

晶体管电路

下 册

成都电讯工程学院编

周宗大 李福权 编
张崇国 田吉庆



防工业出版社



前 言

有关本书的基本概况已在上册前言中作了说明。

本书下册由周宗大同志主编，其中第9、第10两章由张崇国同志执笔，第11章由李福权同志执笔，第12章及附录Ⅳ由田吉庆同志执笔编写。田吉庆同志并对付印稿作了审校。

本书下册仍由浙江大学范华民同志主审。西安交通大学叶治政同志、郑崇勋同志，南京工学院陈浩然同志、殷广信同志参加了审稿工作。西安交通大学沈尚贤教授，成都电讯工程学院张焱群同志，叶玉林同志分别看过下册原稿的部分内容。他们对本书的编写提出了许多宝贵意见，谨此表示诚恳的谢意。

本书编写时间十分紧迫，更主要的是限于编写者的水平，因此书中不可避免地存在着许多错误疏漏之处，敬希读者给予批评指正。

编者 1979年11月

内 容 简 介

本书下册，按照“半导体器件”专业统编教材之一《晶体管电路》编写提纲规定，主要讨论高频电路和脉冲电路。仍然以双极型晶体管为主，介绍了各种典型单元电路的工作原理和分析方法。

下册包括调谐放大器，反馈型正弦波振荡器，非线性频谱变换——调制，检波和变频，脉冲电路。并在第十二章中介绍了场效应管的工作原理和场效应管电路的分析方法。

附录Ⅳ对电子管工作原理和电子管电路的分析方法作了概要地介绍。通过对双极型晶体管、场效应管和电子管电路的相互比较，读者可以对电子电路这一技术领域得到更广泛的了解。

下 册 目 录

第八章 调谐放大器	(1)
§ 8.1 概述	(1)
§ 8.2 单调谐回路与双调谐回路	(4)
8.2.1 并联调谐回路	(5)
8.2.2 耦合调谐回路	(11)
§ 8.3 晶体管的高频等效电路	(17)
8.3.1 高频 Y 参数及其等效电路	(17)
8.3.2* 三种电路组态 Y 参数之间的变换	(21)
§ 8.4 单回路调谐放大器	(23)
8.4.1 单回路调谐放大电路的分析	(24)
8.4.2 最大功率增益与最高振荡频率	(27)
8.4.3 调谐放大器稳定性的讨论	(29)
§ 8.5 双调谐放大器	(35)
§ 8.6 多级调谐放大器	(38)
8.6.1 m 级单回路调谐放大器的级联	(38)
8.6.2 参差调谐放大器	(40)
8.6.3 实用电路举例	(41)
§ 8.7 调谐功率放大器	(43)
8.7.1 基本电路与基本概念	(43)
8.7.2 丙类工作状态与余弦脉冲的分解	(45)
8.7.3 功率与效率	(47)
8.7.4 高频匹配电路	(48)
复习思考题	(49)
练习题	(50)
第九章 正弦波振荡器	(53)
§ 9.1 概述	(53)
9.1.1 反馈型自激振荡器的基本原理	(53)
9.1.2 反馈型振荡器的平衡条件	(54)
§ 9.2 LC 正弦波振荡器	(55)
9.2.1 LC 振荡器振荡的建立过程和稳定	(55)
9.2.2 三端式振荡电路	(58)
9.2.3 变压器耦合振荡电路	(64)
9.2.4 振荡频率的稳定	(66)
§ 9.3 石英晶体振荡器	(69)

9.3.1 石英谐振器的电特性	(69)
9.3.2 石英晶体振荡电路	(71)
§ 9.4 RC 正弦波振荡器	(76)
9.4.1 RC 桥式振荡器	(76)
9.4.2 RC 移相式振荡器	(80)
复习思考题	(82)
练习题	(82)
第十章 信号的频谱变换——调制、解调与变频	(86)
§ 10.1 概述	(86)
§ 10.2 调制	(88)
10.2.1 基本概念	(88)
10.2.2 振幅调制	(90)
10.2.3 频率调制	(94)
§ 10.3 解调电路	(101)
10.3.1 振幅检波	(101)
10.3.2 频率检波	(108)
§ 10.4 变频	(113)
10.4.1 基本概念	(113)
10.4.2 二极管混频器的工作原理	(115)
10.4.3 晶体管变频电路	(116)
复习思考题	(118)
练习题	(119)
第十一章 脉冲电路	(121)
§ 11.1 脉冲的基本概念	(121)
11.1.1 引言	(121)
11.1.2 典型的脉冲波形和参数	(123)
§ 11.2 基本的脉冲波形变换电路	(124)
11.2.1 RC、RL 电路	(124)
11.2.2 二极管的开关特性	(138)
11.2.3 晶体管的开关特性	(143)
11.2.4 射极跟随器	(150)
11.2.5 晶体管反相器	(151)
11.2.6 限幅器	(155)
11.2.7 钳位器	(164)
11.2.8 开关运用晶体管的选择	(168)
§ 11.3 触发器	(170)
11.3.1 集-基耦合双稳态触发器	(170)
11.3.2 射极耦合双稳态触发器	(187)

11.3.3 单稳态触发器	(194)
§ 11.4 脉冲振荡器	(209)
11.4.1 多谐振荡器	(209)
11.4.2 锯齿波发生器	(220)
11.4.3 间歇振荡器	(238)
§ 11.5 集成运算放大器脉冲电路	(245)
11.5.1 集成运算放大器比较器	(245)
11.5.2 波形发生器	(246)
11.5.3 再生比较器 (施密特触发器)	(250)
思考题复习	(252)
练习题	(253)
第十二章 场效应管及其电路	(260)
§ 12.1 概说	(260)
§ 12.2 结型场效应管	(261)
12.2.1 结构及符号	(261)
12.2.2 工作原理	(263)
12.2.3 特性曲线及主要参数	(263)
§ 12.3 绝缘栅场效应管	(268)
12.3.1 <i>n</i> 型沟道增强型 MOS 场效应管	(268)
12.3.2 <i>n</i> 型沟道耗尽型 MOS 场效应管	(270)
§ 12.4 场效应管小信号等效电路和噪声特性	(272)
12.4.1 场效应管的低频和高频等效电路	(272)
12.4.2 场效应管的噪声特性	(273)
§ 12.5 场效应管放大电路	(276)
12.5.1 场效应管的偏置电路	(276)
12.5.2 场效应管的三种基本放大电路	(278)
§ 12.6 场效应管电路应用举例	(288)
12.6.1 场效应管变阻效应及其应用	(289)
12.6.2 场效应管阻容耦合放大器	(290)
12.6.3 场效应管调谐放大器	(291)
12.6.4 场效应管源极输出器实用电路	(292)
12.6.5 场效应管直流放大电路应用举例	(292)
12.6.6 场效应管振荡与混频电路	(295)
12.6.7 场效应管脉冲电路应用举例	(297)
12.6.8 场效应管和晶体管组合电路应用举例	(298)
复习思考题	(299)
练习题	(299)
附录 IV 电子管及其电路	(301)

1. 电子管的构造及工作原理	(301)
1.1 真空二极管	(301)
1.2 真空三极管	(306)
1.3 屏栅四极管	(312)
1.4 五极管	(313)
1.5 束射四极管	(316)
1.6 电子管与场效应管及晶体管的比较	(319)
2. 电子管小信号放大电路分析	(320)
2.1 等效电路模型	(320)
2.2 共阴极放大电路	(321)
2.3 共阳极放大电路	(323)
2.4 共栅极放大电路	(324)
3. 电子管电路应用举例——超声波清洗机电路	(325)
复习思考题	(327)
练习题	(328)
附录 V 国产半导体器件和电真空器件型号命名法	(331)
1. 半导体器件型号命名法	(331)
2. 电真空器件型号命名法	(333)

第八章 调谐放大器

§ 8.1 概 述

在本章中，我们将要讨论小信号调谐放大器和调谐功率放大器。前者是一种高频线性放大器，无线电接收设备中的射（高）频（ RF ）放大器和中频（ IF ）放大器大都属于这一类型。后者是一种高频功率放大器，晶体管一般工作在丙（ C ）类放大状态，在无线电发送设备中用来产生很大的射频功率。第九章中将要讨论的 LC 式振荡器实际上就是一个处于自激状态的调谐功率放大器。

根据信号分析理论，无线电信号都具有确定的——连续的或离散的——频谱结构，占有一定的频带宽度 $(\Delta f)_s$ ，它包含中心频率 f_0 和围绕 f_0 的一群频率分量。为了从大量信号中选出所需要的信号并加以放大，放大器必须具有和所需信号频谱相匹配的通频带；它应当只容许构成所需要信号的各个频率分量通过而抑止通频带之外的所有频率，即具有频率选择性。因此，它必须是带通（ BP ）型的放大器。通频带的位置可以是固定的，例如中频放大器。对于射频放大器而言，则要求其通频带能够在一定频率范围内移动，即具有通频带的可调性以便接收属于不同发射台的射频信号。由电感线圈和可变电容器所构成的调谐回路能够提供这种可调的频率选择性。具有调谐回路的带通放大器被称为调谐放大器。

图 8.1.1 示出了一级共发射极单回路调谐放大器，调谐回路连接在晶体管的集电极电路中作为负载，并通过变压器耦合到下一级的输入电路或外接负载。利用变压器耦合可以得到共射级联间最大功率传输所需要的阻抗匹配。

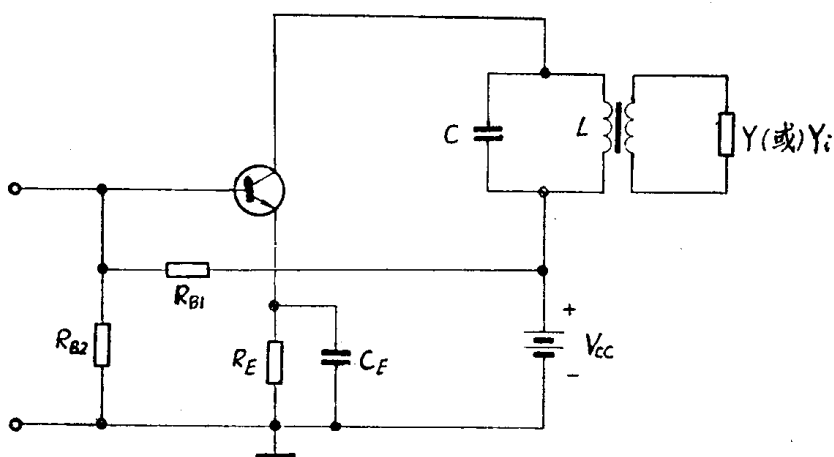


图 8.1.1 共射单回路调谐放大器

理想的带通放大器要求具有图 8.1.2(a) 示出的矩形频率特性，在通带内增益（以分贝计）为恒定的，而在阻带内则增益下降为 0。单回路调谐放大器不可能达到这样理想的频率选

择性，它的频率特性示出在图 8.1.2(b)中。

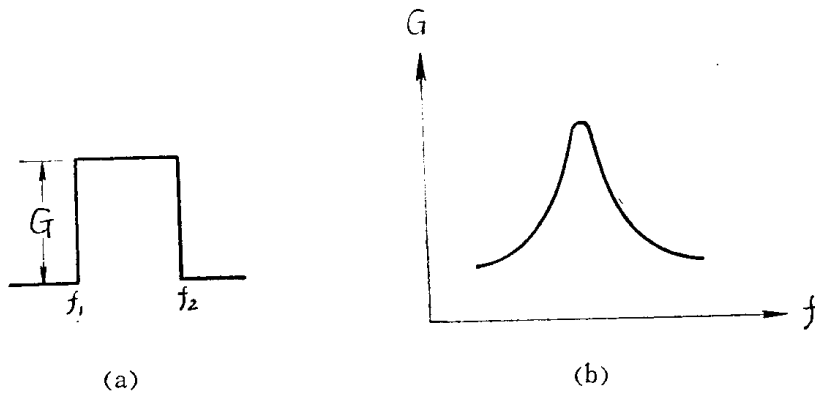


图 8.1.2 调谐放大器的理想频率特性和实际频率特性

调谐放大器的调谐回路应谐振于所需信号的中心频率 f_0 ，在 f_0 可得到谐振功率增益 G_0 。当频率离开 f_0 时增益下降而在 f_1 、 f_2 这两个频率上，增益 G 比 G_0 下降 3 分贝，即 $G - G_0 = -3$ 分贝。带宽 $(\Delta f)_{-3\text{dB}} = f_2 - f_1$ 称为 3 分贝带宽或惯例通频带，而 $\frac{(\Delta f)_{-3\text{dB}}}{f_0}$ 则被称为相对的惯例通频带，对于单回路调谐放大器而言，它只取决于谐振回路的有效（或有载）品质因数 Q_e 。

可以根据 $\frac{(\Delta f)_{-3\text{dB}}}{f_0}$ 的数值对调谐放大器进行分类。当 $\frac{(\Delta f)_{-3\text{dB}}}{f_0} < 0.1$ 时属于窄带放大器；而 $\frac{(\Delta f)_{-3\text{dB}}}{f_0} > 0.1$ 时则属于宽带放大器。这两种调谐放大器在性质上有很大的差异，因而其分析和设计方法也有所不同，我们将主要地讨论前者——窄带的调谐放大器。

小信号调谐放大器的主要指标有：增益、稳定度、通频带宽、频率选择性、噪声指数等。

1. 增益

调谐放大器的放大能力可用各种形式的增益来量度，其中最重要的是功率增益

$$G = 10 \lg A_p = 10 \lg \frac{P_o}{P_i} (\text{dB})$$

式中的 P_i 和 P_o 分别代表放大器的输入和输出功率， $A_p = P_o/P_i$ 是功率放大倍数。当放大器的输入和输出电路均调到共轭导抗（阻纳）匹配时， P_i 和 P_o 分别达到最大值 P_{iM} 和 P_{oM} ，于是得到最大功率放大倍数 $A_{pM} = P_{oM}/P_{iM}$ ，而最大可用功率增益

$$G_M = 10 \lg A_{pM} = 10 \lg \frac{P_{oM}}{P_{iM}} (\text{dB})$$

2. 稳定性

调谐放大器的增益和稳定之间是有矛盾的。高增益可能导致不稳定。事实上，只有在线性有源四端（二对端）网络处于无条件稳定状态时才允许在输入和输出对端实现共轭匹配。因此，上述的最大可用功率增益 G_M 只是在放大器无条件稳定时才有意义。为了在高增益下保持放大器的稳定必须采取措施来减小晶体管的内部反馈，例如加入中和电路就是一项有效措施；否则就需要限制放大器的增益以保持电路的稳定。

对于窄带调谐放大器必须仔细检查有关稳定性方面的问题。

3. 通带宽度

前面已经指出调谐放大器的通带宽度是根据被放大信号的占有带宽来规定的。调谐放大器所放大的信号通常是已调制信号，其载波频率可能从几百千赫扩展到若干兆赫。信号的占有带宽则视信号的性质而定，调幅无线电的带宽只需几千赫；调幅广播信号的带宽需要10~20KHz；电视信号总带宽为8MHz，至于调频伴音信号则占有150KHz的带宽。

调幅广播接收机中频放大器的中心频率 f_0 为465KHz，如通带宽度为15KHz则相对带宽远远小于0.1，可见它应属于窄带的调谐放大器。至于电视接收机的射频放大器就第二频道而言，其中心频率 $f_0=60.5$ MHz，带宽为8MHz，相对带宽大于0.1，因而属于宽带的调谐放大器。

4. 频率选择性

频率选择性是调谐放大器的一个最重要的指标，它表征了放大器选择有用信号抑止干扰的能力。

为了量度频率选择性可以采用矩形系数的概念。矩形系数 k_r 可按下述方法确定：设 A_0 代表谐振电压（电流）放大倍数， $A(f)$ 代表任意频率的电压（电流）放大倍数，以 $20\lg\frac{A(f)}{A_0}$ 为纵坐标，以频率 f 为横坐标，可以绘出放大器的频率特性，如图8.1.3所示。

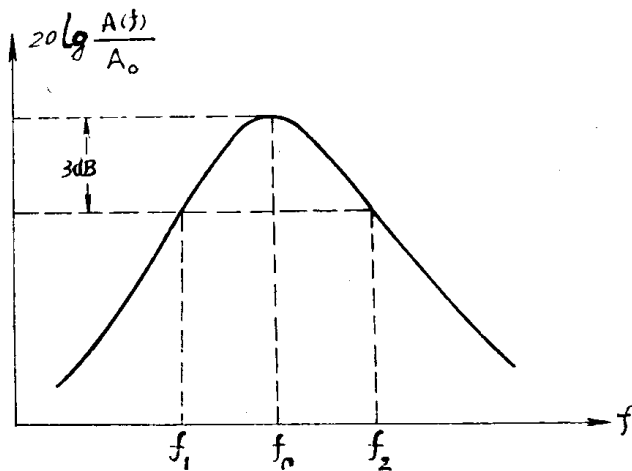


图 8.1.3 调谐放大器的频率特性

从图上可以定出-3分贝带宽 $(\Delta f)_{-3dB}$ 和 $20\lg\frac{A(f)}{A_0}$ 下降到-20分贝时的带宽 $(\Delta f)_{-20dB}$ ，则矩形系数

$$k_r = \frac{(\Delta f)_{-20dB}}{(\Delta f)_{-3dB}}$$

〔有时以 $\frac{(\Delta f)_{-60dB}}{(\Delta f)_{-3dB}}$ 定义为相对选择性〕对于频率特性为矩形的理想带通放大器来说，由于 $(\Delta f)_{-20dB} = (\Delta f)_{-3dB}$ ，所以 $k_r = 1$ 。显然，一般调谐放大器的矩形系数 k_r 均大于1，其值愈接近1则其频率选择性愈接近理想的带通放大器。根据上述定义通过对具体电路的分析可以得出单回路调谐放大器的 $k_r \approx 10$ 。

5. 噪声指数

线性放大器的噪声指数 F 是一个重要的指标，它与选用的晶体管和电路组态均有关系。为了降低放大器噪声，除了选用低噪声晶体管外，还必须正确选择电路组态。

实验和理论分析表明，对于给定的信号源阻抗，单级放大器中以共集电极（CC）组态具有最低的噪声指数，但由于其增益也最低，所以并不适宜于用作级联电路的第一级。在多级放大器级联的设备中，采用共发——共基（CE—CB）级联作为头两级可以认为是一种最

佳的选择,它兼顾了低噪声,高增益和工作稳定性等几方面的要求。这种电路广泛地应用于电视接收机的射频放大器或雷达与通信接收机的中频放大器。

上面给出了小信号调谐放大器的主要指标,下面对本章的主要内容作一简要说明。小信号调谐放大器是由高频线性运用晶体管与调谐回路组合而成的。为了分析这类放大器,首先必须了解调谐回路的性质,这将是 § 8.2 所要讨论的内容。

在对调谐放大器进行分析时,高频线性运用的晶体管可以用高频等效电路来模拟。工作在窄带调谐放大器中的晶体管,利用高频 Y 参数及其等效电路来表征是适宜的。高频 Y 参数能够直接从测量确定,或者从器件的物理模型——混合 π 型等效电路及其参数计算出来。在 § 8.3 中将主要讨论 Y 参数及其等效电路, Y 参数与混合 π 参数的关系。

在以上两节的基础上,我们将在 § 8.4、§ 8.5 和 § 8.6 三节中依次对单回路调谐放大器,双调谐回路放大器和多级调谐(包括参差调谐)放大器进行分析讨论。

和小信号调谐放大器不同,调谐功率放大器是一种大信号的放大器。但是,它和第六章讨论过的非调谐的功率放大器也有所不同。利用调谐回路的滤波作用能够很容易地滤除谐波分量,即使在单边电路中,调谐功率放大器的晶体管不但可以工作在传统的乙(B)类状态,而且常常工作在丙(C)类状态,从而把效率提高到 80% 左右,这对于非调谐放大器来说是不能容许的。在传统的甲类、乙类和丙类放大器中,有源器件(在这里所要讨论的就是晶体管)是作为电流源工作的,集电极电流受基极激励信号控制而作相应的变化,而集电极电压是正弦波或部分正弦波。因此集电极在信号的一周期内将同时存在着颇大的电压和电流,从而限制了转换效率。

为了进一步提高能量转换效率,出现了开关模式调谐功率放大器,即所谓丁(D)类和戊(E)类放大器。在这类放大器中,晶体管作为开关运用而工作在特性曲线的饱和区和截止区。当晶体管被激励而导通时进入饱和区,断开时进入截止区。由于晶体管的饱和区压降很低,从而使集电极功耗降到最低限度,进一步提高了能量转换效率。这类放大器的实际效率可能达到 90%。如果使用同一型号的晶体管,和丙类放大器相比较,其输出功率可增大一倍。

在 § 8.7 中将对调谐功率放大器作简要的讨论。

§ 8.2 单调谐回路与双调谐回路

调谐回路是一种可调的线性无源带通滤波网络,它在调谐放大器中起着频率选择作用。构成回路的电感线圈和电容器都是储能元件,因而调谐回路也被称为储能回路或槽路。

单调谐回路有两种基本形式,即串联调谐回路和并联调谐回路。对于短路稳定的电子器件——例如双极面结型晶体管——而言,需要采用谐振时呈高阻抗的并联回路作为负载,因此我们将主要地讨论并联回路的特性,至于串联回路的性质则可以利用对偶关系推导出来。

单回路具有调谐简便的优点,但如前面所指出的其矩形系数 $k_r \approx 10$,即频率选择性远非理想的。在要求高频率选择性的场合,例如在中频放大器中有必要采用复杂形式的调谐回路。应用最广的是双调谐回路,两个回路之间可以采取不同的耦合方式。我们将主要对互感耦合的双调谐回路进行分析讨论。

8.2.1 并联调谐回路

图 8.2.1 示出了和信号源相连接的并联回路的基本形式。在这里假定信号源是理想的电流源（内阻为 ∞ ） $i = I_M \cos \omega t$ ，图中的 L 和 r 代表线圈的电感和损耗电阻，电容 C 的损耗予以忽略。实际的电流源（有限内阻）的情况将在以后加以考虑。

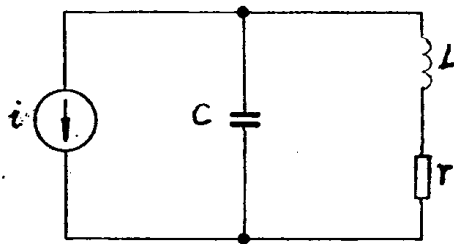


图 8.2.1 和理想电流源连接的并联回路的基本形式

并联回路的阻抗

$$Z = \frac{(r + j\omega L) \times \frac{1}{j\omega C}}{r + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)} \quad (8.2.1)$$

对于高品质因数的线圈 $r \ll \omega L$ ，于是

$$Z \approx \frac{j\omega L \times \frac{1}{j\omega C}}{r + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)} = \frac{\frac{L}{rC}}{1 + j\frac{\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)}{r}} = \frac{R_0}{1 + j\xi} \quad (8.2.2)$$

上式中的 $R_0 = \frac{L}{rC}$ 为回路谐振时所呈现的电阻值，称为谐振电阻； $\xi = \frac{\omega L - \frac{1}{\omega C}}{r}$ 称为广义

失谐，当 $\xi \neq 0$ 时，回路将偏离谐振。

从图上可以看出回路两端的电压

$$V = ZI \quad (8.2.3)$$

式中 $I = |I| e^{j0}$ 而 $|I| = \frac{I_M}{\sqrt{2}}$ 是电流源电流的有效值，将式 (8.2.2) 代入，可得

$$V \approx \frac{R_0 I}{1 + j\xi} = |V| e^{j\beta_V} \quad (8.2.4)$$

式中的 $|V|$ 是回路两端电压的有效值，而 β_V 是 I 和 V 之间的相位差，显然

$$|V| \approx \frac{R_0 |I|}{\sqrt{1 + \xi^2}} = \frac{R_0 |I|}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega L - \frac{1}{\omega C}}{r}\right)^2}} \quad (8.2.5)$$

$$\beta_V \approx -\text{tg}^{-1} \xi = -\text{tg}^{-1} \frac{\omega L - \frac{1}{\omega C}}{r} \quad (8.2.6)$$

回路端电压的瞬时值

$$v = \sqrt{2} |V| \cos(\omega t + \beta_V) = V_M \cos(\omega t + \beta_V) \quad (8.2.7)$$

以上给出的各关系式将是讨论并联回路性质的基础。

1. 谐振频率 f_0

谐振的条件是回路端电压 V 和总电流 I 同相, 即在谐振时并联回路阻抗应呈现为纯电阻。根据式 (8.2.6) 并令 $\beta_v = 0$, 可以确定满足谐振条件的角频率 ω_0 , 由于 $\beta_v = 0$ 时

$$\omega L - \frac{1}{\omega C} = 0$$

$$\omega_0 = 2\pi f_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}, \quad f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (8.2.8)$$

这里求得的只是并联谐振频率的近似值, 但却是串联谐振频率的精确值, 较精确的并联谐振频率值将在以后导出。

2. 回路品质因数 Q

调谐回路是储能回路, 谐振时回路所存储的能量将达到最大值, 而且在任何时刻回路中电能 W_c 和磁能 W_L 之和均为定值, 如果回路谐振电流为 I_0 , 则

$$W = W_L + W_c = L |I_0|^2 \quad (8.2.9)$$

由于回路中有电阻 r 存在, 在振荡过程中将产生能量损耗, 在信号源一周 $T_0 \left(= \frac{1}{f_0} \right)$ 内的能量损耗

$$W_r = r |I_0|^2 T_0 = \frac{r |I_0|^2}{f_0} \quad (8.2.10)$$

现在定义回路 (本身固有的) 品质因数 (或称优值) 为

$$Q = 2\pi \frac{W}{W_r} = 2\pi f_0 \times \frac{L}{r} = \frac{\omega_0 L}{r} = \frac{1}{\omega_0 r C} = \frac{\sqrt{\frac{L}{C}}}{r} \quad (8.2.11)$$

Q 表示了回路中激起正弦振荡的能量与振荡过程中损耗能量的比例关系。因此, Q 值愈大, 相对地说, 振荡愈强, 损耗愈小; 反之, Q 值愈小, 振荡愈弱, 损耗愈大。

应当指出: 只有在谐振时, 回路 Q 值才有意义。至于电感线圈的品质因数 $Q_L = \frac{\omega L}{r_L}$, 电容器的品质因数 $Q_c = \frac{1}{\omega r_c C}$, 它们表明元件中存储的最大能量与损耗能量的比例关系, 与回路的谐振无关, 也就是说 Q_L 和 Q_c 适用于任意角频率 ω , 而回路 Q 只适用于谐振角频率 ω_0 。

有些场合要求计算出准确的并联谐振频率 f_p 。从式 (8.2.1) 可得

$$Z = \frac{(r + j\omega L) \times \frac{1}{j\omega C}}{r + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)} = R_0 \times \frac{1 - j\frac{r}{\omega L}}{1 + j\left(\frac{\omega L}{r} - \frac{1}{\omega r C}\right)} \quad (8.2.12)$$

根据谐振条件, 要求

$$-\frac{r}{\omega L} = \frac{\omega L}{r} - \frac{1}{\omega r C} \quad (8.2.13)$$

由此可得

$$\omega_p = \sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{r^2}{L^2}} = \frac{1}{\sqrt{LC}} \sqrt{1 - \frac{1}{Q^2}} = \omega_0 \sqrt{1 - \frac{1}{Q^2}} \quad (8.2.14)$$

从上式可见, 对于高 Q 回路 ($Q > 10$), $\omega_p \approx \omega_0$.

3. 简单并联回路的等效回路

图 8.2.2 左边给出的简单并联回路可以转化为右边示出的等效形式。显然 $C' = C$, 在高 Q 条件下

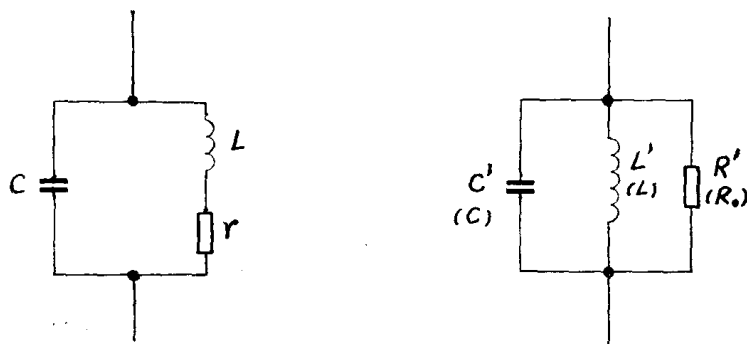


图 8.2.2 并联回路的等效形式

$$L' \approx L \quad (8.2.15)$$

$$R' \approx R_0 = \frac{L}{rC} = Q^2 r = Q \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (8.2.16)$$

从式 (8.2.16) 可知 $r = \frac{R'}{Q^2}$ 。在分析并联谐振回路时, 利用图 8.2.2 右边给出的等效形式常常是比较方便的。在这种情况下, 更多地使用并联谐振电导

$$G_0 = \frac{1}{R_0} = \frac{rC}{L} \quad (8.2.17)$$

根据式 (8.2.11)、(8.2.16) 等可以求出 Q 的下列表示式

$$Q = \frac{R_0}{\omega_0 L} = \omega_0 C R_0 = \frac{1}{\omega_0 L G_0} = \frac{\omega_0 C}{G_0} \quad (8.2.18)$$

上式中消去了串联电阻 r 。

4. 谐振曲线、通频带、选择性

当激励回路的信号源是一个如图 8.2.1 所给出的频率可调而振幅恒定的电流源时, 任意频率的回路端电压有效值 $|V|$ 和相位 β_v 已由式 (8.2.5) 和 (8.2.6) 所确定。谐振时

$$|V_0| = R_0 |I| = \frac{L}{CR} |I| \quad (8.2.19)$$

$$\beta_{v0} = 0 \quad (8.2.20)$$

广义 (或一般) 失谐

$$\xi = \frac{\omega L - \frac{1}{\omega C}}{r} = Q \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) = Q \left(\frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f} \right) \approx Q \frac{2\Delta f}{f_0} \quad (8.2.21)$$

注意式中的 $\Delta f = f - f_0$ 是频率 f 对 f_0 的偏离量, 从而得到

$$\alpha_v = \frac{|V|}{|V_0|} = \frac{1}{\sqrt{1+\xi^2}} = \frac{1}{\sqrt{1+Q^2\left(\frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f}\right)^2}} \approx \frac{1}{\sqrt{1+Q^2\left(\frac{2\Delta f}{f_0}\right)^2}} \quad (8.2.22)$$

$$\beta_v = -t_g^{-1}\xi = -t_g^{-1}\left[Q\left(\frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f}\right)\right] \approx -t_g^{-1}\left[Q\left(\frac{2\Delta f}{f_0}\right)\right] \quad (8.2.23)$$

α_v 是任意频率回路端电压有效值与谐振电压有效值之比。以 α_v 为纵坐标, ξ 为横坐标 和以 β_v 为纵坐标、 ξ 为横坐标所绘出的曲线称为回路的通用谐振曲线和相位特性曲线, 它们分别示出于图 8.2.3 的 (a) 和 (b) 中。

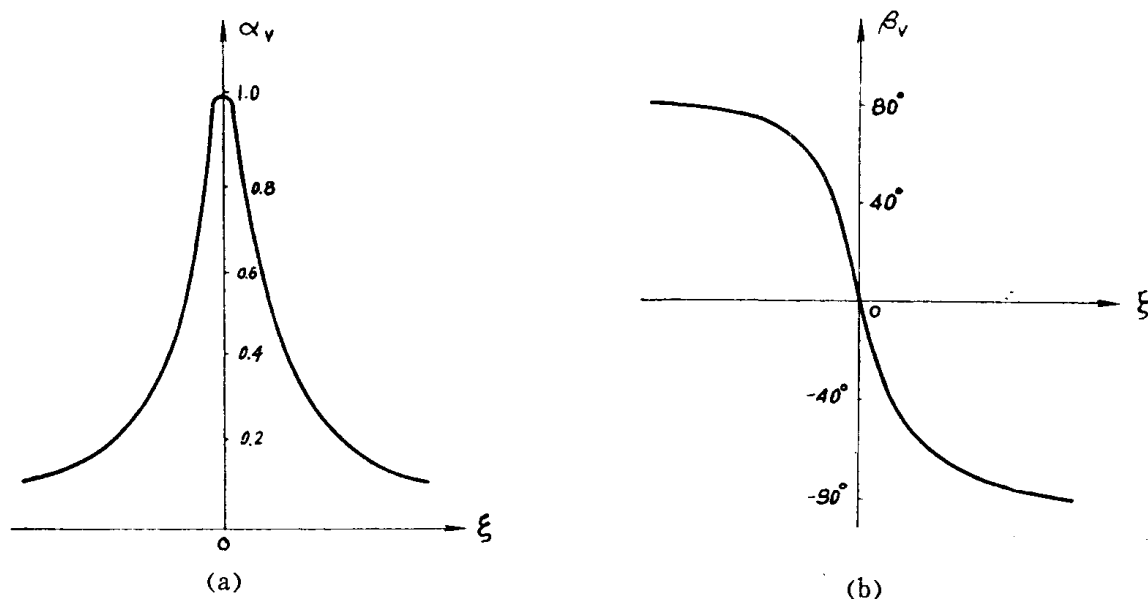


图 8.2.3 通用谐振曲线和相位特性曲线

通用谐振曲线适用于任意回路, 它与回路的 Q 值无关。从相位特性上可以看出, 当 $\xi < 0$ ($f < f_0$) 时, $\beta_v > 0$, I 滞后于 V , 回路呈感抗; $\xi > 0$ ($f > f_0$) 时, $\beta_v < 0$, I 超前于 V , 回路呈容抗。对于串联回路也可导出与式 (8.2.6) 相同的 $\beta_I = -t_g^{-1}\xi$, 但由于 β_I 是电压 V 和回路电流 I 之间的相位差, 因而在 $\xi < 0$ 时, 串联回路呈容抗, 而 $\xi > 0$ 时则呈感抗, 和并联回路的情况刚好相反。

利用式 (8.2.22), 令 $\alpha_v = \frac{1}{\sqrt{2}}$, $2\Delta f = (\Delta f)_{-3\text{dB}}$, 可以求出半功率点之间的通频带宽即惯例通频带

$$(\Delta f)_{-3\text{dB}} \approx \frac{f_0}{Q} \quad (8.2.24)$$

由此可见, 当谐振频率相同时, 回路的 Q 愈高则通频带愈狭窄。至于相对通频带

$$\frac{(\Delta f)_{-3\text{dB}}}{f_0} \approx \frac{1}{Q} \quad (8.2.25)$$

只确定于 Q 并与其成反比。从上式可以得出 $Q = \frac{f_0}{(\Delta f)_{-3\text{dB}}} = \frac{f_0}{f_2 - f_1}$, 有时采用它

作为 Q 的定义。

表征并联回路频率选择性的矩形系数 k_r 可用下述方法确定：式 (8.2.24) 已给出了 $(\Delta f)_{-3\text{dB}}$ ；当 $\alpha_v = 0.1$ 即 $20\lg\alpha_v = -20\text{dB}$ 时，以 $2\Delta f = (\Delta f)_{-20\text{dB}}$ 代入式 (8.2.22)，可以算出

$$(\Delta f)_{-20\text{dB}} \approx 10 \frac{f_0}{Q} \quad (8.2.26)$$

于是

$$K_r = \frac{(\Delta f)_{-20\text{dB}}}{(\Delta f)_{-3\text{dB}}} \approx 10 \quad (8.2.27)$$

在概述中讨论单回路谐振放大器的矩形系数时已经指出了这一点。

5. 并联谐振是电流谐振

式 (8.2.19) 给出了谐振时的回路端电压 $|V_0| = R_0 |I|$ ， $|I|$ 是电流源电流的有效值。谐振时电感支路的电流 I_{L_0} 和电容支路电流 I_{C_0} 的有效值可分别按下式算出

$$|I_{L_0}| \approx \left| \frac{V_0}{j\omega_0 L} \right| = \frac{V_0}{\omega_0 L} = \frac{R_0}{\omega_0 L} |I| \quad (8.2.28)$$

$$|I_{C_0}| = |j\omega_0 C V_0| = \omega_0 C V_0 = \omega_0 C R_0 |I| \quad (8.2.29)$$

根据式 (8.2.18) $\frac{R_0}{\omega_0 L} = \omega_0 C R_0 = Q$ ，于是

$$|I_{L_0}| \approx |I_{C_0}| = Q |I| \quad (8.2.30)$$

上式表明，谐振时电感和电容支路的电流是信号源电流的 Q 倍。在一般情况下， $Q \gg 1$ ，因而 $|I_{L_0}| \approx |I_{C_0}| \gg |I|$ 。这就是把并联谐振称为电流谐振的原因。必须记住 I_{L_0} 和 I_{C_0} 几乎是等值反相的，而 $I = I_{L_0} + I_{C_0}$ 。

在串联谐振时，电感线圈和电容端电压 $|V_{L_0}|$ 和 $|V_{C_0}|$ 均为信号源电压 $|V|$ 的 Q 倍，因而串联谐振被称为电压谐振。

6. 信号源内阻和负载对于并联谐振回路的影响——有效品质因数 Q_e

信号源一般是非理想的电流源，即具有有限的内阻 R_g 。同时还必须考虑和回路并联的负载电阻 R_L ， R_L 中的功率 $P_L = \frac{|V|^2}{R_L}$ 代表输出信号功率，于是，得到图 8.2.4 示出的电路图。

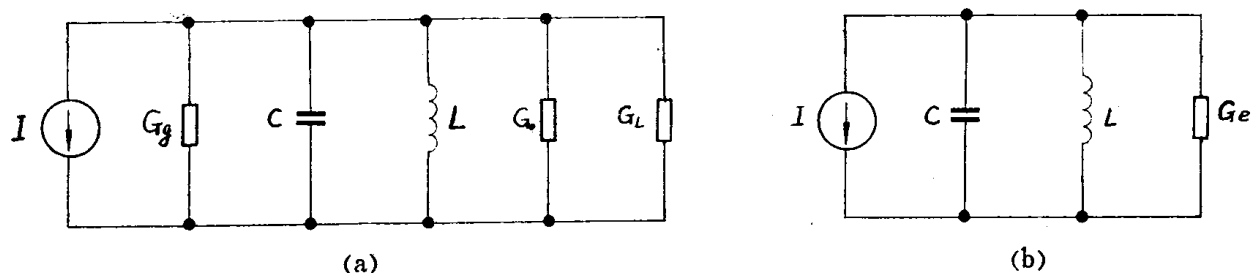


图 8.2.4 并联回路与非理想信号源相连接

图中的 R_0 是回路本身的谐振电阻。由于所有的元件都是并联的，显然采用导纳进行分析是方便的，它们是

$$G_0 = \frac{1}{R_0}, \quad G_{Tg} = \frac{1}{R_g}, \quad G_L = \frac{1}{R_L}$$

总电导

$$G_e = G_0 + G_g + G_L \quad (8.2.31)$$

于是图 8.2.4 示出的电路可以设想成为和理想电流源相连接的由 L , C 和 G_e 并联构成的等效调谐回路, 信号源内阻和负载电阻的影响包含在 G_e 之中。根据式 (8.2.18) 可以写出这一等效谐振回路的品质因数

$$Q_e = \frac{1}{\omega_0 L G_e} = \frac{1}{\omega_0 L (G_0 + G_g + G_L)} \quad (8.2.32)$$

Q_e 称为回路的有效 (或有载) 品质因数。回路本身 (或无载) 的品质因数 $Q = \frac{1}{\omega_0 L G_0}$, 由于 $G_e < G_0$, 所以 $Q_e < Q$ 。两相比较, 可得

$$\frac{Q_e}{Q} = \frac{G_0}{G_0 + G_g + G_L} = \frac{1}{1 + \frac{G_g}{G_0} + \frac{G_L}{G_0}} = \frac{1}{1 + \frac{R_0}{R_g} + \frac{R_0}{R_L}} \quad (8.2.33)$$

$$Q_e = \frac{Q}{1 + \frac{R_0}{R_g} + \frac{R_0}{R_L}} \quad (8.2.34)$$

由此可见, 信号源内阻 R_g 和负载电阻 R_L 的存在将降低回路的品质因数, 使通频带加宽并减小等效的谐振电阻 $R_e \left(= \frac{1}{G_e} \right) R_g$ 和 R_L 愈小则影响愈大。实际电路中, R_g 和 R_L 一般总是存在的, 因此决定单回路调谐放大器通频带的是有效品质因数 Q_e 。根据式 (8.2.25), 单回路调谐放大器的惯例相对通频带应为

$$\frac{(\Delta f)_{-3\text{dB}}}{f_0} = \frac{1}{Q_e} \quad (8.2.35)$$

前面曾经指出过, 调谐放大器属于窄带或宽带视 $\frac{(\Delta f)_{-3\text{dB}}}{f_0}$ 小于或大于 0.1 而定。对于单回路谐振放大器而言, 显然 $Q_e > 10$ 属于窄带放大器, 而 $Q_e < 10$ 则属于宽带放大器。

7. 并联回路与信号源和负载的连接

图 8.2.4 示出的并联回路与信号源和负载的连接方式是一种最基本的形式。在实际应用中, 为了调节信号源内阻对回路特性的影响以及获得导抗匹配, 常常采用中间抽头连接或变压器耦合的方式。

图 8.2.5(a) 示出了另一种回路和信号源与负载的连接方式。调谐回路与信号源之间采用电感线圈中间抽头的连接方式, 负载导抗则通过变压器与回路相耦合。进行电路分析时, 常把实际电路转化成为 8.2.5(b) 示出的等效电路形式。在实行这种转化时, 一般保持回路参数不变, 而将信号源和负载的有关电压、电流和导抗参数作相应的折算, 折算后的量在其右上角加撇 (') 以示区别。这种折算利用功率等效的概念来实现的。

在图 8.2.5(a) 中变压器初级线圈 (a, c 之间) 匝数为 N , 抽头 b 与 c 之间的匝数为 N_1 , 次级线圈 (d, e 之间) 匝数为 N_2 , 设匝比