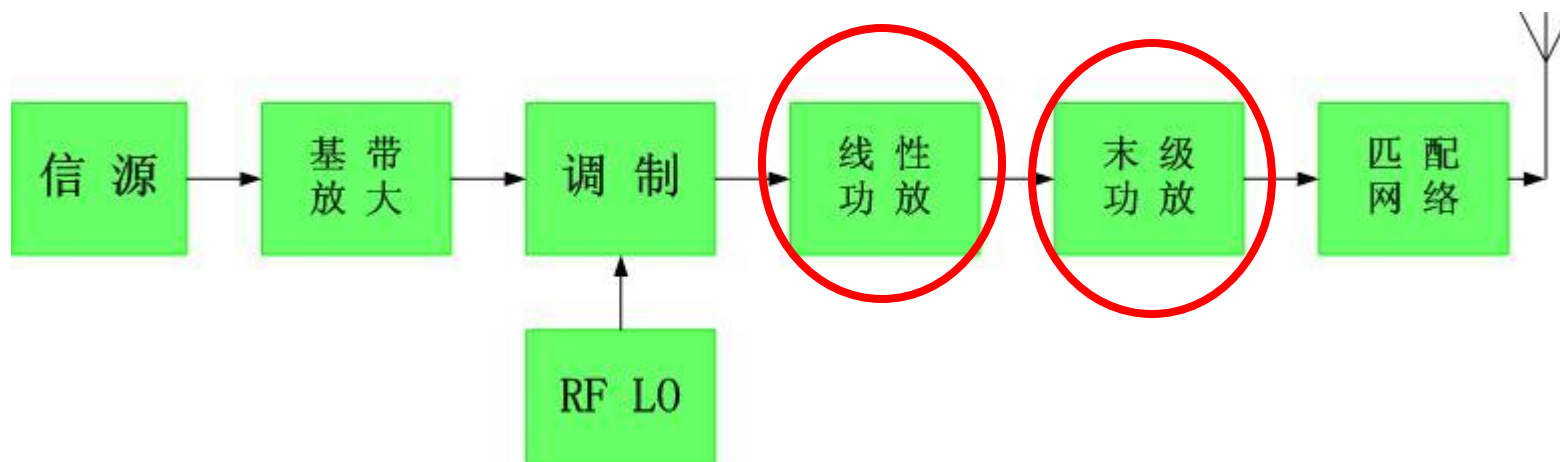


第9章 射频功率放大器

本章内容

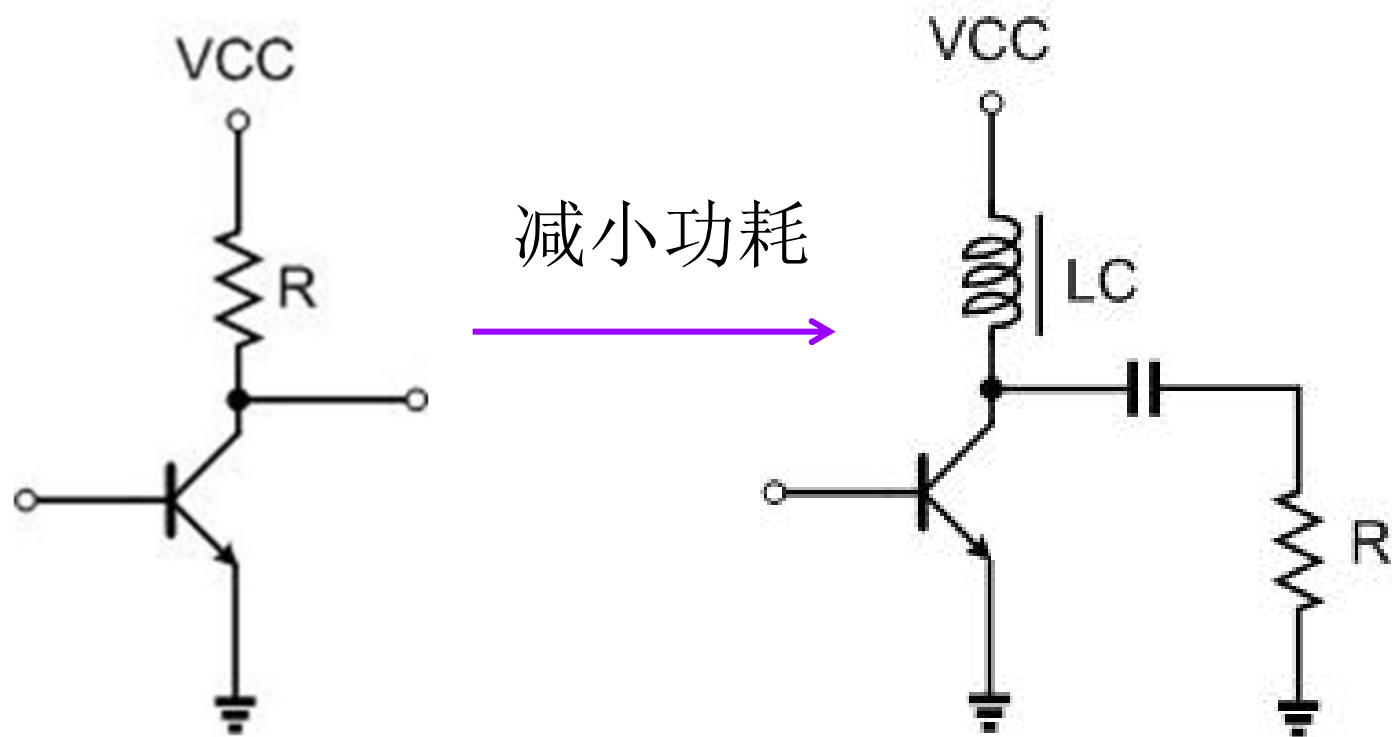
- 射频功率放大器概述P.93
- 射频功率放大器P.94
- 射频功率管的阻抗匹配网络P.111
- 射频功率放大器的功率合成技术P.125

发射系统框图



- 射频功率放大器 (RFPA) 是发射系统中主要的功能电路部分。

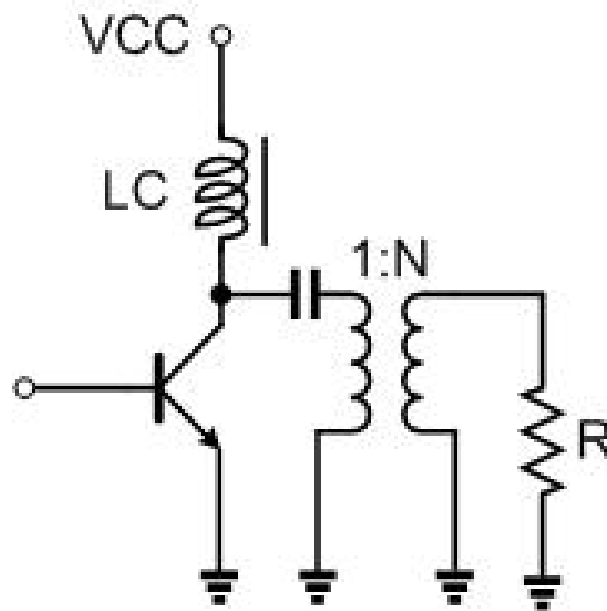
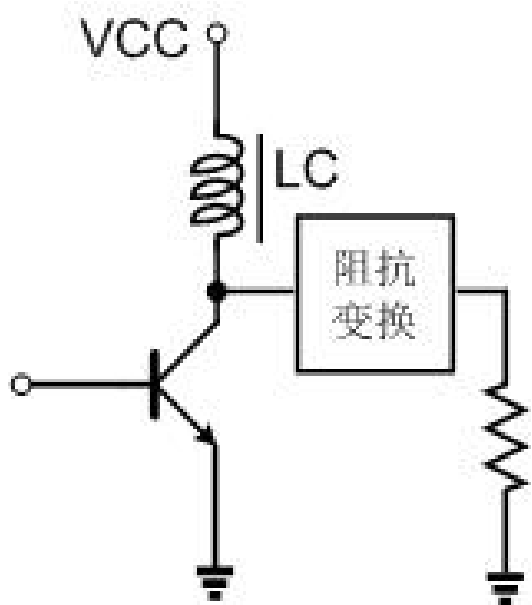
电阻负载放大器的集电极馈电



集电极通过电阻
负载馈电

集电极通过扼流
圈馈电

带阻抗变换网络的功率放大器



射频功率放大器中的主要问题

- 射频功率放大器的工作特点是低电压、大电流。其基本组成单元包括晶体管、偏置电路、扼流圈、阻抗匹配网络与负载。
- 为输出大电流，输出级晶体管芯片面积增大，导致极间电容增加。电路寄生参数影响较大，其中发射极引线电感影响最大。
- 晶体管等效输入输出阻抗小，且为复数。

射频功率放大器的特点

◆指标与普通放大器不同:

输出功率 P_0 ,电源供给功率 P_D ,管耗 P_T ,效率 η 等。

◆对功率管的要求高:

最大击穿电压 $V_{(BR)CEO}$, 最大集电极电流 I_{CM} , 最大管功耗 P_{CM} 以及最高工作频率 f_{max} 等。

◆多级功放的级间匹配网络设计与计算。

射频功率放大器的分类

- 受控电流源型功率放大器
 - **A类（甲类）** 工作状态：输入正弦波的一周期内，功率管全导通。
 - **B类（乙类）** 工作状态：输入正弦波的一个周期内，功率管半个周期导通，半周期截止。形成半波失真输出，产生多次谐波。
 - **C类（丙类）** 工作状态：在输入正弦波的一周期内，功率管导通时间小于半个周期。输出为小于半个周期的余弦脉冲，从而形成丰富的谐波输出。

射频功率放大器的分类

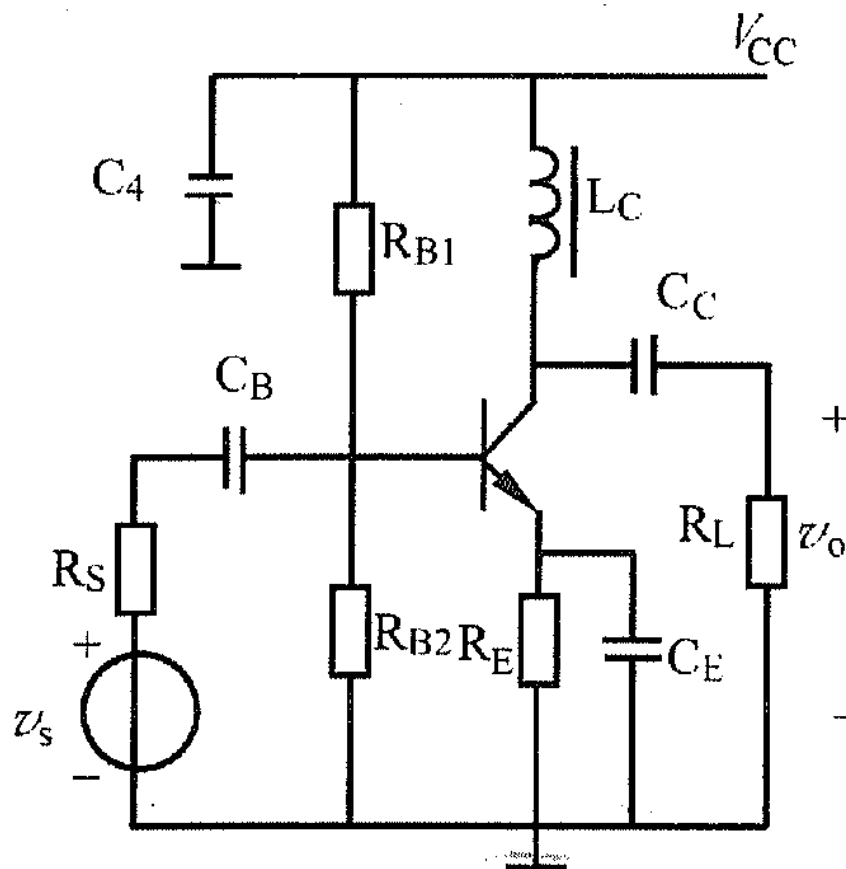
- 开关型功率放大器
 - 为进一步提高效率，要求功率管被等效为受输入信号控制的开关，属于高效率非线性功放。
 - 双管D类功放。
 - 单管E类功放。

本章内容

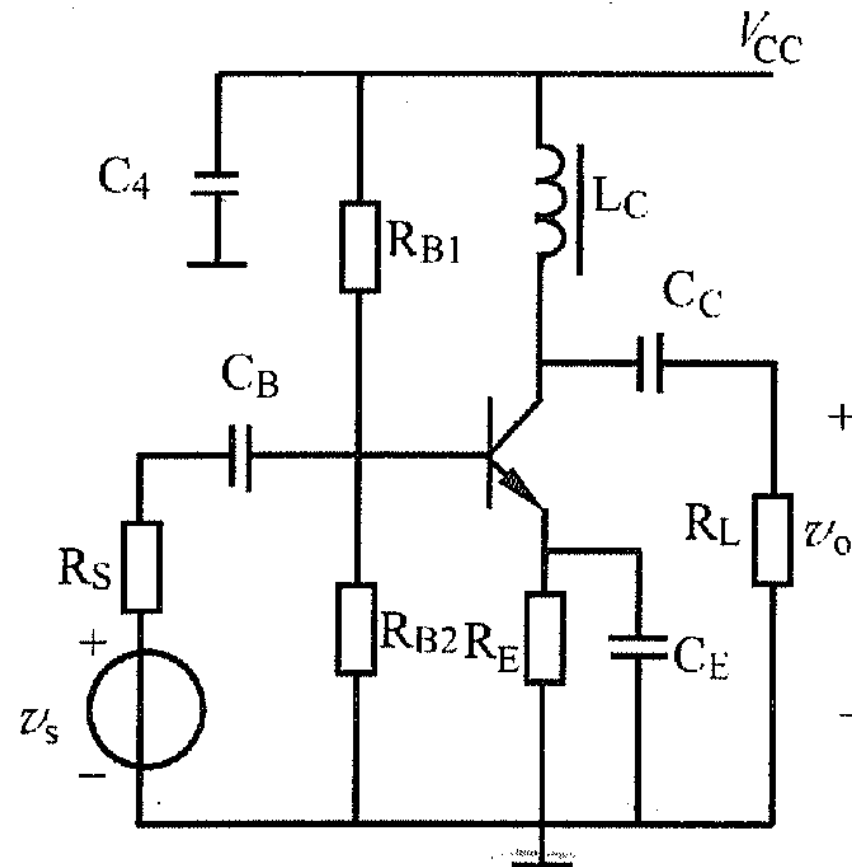
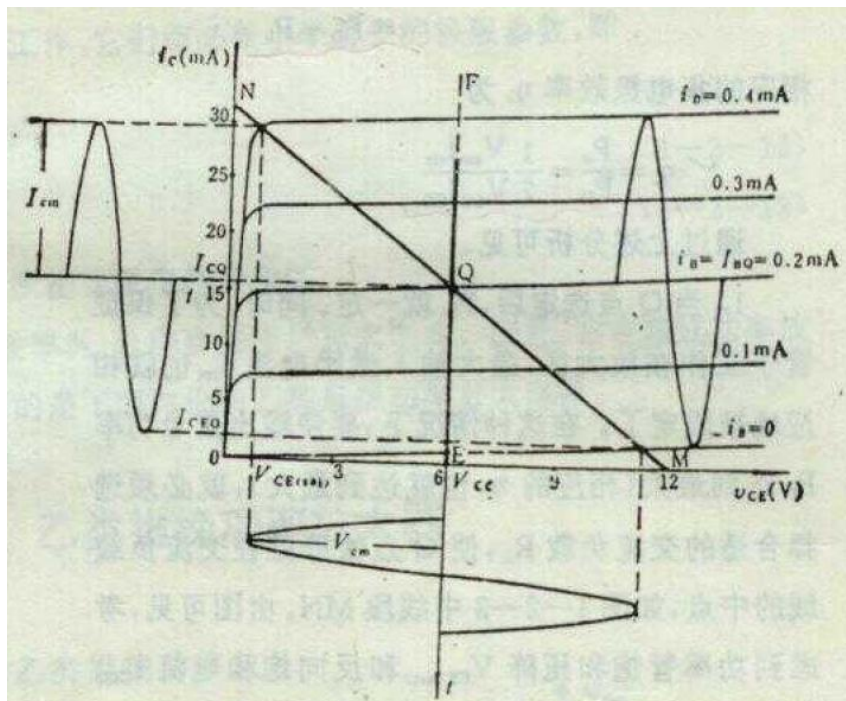
- 射频功率放大器概述
- 射频功率放大器P.94
- 射频功率管的阻抗匹配网络
- 射频功率放大器的功率合成技术

A类RFPA

- A类功放输出信号为输入信号的线性函数，故又称为线性功率放大器。
- 特点：
 - R_C 改用 L_C ;
 - R_E 尽可能小;
 - 偏置电阻 R_{B1} 、 R_{B2} 、 R_E 保证电路偏置在A状态。



A类RFPA



A类RFPA

- 功率管的集射极电压: $v_{CE}=V_{CEQ}+v_{ce}$
- 功率管的集电极电流: $i_C=I_{CQ}+i_c$
- 输入信号为正弦信号:
 - $V_{CE}=V_{CEQ}-V_{cm}\sin\omega t=V_{CEQ}-I_{cm}R_L$
 - $i_C=I_{CQ}+I_{cm}\sin\omega t$
 - $I_{cm}\leq I_{CQ}$

A类RFPA

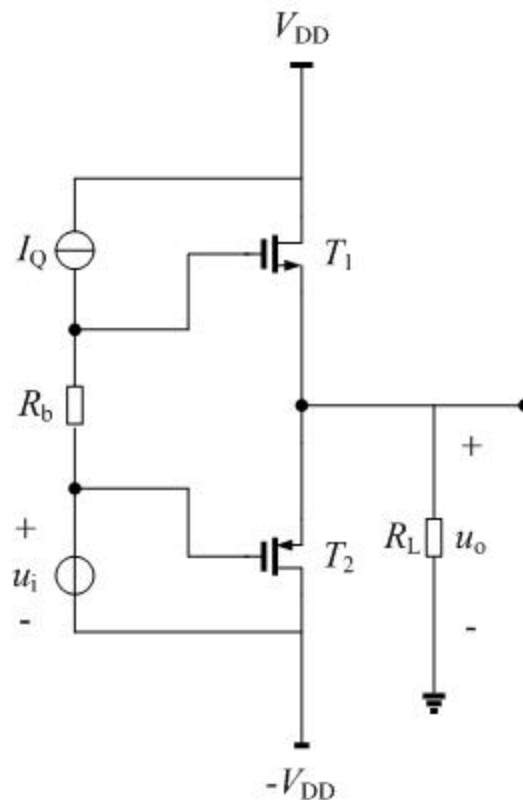
- 交流输出功率: $P_o = \frac{1}{2} I_{cm}^2 R_L \leq \frac{1}{2} I_{CQ}^2 R_L$
- 电源供给功率: $P_D = I_{CQ} V_{CC}$
- 效率: $\eta = \frac{P_o}{P_D} = \frac{I_{cm}^2 R_L}{2 I_{CQ} V_{CC}} \leq \frac{I_{cm}^2 R_L^2}{2 V_{CC}^2}$
- 管耗: $P_T = P_D - P_o$
- 理想条件下: $I_{cm} = I_{CQ}, V_{cm} = V_{CC}$

A类RFPA

- 此时 $P_{\text{omax}}=0.5(I_{\text{CQ}}^2 R_L)$ ，即 $\eta_{\text{max}}=50\%$
- 考虑到功率管有饱和压降 $V_{\text{CE(sat)}}$ ，实际最高效率为 $\eta_{\text{max}}=0.5(1-V_{\text{CE(sat)}}/V_{\text{CC}})^2$
- 最大管耗发生在静态，即 $P_o=0$ ， $P_{\text{Tmax}}=P_D$
- $P_{\text{Tmax}}=2P_{0\text{max}}$
- 最大集射极间电压 $v_{\text{CEmax}}=2V_{\text{CC}}$

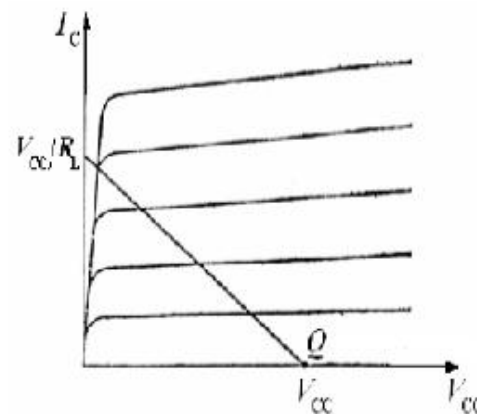
B类RFPA

- 用LC并联回路选频实现不失真放大。
 - 选出基频 — 同频放大
 - 选出谐波 — 倍频放大
- B类RFPA多采用双管推挽工作。
 - 两只功率管各放大半个周期，然后在负载上合成一个完整的正弦波。

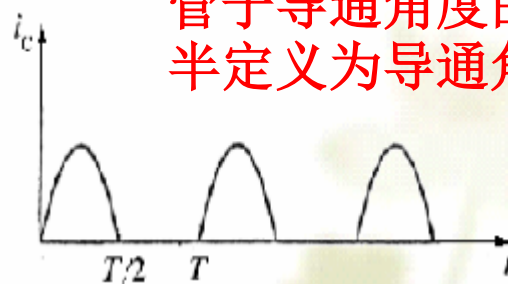


B类RFPA

- A类功放效率低，静态时电源供给全部功率都消耗在功率管上。而实际需要没有输入信号时，功率管不消耗功率。
- B类RFPA的工作点Q在功率管导通范围的边缘，即在功率管的截止处 $I_{CQ}=0$ 。
- 由于功率管在半个周期内导通，导通的通角 θ 为 $\pi/2$ 。



在信号周期一周内，管子导通角度的一半定义为导通角 θ 。



B类RFPA

◆MOSFET具有以下优点：

- MOSFET的 I_D 具有负温度系数；
- MOSFET为多子工作器件，不存在扩散和漂移问题。
- MOSFET为高阻输入器件，所需激励功率小。
- MOSFET栅区不存储电荷，工作频率高；
- MOS工艺便于集成。

B类RFPA

- 功率管的电压：
 - $v_{DS1} = V_{DD} - V_{Dm} \sin \omega t$
 - $v_{DS2} = -V_{DD} + V_{Dm} \sin \omega t$
- 功率管的负载电流： $i_L = i_{L1} - i_{L2} = I_{Dm} \sin \omega t$

B类RFPA

- 假设 u_i 为幅度足够大， T_1 、 T_2 导通时均能饱和，此时输出达到最大值。若忽略晶体管的饱和压降，则：
- $V_{Lmmax}=V_{DD}$
- $I_{Lmmax}=V_{DD}/R_L$
- $P_{omax}=V_{DD}^2/2R_L$

B类RFPA

- B类功放输出平均电流:

$$\overline{i_d} = \frac{1}{T} \int_0^{T/2} \frac{2V_{DD}}{R} \cdot \sin \omega_o t \cdot dt = \frac{2V_{DD}}{\pi R}$$

公式中“2”表示两只管子
半波都流过电流

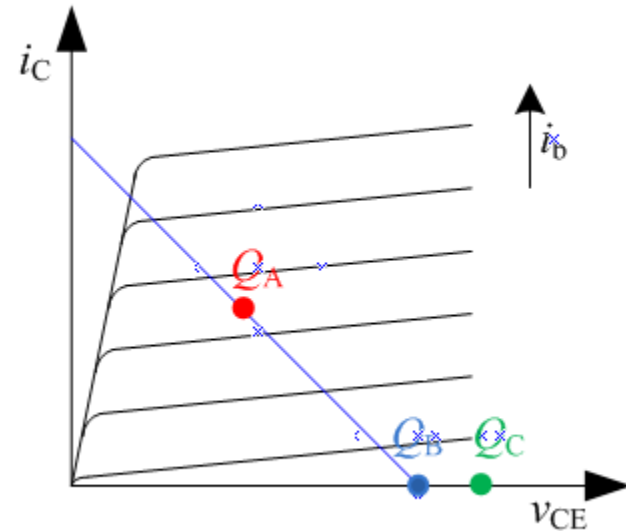
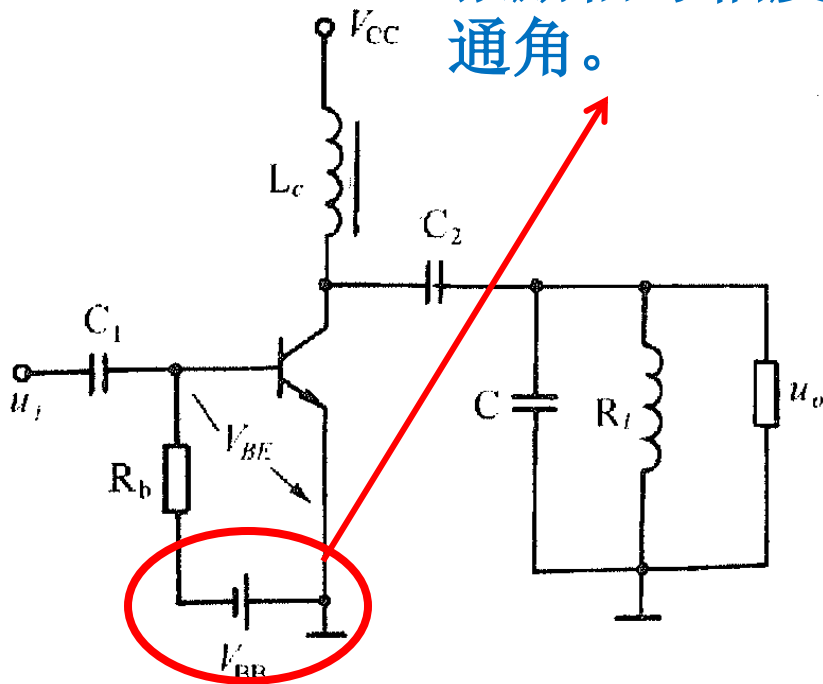
- 电源功率: $P_{DC} = \overline{i_d} \cdot V_{DC} = \frac{2V_{DD}^2}{\pi \cdot R}$
- 效率: $\eta = \frac{P_{o\max}}{P_{DC}} = \frac{\pi}{4} \approx 78.5\%$

C类RFPA

- C类功放称为谐振功率放大器。
- C类功放的负载一般是阻抗性的，匹配网络是谐振电路。
- 输出信号中，除含有有用输入信号成分外，还含有输入信号的各次谐波、交叉调制成分，寄生干扰成分。
- C类功放放大器一般只适于放大单频信号或等幅已调信号。

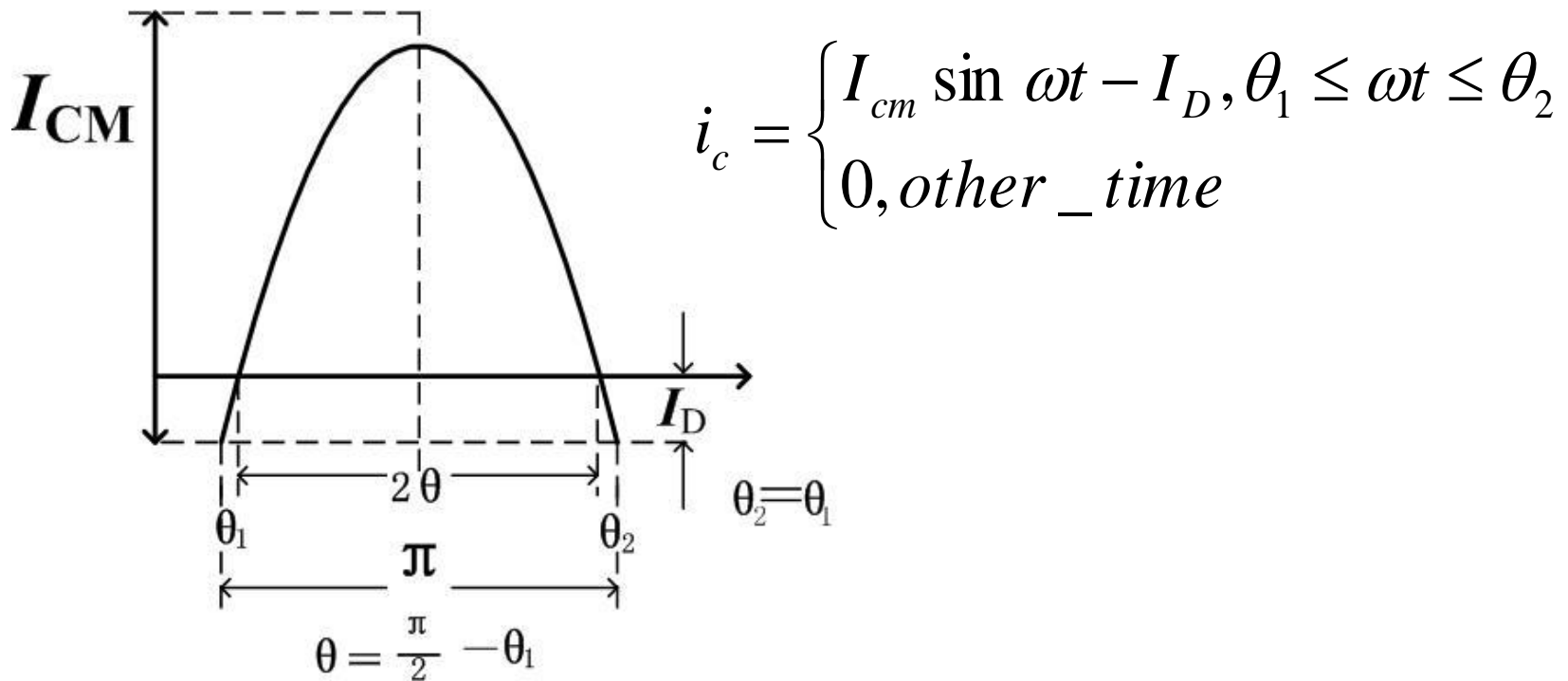
C类RFPA

•基极反偏置电压 V_{BB} 将功率管偏置在C类，和输入激励信号幅度共同决定导通角。



C类 RFPA

- C类RFPA工作特点: $\theta < \pi/2$



C类 RFPA

$$i_C \text{ 中的直流分量 } I_{co} = \frac{I_{cm}}{\pi} (\sin \theta - \theta \cos \theta)$$

$$i_C \text{ 中的基波分量 } I_{1m} = \frac{I_{cm}}{2\pi} (2\theta - \sin 2\theta)$$

$$\text{电源供电功率 } P_D = \frac{V_{cc} I_{cm}}{\pi} (\sin \theta - \theta \cos \theta)$$

$$\text{功放输出功率 } P_o = \frac{V_{cm} I_{cm}}{4\pi} (2\theta - \sin 2\theta)$$

当 i_C 最大时，

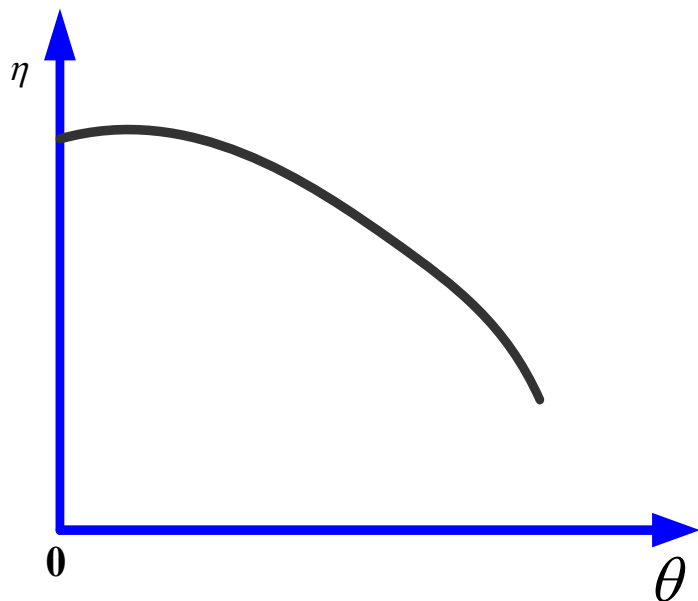
$$V_{cm} = I_{1m} R_L V_{cc},$$

且 P_o 最大。此时

输出效率

$$\eta = \frac{P_o}{P_D} = \frac{1}{4} \cdot \frac{2\theta - \sin 2\theta}{\sin \theta - \theta \cos \theta}$$

C类 RFPA



$$\theta \uparrow \rightarrow \eta \downarrow$$

$$\theta \downarrow \rightarrow \eta \uparrow \text{ (C类效率高)}$$

$$\theta = 0, \eta = 100\%$$

(实际已不能工作)

效率与导通角的关系曲线

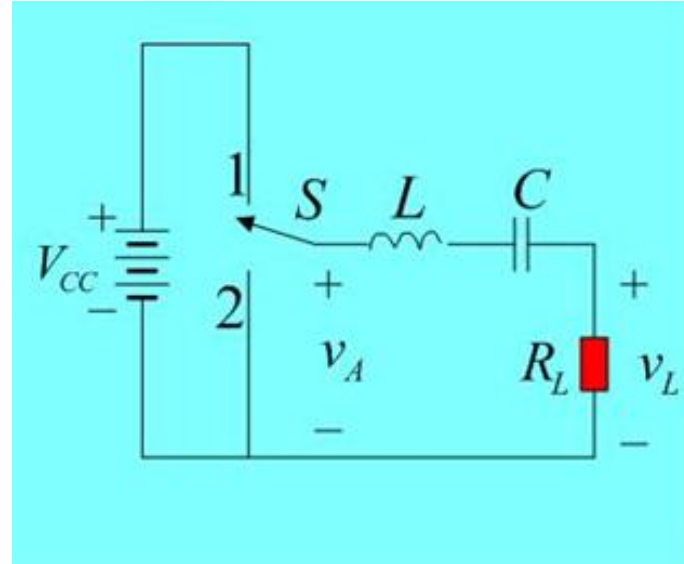
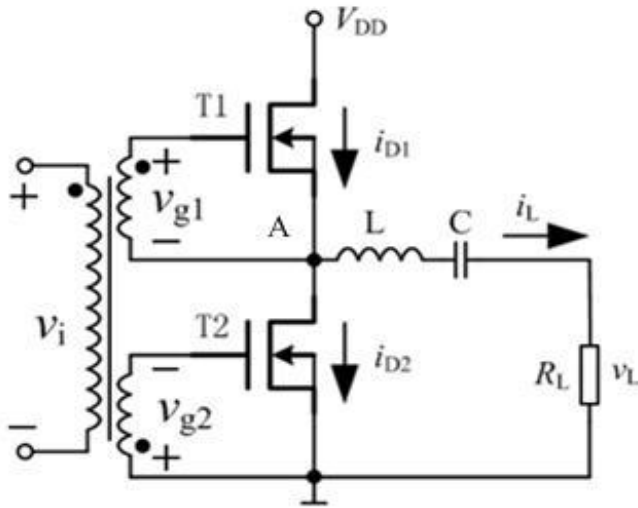
A、B和C类功放小结

- 除了C类，都为线性功放，功率管处放大工作状态。
- 适用于调幅模拟信号放大。
- 导通角：
 - ◆ A: $\theta=\pi$
 - ◆ B: $\theta=\pi/2$
 - ◆ C: $\theta<\pi/2$

D类RFPA

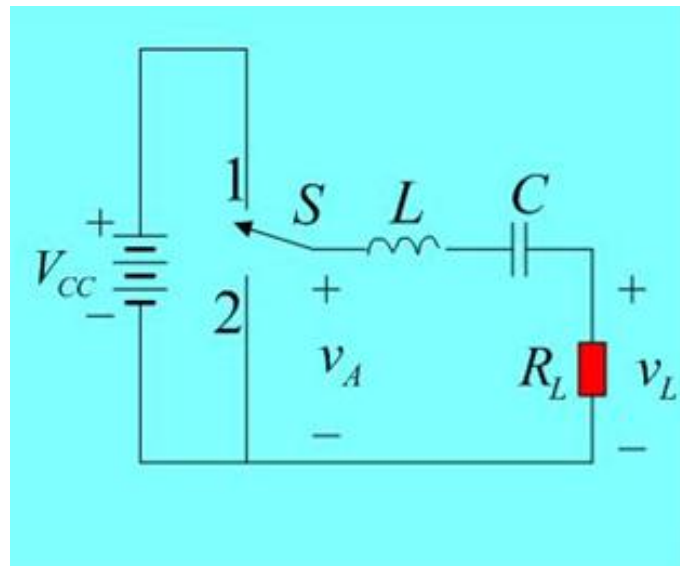
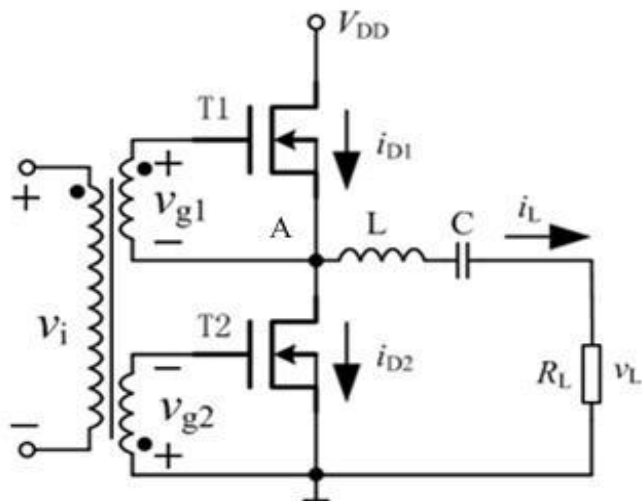
- A类、B类和C类放大器是采取减小电流流通角的方法提高放大器的效率，以使 $P_T=0$ 。
- 功率管工作在开关状态即D类，类似于A类功放工作在方波信号时，达到高效。
- D类和E类放大器电流导通角固定为 90° ，采用尽量降低放大器件耗散功率的方法来提高功率放大器的效率。

D类RFPA



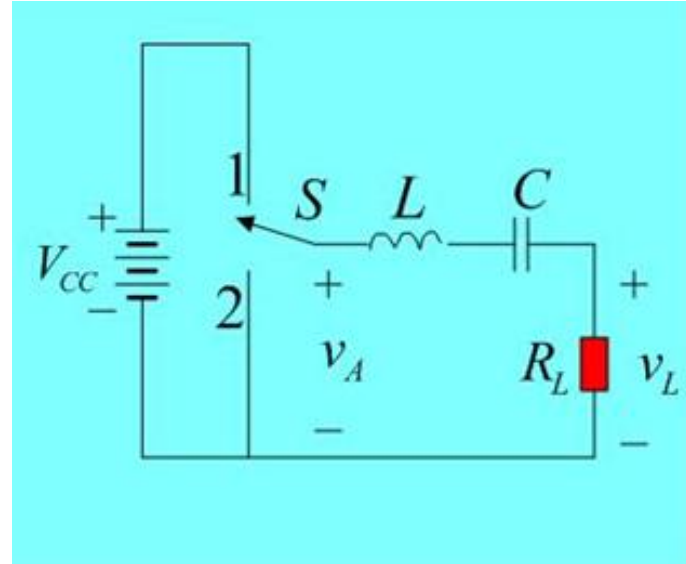
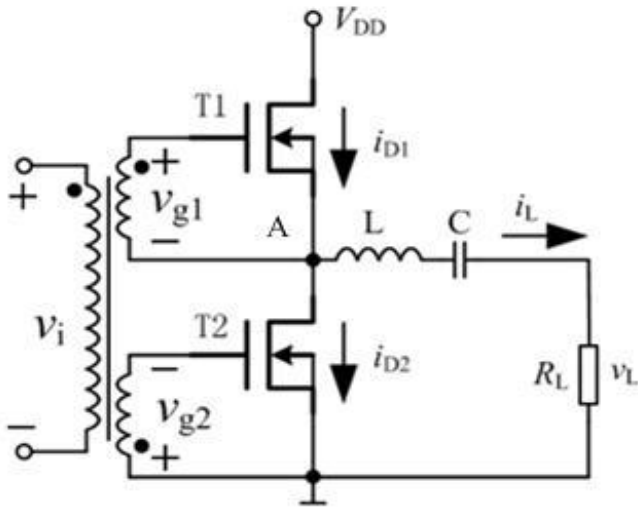
- T_1 、 T_2 均为NEMOSFET，交替导通，处于开关工作下。
- NEMOSFET的导通电阻很小。

D类RFPA



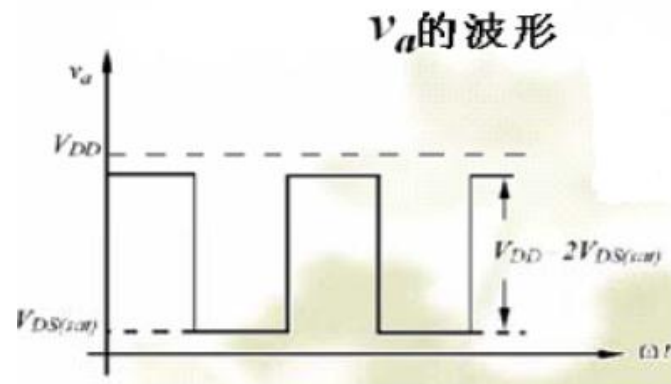
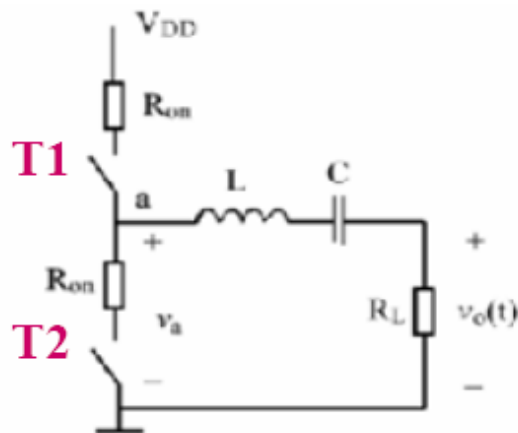
- 输入变压器起倒相激励作用。
- 输出端与负载 R_L 间接入一个高 Q 值 LC 串联谐振回路。
- 在方波信号激励下，A点输出也为方波。

D类RFPA



- 激励信号 V_i 是一个重复频率为 f_0 的方波，或是幅度足够大的正弦波。该激励信号通过变压器 T_{r1} ，在两次级线圈产生极性相反的推动电压 V_{b1} 和 V_{b2} ，它们分别使晶体管 T_1 和 T_2 依次处于饱和或截止状态。

D类RFPA



- 在激励信号的**正半周**， T_1 饱和， T_2 截止，相当于等效电路的开关置于位置1，于是电源电压 V_{CC} 通过开关向 RLC 组成的串联回路充电，并使A点的电压提高到 $V_A = V_{DD} - V_{DSS}$ 。
- 在激励信号的**负半周**，将为 T_2 饱和， T_1 截止，相当于开关置于2，储存在 LC 的能量通过 T_2 放电，并使A点的电压下降为： $V_A = V_{DSS} \approx 0$ 。

D类RFPA

- 由于 V_a 为方波，则傅里叶级数展开项中基频分量振幅 $U_{1m}=2V_{DD}/\pi$ 。
- 负载 R_L 上的输出电压 $v_o(t) = 2R_L V_{DD} \cos \omega t / (\pi(R_L + R_{on}))$ 。
- 流过每个管子的电流为

$$I_D = \frac{1}{2\pi \cdot R_L} \int_{-\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}} v_o(t) d(\omega t) = \frac{2V_{DD}}{\pi^2(R_L + R_{on})}$$

- 输出功率 P_o （基波分量）和电源供给功率为 P_D （直流分量）分别为

$$P_o = \frac{1}{2} \cdot \frac{U_{om}^2}{R_L} = \frac{2R_L V_{DD}^2}{\pi^2(R_L + R_{on})^2} \quad P_D = V_{DD} I_D = \frac{2V_{DD}^2}{\pi^2(R_L + R_{on})}$$

D类RFPA

- 效率和管耗分别为

$$\eta = \frac{P_o}{P_D} = \frac{R_L}{(R_L + R_{on})}$$

•导通电阻 R_{on} 越小，
效率越高，管耗越小。

$$P_T = V_{DD} I_D = \frac{2V_{DD}^2}{\pi^2 (R_L + R_{on})} \cdot \frac{R_{on}}{(R_L + R_{on})} = P_D \cdot \frac{R_{on}}{R_L + R_{on}}$$

- 例4.4.1 已知D类功放电路的电源电压 V_{DD} 为24V，工作频率为20MHz，负载 $R_L=50\Omega$ ，功率管的导通电阻 $R_{on}=2\Omega$ 。（1）若 $L=20\mu\text{H}$ ，空载品质因数 $Q_o=220$ ，试计算电容 C 和串联回路有载品质因数 Q_L 。（2）计算D类功放的输出功率 P_o 、电源供给功率 P_D ，效率 η 和管耗 P_T 。

例题

解：电感 L 的线阻 r 为 $r = \frac{\omega L}{Q_o} = 11.4\Omega$

电容 C 为 $C = \frac{1}{\omega^2 L} = 3.2\text{pF}$

有载品质因数 Q_L 为 $Q_L = \frac{\omega L}{R_L + r} = 48.9$

P_o , P_D , η , P_T 分别为

$$P_o = \frac{2R_L V_{DD}^2}{\pi^2 (R_L + R_{on})^2} = 2.16\text{W} \quad P_D = \frac{2V_{DD}^2}{\pi^2 (R_L + R_{on})} = 2.24\text{W}$$

$$\eta = \frac{P_o}{P_D} = 96.4\% \quad P_T = P_D - P_o = 0.08\text{W}$$

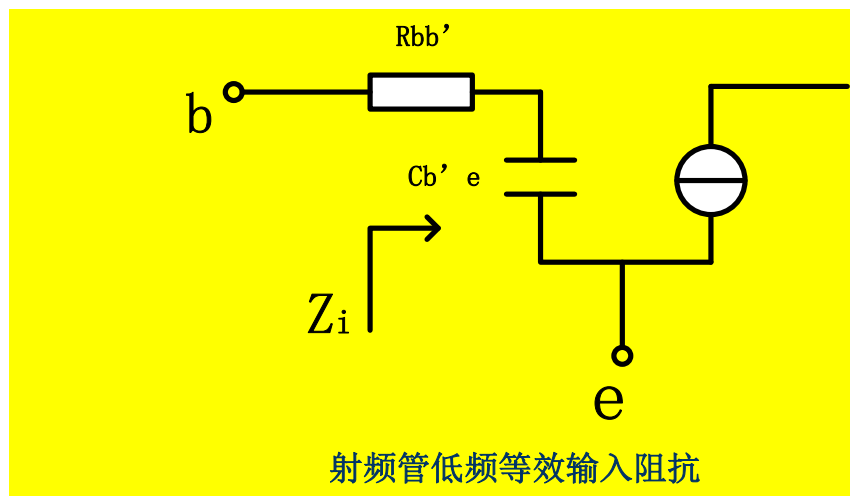
本章内容

- 射频功率放大器概述
- 射频功率放大器
- 射频功率管的阻抗匹配网络P.111
- 射频功率放大器的功率合成技术

射频功放的阻抗匹配

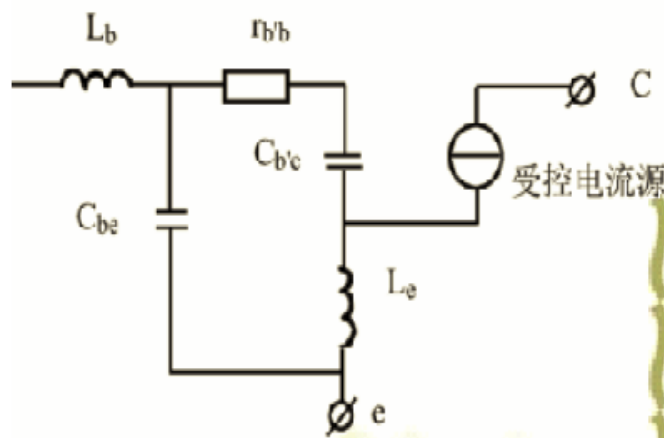
- 阻抗匹配是为了实现功放的级与级间的有效能量传输，即从功率源传递给负载最大的**RF**功率。
- 实践中**RF**功率管，输入输出阻抗都比较小，而且功率与阻抗成反比。因此功放的级间必须进行阻抗变换以实现匹配。
- 阻抗匹配网络通常采用**LC**电抗元件组成的滤波网络，因此也能起到选频滤波作用。

射频功率管的输入阻抗



- 低频段 L_e 、 L_b 、 C_{be} 可忽略不计。
- $Z_i = r_{bb'} + 1/(j\omega C_{b'e})$
- 阻抗呈容性，且较低。对大功率管则 Z_i 很小。

射频功率管的输入阻抗



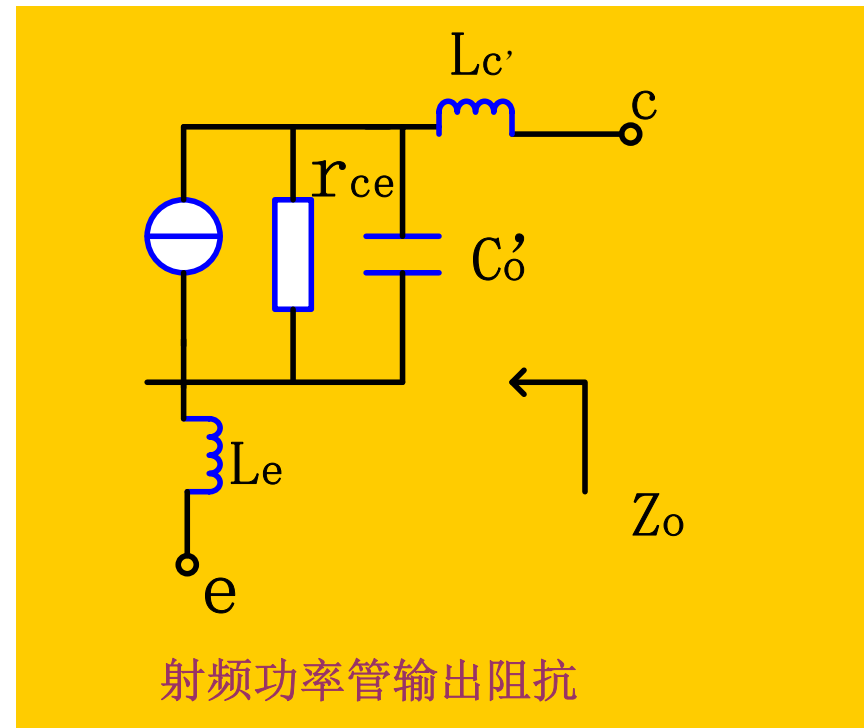
- 高频段应考虑 L_e , L_b , C_{be} , 由于 Z_i 比较复杂, 下面分三种情况分别考虑:
 - ◆ 在高频段的较高端时, Z_i 呈感性;
 - ◆ 在高频段的较低端时, Z_i 呈容性;
 - ◆ 在高频段的某一频率范围内, Z_i 呈纯阻性;
- 由上可见, Z_i 不能用某一关系式表达。

射频功率管的输入阻抗

- 射频功率管的输入阻抗是一个大信号参数；
- 输入阻抗数值都很小；
- 输入阻抗为一复数；
- 输入阻抗随频率的变化而变化；

射频功率管的输出阻抗

- 低频段 L_e 、 L_c 、 r_{ce} 可忽略。
- $Z_o = 1/j\omega C_o$
- 高频段 L_c 、 r_{ce} 可忽略。
- $Z_o = j(\omega L_e - 1/(\omega C_o))$



本章内容

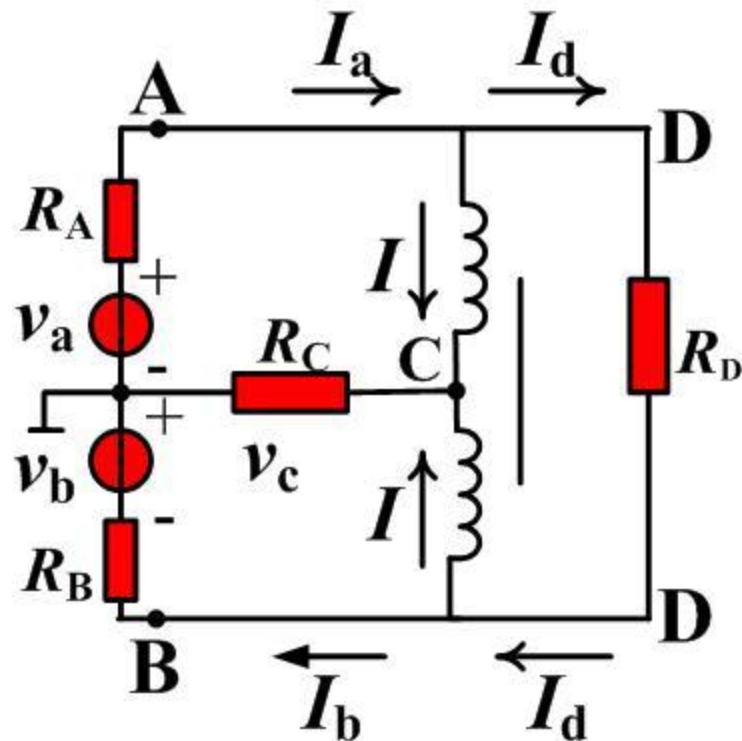
- 射频功率放大器概述
- 射频功率放大器
- 射频功率管的阻抗匹配网络
- 射频功率放大器的功率合成技术P.125

RFPA的功率合成技术

- 功率合成靠上限工作频率达几千MHz的传输线变压器来实现。
- 传输线变压器的结构与性能。
 - ◆ 结构：绕在铁氧体磁环上的射频传输线。
 - ◆ 工作原理：采用传输线原理和变压器原理的结合。
 - ◆ 特点
 - 能量传输靠传输线。
 - 线圈绕在磁芯上，因此有阻抗变换功能。

功率合成

- 功率合成与功率分配常采用4:1传输变压器实现。实践中的功率合成网络还必须在 D 端接一个对称—不对称1: 1传输线变压器。
- 流过变压器电流 I 与 I_a 和 I_b 有如下关系:
- $I = I_a - I_d = I_d - I_b$
- 则 $I_d = (I_a + I_b)/2$, $I = (I_a - I_b)/2$
- 可求出 $I_C = 2I = I_a - I_b$



功率合成

- 若 $I_a=I_b$ ，两功放反相激励， $I_c=0$ ，因而 $V_a=V_b=V_d/2$ 。这样两个功率放大器输出的反相等值功率在 R_D 上迭加， $V_d I_d = V_a I_a + V_b I_b$ ，C端无输出功率。此时每个功率放大器的等效负载为 $R_L = V_a / I_a = V_b / I_b = V_d / 2 I_d = R_D / 2$ 。
- 若 $I_a=-I_b$ ，两功放同相激励， $I_c=2I_a=2I_b$ ， $I_d=0$ 即 $V_d=0$ ，从而使两绕阻上电压为零，则 $V_a=V_b=V_c$ ，两个功率放大器输出的同相等值功率在 R_C 上迭加， $V_c I_c = V_a I_a + V_b I_b$ ，D端无输出功率。此时每个功率放大器的等效负载为 $R_L = V_a / I_a = V_b / I_b = V_c / (I_c / 2) = 2R_C$ 。

功率合成

•当 $I_a \neq I_b$ 时, 有

$$\begin{cases} V_a = \frac{V_d}{2} + 2IR_c \\ V_b = \frac{V_d}{2} - 2IR_c \end{cases}$$

•将 $V_d = I_d R_D$, $I_d = (I_a + I_b)/2$, $I = (I_a - I_b)/2$ 代入整理可得:

$$\begin{cases} V_a = I_a \left(\frac{R_D}{4} + R_C \right) + I_b \left(\frac{R_D}{4} - R_C \right) \\ V_b = I_a \left(\frac{R_D}{4} - R_C \right) + I_b \left(\frac{R_D}{4} + R_C \right) \end{cases} \longrightarrow \begin{cases} I_a = \frac{V_a \left(\frac{R_D}{4} + R_C \right) - V_b \left(\frac{R_D}{4} - R_C \right)}{R_D R_C} \\ V_b = \frac{V_b \left(\frac{R_D}{4} + R_C \right) - V_a \left(\frac{R_D}{4} - R_C \right)}{R_D R_C} \end{cases}$$

•当 $R_C = R_D/4$ 时, A端与B端相互隔离, 每个功放的等效负载为 $R_D/2$ 。

功率合成电路P.128

- 30 – 80 MHz 75 W 反相功率合成电路

