国科学技术大学  
University of Science and Technology of China

### 3. 倒L型匹配网络

串-并转换:

$$\begin{cases} X_p' = X_p \frac{Q_*^2}{1+Q_*^2} \\ R_L' = \frac{R_L}{1+Q_*^2} \end{cases} \quad Q_* = \frac{R_L}{|X_p|}$$

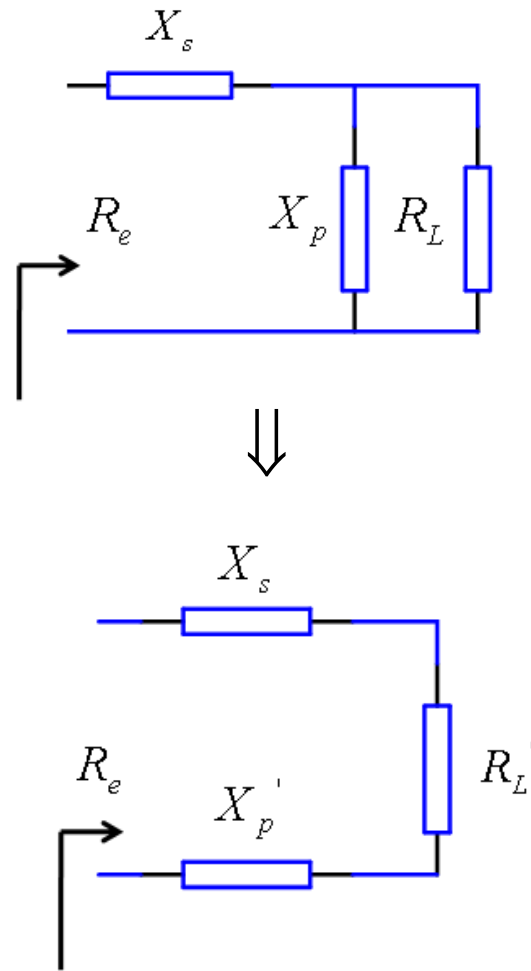
谐振条件:  $X_s + X_p' = 0$

$X_s, X_p$  必须一为电感, 一为电容

匹配条件:  $R_e = R_L' = \frac{R_L}{1+Q_*^2} \Rightarrow Q_* = \sqrt{\frac{R_L}{R_e} - 1}$

已知  $R_e, R_L$ , 进行匹配网络设计

$$\begin{cases} |X_p| = \frac{R_L}{Q_*} = R_L \sqrt{\frac{R_e}{R_L - R_e}} \\ |X_s| = |X_p'| = \frac{Q_*^2}{1+Q_*^2} X_p = \sqrt{R_e(R_L - R_e)} \end{cases}$$



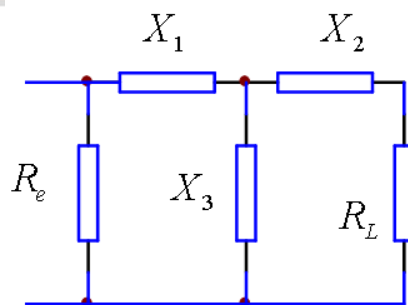
∴ 反L型匹配网络只适用于  $R_L > R_e$  的情况。

# 3.5 功放馈电电路和匹配网络

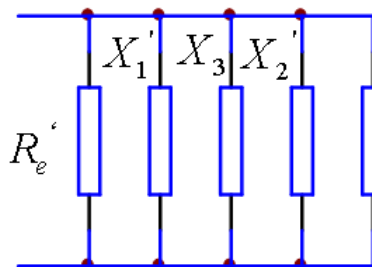


中国科学技术大学  
University of Science and Technology of China

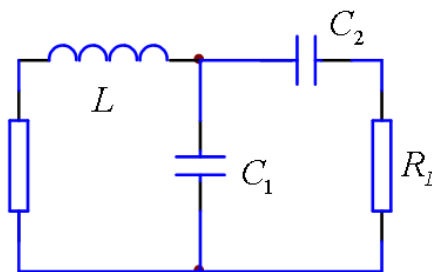
## 4. T型匹配网络



原型



等效电路-并联谐振回路



实例

串-并转换:

$$\begin{cases} R_e' = R_e(1 + Q_1^2) \\ X_1' = X_1(1 + \frac{1}{Q_1^2}) \\ R_L' = R_L(1 + Q_2^2) \\ X_2' = X_2(1 + \frac{1}{Q_2^2}) \end{cases} \quad \begin{cases} Q_1 = \frac{|X_1|}{R_e} \\ Q_2 = \frac{|X_2|}{R_L} \end{cases}$$

谐振条件:  $\frac{1}{X_1'} + \frac{1}{X_2'} + \frac{1}{X_3} = 0$

匹配条件:  $R_e' = R_L' \Rightarrow Q_1 = \sqrt{\frac{R_L}{R_e}(1 + Q_2^2) - 1}$

已知 $R_e$ 、 $R_L$ ，进行匹配网络设计

$$Q_2 \rightarrow Q_1 \rightarrow |X_1| = Q_1 R_e \rightarrow |X_2| = Q_2 R_L \rightarrow |X_3|$$

具体见例3.5.2。

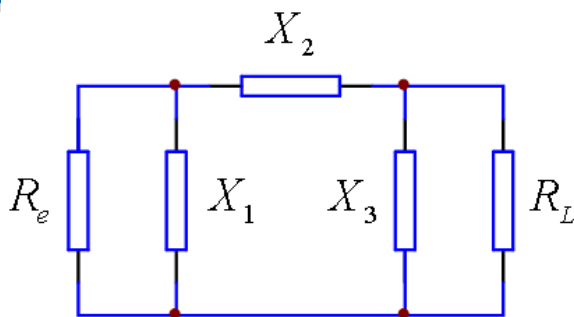
# 3.5 功放馈电电路和匹配网络



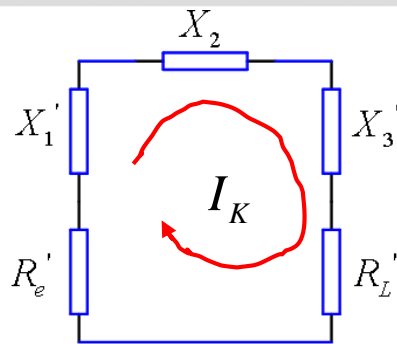
中国科学技术大学  
University of Science and Technology of China

## 5. $\pi$ 型 匹配网络

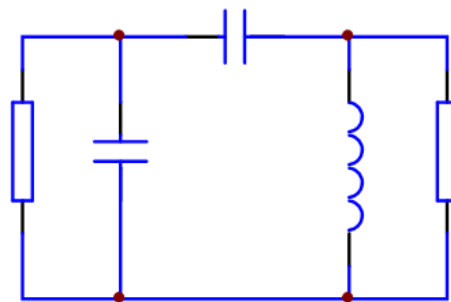
串-并转换:



原型



等效电路-串联谐振回路



实例

$$\begin{cases} R_e' = \frac{R_e}{1+Q_1^2} \\ X_1' = \frac{Q_1^2}{1+Q_1^2} X_1 \\ R_L' = \frac{R_L}{1+Q_2^2} \\ X_3' = \frac{Q_2^2}{1+Q_2^2} X_3 \end{cases}$$

$$Q_1 = \frac{R_e}{|X_1|}$$

$$Q_2 = \frac{R_L}{|X_3|}$$

$$\text{谐振条件: } X_1' + X_2 + X_3' = 0$$

$$\text{匹配条件: } R_e' = R_L' \Rightarrow Q_1 = \sqrt{\frac{R_e}{R_L}(1+Q_2^2)} - 1$$

已知  $R_e$ 、 $R_L$ ，进行匹配网络设计

$$Q_2 \rightarrow Q_1 \rightarrow |X_1| = \frac{R_e}{Q_1} \rightarrow |X_3| = \frac{R_L}{Q_2} \rightarrow X_2 = -X_1' - X_3'$$

## 3.5 功放馈电电路和匹配网络



中国科学技术大学  
University of Science and Technology of China

传输效率

$$\eta_k = \frac{P_L}{P_o} = \frac{I_K^2 R_L'}{I_K^2 (R_L' + R_e')} = 1 - \frac{R_e'}{R_L' + R_e'} = 1 - \frac{Q_T}{Q_0}$$

$$\begin{cases} Q_T = \frac{\omega_0 L}{R_L' + R_e'} = \frac{1}{\omega_0 C (R_L' + R_e')} - \text{有载品质因数 (考虑负载)} \\ Q_0 = \frac{\omega_0 L}{R_e'} = \frac{1}{\omega_0 C R_e'} - \text{空载品质因数} \end{cases}$$

$Q_T$  越小，传输效率越高，但回路的选频特性越差，因此，匹配网络的  $Q_T$  要兼顾效率和滤波性能，一般取7~10之间

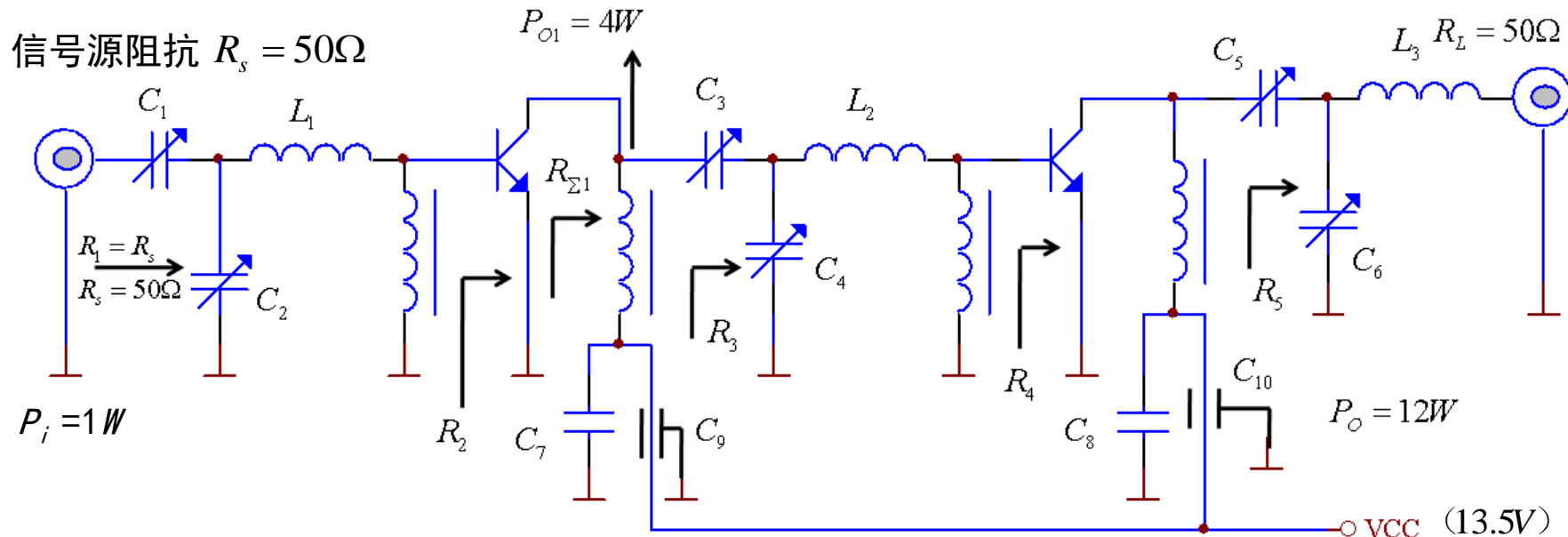


# 3.5 功放馈电电路和匹配网络



中国科学技术大学  
University of Science and Technology of China

**实用功放电路举例：**工作频率为175MHz的两级谐振功率放大器。



两级功放分别采用3DA21A和3DA22A，均工作在临界状态，饱和压降分别为1V和1.5V，各项指标满足安全工作条件。3DA21A输入阻抗： $R_2 = 7\Omega$ ；3DA22A输入阻抗： $R_4 = 7\Omega$

**电路  
分析：**

(1) 两级输入馈电方式均为自给负偏压，输出馈电方式为并馈。

(2) 匹配条件。计算各级输出回路等效点阻抗如下：

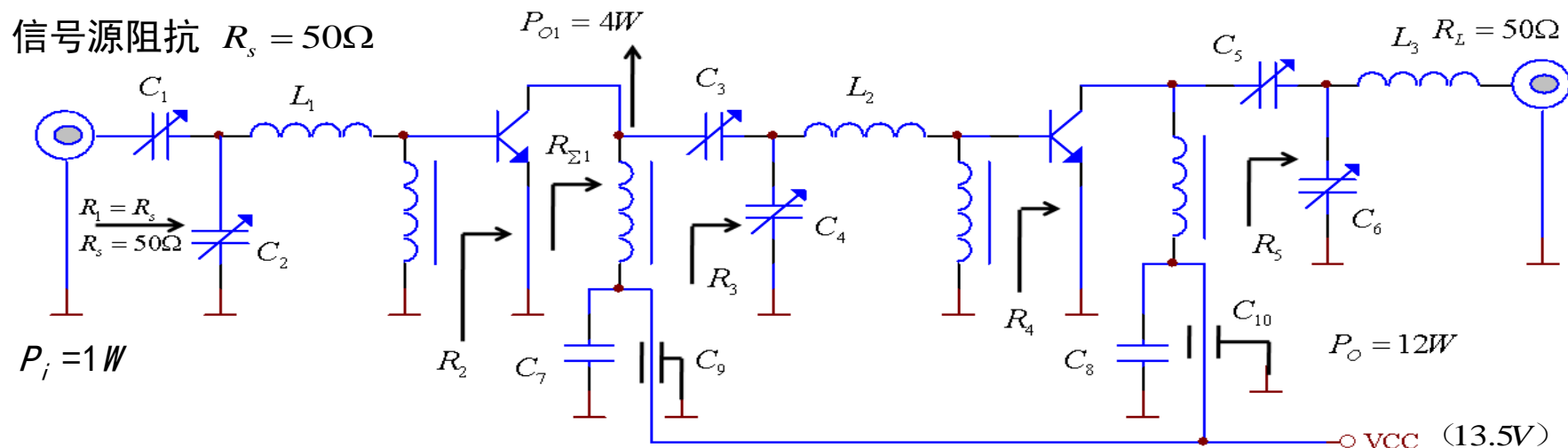
$$R_{\Sigma 1} = \frac{1}{2} \frac{U_{cm1}^2}{P_{O1}} = \frac{1}{2} \frac{(13.5-1)^2}{4} = 20\Omega$$

$$R_{\Sigma 2} = \frac{1}{2} \frac{U_{cm2}^2}{P_{O2}} = \frac{1}{2} \frac{(13.5-1.5)^2}{12} = 6\Omega$$

# 3.5 功放馈电电路和匹配网络



中国科学技术大学  
University of Science and Technology of China



$R_2 \neq R_s, R_{\Sigma 1} \neq R_4, R_{\Sigma 2} \neq R_L$  即不满足匹配条件

**T型匹配网络:**  $C_1 C_2 L_1$ 、 $C_3 C_4 L_2$ 、 $C_5 C_6 L_3$ , 输入阻抗分别为:  $R_1$ 、 $R_3$ 和 $R_5$ 。

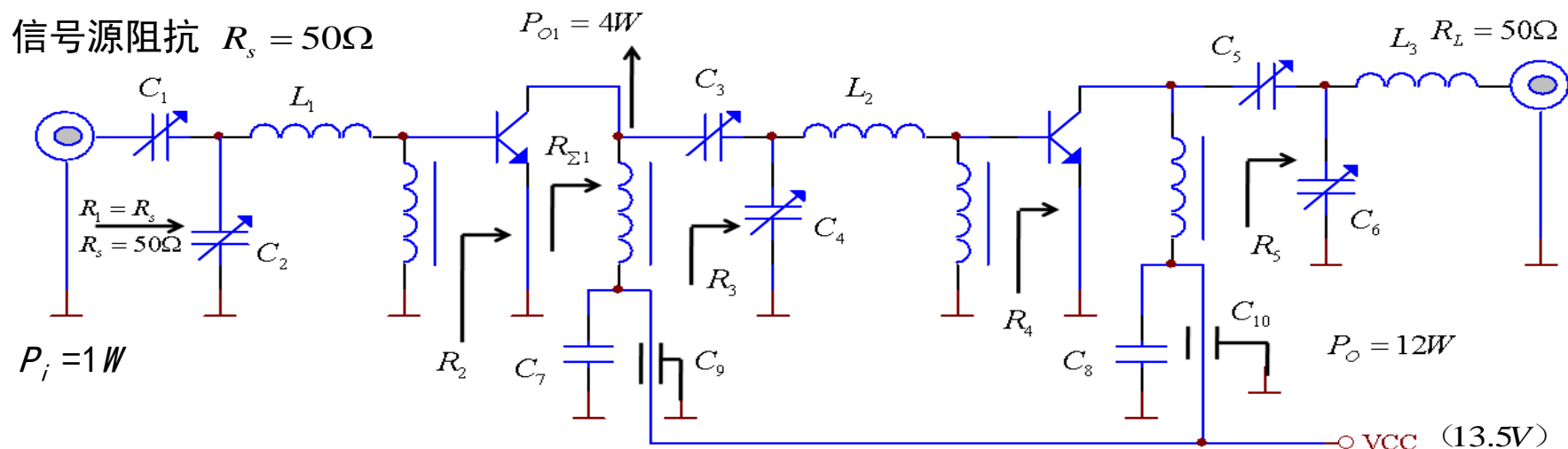
$R_1 = R_s, R_3 = R_{\Sigma 1}, R_5 = R_{\Sigma 2}$  匹配条件

(3)  $C_1 \sim C_6$  可变电容器, 最大容量应为计算值的2~3倍。通过实验调整确定匹配网络元件的精确值。

## 3.5 功放馈电电路和匹配网络



中国科学技术大学  
University of Science and Technology of China



(4) **四个高频扼流圈**:电感为 $0.1\mu\text{H}\sim 0.2\mu\text{H}$ , 两个为基极直流偏置组成元件, 两个在集电极并馈电路中对中的高次谐波分量起阻抗作用, 并为集电极直流电源提供通路。

(5) **高频旁路电容** $C_7$ 、 $C_8$ 均为 $1500\text{pF}$ , 使高次谐波分量短路接地。  $C_9$ 、 $C_{10}$ 为穿心电容。

- 穿心电容是一种**三端电容**, 与普通的三端电容相比, 直接安装在金属面板上, 因此其接地电感更小, 几乎没有引线电感的影响, 另外, 其输入输出端被金属板隔离, 消除了高频**耦合**, 这两个特点决定了穿心电容具有接近理想电容的滤波效果。

## 3.5 功放馈电电路和匹配网络



中国科学技术大学  
University of Science and Technology of China

- 作业：3.14, 3.16