

第3章 高频调谐功率放大器

3.1 本章重点和难点

1. 本章重点

- (1) 调谐功放的用途与特点(与小信号调谐放大器进行比较)。
- (2) 两种近似分析法:折线近似分析法、幕级数近似分析法。
- (3) 调谐功放的工作原理、功率和效率,区别五种功率和两种效率。
- (4) 调谐功放欠压、临界和过压三种工作状态的区别、特点和阻抗变换问题。
 - ① 不同工作状态下电流、电压与 R_c 的关系;
 - ② 不同工作状态下功率、集电极效率 η_c 与 R_c 的关系。
 - (5) 自给偏压环节——基流偏压与射流偏压。
 - (6) 直流馈电电路。
 - (7) 倍频器。

2. 本章难点

- (1) 工作状态分析——特别是过压状态;
- (2) 自给偏压环节。

3.2 内容要点

3.2.1 概述

高频功率放大器是一种能量转换器件,它是将电源供给的直流能量转换为高频交流输出。

高频功率放大器是通信系统中发送装置的重要组件。它的作用是放大信号,使之达到足够功率输出,以满足天线发射或其他负载的要求。它的主要技术指标有:输出功率、效率和谐波抑制度(或信号失真度)等。为了提高放大器的工作效率,它通常多工作在丙类,即晶体管工作延伸到非线性区域。高频功率放大通常以选频电路作为集电极负载,完成阻抗匹配和滤波功能,故又称为调谐功率放大器。

通信中应用的高频调谐功率放大器,按其工作频率、输出功率、用途等的不同要求,可以采用晶体管或电子管作为功率调谐放大器的电子器件。晶体管有耗电少、体积小、重量轻、寿命长等优点,在许多场合应用,本章主要讨论晶体管调谐功率放大器。但是对于千瓦级以上的发射机大多数还是采用电子管调谐功率放大器。

高频功率放大器因工作于大信号的非线性状态,用解析法分析较困难,故工程上普遍采用近似的分析方法——折线法来分析其工作原理和工作状态。

3.2.2 调谐功率放大器的工作原理

1. 基本原理电路

调谐功率放大器的基本原理电路如图 3-1 所示。输入信号经变压器 T_1 感应到晶体管基-射极,这个信号也叫激励信号。 E_c 是直流电源电压; E_b 是基极偏置电源电压。这里 E_b 和小信号调谐放大器的偏置不同,是采用反向偏置,目的是使放大器工作在丙类。 L, C 组成并联谐振回路,作为集电极负载,这个回路也叫槽路。放大后的信号通过变压器 T_2 感应到负载 R_L 上。

在实际工作中,为了节省电源,可以不加偏置,或采用自给偏压环节代替 E_b 。

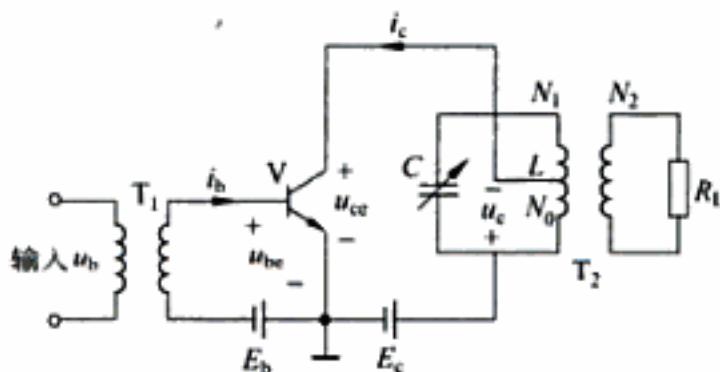


图 3-1 调谐功率放大器原理电路

2. 晶体管特性的折线化

所谓折线近似分析法,是将电子器件的特性理想化,每条特性曲线用一组折线来代替。这样就忽略了特性曲线弯曲部分的影响,简化了电流的计算,虽然计算精度较低,但仍可满足工程的需要。

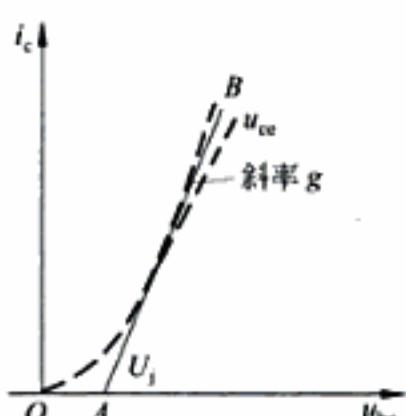


图 3-2 晶体管转移特性
及其折线化

图 3-2 用实线画出了折线后晶体管的转移特性。图中虚线是晶体管静态特性。由图可见,输入特性可用两段直线 OA 和 AB 近似。

折线化后的 AB 线斜率为 g (约几十至几百毫安/伏)。此时,理想静态特性可用下式表示:

$$i_c = \begin{cases} g(u_{be} - U_i), & u_{be} > U_i \\ 0, & u_{be} < U_i \end{cases} \quad (3-1)$$

折线近似分析法可以使计算简化,在一定程度上能反映

出特性曲线的基本特点,对于分析大幅度电压或电流作用下的非线性电路有一定的准确度,常用来分析大信号调幅、检波和调谐功率放大器。

3. 晶体管导通的特点、导通角

由于调谐功率放大器采用的是反向偏置,在静态时,管子处于截止状态。

设输入信号为

$$u_b = U_{bm} \cos \omega t \quad (3-2)$$

则加到晶体管基-射极的电压为

$$u_{be} = U_{bm} \cos \omega t - E_b$$

E_b 为绝对值,当激励信号 u_b 足够大,超过反偏压 E_b 及晶体管起始导通电压 U_i 之和时,管子才导通。这样,管子只有在一周期的一小部分时间内导通。所以集电极电流是周期性的余弦脉冲,波形如图 3-3 所示。管子导通的时间可用角度 θ 衡量, θ 被称为导通角。当 $\theta=180^\circ$ 时,表明管子整个周期全导通,叫做放大器工作在甲类;当 $\theta=90^\circ$ 时,表明管子半个周期导通,叫做放大器工作在乙类;当 $\theta<90^\circ$ 时,表明管子导通不到半个周期,叫做放大器工作在丙类。

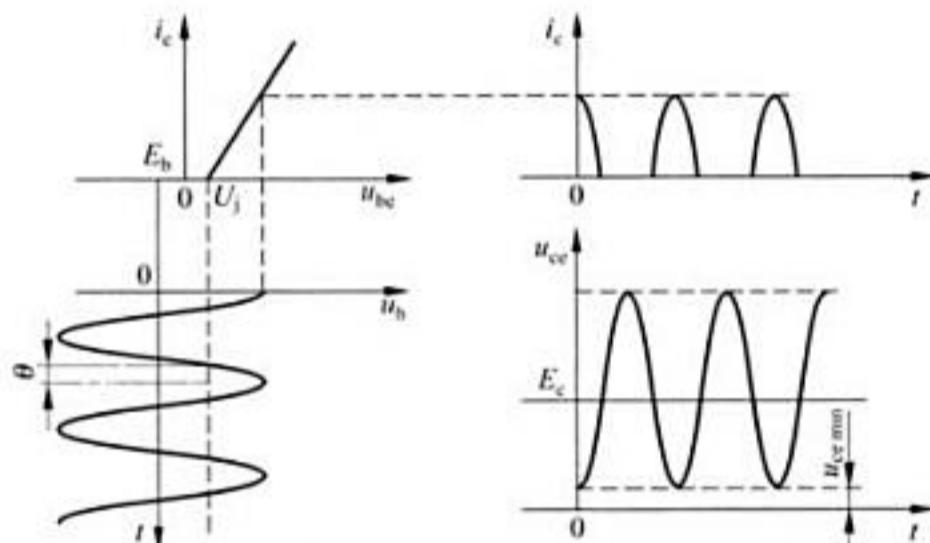


图 3-3 折线法分析非线性电路电流电压波形

将 u_{be} 表达式代入式(3-1)可得 i_c 的表达式:

$$i_c = g(U_{bm} \cos \omega t - U_i - E_b) \quad (3-3)$$

当 $\omega t = \theta$ 时, $i_c = 0$, 即

$$g(U_{bm} \cos \theta - U_i - E_b) = 0$$

解方程得到

$$\cos \theta = \frac{U_i + E_b}{U_{bm}} \quad (3-4)$$

导通角是调谐功率放大器的重要参数,由式(3-4)可以看出,在一定的($U_i + E_b$)下,激励愈强(即 U_{bm} 愈大),则 θ 愈大;而在一定的激励下,($U_i + E_b$)愈大, θ 愈小。在放大器的调整中,通过调整 E_b 就可控制 θ 到所需值。由于晶体管起始导通电压的影响,即使 E_b 等于零,导通角也小于 90° 。

4. 集电极余弦脉冲电流的分析

周期性余弦脉冲电流 i_c 可用傅氏级数展开为

$$i_c = I_{c0} + \sum_{n=1}^{\infty} I_{cn} \cos n\omega t \quad (3-5)$$

直流分量 I_{c0} 为

$$\begin{aligned} I_{c0} &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} i_c d\omega t = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} I_{cmax} \frac{\cos \omega t - \cos \theta}{1 - \cos \theta} d\omega t \\ &= I_{cmax} \frac{\sin \theta - \theta \cos \theta}{\pi(1 - \cos \theta)} = I_{cmax} \alpha_0(\theta) \end{aligned} \quad (3-6)$$

按照类似的方法,可求得各次基波、谐波的幅值。基波分量幅值为

$$I_{c1} = I_{cmax} \frac{\theta - \sin \theta \cos \theta}{\pi(1 - \cos \theta)} = I_{cmax} \alpha_1(\theta) \quad (3-7)$$

对于 n 次谐波的幅值为

$$I_{cn} = I_{cmax} \frac{2(\sin n\theta \cos \theta - n \cos n\theta \sin \theta)}{\pi n(n^2 - 1)(1 - \cos \theta)} = I_{cmax} \alpha_n(\theta) \quad (3-8)$$

$\alpha_0(\theta), \alpha_1(\theta), \alpha_n(\theta)$ 分别称为余弦脉冲的直流、基波、 n 次谐波的分解系数。一般可简写为 $\alpha_0, \alpha_1, \alpha_n$ 。

为了使用方便,将几个常用系数与 θ 的关系绘制在图 3-4 中。根据以上讨论,可得出如下结论:调谐功率放大器的激励信号大,它的转移特性曲线可用折线近似。在余弦信号激励时,只要知道电流的导通角 θ ,就可求得各次谐波的分解系数 α 。若电流的峰值也已知,电流各次谐波分量就完全确定。利用这种方法分析非线性回路,计算十分方便。

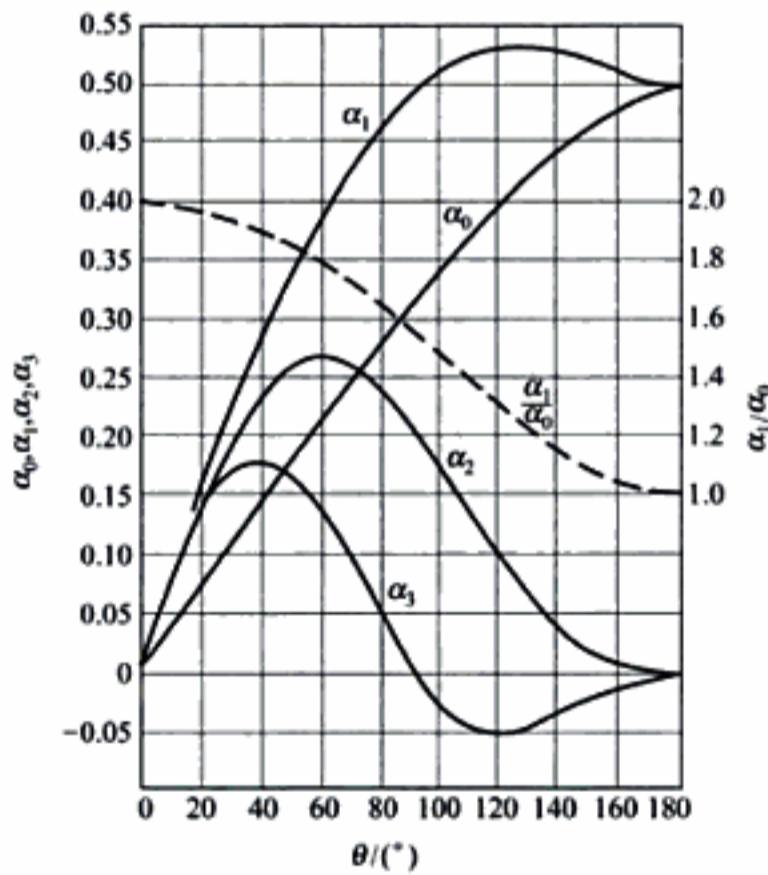


图 3-4 余弦脉冲分解系数曲线

5. 槽路电压

在调谐功率放大器中,槽路是调谐在信号基波频率的,槽路对基波具有最大的阻抗,并且表现为纯电容性,而对于其他谐波,其阻抗要小得多,甚至可以忽略不计(当槽路的品质因数足够高时)。所以可以认为,槽路电压基本上是一个正弦波——即基波。这样,虽然集电极电流是余弦脉冲,但借助于槽路的选频作用,仍可获得基本正弦的电压输出。

集电极电压 u_{ce} 的波形如图 3-3 所示。晶体管集电极电压为

$$u_{ce} = E_c - U_{cm} \cos \omega t \quad (3-9)$$

式中, U_{cm} 是槽路(抽头部分)电压幅值:

$$U_{cm} = I_{clm} R_c \quad (3-10)$$

R_c 是集电极等效负载电阻,也即槽路调谐在基波频率时,并联谐振电阻 R 折算到抽头部分的数值,即

$$R_c = \left(\frac{N_0}{N_1}\right)^2 R = \left(\frac{N_0}{N_1}\right)^2 Q_0 \omega L \quad (3-11)$$

应该注意的是,上述计算中没有考虑晶体管的输出阻抗,这是因为调谐功率放大器的负载一般远小于晶体管输出阻抗,在计算中可以忽略它的影响。

3.2.3 功率和效率

从能量转换方面看,放大器是通过晶体管把直流功率转换成交流功率,通过槽路把脉冲功率转换为正弦功率,然后传输给负载。在能量的转换和传输过程中,不可避免地产生损耗,所以放大器的效率不能达到 100%。功率放大器功率大,电源供给、管子发热等问题也大。为了尽量减小损耗,合理地利用晶体管和电源,必须了解功率放大器的功率和效率问题。

1. 调谐功率放大器五种功率

(1) 电源供给的直流功率 P_S :

$$P_S = E_c I_{cd} \quad (3-12)$$

(2) 通过晶体管转换的交流功率,即晶体管集电极输出的交流功率 P_o :

$$P_o = \frac{1}{2} U_{cm} I_{clm} = \frac{1}{2} I_{clm}^2 R_L = \frac{1}{2} \frac{U_{cm}^2}{R_L} \quad (3-13)$$

(3) 晶体管在能量转换过程中的损耗功率,即晶体管损耗功率 P_C :

$$P_C = P_S - P_o \quad (3-14)$$

(4) 槽路损耗功率 P_T 。

槽路损耗功率 P_T 是槽路空载电阻 R_0 所吸收的功率即

$$P_T = \frac{U_m^2}{2R_0} = \frac{U_m^2}{2Q_0 \omega L} \quad (3-15)$$

式中, U_m 为槽路两端的电压幅值。

(5) 通过槽路送给负载的交流功率,即 R_L 上得到的功率 P_L :

$$P_L = P_o - P_T \quad (3-16)$$

2. 两种效率

(1) 集电极效率 η_c

晶体管转换能量的效率叫集电极效率,以 η_c 表示,其计算式为

$$\eta_c = \frac{P_o}{P_s} = \frac{U_{cm} I_{clm}}{2E_c I_{c0}} = \frac{1}{2} \frac{U_{cm}}{E_c} \frac{\alpha_1 I_{cmax}}{\alpha_0 I_{cmax}} = \frac{1}{2} \frac{\alpha_1}{\alpha_0} \frac{U_{cm}}{E_c} \quad (3-17)$$

式(3-17)说明 η_c 与比值 $\frac{\alpha_1}{\alpha_0}, \frac{U_{cm}}{E_c}$ 成正比。

$\frac{\alpha_1}{\alpha_0}$ 是集电极电流利用系数。 $\frac{\alpha_1}{\alpha_0}$ 也是 θ 的函数,图 3-4 所示曲线表明,θ 愈小, $\frac{\alpha_1}{\alpha_0}$ 愈大。

在极限情况下, $\theta=0, \frac{\alpha_1}{\alpha_0}=2$, 即基波电流为直流电流的两倍。在实际工作中 θ 也不宜太

小,因为 θ 小,虽然 $\frac{\alpha_1}{\alpha_0}$ 大,但 α_1 太小,则 I_{clm} 也小,就会造成输出功率过小。

为了兼顾输出功率和效率两个方面,通常取 $\theta=40^\circ \sim 70^\circ$ 为宜。这时 $\frac{\alpha_1}{\alpha_0}=1.7 \sim 1.9$, 与极限值 2 比较,下降不多。

$\frac{U_{cm}}{E_c}$ 是集电极基波电压幅值与直流电源电压之比,叫集电极电压利用系数。基波电压幅值为

$$U_{cm} = \alpha_1 I_{cmax} R_e \quad (3-18)$$

它与负载、激励大小及导通角有关。不论由于上述什么原因使 U_{cm} 增大时,则 $\frac{U_{cm}}{E_c}$ 也增大,从而使 η_c 提高。

(2) 槽路效率 η_T

槽路将交流功率 P_o 传送给负载的效率叫槽路效率,以 η_T 表示,其计算式为

$$\eta_T = \frac{P_L}{P_o} = \frac{P_o - P_T}{P_o} \quad (3-19)$$

图 3-5 是负载折算到槽路的等效回路, U_m 为回路两端的电压幅值。由图可以看出,负载功率 P_L 是 R'_L 所吸收的功率,槽路损耗功率 P_T 是槽路空载电阻 R_0 所吸收的功率;而集电极给出的基波功率 P_o 相当于总电阻 R 所吸收的功率。这些功率都可用槽路电压和各有关电阻表示。即

$$P_o = \frac{U_m^2}{2R} = \frac{U_m^2}{2Q_L \omega L}$$

$$P_T = \frac{U_m^2}{2R_0} = \frac{U_m^2}{2Q_0 \omega L}$$

将以上两式代入式(3-19)可得

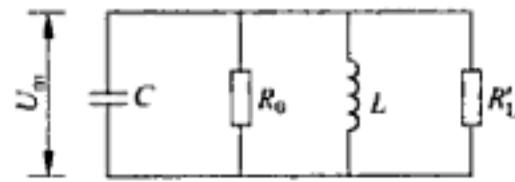


图 3-5 负载折算到槽路的等效回路及其功率关系

$$\eta_T = \frac{P_o - P_T}{P_o} = \frac{\frac{U_m^2}{2Q_L\omega L} - \frac{U_m^2}{2Q_o\omega L}}{\frac{U_m^2}{2Q_L\omega L}} = \frac{Q_o - Q_L}{Q_o} \quad (3-20)$$

式(3-20)表明, η_T 决定于槽路的空载与有载品质因数。 Q_o 愈大, Q_L 愈小, 则 η_T 愈高。实际上, 由于受到槽路元件质量的限制, Q_o 不可能很大, 一般只有几十到几百。 Q_L 也不能太小, 否则槽路滤波效果太差, 输出波形不好, 一般至少要 $Q_L = 5 \sim 10$ 。

综上所述, 为了尽可能利用小功率容量的管子和电源, 输出较大的功率, 应力求 η_c 和 η_T 高, η_c 高要适当选取 θ , 电压利用系数尽可能大; η_T 高, 要求槽路空载品质因数 Q_o 大, 即应选用低损耗的电感和电容元件。

3.2.4 调谐功率放大器的工作状态分析

为了讨论调谐功率放大器不同工作状态对电压、电流、功率和效率的影响, 需要对调谐功率放大器的动态特性进行分析。

1. 调谐功率放大器的动态特性

调谐功率放大器的动态特性是晶体管内部特性和外部特性结合起来的特性(即实际放大器的工作特性)。晶体管内部特性是在无载情况下, 晶体管的转移特性(见图 3-2)。晶体管外部特性是在有载情况下, 晶体管输入、输出电压(u_{be} , u_{ce})同时变化时, $i_e \sim u_{be}$, $i_e \sim u_{ce}$ 特性。

放大区动态特性由下列三个方程求得:

内部特性方程

$$i_e = g(u_{be} - U_i) \quad (3-21)$$

外部特性方程

$$\begin{cases} u_{be} = -E_b + U_{bm} \cos \omega t \\ u_{ce} = E_c - U_{cm} \cos \omega t \end{cases} \quad (3-22)$$

将 u_{be} 代入式(3-21), 得

$$i_e = g(-E_b + U_{bm} \cos \omega t - U_i) \quad (3-23)$$

由于 $u_{ce} = E_c - U_{cm} \cos \omega t$, 则有

$$\cos \omega t = \frac{E_c - u_{ce}}{U_{cm}}$$

代入式(3-23)得

$$i_e = g\left(-E_b - U_i + U_{bm} \frac{E_c - u_{ce}}{U_{cm}}\right) \quad (3-24)$$

在回路参数、偏置、激励、电源电压确定后, $i_e = f(u_{ce})$ 。它表明放大器的动态特性是一条直线, 只需找出两个特殊点, 就可把动态线绘出。例如, 要确定静态工作点 Q 和起始导通点 B 。

对于静态工作点 Q , 其特征是 $u_{ce} = E_c$, 代入式(3-24)得

$$i_e = g(-E_b - U_i) = -g(U_i + E_b)$$

由于调谐功率放大器的 E_b 和 U_i 恒为正, 所以 i_c 为负值。Q 点的坐标值(见图 3-6)为

$$Q[E_c, -g(U_i + E_b)]$$

Q 点位于横坐标的下方, 即对应于静态工作点的电流为负, 这实际上是不可能的, 它说明 Q 点是个假想点, 反映了丙类放大器处于截止状态, 集电极无电流。

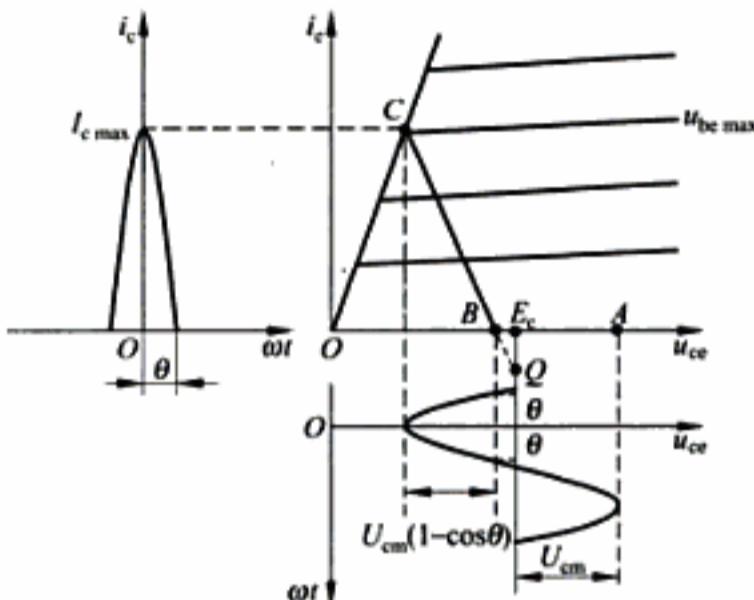


图 3-6 调谐功率放大器的动态特性

对于起始导通点 B, 其特征是 $i_c=0$, 代入式(3-24)得

$$0 = g \left(-E_b - U_i + U_{be} \frac{E_c - u_{ce}}{U_{cm}} \right)$$

解方程得

$$u_{ce} = E_c - U_{cm} \frac{U_i + E_b}{U_{be}} = E_c - U_{cm} \cos\theta$$

此时, $\omega t = \theta, i_c = 0$, 晶体管刚好处于截止到导通的转折点, B 点的坐标为

$$B[E_c - U_{cm} \cos\theta, 0]$$

连接 Q 点和 B 点的直线并向上延长与 $u_{be\max}$ ($u_{be\max} = U_{be} - E_b$) 相交于 C 点, 则直线 BC 段就是晶体管处于放大区的动态线。图中直线 AB 段是晶体管处于截止状态的动态线, 此时, $i_c=0$ 。当放大器工作在临界状态时, C 点刚好在饱和线与动态线的交点; 当放大器工作在过压状态时, C 点沿着饱和线 CO 移动, 此时, i_c 只受 u_{ce} 控制。调谐功率放大器的整个动态特性是由 AB, BC, CO 三段直线构成。

调谐功率放大器的动态电阻可用动态线斜率的倒数求得。由图 3-6 可直接求出, 它是晶体管导通时集电极电压脉冲波形的高度 $U_{cm}(1-\cos\theta)$ 与集电极余弦脉冲电流的高度 $I_{c\max}$ 之比。表示为

$$R'_c = \frac{U_{cm}(1-\cos\theta)}{I_{c\max}} = \frac{I_{clm} R_c (1-\cos\theta)}{I_{c\max}} = \alpha_1(\theta) (1-\cos\theta) R_c \quad (3-25)$$

从式(3-25)可以看出, 调谐功率放大器的动态电阻不仅与导通角 θ 有关, 而且与等效负载电阻 R_c 有关。

2. 调谐放大器的三种工作状态及其判别方法

根据调谐功率放大器在工作时是否进入饱和区，可将放大器分为欠压、临界和过压三种工作状态。

(1) 欠压——若在整个周期内，晶体管工作不进入饱和区，也即在任何时刻都工作在放大状态，称放大器工作在欠压状态；

(2) 临界——若刚刚进入饱和区的边缘，称放大器工作在临界状态；

(3) 过压——若晶体管工作时有部分时间进入饱和区，则称放大器工作在过压状态。工作状态的判别方法如下：

由图3-3可知，管子集电极电压 u_{ce} 在 $E_c \pm U_{cm}$ 之间变化，其最低点为 $u_{cemin} = E_c - U_{cm}$ 。当 u_{ce} 很低时，管子工作就进入饱和区。所以根据 u_{cemin} 的大小，就可判断放大器处于什么工作状态。

当 $u_{cemin} > U_{ces}$ ，放大器工作在欠压状态；

当 $u_{cemin} = U_{ces}$ ，放大器工作在临界状态；

当 $u_{cemin} < U_{ces}$ ，放大器工作在过压状态。

例如：当 $E_c = 12V$, $U_{cm} = 11.5V$, 管子的饱和压降 $U_{ces} = 1V$ 时，判断放大器处于什么工作状态？

由于

$$u_{cemin} = E_c - U_{cm} = 12 - 11.5 = 0.5V < U_{ces}$$

所以放大器工作在过压状态。

3. R_c , E_c , E_b 和 U_{bm} 变化对放大器工作状态的影响

因为

$$u_{cemin} = E_c - U_{cm} = E_c - \alpha_1 I_{emax} R_c$$

所以放大器的这三种工作状态取决于电源电压 E_c 、偏置电压 E_b 、激励电压幅值 U_{bm} 以及集电极等效负载电阻 R_c 。

(1) 调谐功放的负载特性(集电极等效负载电阻 R_c 变化)

当调谐功率放大器的电源电压 E_c 、偏置电压 E_b 和激励电压幅值 U_{bm} 一定，改变集电极等效负载电阻 R_c 后，放大器的集电极电流、槽路电压 U_{cm} 、输出功率 P_o 、效率 η 随晶体管等效负载电阻 R_c 的变化特性被称做调谐功率放大器的负载特性。

图3-7表示在三种不同负载电阻 R_c 时，作出的三条不同动态特性 QA_1 , QA_2 , $QA_3A'_3$ 。其中 QA_1 对应于欠压状态， QA_2 对应于临界状态， $QA_3A'_3$ 对应于过压状态。 QA_1 相对应的负载电阻 R_c 较小， U_{cm} 也较小，集电极电流波形是余弦脉冲。随着 R_c 增加，动态负载线的斜率逐渐减小， U_{cm} 逐渐增大，放大器工作状态由欠压到临界，此时电流波形仍为余弦脉冲，只是幅值比欠压时略小。当 R_c 继续增大， U_{cm} 进一步增大，放大器即进入过压状态工作。此时动态负载线 QA_3 与饱和线相交，此后电流 i_c 随 U_{cm} 沿饱和线下降到 A'_3 点。电流波形顶端下凹，呈马鞍形。

通过以上分析知道，负载 R_c 变化引起 i_c 电流波形和 I_{eo} , I_{elm} 的变化，从而引起 U_{cm} ，

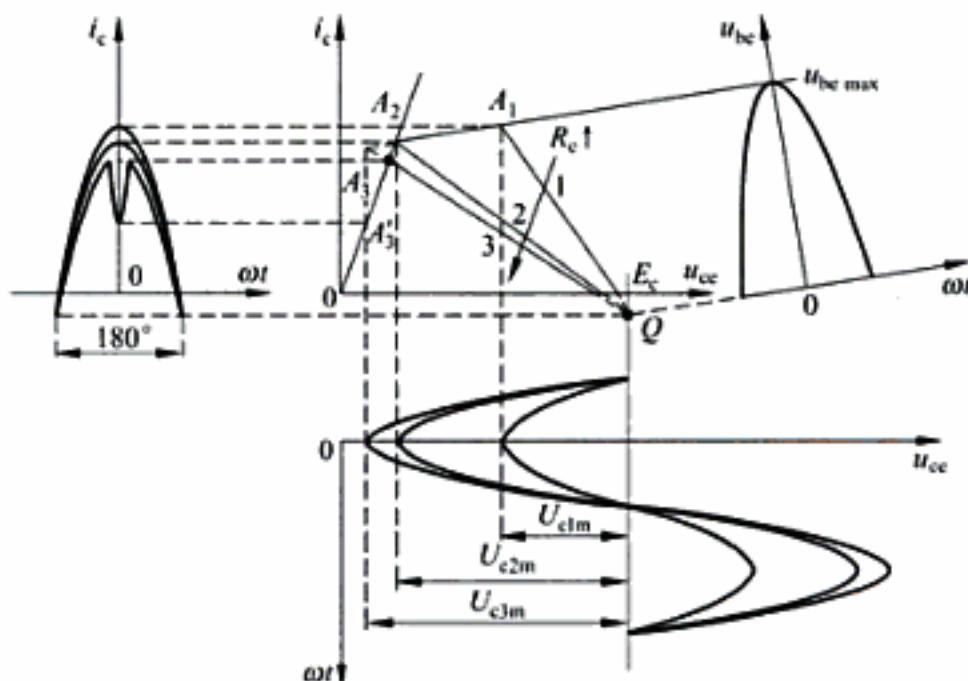


图 3-7 不同负载电阻时的动态特性

P_o , η_e , P_s 的变化。

图 3-8(a), (b) 是放大器的负载特性曲线。

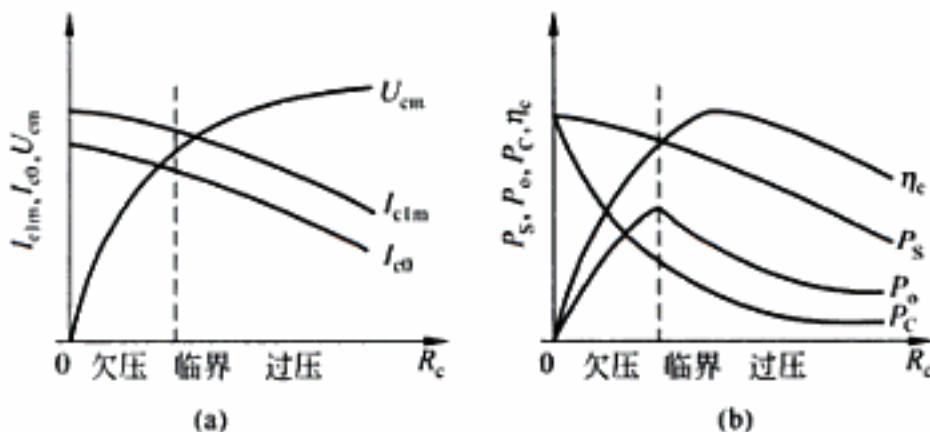


图 3-8 放大器的负载特性

图 3-8(a) 表示不同工作状态下电流、电压与 R_c 的关系; 图 3-8(b) 表示不同工作状态下功率、集电极效率 η_e 与 R_c 的关系。

现对三种工作状态进行比较。

欠压状态时, 电流 I_{clm} 基本不随 R_c 变化, 放大器可视为恒流源。输出功率 P_o 随 R_c 增大而增加, 电源供给功率随 R_c 增大而减小。由 $P_s = E_c I_{eo}$ 可知, 由于电源电压不随 R_c 变化, P_s 和 I_{eo} 的变化规律一样, 随 R_c 增大而减小。耗损功率 P_c 随 R_c 减小而增加。当 $R_c = 0$, 即负载短路时, 集电极耗损功率 P_c 达到最大值, 这时有可能烧毁晶体管。因此在实际调整时, 千万不可将放大器的负载短路。一般在基极调幅电路中采用欠压工作状态。

临界状态时, 放大器输出功率最大, 效率也较高, 这时候的放大器工作在最佳状态。一般发射机的末级功放多采用临界工作状态。

过压状态时, I_{eo} , I_{clm} 随 R_c 增大而减小, 但由于 R_c 增大, 总的结果是 U_{cm} 随 R_c 增大仍有缓慢上升的趋势。输出功率 P_o 随 R_c 增大而减小, 电源供给功率 $P_s = E_c I_{eo}$ 随 R_c 增大

而迅速减小，晶体管的集电极损耗功率 $P_c = P_s - P_o$ ，随负载 R_o 的变化如图 3-8(b) 所示。集电极效率 $\eta_c = \frac{P_o}{P_s}$ ， P_s 和 P_o 均随着 R_o 继续增大而下降，但刚过临界点时， P_o 的下降没有 P_s 下降快，所以 η_c 继续有所增加，随着 R_o 继续增大， P_o 的下降比 P_s 快，所以 η_c 也相应地有所下降。因此，在靠近临界点的弱过压区 η_c 的值最大。

在实际调整中，调谐功放可能会经历上述三种状态，利用负载特性就可以正确判断各种状态，以进行正确的调整。

(2) 调谐功放的调制特性

① 集电极调制特性(集电极电源电压 E_c 变化)

集电极调制特性是指当 E_b, U_{be} , R_o 保持恒定，放大器的性能随集电极电源电压 E_c 变化的特性。当 E_c 改变时，放大器工作状态的变化如图 3-9 所示。因为 E_b, U_{be} 不变，

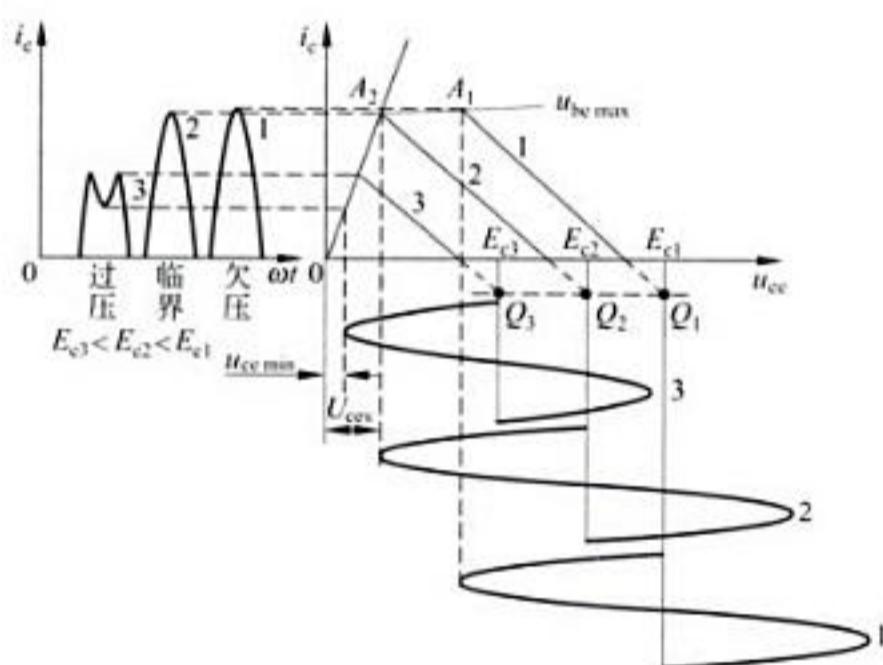


图 3-9 E_c 改变时工作状态的影响

$u_{be} = U_{be} - E_b$ 不变， I_{clm} 不变，又因为 R_o 不变，动态负载特性曲线的斜率也不变，但因为 $u_{cemin} = E_c - U_{res}$ ， E_c 变化， u_{cemin} 也随之变化，使得 u_{cemin} 和 U_{res} 的相对大小发生变化。当 E_c 较大时， u_{cemin} 具有较大数值，且远大于 U_{res} ，放大器工作在欠压状态。随着 E_c 减小， u_{cemin} 也减小，当 u_{cemin} 接近 U_{res} 时，放大器工作在临界状态。 E_c 再减小， u_{cemin} 小于 U_{res} 时，放大器工作在过压状态。在图 3-9 中， $E_c = E_{c2}$ 时，放大器工作在临界状态； $E_c > E_{c2}$ 时，放大器工作在欠压状态； $E_c < E_{c2}$ 时，放大器工作在过压状态。即当 E_c 由大变小时，放大器的工作状态由欠压进入过压， i_c 波形也由余弦脉冲波形变为中间出现凹陷的脉冲波。由于 E_c 控制 i_c 波形的变化， I_{c0}, I_{clm} 以及 $U_{cm} = I_{clm}R_o$ 也同样随 E_c 变化而变化。图 3-10 绘出了 E_c 对 I_{clm}, U_{cm} 的控制曲线即集电极调制特性。这个特性是晶体管集电极调幅的理论依据。由图可见，只有在过压状态， E_c 对 U_{cm} 才能有较大的控制作用，所以集电极调幅应工作在过压状态。

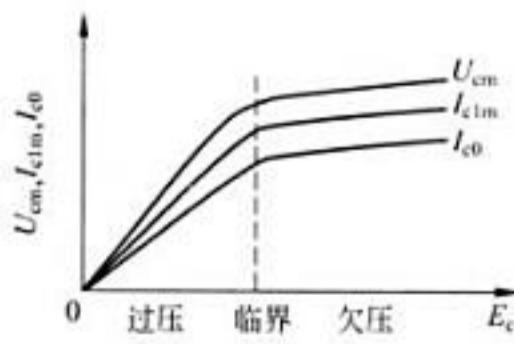


图 3-10 集电极调制特性

② 基极调制特性(基极偏置电压 E_b 变化)

基极调制特性是指当 E_c, U_{bm}, R_c 保持恒定, 放大器的性能随基极偏置电压 E_b 变化的特性。因为 $u_{bemax} = U_{bm} - E_b$, U_{bm} 一定时, 当 E_b 的值改变时, u_{bemax} 随之改变, 从而导致 i_{cm} 和 θ 的变化。在欠压状态下, 由于 u_{bemax} 较小, 所以 i_{cm} 和 θ 也较小, 从而 I_{c0}, I_{clm} 都较小。当 E_b 值的改变使 u_{bemax} 增大时, i_{cm} 和 θ 也增大, 从而 I_{c0}, I_{clm} 也随之增大, 当 u_{bemax} 增大到一定程度, 放大器的工作状态由欠压进入过压, 电流波形出现凹陷。但此时, i_{cm} 和 θ 还会增大, 所以 I_{c0}, I_{clm} 随着 E_b 增大略有增加。又由于 R_c 不变, 所以 U_{cm} 的变化规律与 I_{clm} 一样。图 3-11 给出了 I_{c0}, I_{clm}, U_{cm} 随 E_b 变化的特性曲线。由图可以看出, 在欠压区, 高频振幅 U_{cm} 基本随 E_b 成线性变化, E_b 对 U_{cm} 有较强的控制作用, 这就是基极调幅的工作原理。

(3) 调谐功放的振幅特性(激励振幅 U_{bm} 变化)

调谐功放的振幅特性是指当 E_c, E_b, R_c 保持恒定, 放大器的性能随激励振幅 U_{bm} 变化的特性。因为 $u_{bemax} = U_{bm} - E_b$, E_b 和 U_{bm} 决定了放大器的 u_{bemax} , 因此改变 U_{bm} 的情况和改变 E_b 的情况类似。图 3-12 给出了调谐功放的振幅特性。由图可以看出, 在欠压区, 高频振幅 U_{cm} 基本随 U_{bm} 成线性变化, 所以为使输出振幅 U_{cm} 反映输入信号 U_{bm} 的变化, 放大器必须在 U_{bm} 变化范围内工作在欠压状态。而当调谐功放用作限幅器, 将振幅 U_{bm} 在较大范围内变化的输入信号变换为振幅恒定的输出信号时, 由图 3-12 可以看出, 此时放大器必须在 U_{bm} 变化范围内工作在过压状态。

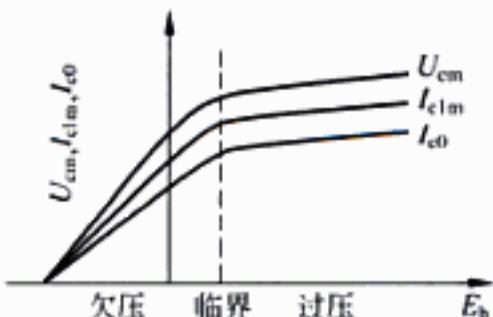


图 3-11 基极调制特性

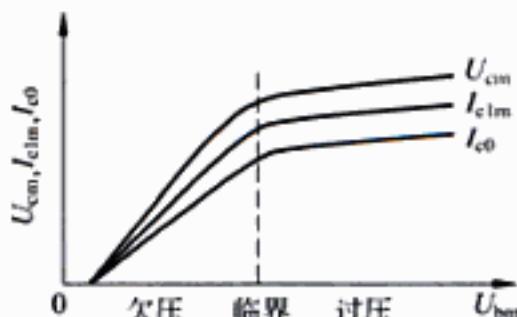


图 3-12 调谐功放的振幅特性

3.2.5 调谐功率放大器的实用电路

调谐功率放大器电路包括直流馈电电路、偏置电路、输出和输入匹配电路(或网络)。

1. 直流馈电电路

直流馈电电路分为串馈和并馈两种。所谓串馈是指电源、晶体管和负载是串联连接; 而并馈是把三者并联在一起, 如图 3-13 所示。

虽然串馈和并馈电路形式不同, 但输出电压都是直流电压和交流电压的叠加, 关系式均为 $u_{ce} = E_c - U_{cm} \cos \omega t$ 。串馈和并馈电路各有不同的优缺点, 并馈电路中由于有 C_2 隔断直流, 谐振回路处于直流地电位上, 因而滤波元件可以直接接地, 这样它们在电路板上的安装比串馈电路方便。但高频扼流圈 ZL、隔直电容 C_2 又都处在高频电压下, 对谐振回路又有不利影响。特别是馈电支路与谐振回路并联, 馈电支路的分布电容, 将使放大器

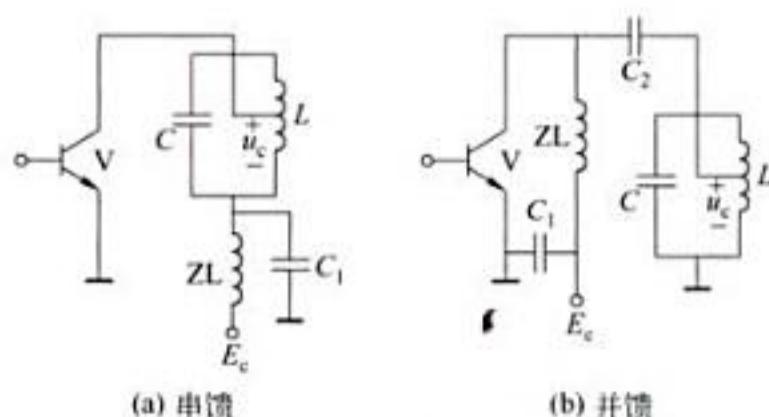


图 3-13 直流馈电电路

c—e 端总电容增大,限制了放大器在更高频段工作。

串馈电路中,由于谐振回路通过旁路电容 C_1 直接接地,所以馈电支路的分布参数不会影响谐振回路的工作频率。串馈电路适于工作在频率较高的情况。但串馈电路的缺点是谐振回路处于直流高电位上,谐振回路元件不能直接接地,调谐时外部参数影响较大,调整不便。

由于调谐功率放大器电流脉冲中含有各次谐波分量,当它们通过具有一定内阻的电源时,就会在电源两端叠加上高频电压,对其他线路造成影响。所以,串、并馈电路中都有高频扼流圈和旁路电容。

2. 自给偏压环节

调谐功率放大器基极电路的电源 E_b ,很少使用独立电源,而一般多利用射极电流或基极电流的直流成分,通过一定的电阻而造成的电压作为放大器的自给偏压。这种方法叫自给偏压法。

(1) 射极电流自给偏压环节

射极电流自给偏压环节如图 3-14 所示。射极电流的直流成分 I_{e0} 通过电阻 R_e 形成的电压 $I_{e0}R_e$,其极性对晶体管是一个反偏压,偏压的大小可通过调节 R_e 来达到。如所需的偏压为 E_b ,则 R_e 由下式确定:

$$R_e = \frac{E_b}{I_{e0}} \quad (3-26)$$

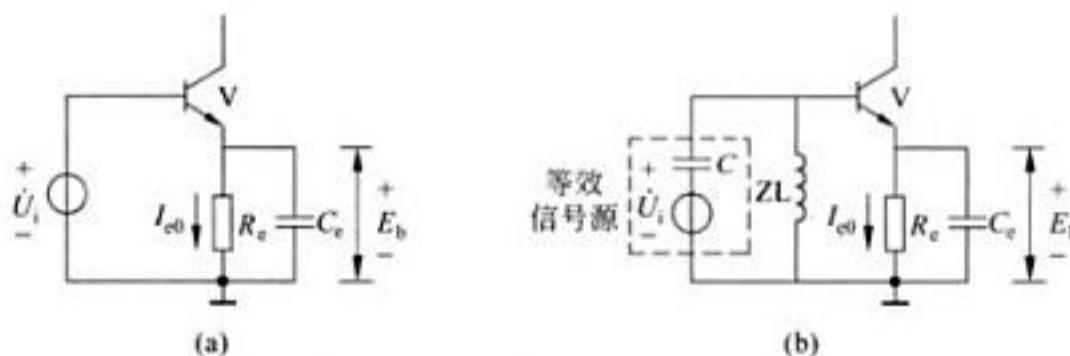


图 3-14 射极电流自给偏压环节

C_e 对交流旁路,为了保证偏压不随交流波动,其放电时间常数应足够大,要求

$$R_s C_s \geq \frac{5}{f} \quad (3-27)$$

式中 f 是放大器的工作频率。

当信号源有直流通路时,射极电流自给偏压环节可用图 3-14(a)所示电路。如果信号源无直流通路,则应加一个高频扼流圈 ZL 如图 3-14(b)所示,ZL 的作用是将射极偏压引向基极,同时也为基极直流提供通路。为了避免将输入信号短路,ZL 的电抗应相当大,其值约等于晶体管输入阻抗的 10~30 倍,但 ZL 的电抗也不宜过大,过大易引起低频寄生振荡。

射流偏压环节对放大器 I_{ao} 的变化起负反馈作用,因此在欠压状态下对管子放大倍数的变化(如管子老化、更换管子或温度变化)适应性较强,温度稳定性好。但要消耗一定的 E_v ,使管子的有效供电电压降低,这在 E_v 较小情况下是不利的。因此当调谐功率放大器设计在欠压状态下工作时,采用射流偏压环节较好。

(2) 基极电流自给偏压环节

基极电流自给偏压环节电路如图 3-15 所示。基极直流成分 I_{bo} 通过电阻 R_b 造成的电压 $I_{bo} R_b$,对基极是个反偏压。调整 R_b 可以改变偏压的大小,故 R_b 应根据所需的偏压来选取,即

$$R_b = \frac{E_b}{I_{bo}} \quad (3-28)$$

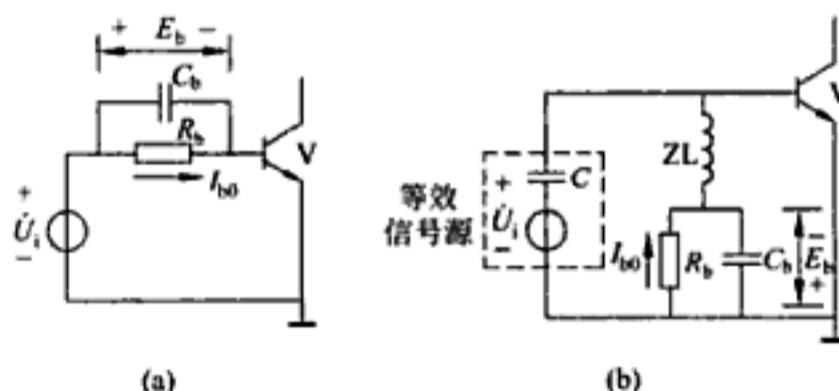


图 3-15 基极电流自给偏压环节

同理,为了减小 E_b 电压随交流电流波动, $C_b R_b$ 的时间常数应满足

$$C_b R_b \geq \frac{5}{f} \quad (3-29)$$

图 3-15(a)中的电路适用于信号源不含有直流成分的情况,否则 R_b 上的压降将加到晶体管基-射极,影响管子正常工作。图 3-15(b)电路可用于图示信号源没有直流通路的情况,其中 ZL 是高频扼流圈,其作用是防止输入信号被 C_b 短路,ZL 的选择与前面相同。

基极偏压环节对 I_{bo} 有调节作用。当放大器由欠压转入过压时,基极电流上升,反偏压增大,相当于有效激励电压变小,从而自动地减轻其过压程度。这就使放大器输入阻抗的变化不致太激烈,对信号源有利。特别是当激励信号由振荡器直接供给时,对改善振荡器的稳定性有利。

因此当调谐功率放大器设计在过压状态下工作时,采用基流偏压环节较好。

3. 输入、输出匹配网络

为了使功率放大器具有最大的输出功率,除了正确设计晶体管的工作状态外,还必须具有良好的输入、输出匹配电路。输入匹配电路的作用是实现信号源输出阻抗与放大器输入阻抗之间的匹配,以期获得最大的激励功率。输出匹配电路的作用是将负载 R_L 转换为放大器所需的最佳负载电阻,以保证放大器输出功率最大。可以完成这两种作用的匹配电路形式有多种,但归纳起来有两种类型,即具有并联谐振回路形式的匹配电路和具有滤波器形式的匹配电路。前者多用于前级、中间级放大器以及某些需要可调电路的输出级;后者多用于大功率、低阻抗宽带输出级;如无线电发射机多用此种电路。

(1) 并联谐振回路匹配电路

图3-16是一个具有单谐振的变压器耦合回路,其中图(a)为回路原理图,图(b)是晶体管输出端的等效回路图。

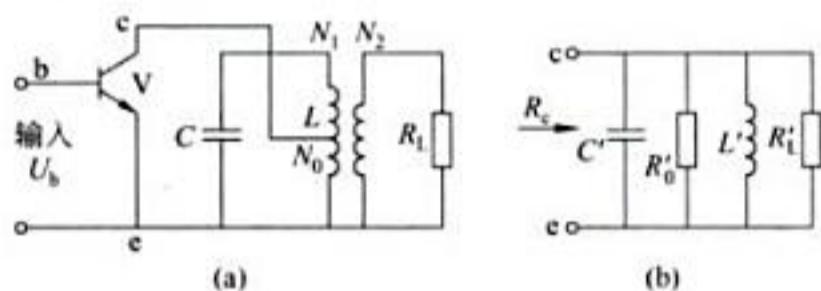


图3-16 单谐振变压器耦合回路

由于调谐功率放大器的晶体管工作在非线性状态,匹配的概念与线性电路不完全相同。由调谐功率放大器的负载特性知道,放大器工作在临界状态输出功率最大,效率也较高。因此,放大器工作在临界状态的等效电阻,就是放大器阻抗匹配所需的最佳负载电阻,以 R_{op} 表示。

最佳负载电阻 R_{op} ,可以用下述方法计算。

① 先估算管子的饱和压降(以 U_{ces} 表示),然后得知临界状态槽路抽头部分的电压幅值为

$$U_{cm} = E_c - U_{ces} \quad (3-30)$$

U_{ces} 可按1V估算,更精确数值可根据管子特性曲线确定。

② 确定最佳负载电阻 R_{op}

$$R_{op} = \frac{U_{cm}^2}{2P_o} = \frac{(E_c - U_{ces})^2}{2P_o} \quad (3-31)$$

在实际电路中,如何达到集电极等效负载 $R_c=R_{op}$ 呢?

由式(3-11)知道,调整 $\frac{N_0}{N_1}$ 便可改变 R_c ,令 $R_c=R_{op}$,可求阻抗匹配时所需的匝比,即

$$R_c = \left(\frac{N_0}{N_1}\right)^2 Q_L \omega L = R_{op}$$

解得

$$\frac{N_0}{N_1} = \sqrt{\frac{R_{op}}{Q_L \omega L}} \quad (3-32)$$

式中 Q_L 应按通频带和选择性要求选取。

由于改变原、副边匝比 $\frac{N_2}{N_1}$, 则改变了槽路谐振电阻 R 以及 R_c 和 Q_L 。为保证所需的 Q_L 值不变, 原、副边匝比应按 Q_L 值来选取:

$$\frac{N_2}{N_1} = \sqrt{\frac{Q_0 - Q_L}{Q_0 Q_L} \cdot \frac{R_L}{\omega L}} = \sqrt{\frac{\eta_T R_L}{Q_L \omega L}} \quad (3-33)$$

式中, $\eta_T = \frac{Q_0 - Q_L}{Q_0}$ 是槽路效率。

应当指出, 以上两式是按理想情况推得。

(2) 滤波器型匹配网络

前述并联谐振回路匹配电路仅是较典型的一种。在甚高频或大功率输出级, 广泛利用 L, C 变换网络来实现调谐和阻抗匹配。这种电路形式很多, 就其结构来看, 可概括为 L 型、II 型、T 型三种类型。典型电路如图 3-17 所示。图中 R_L 是负载电阻, R_s 是信号源输出电阻。当电路用作级间匹配网络时, R_L 是下一级放大器的输入电阻, R_s 是前一级放大器的输出电阻。当电路用在输入级或输出级时, R_s, R_L 的具体含义视工作情况确定。

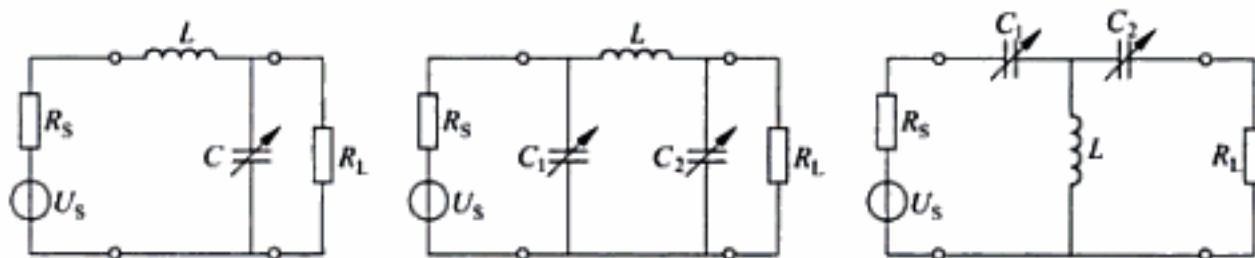


图 3-17 L 型、II 型、T 型网络的基本形式

电路中有三个可调元件 (L, C_1, C_2), 调整它们可改变以下三项内容, 即谐振频率、有载 Q 值、匹配阻抗。滤波器型匹配网络已得到普遍应用, 许多资料都对它有过深入的研究, 并给出了一整套计算公式。

实际中, 采用不同馈电电路和输入输出匹配网络可以构成各种实用的谐振功率放大器。

3.2.6 功率晶体管的高频效应

前面的讨论没有考虑工作频率对放大器性能的影响。实际上, 晶体管工作在高频时, 性能变得非常复杂。

1. 晶体管的高频效应定性介绍

(1) 在低频情况下, 认为共发射极晶体管电流放大倍数 β 是一个常数。当工作频率升高时, β 将随 f 升高而减小。

(2) 晶体管在低频工作时, 总认为 i_b, i_e 是同时发生的, i_e 仅仅在数值上比 i_b 大 β 倍。但实际上, 由于基区载流子渡越时间的影响, i_e 比 i_b, i_e 滞后一个相角, 幅值也比低频小得多。

(3) 当工作频率增加时,由于晶体管集电区集肤效应的影响,使电流趋向半导体材料的表面,减小了半导体材料的有效导电面积,使集电区欧姆体电阻大为增加,从而使饱和压降显著增加。

2. 结论

综合以上讨论得如下结论:

- (1) 由于 u_{be}, i_e, i_c 随频率增高而减小。因此,为了获得同样的输出功率,就需要加大高频激励电压 U_{bm} 、激励功率 P_b 的数值。
- (2) 由于 i_c 脉冲展宽,导致了 I_{clm}/I_{c0} 比值的下降,集电极效率降低。
- (3) 由于饱和压降增大,电压利用系数降低,使输出功率减小,集电极效率降低,管子损耗增大。
- (4) 由于激励电压 U_{bm} 和输出电压 U_{cm} 有相移,设计放大器时必须考虑它的影响。
- (5) 基极电流的直流分量减小,甚至可能出现反向电流。

3.2.7 倍频器

倍频器是一种将输入信号频率成整数倍(2倍,3倍, \cdots , n 倍)增加的电路。它主要用于甚高频无线电发射机或其他电子设备的中间级。

倍频器按工作原理可分为两大类,一种是利用 PN 结电容的非线性变化,得到输入信号的谐波,这种倍频器称为“参变量倍频器”。另一种是“丙类倍频器”。

本节主要介绍用调谐功率放大器(丙类放大器)构成的倍频器,即所谓“丙类倍频器”。

1. 丙类倍频器的工作原理

图 3-18 为丙类倍频器的原理电路,从电路形式看,它与丙类放大器基本相同。不同之处在于丙类倍频器的集电极谐振回路是对输入频率 f_i 的 n 倍频谐振,而对基波和其他谐波失谐。 i_c 中的 n 次谐波通过谐振回路,而基波和其他谐波被滤除,从而在谐振回路两端产生频率为 nf_i 的输出电压。

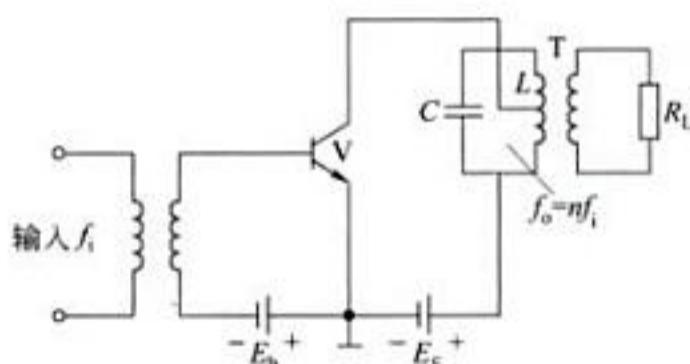


图 3-18 丙类倍频器的原理电路

例如,二倍频器的负载谐振回路的 f_o 为 $2f_i$,所以,回路可以选出二次谐波,输出频率为 $2f_i$ 的电压信号,并滤除基波和其他谐波信号。

2. 丙类倍频器的功率和效率

利用前面分析的结果知道, n 次倍频器输出的功率和效率为

$$P_{\text{out}} = \frac{1}{2} I_{\text{cm}} U_{\text{cm}} = \frac{1}{2} U_{\text{cm}} \alpha_n(\theta) I_{\text{cmmax}} \quad (3-34)$$

$$\eta_{\text{cr}} = \frac{1}{2} \frac{I_{\text{cm}}}{I_{\text{c0}}} \frac{U_{\text{cm}}}{E_{\text{c}}} = \frac{1}{2} \frac{\alpha_n(\theta) U_{\text{cm}}}{\alpha_0(\theta) E_{\text{c}}} \quad (3-35)$$

式中 U_{cm} 是谐振回路两端 n 次谐波电压幅值。

由余弦脉冲分解系数可知,无论导通角 θ 为何值, α_n 均小于 α_1 , 即在其他情况相同的条件下, 丙类倍频器的输出功率和效率将远低于丙类放大器, 且随着次数 n 的增大而迅速降低。为了提高倍频器的输出功率和效率, 要选择适当的导通角 θ 。例如, $n=2$ 的二倍频器, 二次谐波系数最大 ($\alpha_2=0.278$) 时, 由图 3-4 可得, 对应的导通角 θ 为 60° ; $n=3$ 的三倍频器, 三次谐波系数最大 ($\alpha_3=0.185$) 时, 对应的导通角 θ 为 40° , 此时输出的功率和效率也最大。可见最佳导通角 θ 与倍频次数 n 的关系为

$$\theta_n = \frac{120^\circ}{n} \quad (3-36)$$

需要注意的是, 由于高次谐波电流的幅度比基波小, 而在倍频器的输出中, 不仅需要滤去更高次谐波成分, 而且还要滤去占相当比重的基波成分, 而滤去后者要困难得多。因此在同样 Q 值下, 倍频器输出的波形失真比较大。为了进一步提高输出滤波能力, 有时需要加一个专门滤除基波的环节, 例如将一个调谐于基波频率的串联谐振电路并联于输出回路两端。

通过以上讨论知道, 单级丙类倍频器一般只作二倍频器或三倍频器使用, 若要提高倍频次数, 可采用多级倍频器。例如使用串联连接的两级二倍频器就可以实现四次倍频。

3.2.8 集成高频功率放大电路及应用简介

教材中对高频集成功放电路 M57704 作了介绍, 它属窄带谐振功放, 输出功率不很大, 效率也不太高, 但功率增益较大, 需外接元件不多, 使用方便, 可广泛用于一些移动通信系统和便携式仪器中。

3.3 典型例题分析

例 3-1 有一个高频功率管 3DA1 做成的谐振功率放大器, 已知 $E_{\text{c}}=24\text{V}$, $P_{\text{o}}=2\text{W}$, 工作频率 $f_{\text{o}}=10\text{MHz}$, 导通角 $\theta=70^\circ$ 。试验证该管是否满足要求。3DA1 的有关参数为 $f_T \geq 70\text{MHz}$, $I_{\text{CM}}=740\text{mA}$, U_{ces} (集电极饱和压降) $\geq 1.5\text{V}$, $P_{\text{CM}}=1\text{W}$, $BV_{\text{ceo}} \geq 50\text{V}$ 。

分析: 一个高频功率管作谐振功率放大器使用时, 需要满足下列条件:

$$I_{\text{CM}} \geq I_{\text{cmmax}}$$

$$BV_{\text{ceo}} \geq 2E_{\text{c}}$$

$$P_{\text{CM}} \geq P_{\text{o}}$$

$$f_T = (3 \sim 5) f_0$$

解 (1) 求集电极电流各成分

$$R_e = \frac{(E_c - U_{ces})^2}{2P_o} = \frac{(24 - 1.5)^2}{2 \times 2} = 126\Omega$$

$$P_o = \frac{1}{2} I_{clm}^2 R_e, \quad I_{clm} = \sqrt{2P_o/R_e} = 174\text{mA}$$

$$I_{cmax} = \frac{I_{clm}}{\alpha_1(70^\circ)} = \frac{174}{0.43} = 405\text{mA}$$

$$I_{c0} = \alpha_0 I_{cmax} = 0.25 \times 405 = 101\text{mA}$$

$$P_s = E_c I_{c0} = 24 \times 101 = 2.42\text{W}$$

(2) 求 P_c, η_c

$$P_c = P_s - P_o = 2.42 - 2 = 0.42\text{W}$$

$$\eta_c = \frac{P_c}{P_s} = \frac{2}{2.42} = 83\%$$

(3) 验证 3DA1 管是否满足要求

$$\textcircled{1} I_{cmax} = 405\text{mA} < I_{CM} = 750\text{mA};$$

$$\textcircled{2} P_c = 0.42\text{W} < P_{CM} = 1\text{W};$$

$$\textcircled{3} BV_{ceo} \geq 50\text{V}, \text{满足 } BV_{ceo} \geq 2E_c = 48\text{V};$$

$$\textcircled{4} f_T = (3 \sim 5) f_0.$$

现取 $5f_0 = 50\text{MHz}$, $f_T = 70\text{MHz} > 50\text{MHz}$ 。

因此 3DA1 管能满足要求。

例 3-2 已知某谐振功率放大器工作在临界状态, 输出功率 $P_o = 15\text{W}$, 且 $E_c = 24\text{V}$, $\theta = 70^\circ$, $\alpha_0(70^\circ) = 0.253$, $\alpha_1(70^\circ) = 0.436$ 。功放管的参数为: 临界线斜率 $g_{cr} = 1.5\text{A/V}$, $I_{CM} = 5\text{A}$ 。

(1) 求直流功率 P_s 、集电极损耗功率 P_c 、集电极效率 η_c 及最佳负载电阻 R_{op} 各为多少?

(2) 若输入信号振幅增加一倍, 功放的工作状态将如何变化? 此时的输出功率大约为多少?

分析: ① 根据已知输出功率 P_o 及临界线斜率 g_{cr} 求得 U_{cm} ;

② 根据 $U_{cm} \rightarrow I_{cmax} \rightarrow I_{c0} \rightarrow P_s \rightarrow P_c$ 和 η_c ;

③ 根据 U_{cm} 及 $P_o \rightarrow R_{op}$ 。

解 (1) 直流功率 P_s 、集电极损耗功率 P_c 、集电极效率 η_c 及最佳负载电阻 R_{op} 的确定

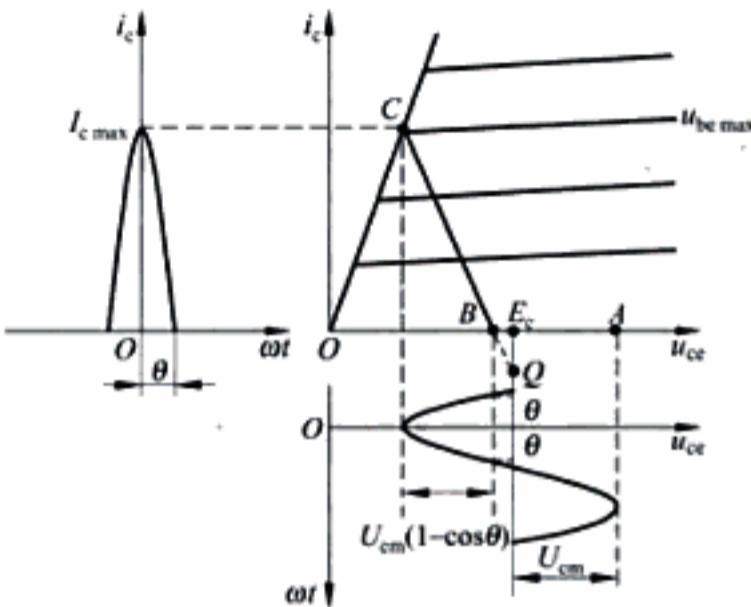
① 根据已知输出功率 P_o 及临界线斜率 g_{cr} 求得 U_{cm}

图例 3-2 所示为调谐功率放大器的动态特性, 由图可知:

$$U_{ces} = \frac{I_{cmax}}{g_{cr}}$$

$$I_{cmax} = g_{cr} U_{ces} = g_{cr} (E_c - U_{cm}) = 0.5 \times (24 - U_{cm})$$

$$I_{clm} = \alpha_1 I_{cmax} = \alpha_1 g_{cr} (E_c - U_{cm}) = 0.436 \times 1.5 \times (24 - U_{cm}) = 0.654 \times (24 - U_{cm})$$



图例 3-2

$$\begin{aligned}
 P_o &= \frac{1}{2} I_{c1m} U_{ce} = \frac{1}{2} \times 0.654 \times (24 - U_{ce}) U_{ce} \\
 &= 0.327 \times (24 - U_{ce}) U_{ce} = 15 \\
 U_{ce}^2 - 24U_{ce} + 45.8 &= 0, U_{ce} = 21.84V
 \end{aligned}$$

② 根据 $U_{ce} \rightarrow I_{cmax} \rightarrow I_{c0} \rightarrow P_s \rightarrow P_c$ 和 η_c

$$\begin{aligned}
 I_{cmax} &= 1.5 \times (24 - U_{ce}) = 1.5 \times 2.16 = 3.24A \\
 I_{c0} &= \alpha_0 I_{cmax} = 0.253 \times 3.24 = 0.81A \\
 P_s &= E_c I_{c0} = 24 \times 0.81 = 19.4W \\
 P_c &= P_s - P_o = 19.4 - 15 = 4.4W \\
 \eta_c &= \frac{P_o}{P_s} = \frac{15}{19.4} = 0.773 = 77.3\%
 \end{aligned}$$

③ 根据 U_{ce} 及 $P_o \rightarrow R_{op}$

$$R_{op} = \frac{U_{ce}^2}{2P_o} = \frac{21.84^2}{2 \times 15} = 15.89\Omega$$

(2) 若输入信号振幅增加一倍, 根据功放的振幅特性, 将工作在过电压状态, 此时电压、电流几乎不变, 故输出功率基本不变。

例 3-3 某调谐功率放大器, 已知 $E_c = 24V$, $P_o = 5W$, 问:

(1) 当 $\eta_c = 60\%$ 时, P_c 及 I_{c0} 值是多少?

(2) 若 P_o 保持不变, 将 η_c 提高到 80%, P_c 减少多少?

$$\text{解 } (1) \eta_c = \frac{P_o}{P_s}, P_s = 8.33W \quad I_{c0} = \frac{P_s}{E_c} = \frac{8.33}{24} = 0.34A$$

$$P_c = P_s - P_o = 8.33 - 5 = 3.33W$$

$$(2) \eta_c = \frac{P_o}{P_{s1}}$$

$$\eta_{c1} = \frac{P_o}{P_{s1}}, 0.6 = \frac{P_o}{P_{s1}}, P_{s1} = 8.33W, P_{c1} = P_{s1} - P_o = 8.33 - 5 = 3.33W$$

$$\eta_c = \frac{P_o}{P_{S2}} = 0.8 = \frac{P_o}{P_{S1}}, P_{S2} = 6.25 \text{W}, P_{c2} = P_{S2} - P_o = 6.25 - 5 = 1.25 \text{W}$$

$$P_c = P_{c1} - P_{c2} = 3.33 - 1.25 = 2.08 \text{W}$$

答 当 $\eta_c = 60\%$ 时, $P_c = 3.33 \text{W}$, $I_{e0} = 0.34 \text{A}$; 若 P_o 保持不变, 将 η_c 提高到 80%, P_c 减少 2.08W。

3.4 思考题与习题解答

3-1 为什么低频功率放大器不能工作在丙类? 而高频功率放大器则可以工作在丙类?

答 低频功率放大器因其信号的频率覆盖系数大, 不能采用谐振回路作负载, 因此一般工作在甲类状态; 采用推挽电路时可以工作在乙类。高频功率放大器因其信号的频率覆盖系数小, 可以采用谐振回路作负载, 故通常工作在丙类。

3-2 当谐振功率放大器的激励信号为正弦波时, 集电极电流通常为余弦脉冲, 而为什么能得到正弦电压输出?

答 采用谐振回路作为集电极负载, 通过谐振回路的选频功能, 可以滤除放大器的集电极电流中的谐波成分, 选出基波分量, 从而基本消除了非线性失真, 能得到正弦电压输出。但是谐振回路的 Q 值要足够大。

3-3 晶体管集电极效率是怎样确定的? 若提高集电极效率应从何处下手?

$$\eta_c = \frac{P_o}{P_S} = \frac{U_{cm} I_{cm}}{2E_c I_{e0}} = \frac{1}{2} \frac{U_{cm} \alpha_1 I_{cmmax}}{E_c \alpha_0 I_{emmax}} = \frac{1}{2} \frac{\alpha_1 U_{cm}}{\alpha_0 E_c}$$

η_c 与 $\frac{\alpha_1}{\alpha_0}$, $\frac{U_{cm}}{E_c}$ 成正比, $\frac{\alpha_1}{\alpha_0}$ 的比值叫集电极电流利用系数。 $\frac{\alpha_1}{\alpha_0}$ 是 θ 的函数, 为了兼顾输出功率和效率两个方面, 通常取 $\theta = 50^\circ \sim 70^\circ$ 为宜。这时 $\frac{\alpha_1}{\alpha_0} = 1.7 \sim 1.9$ 。 $\frac{U_{cm}}{E_c}$ 是集电极基波电压幅值与直流电源电压之比, 叫集电极电压利用系数。当 U_{cm} 增大时, $\frac{U_{cm}}{E_c}$ 也增大, 从而使 η_c 提高。不过 $\frac{U_{cm}}{E_c}$ 也不能任意提高, 因为在管子导通的某一瞬间, 集电极电压 u_{ce} 下降的最小值(见图 3-3)为

$$u_{cemin} = E_c - U_{cm}$$

U_{cm} 增大, 则 u_{cemin} 减小, 当减小到一定程度(约为 1~2V), 晶体管进入饱和区。此后, 虽然 U_{cm} 仍可增大, u_{cemin} 进一步减小, 电压利用系数也有所提高, 但其变化缓慢, 极限为 1。一般管子饱和电压可按 1V 计算, 高频时可适当增大。

3-4 什么叫丙类放大器的最佳负载? 怎样确定最佳负载?

答 放大器工作在临界状态输出功率最大, 效率也较高。因此, 放大器工作在临界状态的等效电阻, 就是放大器阻抗匹配所需的最佳负载电阻, 以 R_{op} 表示:

$$R_{op} = \frac{U_{cm}^2}{2P_o}$$

其中 U_{cm} 为临界状态槽路抽头部分的电压幅值:

$$U_{cm} = E_c - U_{ces}$$

U_{ces} 可按 1V 估算,更精确的数值可根据管子特性曲线确定。

3-5 实际信道输入阻抗是变化的,在设计调谐功率放大器时,应怎样考虑负载值?

答 对于变化的负载,假如设计在负载电阻高的情况下工作在临界状态,那么在低电阻时为欠压状态下工作,就会造成输出功率 P_o 减小而管耗增大,所以选管子时功率 P_{cm} 一定要充分留有余量。反之,假如设计在负载电阻低的情况下工作在临界状态,那么在高电阻时为过压状态下工作。过压时,谐波含量增大,采用基极自给偏压,使过压深度减轻。

3-6 导通角怎样确定? 它与哪些因素有关? 导通角变化对丙类放大器输出功率有何影响?

答 由导通角定义得

$$\cos\theta = \frac{U_i + E_b}{U_{bm}}$$

θ 被称为导通角。在一定的 $U_i + E_b$ 时,激励愈强(即 U_{bm} 愈大),则 θ 愈大;在一定的激励下, $U_i + E_b$ 愈大, θ 愈小。在放大器的调整中,通过调整 E_b 就可控制 θ 到所需值。由于晶体管起始导通电压的影响,即使 E_b 等于零,导通角也小于 90° ,硅管 U_i 较大, θ 较小,约为 $40^\circ \sim 60^\circ$;锗管 U_i 较小, θ 较大约为 $60^\circ \sim 80^\circ$,在高频情况下 θ 要更大些。

$$P_o = \frac{1}{2}U_{cm}I_{clm} = \frac{1}{2}U_{cm}\alpha_1 I_{cmax}$$

其中 α_1 是 θ 的函数。故导通角 θ 变化,会影响丙类放大器输出功率变化。

3-7 根据丙类放大器的工作原理,定性分析电源电压变化对 I_{eo} , I_{clm} , I_{bo} , I_{blm} 的影响。

答 当 E_c 改变时,放大器工作状态的变化如图 3-9 所示。因为 E_b , U_{bm} 不变, $u_{bemax} = U_{bm} - E_b$ 不变,又因为 R_c 不变,动态负载特性曲线的斜率也不变。但因为 $u_{cemin} = E_c - U_{cm}$, E_c 变化, u_{cemin} 也随之变化,使得 u_{cemin} 和 U_{ces} 的相对大小发生变化。当 E_c 较大时, u_{cemin} 具有较大数值,且远大于 U_{ces} ,放大器工作在欠压状态。随着 E_c 减小, u_{cemin} 也减小,当 u_{cemin} 接近 U_{ces} 时,放大器工作在临界状态。 E_c 再减小, u_{cemin} 小于 U_{ces} 时,放大器工作在过压状态。

在图 3-9 中, $E_c = E_{c2}$ 时,放大器工作在临界状态; $E_c > E_{c2}$ 时,放大器工作在欠压状态; $E_c < E_{c2}$ 时,放大器工作在过压状态。即当 E_c 由大变小时,放大器的工作状态由欠压进入过压, i_c 波形也由余弦脉冲波形变为中间出现凹陷的脉冲波。由于 E_c 控制 i_c 波形的变化, I_{eo} , I_{clm} 也同样随 E_c 变化而变化。如图 3-10 所示。

3-8 根据丙类放大器的工作原理,定性分析偏压变化对 I_{eo} , I_{clm} , I_{bo} , I_{blm} 的影响。

答 因为 $u_{bemax} = U_{bm} - E_b$, 当 U_{bm} 一定时, E_b 从负值向正值方向增大时, u_{bemax} 随之增大,从而导致 I_{cmax} 和 θ 的增加。在欠压状态下,由于 u_{bemax} 较小,所以 I_{cmax} 和 θ 也较小,从而 I_{eo} , I_{clm} 都较小。增大 E_b , I_{cmax} 和 θ 也增大,从而 I_{eo} , I_{clm} 也随之增大,当 E_b 增大到一定程度,放大器的工作状态由欠压进入过压,电流波形出现凹陷。但此时, I_{cmax} 和 θ 还会增大,所以 I_{eo} , I_{clm} 随着 E_b 增大略有增加。 I_{bmax} 随 u_{bemax} 的增大而大大增加,使 I_{bo} , I_{blm} 也大

大增加。

3-9 根据丙类放大器的工作原理,定性分析负载变化对 $I_{c0}, I_{clm}, I_{b0}, I_{blm}$ 的影响。

答 在欠压区 R_c 增大, I_{cmax}, θ 略有减小, 相应地在图 3-8(a) 中 I_{c0}, I_{clm} 随 R_c 增大而减小; I_{b0}, I_{blm} 也随 R_c 增大而减小。在临界点后 R_c 再增大, i_c 波形下凹, I_{cmax} 下降较快, 相应地 I_{c0}, I_{clm} 也很快下降, 且 R_c 增大愈多, 下降愈迅速; I_{b0}, I_{blm} 随 R_c 增大而增大。

3-10 谐振功率放大器原工作在临界状态, 若外接负载突然断开, 晶体管 I_{c0}, I_{clm} 如何变化? 输出功率 P_o 将如何变化?

答 参见图 3-8(b), 当负载断开时, $R_c = \infty$, 工作于过压状态, I_{c0}, I_{clm} 减小; 而 $P_o = \frac{1}{2} U_{cm} I_{clm}$, 所以 P_o 减小。

3-11 谐振功率放大器原工作在临界状态, 若等效负载电阻 R_c 突然变化:(a) 增大一倍,(b) 减小一倍。其输出功率 P_o 将如何变化? 并说明理由。

答 谐振功率放大器原工作在临界状态, 若等效负载电阻 R_c 增大一倍, 放大器工作于过压状态, 根据 $P_o = \frac{1}{2} \frac{U_{cm}^2}{R_c}$, U_{cm} 近似不变, 输出功率 P_o 约为原来一半; 若等效负载电阻 R_c 减小一倍, 放大器工作于欠压状态, I_{clm} 近似不变, 根据 $P_o = \frac{1}{2} I_{clm}^2 \cdot R_c$, 输出功率 P_o 约为原来一半。

3-12 在谐振功率放大器中, 若 E_b, U_{bm}, U_{cm} 维持不变, 当 E_c 改变时 I_{clm} 有明显变化, 问放大器原工作于何种状态? 为什么?

答 由图 3-10 可知, 放大器原工作于过压状态。

3-13 在谐振功率放大器中, 若 U_{bm}, E_c, U_{cm} 不变, 而当 E_b 改变时 I_{clm} 有明显变化, 问放大器原工作于何种状态? 为什么?

答 由图 3-11 可知, 放大器原工作于欠压状态。

3-14 某一晶体管谐振功率放大器, 设已知 $E_c = 24V$, $I_{c0} = 250mA$, $P_o = 5W$, 电压利用系数等于 1。求 $I_{clm}, \eta_c, P_c, R_c$ 。

解 (1) 电压利用系数 $\frac{U_{cm}}{E_c} = 1$, 则 $U_{cm} = E_c = 24V$, $P_o = \frac{1}{2} U_{cm} I_{clm}$, $I_{clm} = \frac{2P_o}{U_{cm}} = \frac{10}{24} = 416mA$

$$(2) \eta_c = \frac{1}{2} \frac{I_{clm} U_{cm}}{I_{c0} E_c} = \frac{1}{2} \times \frac{416}{250} \times 1 = 83.2\%$$

$$(3) P_s = E_c I_{c0} = 24 \times 0.25 = 6W, P_c = P_s - P_o = 6 - 5 = 1W$$

$$(4) R_c = \frac{U_{cm}^2}{2P_o} = \frac{576}{10} = 57.6\Omega$$

可知

I_{clm} 为 $416mA$, η_c 为 83.2% , P_c 为 $1W$, R_c 为 57.6Ω 。

3-15 某调谐功率放大器, 已知 $E_c = 24V, P_o = 5W$, 问:

(1) 当 $\eta_c = 60\%$ 时, P_c 及 I_{c0} 值是多少?

(2) 若 P_o 保持不变, 将 η_c 提高到 80%, P_C 减少多少?

解 详见本章典型例题 3-3 分析。

3-16 已知晶体管输出特性曲线中饱和临界线跨导 $g_{cr}=0.8A/V$, 用此晶体管做成的谐振功放电路的 $E_c=24V, \theta=70^\circ, I_{cm}=2.2A, \alpha_0(70^\circ)=0.253, \alpha_1(70^\circ)=0.436$, 并工作在临界状态。试计算 P_o, P_s, η_c 和 R_{cp} 。

解 (1) $P_s = E_c I_{c0} = E_c I_{cm} \alpha_0(70^\circ) = 2.2 \times 0.253 \times 24 = 13.36W$

$$(2) U_{ces} = \frac{I_{cm}}{g_{cr}}$$

$$U_{cm} = E_c - U_{ces} = 24 - \frac{2.2}{0.8} = 21.25V$$

则

$$P_o = \frac{1}{2} U_{cm} I_{clm} = \frac{1}{2} U_{cm} I_{cm} \alpha_1(70^\circ) = \frac{1}{2} \times 21.25 \times 2.2 \times 0.436 = 10.19W$$

$$(3) \eta_c = \frac{P_o}{P_s} = 0.76$$

$$(4) R_{cp} = \frac{(E_c - U_{ces})^2}{2P_o} = \frac{(U_{cm})^2}{2P_o}$$

代入数值得

$$R_{cp} = 22.16\Omega$$

可知

P_o 为 10.19W, P_s 为 13.36W, η_c 为 0.76, R_{cp} 为 22.16Ω。

3-17 若设计一个调谐功率放大器, 已知 $E_c=12V, U_{ces}=1V, Q_0=20, Q_L=4, \alpha_1(60^\circ)=0.39, \alpha_0(60^\circ)=0.21$, 要求负载上所消耗的交流功率 $P_L=200mW$, 工作频率 $f_0=2MHz$, 问如何选择晶体管?

$$\text{解 } \eta_T = \frac{Q_0 - Q_L}{Q_0} = 1 - \frac{4}{20} = 0.8$$

$$U_{cm} = E_c - U_{ces} = 12 - 1 = 11V$$

$$\eta_c = \frac{1}{2} \frac{\alpha_1}{\alpha_0} \frac{U_{cm}}{E_c} = \frac{1}{2} \times \frac{0.39}{0.21} \times \frac{11}{12} = 0.85$$

$$\eta_T = \frac{P_L}{P_o}, P_o = \frac{P_L}{\eta_T} = \frac{0.2}{0.8} = 0.25W$$

$$I_{clm} = \frac{2P_o}{U_{cm}} = \frac{2 \times 0.25}{11} = 0.045A$$

$$I_{cm} = \frac{I_{clm}}{\alpha_1(60^\circ)} = \frac{0.045}{0.39} = 115mA$$

$$P_C = \frac{P_L}{\eta_T} \left(\frac{1}{\eta_c} - 1 \right) = \frac{0.2}{0.8} \times \left(\frac{1}{0.85} - 1 \right) = 0.044W$$

$$I_{CM} > I_{cm} = 115mA$$

$$P_{CM} > P_C = 0.044W$$

$$f_T = (3 \sim 5) f_0$$

现取 $5f_0 = 10\text{MHz}$, 则 $f_T > 10\text{MHz}$

$$BV_{ceo} \geq 2E_c = 24\text{V}$$

根据 $BV_{ceo} \geq 2E_c = 24\text{V}$, $P_{CM} > P_c = 0.044\text{W}$, $I_{CM} > I_{cmax} = 115\text{mA}$ 以及 $f_T > 10\text{MHz}$ 选择晶体管。

3-18 已知两个谐振功率放大器具有相同的回路元件参数, 它们的输出功率分别为 1W 和 0.6W 。若增大两功放的 E_c , 发现前者的输出功率增加不明显, 后者的输出功率增加明显, 试分析其原因。若要明显增大前者的输出功率, 问还需采取什么措施?

答 已知 $P_{o1} = 1\text{W}$, $P_{o2} = 0.6\text{W}$, 分析可知前者的输出功率增加不明显, 是因为谐振功率放大器工作在欠压状态, 在欠压状态, 当 E_c 改变时, U_{cm} , I_{clm} 基本不变, 所以输出功率增加不明显。后者的输出功率增加明显, 是因为谐振功率放大器工作在过压状态, 在过压状态, 当 E_c 增加时, U_{cm} , I_{clm} 都呈线性增加, 所以输出功率增加明显。若要明显增大前者的输出功率, 采取 E_c 减小, 或使 R_c 增加等措施使谐振功率放大器工作在过压状态。

3-19 已知某一谐振功率放大器工作在临界状态, 其外接负载为天线, 等效阻抗近似为电阻。若天线突然短路, 试分析电路工作状态如何变化? 晶体管工作是否安全?

答 当天线突然短路时, R_c 近似为 0, 这时根据放大器外部特性曲线, 可知:

(1) R_c 变小, U_{cm} 也减小, 而 I_{clm} 和 I_{eo} 可达到最高值。即: $R_c = 0$ 时, 基波槽路电压降为 0, 而此时基波的电流幅值达最大值, 放大器进入欠压区工作。

(2) 当 $R_c = 0$ 时, 电源供给功率 P_s 达最大值, 输出功率 P_o 由最大值变化为最小值 0, η_c 也由较大值变为最小值 0, 此时晶体管损耗达最大值, 晶体管很可能被毁坏。

3-20 功率谐振放大器原工作在临界状态, 如果集电极回路稍有失谐, 晶体管 I_{eo} , I_{clm} 如何变化? 集电极损耗功率 P_c 如何变化? 有何危险?

答 (1) 当集电极回路有失谐时, 无论 f 是大于 f_0 还是小于 f_0 , 均会使 $|Z|$ 下降, 即使 R_c 减小。

(2) 如图 3-8(a), R_c 减小, 则 I_{eo} 及 I_{clm} 有所上升, 放大器进入欠压状态工作。

(3) 如图 3-8(b), R_c 变小后, P_c 将有所增加。若失谐量 $\frac{\Delta f}{f_0}$ 过于严重, R_c 将趋于 0, P_c 将趋于最大值, 使晶体管易毁坏。

3-21 利用功放进行振幅调制时, 当调制的音频信号加在基极或集电极时, 应如何选择功放的工作状态?

答 利用功放进行振幅调制时, 当调制的音频信号加在基极时, 由调谐功放的基极调制特性可知, 功放应选择为欠压工作状态; 当调制的音频信号加在集电极时, 由调谐功放的集电极调制特性可知, 功放应选择为过压工作状态。

3-22 已知某谐振功率放大器工作在临界状态, 输出功率 15W , 且 $E_c = 24\text{V}$, $\theta = 70^\circ$, $\alpha_0(70^\circ) = 0.253$, $\alpha_1(70^\circ) = 0.436$ 。功放管的参数为: 临界线斜率 $g_{tr} = 1.5\text{A/V}$, $I_{CM} = 5\text{A}$ 。求:

(1) 直流功率 P_s 、集电极损耗功率 P_c 、集电极效率 η_c 及最佳负载电阻 R_{op} 各为多少?

(2) 若输入信号振幅增加一倍, 功放的工作状态将如何变化? 此时的输出功率大约为多少?

解 详见本章典型例题 3-2 分析。

3-23 谐振功率放大器的电源电压 E_e 、集电极电压 U_{cm} 和负载电阻 R_L 保持不变, 当集电极电流的导通角由 100° 减少为 60° 时, 效率 η_e 提高了多少? 相应的集电极电流脉冲幅值变化了多少?

$$\text{解 } \eta_{e1} = \frac{1}{2} \frac{\alpha_1(100^\circ)}{\alpha_0(100^\circ)} \times \frac{U_{cm}}{E_e} = \frac{1}{2} \times 1.5 \frac{U_{cm}}{E_e}$$

$$\eta_{e2} = \frac{1}{2} \frac{\alpha_1(60^\circ)}{\alpha_0(60^\circ)} \frac{U_{cm}}{E_e} = \frac{1}{2} \times 1.8 \frac{U_{cm}}{E_e}$$

$$\frac{\Delta \eta_e}{\eta_e} = \frac{\eta_{e2} - \eta_{e1}}{\eta_{e1}} = \frac{\frac{1}{2} \times 1.8 \frac{U_{cm}}{E_e} - \frac{1}{2} \times 1.5 \frac{U_{cm}}{E_e}}{\frac{1}{2} \times 1.5 \frac{U_{cm}}{E_e}} = \frac{1.8 - 1.5}{1.5} = 20\%$$

由于集电极电压 U_{cm} 和负载电阻 R_L 保持不变, 因此 $I_{clm} = \frac{U_{cm}}{R_e}$ 不变。

$$I_{clmax} = \frac{I_{clm}}{\alpha_1(100^\circ)} = \frac{I_{clm}}{0.52}, \quad I_{cl2max} = \frac{I_{clm}}{\alpha_1(60^\circ)} = \frac{I_{clm}}{0.39}$$

$$\frac{\Delta I_{clmax}}{I_{clmax}} = \frac{I_{cl2max} - I_{clmax}}{I_{clmax}} = \frac{\frac{I_{clm}}{0.39} - \frac{I_{clm}}{0.52}}{\frac{I_{clm}}{0.52}} = \frac{0.52}{0.39} - 1 = 33\%$$

效率 η_e 提高了 20%, 相应的集电极电流脉冲幅值变化了 33%。

3-24 试画出两级谐振功放的实际线路, 要求:

(1) 两级均采用 NPN 型晶体管, 发射极直接接地。

(2) 第一级基极采用组合式偏置电路, 与前级互感耦合; 第二级基极采用零偏置电路。

(3) 第一级集电极馈电线路采用并联形式, 第二级集电极馈电线路采用串联形式。

(4) 两级间的回路为 T 型网络, 输出回路采用 II 型匹配网络, 负载为天线。

提示: 构成一个实际电路时应满足——交流要有交流通路, 直流要有直流通路, 而且交流不能流过直流电源, 否则电路将不能正常工作。为了实现以上线路的组成原则, 在设计时需要正确使用阻隔元件: 高频扼流圈 ZL 、旁路或耦合电容 C 等。

答 从略。

3-25 什么是倍频器? 倍频器在实际中有什么作用?

答 倍频器是一种将输入信号频率成整数倍(2 倍、3 倍, ..., n 倍)增加的电路, 它主要用于甚高频无线电发射机或其他电子设备。采用倍频器的主要作用是:

(1) 降低设备的主振频率。由于振荡器频率愈高稳定性愈差, 一般采用频率较低而稳定性较高的晶体振荡器, 以后加若干级倍频器达到所需频率。一般基音晶体频率不高于 20MHz , 具有高稳定性的晶体频率通常不超过 5MHz 。所以工作频率高、要求稳定性又严格的通信设备和电子仪器就需要倍频。

(2) 对于调相或调频发射机, 利用倍频器可以加大相移或频移, 即可增加调制度。

(3) 可以提高发射机的工作频率稳定性。因为采用了倍频器, 输入频率与输出频率

不同,从而减弱了寄生耦合。

(4) 扩展频段。

3-26 晶体管倍频器一般工作在什么状态?当倍频次数提高时其最佳导通角是多少?二倍频器和三倍频器的最佳导通角分别为多少?

答 晶体管倍频器一般工作在丙类状态,也称丙类倍频器。最佳导通角 θ 与倍频次数 n 的关系为

$$\theta_* = \frac{120^\circ}{n}$$

二倍频器和三倍频器的最佳导通角分别为 60° 或 40° 。即此时输出的功率和效率也最大。

3-27 为什么倍频器比基波放大器对输出回路滤波电路的要求高?

答 丙类倍频器的原理电路,从电路形式看,它与丙类高频放大器基本相同。不同之处在于丙类倍频器的集电极谐振回路是对输入频率 f_i 的 n 倍频谐振,而对基波和其他谐波失谐,因而 i_c 中的 n 次谐振通过谐振回路获得最大电压,而基波和其他谐波被滤除,也即滤除幅值大的基波成分,所以对输出回路滤波电路的要求高。

3-28 某一基波功率放大器和某一丙类二倍频器,它们采用相同的三极管,均工作于临界状态,有相同的 E_b , E_c , U_{be} , θ ,且 $\theta=70^\circ$,试计算放大器与倍频器的功率之比和效率之比。

解 当工作于临界状态时, $U_{c1m}=U_{c2m}$,那么,

$$\frac{P_{o\text{放}}}{P_{o\text{倍}}} = \frac{\frac{1}{2}U_{c1m}I_{c1m}}{\frac{1}{2}U_{c2m}I_{c2m}} = \frac{I_{c\max}\alpha_1(70^\circ)}{I_{c\max}\alpha_2(70^\circ)} = \frac{0.436}{0.260} = 1.68$$

$$\frac{\eta_{o\text{放}}}{\eta_{o\text{倍}}} = \frac{\frac{1}{2}U_{c1m}I_{c1m}}{\frac{1}{2}U_{c2m}I_{c2m}} = \frac{P_{o\text{放}}}{P_{o\text{倍}}} = 1.68$$

功率、效率之比均为 1.68。

3.5 自测题

1. 填空题

- (1) 高频功率放大器原来工作于临界状态,当谐振阻抗增大时,工作于_____状态,此时 I_o , I_{clm} _____, i_e 波形出现_____。
- (2) 丙类功率放大器输出波形不失真是由于_____。
- (3) 高频功率放大器的调整是指保证放大器工作在_____状态,获得所需要的_____和_____。
- (4) 丙类放大器的最佳导通角是_____。

- (5) 已知功率放大器原工作在临界状态,当改变电源电压时,管子发热严重,说明管子进入了_____。
- (6) 在谐振功率放大器中,匹配网络的阻抗变换作用是_____。
- (7) 功率放大器的分类,当 $2\theta = \underline{\hspace{2cm}}$ 时为甲类,当 $2\theta = \underline{\hspace{2cm}}$ 时为乙类,当 $\theta < \underline{\hspace{2cm}}$ 时为丙类。
- (8) 丙类高频功率放大器,要实现集电极调幅,放大器应工作于_____状态;若要实现基极调幅,放大器应工作于_____状态。
- (9) 输入单频信号时,丙类高频功率放大器原工作于临界状态,当电源电压 E_c 增大时,工作于_____状态, $I_{c0}, I_{clm} \underline{\hspace{2cm}}$, i_e 波形为_____电流。
- (10) 丙类高频功率放大器工作在欠压状态时,输出功率_____,效率_____,集电极管耗_____,输出电压_____。

2. 判断题

- (1) 丙类高频功率放大器原工作于临界状态,当其负载断开时,其电流 I_{c0}, I_{clm} 增加,功率 P_o 增加。
- (2) 丙类高频功率放大器输出功率 6W,当集电极效率为 60% 时,晶体管集电极损耗为 2.4W。
- (3) 丙类高频功率放大器电压利用系数为集电极电压与基极电压之比。
- (4) 高频功率放大器功率增益是指集电极输出功率与基极激励功率之比。
- (5) 输入单频信号时,丙类高频功率放大器原工作于临界状态,当电源电压 E_c 增大时,工作于过压状态, I_{c0}, I_{clm} 减小, i_e 波形为凹陷电流。

3. 问答与计算题

- (1) 为什么丙类功率放大器的输出功率与效率大于丙类倍频器的输出功率与效率?
- (2) 一个谐振功放,原来工作在临界状态,后来发现该功放的输出功率下降,效率反而提高,但电源电压 E_c 、输出电压振幅 U_{cm} 及 $u_{be\max}$ 不变,问这是什么原因造成的,此时功放工作在什么状态?
- (3) 某谐振功率放大器工作在临界状态, $E_c = 18V$, $\theta = 80^\circ$, $\alpha_1(\theta) = 0.472$, $\alpha_0(\theta) = 0.286$, 临界线斜率 $g_\alpha = 0.5A/V$ 。若要求输出功率 $P_o = 2W$, 计算谐振功放的 P_s, P_c, η 以及最佳负载电阻 R_{cp} 。