

高频功率放大器

3.1 概述

在低频电子线路中,为了获得足够大的输出功率,必须采用低频功率放大器。这种低频功率放大器一般是工作在甲类或乙类(推挽输出)或甲乙类的放大器,效率不会超过78.5%。同样地,在高频电子线路中,为了获得足够大的输出功率,也必须采用高频功率放大器。不过,由于高频的特殊性,高频功率放大器既可以工作在甲类或甲乙类状态,也可以工作在丙类或丁类,甚至戊类,效率可以高于78.5%。例如,在第1章讨论的调幅信号发射机中,高频功率放大器把已调波的功率放大到足够大,使调幅广播计划的覆盖地区能正常收听。在有线通信中,常常也需要高频功率放大器,比如闭路电视等。由此可见,高频功率放大器是通信发送设备的重要组成部分。

高频功率放大器是用于放大高频信号并获得足够大的输出功率的放大器,它广泛用于发射机、高频加热装置和微波功率源等电子设备中。

高频功率放大器与低频功率放大器相比,主要有以下几点不同。

(1) 工作波段和相对频带宽度不同。低频功率放大器的工作频率低,但是,相对频带宽度非常宽。比如,放大频率为20Hz~20kHz的低频信号,高低频率之比达到1000:1;中心频率为 $0.5 \times (20\,000 + 20)\text{Hz} = 10010\text{Hz}$,频带宽度为 $(20\,000 - 20)\text{Hz} = 19\,980\text{Hz}$,相对频带宽度为 $19\,980\text{Hz}/10\,010\text{Hz} = 2.0$ 。调频广播的载波频率范围为88~108MHz,高、低频率之比仅为1.23:1;中心频率为 $0.5 \times (88 + 108)\text{MHz} = 98\text{MHz}$,频带宽度为 $(108 - 88)\text{MHz} = 20\text{MHz}$,相对频带宽度为 $20\text{MHz}/98\text{MHz} = 0.2$ 。它们的工作频率至少差3个数量级,相对频带宽度是10倍的关系。由于工作频率和相对频带宽度不同,决定了低频功率放大器采用无调谐负载,比如电阻、变压器等。而窄带高频功率放大器一般都采用谐振回路作负载。

(2) 采用的工作状态一般不同。低频功率放大器一般是在甲类或乙类(推挽输出)或甲乙类状态下工作。虽然窄带高频功率放大器可以工作在甲类或乙类(推挽输出)或甲乙类状态,但是,为了提高效率,往往工作在丙类或丁类,甚至戊类状态。

(3) 工作原理一般不同。低频功率放大器是一种线性放大器,其中的有源器件工作于放大区。如果窄带高频功率放大器工作在丙类或丁类或戊类状态,其中的有源器件工作于截止区,是一种非线性电路。

高频功率放大器有窄带和宽带放大器两类。窄带高频功放常采用具有选频功能的

谐振网络作为负载,所以又称为谐振功率放大器。为了提高效率,谐振功放常工作于乙类或丙类状态,甚至丁类或戊类状态。其中,放大等幅信号(例如载波信号、调频信号)的谐振功放一般工作于丙类状态;而放大高频调幅信号的谐振功放一般工作于乙类状态,以减小失真,这类功放又称为线性功率放大器。为了进一步提高效率,近年来出现了使电子器件工作于开关状态的丁类谐振功放。

宽带高频功率放大器采用工作频带很宽的传输线变压器作为负载,它可实现功率合成。由于不采用谐振网络,因此这种高频功率放大器可以在很宽的范围内变换工作频率而不必调谐。

在高频功率放大器中,有源器件可以采用晶体管或场效应管或电子管,其中,电子管是最古老的元件。晶体管和场效应管与电子管相比,具有体积小、重量轻、耗电少、寿命长等优点,因此,它们一出现,就获得了迅速的发展。在低频电子线路、脉冲与数字电路、高频电子线路等中,晶体管和场效应管已经或正在取代电子管,成为电子元器件中的主力军,为电子技术的发展谱写新的篇章。但是,到目前为止,晶体管和场效应管并没有完全取代电子管。比如,在高频功率放大器中,当要求输出功率达到几百瓦以上时,电子管仍然占优势。

高频功率放大器的技术指标包括输出功率、效率、功率增益、带宽和谐波抑制制度等。这几项指标往往是互相矛盾的,对于不同应用,要有所兼顾。它的主要技术指标是输出功率和效率。

由于高频功率放大器的输出功率比较大,耗能比较多,所以工作效率就显得非常重要。放大器的基本原理都是利用输入基极或栅极的信号去控制集电极或漏极或阳极的直流电源,让这个直流电源输出的功率转变为与输入信号频谱结构相同的输出信号的功率(线性放大)。显然,这个转换的效率不会是100%的,因为电子元器件本身还要消耗功率,比如,电阻、晶体管、场效应管、电子管等。事实上,这个直流电源输出的功率一部分转变为交流输出功率了,另一部分主要以热能的形式被集电极或漏极或阳极所消耗,称为耗散功率。工作效率的提高,意味着更加节能,同时,也意味着晶体管或场效应管或电子管本身发热的程度更低,使用寿命更长。下面,以晶体管为例,讨论集电极电源提供的直流功率 P_{Σ} 、交流输出功率 P_o 和集电极耗散功率 P_c 之间的关系。

根据能量守恒定律,如果忽略电阻或等效电阻消耗的功率,可以得到

$$P_{\Sigma} = P_o + P_c \quad (3-1)$$

为了定性说明晶体管放大器的能量转换能力,引入集电极效率的概念,用 η_c 表示。集电极效率 η_c 的定义为

$$\eta_c = \frac{P_o}{P_{\Sigma}} = \frac{P_o}{P_o + P_c} \quad (3-2)$$

本章主要讨论丙类高频谐振功率放大器的工作原理、特性以及技术指标的计算、具体电路的分析等内容,对宽带高频功率放大器和功率合成器作简要的介绍。

3.2 丙类高频谐振功率放大器的工作原理

3.2.1 丙类高频谐振功率放大器的原理电路

丙类高频谐振功率放大器是指用于对高频输入信号进行功率放大的、工作在丙类状态的放大器,其负载往往是一个谐振回路。丙类高频谐振功率放大器放大的信号一般是窄带的,所以需要一个选频网络作负载,是通信发送设备中常用的一个模块。

常用的丙类高频谐振功率放大器的原理电路图如图 3-1 所示,其中 V_{BB} 和 V_{CC} 分别为

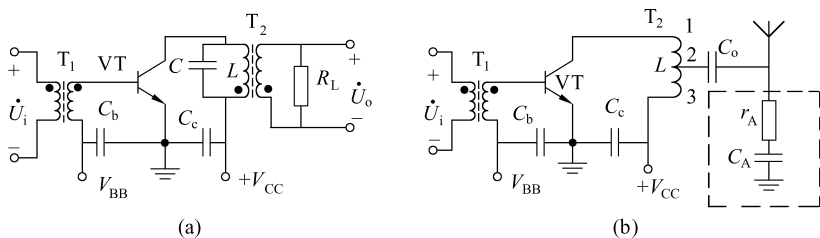


图 3-1 常用的丙类高频谐振功率放大器的原理电路图

晶体管 VT 的基极和集电极提供直流电源,它们使晶体管 VT 工作在期望的状态(丙类); C_b 和 C_c 分别是滤波电容或高频旁路电容,对于交流信号,相当于短路;图 3-1(a)中的负载电阻 R_L 通过耦合变压器 T_2 接入放大器,图 3-1(b)中的负载(包括等效电阻 r_A 和等效电容 C_A)通过自耦变压器 T_2 接入放大器。图 3-1(a)一般用于中间级;图 3-1(b)一般用于输出级,其负载是天线,天线可以等效为一个电阻 r_A 和一个电容 C_A 组成的串联支路。无论是哪一种,其等效电路中的负载都可以等效为一个并联谐振电路。所以,后面的电路分析和计算就以图 3-2 为例。

在图 3-2 中,输入信号为 $u_b(t)$,电源是 V_{BB} 和 V_{CC} 。电路一般工作于丙类状态,发射结反向偏置,集电极的电流呈脉冲状。下面主要以波形图说明丙类高频谐振功率放大器的工作原理。

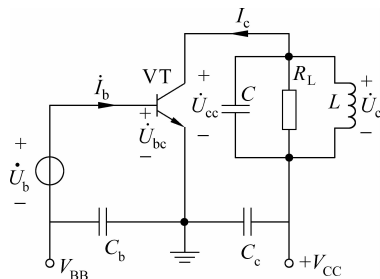


图 3-2 高频功率放大器的原理电路图

3.2.2 丙类谐振功放的工作原理

在图 3-2 中,显然, V_{BB} 是负电源,无信号输入时,晶体管 VT 截止。设 $u_b(t) = U_{bm} \cos(\omega_c t)$,则发射结两端的电压为

$$u_{BE}(t) = V_{BB} + u_b(t) = V_{BB} + U_{bm} \cos(\omega_c t)$$

L 、 C 和 R_L 所组成的并联谐振回路的谐振频率等于输入信号的频率 f_c 。所以,晶体管 VT 的基极电流 $i_B(t)$ 和集电极的电流 $i_C(t)$ 都是周期性脉冲信号,常被称为余弦脉冲,而且可以展开成如下形式的傅里叶级数:

$$i_B(t) = I_{B0} + I_{b1m} \cos(\omega_c t) + I_{b2m} \cos(2\omega_c t) + \cdots + I_{bnm} \cos(n\omega_c t) + \cdots \quad (3-3)$$

$$i_C(t) = I_{C0} + I_{c1m} \cos(\omega_c t) + I_{c2m} \cos(2\omega_c t) + \cdots + I_{cnm} \cos(n\omega_c t) + \cdots \quad (3-4)$$

式中: I_{B0} 与 I_{C0} 、 I_{b1m} 与 I_{c1m} 、 I_{b2m} 与 I_{c2m} 分别是基极电流 $i_B(t)$ 和集电极电流 $i_C(t)$ 的直流分量、基波分量的振幅、 n 次谐波分量的振幅。高频功率放大器的工作原理可以用波形图来说明,如图 3-3 所示。在图 3-3(a)中,把晶体管的转移特性曲线和顺时针旋转 90° 的输入信号 $u_b(t)$ 的时域波形画在一起,是为了用作图的方法方便地得到集电极电流 $i_C(t)$ 的波形图。由图 3-3(a)可见,当输入信号 $u_b(t)$ 为单频信号时,集电极电流 $i_C(t)$ 是最大值为 I_{CM} 、与输入信号同频率、仅当 $u_b(t) > U_{bz}$ 时为 nonzero 的周期性脉冲信号。在图 3-3(b)中,对比地画出了晶体管发射结电压 $u_{BE}(t)$ 、基极电流 $i_B(t)$ 、集电极电流 $i_C(t)$ 、集电极与发射极之间的电压 $u_{CE}(t)$ (管压降) 的波形图。由图 3-3(a)可见,当输入信号 $u_b(t)$ 为单频信号时,基极电流 $i_B(t)$ 的波形与集电极电流 $i_C(t)$ 的波形是一致的,而集电极与发射极之间的电压 $u_{CE}(t)$ 的波形是在直流电压 V_{CC} 上叠加了与输入信号反向、同频率、幅度增大了的正弦信号,也就是说,电压 $u_{CE}(t)$ 中的交流分量就是输入信号 $u_b(t)$ 的放大信号。

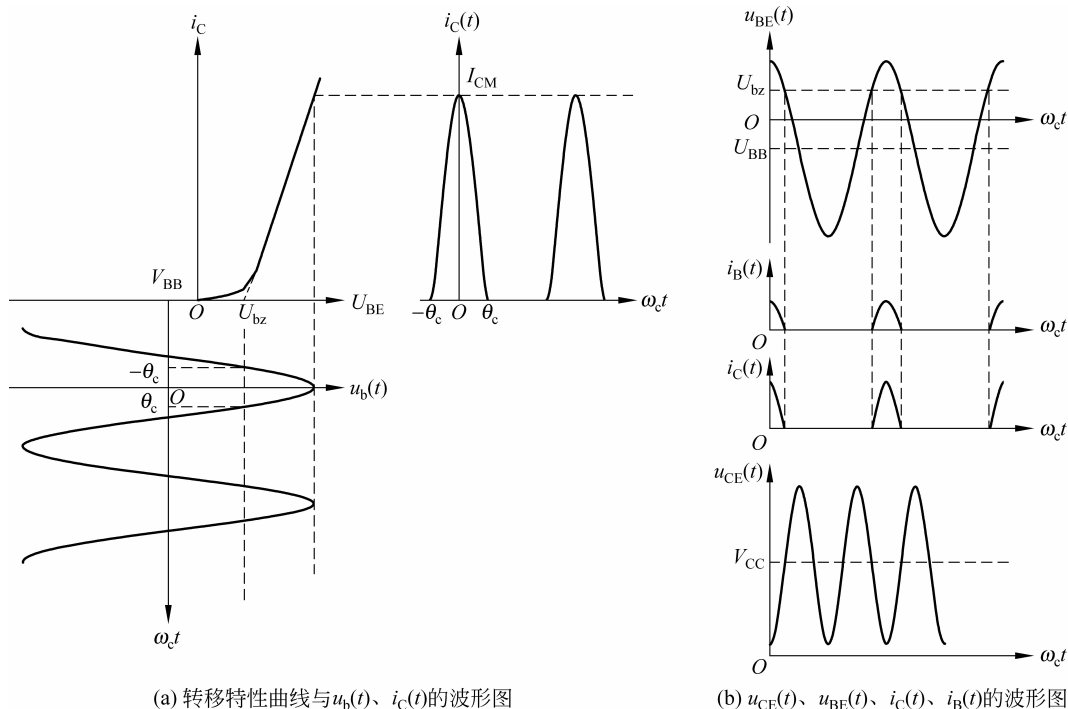


图 3-3 高频功率放大器工作原理的波形图

当集电极回路的谐振频率等于输入信号的频率时,对于基波分量来说,回路阻抗为纯电阻 R_L ,基波分量在回路两端产生的压降很大,其振幅为 $R_L I_{c1m}$;对于直流分量来说,在回路两端的压降为零;对于各次谐波分量来说,在回路两端产生的压降相对很小,可以忽略不

计。因此,在回路两端的电压的频率与输入信号的相同,从而实现了不失真的功率放大。

在图 3-3 中,由于放大器工作在丙类状态,故晶体管只在小半个周期内导通,而在大半个周期内截止。在 $-\pi\text{rad}\sim\pi\text{rad}$ 对应的时间内,只有在 $-\theta_c\text{rad}\sim\theta_c\text{rad}$ 对应的时间内才导通, θ_c 被称为半导通角,简称通角,这个参数可以用于判断高频功率放大器的工作状态。当 $\theta_c=\pi\text{rad}$ 时,放大器工作于甲类状态;当 $0.5\pi\text{rad}<\theta_c<\pi\text{rad}$ 时,它工作于甲乙类状态;当 $\theta_c=0.5\pi\text{rad}$ 时,它工作于乙类状态;当 $\theta_c<0.5\pi\text{rad}$ 时,它工作于丙类状态。

例 3-1 试分别求图 3-2 所示丙类高频谐振功率放大器中, L 、 C 和 R_L 所组成的并联谐振回路的二到五次谐波与基波对应的阻抗幅值的比值。已知回路的有载品质因数为 $Q_L=100$ 。

解: 显然,这个并联谐振回路的基波对应的阻抗幅值(谐振电阻)为

$$|Z_{p1}| = R_p = R_L$$

并联谐振回路 n 次谐波对应的阻抗幅值为

$$\begin{aligned} |Z_{pn}| &= \left| \frac{1}{\frac{1}{R_L} + \frac{1}{jn\omega L} + jn\omega C} \right| = \left| \frac{R_L}{1 + j\left(n\omega CR_L - \frac{R_L}{n\omega L}\right)} \right| \\ &= \left| \frac{R_L}{1 + j\left(100n - \frac{100}{n}\right)} \right| = \left| \frac{nR_L}{n + j100(n^2 - 1)} \right| \\ &= \frac{nR_L}{\sqrt{n^2 + 10^4(n^2 - 1)^2}} \end{aligned}$$

当 n 分别等于 2、3、4、5 时,并联谐振回路对应的阻抗幅值分别为

$$\begin{aligned} |Z_{p2}| &= \frac{2R_L}{\sqrt{2^2 + 10^4 \times (2^2 - 1)^2}} = \frac{2R_L}{\sqrt{4 + 9 \times 10^4}} \approx 0.0067R_L \\ |Z_{p3}| &= \frac{3R_L}{\sqrt{3^2 + 10^4 \times (3^2 - 1)^2}} = \frac{3R_L}{\sqrt{9 + 64 \times 10^4}} \approx 0.0025R_L \\ |Z_{p4}| &= \frac{4R_L}{\sqrt{4^2 + 10^4 \times (4^2 - 1)^2}} = \frac{4R_L}{\sqrt{16 + 225 \times 10^4}} \approx 0.0013R_L \\ |Z_{p5}| &= \frac{5R_L}{\sqrt{5^2 + 10^4 \times (5^2 - 1)^2}} = \frac{5R_L}{\sqrt{25 + 24^2 \times 10^4}} \approx 0.0008R_L \end{aligned}$$

并联谐振回路的二到五次谐波与基波的对应该阻抗幅值的比值分别为

$$\frac{|Z_{p2}|}{|Z_p|} \approx 0.0067$$

$$\frac{|Z_{p3}|}{|Z_p|} \approx 0.0025$$

$$\frac{|Z_{p4}|}{|Z_p|} \approx 0.0013$$

$$\frac{|Z_{p5}|}{|Z_p|} \approx 0.0008$$

3.3 谐振功率放大器的折线分析法

从集电极余弦脉冲电流 $i_c(t)$ 中求出直流分量 I_{C0} 和基波分量的振幅 I_{c1m} , 是分析和计算丙类谐振高频功率放大器技术指标的关键。解决问题的方法有图解法和解析近似分析法两种。图解法是从晶体管的实际静态特性曲线(包括输入特性曲线、转移特性曲线和输出特性曲线)入手, 从图上取得若干个点, 测量出直流分量 I_{C0} 和基波分量的振幅 I_{c1m} 。图解法的准确度比较高, 对电子管比较适用; 而晶体管的特性曲线的个体差异很大, 一般不能从手册上得到, 只能从晶体管特性测试仪上测量出, 难以进行概括性的理论分析, 因此, 图解法不适宜于晶体管。鉴于此, 对于晶体管高频功率放大器来说, 我们使用解析近似分析法, 即折线分析法。

折线分析法首先是将晶体管的特性曲线理想化, 每条曲线都用一条或几条射线来代替, 然后写出理想化曲线的数学解析式。只要知道这些数学解析式中晶体管的参数, 就能够方便地求出直流分量 I_{C0} 和基波分量的振幅 I_{c1m} 。这种方法比较简单, 易于进行概括性的理论分析, 其缺点是计算的准确度比较低, 只能进行估算。

下面首先讨论晶体管特性曲线的理想化, 然后依次讨论余弦脉冲的分解、技术指标的计算、动态特性、负载特性、电路参数对放大器的影响等问题。

3.3.1 晶体管特性曲线的理想化

晶体管特性曲线的理想化包括对输入特性曲线、正向传输特性曲线和输出特性曲线的理想化。在大信号工作情况下, 理想化特性曲线的原理就是认为在放大区, 集电极电流和基极电流不受集电极与发射极之间电压的影响, 而与发射结电压呈线性关系; 在饱和区, 集电极电流与管压降呈线性关系。下面就根据这个思想分别讨论 3 个曲线的理想化。

1. 输入特性曲线的理想化

输入特性曲线的理想化如图 3-4 中的虚线所示。对于晶体管的输入特性曲线来说, 当集电极电压大于一定值时, 集电极与发射极之间电压的改变对基极电流的影响不大, 可以近似地认为基极电流与集电极和发射极之间的电压无关, 可以用一条折线表示。延长该折线, 与横轴的交点的横坐标为 U_{bz} , 它被称为理想化晶体管的导通电压或截止电压。该特性曲线的数学表达式为

$$i_B = \begin{cases} 0 & u_{BE} < U_{bz} \\ g_b(u_{BE} - U_{bz}) & u_{BE} \geq U_{bz} \end{cases} \quad (3-5)$$

式中: g_b ——折线的斜率。

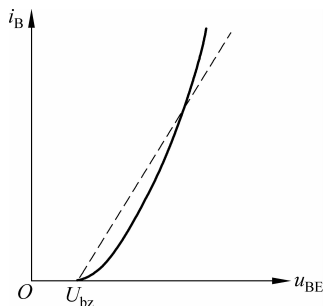


图 3-4 理想化的输入特性曲线图

$$g_b = \frac{\Delta i_B}{\Delta u_{BE}} \quad (3-6)$$

由此可见,晶体管输入特性曲线的理想化曲线包括两段:一段对应晶体管截止的情况;另一段对应晶体管导通的情况。

2. 正向传输特性曲线的理想化

理想化的晶体管的共射电流放大系数 β 被认为是常数,因此正向传输特性曲线的理想化与输入特性曲线的理想化是一致的,其数学表达式为

$$i_c = \begin{cases} 0 & u_{be} < U_{bz} \\ g_c(u_{be} - U_{bz}) & u_{be} \geq U_{bz} \end{cases} \quad (3-7)$$

式中: g_c ——晶体管的跨导。

$$g_c = \frac{\Delta i_c}{\Delta u_{be}} = \beta \frac{\Delta i_b}{\Delta u_{be}} = \beta g_b \quad (3-8)$$

由此可见,晶体管正向传输特性曲线的理想化曲线包括两段:一段对应晶体管截止的情况;另一段对应晶体管导通的情况。

3. 输出特性曲线的理想化

输出特性曲线的理想化如图3-5中的虚线所示。在饱和区,理想化的折线是集电极电流与管压降成正比;在线性放大区,理想化的折线与管压降 $u_{CE}(t)$ 无关,即一簇平行于横轴的折线。其数学表达式为

$$i_c = \begin{cases} g_{cr} u_{CE} & u_{CE} < U_{CES} \\ \beta i_B & u_{CE} \geq U_{CES} \end{cases} \quad (3-9)$$

式中: U_{CES} ——晶体管饱和时的管压降;

g_{cr} ——饱和区集电极电流的斜率。

$$g_{cr} = \frac{\Delta i_c}{\Delta u_{CE}}, \quad u_{CE} < U_{CES} \quad (3-10)$$

由此可见,晶体管输出特性曲线的理想化曲线有多条,每条包括两段:一段对应晶体管饱和和导通的情况;另一段对应晶体管工作于放大区的情况。其中, $u_{CE} < U_{CES}$ 时(在饱和区),对应的折线叫做临界线。

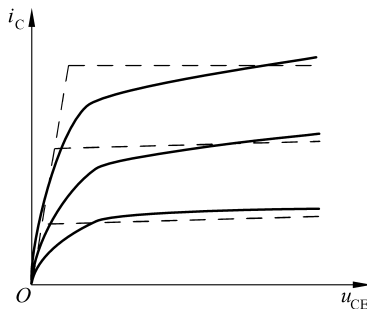


图3-5 输出特性曲线的理想化

3.3.2 集电极余弦电流脉冲的分解

由图3-3可见,晶体管特性曲线理想化之后,集电极电流一般是一个尖顶、周期脉冲信号。集电极余弦电流脉冲的分解就是把周期性的集电极脉冲电流分解成如式(3-3)和式(3-4)所示的傅里叶级数形式,在已知脉冲最大值 I_{CM} 和通角 θ_c 的条件下,可以求出直流分量 I_{C0} 、基波分量的振幅 I_{c1m} 和谐波分量的振幅 I_{cnm} ,以便计算放大器的技术指标。

1. 集电极余弦电流脉冲的表达式

设 $u_b(t) = U_{bm} \cos(\omega_c t)$,则 $u_{BE}(t) = V_{BB} + u_b(t) = V_{BB} + U_{bm} \cos(\omega_c t)$ 。将这个发射结

电压代入式(3-7)(仅考虑晶体管导通时的电流),可得晶体管集电极的电流 $i_c(t)$ 为

$$i_c(t) = g_c[u_{BE}(t) - U_{bz}] = g_c[V_{BB} + U_{bm}\cos(\omega_c t) - U_{bz}] \quad (3-11)$$

由图 3-3 可知,当 $\omega t = \theta_c$ 时, $i_c(t) = 0$,代入式(3-11)可得

$$\cos\theta_c = \frac{U_{bz} - V_{BB}}{U_{bm}} \quad (3-12)$$

式(3-12)是计算放大器的通角 θ_c 的公式。把式(3-12)代入式(3-11)可得

$$i_c(t) = g_c U_{bm} [\cos(\omega_c t) - \cos\theta_c] \quad (3-13)$$

由图 3-3 可知,当 $\omega t = 0$ 时, $i_c(t) = I_{CM}$,代入式(3-13)可得

$$I_{CM} = g_c U_{bm} (1 - \cos\theta_c) \quad (3-14)$$

将式(3-14)代入式(3-13),就得到集电极余弦电流脉冲 $i_c(t)$ 的表达式为

$$i_c(t) = I_{CM} \frac{\cos(\omega_c t) - \cos\theta_c}{1 - \cos\theta_c} \quad (3-15)$$

式(3-15)是用脉冲最大值 I_{CM} 和通角 θ_c 来表示集电极电流的瞬时值。式(3-12)、式(3-14)和式(3-15)是后面进行分析和计算常用的表达式。

2. 集电极余弦电流脉冲的分解

根据前面的分析,集电极余弦电流脉冲的完整表达式为

$$i_c(t) = \begin{cases} 0 & \text{others} \\ I_{CM} \frac{\cos(\omega_c t) - \cos\theta_c}{1 - \cos\theta_c} & \omega_c t \in [2k\pi - \theta_c, 2k\pi + \theta_c] \end{cases} \quad (3-16)$$

式中: k ——整数。

集电极余弦电流脉冲的分解,就是把式(3-16)表达的周期信号变换成式(3-4)的形式。傅里叶级数的各个分解系数分别为

$$\begin{aligned} I_{C0} &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} i_c(t) d(\omega_c t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\theta_c}^{\theta_c} I_{CM} \frac{\cos(\omega_c t) - \cos\theta_c}{1 - \cos\theta_c} d(\omega_c t) \\ &= I_{CM} \frac{\sin\theta_c - \theta_c \cos\theta_c}{\pi(1 - \cos\theta_c)} = I_{CM} \alpha_0(\theta_c) \end{aligned} \quad (3-17)$$

$$\begin{aligned} I_{c1m} &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} i_c(t) \cos(\omega_c t) d(\omega_c t) \\ &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\theta_c}^{\theta_c} I_{CM} \frac{\cos(\omega_c t) - \cos\theta_c}{1 - \cos\theta_c} \cos(\omega_c t) d(\omega_c t) \\ &= I_{CM} \frac{\theta_c - \sin\theta_c \cos\theta_c}{\pi(1 - \cos\theta_c)} = I_{CM} \alpha_1(\theta_c) \end{aligned} \quad (3-18)$$

$$\begin{aligned} I_{cnm} &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} i_c(t) \cos(n\omega_c t) d(\omega_c t) \\ &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\theta_c}^{\theta_c} I_{CM} \frac{\cos(\omega_c t) - \cos\theta_c}{1 - \cos\theta_c} \cos(n\omega_c t) d(\omega_c t) \\ &= I_{CM} \frac{\sin(n\theta_c) \cos\theta_c - n \sin\theta_c \cos(n\theta_c)}{0.5\pi n(n^2 - 1)(1 - \cos\theta_c)} = I_{CM} \alpha_n(\theta_c) \end{aligned} \quad (3-19)$$

式中: $\alpha_i(\theta_c)$, $i=0,1,\dots,n$, 分别指直流分量的分解系数、基波分量的分解系数、 n 次谐波

分量的分解系数。这些系数都是通角 θ_c 的函数,根据上面的式子进行计算是比较烦琐的,通常可以查表,如本书的附录 A 所示。

图 3-6 给出了 α_0 、 α_1 、 α_2 、 α_3 和 $g_1(\theta_c) = \frac{\alpha_1(\theta_c)}{\alpha_0(\theta_c)}$ 与 θ_c 的关系曲线。

由图 3-6 可见, $\alpha_0(\theta_c)$ 是单调上升函数。 $\alpha_1(\theta_c)$ 在 $\theta_c \approx 120^\circ$ 时有最大值,最大值为 0.536。此时,如果最大值 I_{cm} 和负载电阻 R_L 为定值,则输出功率 $P_o = 0.5 I_{cm}^2 R_L$ 将达到最大值。但是,当通角 $\theta_c = 120^\circ$ 时,放大器将工作于甲乙类状态,集电极效率太低。因此,如果要兼顾输出功率和集电极效率,通角 θ_c 需要另外取值,这个问题将在下面的内容中讨论。通角 $\theta_c = 60^\circ$ 时, $\alpha_2(\theta_c)$ 达到最大值。 $\theta_c = 40^\circ$ 时, $\alpha_3(\theta_c)$ 达到最大值。

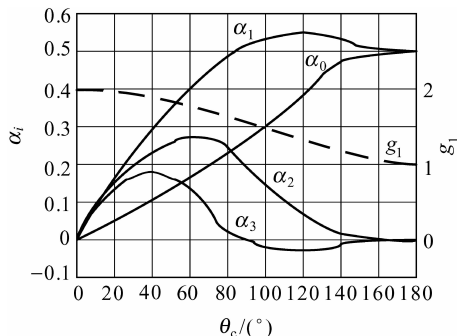


图 3-6 分解系数 α_i 与 θ_c 的关系曲线

3.3.3 高频功率放大器的输出功率与效率

根据前面阐述的集电极余弦脉冲的分解和晶体管特性曲线的折线分析,可以方便地计算出放大器的输出功率和集电极效率。在图 3-2 中,设 $u_b(t) = U_{bm} \cos(\omega_c t)$,则发射结两端的电压和管压降分别为

$$u_{BE}(t) = V_{BB} + U_{bm} \cos(\omega_c t) \quad (3-20)$$

$$u_{CE}(t) = V_{CC} - U_{cm} \cos(\omega_c t) \quad (3-21)$$

集电极脉冲电流 $i_c(t)$ 可以分解成式(3-4)的形式,其中,直流分量 I_{C0} 、基波分量的振幅 I_{c1m} 和谐波分量的振幅 I_{cnm} 可以由式(3-17)、式(3-18)和式(3-19)求出。因此,直流电源 V_{CC} 提供的直流功率为

$$P_- = V_{CC} I_{C0} \quad (3-22)$$

因为负载回路的谐振频率等于基波频率,回路两端的电压主要是集电极脉冲电流的基波分量在回路两端产生的,而直流分量和其余分量都可以忽略不计。因此,高频放大器的输出功率可以表示为

$$P_o = \frac{1}{2} U_{cm} I_{c1m} = \frac{1}{2} I_{c1m}^2 R_L = \frac{U_{cm}^2}{2R_L} \quad (3-23)$$

根据能量守恒定律,忽略电阻或等效电阻的功率消耗,晶体管集电极损耗功率可以表示为

$$P_c = P_- - P_o \quad (3-24)$$

根据集电极效率的定义,以及式(3-22)、式(3-23)和式(3-24),集电极效率可以表示为

$$\eta_c = \frac{P_o}{P_-} = \frac{1}{2} \times \frac{U_{cm} I_{c1m}}{V_{CC} I_{C0}} = \frac{1}{2} \xi g_1(\theta_c) \quad (3-25)$$

式中: $\xi = \frac{U_{cm}}{V_{CC}}$ ——集电极电压利用系数;

$$g_1(\theta_c) = \frac{I_{c1m}}{I_{C0}} = \frac{\alpha_1(\theta_c)}{\alpha_0(\theta_c)} \text{——波形系数。}$$

波形系数 $g_1(\theta_c)$ 随通角 θ_c 的变化情况如图 3-6 所示,可以看出, $g_1(\theta_c)$ 随着通角 θ_c 的增大而逐渐下降。

从上面各式和图 3-6 可以看出:

(1) 在电压利用系数为 1 的理想条件下,对于甲类放大器, $\theta_c = \pi \text{rad}$, $g_1(\theta_c) = 1$, 效率为 $\eta_c = 50\%$; 对于乙类放大器, $\theta_c = 0.5\pi \text{rad}$, $g_1(\theta_c) = 1.57$, 效率为 $\eta_c = 78.5\%$; 对于丙类放大器, $\theta_c < 0.5\pi \text{rad}$, $g_1(\theta_c) > 1$, 效率 $\eta_c > 78.5\%$, 而且通角越小, 效率越高。

(2) 在负载电阻 R_L 一定的情况下, $\theta_c = 120^\circ$ 时, 输出功率最大, 但效率只有 66% ; $\theta_c = 1^\circ \sim 15^\circ$ 时, 效率最高, 但是输出功率很小。所以, 在实际应用中, 为了兼顾输出功率和效率, 通常选取 $\theta_c = 60^\circ \sim 80^\circ$ 。

3.3.4 高频功率放大器的动态特性

高频功率放大器的工作状态取决于晶体管的参数、负载电阻 R_L 、集电极电源电压 V_{CC} 、基极电源电压 V_{BB} 和输入信号振幅 U_{bm} 5 个参数。分析这 5 个参数的变化对高频功率放大器的性能影响, 可以得到高频功率放大器的各种工作状态的优缺点以及正确调试放大器的方法。

对于工作于丙类状态的高频功率放大器, 其负载是等效的并联谐振回路, 回路的谐振频率等于输入信号的频率, 在其晶体管的型号、电源电压 V_{BB} 和 V_{CC} 、输入信号振幅 U_{bm} 、谐振电阻 R_L 一定的条件下, 集电极电流 $i_c(t)$ 与发射结电压 u_{BE} 、管压降 u_{CE} 之间的关系, 即 $i_c = f(u_{BE}, u_{CE})$, 被称为动态特性。

由式 (3-20) 和式 (3-21) 可得

$$u_{BE}(t) = V_{BB} + U_{bm} \frac{V_{CC} - u_{CE}(t)}{U_{cm}} \quad (3-26)$$

将式 (3-26) 代入式 (3-7), 可得晶体管导通时的集电极电流 $i_c(t)$ 为

$$\begin{aligned} i_c(t) &= g_c \left[V_{BB} + U_{bm} \frac{V_{CC} - u_{CE}(t)}{U_{cm}} - U_{bz} \right] \\ &= -g_c \frac{U_{bm}}{U_{cm}} \left[u_{CE}(t) - V_{CC} + U_{cm} \frac{U_{bz} - V_{BB}}{U_{bm}} \right] \\ &= -g_c \frac{U_{bm}}{U_{cm}} [u_{CE}(t) - V_{CC} + U_{cm} \cos \theta_c] = g_d [u_{CE}(t) - U_o] \end{aligned} \quad (3-27)$$

式中: $U_o = V_{CC} - U_{cm} \cos \theta_c$ ——动态特性曲线在横轴 u_{CE} 上的截距;

$g_d = -\frac{g_c U_{bm}}{U_{cm}}$ ——动态特性曲线的斜率。

显然, 式 (3-27) 是 $i_c(t)$ 与 $u_{CE}(t)$ 之间的直线方程, 反应了当 $u_{BE}(t) \geq U_{bz}$ 时, $i_c(t)$ 随 $u_{CE}(t)$ 动态变化的对应关系。

下面根据以上的结论分析高频功率放大器的动态特性, 其方法主要有截距法和虚拟电流法。