

内 容 提 要

高频功率放大器是各种无线电发射机的重要组成部分,主要用来对载波信号或高频已调信号进行功率放大。通信中应用的高频功率放大器,按其工作频带的宽窄划分为窄带和宽带两种。窄带高频功率放大通常以谐振电路作为输出回路,故又称为调谐功率放大器;宽带高频功率放大的输出电路则是传输线变压器或其他宽带匹配电路,因此又称为非调谐功率放大器。本章主要讨论调谐功率放大器,而对宽带高频功率放大器作一简要介绍。

高频调谐功率放大器也是以谐振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。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。要熟练分析调谐功率放大器的三种工作状态及其判别方法和阻抗变换问题;要重点掌握外部参数 R_c 、 E_c 、 E_b 和 U_{bm} 变化对放大器工作状态的影响以及相应得到的特性曲线即调谐功放的负载特性、集电极调制特性、基极调制特性和振幅特性;要注意这几个特性的意义和用途,特别是调谐功放的调制特性,为第 5 章振幅调制与解调的学习打好基础。

本章所涉及的内容主要有调谐功放的用途与特点、调谐功率放大器的工作原理、功率和效率的计算、调谐功率放大器的动态特性和工作状态分析、调谐功率放大器的实用电路、功率晶体管的高频效应、倍频器、集成无线发射芯片及电路,以及宽带高频功率放大器等。

3.1 概述

高频小信号调谐放大器的输入信号很小,在微伏到毫伏数量级且晶体管工作于线性区域;它的功率很小,但通过阻抗匹配,可以获得很大的功率增益(30~40dB);此外,小信号调谐放大器一般工作在甲类状态,效率较低。而相比之下,高频调谐功率放大器的输入信号要大得多,为几百毫伏到几伏,晶体管工作延伸到非线性区域——截止和饱和区;它的主要技术指标是输出功率、效率和谐波抑制度(输出中的谐波分量应尽量小)等;此外,高频调谐功率放大器的输出功率大,以满足天线发射或其他负载的要求,效率较高,一般工作在丙类状态(工作频率大于 1GHz 时,常使用 A 类功率放大器)。

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调谐功率放大器的电子器件。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。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。本章主要讨论晶体管调谐功率放大器。

谐振功率放大器与非谐振功率放大器也有很多不同。谐振功率放大器通常用来放大窄带高频信号(信号的通带宽度只有其中心频率的1%或更小),其工作状态通常选为丙类工作状态,为了得到不失真的放大信号,它的负载必须是谐振回路。非谐振功率放大器可分为低频功率放大器和宽带高频功率放大器。低频功率放大器的负载为无调谐负载,工作在甲类或乙类工作状态;宽带高频功率放大器以宽带传输线为负载。

高频功率放大器因工作于非线性区域,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。

复习思考题

1. 调谐功率放大器的主要技术指标是什么?
2. 调谐功率放大器丙类工作的原因是什么?

3.2 调谐功率放大器的工作原理

3.2.1 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 耦合到晶体管基极-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 和 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 耦合到负载 R_L 上。

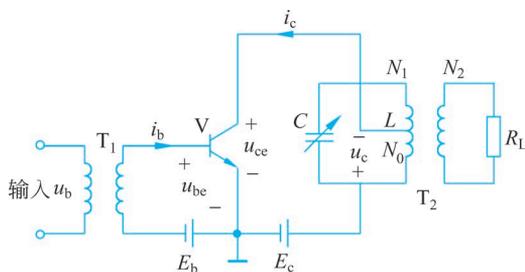


图 3-1 调谐功率放大器的基本原理电路

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

3.2.2 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(a)和图 3-2(b)分别表示晶体管的转移特性(以集电极电压 u_{ce} 为常量的集电极电流和基极电压的关系)和输出特性,其中虚线表示晶体管静态特性,实线为折线化后的特



性曲线。由图可见,转移特性可用两段直线 OA 和 AB 近似。其中, AB 与横轴交点的电压 U_j 是折线化后管子的起始电压,一般硅管为 $0.5\sim 0.7\text{V}$,锗管为 $0.2\sim 0.3\text{V}$ 。输出特性则要用 EO 、 OC 、 CD 三段近似。斜线 OC 穿过每一条静态输出特性曲线的拐点——临界点,称为临界线。当放大器在激励电压 u_{be} 和集电极电压 u_c 为最大值的瞬间工作在临界点时,称为工作在临界状态;若工作在临界线右边时,称为工作在放大状态;若工作在临界线之间任意一点时,称为工作在饱和状态或过压状态。临界线是一条斜率为 g_{cr} 的通过原点的直线。因此有 $i_c = g_{cr} u_{ce}$, g_{cr} 具有电导的量纲,称为临界线方程。

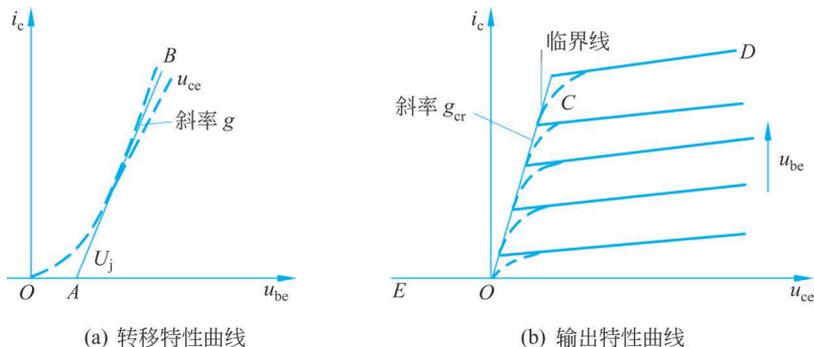


图 3-2 晶体管的转移特性和输出特性

在转移特性的放大区,折线化后的 AB 线斜率为 g (几十至几百毫安每伏)。此时,理想静态特性可表示为

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

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,在于分析大幅度电压或电流作用下的非线性电路时有一定的准确度,常用来进行分析调谐功率放大器、大信号调幅和检波等电路。

3.2.3 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

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

则加到晶体管共基极-共射极电压为

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

其中, E_b 是基极反偏压,这里采用绝对值。

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_j 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。折线法分析非线性电路的电流电压波形如图 3-3 所示。通常把集电极电流导通时间相对应角度的一半称为集电极电流的导通角,用符号 θ 表示。当 $\theta = 180^\circ$ 时,表明管子整个周期全导通,叫作放大器工作在甲类;当 $\theta = 90^\circ$ 时,表明管子半个周期导通,叫作放大器工作在乙类;当 $\theta < 90^\circ$ 时,表明管子导通不到半个周期,叫作放大器工作在丙类。



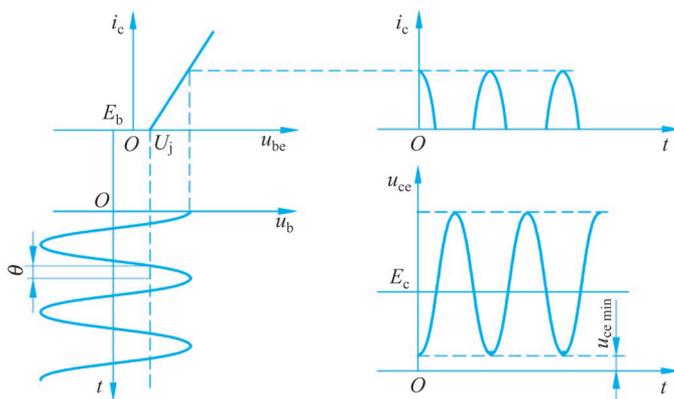


图 3-3 折线法分析非线性电路的电流电压波形

将 u_{be} 表示式代入式(3-1)可得 i_c 的表达式为

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

根据导通角的定义,当 $\omega t = \theta$ 时, $i_c = 0$, 即

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

由此可得导通角 θ 与 E_b 、 U_{bm} 、 U_j 间的关系为

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

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 $(U_j + E_b)$ 下,激励越强(即 U_{bm} 越大),则 θ 越大;而在一定的激励下, $(U_j + E_b)$ 越大, θ 越小。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_j 较大, θ 较小,为 $40^\circ \sim 60^\circ$; 锗管 U_j 较小, θ 较大,为 $60^\circ \sim 80^\circ$,在高频情况下 θ 要更大些。

3.2.4 集电极余弦脉冲电流的分析

由式(3-3)可知, $|\omega t| \geq \theta$ 时, $U_{bm} \cos \omega t - E_b \leq U_j$,管子截止, i_c 为零;当 $|\omega t| < \theta$ 时, $U_{bm} \cos \omega t - E_b > U_j$,管子才导通, i_c 不为零。在一个输入信号周期内,仅在 $-\theta < \omega t < \theta$ 范围内有电流 i_c ,其余时间 i_c 为零。 i_c 波形是被切除了下部的余弦脉冲。

周期性余弦脉冲电流可用傅里叶级数展开。为此,需要求得余弦脉冲电流的幅度 $I_{c\max}$,将式(3-4)代入式(3-3)得到

$$i_c = gU_{bm}(\cos \omega t - \cos \theta)$$

当 $\omega t = 0$ 时,电流 i_c 为最大值,以 $I_{c\max}$ 表示为

$$I_{c\max} = gU_{bm}(1 - \cos \theta) \quad (3-5)$$

这样电流 i_c 又可写成

$$i_c = \frac{I_{c\max}}{1 - \cos \theta}(\cos \omega t - \cos \theta) \quad (3-6)$$

电流 i_c 的傅里叶级数展开式为

$$i_c = I_{c0} + \sum_{n=1}^{\infty} I_{cnm} \cos n\omega t \quad (3-7)$$

其中,直流分量 I_{c0} 为

$$\begin{aligned} I_{c0} &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} i_c d\omega t = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} I_{c\max} \frac{\cos\omega t - \cos\theta}{1 - \cos\theta} d\omega t \\ &= I_{c\max} \frac{\sin\theta - \theta\cos\theta}{\pi(1 - \cos\theta)} \end{aligned} \quad (3-8)$$

基波分量幅值为

$$I_{c1m} = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} i_c \cos\omega t d\omega t = I_{c\max} \frac{\theta - \sin\theta\cos\theta}{\pi(1 - \cos\theta)} \quad (3-9)$$

对于 n 次谐波的幅值为

$$\begin{aligned} I_{cnm} &= \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} i_c \cos n\omega t d\omega t \\ &= I_{c\max} \frac{2(\sin n\theta\cos\theta - n\cos n\theta\sin\theta)}{\pi n(n^2 - 1)(1 - \cos\theta)}, \quad n = 2, 3, \dots \end{aligned} \quad (3-10)$$

上述各式都包含两部分,一部分是最大电流 $I_{c\max}$,另一部分是以 θ 为变量的函数。对应于直流分量、基波分量、 n 次谐波分量的 θ 函数,分别用 α_0 、 α_1 、 α_n 表示,即

$$\alpha_0 = \frac{\sin\theta - \theta\cos\theta}{\pi(1 - \cos\theta)} \quad (3-11)$$

$$\alpha_1 = \frac{\theta - \sin\theta\cos\theta}{\pi(1 - \cos\theta)} \quad (3-12)$$

$$\alpha_n = \frac{2(\sin n\theta\cos\theta - n\cos n\theta\sin\theta)}{\pi n(n^2 - 1)(1 - \cos\theta)} \quad (3-13)$$

其中, α_0 称作直流分量分解系数,直流分量电流 I_{c0} 为

$$I_{c0} = \alpha_0 I_{c\max} \quad (3-14)$$

α_1 称作基波分量分解系数,基波分量电流 I_{c1m} 为

$$I_{c1m} = \alpha_1 I_{c\max} \quad (3-15)$$

α_n 称作 n 次谐波分量分解系数, n 次谐波分量电流 I_{cnm} 为

$$I_{cnm} = \alpha_n I_{c\max} \quad (3-16)$$

几个常用系数 α_0 、 α_1 、 α_2 和 α_3 与 θ 的关系如图 3-4 所示。

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。

例 3-1 已知某晶体管的转移特性,其转移导纳 $g = 10\text{mS}$,已知 $U_j = 0.6\text{V}$, $E_b = 1\text{V}$,激励信号电压幅值 $U_{bm} = 3.2\text{V}$,求电流 i_c 的 I_{c0} 、 I_{c1m} 、 I_{c2m} 分量的值。

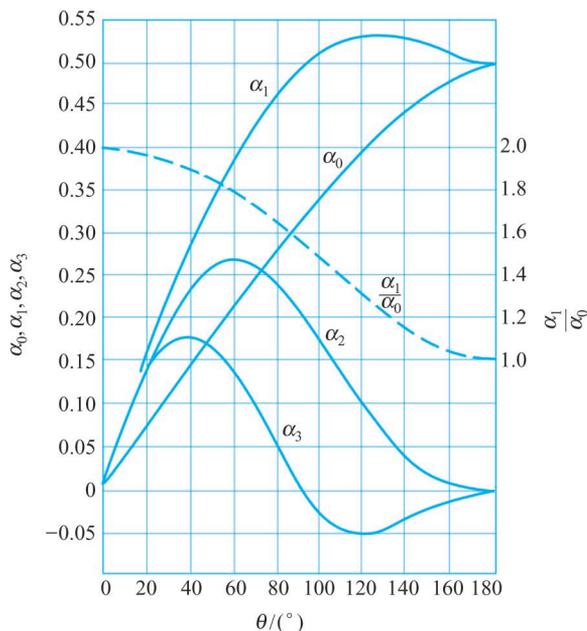
解 先求导通角 θ ,根据式(3-4),有

$$\cos\theta = \frac{U_j + E_b}{U_{bm}} = \frac{1}{2}, \quad \theta = 60^\circ$$

再求 $I_{c\max}$,根据式(3-5)有

$$I_{c\max} = gU_{bm}(1 - \cos\theta) = 10 \times 3.2 \times (1 - \cos 60^\circ)\text{mA} = 16\text{mA}$$

查图 3-4 曲线得: $\alpha_0(60^\circ) = 0.21$, $\alpha_1(60^\circ) = 0.39$, $\alpha_2(60^\circ) = 0.28$,则

图 3-4 余弦脉冲的几个常用系数 α_0 、 α_1 、 α_2 和 α_3 与 θ 的关系曲线

$$I_{c0} = \alpha_0 I_{c\max} = 3.36\text{mA}$$

$$I_{c1m} = \alpha_1 I_{c\max} = 6.28\text{mA}$$

$$I_{c2m} = \alpha_2 I_{c\max} = 4.48\text{mA}$$

基波电流 i_{c1} 为

$$i_{c1} = I_{c1m} \cos\omega t = 6.24 \cos\omega t \text{ mA}$$

3.2.5 槽路电压

在调谐功率放大器中,槽路是调谐信号在基波上的频率的,槽路对基波具有最大的阻抗,并且表现为纯电阻性,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($u_{ce} \sim t$)所示。晶体管集电极电压为

$$u_{ce} = E_c - U_{cm} \cos\omega t \quad (3-17)$$

式(3-17)中的 U_{cm} 是槽路(抽头部分)电压幅值:

$$U_{cm} = I_{c1m} R_c \quad (3-18)$$

其中, 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

$$R_c = \left(\frac{N_0}{N_1}\right)^2 R = \left(\frac{N_0}{N_1}\right)^2 Q_L \omega L \quad (3-19)$$

其中, R 为谐振电阻,即

$$R = R_0 // R'_L \quad \text{且} \quad R = Q_L \omega L$$

因为 $R_0 = Q_0 \omega L$, $R'_L = \left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2 R_L$, 所以

$$Q_L \omega L = Q_0 \omega L // \left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2 R_L \quad (3-20)$$

应该注意的是,上述计算中没有考虑晶体管的输出阻抗,这是因为晶体管输出阻抗一般远大于调谐功率放大器的负载,在计算中可以忽略它的影响。

实用的高频信号通常是“窄带”信号,例如,带宽为 6MHz 的电视信号调制到 450MHz 的频率上。由于窄带信号具有类似于单一频率正弦波的特性,仍可用调谐在输入信号频率的输出谐振回路选择脉冲信号中的基波信号。

复习思考题

1. 什么是导通角,甲类、乙类、甲乙类和丙类工作状态导通角分别取多少?
2. 在调谐功率放大器中,虽然集电极电流是余弦脉冲,为什么集电极仍可获得基本正弦的电压输出?
3. 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?

3.3 功率和效率

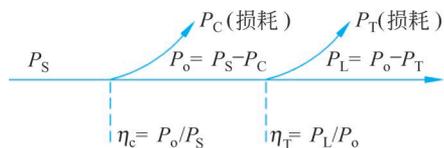
从能量转换方面看,放大器是通过晶体管把直流功率转换成交流功率,通过槽路把脉冲功率转换为正弦功率,然后传输给负载。在能量的转换和传输过程中,不可避免地产生损耗,所以放大器的效率不能达到 100%。功率放大器功率大,电源供给、管子发热等问题就也大。为了尽量减小损耗,合理地利用晶体管和电源,必须分析功率放大器的功率和效率问题:

调谐功率放大器在晶体管输出回路有如下五种功率需要考虑:

- (1) 电源供给的直流功率 P_S ;
- (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 ;
- (3) 通过槽路送给负载的交流功率,即 R_L 上得到的功率 P_L ;
- (4) 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 ;
- (5) 槽路损耗功率 P_T 。

以上五项功率的相互关系如图 3-5 所示。电源供给的功率 P_S ,一部分(P_C)损耗在管子,使管子发热;另一部分(P_o)转换为交流功率,输出给槽路。通过槽路时一部分(P_T)损耗在槽路线圈和电容中,另一部分(P_L)输出给负载 R_L 。

此外,在晶体管输入回路里,还有激励功率 P_b 等。



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

$$\eta_c = \frac{P_o}{P_S} \quad (3-21)$$

图 3-5 调谐功率放大器中功率的相互关系

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

$$\eta_T = \frac{P_L}{P_o} \quad (3-22)$$

需要注意的是这里的槽路效率也就是小信号调谐放大器的谐振回路效率,只是两种习惯叫法不同而已。

下面分析 η_c 、 η_T 与哪些因素有关。

1. 集电极效率 η_c

电源供给功率 P_S 和交流输出功率 P_o 可分别表示为

$$P_S = E_c I_{c0} \quad (3-23)$$

$$P_o = \frac{1}{2} U_{cm} I_{c1m} \quad (3-24)$$

集电极效率 η_c 为

$$\eta_c = \frac{P_o}{P_S} = \frac{U_{cm} I_{c1m}}{2E_c I_{c0}} = \frac{1}{2} \frac{U_{cm}}{E_c} \frac{\alpha_1 I_{cmax}}{\alpha_0 I_{cmax}} = \frac{1}{2} \frac{\alpha_1}{\alpha_0} \frac{U_{cm}}{E_c} \quad (3-25)$$

式(3-25)说明 η_c 与比值 $\frac{\alpha_1}{\alpha_0}$ 和 $\frac{U_{cm}}{E_c}$ 成正比。

$\frac{\alpha_1}{\alpha_0}$ 是余弦脉冲基波分量和直流分量分解系数之比,代表着集电极电流基波幅值与直流电流之比,称为集电极电流利用系数。因为 α_0 和 α_1 都是 θ 的函数,所以 $\frac{\alpha_1}{\alpha_0}$ 也是 θ 的函数,其与 θ 的关系曲线如图 3-4 所示。图示曲线表明, θ 越小, $\frac{\alpha_1}{\alpha_0}$ 越大。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 2 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_{c1m} 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 相比,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,称为集电极电压利用系数。基波电压幅值为

$$U_{cm} = \alpha_1 I_{cmax} R_c \quad (3-26)$$

它与负载、激励大小及导通角有关。无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。

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

$$u_{cemin} = E_c - U_{cm} \quad (3-27)$$

U_{cm} 增大则 $u_{cem\min}$ 减小,当减小到一定程度(为 $1\sim 2V$),晶体管进入饱和区。此后,虽然 U_{cm} 仍可增大, $u_{cem\min}$ 进一步减小,电压利用系数也有所提高,但其变化缓慢, $\frac{U_{cm}}{E_c}$ 极限近似为 1。一般管子饱和电压可按 $1V$ 计算,高频时可适当增大,例如,某放大器电源电压 $E_c=12V$,管子饱和压降为 $1V$, $U_{cm}=12-1=11V$,电压利用系数为 $\frac{U_{cm}}{E_c}=\frac{11}{12}=0.917$ 。

根据以上分析可知,在设计调整较好的调谐放大器中, η_c 为

$$\eta_c = \frac{1}{2} \frac{\alpha_1}{\alpha_0} \frac{U_{cm}}{E_c} = \frac{1}{2} (1.7 \sim 1.9) \times 0.915 = 0.78 \sim 0.87$$

作为对比,甲类放大器 θ 为 180° ,查曲线可知 $\frac{\alpha_1}{\alpha_0}=1$, $\eta_c=\frac{1}{2}\times 1\times 0.915=0.407$ 。乙类放大器 θ 为 90° ,查曲线可知 $\frac{\alpha_1}{\alpha_0}=1.58$, $\eta_c=\frac{1}{2}\times 1.58\times 0.915=0.643$ 。由此可见丙类放大器的 η_c 比甲类、乙类放大器的 η_c 都高。

2. 槽路效率 η_T

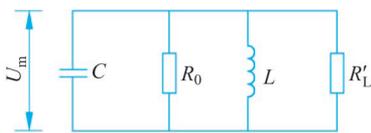


图 3-6 负载折算到槽路的等效回路

$$\eta_T = \frac{P_L}{P_o} = \frac{P_o - P_T}{P_o} \quad (3-28)$$

图 3-6 所示为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;而集电极输出的基波功率 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(3-28)可得

$$\eta_T = \frac{P_o - P_T}{P_o} = \frac{\frac{U_m^2}{2Q_L \omega L} - \frac{U_m^2}{2Q_0 \omega L}}{\frac{U_m^2}{2Q_L \omega L}} = \frac{Q_0 - Q_L}{Q_0} \quad (3-29)$$

式(3-29)表明, η_T 决定于槽路的空载与有载品质因数。 Q_0 越大, Q_L 越小,则 η_T 越高。实际上,由于受到槽路元件质量的限制, Q_0 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,一般为 $Q_L=5\sim 10$ 。若 $Q_0=50$, $Q_L=10$,则

$$\eta_T = \frac{50 - 10}{50} = 0.8$$

如果选用较好的 L 、 C 元件, Q_0 可再大些, η_T 也可再高些,故在电路设计中 η_T 可按 $0.8\sim 0.9$ 估计。

知道了 η_c 和 η_T , 就可以根据负载要求的输出功率 P_L 计算晶体管损耗。

$$P_C = P_S - P_o = \frac{P_o}{\eta_c} - P_o = \frac{P_L}{\eta_T} \left(\frac{1}{\eta_c} - 1 \right) \quad (3-30)$$

P_C 是选用晶体管容量的依据。例如 $\eta_c = 0.8, \eta_T = 0.8$, 则

$$P_C = \frac{P_L}{\eta_T} \left(\frac{1}{\eta_c} - 1 \right) = \frac{P_L}{0.8} \left(\frac{1}{0.8} - 1 \right) = 0.31P_L$$

若 $P_L = 1\text{W}$, 则晶体管损耗 $P_C = 0.31\text{W}$, 所选用晶体管功率容量必须大于此值。为留有余地, 可选用集电极最大允许损耗功率(即功率容量) $P_{CM} = 0.5\text{W}$ 的管子。在甲类放大器中, 同样容量的管子, 理论上最高输出功率也只有 0.25W , 同丙类放大器相比要差 4 倍之多。

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 , 使电压利用系数尽可能大; η_T 高, 要求槽路空载品质因数 Q_0 大, 即应选用低损耗的电感和电容元件。

应该注意的是, 放大器工作在丙类, 效率固然提高了, 但是由于集电极电流波形是余弦脉冲, 所以失真比较严重。尽管并联谐振回路有选频、滤波性能, 但它不具有理想的滤波特性, 各次谐波输出对基波的干扰不可避免。下面分析这种干扰的情况。

当并联谐振回路调谐在基波频率时, 回路对基波呈现为纯电阻, 则在线圈抽头上的基波电压为

$$u_c = I_{c1m} R_c \cos \omega t$$

其中, I_{c1m} 为集电极基波电流分量幅值。

对 n 次谐波的阻抗 $Z_{n\omega}$ 为

$$Z_{n\omega} = \frac{R_c}{\sqrt{1 + Q_L^2 \left(\frac{n\omega}{\omega} - \frac{\omega}{n\omega} \right)^2}}$$

线圈抽头电压 u_{cn} 为

$$u_{cn} = \frac{I_{cnm} R_c}{\sqrt{1 + Q_L^2 \left(\frac{n\omega}{\omega} - \frac{\omega}{n\omega} \right)^2}} \cos n\omega t$$

其中, I_{cnm} 为集电极 n 次谐波电流幅值。

可见, 当并联谐振回路 Q_L 无穷大时, 干扰项 u_{cn} 等于零。集电极输出电压为不失真的余弦波。实际上, Q_L 不可能无穷大。在 $Q_L = 50$ 条件下, 二次谐波阻抗与基波阻抗之比为

$$\frac{Z_{2\omega}}{Z_\omega} = \frac{1}{\sqrt{1 + Q_L^2 \left(\frac{2\omega}{\omega} - \frac{\omega}{2\omega} \right)^2}} \approx 1.3\%$$

三次谐波阻抗与基波阻抗之比为

$$\frac{Z_{3\omega}}{Z_\omega} = \frac{1}{\sqrt{1 + 50^2 \times \left(3 - \frac{1}{3} \right)^2}} \approx 0.75\%$$

由此可知,二次谐波阻抗是基波阻抗的 1.3%,三次谐波阻抗是基波阻抗的 0.75%。非常明显,谐波次数越高,阻抗越小;同时各次谐波电流幅值也随谐波次数增大而减小。由于两者的相对减小,并联谐振回路输出的各次谐波电压也以更高的速率减小。通过以上分析可以证明并联谐振回路输出的是失真不大的余弦信号。

例 3-2 有一个高频功率管 3DA1 做成的谐振功率放大器,已知 $E_c = 24\text{V}$, $P_o = 2\text{W}$, 工作频率 $f_o = 10\text{MHz}$, 导通角 $\theta = 70^\circ$ 。请验证该管是否满足要求。3DA1 的有关参数为 $f_T \geq 70\text{MHz}$, 功率增益 $A_P \geq 13\text{dB}$, 集电极饱和压降 $U_{ces} \geq 1.5\text{V}$, $P_{CM} = 1\text{W}$, $I_{CM} = 750\text{mA}$, $BV_{ceo} \geq 50\text{V}$ 。

分析 一个高频功率管用作谐振功率放大器时,需要满足下列条件:

$$\begin{aligned} I_{CM} &\geq I_{c\max} \\ BV_{ceo} &\geq 2E_c \\ P_{CM} &> P_C \\ f_T &= (3 \sim 5)f_o \end{aligned}$$

解 (1) 求集电极电流各成分。

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

$$P_o = \frac{1}{2} I_{c1m}^2 R_c, \quad I_{c1m} = \sqrt{\frac{2P_o}{R_c}} = 174(\text{mA})$$

$$I_{c\max} = \frac{I_{c1m}}{\alpha_1(70^\circ)} = \frac{174}{0.43} = 405(\text{mA})$$

$$I_{c0} = \alpha_0 I_{c\max} = 0.25 \times 405 = 101(\text{mA})$$

$$P_S = E_c I_{c0} = 24 \times 101 = 2.42(\text{W})$$

(2) 求 P_S 和 η_c 。

$$P_C = P_S - P_o = 2.42 - 2 = 0.42(\text{W})$$

$$\eta_c = \frac{P_o}{P_S} = \frac{2}{2.42} = 83\%$$

(3) 验证 3DA1 管是否满足要求。

由于 $I_{c\max} = 405\text{mA} < I_{CM} = 750\text{mA}$, $P_C = 0.42\text{W} < P_{CM} = 1\text{W}$; $BV_{ceo} \geq 50\text{V}$, 满足 $BV_{ceo} \geq 2E_c = 48\text{V}$; $f_T = (3 \sim 5)f_o$, 取 $5f_o = 50\text{MHz}$, $f_T = 70\text{MHz} > 50\text{MHz}$; 所以 3DA1 管能满足要求。

复习思考题

1. 晶体管集电极效率是怎样确定的? 若提高集电极效率应从哪几个方面入手?
2. 什么是丙类高频功率放大器电压利用系数?
3. 导通角变化对丙类放大器输出功率有何影响?

3.4 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。

3.4.1 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(或静态特性)**是集电极回路没有接负载的条件下,晶体管的输出特性和转移特性(见图 3-2),它是晶体管本身所固有的。晶体管外部特性是在有载情况下且晶体管输入、输出电压(u_{be}, u_{ce})同时变化时, $i_c \sim u_{be}, i_c \sim u_{ce}$ 特性。

放大区动态特性由下列三个方程求得:

在转移特性曲线放大区,内部特性方程为

$$i_c = g(u_{be} - U_j) \quad (3-31)$$

外部特性方程为

$$\begin{cases} u_{be} = -E_b + U_{bm} \cos\omega t \\ u_{ce} = E_c - U_{cm} \cos\omega t \end{cases} \quad (3-32)$$

将 u_{be} 代入式(3-31),得

$$i_c = g(-E_b + U_{bm} \cos\omega t - U_j) \quad (3-33)$$

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(3-33)得

$$i_c = g\left(-E_b - U_j + U_{bm} \frac{E_c - u_{ce}}{U_{cm}}\right) \quad (3-34)$$

在回路参数、偏置、激励、电源电压确定后, i_c 可表示为以 u_{ce} 为变量的函数即 $i_c = f(u_{ce})$ 。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,静态工作点 Q 和起始导通点 B 。调谐功率放大器动态特性如图 3-7 所示。

对于静态工作点 Q ,其特征是 $u_{ce} = E_c$,代入式(3-34)得

$$i_c = g(-E_b - U_j) = -g(U_j + E_b)$$

由于调谐功率放大器 E_b 和 U_j 的值恒为正,所以 i_c 为负值。 Q 点的坐标(见图 3-7)为 $[E_c, -g(U_j + E_b)]$ 。 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。

对于起始导通点 B ,其特征是 $i_c = 0$,代入式(3-34)得

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

解方程得

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



第 20 集
微课视频

(2) **临界**——若晶体管工作时刚刚进入饱和区的边缘,即当集电极电流的最大值正好落在临界线上时,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。

2. 工作状态的判别方法

由图 3-7 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 $u_{cemin} > U_{ces}$ 是欠压状态;

当 $u_{cemin} = U_{ces}$ 是临界状态;

当 $u_{cemin} < U_{ces}$ 是过压状态。

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

因为 $u_{cemin} = E_c - U_{cm} = E_c - \alpha_1 I_{cmax} R_c$,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. R_c 变化对放大器工作状态的影响——调谐功率放大器的负载特性

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 i_c 、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 的变化特性称为调谐功率放大器的负载特性。

图 3-8 所示为在三种不同负载电阻 R_c 时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 增大,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} 沿饱和线下下降到 A'_3 点,电流波形顶端下凹,呈马鞍形。

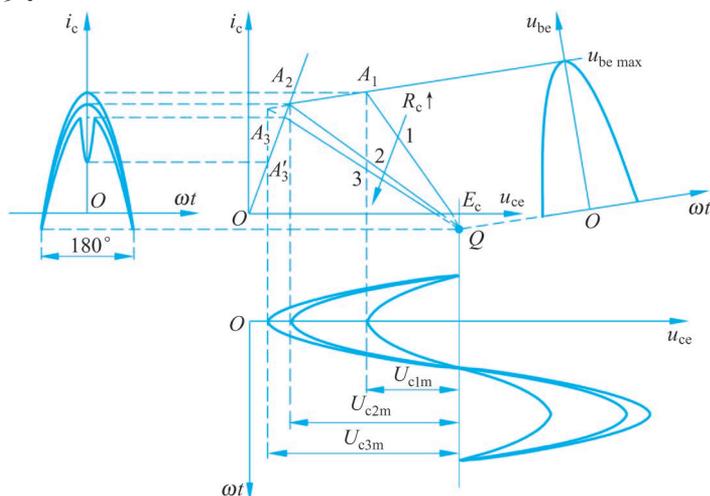


图 3-8 在三种不同负载电阻 R_c 时的动态特性

通过以上分析知道,负载 R_c 变化引起 i_c 电流波形和 I_{c0} 、 I_{c1m} 的变化,从而引起 U_{cm} 、 P_o 、 P_c 、 η_c 、 P_s 的变化。如图 3-9 所示是放大器的负载特性曲线。

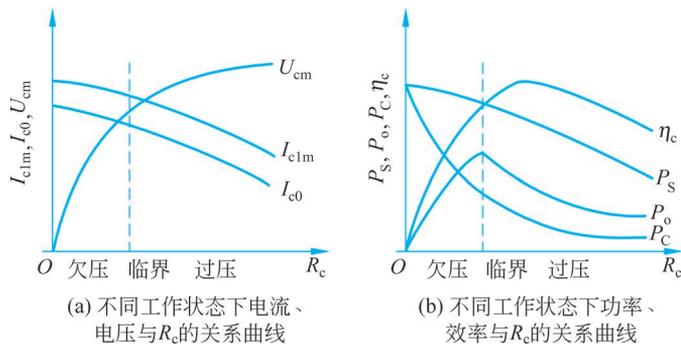


图 3-9 放大器的负载特性曲线

1) 不同工作状态下电流、电压与 R_c 的关系

由前述已知,在欠压状态, R_c 增大, I_{cmax} 、 θ 略有减小,相应地 I_{c0} 、 I_{c1m} 也随 R_c 增大而略有减小;电压 $U_{cm} = R_c I_{c1m}$,因 I_{c1m} 略有减小,接近常量, U_{cm} 几乎随 R_c 成正比增大;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_{c1m} 也很快下降,且 R_c 增大越多,下降越迅速,所以在过压状态, I_{c0} 、 I_{c1m} 随 R_c 增大而减小, U_{cm} 随 R_c 增大略有增大。图 3-9(a)表示出了不同工作状态下电流、电压与 R_c 的关系曲线。

2) 不同工作状态下功率、效率与 R_c 的关系

(1) 功率与 R_c 的关系。

在欠压状态, $P_o = \frac{1}{2} I_{c1m}^2 R_c$, I_{c1m} 随 R_c 增大略有减小(基本不变),所以 P_o 随 R_c 增大而增大;在过压状态,因为 $P_o = \frac{U_{cm}^2}{2R_c}$, U_{cm} 随 R_c 增大而缓慢增大(基本不变),所以 P_o 随 R_c 增大而减小。在临界状态,输出功率 P_o 最大。

因为 $P_s = E_c I_{c0}$,由于电源电压不变, P_s 和 I_{c0} 的变化规律一样; $P_c = P_s - P_o$,随负载 R_c 的变化如图 3-9(b)所示。

(2) 效率与 R_c 的关系。

在欠压状态,因为 $\eta_c = \frac{P_o}{P_s}$, P_s 随 R_c 增大而减小,而 P_o 随 R_c 增大而增大,所以 η_c 随 R_c 增大而提高;在过压状态, $\eta_c = \frac{P_o}{P_s}$, P_s 和 P_o 均随着 R_c 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,所以继续有所增大,随着 R_c 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。如图 3-9(b)所示。

值得注意的是,在临界状态,输出功率 P_o 最大,集电极效率 η_c 也较高。这时候的放大器工作在最佳状态。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。

通过以上讨论可得以下结论。

欠压状态时,电流 I_{c1m} 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 增大而增大,耗损功率 P_c 随 R_c 减小而增大。当 $R_c = 0$,即负载短路时,集电极耗损功率 P_c 达到最大值,这时有可能会烧毁晶体管。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,当在弱过压状态,输出电压基本不随 R_c 变化,放大器可视为恒压源,集电极效率 η_c 最高。一般在功率放大器的激励级和集电极调幅电路中采用该弱过压状态。但深度过压时, i_c 波形下凹严重,谐波增多,一般应用较少。

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,以进行相应的调整。

这里还需要提出的是在调谐功率放大器设计时,工作状态如何确定。对于固定负载,以工作在临界状态或弱过压状态为宜。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,这时可采用 3.5.2 节中将要介绍的基极自给偏压环节,使过压深度减轻。

2. E_c 变化对放大器工作状态的影响——集电极调制特性

在 E_b 、 U_{bm} 、 R_c 保持恒定时,集电极电源电压 E_c 变化对放大器工作状态的影响如图 3-10 所示。因为 R_c 不变,动态负载特性曲线的斜率不变,又因为 E_b 、 U_{bm} 不变, $u_{be\max} = U_{bm} - E_b$ 不变,因而,对应于 $u_{ce\min}$ 的动态点必定在 $u_{be} = u_{be\max}$ 的那条输出特性曲线上移动。 E_c 变化, $u_{ce\min}$ 也随之变化,使得 $u_{ce\min}$ 和 U_{ces} 的相对大小发生变化。当 E_c 较大时, $u_{ce\min}$ 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, $u_{ce\min}$ 也减小,当 $u_{ce\min}$ 接近 U_{ces} 时,放大器工作在临界状态。 E_c 再减小, $u_{ce\min}$ 小于 U_{ces} 时,放大器工作在过压状态。

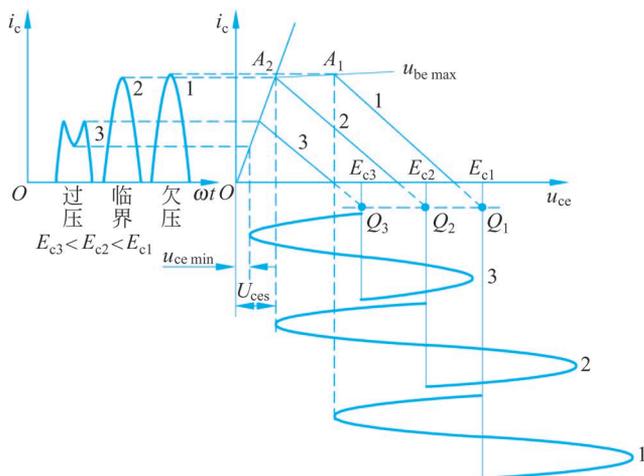


图 3-10 集电极电源电压 E_c 变化时对放大器工作状态的影响



第 22 集
微课视频

在图 3-10 中, $E_c > E_{c2}$ 时, 放大器工作在欠压状态; $E_c = E_{c2}$ 时, 放大器工作在临界状态; $E_c < E_{c2}$ 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_{c1m} 以及 $U_{cm} = I_{c1m} R_c$ 也同样随 E_c 变化而变化。图 3-11 所示为 E_c 对 I_{c1m} 、 U_{cm} 及 I_{c0} 的控制曲线即集电极调制特性。集电极调制特性是指当 E_b 、 U_{bm} 、 R_c 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, 这个特性是晶体管集电极调幅的理论依据。由图 3-11 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。

3. E_b 变化对放大器工作状态的影响——基极调制特性

当 E_c 、 U_{bm} 、 R_c 保持恒定时, 基极偏置电压 E_b 变化对放大器工作状态的影响即基极调制特性如图 3-12 所示。因为 $u_{bemax} = U_{bm} - E_b$, U_{bm} 一定时, u_{bemax} 随 E_b 改变, 从而导致 i_{cmax} 和 θ 的变化。在欠压状态下, 由于 u_{bemax} 较小, 所以 i_{cmax} 和 θ 也较小, 从而 I_{c0} 、 I_{c1m} 都较小。当 E_b 值的改变使 u_{bemax} 增大时, i_{cmax} 和 θ 也增大, 从而 I_{c0} 、 I_{c1m} 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_{cmax} 和 θ 还会增大。所以 I_{c0} 、 I_{c1m} 随着 E_b 增大略有增大。又由于 R_c 不变, 所以 U_{cm} 的变化规律与 I_{c1m} 一样。图 3-12 给出了 I_{c0} 、 I_{c1m} 、 U_{cm} 随 E_b 变化的特性曲线。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, 称为基极调制特性。由图可以看出, 在欠压区, 高频振幅 U_{cm} 基本随 E_b 呈线性变化, 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。

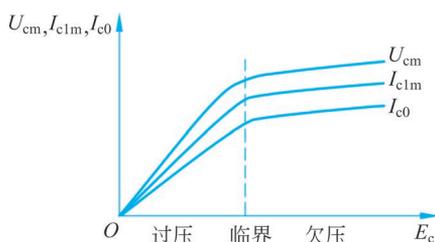


图 3-11 集电极调制特性

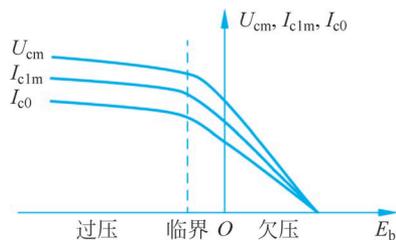


图 3-12 基极调制特性

4. U_{bm} 变化对放大器工作状态的影响——调谐功率放大器的振幅特性

当 E_c 、 E_b 、 R_c 保持恒定时, 激励振幅 U_{bm} 变化对放大器工作状态的影响即调谐功率放大器的振幅特性如图 3-13 所示。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。由图可以看出, 在欠压区, 高频振幅 U_{cm} 基本随 U_{bm} 呈线性变化。所以, 为使输出振幅 U_{cm} 反映输入信号 U_{bm} 的变化, 放大器

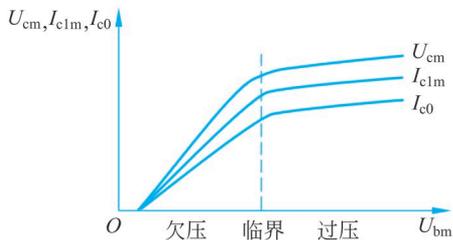


图 3-13 调谐功率放大器的振幅特性

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 3-13 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。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, 称为调谐功率放大器的振幅特性。

复习思考题

1. 调谐功率放大器的三种工作状态是如何确定的?
2. 什么是调谐功率放大器的动态特性? 它与电路中哪些参数有关?
3. 什么是调谐功率放大器的负载特性? 放大器的电流、电压与 R_c 的关系怎样? 放大器的功率、效率与 R_c 的关系怎样? 在调测放大器时, 应防止负载开路还是短路, 为什么?
4. 为什么临界状态是丙类高频功率放大器的最佳工作状态?
5. 如果放大器原工作于过压状态, 现要调整到临界状态, 可以调整哪些参数来实现?

3.5 调谐功率放大器的实用电路

任何一个完整的调谐功率放大器都是由功放管、直流馈电电路、偏置电路、输出和输入匹配电路(或网络)组成。

3.5.1 直流馈电电路

1. 馈电原则

欲使谐振功率放大器正常工作, 各电极必须接有相应的馈电电源。直流馈电必须遵循以下原则: 对于谐振功放的集电极馈电电路, 应保证集电极电流 i_c 中的直流分量 I_{c0} 只流过集电极直流电源 E_c (即, 对直流而言, E_c 应直接加至晶体管 c、e 两端), 以便直流电源提供的直流功率全部给晶体管; 还应保证谐振回路两端仅有基波分量压降(即, 对基波而言, 回路应直接接到晶体 c、e 两端), 以便把变换后的交流功率传送给回路负载; 另外也应保证外电路对高次谐波分量 i_{cn} 呈现短路, 以免产生附加损耗。

2. 串联馈电和并联馈电

直流馈电电路分为串馈和并馈两种。所谓串馈是指直流电源、晶体管和负载三者串联连接, 串联馈电电路如图 3-14(a) 所示。

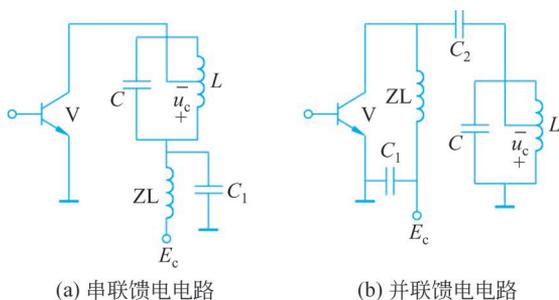


图 3-14 直流馈电电路

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。串馈电路适合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。



第 23 集
微课视频

所谓并馈是把直流电源、晶体管和负载三者并联在一起,并联馈电电路如图 3-14(b)所示。

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 Z_L 、隔直电容 C_2 又都处在高频电压下,对调谐回路又有不利影响。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 c-e 端总电容增大,限制了放大器在更高频段工作。

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 $u_{ce} = E_c - U_{cm} \cos \omega t$,而且都满足馈电原则。

由于调谐功率放大器的电流脉冲中含有各次谐波分布,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,进而对其他线路造成影响,所以,串、并馈电路中都需要高频扼流圈和旁路电容。高频扼流圈对高频有“扼制”作用,而旁路电容对高频有短路作用。扼流圈和旁路电容的选取原则是,扼流圈阻抗应比相应支路的阻抗大一个数量级(即大 10 倍),而旁路电容应比相应支路阻抗小一个数量级。这样,就起到扼制和短路作用了。

例如,串馈电路集电极电路旁路电容 C_1 的电抗可按下式计算,即

$$X_{c1} = \left(\frac{1}{5 \sim 20} \right) R_c \quad (3-36)$$

其中, R_c 是输出回路的有载等效阻抗。

扼流圈 Z_L 的电抗应比 R_c 大,即

$$X_{L1} = (5 \sim 20) R_c \quad (3-37)$$

对于并馈电路,隔直电容 C_2 的容抗对工作频率应近似短路,即

$$X_{c2} = \left(\frac{1}{5 \sim 20} \right) R_c \quad (3-38)$$

而扼流圈,则应为

$$X_{L2} = (5 \sim 20) R_c \quad (3-39)$$

以上各经验公式的系数主要为不同使用条件而设的。高扼圈的电感量,原则上是大一些好,但太大线圈圈数过多,分布电容增大,影响扼流作用。因此当工作频率较高时,系数应取下限,即 5~10 为宜,当工作频率较低时系数应取上限或更大一些如 20~100。

3.5.2 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,多是利用射极电流或基极电流的直流成分通过一定的电阻后所产生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 3-15 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,即

$$R_e = \frac{E_b}{I_{e0}} \quad (3-40)$$

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

$$R_e C_e \geq \frac{5}{f} \quad (3-41)$$

其中, f 是放大器的工作频率。

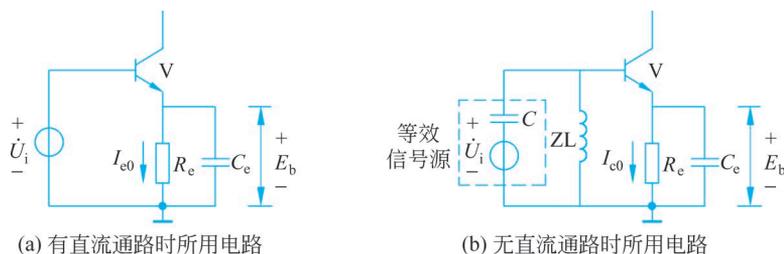


图 3-15 射极电流自给偏压环节

当信号源有直流通路时,射极电流自给偏压环节可用图 3-15(a)所示电路。如果信号源无直流通路,例如 \dot{U}_i 串有耦合电容时(图示虚线方框),则应加一个高频扼流圈 ZL ,如图 3-15(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 $10\sim 30$ 倍,但 ZL 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_{c0} 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_c ,使管子的有效供电电压降低,这在 E_c 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 3-16 所示。基极直流成分 I_{b0} 通过电阻 R_b 造成的电压 $I_{b0}R_b$,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

$$R_b = \frac{E_b}{I_{b0}} \quad (3-42)$$

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

$$C_b R_b \geq \frac{5}{f} \quad (3-43)$$

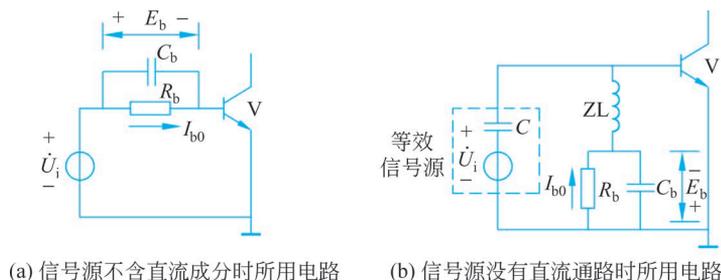


图 3-16 基极电流自给偏压环节电路

图 3-16(a)中的电路适用于信号源不含有直流成分的情况,否则在 R_b 上产生的压降将加到晶体管共基极-共射极,影响管子正常工作。图 3-16(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_{b0} 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,采用基极电流自给偏压环节较好。

以上几种偏置电路中,加到 b-e 间的直流偏置电压均随输入信号电压振幅的大小而变化。当未加输入信号时,电路的偏置均为零。当输入信号电压由小加大时,加到 b-e 间的直流偏置电压均向负值方向增大。这种偏置电压随输入信号电压振幅而变化的特性称为自给偏置效应。

3.5.3 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 变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。

1. 并联所示谐振回路匹配电路

图 3-17 所示为一个具有单谐振的变压器耦合匹配电路,其中图 3-17(a)为电路原理图,图 3-17(b)是晶体管输出端的等效回路图。

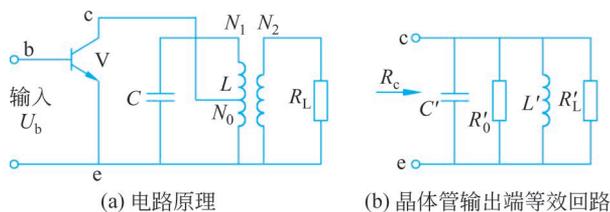


图 3-17 单谐振变压器耦合匹配回路

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完全不相同。由调谐功率放大器的负载特性可知,放大器工作在临界状态时输出功率最大,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_{cp} 表示。

最佳负载电阻 R_{cp} ,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

$$U_{cm} = E_c - U_{ces} \quad (3-44)$$

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_{cp} 。

将式(3-44)代入



$$P_o = \frac{U_{cm}^2}{2R_c}$$

得

$$R_c = R_{cp} = \frac{U_{cm}^2}{2P_o} = \frac{(E_c - U_{ces})^2}{2P_o} \quad (3-45)$$

在实际电路中,如何达到集电极等效负载 $R_c = R_{cp}$ 呢? 由式(3-19)知道,调整 $\frac{N_0}{N_1}$ 便可改变 R_c , 令 $R_c = R_{cp}$, 可求阻抗匹配时所需的匝比, 即

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

解得

$$\frac{N_0}{N_1} = \sqrt{\frac{R_{cp}}{Q_L \omega L}} \quad (3-46)$$

其中, 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 值选取。根据式(3-20)可知

$$Q_L \omega L = \frac{Q_0 \omega L \left[\left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2 R_L \right]}{Q_0 \omega L + \left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2 R_L}$$

解得

$$\frac{N_2}{N_1} = \sqrt{\frac{Q_0 - Q_L}{Q_0 Q_L} \cdot \frac{R_L}{\omega L}} = \sqrt{\frac{\eta_T R_L}{Q_L \omega L}} \quad (3-47)$$

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

式(3-46)和式(3-47)是计算线圈匝数的主要依据。在实际工作中,有时需要参考已有电路参数, 改换电源电压等级、更换负载或增大输出功率的情况, 这就要求相应地调整匝比。

例如若只改变负载 R_L , 则按式(3-47)相应地改变 $\frac{N_2}{N_1}$, $\frac{N_0}{N_1}$ 可以不变。但若改变 E_c 或输出功率,

则应在计算 R_{cp} 后, 按式(3-46)计算 $\frac{N_0}{N_1}$ 。

应当指出, 以上两式是按理想情况推得的。

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 LC 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、 Π 型、T 型三种类型。典型电路如图 3-18 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。

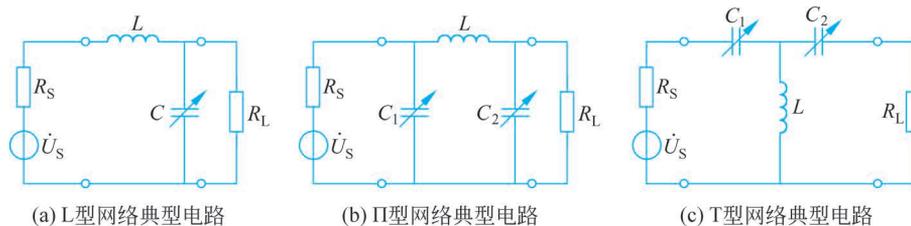


图 3-18 L 型、Π 型、T 型网络的典型电路

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 值和匹配阻抗。滤波器型匹配网络已得到普遍应用,许多资料都对它有过的研究,并给出了一整套计算公式。为了加深对匹配原理的了解及计算公式的运用,下面以典型的 T 型匹配网络为例推导它的匹配条件,引出对应的设计公式。

为分析方便将 T 型匹配网络重画如图 3-19 所示。将 L 、 C 参数写成电抗形式,即

$$X_{c1} = \frac{1}{\omega C_1} \quad (3-48)$$

$$X_{c2} = \frac{1}{\omega C_2} \quad (3-49)$$

$$X_L = \omega L \quad (3-50)$$

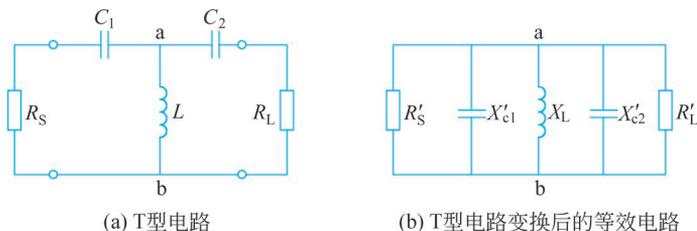


图 3-19 T 型电路及其变换后的等效电路

利用电路元件等效变换原理,将 X_{c1} 、 X_{c2} 、 R_S 、 R_L 变换为并联形式,则

$$X'_{c1} = \left(1 + \frac{1}{Q_{c1}^2}\right) X_{c1} \quad (3-51)$$

$$X'_{c2} = \left(1 + \frac{1}{Q_{c2}^2}\right) X_{c2} \quad (3-52)$$

$$R'_S = (1 + Q_{c1}^2) R_S \quad (3-53)$$

$$R'_L = (1 + Q_{c2}^2) R_L \quad (3-54)$$

其中, Q_{c1} 、 Q_{c2} 分别是输入端和输出端元件的 Q 值,分别为

$$Q_{c1} = \frac{X_{c1}}{R_S} \quad (3-55)$$

$$Q_{c2} = \frac{X_{c2}}{R_L} \quad (3-56)$$

现在根据网络谐振条件和匹配条件计算图 3-19(b)中所示三个元件的电抗值。根据匹配条件

$$R'_S = R'_L \quad (3-57)$$

由于原电路为串联型,在已知负载 R_L 和品质因数 Q_{c2} 时,有

$$X_{c2} = Q_{c2} R_L \quad (3-58)$$

$$R'_S = R'_L = (1 + Q_{c1}^2) R_S = (1 + Q_{c2}^2) R_L$$

解得

$$Q_{c1} = \sqrt{(1 + Q_{c2}^2) \frac{R_L}{R_S} - 1} \quad (3-59)$$

又因 $Q_{c1} = \frac{X_{c1}}{R_S}$, 则

$$X_{c1} = R_S \sqrt{(1 + Q_{c2}^2) \frac{R_L}{R_S} - 1} \quad (3-60)$$

根据谐振条件 $X'_c = X_L$, 因为

$$X'_c = \frac{X'_{c1} \cdot X'_{c2}}{X'_{c1} + X'_{c2}} \quad (3-61)$$

$$X_L = \frac{X'_{c1} X'_{c2}}{X'_{c1} + X'_{c2}} = \frac{X_{c1} X_{c2} \left(1 + \frac{1}{Q_{c1}^2}\right) \left(1 + \frac{1}{Q_{c2}^2}\right)}{X_{c1} \left(1 + \frac{1}{Q_{c1}^2}\right) + X_{c2} \left(1 + \frac{1}{Q_{c2}^2}\right)} = \frac{1 + Q_{c2}^2}{\frac{Q_{c2}^2}{X_{c2}} + \frac{Q_{c1}^2}{X_{c1}} \cdot \frac{1 + Q_{c2}^2}{1 + Q_{c1}^2}} \quad (3-62)$$

由式(3-59)知

$$1 + Q_{c2}^2 = \frac{R_S}{R_L} (1 + Q_{c1}^2)$$

代入式(3-62),并结合式(3-58)得

$$X_L = \frac{1 + Q_{c2}^2}{\frac{Q_{c2}^2}{R_L} + \frac{Q_{c1}^2}{R_L} \cdot \frac{R_S}{X_{c1}}} \quad (3-63)$$

其中, $Q_{c1} = \frac{X_{c1}}{R_S}$, 代入式(3-63)并整理得

$$X_L = \frac{(1 + Q_{c2}^2) R_L}{Q_{c2} + \frac{X_{c1}}{R_S}} \quad (3-64)$$

通过以上推导得到了以 R_S 、 R_L 、 Q_{c2} 表示的 T 型网络元件参数为

$$\begin{cases} X_{c1} = R_S \sqrt{\frac{R_L}{R_S} (1 + Q_{c2}^2) - 1} \\ X_{c2} = Q_{c2} R_L \\ X_L = \frac{(1 + Q_{c2}^2) R_L}{Q_{c2} + \frac{X_{c1}}{R_S}} \end{cases}$$

从 X_{c1} 的计算式中知道,当 $\frac{R_L}{R_S} (1 + Q_{c2}^2) < 1$ 时, X_{c1} 的解是一虚数,即无法选择合理的电容,使负载和信号源阻抗匹配。因此, T 型网络的工作条件为

$$\frac{R_L}{R_S}(1 + Q_{c2}^2) > 1 \quad (3-65)$$

只要满足上式要求,即可实现网络匹配的条件。

3.5.4 高频调谐功率放大器实用电路举例

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。

如图 3-20 所示为工作频率为 160MHz 的高频谐振功率放大器,它向 50Ω 外接负载提供 13W 功率,功率增益达到 9dB。图中集电极通过高频扼流圈 ZL₂ 接到 +28V 的直流电源上,构成并馈电路。放大器的输入端采用 T 型滤波匹配网络,调节电容 C₁ 和 C₂,使得功放管的输入阻抗在工作频率上变换为前级放大器所要求的 50Ω 匹配电阻。放大器的输出端采用 L 型滤波匹配网络,调节电容 C₃ 和 C₄,这样将 50Ω 外接负载在工作频率上与放大器所要求的负载阻抗 R_L 相匹配。

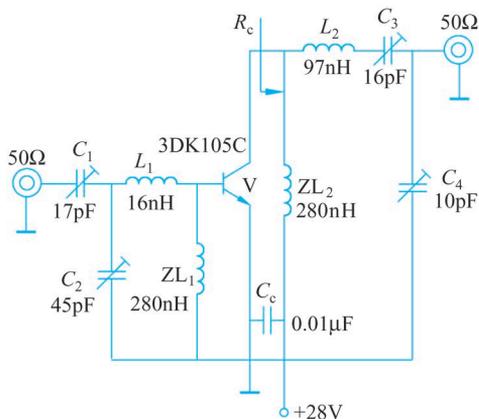


图 3-20 高频谐振功率放大器实例(一)

图 3-21 所示为编者团队自主开发的工作频率可在 30~36MHz 范围、输出功率为 5W 的高频功率放大器,图中,由于输入信号较小,为此,在功放前加几级预放,以得到足够的激励信号电平。V₁ 构成的第一级小信号调谐放大器,对输入的 36MHz 的高频信号进行电压放大,使激励级 V₂ 有足够的输入信号工作在丙类状态。V₃ 是输出级,工作在丙类状态, L₅、C₉ 为 36MHz 的并联谐振电路, L₆、C₁₀ 为 36MHz 的串联谐振电路,选出 36MHz 的高频信号,输出端采用 Π 型(C₁₁、C₁₂ 和 L₇)和 L 型(C₁₃ 和 L₈)构成的混合阻抗匹配网络送到发射天线。放大器的激励采用 C1970 作放大管,其输出回路与末级功放管输入回路之间采用 T 型(C₆、C₇ 和 L₄)匹配网络。

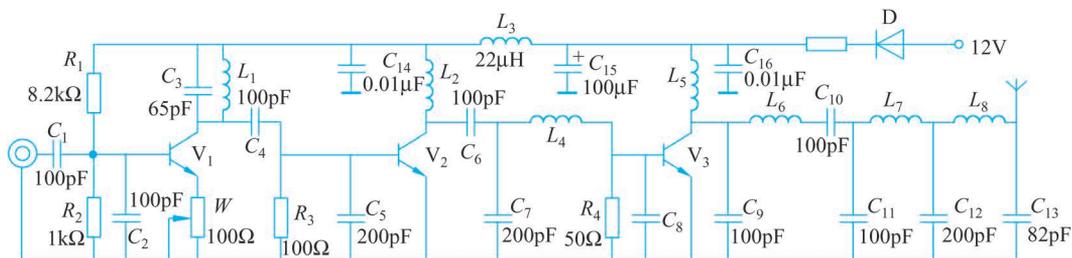


图 3-21 高频谐振功率放大器实例(二)



复习思考题

1. 什么是串馈和并馈,各有什么特点?
2. 射流偏压环节应用在功放什么状态,其如何对 I_{e0} 的变化起负反馈作用?
3. 基流偏压环节应用在功放什么状态,其如何对 I_{b0} 的变化起负反馈作用?
4. 什么叫自给偏置特性?
5. 调谐功放中输入、输出匹配电路的作用是什么?

3.6 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。为了有利于功率放大器的设计和调整,对晶体管的高频效应作如下定性介绍。

3.6.1 高频功率晶体管的电流放大倍数

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,为了表征在不同工作频率下晶体管的特性,通常把晶体管分为三个工作区。

$f < 0.5f_{\beta}$ 区间称为晶体管的低频工作区, f_{β} 是晶体管的 β 截止频率,在此区间可以认为晶体管电流放大倍数 β 是常数(以 β_0 表示)。在电路设计时,可以不考虑晶体管电抗元件对外电路的影响。

$0.5f_{\beta} < f < 0.2f_T$ 区间称为晶体管的中频工作区,在此区间应该考虑各结电容对外电路的影响。此时,电流放大倍数 β 随频率升高而呈现下降趋势。 f_T 是晶体管的特征频率。

$f > 0.2f_T$ 区间称为晶体管高频工作区,在此区间不仅要考虑结电容对外电路的影响,而且还要考虑由各极引线电感及载流子在基区的渡越时间造成的不良影响。

当工作频率高于 f_{β} 时,电流放大倍数 β 随 f 的增大而直线下降,并保持 $f \cdot \beta = f_T$ 的关系。所以通常用 f_T 和 f 的比值来表示电流增益。这一频段的特点是工作频率 f 每增大一倍, β 就减小 6dB,故又称为每倍频程段 6 分贝,表示为 6dB/倍频程段。

当工作频率高于 f_T 后,晶体管就失去放大电流的能力,但由于输入、输出阻抗的差异,放大器仍有电压放大能力,即仍有功率放大能力。当工作频率高达 f_{\max} 时,晶体管就失去功率放大能力, f_{\max} 称为晶体管的极限频率或最高频率。

晶体管的 f_{\max} 与管子参数 $r_{bb'}$ 、 $C_{b'c}$ 有关,通常用下式表示它与 f_T 的关系,即

$$f_{\max} = \sqrt{\frac{f_T}{8\pi \cdot r_{bb'} C_{b'c}}} \quad (3-66)$$

3.6.2 晶体管高频工作时载流子渡越时间的影响

晶体管在低频工作时,总认为 i_b 、 i_c 是同时发生的, i_c 仅仅在数值上比 i_b 大 β 倍。但

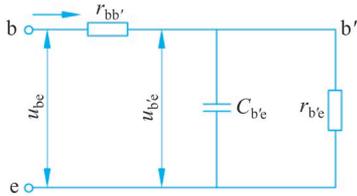


图 3-22 晶体管高频工作时的输入等效电路

实际上,由于基区载流子渡越时间的影响, i_c 比 i_b 、 i_e 滞后一个相角,幅值也比低频时小得多。下面结合晶体管等效输入电路介绍在高频时各极电流波形。

如图 3-22 所示是晶体管高频工作时的输入等效电路,图中 u_{be} 是加在 be 上的电压,而 $u_{b'e}$ 是加在 $b'e$ 上的电压。由图可得

$$u_{b'e} = u_{be} - i_b r_{bb'} \quad (3-67)$$

u_{be} 、 $u_{b'e}$ 的波形如图 3-23(a)所示。在 u_{be} 激励下各极电流波形如图 3-23(b)、图 3-23(c)和图 3-23(d)所示。

图 3-23(a)表明 $u_{b'e}$ 较 u_{be} 电压幅值减小,滞后一个相位 φ_b 。

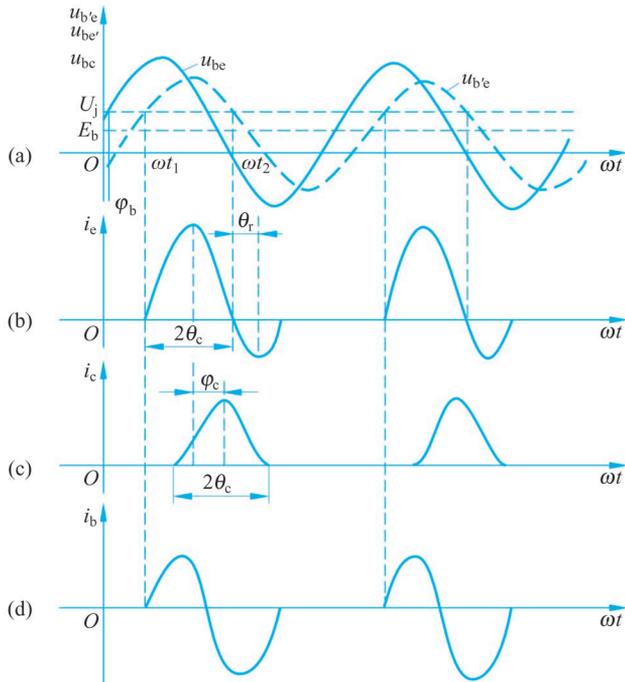


图 3-23 高频工作时晶体管电压、电流波形

图 3-23(b)表示发射极电流 i_e 的波形。由图可见,在 $t_1 < t < t_2$ 一段时间里, $u_{b'e} > U_j$ 有发射极正向电流流通,其相位与 $u_{b'e}$ 相同。当 $t > t_2$ 后,发射极处于截止状态,正向电流为零。由于载流子由发射极通过基极到集电极需要一定时间。当发射极截止时,尚有一部分载流子滞留在基区,它们在发射极的反向电压作用下,由基极重新返回发射极,形成反向发射极电流,如图 3-23(b)中负向电流波形所示。由图可知,发射极电流改变方向的时间,就是发射极开始截止的瞬间。实验证明发射极的正向导通角 θ_e 与频率无关,反向电流最大负值较正向时小,其相角 θ_r 则是关于工作频率 ω 的函数。

$$\theta_r = \omega \tau_b \quad (3-68)$$

其中, τ_b 是基区存储电荷建立时间。

当工作频率较低时,载流子渡越时间和工作周期相比很小,反向电流可忽略不计,随着工作频率升高,滞留在基区载流子相对增大,反向电流的影响则不容忽视。

图 3-23(c)是集电极电流 i_c 的波形。由于载流子渡越时间的影响, i_c 的相位较 i_e 滞后, 其值为 φ_c , i_c 的峰值也比 i_e 小得多。此外, i_c 脉冲展宽即 θ_c 比 i_e 的脉冲展宽 θ_e 大, 对 i_c 最大值而言波形左右不对称。工作频率越高, 这些特点越显著。

图 3-23(d)是基极电流 i_b 的波形, 与低频电路一样也存在 $i_b = i_e - i_c$ 关系。图中 i_b 波形就是利用做图法使 i_e 与 i_c 相减得到的。由图可见, i_b 波形与余弦脉冲相差很远, 并且还有很大的反向电流脉冲出现。工作频率越高, 反向电流脉冲峰值和宽度增大得越明显。

3.6.3 晶体管高频工作时对饱和压降的影响

当工作频率增大时, 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大, 从而使饱和压降显著增大。表 3-1 是对某晶体管具体测量的饱和压降。

表 3-1 某晶体管具体测量的饱和压降

f/MHz	30	100	200
U_{ces}/V	1.5	2.5	3.5

综合以上讨论得如下结论。

(1) 由于 $u_{b'e}$ 、 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 I_{c1m}/I_{c0} 比值的下降, 集电极效率降低。

(3) 由于饱和压降增大, 导致电压利用系数降低, 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。

复习思考题

晶体管高频工作时对饱和压降有什么影响?

3.7 倍频器

倍频器是一种将输入信号频率成整数倍(2倍、3倍…… n 倍)增大的电路。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。采用倍频器的主要原因有:

(1) 降低设备的主振频率。由于振荡器频率越高, 稳定性越差, 一般采用频率较低而稳定度较高的晶体振荡器, 并在其后加若干级倍频器达到所需频率。基音晶体频率一般不高于 20MHz, 具有高稳定性的晶体振荡频率通常不超过 5MHz。所以对于要求工作频率高, 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, 利用倍频器可增大调制度, 就可以加大相移或频移。

(3) 许多通信机在主振级工作波段不扩展的条件下, 利用倍频器扩展发射机输出级的工作波段。例如主振器工作在 2~4MHz, 在其后采用 2 倍频或 4 倍频器, 该级在波段开关

控制下输出级就可获得 2~4MHz、4~8MHz、8~16MHz 三个波段。

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”。

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

3.7.1 丙类倍频器的电路及波形

如图 3-24 所示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。

如果集电极调谐回路谐振在二次或三次谐波频率上,滤除基波和其他谐波信号,放大器就主要有二次或三次谐波电压输出。这样丙类放大器就成了二倍频器或三倍频器。

二倍频器的主要波形如图 3-25 所示。

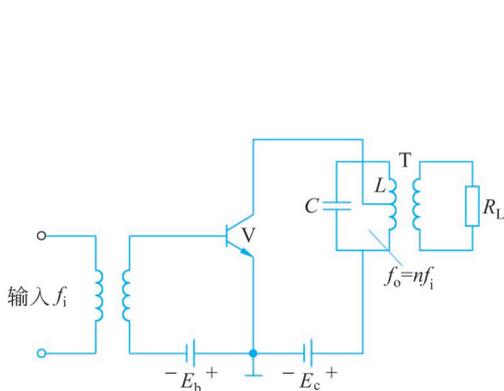


图 3-24 丙类倍频器的原理电路

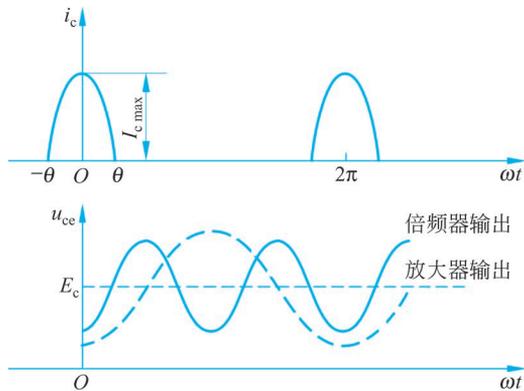


图 3-25 二倍频器的主要波形

3.7.2 丙类倍频器的工作原理

下面借助丙类高频放大器的基本分析方法,分析丙类倍频器的工作原理。设倍频器的输入电压为

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

输出电压为

$$u_{ce} = E_c - U_{cnm} \cos n \omega t$$

其中, U_{cnm} 是谐振回路两端 n 次谐波电压幅值。

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

$$P_{on} = \frac{1}{2} I_{cnm} U_{cnm} = \frac{1}{2} U_{cnm} \alpha_n(\theta) I_{cmax} \quad (3-69)$$

$$\eta_{cn} = \frac{1}{2} \frac{I_{cnm}}{I_{c0}} \frac{U_{cnm}}{E_c} = \frac{1}{2} \frac{\alpha_n(\theta)}{\alpha_0(\theta)} \frac{U_{cnm}}{E_c} \quad (3-70)$$

由余弦脉冲分解系数可知,无论导通角 α 为何值, α_n 均小于 α_1 , 即在其他情况相同条件

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:由前面图 3-4 可得,当导通角 θ 为 60° 时,二次谐波系数分解最大($\alpha_2=0.278$),当导通角 θ 为 40° 时,三次谐波分解系数最大($\alpha_3=0.185$),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

$$\theta_n = \frac{120^\circ}{n} \quad (3-71)$$

当倍频次数 n 增大时,要保持最大输出功率和最佳效率,首先必须加大倍频器的输入电压 U_{bm} 和基极偏压 E_b ,以保证输出电流的幅值。

其次要增大谐振回路的等效阻抗 R_c 。因为随倍频次数的增大,即使加大 U_{bm} 使 I_{cmax} 不变, n 次谐波电流幅值也比基频电流幅值减小约 $\frac{1}{n}$ 倍,要保持输出电压不变,就必须增大谐振回路的 R_c ,即要求增大回路的 Q_L ,而 Q_L 增大又受到负载和传输效率 η_T 的限制。

还需要注意的是,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,而在单级二倍频器后再加一级三倍频器,则可获得 6 倍频。

复习思考题

1. 晶体管倍频器一般工作在什么状态? 最佳导通角与倍频次数的关系是什么? 二倍频器和三倍频器的最佳导通角分别为多少?
2. 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?

3.8 集成无线发射芯片与电路

在 VHF 和 UHF 频段,已经出现了一些集成高频功率放大器件。这些功放器件体积小、可靠性高、外接元件少,输出功率一般在几瓦至十几瓦。日本三菱公司的 M57704 系列、美国 Motorola 公司的 MHW 系列便是其中的代表产品。

三菱公司的 M57704 系列高频功放是一种厚膜混合集成电路,它包括多个型号,频率范围为 $335\sim 512\text{MHz}$ (其中 M57704H 为 $450\sim 470\text{MHz}$),可用于频率调制移动通信系统。它的电特性参数为:当 $E_c=12.5\text{V}$, $P_{in}=0.2\text{W}$, $Z_L=50\Omega$ 时,输出功率 $P_o=13\text{W}$,功率增益 $A_p=18.1\text{dB}$,效率 $35\%\sim 40\%$ 。

图 3-26 所示为 M57704 系列功放的等效电路。由图可见,它包括三级放大电路,匹配网络由微带线和 LC 元件混合组成。

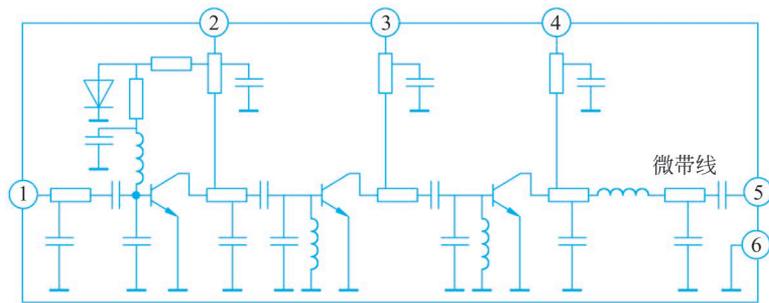


图 3-26 M57704 系列功放的等效电路

图 3-27 所示为 TW-42 超短波电台发信机高功率放大部分电路。此电路采用了日本三菱公司的高频集成功放电路 M57704H。

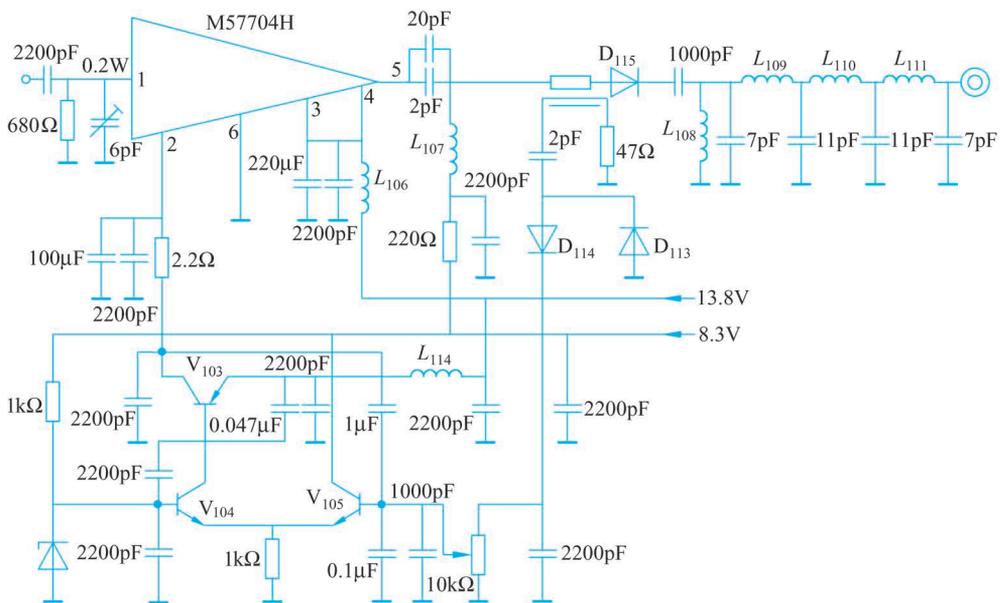


图 3-27 TW-42 超短波电台发信机高功率放大部分电路

TW-42 电台是采用频率调制,工作频率为 457.7~458MHz,发射功率为 5W。由图可见,输入等幅调频信号经 M57704H 功率放大后,一路经微带线匹配滤波后,再经过 D_{115} 送至多节 LC 谐振回路的 Π 型网络,然后由天线发射出去;另一路经 D_{113} 、 D_{114} 检波, V_{104} 、 V_{105} 直流放大后,送给 V_{103} 调整管,然后作为控制电压从 M57704H 的第②脚输入,调节第一级功放的集电极电源,可以稳定整个集成功放的输出功率。第二、三级功放的集电极电源是固定的 13.8V。

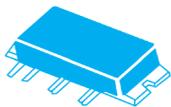


图 3-28 MHW105 的外形图

图 3-28 所示为美国 Motorola 公司型号为 MHW105 的外形图。模块由三级放大器组成。

MHW105 的电特性参数为 $E_c = 7.5\text{V}$,最小功率增益为 $A_p = 37\text{dB}$, $Z_L = 50\Omega$ 时,输出功率为 $P_o = 13\text{W}$,效率为 40%,频率范围为 68~88MHz。

MHW 系列中有些型号是专为便携式射频应用而设计的,可用于移动通信系统中的功率放大,也可用于工商业便携式射频仪器。使用前需调整控制电压,使输出功率达到规定值。在使用时,需在外电路中加入功率自动控制电路,使输出功率保持恒定,同时也可保证集成电路安全工作,避免损坏。控制电压与效率、工作频率也有一定的关系。

现已有 MHW914 模块,它由五级放大器组成,其外形图和内部工作框图分别如图 3-29(a)和图 3-29(b)所示。其中引脚 1 为输入端,引脚 6 为输出端,引脚 2 和引脚 4 接 8V 电源,引脚 3 和引脚 5 接 12.5V 电源。

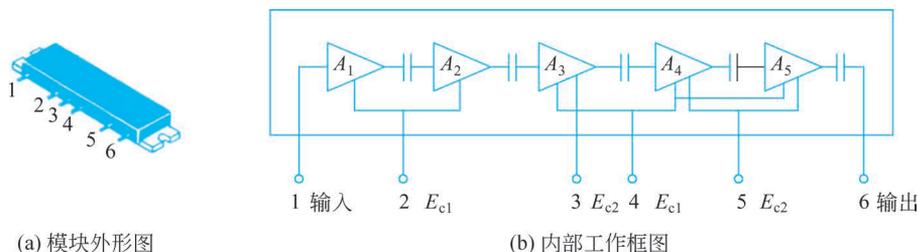


图 3-29 MHW914 模块外形图和内部工作框图

MHW914 的电特性参数为 $E_c = 12.5\text{V}$,最小功率增益为 $A_p = 41.5\text{dB}$, $Z_L = 50\Omega$ 时,输出功率为 $P_o = 14\text{W}$,效率为 40%,频率范围为 890~915MHz。

此外,表 3-2 还列出了用于 450MHz 频段的高频功率集成电路系列,供参考。

表 3-2 用于 450MHz 频段的高频功率集成电路系列

型 号	工作频率/MHz	输出功率/W	功率增益/dB	效率
MHY709-1	400~440	10	>18.8	35%
MHY709-2	440~470			
MHY709-3	470~512			
MHY710-1	400~440	15	>19.4	35%
MHY710-2	440~470			
MHY710-3	470~512			
MHY720-1	400~440	25	>21	—
MHY720-2	440~470			

TQP7M9104 是一款 TriQuint 公司生产的 2W 高线性驱动放大器,工作频率 600~2700MHz,在 2.14GHz 时具有 15.8dB 的功率增益、+49.5dBm 的 OIP3(输出三阶互调)和 +32.8dBm 的 P1dB(1 分贝压缩功率,即放大器增益减小 1dB 时的输出功率)。图 3-30 所示为 TQP7M9104 工作在 920~960MHz 时的应用电路。

图 3-30 中,+5V 电源连接到放大器的 RFout 脚,给放大器集电极上电,构成并馈电路。放大器输入端采用了 Π 型匹配网络,调节电感 L_5 、电容 C_9 和电容 C_8 ,使得功放管的输入阻抗在工作频率上变换为前级放大器所需要的 50Ω 匹配电路。

放大器输出端采用了 L 型匹配网络,调节电容 C_2 和 C_3 ,使得 50Ω 外接负载在工作频率上与放大器所要求的负载阻抗相匹配。

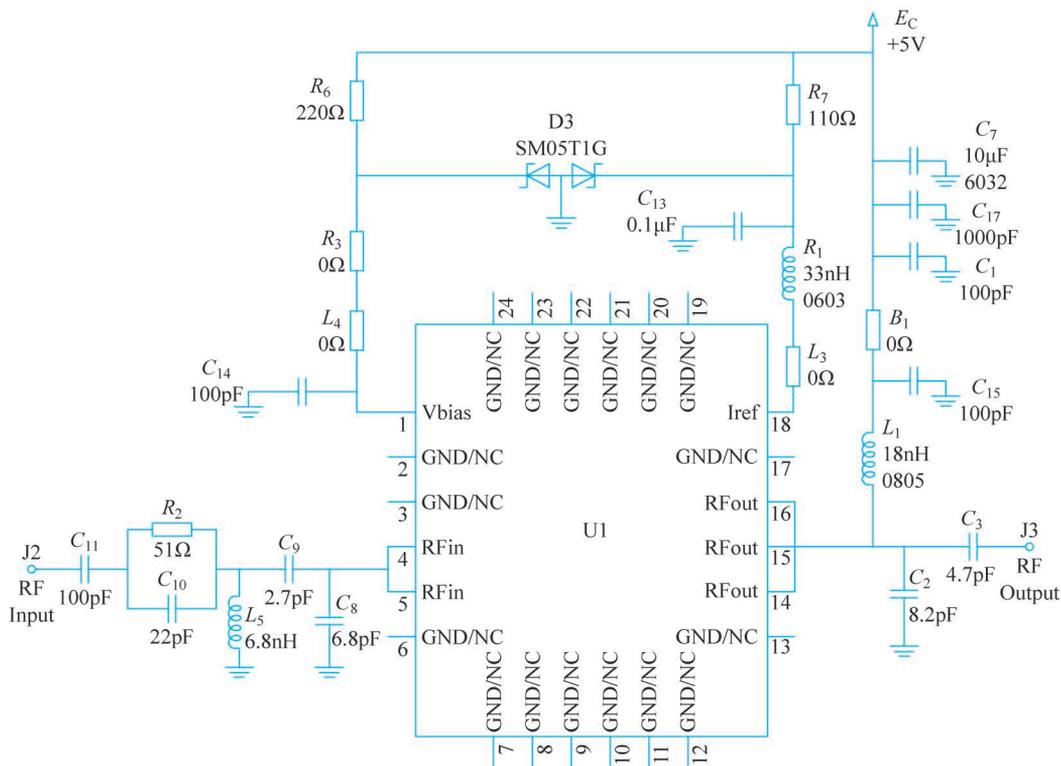


图 3-30 TQP7M9104 工作在 920~960MHz 时的应用电路

复习思考题

MHW 系列芯片在使用前以及使用中,需要注意什么?

3.9 宽带高频功率放大器

以 LC 谐振回路为输出电路的功率放大器,由于其相对通频带 B/f 。只有百分之几,甚至千分之几,所以又称窄带高频功率放大器。这种放大器比较适用于固定频率或频率变化范围较小的高频设备,如专用通信机、微波激励源。对于要求频率相对变化范围较大的短波、超短波电台,由于调谐系统复杂,窄带功率放大器的运用就受到了严重的限制。

随着现代通信工作频率的提高,尤其是对已调信号的放大,要求放大器有足够宽的工作频带。例如,对于 900MHz 的通信机,要求有 1GHz 以上的带宽。

为了展宽功率放大器的频带,需要采用具有宽频带特性的输出、输入电路,而传输线变压器能够满足这种要求,它是一种常用的非调谐匹配网络。

3.9.1 传输线变压器

普通的高频变压器不能作为宽带高频功率放大器的匹配网络,因为它的工作频带较窄,而传输线变压器的工作频带比普通的变压器要宽得多,因而得到广泛的应用。

1. 传输线变压器的结构

传输线变压器是将传输线和变压器有机结合在一起的耦合元件。它是由环状磁芯和传输线构成,磁芯是用高磁导率、低损耗的铁氧体材料制成的,即将传输线(如双绞线、同轴电缆等)绕在封闭的铁氧体的磁环上,就构成了传输线变压器,它有四个端子,可分别接信号源和负载。下面将介绍 1:1 传输线变压器及 1:4 和 4:1 传输线变压器。

2. 1:1 传输线变压器的工作原理

图 3-31 所示为 1:1 传输线变压器结构示意图及工作方式等效电路。

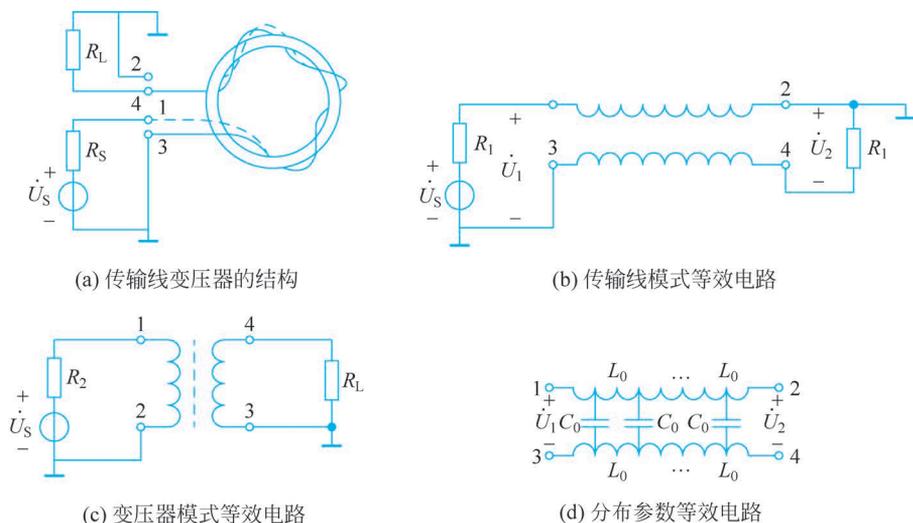


图 3-31 传输线变压器结构示意图及工作方式等效电路

图 3-31(a)所示为传输线变压器的结构。传输线变压器既有传输线的特性,又有变压器的特性。前者称为传输线模式,如图 3-31(b)所示,后者称为变压器模式,如图 3-31(c)所示。

当以传输线模式工作时,信号从 1、3 端输入,从 2、4 端输出。导线的分布电感和分布电容构成分布参数等效电路如图 3-31(d)所示。当所传输信号的波长可以跟导线的波长相比拟时,两根导线分布参数的影响不容忽视,由于传输线是由两根等长的导线,绞扭后缠绕在高磁导率磁环上做成的,在理想的情况下,当传输线无损耗时,可以认为传输线输入电压和输出电压相等, $\dot{U}_1 = \dot{U}_2$ 。流过的电流 $\dot{I}_1 = \dot{I}_2$ 。则可得传输线输出端(2、4 端)等效阻抗为

$$Z_{24} = \frac{\dot{U}_2}{\dot{I}_2}$$

输入端(1、3 端)等效阻抗为

$$Z_{13} = \frac{\dot{U}_1}{\dot{I}_1}$$

为了实现变压器与负载的匹配,要求 $Z_{24} = R_L$,为了实现信号源与传输线变压器的匹配,要求 $Z_{13} = R_S$ 。

当传输线工作于匹配状态时,线上任意位置的阻抗均是相等的,这个阻抗称为传输线的

特性阻抗,用 Z_C 表示。因此 1 : 1 传输线变压器的最佳匹配状态应满足

$$Z_C = R_L = R_S$$

负载上获得的功率为

$$P_L = I^2 R_L$$

实际上,在各种放大电路中,负载电阻 R_L 正好等于信号源内阻的情况是很少的,因此 1 : 1 传输线变压器很少用作阻抗匹配元件,而更多的是用作倒相器,也可用来进行不平衡-平衡(不对称-对称)或平衡-不平衡(对称-不对称)转换。这两种转换电路如图 3-32 所示。

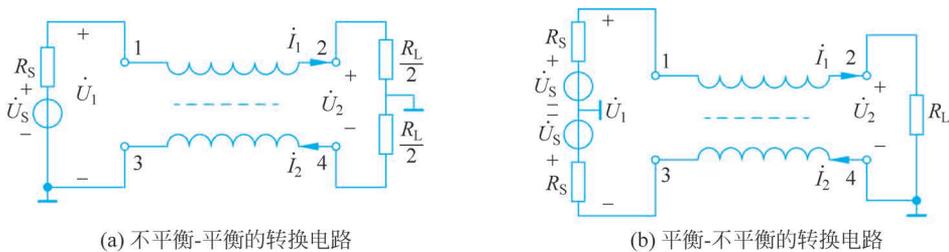


图 3-32 用 1 : 1 传输线变压器进行平衡与不平衡转换的电路

如图 3-32(a)所示,信号源为不平衡输入,通过传输线变压器可以得到两个大小相等、对地完全反相的电压输出。而如图 3-32(b)所示,则是由两个信号源形成平衡输入,通过传输线变压器得到一个对地不平衡的电压输出。

3. 1 : 4 和 4 : 1 传输线变压器

由于传输线变压器结构的限制,它不能像普通变压器可以利用改变匝比来实现任何阻抗匹配的变换,而只能完成某些特定阻抗比的变换,例如 1 : 4、1 : 9、1 : 16 或者 4 : 1、9 : 1、16 : 1 作为匹配元件,最常用的是 1 : 4 和 4 : 1 阻抗变换传输线变压器。如图 3-33 所示为 1 : 4 传输线变压器的接线图、等效电路及阻抗变换电路。如图 3-34 所示为 4 : 1 传输线变压器的接线图、等效电路及阻抗变换电路。它们仅在信源与负载的位置上有所不同,能量传递过程是相同的。1 : 4 传输线变压器适于作为 $R_L > R_S$ 时信源与负载间的匹配网络;而 4 : 1 传输线变压器则适于作为 $R_L < R_S$ 时信源与负载间的匹配网络。

下面研究常用的 1 : 4 阻抗变换传输线变压器的最佳匹配条件。

从传输线的宽带特性可知,当无损耗且传输线长度很短时,传输线输入电压和输出电压相等, $\dot{U}_1 = \dot{U}_2$ 。流过的电流 $\dot{I}_1 = \dot{I}_2$ 。则可得阻抗变换比为

$$Z_i = \frac{\dot{U}_1}{\dot{I}_1 + \dot{I}_2} = \frac{\dot{U}_1}{2\dot{I}_1} = \frac{1}{2}Z_C$$

$$Z_o = \frac{\dot{U}_1 + \dot{U}_2}{\dot{I}_2} = \frac{2\dot{U}_1}{\dot{I}_1} = 2Z_C$$

$$R_S = Z_i = \frac{1}{2}Z_C$$

$$R_L = Z_o = 2Z_C$$

因此, $R_S : R_L = 1 : 4$ 。

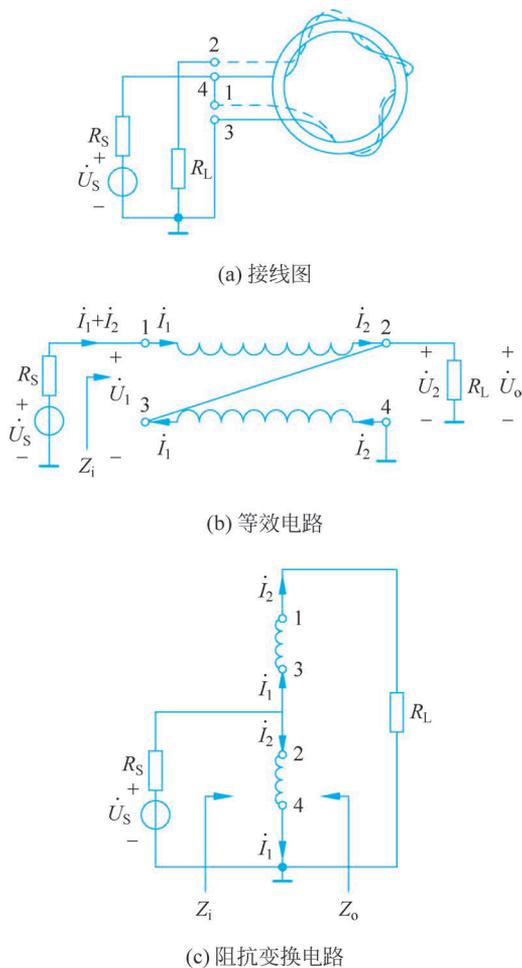


图 3-33 1 : 4 传输线变压器的接线图、等效电路及阻抗变换电路

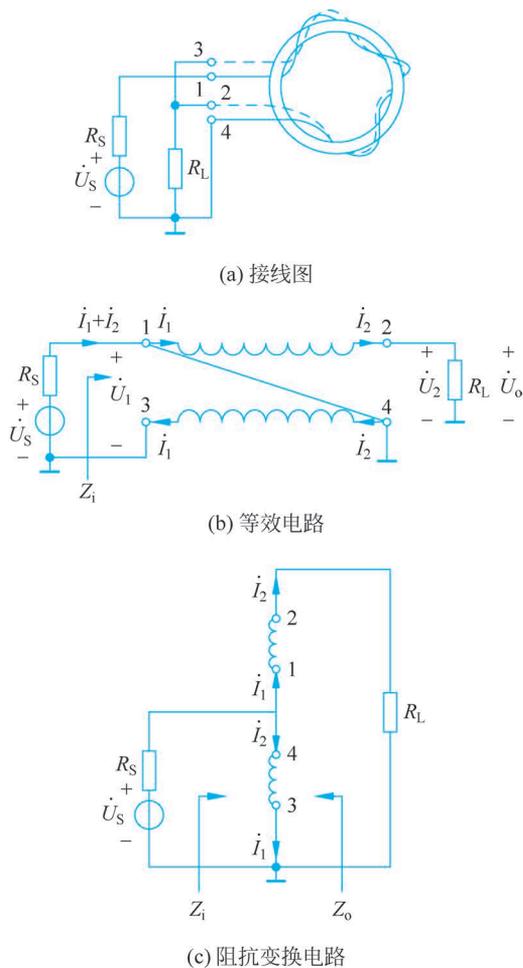


图 3-34 4 : 1 传输线变压器的接线图、等效电路及阻抗变换电路

4. 传输线变压器的特点及应用

传输线变压器是传输线工作原理和变压器工作原理相结合的产物,信号能量根据激励信号频率的不同以传输线或变压器方式传输。因此,传输线变压器具有良好的宽频带传输特性。传输线变压器与普通变压器相比,其主要特点是工作频带极宽,上限频率高达上千兆赫。而普通高频变压器的上限频率只能达到几十兆赫。由于传输线变压器有良好的高频和低频特性,且具有体积小、易制作、承受功率大、损耗小的特点,它常用于高频及更高频(如几百兆赫)电路中,可实现宽带阻抗匹配、平衡-不平衡转换,以及功率合成或功率分配。

3.9.2 单级宽频带高频功率放大器

图 3-35 所示为以传输线作为阻抗变换器的单级宽频带高频功率放大器。高频功放管工作在甲类状态,输出匹配网络采用 4 : 1 传输线阻抗变换器,能够与负载阻抗实现匹配。

由于放大器工作在甲类状态,非线性失真较小,不需要调谐,但是集电极效率较低,要求高频管能承受的管耗较大,随着生产工艺的改善,高频功率管所能承受的管耗也增大,所以这种宽频带高频功率放大器的应用也较广。

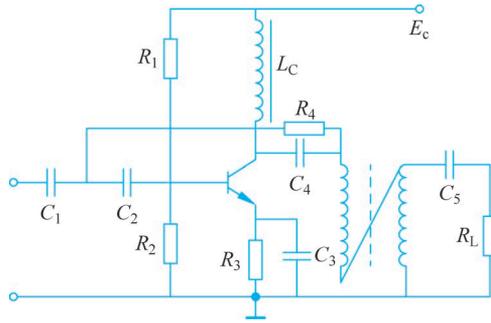


图 3-35 单级宽频带高频功率放大器

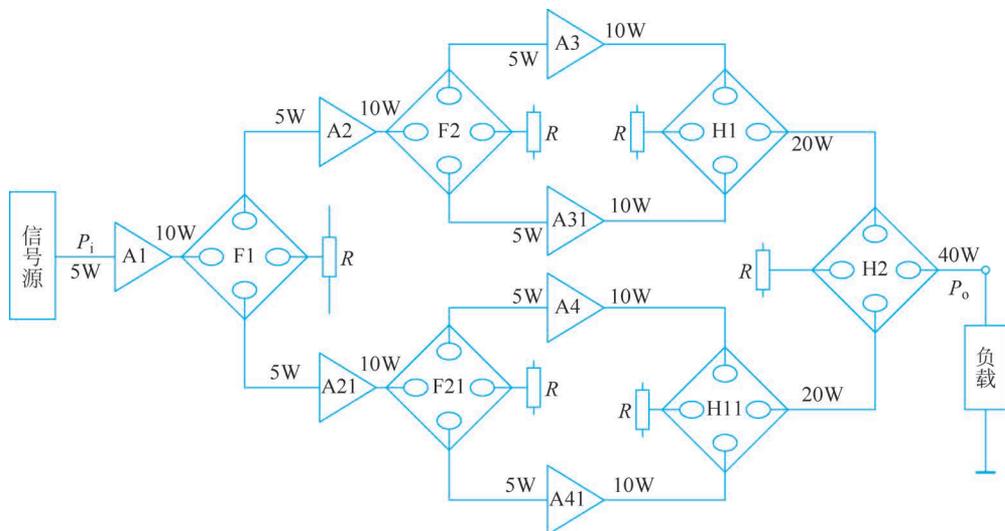
目前,由于技术上的限制,单个晶体管的输出功率一般为 $10\sim 1000\text{W}$,当要求更大的输出功率时,除了采用电子管外,还可以采用功率合成器。

3.9.3 功率合成器

1. 功率合成器概述

所谓功率合成器,就是通过功率合成网络将多个高频功率放大器的输出功率在一个公共负载上相加。这样得到的总输出功率可以远远大于单个功放电路的输出功率。例如当输入功率为 5W 时,要得到输出功率为 40W ,可以按照以下方案进行。

图 3-36 所示为一个输入功率为 5W 、输出功率为 40W 的功率合成器组成框图。图上除了信号源和负载外,还采用了两种基本器件:一种是用三角形代表的晶体管功率放大器(有源器件);另一种是用菱形代表的功率合成或分配网络(无源器件)。在所举的例子中,采用 7 个功率增益为 2 且最大输出功率为 10 的高频功率放大器、3 个一分为二的功率分配器和 3 个二合一的功率合成器。

图 3-36 输入功率为 5W 、输出功率为 40W 功率合成器组成框图

首先 A_1 将 5W 的输入功率放大至 10W ,然后在分配网中分离为相等的两部分,继续在两组放大器中放大,然后在第 2 个分配网中进行分配,经放大后,再在合成网中进行相加,最

后在输出端获得 40W 的输出功率。

一个好的功率合成器应该满足如下两个条件。

(1) 满足功率相加的原则。功率相加就是说功率合成电路或网络的匹配额定输出功率是每个单一器件匹配额定输出功率之和。

(2) 满足彼此隔离原则。合成网络的各单元放大器电路应彼此隔离,任何一个放大单元发生故障时,不影响其他放大器单元的工作(并联和推挽电路都不能满足这一条件)。

前面介绍的传输线变压器与适当的放大电路结合,就可以构成同相功率合成器与反相功率合成器。在功率合成和分配网络中,广泛使用 1 : 4 和 4 : 1 传输线变压器。

2. 功率合成(分配)的原理

1) 传输线变压器组成的混合网络

图 3-37 所示为一个使用 4 : 1 传输线变压器和相应的 AO、BO、CO、DD' 四条臂组成的混合网络,图 3-37(a)是传输线变压器形式的功率合成网络,图 3-37(b)是变压器形式的等效电路。

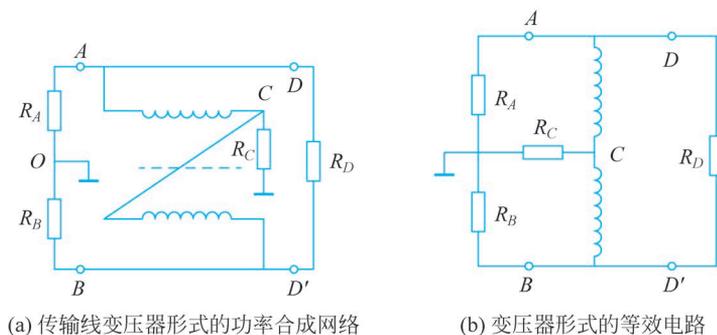


图 3-37 使用 4 : 1 传输线变压器和相应的 AO、BO、CO、DD' 四条臂组成的混合网络

其中 DD 臂两端都不接地。为了满足功率合成(或分配)网络的条件,通常设传输线变压器的特性阻抗 Z_C 和每条臂上的阻值(负载电阻或信号源内阻)的关系为

$$\begin{aligned} R_A &= R_B = R = Z_C \\ R_C &= \frac{1}{2} Z_C = \frac{1}{2} R \\ R_D &= 2Z_C = 2R = \frac{1}{4} R_C \end{aligned}$$

2) 传输线变压器组成的混合网络的功能

传输线变压器组成的混合网络既可作功率合成网络,又可作功率分配网络。

在分析时要注意两点:根据传输线原理,它的两个线圈中对点所通过的电流大小相等、方向相反;在满足匹配条件时,不考虑传输线的损耗,变压器输入端与输出端的电压幅度是相等的。

(1) 功率合成。

① A、B 两端输入等值同相功率,C 端负载 R_C 上获得两输入功率合成,而 D 端负载 R_D 上无功率输出;

② A、B 两端输入等值反相功率,D 端负载 R_D 上获得两输入功率合成,而 C 端负载

R_C 上无功率输出。

现以 A 、 B 两端输入等值同相功率进行分析。图 3-38 所示为同相功率合成网络原理图。

当 AO 、 BO 接有幅度大小相同, 相位也相同的信号源 (即 $\dot{U}_A = \dot{U}_B = \dot{U}_S$), 且内阻间的关系为 $R_A = R_B = R$, 如图 3-38(a) 和图 3-38(b) 所示。鉴于 AO 、 BO 接有同相源, 故称为同相功率合成。由于电路对称, 在匹配情况下, 同相网络具有如下特性: $\dot{I}_a = \dot{I}_b = \dot{I}$, 则 $\dot{I}_c = 2\dot{I}_a = 2\dot{I}_b = 2\dot{I}$, $\dot{I}_d = 0$ 。

当传输线无损耗时, 可以认为传输线输入电压和输出电压相等, 传输线变压器的 $U_t = 0$, 可将电路等效为图 3-38(c) 所示。

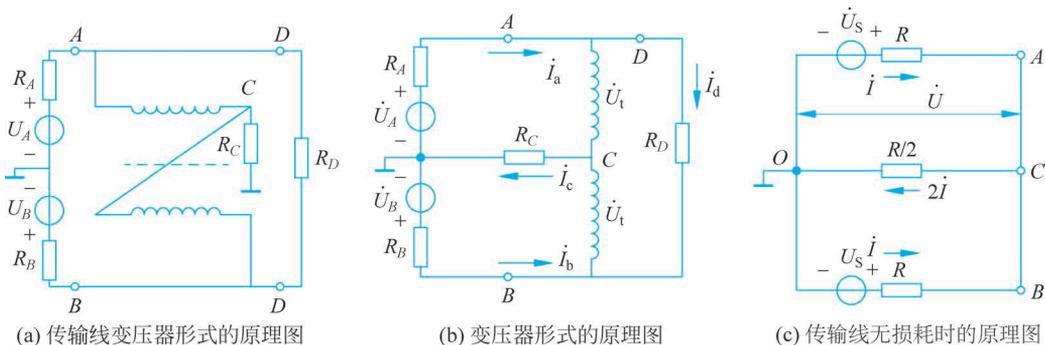


图 3-38 同相功率合成网络原理图

设两个放大器从 A 端和 B 端注入的功率为 P_A 和 P_B , 则 C 端获得的功率为

$$P_A = I_a^2 R = I^2 R$$

$$P_B = I_b^2 R = I^2 R$$

$$P_C = I_c^2 R / 2 = (2I)^2 R / 2 = 2I^2 R = 2I_a^2 R$$

$$P_C = 2P_A = 2P_B \quad (3-72)$$

所以 C 端输出功率为 A 端或 B 端注入功率的 2 倍, 即 A 端 B 端注入功率之和。而 D 端不消耗功率即 $P_D = 0$ 。

(2) 彼此隔离。

任何一个功率放大器发生故障时, 不影响其他放大器单元的工作 (并联和推挽电路都不能满足这一条件)。

如果当 A 端无注入, 合成网络平衡被破坏, 使初级与次级流过的电流不再相等, 于是可求得

$$\dot{I}_d = -\dot{I}$$

$$Z_i = \frac{\dot{U}_1}{\dot{I}_1 + \dot{I}_2} = \frac{\dot{U}_1}{2\dot{I}_1} = \frac{1}{2} Z_C$$

$$\dot{I} = -\frac{\dot{U}_t}{R}$$

$$\dot{I}_b = \dot{I} - \dot{I}_d = 2\dot{I}$$

CBOC 环路的回路方程为

$$\dot{U}_B = \dot{I}_b R - \dot{U}_t + 2\dot{I} \frac{R}{2} = \dot{I}_b R + \dot{I}R + \dot{I}R = 2\dot{I}_b R$$

$$\dot{I}_b = \frac{\dot{U}_B}{2R}$$

最后,求得 C 端、D 端输出功率状况为

$$P_c = (2I)^2 \cdot \frac{R}{2} = \left(2 \frac{I_b}{2}\right)^2 \cdot \frac{R}{2} = \frac{1}{2} I_b^2 R = \frac{1}{2} P_B$$

$$P_d = (2I_d)^2 \cdot \frac{R}{2} = \left(2 \frac{I_b}{2}\right)^2 \cdot \frac{R}{2} = \frac{1}{2} I_b^2 R = \frac{1}{2} P_B$$

与式(3-72)比较,可知当信号源 A 失效后 C 端输出功率由 $P_C = 2P_A = 2P_B$ 下降至 $P_C = 1/2 I_b^2 R = 1/2 P_B$,而 D 端输出功率由 $P_d = 0$ 上升至 $P_C = 1/2 I_b^2 R = 1/2 P_B$ 。

由以上分析可知,当其中某一放大器损坏时,虽然整个输出功率有所下降,但仍能进行工作。而采用并联或推挽方法,虽然可增大输出功率,但它与功率合成不同,即当其中一个器件损坏时,整个发射机将不能工作。

(3) 功率分配。

① 当 $R_A = R_B$ 时,将功率放大器加在 D 端,功率放大器的输出功率均等地分配给 R_A 和 R_B ,且它们之间是反向的,而 C 端负载 R_C 上无功率输出;

② 当 $R_A = R_B$ 时,将功率放大器加在 C 端,功率放大器的输出功率均等地分配给 R_A 和 R_B ,且它们之间是同向的,而 D 端负载 R_D 上无功率输出。

如图 3-39 所示是一个功率二分配器合成网络, $R_A = R_B$ 时,将功率放大器加在 C 端,在满足匹配条件,不考虑传输线的损耗,变压器输入端与输出端的

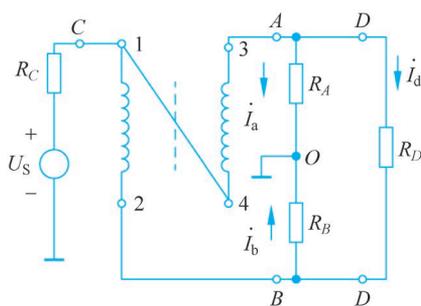


图 3-39 功率二分配器合成网络

电压幅度是相等的。由电路对称性可得 $\dot{I}_a = \dot{I}_b$, A、B 两端电压为

$$\dot{U}_{AB} = \dot{I}_a R_A - \dot{I}_b R_B = 0$$

所以有, $P_A = P_B = I_a^2 R = I_b^2 R = (I_c/2)^2 R = I_c^2/2 \times R/2 = I_c^2/2 \times R_C = P_C/2$ 。

由以上分析可知,功率放大器的输出功率均等地分配给 R_A 和 R_B ,且它们之间是反相的,实现了功率二分配,而 D 端负载 R_D 上无功率输出。

功率合成与分配是相互联系的,用作功率合成的晶体管,必须通过功率分配得到激励信号。

3.9.4 实例分析

1. 反相功率合器的典型电路

如图 3-40 所示是一个反相功率合成器的典型电路。它是一个输出功率为 75W,带宽为 30~75MHz 的放大电路的一部分。图中, T_2 与 T_5 是由 1:4 传输线变压器构成的混合网

络, T_2 是起功率分配作用; 而 T_5 则是起到功率合成作用的传输线变压器。又考虑到功放管 VT_1 和 VT_2 的输入阻抗低, 分别用传输线变压器 T_3 和 T_4 进行 4 : 1 阻抗变换。 T_1 与 T_6 是 1 : 1 传输线变压器, 其作用是完成平衡-不平衡输出。由于信号源是非平衡输出, 通过传输线变压器 T_1 变为平衡输出。负载均衡是一端接地, 通过传输线变压器 T_6 将平衡输出变为非平衡输出。

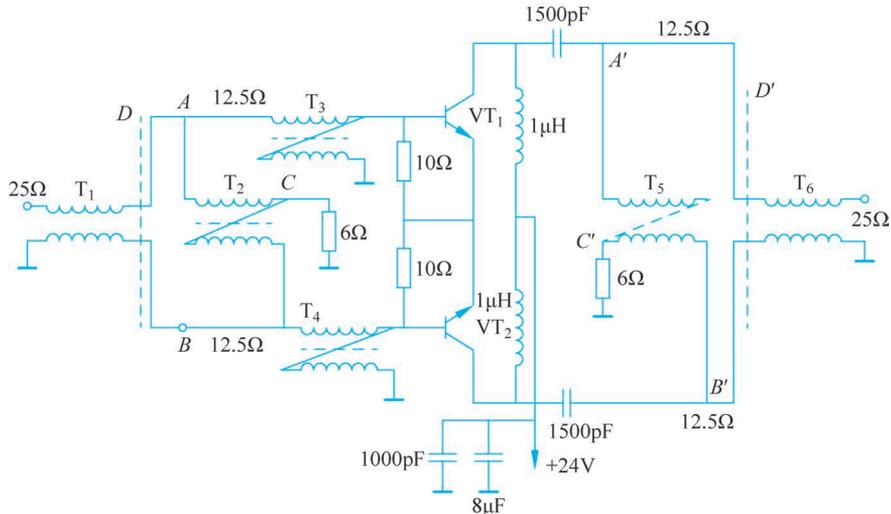


图 3-40 反相功率合器的典型电路

图 3-40 中标出了电路各点的负载阻抗值, 为了实现阻抗匹配, 传输线变压器 T_1 、 T_6 的特性阻抗应为 25Ω ; T_3 和 T_4 的特性阻抗应为 6Ω ; T_2 、 T_5 的特性阻抗应为 12.5Ω 。

2. 同相功率合器的典型电路

如图 3-41 所示是一个同相功率合成器的典型电路。图中, T_1 是功率分配网络, A 端和 B 端获得同相功率。 T_6 为功率合成网络, 其作用是将 A' 和 B' 两端的功率在 C' 端进行合成, 推动负载工作。 T_2 和 T_3 为 4 : 1 阻抗变换器, 将具有较低输入阻抗的功放管(约 50Ω) 输入阻抗变换为高阻抗; T_4 和 T_5 为 1 : 4 阻抗变换器, 将具有较高输出阻抗混合网络

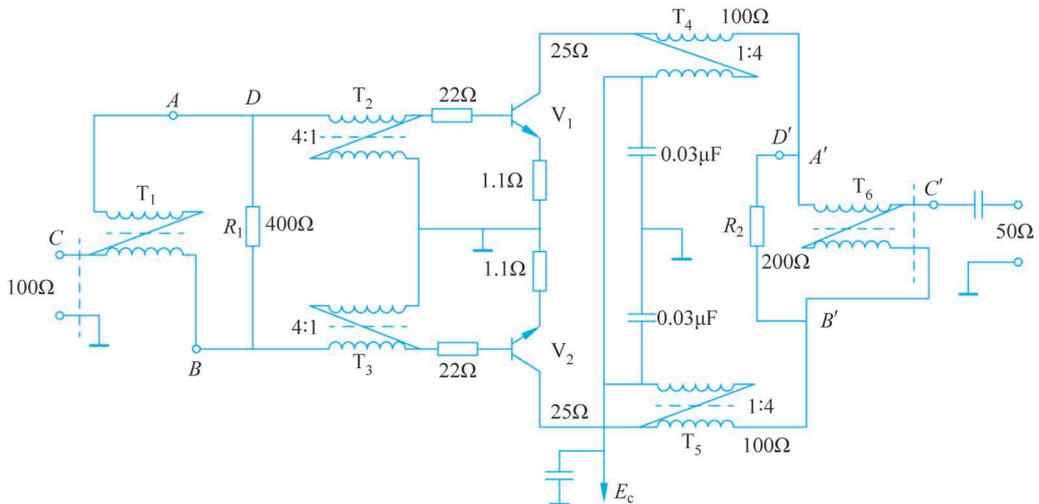


图 3-41 同相功率合器的典型电路

(200Ω)的等效负载阻抗,变换为放大器所需的较低负载阻抗; T_6 为功率合成传输线变压器。 R_1 为输入耦合网络的平衡电阻, R_2 为输出耦合网络的平衡电阻。还在图中标出了电路各点的负载阻抗值,由图可知,为了实现阻抗匹配,传输线变压器 T_1 、 T_2 、 T_3 、 T_6 的特性阻抗应为 100Ω ; T_4 、 T_5 的特性阻抗应为 50Ω 。

复习思考题

1. 功放在什么情况下需要采用传输线变压器? 最常用的是什么类型的阻抗变换传输线变压器?
2. 一个好的功率合成器应该满足哪两个条件?

本章小结

调谐、选频、滤波、匹配,以及获得输出功率和效率是本章的几个核心问题。

1. 调谐功率放大器与小信号调谐放大器的比较如表 3-3 所示。

表 3-3 调谐功率放大器与小信号调谐放大器的比较

比较项目	调谐功率放大器	小信号调谐放大器
电路		
输入信号	大(几百毫伏至几伏)	小(几微伏至几毫伏)
晶体管工作区域	晶体管工作延伸到非线性区域——截止和饱和区	线性区
工作状态	丙类	甲类
输出功率	大	小
功率增益	小	大(通过阻抗匹配)

2. 高频谐振功率放大电路工作在丙类状态。效率高并且节约能源,所以是高频功放中经常选用的一种电路形式。

丙类谐振功放效率高的原因在于导通角 θ 小,也就是晶体管导通时间短,集电极功耗减小。但导通角 θ 越小,将导致输出功率越小。所以选择合适的 θ ,是丙类谐振功放在兼顾效

率和输出功率两个指标时的一个重要考虑。

3. 由于丙类工作,集电极电流 i_c 是余弦脉冲,但由于槽路的选频作用,仍能得到正弦波形的输出。

4. 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,必须掌握功率放大器的五种功率和两种效率。

(1) 调谐功率放大器五种功率。

① 电源供给的直流功率:

$$P_S = E_c I_{c0}$$

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:

$$P_o = \frac{1}{2} U_{cm} I_{c1m} = \frac{1}{2} I_{c1m}^2 R_L = \frac{1}{2} \frac{U_{cm}^2}{R_L}$$

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:

$$P_C = P_S - P_o$$

④ 槽路损耗功率:

$$P_T = \frac{U_m^2}{2R_0} = \frac{U_m^2}{2Q_0 \omega_0 L}$$

⑤ 通过槽路送给负载的交流功率,即 R_L 上得到的功率:

$$P_L = P_o - P_T$$

(2) 两种效率。

① 集电极效率:

$$\eta_c = \frac{P_o}{P_S} = \frac{U_{cm} I_{c1m}}{2E_c I_{c0}} = \frac{1}{2} \frac{U_{cm}}{E_c} \frac{\alpha_1 I_{cmax}}{\alpha_0 I_{cmax}} = \frac{1}{2} \frac{\alpha_1}{\alpha_0} \frac{U_{cm}}{E_c}$$

② 槽路效率:

$$\eta_T = \frac{P_o - P_T}{P_o} = \frac{\frac{U_m^2}{2Q_L \omega_0 L} - \frac{U_m^2}{2Q_0 \omega_0 L}}{\frac{U_m^2}{2Q_0 \omega_0 L}} = \frac{Q_0 - Q_L}{Q_0}$$

5. 折线分析法是工程上常用的一种近似方法。利用折线分析法可以对丙类谐振功放进行工作状态和性能分析,得出它的负载特性、调制特性和振幅特性。若丙类谐振功放用来放大等幅信号(如调频信号)时,应该工作在临界状态;若用来放大非等幅信号(如调幅信号)时,应该工作在欠压状态;若用来进行基极调幅,应该工作在欠压状态;若用来进行集电极调幅,应该工作在过压状态。折线化的动态线在工作状态和性能分析中起了非常重要的作用。

6. 丙类调谐功放的输入回路的基极偏压是反偏压,常采用自给偏压来实现。当调谐功放设计在欠压状态工作时,采用射流偏压环节;当设计在过压状态工作时,采用基流偏压环节。丙类调谐功放的输出回路有串馈和并馈两种直流馈电方式。为了实现和前后级电路的阻抗匹配,可以完成这两种作用的匹配电路形式有多种,一般可采用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。

7. 调谐功放属于窄带功放。宽带功放采用非调谐方式,工作在甲类状态,采用具有宽带特性的传输线变压器进行阻抗匹配,并利用功率合成技术增大输出功率。

8. 书中介绍的一些集成高频功放器件如 M57704 系列和 MHW 系列等,属于窄带谐振功放,输出功率不很大,效率也不太高,但功率增益较大,需外接元件少,使用方便,可广泛用于一些移动通信系统和便携式仪器中。

9. 晶体管倍频器是一种常用的倍频电路,在使用时应注意两点:一是倍频次数一般不超过 3;二是要采用良好的输出滤波网络。

10. 本章知识结构框图如图 3-42 所示。

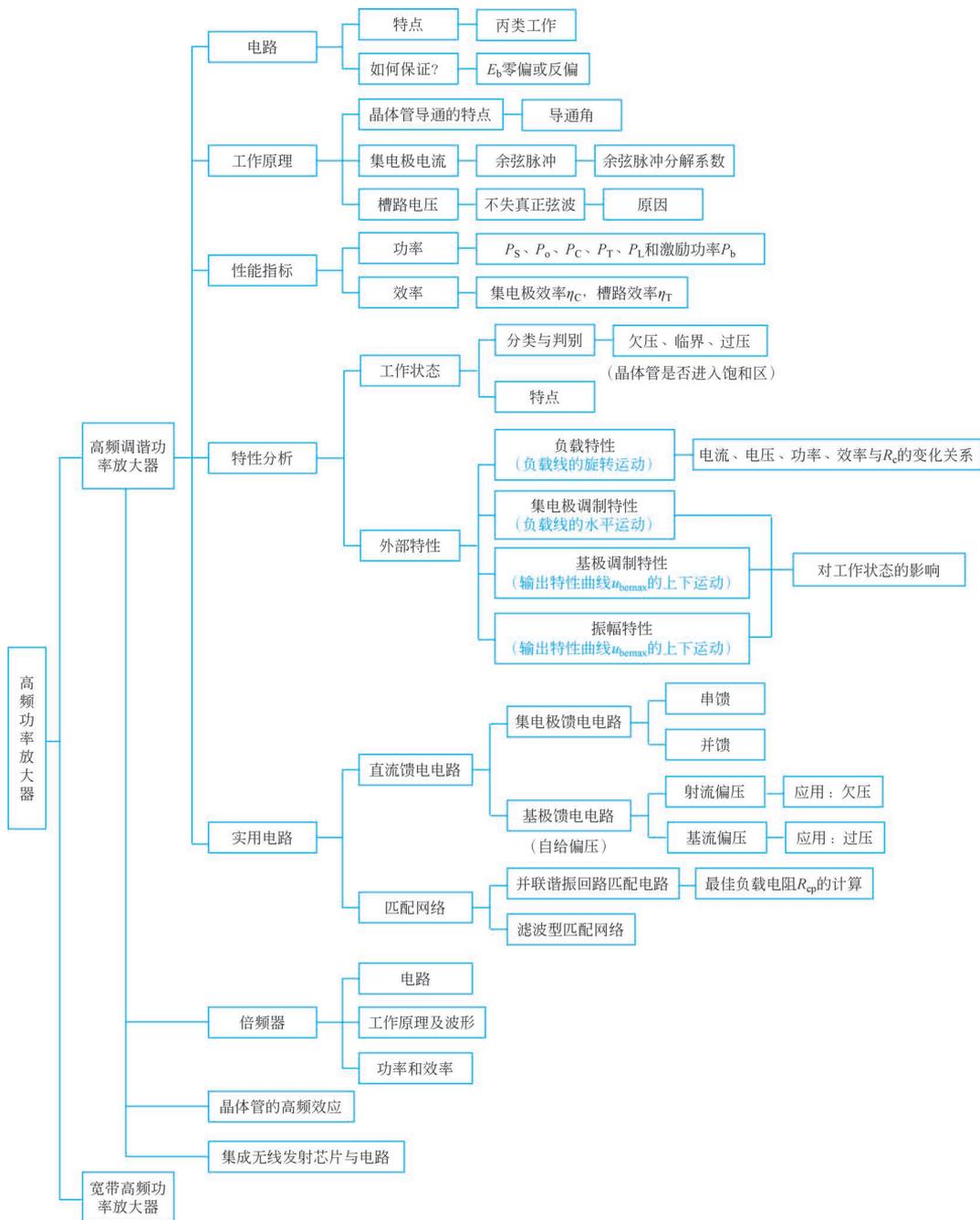


图 3-42 第 3 章知识结构框图

思考题与习题

- 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？
- 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，那么为什么能得到正弦电压输出？
- 3-3 晶体管集电极效率是怎样确定的？若要提高集电极效率应从何处下手？
- 3-4 什么丙类放大器的最佳负载？怎样确定最佳负载？
- 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？
- 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？
- 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_{c0} 、 I_{c1m} 、 I_{b0} 、 I_{b1m} 的影响。
- 3-8 根据丙类放大器的工作原理，定性分析偏压变化对 I_{c0} 、 I_{c1m} 、 I_{b0} 、 I_{b1m} 的影响。
- 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_{c1m} 、 I_{b0} 、 I_{b1m} 的影响。
- 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_{c1m} 如何变化？输出功率 P_o 将如何变化？
- 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)减小一半。两种情况下，其输出功率 P_o 将如何变化？并说明理由。
- 3-12 在谐振功率放大器中，若 E_b 、 U_{bm} 、 U_{cm} 不变，当 E_c 改变时 I_{c1m} 有明显变化，问放大器原工作于何种状态？为什么？
- 3-13 在谐振功率放大器中，若 U_{bm} 、 E_c 、 U_{cm} 不变，当 E_b 改变时 I_{c1m} 有明显变化，问放大器原工作于何种状态？为什么？
- 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 P_C 、 R_c 、 η_c 、 I_{c1m} 。
- 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？
- 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 $E_c = 24V$ 、 $\theta = 70^\circ$ 、 $I_{cmax} = 2.2A$ 、 $\alpha_0(70^\circ) = 0.253$ 、 $\alpha_1(70^\circ) = 0.436$ ，并工作在临界状态，试计算 P_o 、 P_S 、 η_c 和 R_{cp} 。
- 3-17 若设计一个调谐功率放大器，已知 $E_c = 12V$ 、 $U_{ces} = 1V$ 、 $Q_0 = 20$ 、 $Q_L = 4$ 、 $\alpha_1(60^\circ) = 0.39$ 、 $\alpha_0(60^\circ) = 0.21$ ，若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？
- 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大不明显，后者的输出功率增大明显。试分析其原因。若要明显增大前者的输出功率，问还须采取什么措施？
- 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？

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_{c0} 、 I_{c1m} 如何变化? 集电极损耗功率 P_C 如何变化? 有何危险?

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?

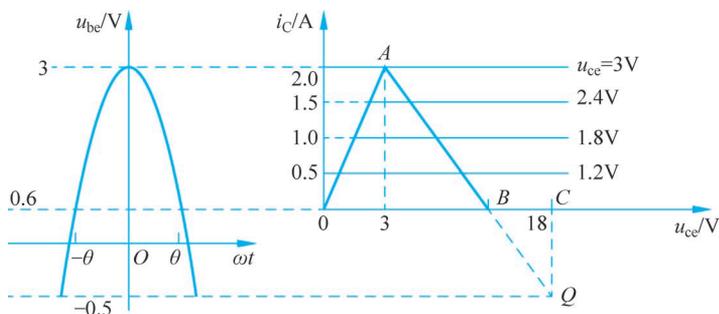
3-22 已知某谐振功率放大器工作在临界状态,输出功率 15W ,且 $E_c = 24\text{V}$ 、 $\theta = 70^\circ$ 、 $\alpha_0(70^\circ) = 0.253$ 、 $\alpha_1(70^\circ) = 0.436$ 。功放管的参数为:临界线斜率 $g_{cr} = 1.5\text{A/V}$ 、 $I_{CM} = 5\text{A}$ 。求:

(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_{cp} 各为多少?

(2) 若输入信号振幅增大一倍,功放的工作状态将如何变化? 此时的输出功率大约为多少?

3-23 谐振功率放大器的电源电压 E_c 、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° 减小为 60° 时,效率 η_c 提高了多少? 相应的集电极电流脉冲幅值变化了多少?

3-24 某谐振功率放大器的动特性如图题 3-24 所示,试回答以下问题。



图题 3-24

(1) 说明功率放大器工作于何种状态,并画出 $i_c(t)$ 的波形图。

(2) 计算 θ 、 P_o 、 P_C 和 R_{cp} 。[注: $\alpha_0(\theta) = 0.259$ 、 $\alpha_1(\theta) = 0.444$]

3-25 某谐振功率放大器,如果它原来工作在临界状态,如何调整外部参数,可以让它到过压或欠压状态,三种状态各有什么用途?

3-26 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,而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 Π 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。

3-27 什么是倍频器? 倍频器在实际中有什么作用?

3-28 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?

3-29 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?

3-30 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_{bm} 、 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。

3-31 试对 1 : 4 和 4 : 1 传输线变压器性能与作用进行比较。

3-32 传输线变压器组成的混合网络有什么功能? 在分析时要注意什么?