

通 信 电 路

(第四版)

沈伟慈 李霞 陈田明 编著
沈伟慈 主编

主编

编著

西安电子科技大学出版社

<http://www.xduph.com>

目 录

第0章 绪论

第1章 基础知识

第2章 高频小信号放大电路

第3章 高频功率放大电路

第4章 正弦波振荡器

第5章 频率变换电路的特点及分析方法

第6章 模拟调幅、检波与混频电路(线性频率变换电路)

第7章 模拟角度调制与解调电路(非线性频率变换电路)

第8章 锁相环与频率合成器

第9章 数字调制与解调电路

第10章 实用通信系统电路分析



第0章 绪论

0.1 模拟通信系统和数字通信系统

0.2 本课程的特点及学习方法





0.1 模拟通信系统和数字通信系统

通信系统的作用是把发信者的信息准确地传送给受信者，其组成方框图如图0.1所示。

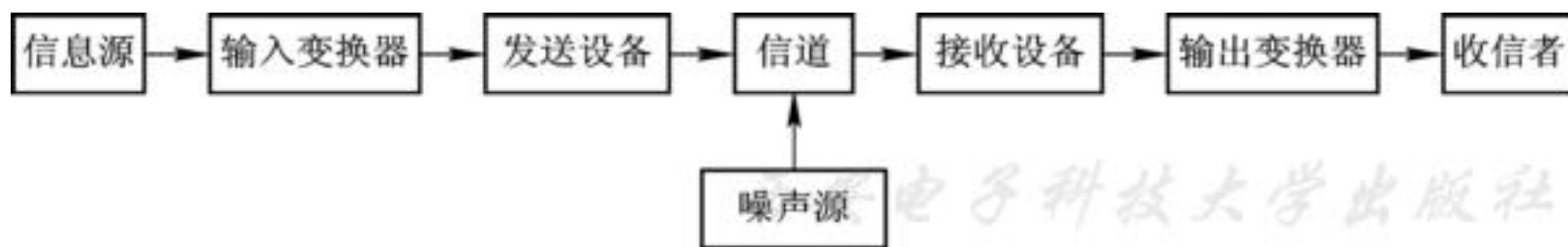


图 0.1 通信系统的组成



信息源是指需要传送的原始信息，如语言、音乐、图像、文字等，一般是非电物理量。原始信息经输入变换器转换成电信号后，送入发送设备，将其变成适合于信道传输的信号，然后再送入信道传输。信道可以是大气层或外层空间（无线通信系统），也可以是电缆或光缆（有线通信系统）。如果是光缆，还需加入电/光和光/电转换器。信号在传输过程中，不可避免地会受到各种噪声的干扰。噪声按其来源一般可分为外部噪声和内部噪声两大类。外部噪声包括自然界存在的各种电磁波源(闪电、宇宙星体、大气热辐射等)发出的噪声，工业上强力电机与电焊机等工作时造成的工业噪声和其它通信设备发射的信号等等。内部噪声则是指系统设备本身产生的各种噪声。接收设备把有用信号从众多信号和噪声中选取出来，经输出变换器恢复出原始信息。



对于无线通信系统，由天线理论可知，要将无线电信号有效地发射出去，天线的尺寸必须和电信号的波长为同一数量级。由原始非电量信息转换而成的原始电信号一般是较低频率的信号，波长较长。例如音频信号一般仅在15 kHz以内，对应波长为20 km以上。要制造出相应的巨大天线是不现实的。另外，即使这样巨大的天线能够制造出来，由于各个发射台发射的均为同一频段的低频信号，在信道中会互相重叠、干扰，因此接收设备无法从中选择出所要接收的有用信号。





为了有效地进行传输，必须采用几百千赫兹以上的高频振荡信号作为运载工具，将携带信息的低频电信号“装载”到高频振荡信号上（这一过程称为调制），然后经天线发送出去。到了接收端后，再把低频电信号从高频振荡信号上“卸取”下来（这一过程称为解调）。其中，未经调制的高频振荡信号称为载波信号，低频电信号称为调制信号，经过调制并携带有低频信息的高频振荡信号称为已调波信号。未经调制的低频电信号和已调波信号又可分别称为基带信号和频带信号。请注意，这里所说的低频电信号可以是十几千赫兹以下的音频信号，也可以是高达几兆赫兹的视频信号，但是对于相应的载波频率来说都要低一些。





采用调制方式以后，由于传送的是高频已调波信号，故所需天线尺寸便可大大缩小。另外，不同的发射台可以采用不同频率的高频振荡信号作为载波，这样在频谱上就可以互相区分开了。

所谓调制，是指用原始电信号去控制高频振荡信号的某一参数，使之随原始电信号的变化规律而变化。而解调就是从高频已调波中恢复出原来的调制信号。





通信系统可分为模拟通信系统和数字通信系统两大类。前者传送的是模拟电信号，而后者传送的是数字电信号。在模拟通信系统中，若采用正弦波信号作为高频振荡信号，由于其主要参数是振幅、频率和相位，因而出现了振幅调制、频率调制和相位调制（后两种合称为角度调制）等不同的调制方式。在数字通信系统中，若采用正弦波信号作为载波，同样有振幅调制、频率调制和相位调制三种调制方式。对于数字电信号，也可以不经过调制而直接送入信道进行传输，这种方式称为数字基带传输，而采用调制/解调方式的称为数字频带传输。



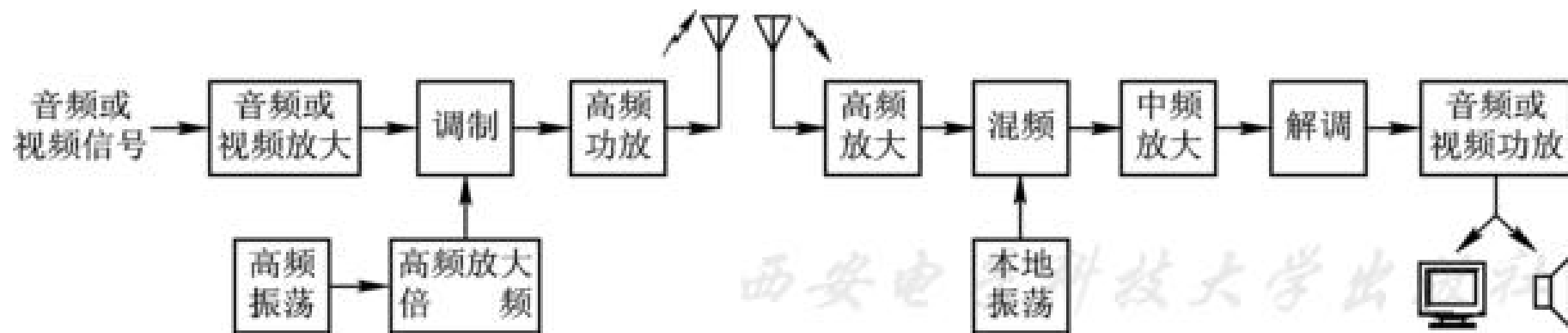


图 0.2 无线模拟发送、接收系统方框图



由图0.2可见，模拟通信系统所涉及的基本功能电路包括低频和高频小信号放大电路、低频和高频功率放大电路、正弦波振荡电路、调制和解调电路、倍频电路、混频电路等。在发送端，由高频正弦波振荡器产生的正弦波信号经放大之后形成载波信号（有时需要进行倍频），然后被模拟电信号调制产生已调波信号，再经功率放大后从天线输出。在接收端，混频电路起频率变换作用，其输入是各种不同载频的高频已调波信号和本地振荡信号，输出是一种载频较低而且固定（习惯上称此载频为中频）的高频已调波信号（习惯上称此信号为中频信号）。





也就是说，混频电路和本振电路一起可以把接收到的不同载频的各发射台高频已调波信号变换为同一载频(中频)的高频已调波信号，然后送入中频放大器进行放大。中频放大器由于工作频段较低而且固定，其性能可以做得很好，从而达到满意的接收效果。这种接收方式称为超外差方式。倍频电路的功能是把高频振荡信号或高频已调波信号的频率提高若干倍，以满足系统的需要。





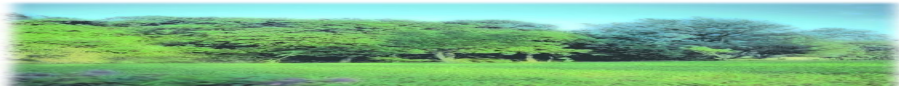
第1章 基础知识

1.1 L C 谐振回路的选频特性和阻抗变换特性

1.2 集中选频滤波器

1.3 电噪声

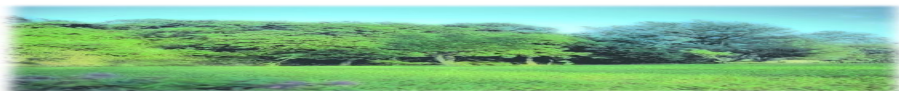
1.4 反馈控制电路原理及其分析方法





1.1 LC 谐振回路的选频特性和阻抗变换特性

LC 谐振回路是通信电路中最常用的无源网络。利用 LC 谐振回路的幅频特性和相频特性，不仅可以进行选频，即从输入信号中选择出有用频率分量而抑制掉无用频率分量或噪声（例如，在小信号谐振放大器、谐振功率放大器和正弦波振荡器中），而且还可以进行信号的频幅转换和频相转换（例如，在斜率鉴频和相位鉴频电路中）。另外，用 L 、 C 元件还可以组成各种形式的阻抗变换电路。所以， LC 谐振回路虽然结构简单，但是在通信电路中却是不可缺少的重要组成部分。



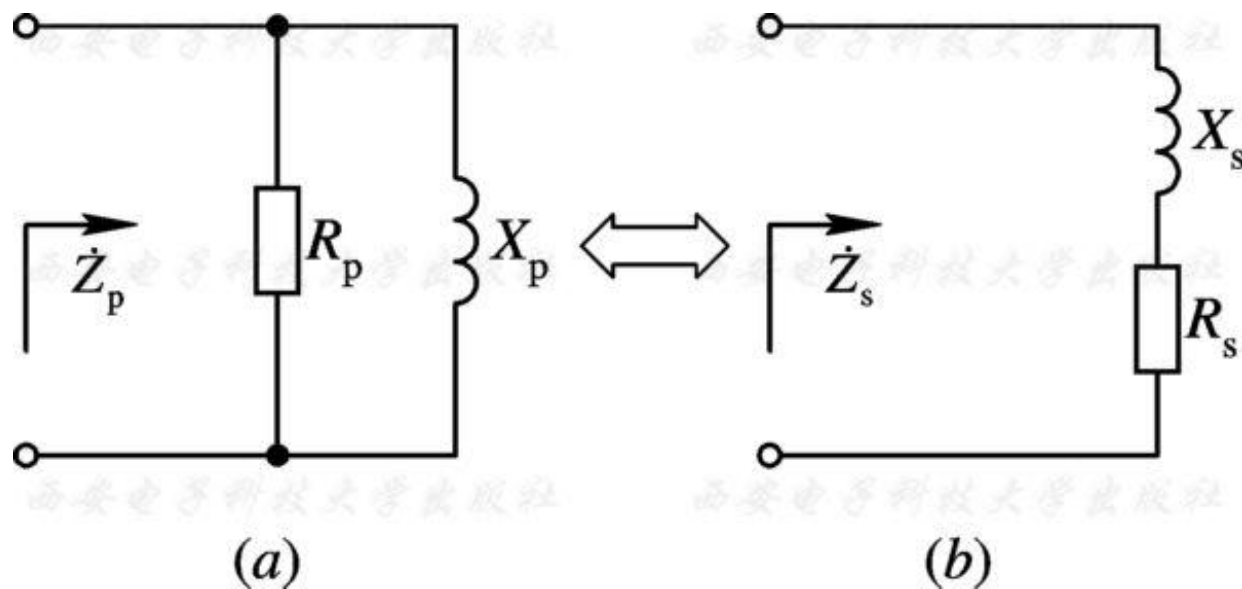
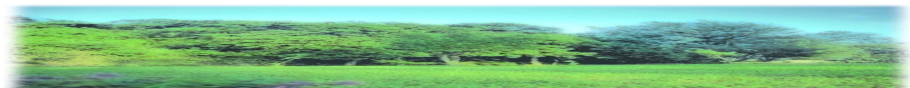
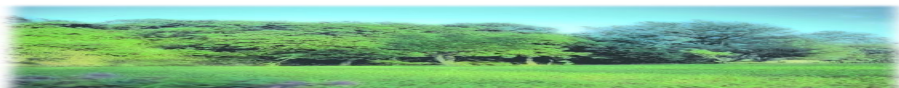


图1.1.1 串、并联阻抗转换





由图1.1.1可写出：

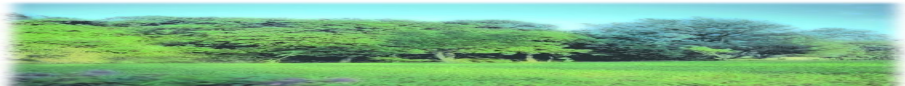
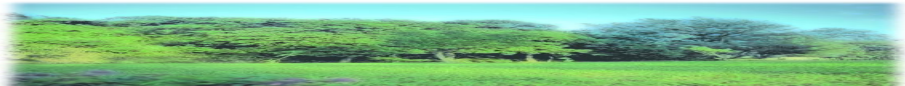
$$\dot{Z}_p = R_p // jX_p = \frac{X_p^2}{R_p^2 + X_p^2} R_p + j \frac{R_p^2}{R_p^2 + X_p^2} X_p$$

$$\dot{Z}_s = R_s + jX_s$$

要使 $\dot{Z}_p = Z_s$ ，必须满足

$$R_s = \frac{X_p^2}{R_p^2 + X_p^2} R_p \quad (1.1.1)$$

$$X_s = \frac{R_p^2}{R_p^2 + X_p^2} X_p \quad (1.1.2)$$





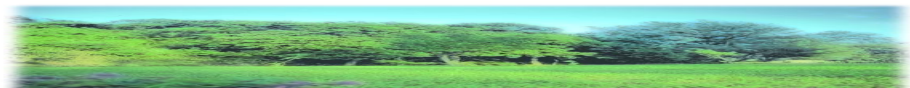
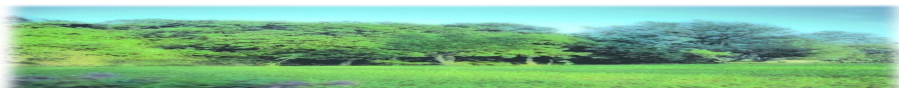
按类似方法也可以求得

$$R_p = \frac{R_s^2 + X_s^2}{R_s} \quad (1.1.3)$$

$$X_p = \frac{R_s^2 + X_s^2}{X_s} \quad (1.1.4)$$

由 Q 值的定义可知

$$Q_e = \frac{|X_s|}{R_s} = \frac{R_p}{|X_p|} \quad (1.1.5)$$





将式(1.1.5)代入式(1.1.3)和(1.1.4),可以得到下述统一的阻抗转换公式,同时也满足式(1.1.1)和(1.1.2)。

$$R_p = (1 + Q_e^2) R_s \quad (1.1.6)$$

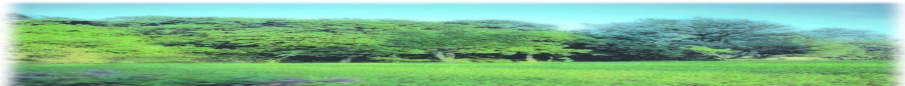
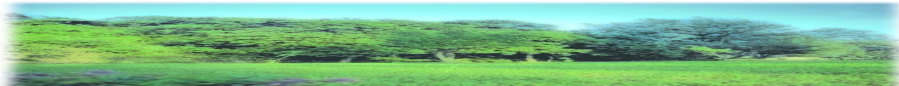
$$X_p = \left(1 + \frac{1}{Q_e^2} \right) X_s \quad (1.1.7)$$

由式(1.1.7)可知,转换后电抗元件的性质不变,即电感转换后仍为电感,电容转换后仍为电容。

当 $Q_e \gg 1$ 时,则简化为

$$R_p = Q_e^2 R_s \quad (1.1.8)$$

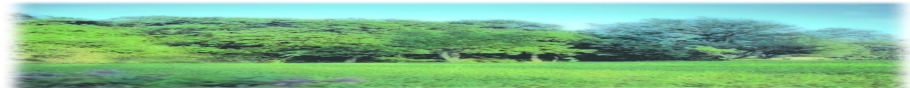
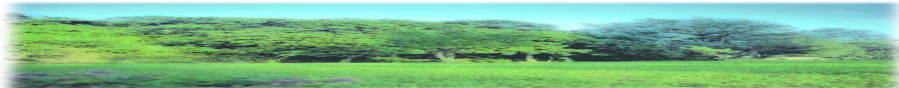
$$X_p \approx X_s \quad (1.1.9)$$





1.1.1 选频特性

图1.1.2(a)是电感 L 、电容 C 和外加信号源 \dot{I}_s 组成的并联谐振回路。 r 是电感 L 的损耗电阻，电容的损耗一般可以忽略。由前述串、并联阻抗转换关系可以得到（b）图。 g_{e0} 和 R_{e0} 分别称为回路谐振电导和回路谐振电阻。



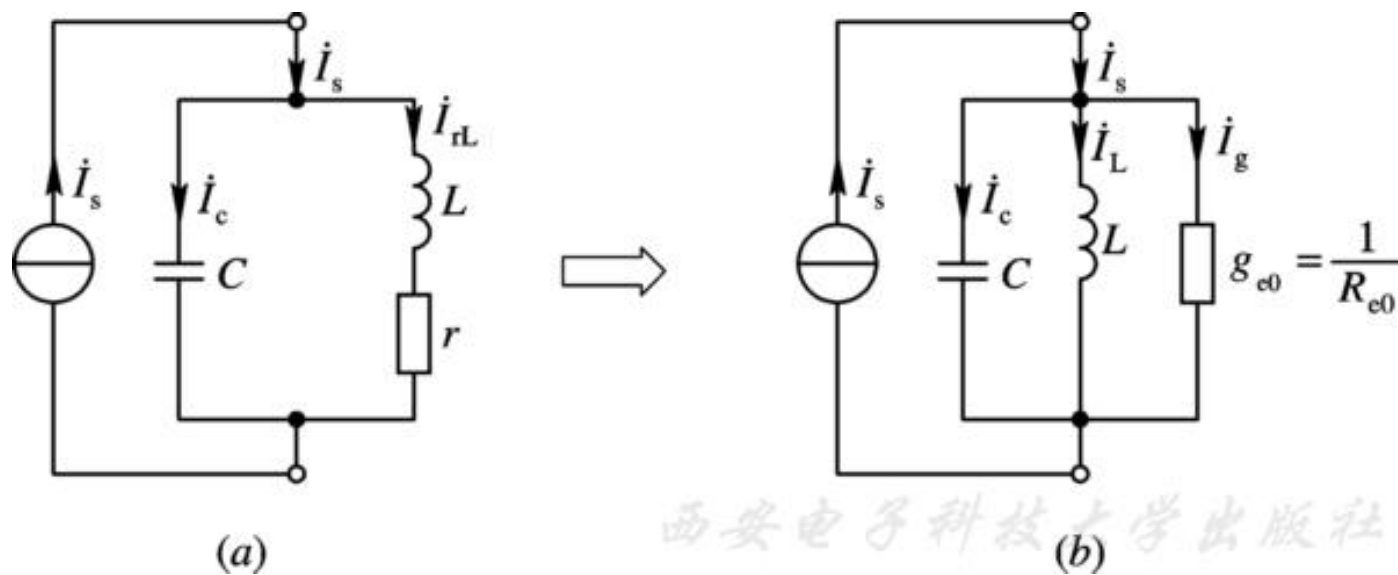
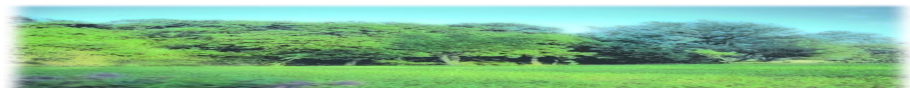
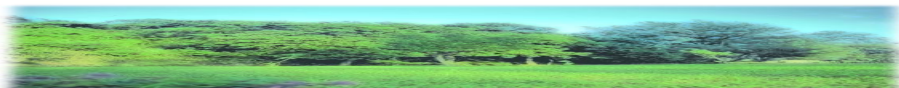


图1.1.2 LC 并联谐振回路





(1) 回路空载时阻抗的幅频特性和相频特性:

$$Z = \frac{1}{\sqrt{g_{e0}^2 + \left(\omega C - \frac{1}{\omega L}\right)^2}}$$
$$\varphi = -\arctan \frac{\omega C - \frac{1}{\omega L}}{g_{e0}} \quad (1.1.10)$$

(2) 回路谐振电导:

$$g_{e0} = \frac{1}{R_{e0}} = \frac{r}{r^2 + (\omega_0 L)^2} \approx \frac{r}{(\omega_0 L)^2} \quad (1.1.11)$$





(3) 回路总导纳:

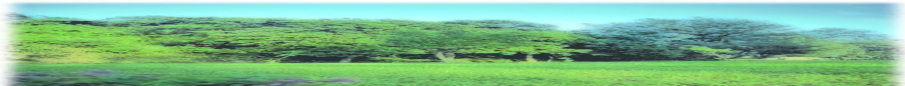
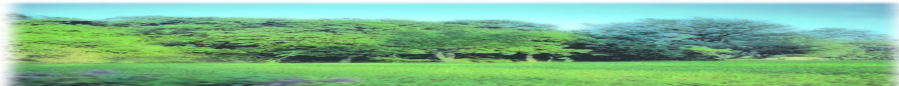
$$\dot{Y} = g_{e0} + j \left(\omega C - \frac{1}{\omega L} \right) \quad (1.1.12)$$

(4) 谐振频率:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \text{ 或 } f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (1.1.13)$$

(5) 回路空载 Q 值:

$$Q_0 = \frac{1}{g_{e0}\omega_0 L} = \frac{\omega_0 C}{g_{e0}} \quad (1.1.14)$$





第2章 高频小信号放大电路

2.1 概述

2.2 谐振放大器

2.3 宽频带放大器

2.4 集成高频小信号放大电路实例介绍

2.5 章末小结





2.1 概 述

高频小信号放大电路分为窄频带放大电路和宽频带放大电路两大类。前者对中心频率在几百千赫兹到几吉赫兹, 频谱宽度在几千赫兹到几兆赫兹内的微弱信号进行线性放大, 故不但需要有一定的电压增益, 而且需要有选频能力。后者对频带宽度为几兆赫兹甚至几吉赫兹以上的微弱信号进行线性放大, 故要求放大电路的下限截止频率很低(有些要求到零频即直流), 上限截止频率很高。





窄频带放大电路由双极型晶体管(以下简称晶体管)、场效应管或集成电路等有源器件提供电压增益,由LC谐振回路、陶瓷滤波器或声表面波滤波器等器件实现选频功能。它有两种主要类型:以分立元器件为主的谐振放大器和以集成电路为主的集中选频放大器。

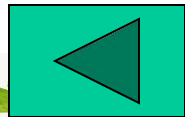
宽频带放大电路也由晶体管、场效应管或集成电路提供电压增益。为了展宽工作频带,不但要求有源器件的高频性能好,而且在电路结构上采取了一些改进措施。

高频小信号放大电路是线性放大电路。 Y 参数等效电路和混合 π 型等效电路是分析高频晶体管电路线性工作的重要工具。





在接收机中，天线接收到的微弱信号由高频小信号放大电路进行放大后送入混频电路，混频后的中频信号又需经高频小信号放大电路进一步放大后进行解调。由于天线接收到的信号强度起伏变化很大，为了使放大器工作正常，提供给解调器的信号电压稳定，必须对接收机中高频小信号放大电路的增益进行控制，即接收信号强时使增益减小，接收信号弱时使增益加大。本章将要介绍的可控增益放大器是AGC电路中的重要环节之一，完整的AGC电路将在第6章介绍。





2.2 谐振放大器

由晶体管、场效应管或集成电路与 LC 并联谐振回路组成的高频小信号谐振放大器广泛用于广播、电视、通信、雷达等接收设备中,其作用是将微弱的有用信号进行线性放大并滤除不需要的噪声和干扰信号。

谐振放大器的主要性能指标是电压增益、通频带、矩形系数和噪声系数。

本节仅分析由晶体管和 LC 回路组成的谐振放大器。





由于谐振放大器的工作频段较窄，因此采用晶体管Y参数等效电路进行分析比较合适。

现以共发射极接法的晶体管为例，将其看作一个双口网络，如图2. 2. 1所示，相应的Y参数方程为

$$\begin{cases} \dot{I}_b = y_{ie}\dot{U}_b + y_{re}\dot{U}_c \\ \dot{I}_c = y_{fe}\dot{U}_b + y_{oe}\dot{U}_c \end{cases} \quad (2.2.1)$$





第2章 高频小信号放大电路



其中，输入导纳为

$$y_{ie} = \left. \frac{\dot{I}_b}{\dot{U}_b} \right|_{\dot{U}_c=0}$$

反向传输导纳为

$$y_{re} = \left. \frac{\dot{I}_b}{\dot{U}_c} \right|_{\dot{U}_b=0}$$

正向传输导纳为

$$y_{fe} = \left. \frac{\dot{I}_c}{\dot{U}_b} \right|_{\dot{U}_c=0}$$

输出导纳为

$$y_{oe} = \left. \frac{\dot{I}_c}{\dot{U}_c} \right|_{\dot{U}_b=0}$$



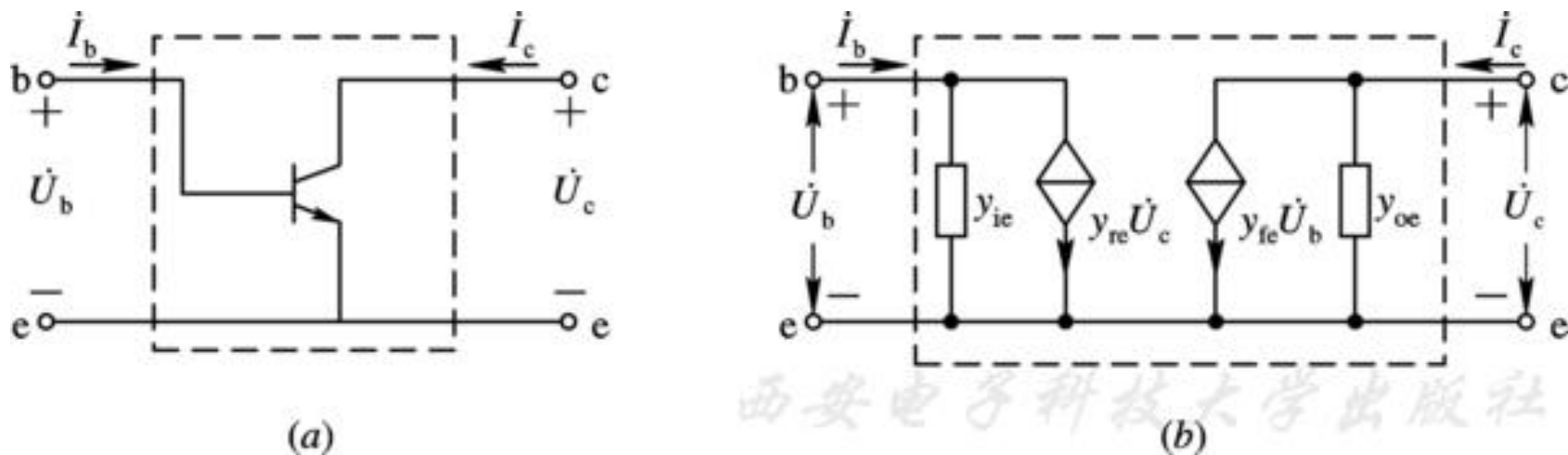


图 2.2.1 晶体管共发射极Y参数等效电路





图中受控电流源 $y_{re}\dot{U}_c$ 表示输出电压对输入电流的控制作用（反向控制）； $y_{re}\dot{U}_b$ 表示输入电压对输出电流的控制作用（正向控制）。 y_{fe} 越大, 表示晶体管的放大能力越强； y_{re} 越大, 表示晶体管的内部反馈越强。 y_{re} 的存在对实际工作带来很大危害, 是谐振放大器自激的根源, 同时也使分析过程变得复杂, 因此应尽可能使其减小或削弱它的影响。





第2章 高频小信号放大电路



晶体管的 Y 参数可以通过测量得到。根据 Y 参数方程, 分别使输出端或输入端交流短路, 在另一端加上直流偏压和交流测试信号, 然后测量输入端或输出端的交流电压及交流电流的振幅和相位, 将这些测量值代入式 (2.2.1) 中就可求得四个导纳参数。所以, Y 参数又称为短路导纳参数。通过查阅晶体管手册也可得到各种型号晶体管的 Y 参数。

需要注意的是, Y 参数不仅与静态工作点的电压、电流相量值有关, 而且是工作频率和静态工作点的函数。例如, 当发射极电流 I_e 增加时, 输入与输出电导都将增大。当工作频率较低时, 电容效应的影响逐渐减弱。所以无论是测量还是查阅晶体管手册, 都应注意工作条件和工作频率。





第3章 高频功率放大电路

3.1 概述

3.2 丙类谐振功率放大电路

3.3 宽带高频功率放大电路与功率合成电路

3.4 集成高频功率放大电路及应用简介

3.5 章末小结





3.1 概述

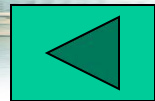
与低频功率放大电路一样,输出功率、效率和非线性失真同样是高频功率放大电路的三个最主要的技术指标。不言而喻,安全工作仍然是首先必须考虑的问题。

在通信系统中,高频功率放大电路作为发射机的重要组成部分,用于对高频已调波信号进行功率放大,然后经天线将其辐射到空间,所以要求输出功率很大。输出功率大,从节省能量的角度考虑,效率更加显得重要。因此,高频功放常采用效率较高的丙类工作状态,即晶体管集电极电流导通时间小于输入信号半个周期的工作状态。同时,为了滤除丙类工作时产生的众多高次谐波分量,采用LC谐振回路作为选频网络,故称为丙类谐振功率放大电路。





显然,谐振功放属于窄带功放电路。对于工作频带要求较宽,或要求经常迅速更换选频网络中心频率的情况,可采用宽带功率放大电路。宽带功放工作在甲类状态,利用传输线变压器等作为匹配网络,并且可以采用功率合成技术来增大输出功率。





3.2 丙类谐振功率放大电路

3.2.1 工作原理

图3.2.1是谐振功率放大电路原理图。

假定输入信号是角频率正弦波, 输出选频回路调谐在输入信号的相同频率上。根据基尔霍夫电压定律, 可得到以下表达式:

$$u_{BE} = U_{BB} + u_b = U_{BB} + U_{bm} \cos \omega_0 t \quad (3.2.1)$$

$$\begin{aligned} u_{CE} &= U_{CC} + u_c = U_{CC} - I_{c1m} R_{\Sigma} \cos \omega_0 t \\ &= U_{CC} - U_{cm} \cos \omega_0 t \end{aligned} \quad (3.2.2)$$



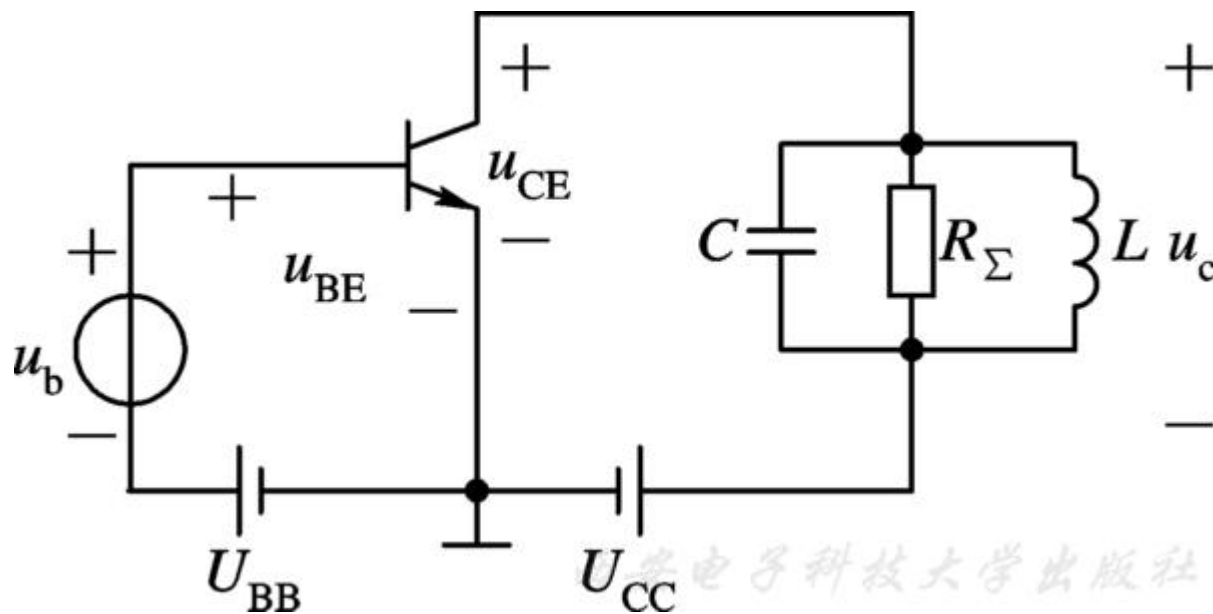


图 3.2.1 谐振功率放大电路原理图



其中 u_{BE} 和 u_{CE} 分别是晶体管b、e极电压和c、e极电压， u_b 和 u_c 分别是输入交流信号和输出交流信号， R_{Σ} 是回路等效总电阻， I_{C0} 和 I_{c1m} 分别是集电极电流 i_C 中的直流分量和基波振幅。 U_{BB} 和 U_{CC} 是直流电源。

由此可以得到集电极电源提供的直流功率 P_D 、谐振功放输出交流功率 P_o 、集电极效率 η_c 和集电极功耗 P_C 如下：





$$P_D = U_{CC} I_{C0} \quad (3.2.3)$$

$$P_0 = \frac{1}{2} I_{c1m} U_{cm} = \frac{1}{2} I_{c1m}^2 R_{\Sigma} = \frac{1}{2} \cdot \frac{U_{cm}^2}{R_{\Sigma}} \quad (3.2.4)$$

$$\eta_c = \frac{P_o}{P_D} = \frac{1}{2} \cdot \frac{I_{c1m} U_{cm}}{I_{C0} U_{CC}} \quad (3.2.5)$$

$$P_C = P_D - P_o$$

从式(3.2.5)可知, 如果要提高效率, 需增大 I_{c1m} 或减小 I_{C0} (减小 I_{C0} 即减小集电极平均电流, 通过降低静态工作点可以实现)。





图3.2.2是三种不同静态工作点情况时晶体管转移特性分析。其中 Q_A 、 Q_B 和 Q_C 分别是甲类、乙类和丙类工作时的静态工作点。

工程上通常用dBm作为功率的单位，转换式为 $10\lg P$ (dBm)，其中 P 的单位是mW。例如， $1\text{mW}=0\text{ dBm}$ ， $100\text{mW}=20\text{ dBm}$ 。





在甲类工作状态时, 为保证不失真, 必须满足 $I_{c1m} \leq I_{C0}$, 又 $U_{cm} \leq U_{CC}$ (忽略晶体管饱和压降), 所以由公式(3.2.5)可知, 最高效率为50%。

在乙类工作状态时, 集电极电流是在半个周期内导通的尖顶余弦脉冲, 可以用傅氏级数展开为:

$$\begin{aligned} i_C &= i_{C0} + I_{c1m} \cos \omega_0 t + I_{c2m} \cos \omega_0 t + \cdots \\ &= \frac{1}{\pi} I_{Cm} + \frac{1}{2} I_{Cm} \cos \omega_0 t + \frac{2}{3\pi} I_{Cm} \cos 2\omega_0 t + \dots \end{aligned}$$

其中 I_{Cm} 是尖顶余弦脉冲的高度, 即集电极电流最大值。





由此 可求得在 $U_{cm}=U_{CC}$ 时的最高效率

$$\eta_c = \frac{1}{2} \cdot \frac{\frac{1}{2} I_{Cm}}{\frac{1}{\pi} I_{Cm}} = \frac{\pi}{4} \approx 78.5\%$$

在图3.2.2中, 随着基极偏置电压 U_{BB} 逐渐左移, 静态工作点逐渐降低, 晶体管的工作状态由甲类、乙类而进入丙类。由刚才的分析可知, 乙类的效率确实高于甲类。





第4章 正弦波振荡器

4.1 概述

4.2 反馈振荡原理

4.3 LC振荡器

4.4 晶体振荡器

4.5 压控振荡器

4.6 集成电路振荡器

4.7 实例介绍

4.8 章末小结





4.1 概述

振荡器是一种能自动地将直流电源能量转换为一定波形的交变振荡信号能量的转换电路。它与放大器的区别在于,无需外加激励信号,就能产生具有一定频率、一定波形和一定振幅的交流信号。

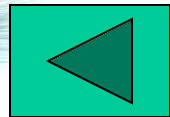
根据所产生的波形不同,可将振荡器分成正弦波振荡器和非正弦波振荡器两大类。前者能产生正弦波,后者能产生矩形波、三角波、锯齿波等。本章仅介绍正弦波振荡器。





常用正弦波振荡器主要由决定振荡频率的选频网络和维持振荡的正反馈放大器组成, 这就是反馈振荡器。按照选频网络所采用元件的不同, 正弦波振荡器可分为 L C 振荡器、R C 振荡器和晶体振荡器等类型。其中 L C 振荡器和晶体振荡器用于产生高频正弦波, R C 振荡器用于产生低频正弦波。正反馈放大器既可以由晶体管、场效应管等分立器件组成, 也可以由集成电路组成, 但前者的性能可以比后者做得好些, 且工作频率也可以做得更高。本章介绍高频振荡器时以分立器件为主, 介绍低频振荡器时以集成运放为主。

另外还有一类负阻振荡器, 它是利用负阻器件所组成的电路来产生正弦波, 主要用在微波波段, 本书不作介绍。 ■





4.2 反馈振荡原理

4.2.1 并联谐振回路中的自由振荡现象

在反馈振荡器中, L C 并联谐振回路是最基本的选频网络, 所以先讨论 L C 并联回路的自由振荡现象, 并以此为基础分析反馈振荡器的工作原理。

图4.2.1是一个并联谐振回路与一个直流电压源 U_s 的连接图。 R_{e0} 是并联回路的谐振电阻。在 $t = 0$ 以前开关 S 接通 1, 使 $u_c(0) = U_s$ 。在 $t = 0$ 时, 开关 S 很快断开 1, 接通 2。





根据电路分析基础知识, 可以求出在 $R_{e0} > \frac{1}{2} \sqrt{L/C}$ 的情况下, $t > 0$ 以后, 并联回路两端电压的表达式, 即回路在欠阻尼情况下的零输入响应:

$$u_c(t) = U_s e^{-\alpha t} \cos \omega_0 t \quad (4.2.1)$$

其中振荡角频率 $\omega_0 = 1 / \sqrt{LC}$, 衰减系数 $\alpha = 1/(2R_{e0}C)$ 。



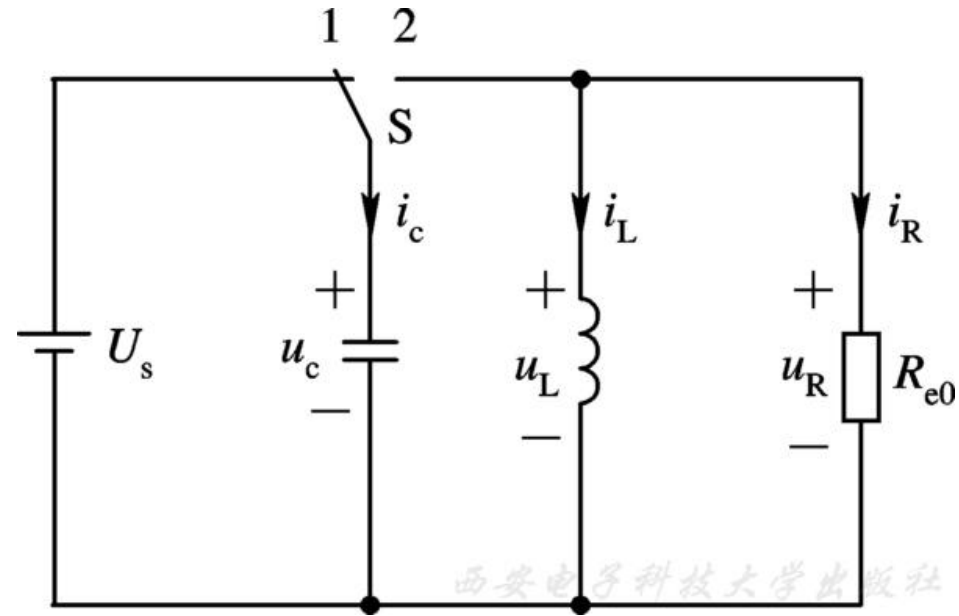


图 4.2.1 RLC电路与电压源的连接





可见,当谐振电阻较大时,并联谐振回路两端的电压变化是一个振幅按指数规律衰减的正弦振荡。其振荡波形如图4.2.2所示。

并联谐振回路中自由振荡衰减的原因在于损耗电阻的存在。若回路无损耗,即 $R_{e0} \rightarrow \infty$, 则衰减系数 $\alpha \rightarrow 0$, 由式 (4. 2. 1) 可知,回路两端电压变化将是一个等幅正弦振荡。由此可以产生一个设想,如果采用正反馈的方法,不断地适时给回路补充能量,使之刚好与 R_{e0} 上损耗的能量相等,那么就可以获得等幅的正弦振荡了。



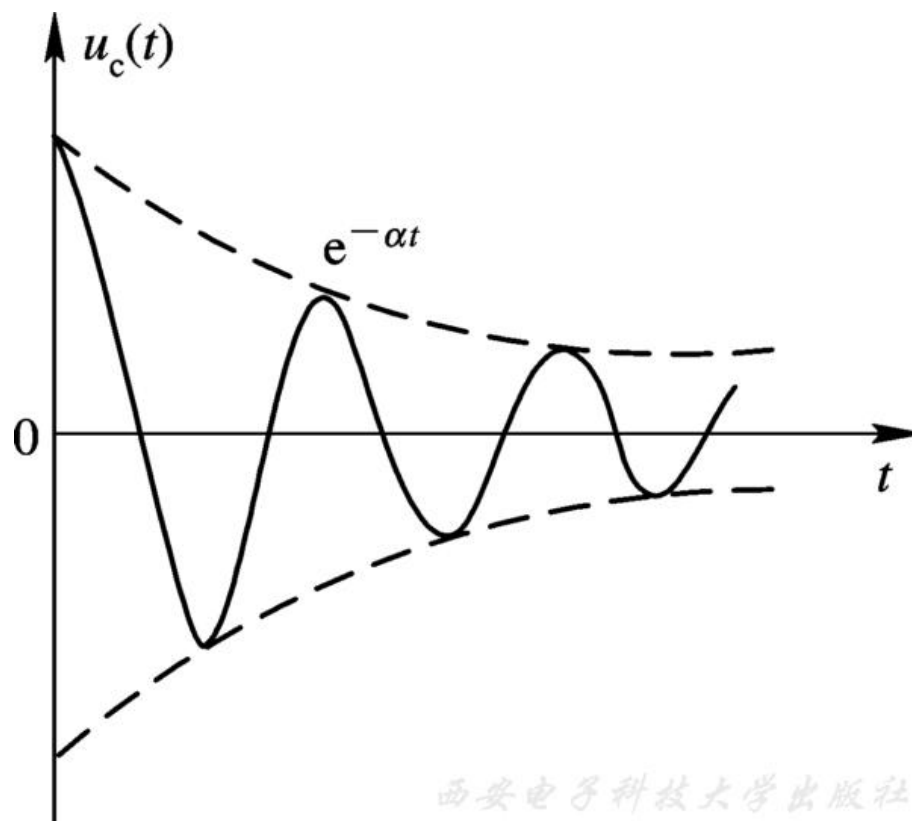


图 4.2.2 RLC 欠阻尼振荡波形





4.2.2 反馈振荡过程及其中的三个条件

利用正反馈方法来获得等幅的正弦振荡, 这就是反馈振荡器的基本原理。反馈振荡器是由主网络和反馈网络组成的一个闭合环路, 如图4.2.3所示。其主网络一般由放大器和选频网络组成, 反馈网络一般由无源器件组成。

一个反馈振荡器必须满足三个条件: 起振条件(保证接通电源后能逐步建立起振荡), 平衡条件(保证进入维持等幅持续振荡的平衡状态)和稳定条件(保证平衡状态不因外界不稳定因素影响而受到破坏)。



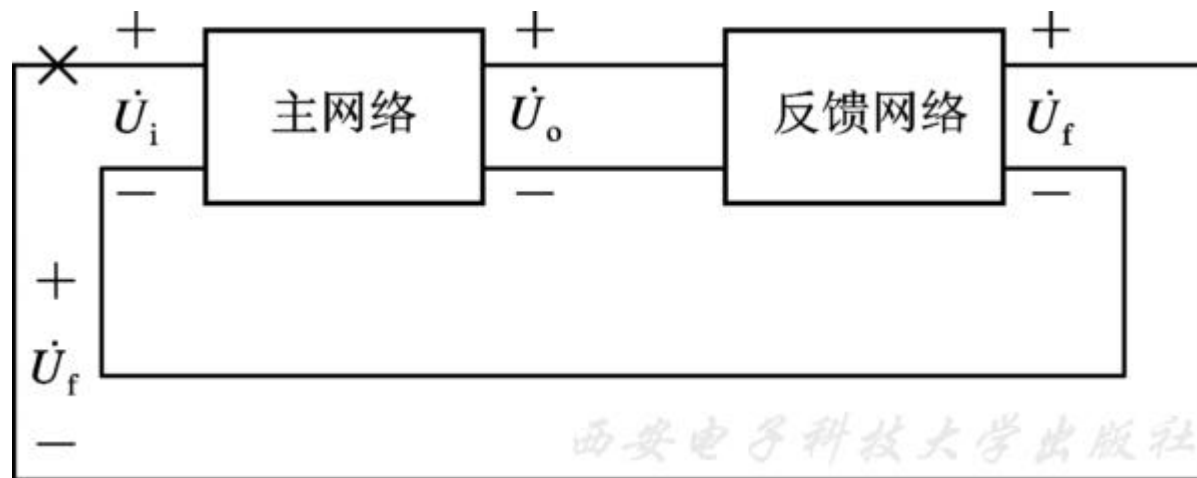


图 4.2.3 反馈振荡器的组成





第5章 频率变换电路的特点及分析方法

5.1 概述

5.2 非线性元器件频率变换特性的分析方法

5.3 频率变换电路的特点与非线性失真分析

5.4 章末小结





5.1 概述

本书第2章与第3章分别介绍的小信号放大电路与功率放大电路均为线性放大电路。线性放大电路的特点是其输出信号与输入信号具有某种特定的线性关系。从时域上讲, 输出信号波形与输入信号波形相同, 只是在幅度上进行了放大; 从频域上讲, 输出信号的频率分量与输入信号的频率分量相同。然而, 在通信系统和其它一些电子设备中, 需要一些能实现频率变换的电路。这些电路的特点是其输出信号的频谱中产生了一些输入信号频谱中没有的频率分量, 即发生了频率分量的变换, 故称为频率变换电路。





频率变换电路属于非线性电路,其频率变换功能应由非线性元器件产生。在高频电子线路里,常用的非线性元器件有非线性电阻性元器件和非线性电容性元器件。前者在电压—电流平面上具有非线性的伏安特性。如不考虑晶体管的电抗效应,它的输入特性、转移特性和输出特性均具有非线性的伏安特性,所以晶体管可视为非线性电阻性器件。后者在电荷—电压平面上具有非线性的库伏特性。如第4章介绍的变容二极管就是一种常用的非线性电容性器件。





虽然在线性放大电路里也使用了晶体管这一非线性器件,但是必须采取一些措施来尽量避免或消除它的非线性效应或频率变换效应,而主要利用它的电流放大作用。例如,使小信号放大电路工作在晶体管非线性特性中的线性范围内,在丙类谐振功放中利用选频网络取出输入信号中才有的有用频率分量而滤除其它无用的频率分量等等。

本章以晶体二极管伏安特性为例,介绍了非线性元器件频率变换特性的几种分析方法,然后进一步介绍频率变换电路的特点及实现方法。





5.2 非线性元器件频率变换特性的分析方法

5.2.1 指数函数分析法

晶体二极管的正向伏安特性可用指数函数描述为:

$$i = I_s (e^{\frac{q}{kT}u} - 1) = I_s (e^{\frac{1}{U_T}u} - 1) \quad (5.2.1)$$

其中, I_s 是反向饱和电流, 热电压 $U_T \approx 26 \text{ mV}$ (当 $T=300\text{K}$ 时)。



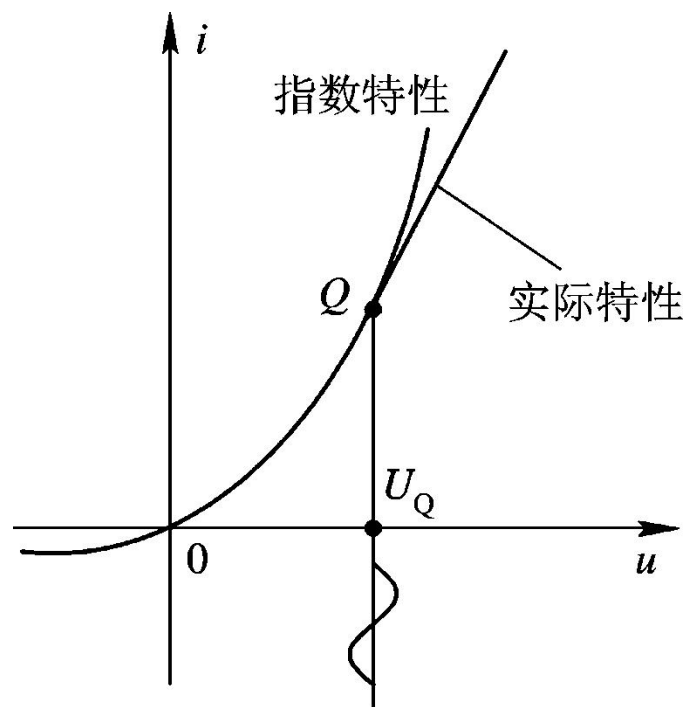


图 5.2.1 晶体二极管的伏安特性





根据指数函数的幂级数展开式，有

$$e^x = 1 + x + \frac{1}{2!}x^2 + \dots + \frac{1}{n!}x^n + \dots$$

若 $u=U_Q+U_s\cos\omega_s t$ ，由式(5.2.1)可得到：

$$i = I_s \left[\frac{U_Q}{U_T} + \frac{U_s}{U_T} \cos \omega_s t + \frac{1}{2U_T^2} \left(U_Q^2 + 2U_Q U_s \cos \omega_s t + U_s^2 \frac{1 + \cos 2\omega_s t}{2} \right) \right. \\ \left. + \dots + \frac{1}{n! U_T^n} (U_Q + U_s \cos \omega_s t)^n + \dots \right]$$





利用三角函数公式将上式展开后, 可以看到, 输入电压中虽然仅有直流和 ω_s 分量, 但在输出电流中除了直流和 ω_s 分量外, 还出现了新的频率分量, 这就是 ω_s 的二次及以上各次谐波分量。输出电流的频率分量可表示为:

$$\omega_o = n\omega_s \quad n=0, 1, 2, \dots \quad (5.2.3)$$

由于指数函数是一种超越函数, 所以这种方法又称为超越函数分析法。





5.2.2 折线函数分析法

当输入电压较大时, 晶体二极管的伏安特性可用两段折线来逼近, 由图5.2.1可以证实这一点。由于晶体三极管的转移特性与晶体二极管的伏安特性有相似的非线性特性, 所以第4章第4.2节利用折线法对大信号工作状态下集电极电流进行了分析。由分析结果可知, 当输入电压为直流偏压上迭加单频余弦波时, 集电极电流中的频率分量与式(5.2.3)相同。





5.2.3 幂级数分析法

假设晶体二极管的非线性伏安特性可用某一个函数 $i=f(u)$ 表示。此函数表示的是一条连续曲线。如果在自变量 u 的某一点处(例如静态工作点 U_Q)存在各阶导数,则电流 i 可以在该点附近展开为泰勒级数:

$$\begin{aligned} i &= f(U_Q) + f'(U_Q)(u - U_Q) + \frac{f''(U_Q)}{2!}(u - U_Q)^2 \\ &\quad + \cdots + \frac{f^{(n)}(U_Q)}{n!}(u - U_Q)^n + \cdots \\ &= a_0 + a_1(u - U_Q) + a_2(u - U_Q)^2 + \cdots + a_n(u - U_Q)^n + \cdots \end{aligned} \quad (5.2.4)$$





第6章 模拟调幅、检波与混频电路 (线性频率变换电路)

6.1 概述

6.2 振幅调制与解调原理

6.3 调幅电路

6.4 检波电路

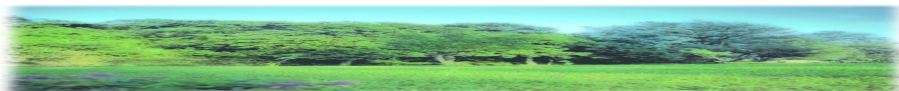
6.5 混频

6.6 倍频

6.7 接收机中的自动增益控制电路

6.8 实例介绍

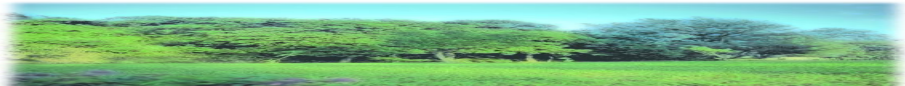
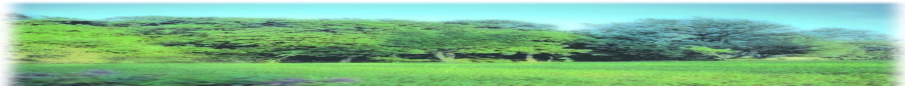
6.9 章末小结





6.1 概述

调制电路与解调电路是通信系统中的重要组成部分。正如绪论中所介绍的,调制是在发射端将信号从低频段变换到高频段,便于天线发送以及实现不同信号源、不同系统的频分复用;解调是在接收端将已调波信号从高频段变换到低频段,恢复原信号。

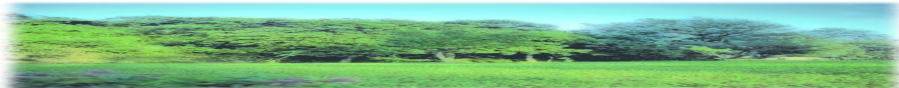




第6章模拟调幅、检波与混频电路(线性频率变换电路)



在模拟系统中,按照载波波形的不同,可分为脉冲调制和正弦波调制两种方式。脉冲调制是以高频矩形脉冲序列为载波,用低频调制信号去控制矩形脉冲的幅度、宽度或位置三个参量,分别称为脉幅调制(PAM)、脉宽调制(PDM)和脉位调制(PPM)。正弦波调制是以高频正弦波为载波,用低频调制信号去控制正弦波的振幅、频率或相位三个参量,分别称为调幅(AM)、调频(FM)和调相(PM)。本书仅讨论正弦波调制。为了简化起见,本章内有关调幅、检波等名词前省略“模拟”二字。

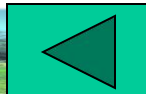
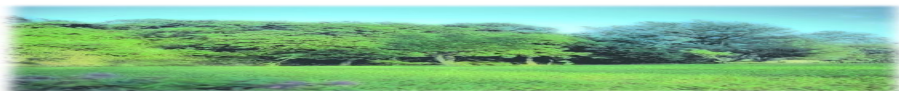




第6章模拟调幅、检波与混频电路(线性频率变换电路)



本章首先分别在时域和频域讨论振幅调制与解调的基本原理, 然后介绍有关电路组成。由于混频电路、倍频电路与调幅电路、振幅解调电路(又称为检波电路)同属于线性频率变换电路, 因此也放在这一章介绍。





6.2 振幅调制与解调原理

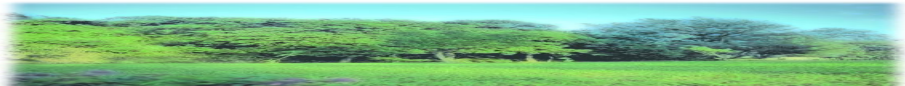
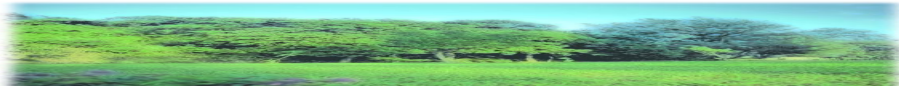
6.2.1 普通调幅方式

1. 普通调幅信号的表达式、波形、频谱和功率谱

普通调幅方式是用低频调制信号去控制高频正弦波(载波)的振幅,使其随调制信号波形的变化而呈线性变化。

设载波为 $u_c(t)=U_{cm}\cos\omega_c t$,调制信号为单频信号,即 $u_\Omega(t)=U_{\Omega m}\cos\Omega t$ ($\Omega \ll \omega_c$),则普通调幅信号为:

$$\begin{aligned} u_{AM}(t) &= (U_{cm} + kU_{\Omega m} \cos \Omega t) \cos \omega_c t \\ &= U_{cm}(1 + M_a \cos \Omega t) \cos \omega_c t \end{aligned} \quad (6.2.1)$$





第6章模拟调幅、检波与混频电路(线性频率变换电路)

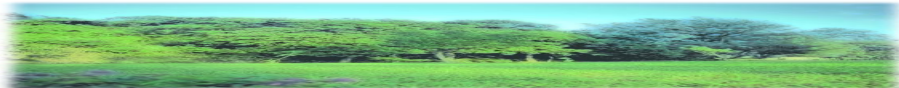


其中调幅指数 $M_a = k \cdot \frac{U_{\Omega m}}{U_{cm}}$, $0 < M_a \leq 1$, k 为比例系数。

图6.2.1(a)给出了 $u_{\Omega}(t)$ 、 $u_c(t)$ 和 $u_{AM}(t)$ 的波形图。从图中并结合式(6.2.1)可以看出, 普通调幅信号的振幅由直流分量 U_{cm} 和交流分量 $kU_{\Omega m} \cos \Omega t$ 相加而成, 其中交流分量与调制信号成正比, 或者说, 普通调幅信号的包络(信号振幅各峰值点的连线)完全反映了调制信号的变化。该图中载波频率是调制频率的6倍。调幅指数 M_a 还可以表示为

$$M_a = \frac{U_{\max} - U_{\min}}{U_{\max} + U_{\min}} = \frac{U_{\max} - U_{cm}}{U_{cm}} = \frac{U_{cm} - U_{\min}}{U_{cm}}$$

(6.2.2)



第6章模拟调幅、检波与混频电路(线性频率变换电路)

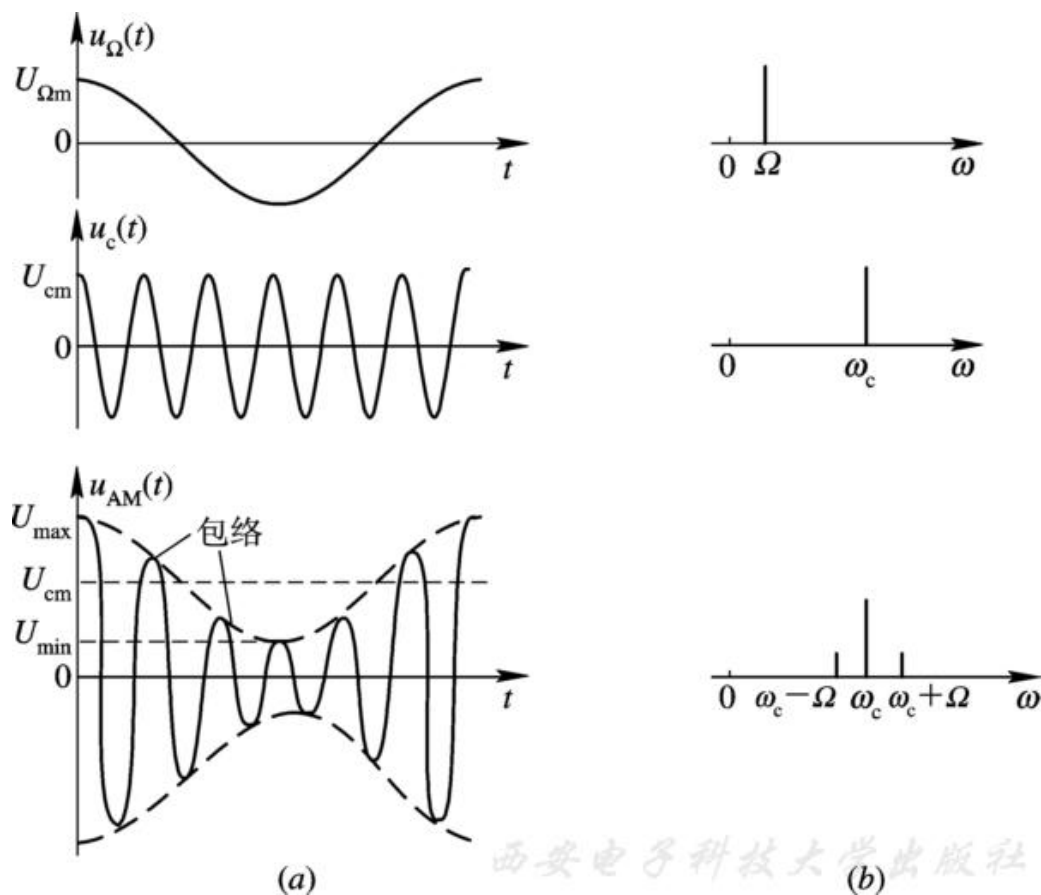


图 6.2.1 普通调幅波形与频谱



第6章模拟调幅、检波与混频电路(线性频率变换电路)



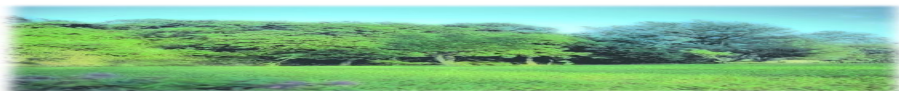
显然, 当 $M_a > 1$ 时, 普通调幅波的包络变化与调制信号不再相同, 产生了失真, 称为过调制, 如图6.2.2所示。所以, 普通调幅要求 M_a 必须不大于1。

式(6.2.1)又可以写成

(6.2.3)

$$u_{AM}(t) = U_{cm} \cos \omega_c t + \frac{M_a U_{cm}}{2} [\cos (\omega_c + \Omega)t + \cos (\omega_c - \Omega)t]$$

可见, $u_{AM}(t)$ 的频谱包括了三个频率分量: ω_c (载波)、 $\omega_c + \Omega$ (上边频)和 $\omega_c - \Omega$ (下边频)。原调制信号的频带宽度是 Ω 或($F = \frac{\Omega}{2\pi}$), 而普通调幅信号的频带宽度是 2Ω (或 $2F$), 是原调制信号的两倍。普通调幅将调制信号频谱搬移到了载频的左右两旁, 如图6.2.1(b)所示。





第6章模拟调幅、检波与混频电路(线性频率变换电路)

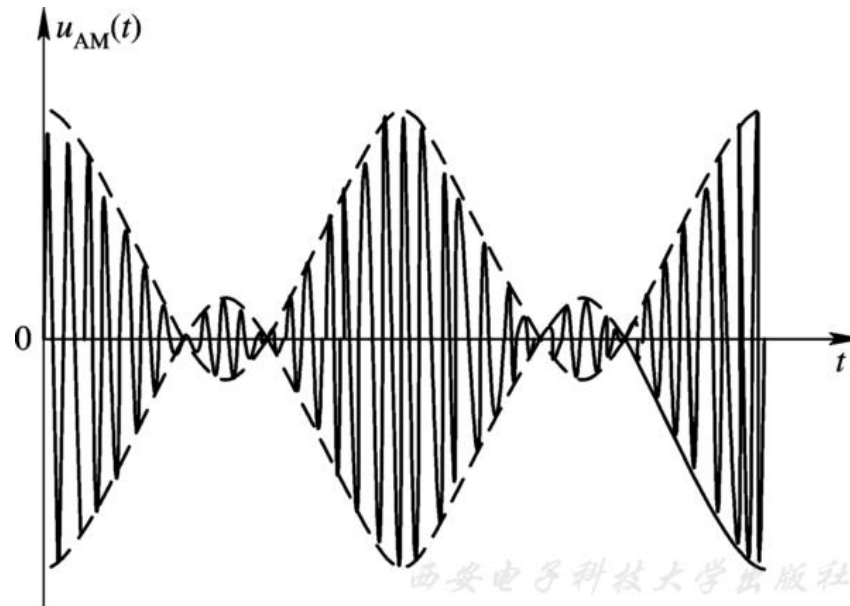
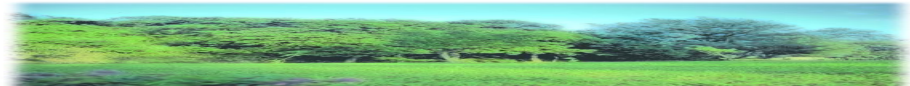
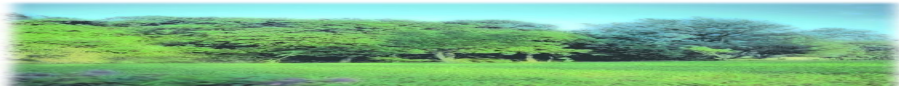


图 6.2.2 过调制波形





第6章模拟调幅、检波与混频电路(线性频率变换电路)



由式(6.2.3)还可以看到,若此单频调幅信号加在负载 R 上,则载频分量产生的平均功率为:

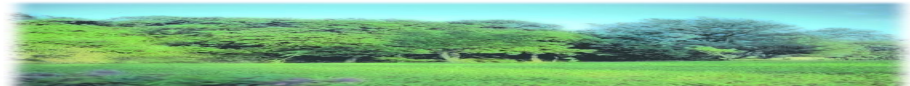
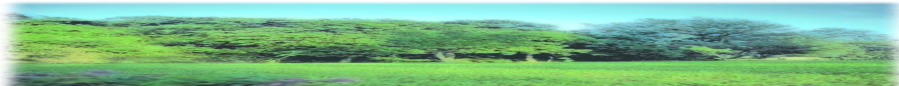
$$P_c = \frac{1}{2} \frac{U_{cm}^2}{R} \quad (6.2.4)$$

两个边频分量产生的平均功率相同,均为:

$$P_{SB} = \frac{1}{2R} \left(\frac{M_a U_{cm}}{2} \right)^2 = \frac{1}{4} M_a^2 P_c \quad (6.2.5)$$

调幅信号总平均功率为:

$$P_{av} = P_c + 2P_{SB} = \left(1 + \frac{1}{2} M_a^2 \right) P_c \quad (6.2.6)$$





第7章 模拟角度调制与解调电路 (非线性频率变换电路)

7.1 概述

7.2 角度调制与解调原理

7.3 调频电路

7.4 鉴频电路

7.5 自动频率控制电路

7.6 集成调频、鉴频电路芯片介绍

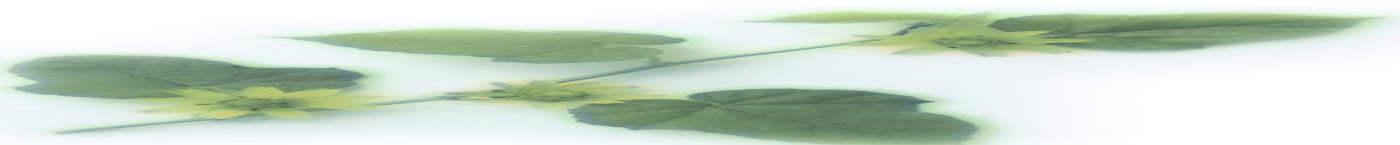
7.7 章末小结

习 题



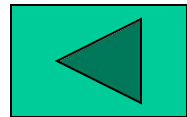
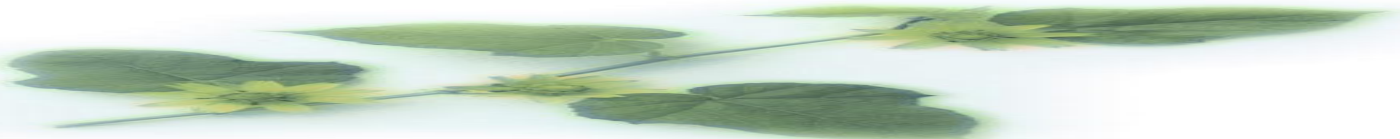
7.1 概 述

模拟频率调制和相位调制合称为模拟角度调制(简称调角)。因为相位是频率的积分,故频率的变化必将引起相位的变化,反之亦然,所以调频信号与调相信号在时域特性、频谱宽度、调制与解调的原理和实现方法等方面都有密切的联系。





模拟角度调制与解调属于非线性频率变换,比属于线性频率变换的模拟振幅调制与解调在原理和电路实现上都要困难一些。由于角度调制信号在抗干扰方面比振幅调制信号要好得多,因此虽然要占用更多的带宽,但仍得到了广泛的应用。其中,在模拟通信方面,调频制比调相制更加优越,故大都采用调频制。所以,本章在介绍电路时,以模拟调频电路、鉴频(频率解调)电路为主题,但由于调频信号与调相信号的内在联系,调频可以用调相电路间接实现,鉴频也可以用鉴相(相位解调,也称相位检波)电路间接实现,因此实际上也介绍了一些调相与鉴相电路。





7.2 角度调制与解调原理

7.2.1 调角信号的时域特性

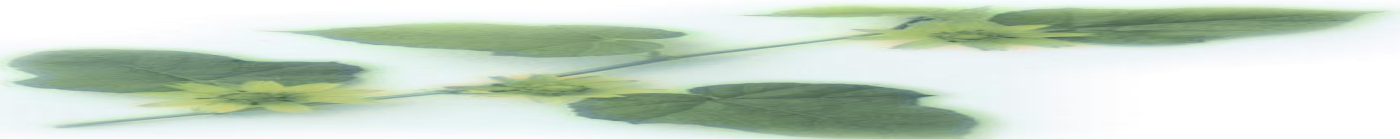
1. 调频信号

设高频载波为 $u_c = U_{cm} \cos \omega_c t$, 调制信号为 $u_\Omega(t)$, 则调频信号的瞬时角频率为

$$\omega(t) = \omega_c + k_f u_\Omega(t)$$

瞬时相位为

$$\varphi(t) = \int_0^t \omega(\tau) d\tau = \omega_c t + k_f \int_0^t u_\Omega(\tau) d\tau$$

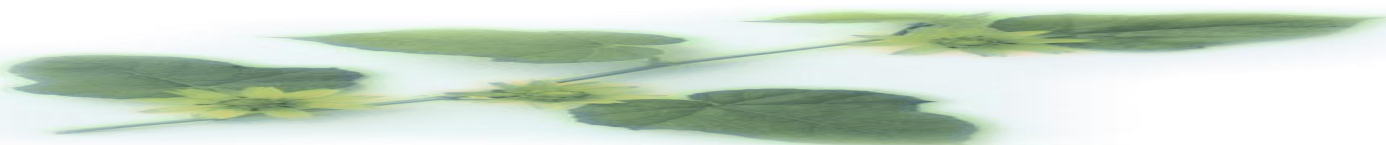




调频信号

$$u_{FM} = U_{cm} \cos[\omega_c t + k_f \int_0^t u_{\Omega}(\tau) d\tau] \quad (7.2.1)$$

其中， k_f 为比例系数，表示单位调制电压产生的角频率偏移量，初相位 $\varphi_0=0$ 。

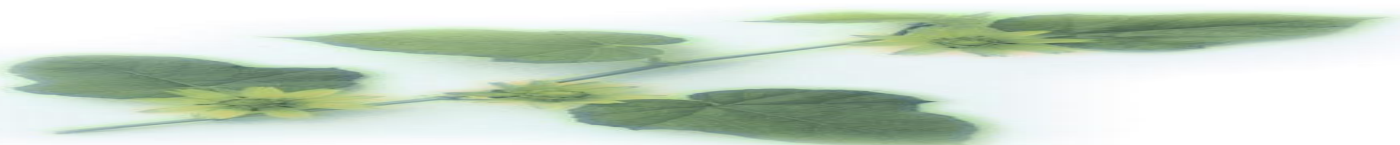




上式表明, 调频信号的振幅恒定, 瞬时角频率是在固定的载频上叠加一个与调制信号电压成正比的角频率偏移(简称角频偏) $\Delta\omega(t)=k_f\mu\Omega(t)$, 瞬时相位是在随时间变化的载波相位 $\varphi_c(t)=\omega_c t$ 上叠加了一个与调制电压积分成正比的相位偏移(简称相偏) $\Delta\varphi(t) = k_f \int_0^t u_\Omega(\tau) d\tau$ 。其最大角频偏 $\Delta\omega_m$ 和调频指数(最大相偏) M_f 分别定义为

$$\Delta\omega_m = k_f \left| u_\Omega(t)_{\max} \right|, \quad M_f = k_f \left| \int_0^t u_\Omega(\tau) d\tau \right|_{\max}$$

(7.2.2)



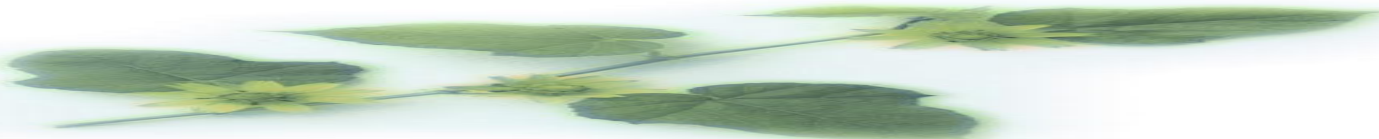


若调制信号是单频信号, 即

$$u_{\Omega}(t)=U_{\Omega m}\cos\Omega t$$

则由式(7.2.1)可写出相应的调频信号, 即

$$\begin{aligned} u_{\text{FM}} &= U_{\text{cm}} \cos\left(\omega_c t + \frac{k_f U_{\Omega m}}{\Omega} \sin \Omega t\right) \\ &= U_{\text{cm}} \cos(\omega_c t + M_f \sin \Omega t) \end{aligned} \quad (7.2.3)$$





2. 调相信号

设高频载波为 $u_c = U_{cm} \cos \omega_c t$, 调制信号为 $u_{\Omega}(t)$, 则调相信号的瞬时相位为

$$\phi(t) = \omega_c t + k_p u_{\Omega}(t)$$

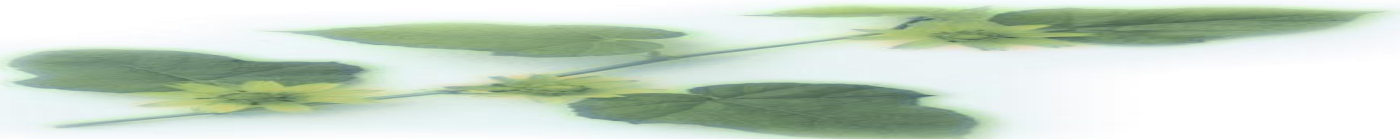
瞬时角频率为

$$\omega(t) = \frac{d\phi(t)}{dt} = \omega_c + k_p \frac{du_{\Omega}(t)}{dt}$$

调相信号为

$$u_{PM} = U_{cm} \cos [\omega_c t + k_p u_{\Omega}(t)] \quad (7.2.4)$$

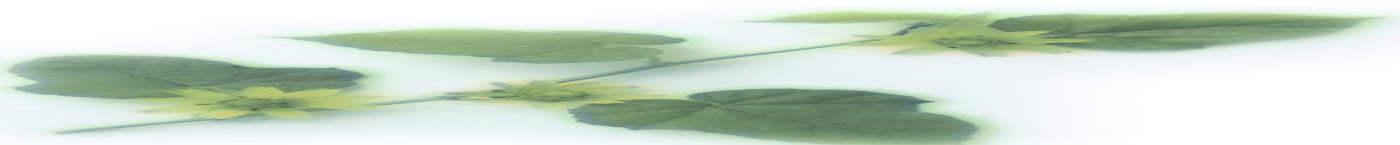
其中, k_p 为比例系数, 表示单位调制电压产生的角频率偏移量, 初相位 $\phi_0 = 0$ 。





上式表明, 调相信号的振幅恒定, 瞬时相位是在随时间变化的载波相位 $\varphi_c(t)=\omega_c t$ 上叠加了一个与调制电压成正比的相偏 $\Delta\varphi(t)=k_p u_\Omega(t)$, 瞬时角频率是在固定载频上叠加了一个与调制电压的导数成正比的角频偏 $\Delta\omega(t) = k_p \frac{du_\Omega(t)}{dt}$ 。最大角频偏 $\Delta\omega_m$ 和调相指数(最大相偏) M_p 分别定义为

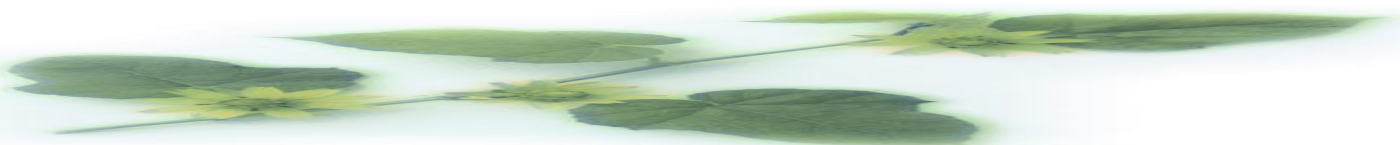
$$\Delta\omega_m = k_p \left| \frac{du_\Omega(t)}{dt} \right|_{\max}, M_p = k_p |u_\Omega(t)|_{\max} \quad (7.2.5)$$





若调制信号是单频信号, 即 $u_{\Omega}(t)=U_{\Omega}m_c\cos\Omega t$, 由式(7.2.4)可写出相应的调相信号, 即

$$\begin{aligned}u_{PM} &= U_{cm}\cos(\omega_c t + k_p U_{\Omega m} \cos\Omega t) \\ &= U_{cm} \cos(\omega_c t + M_p \cos\Omega t)\end{aligned}\quad (7.2.6)$$





第8章 数字电视

8.1 概 述

8.2 锁相环电路的基本原理

8.3 集成锁相环电路

8.4 锁相环电路的应用

8.5 锁相频率合成器

8.6 集成锁相环电路的选用与实例介绍

8.7 章末小结

习 题

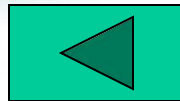




8.1 概 述

AFC电路是以消除频率误差为目的的反馈控制电路。由于它的基本原理是利用频率误差电压去消除频率误差,因此当电路达到平衡状态之后,必然有剩余频率误差存在,即频差不可能为零。这是一个不可克服的缺点。

锁相环电路也是一种以消除频率误差为目的的反馈控制电路,但它的基本原理是利用相位误差电压去消除频率误差,所以当电路达到平衡状态之后,虽然有剩余相位误差存在,但频率误差可以降低到零,从而实现无频差的频率跟踪和相位跟踪。而且,锁相环电路还具有可以不用电感线圈、易于集成化、性能优越等许多优点,因此广泛应用于通信、雷达、制导、导航、仪表和电机等方面。



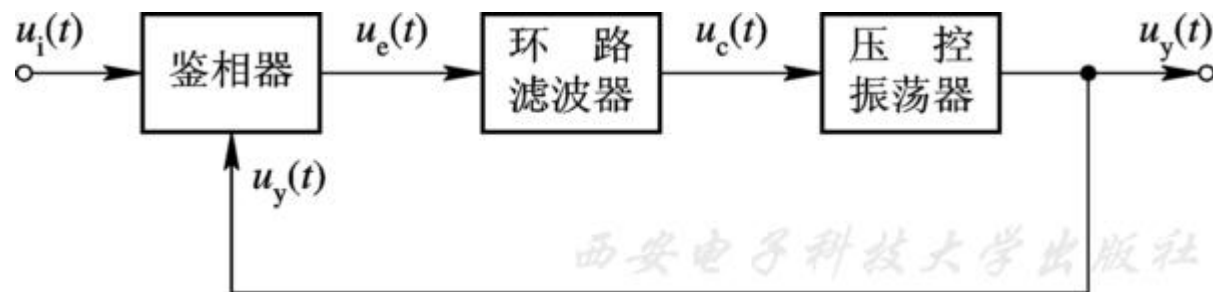


8.2 锁相环电路的基本原理

8.2.1 数学模型

锁相环电路主要由鉴相器、环路滤波器和压控振荡器三部分组成,如图8.2.1所示。被控参量是相位。





西安电子科技大学出版社

图8.2.1 锁相环电路的组成



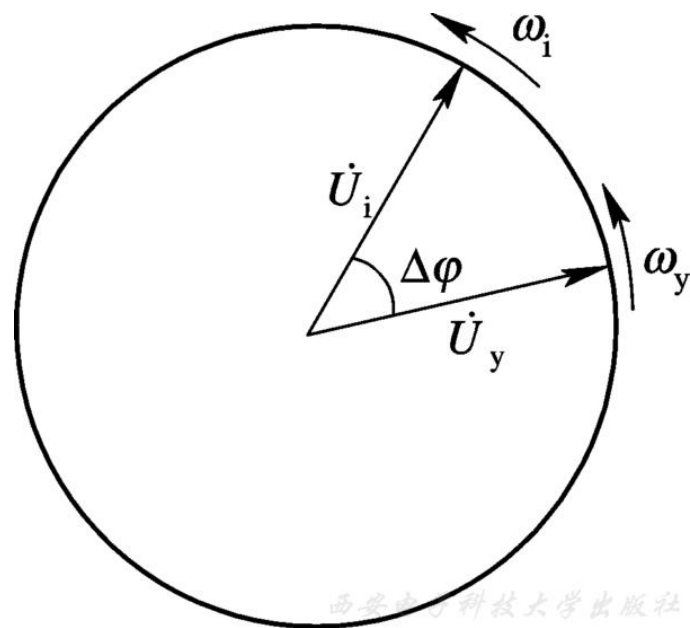


图8.2.2 用旋转矢量说明锁相环电路的频率跟踪原理





如何利用相位误差信号实现无频差的频率跟踪,可用图8.2.2所示的旋转矢量说明。设旋转矢量 \dot{U}_i 和 \dot{U}_y 分别表示鉴相器输入参考信号 $u_i(t)$ 和压控振荡器输出信号 $u_y(t)$,它们的瞬时角速度和瞬时相位分别为 $\omega_i(t)$ 、 $\omega_y(t)$ 和 $\varphi_i(t)$ 、 $\varphi_y(t)$ 。若 $\omega_i(t)$ 固定为 ω_i ,而 $\omega_y(t)$ 与 ω_i 不相等,比如说, $\omega_y(t) < \omega_i$,表示 \dot{U}_y 比 \dot{U}_i 旋转得慢一些,这时瞬时相位差 $\Delta\varphi(t) = [\varphi_i(t) - \varphi_y(t)]$ 将随时间增大(这种情况称为失锁)。





于是鉴相器将产生一个误差电压。该误差电压通过环路滤波器（实际上是一个低通滤波器）后,作为控制电压调整 V C O 的振荡角频率,使其增大,从而使瞬时相位差减小。经过不断地循环反馈, \dot{U}_y 矢量的旋转角速度逐渐加快,直到与 \dot{U}_i 旋转角速度相同,实现 $\omega_y = \omega_i$,这时瞬时相位差 $\Delta\varphi$ 为恒值,鉴相器输出恒定的误差电压。此误差电压通过环路滤波器后产生的控制电压使振荡器的振荡频率维持在 ω_i 上。这种情况称为锁定。为了建立锁相环电路的数学模型,需要先求出鉴相器、环路滤波器和压控振荡器的数学模型。





1. 鉴相器

设鉴相器输入参考信号 $u_i(t)$ 和VCO输出信号 $u_y(t)$ 均为单频正弦波。一般情况下,这两个信号的频率是不同的。设 ω_{y0} 和 $\omega_{y0}t + \varphi_{y0}$ 分别是VCO未加控制电压时的中心振荡角频率和相位,其中 φ_{y0} 是初相位,又 $\varphi_1(t)$ 和 $\varphi_2(t)$ 分别是 $u_i(t)$ 和 $u_y(t)$ 与未加控制电压时VCO输出信号的相位差,即

$$\left. \begin{aligned} \varphi_1(t) &= \varphi_i(t) - (\omega_{y0}t + \varphi_{y0}) \\ \varphi_2(t) &= \varphi_y(t) - (\omega_{y0}t + \varphi_{y0}) \end{aligned} \right\} \quad (8.2.1)$$





所以

$$\varphi_1(t) - \varphi_2(t) = \varphi_i(t) - \varphi_y(t) \quad (8.2.2)$$

若鉴相器采用模拟乘法器组成的乘积型鉴相器,根据鉴相特性和式 (8.2.2),其输出误差电压为

$$u_e(t) = k_b \sin [\varphi_1(t) - \varphi_2(t)] = k_b \sin \varphi_e(t) \quad (8.2.3)$$

其中, k_b 为鉴相器增益,是一常数。





2. 环路滤波器

环路滤波器是一个低通滤波器,其作用是滤除鉴相器输出电流中的无用组合频率分量及其它干扰分量,以保证环路所要求的性能,并提高环路的稳定性。

设环路滤波器的传递函数为 $H(s)$,则有

$$H(s) = \frac{U_c(s)}{U_e(s)}$$

将 $H(s)$ 中的 s 用微分算子 $p=d/dt$ 替换,可以写出对应的微分方程如下:

$$H(p) = \frac{u_c(t)}{u_e(t)} \quad (8.2.4)$$





第9章 数字调制与解调电路

9.1 概 述

9.2 数字振幅调制与解调电路

9.3 数字相位调制与解调电路

9.4 数字频率调制与解调电路

9.5 集成电路实例介绍

9.6 章末小结

习 题





9.1 概 述

采用数字信号对载波进行调制，称为数字调制。数字调制信号可以是二进制的，也可以是多进制的。本书仅讨论二进制数字信号的调制与解调。载波一般仍采用正弦波信号。





与模拟调制相同，数字调制仍然是用数字调制信号（或称为数字基带信号）去分别控制正弦载波的振幅、频率或相位三个参量。但是，由于数字信号仅有高、低电平两个离散状态，因此可以用正弦载波的某些离散状态来表示相应的数字信息“1”或“0”，例如载波的有或无，两种载波频率的跳变或载波两种相位的跳变等等。数字调制的三种基本类型仍然是振幅调制、频率调制和相位调制，而每种基本类型又包括多种实现方式。





因为数字基带信号是编码后产生的二进制随机矩形信号，且往往具有直流和丰富的低频分量，所以分析它的频谱应该采用功率频谱，这一点是和模拟调制与解调时不一样的。另外，数字振幅调制与解调、数字相位调制和解调以及相位不连续数字频率调制与解调等几种方式属于线性频率变换（或称为线性调制与解调），相位连续数字频率调制与解调等方式属于非线性频率变换（或称为非线性调制与解调），这一点也和模拟调制/解调有些差别。





数字调制和解调涉及到的基本电路有放大器、滤波器、乘法器、振荡器、平衡调制器、检波器、限幅器、 90° 相移器、加法器、载波提取电路、同步信号提取电路、微分或积分电路、取样判决电路和延时电路等等。这些电路中大部分是模拟电路，且在本书前几章已经介绍过了；少部分是数字电路，在“数字电路”课程中也已经学习过了。所以，本章主要以方框图的形式对有关数字调制和解调电路进行讨论，一般不再涉及内部的具体电路。





数字调制技术的优点在于抗干扰和噪声的能力强，可以同时传输各种不同速率或带宽的信号（例如声音、图像和数据信号等等），易于采用加密的方式传送信息。但是，由于数字基带信号的频谱较宽，因此如何充分有效地利用有限的频带是数字调制中重要的研究课题，这也是许多种调制方式产生的原因。限于篇幅，本章仅介绍了其中一些典型的调制和解调方式。





9.2 数字振幅调制与解调电路

1. ASK信号的表达式、波形、功率频谱和带宽

设载波信号为 $u_c(t) = \cos\omega_c t$ （此为振幅归一化信号，以后各信号类似）， $\omega_c = 2\pi f_c$ ，数字基带信号为单极性随机矩形脉冲序列 $s(t) = \sum_n a_n g(t - nT_s)$ ，则ASK信号可写成

$$u_{AK}(t) = \left[\sum_n a_n g(t - nT_s) \right] \cos\omega_c t \quad (9.2.1)$$





其中, $g(t)$ 是码元宽度为 T_s , 高度为1的非归零码矩形脉冲, a_n 为二进制随机变量, 且有

$$a_n = \begin{cases} 0 & \text{出现概率为 } P \\ 1 & \text{出现概率为 } 1-P \end{cases}$$

根据随机信号分析的知识, $s(t)$ 的功率频谱密度表达式为

$$P_s(f) = f_s P(1-P) |G(f)|^2 + f_s^2 (1-P)^2 |G(0)|^2 \delta(f) \quad (9.2.2)$$

其中, $f_s = 1/T_s = \omega_s/2\pi$, 门函数 $g(t)$ 的频谱即其傅氏变换为

$$G(f) = T_s \left(\frac{\sin \pi f T_s}{\pi f T_s} \right)$$



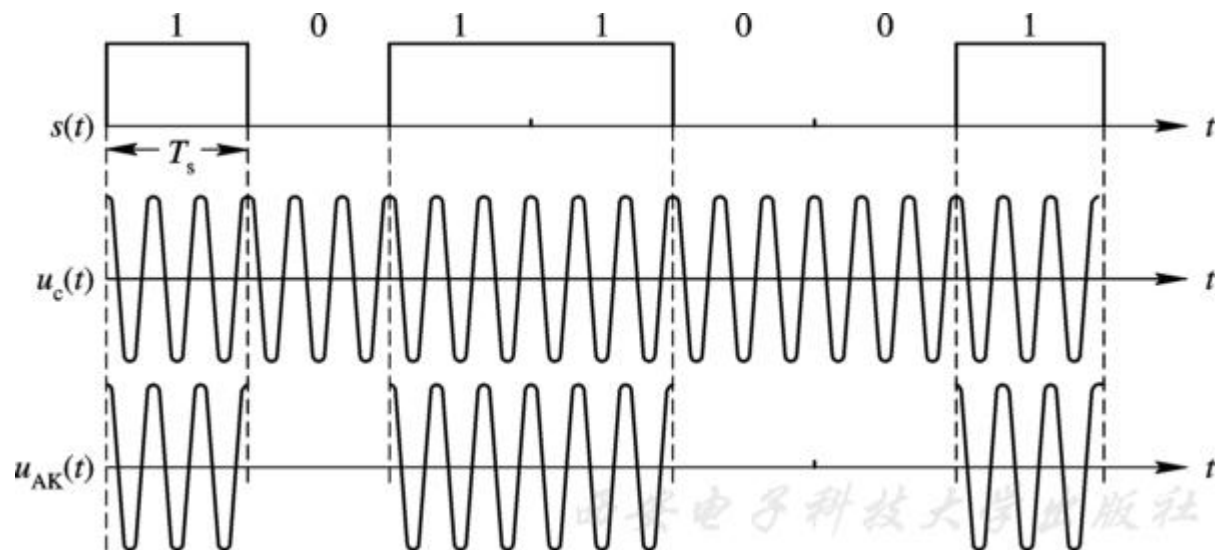


图9.2.1 ASK信号波形





可见， $P_s(f)$ 中前一项含有直流分量和连续交流分量，后一项是离散直流分量。ASK信号 $u_{AK}(t)$ 的双边功率频谱密度表达式为

$$P_{AK}(f) = \frac{1}{4} f_s P(1-P) \left[|G(f+f_c)|^2 + |G(f-f_c)|^2 \right] + \frac{1}{4} f_s^2 (1-P)^2 |G(0)|^2 [\delta(f+f_c) + \delta(f-f_c)] \quad (9.2.3)$$

图9.2.2和图9.2.3分别给出了 $s(t)$ 和 $u_{AK}(t)$ 的功率频谱。因为对称，故只画出了 $u_{AK}(t)$ 的单边功率频谱。





第10章 实用通信系统电路分析

10.1 通信系统电路识图与分析方法

10.2 无绳电话机电路分析





10.1 通信系统电路识图与分析方法

(1) 熟悉或掌握各种基本功能电路的组成、工作原理、主要元器件参数范围、性能指标以及对前后级电路的要求等知识。

(2) 熟悉或掌握各种通信系统的组成方框图和信号流程图。

(3) 熟悉或掌握常用的几种电路分析方法，例如直流或交流（低频或高频）等效电路分析法、电路的时域或频域分析法、电路的线性（如拉氏变换法）或非线性（如折线法）分析法等等。





10.1.1 集成电路芯片内电路的识图和分析

模拟通信集成电路内部的基本电路单元主要有以下三种：以差分电路为主的放大电路、双差分模拟乘法电路和恒流恒压电路。在前两种电路中，常采用射随器作阻抗变换或起隔离作用，采用共射—共基组态展宽频带和提高稳定性。

片内的单级或多级放大电路可以在外接 LC 回路、 RC 元件或晶振等不同情况下，分别实现放大、振荡、滤波、调频、倍频和斜率鉴频等不同功能。片内的模拟乘法电路可以在外接 LC 回路或 RC 元件时，分别实现调幅、同步检波、相位鉴频、混频和鉴相等不同功能。恒流恒压电路为放大电路和乘法电路提供恒定电流和偏压，恒流源还常常作为有源负载，是不可缺少的辅助电路。镜像恒流源或比例恒流源是一种常见的恒流电路，恒压电路通常由恒流源和稳压二极管组成。





了解了通信集成电路的以上特点之后，可以按照以下步骤和方法进行识图和分析。

(1) 浏览全图，先找出其中含有的差分放大电路或乘法电路，分别确定它们的实际功能，同时找出为它们提供恒流或恒定偏压的电路。由于差分电路的结构特点比较明显，故这部分电路很容易发现。

(2) 根据该集成电路的功能和第(1)步的结果，将整个电路大致分成几个部分（如有内部功能框图更好），然后从电路的输入管脚开始，按照信号流程，一个部分一个部分地进行分析，直至电路的最后输出管脚。





(3) 在分析芯片内部电路时，对于各种功能电路的基本组成和工作原理要能够心中有数。要弄清楚芯片中每个功能电路的输入端和输出端，注意与其有关的外接元器件所起的作用。一般来说，芯片的输入端、输出端以及片内各功能电路之间常有射随器起阻抗变换或隔离作用。对于差分电路，要认清是单端输入还是双端输入，是单端输出还是双端输出，输出与输入之间是否有反馈，输出与输入之间的相位关系如何，等等。差分电路常采用恒流源作为源负载。

(4) 分析芯片内部电路时应采取先主要后次要、先易后难的原则。对于疑难部分电路，可根据它与周围已弄清楚部分电路的连接关系，采用相应的电路分析方法进行试探研究。





10.1.2 分立元器件电路的识图和分析

在目前的通信系统中，分立元器件电路仍然是不可能被完全替代的。根据分立元器件电路的性能特点，它通常处于系统中与天线相邻的高频段（利用其高频性能好的优点）和与扬声器、显示器等相邻的低频段（利用其能提供大电流、高电压的优点），并且可作为集成电路芯片的必要外接，实现一些集成电路不能或不易完成的功能。





分立元器件电路的识读和分析应以晶体管（或场效应管）为核心。晶体管电路通常可用作天线之后的高频小信号放大、高频振荡和混频、低频与高频功放、有源滤波等等。晶体管电路常常是交流耦合，分析时要注意它的直流通路和交流通路，正确区分它的不同组态（共射、共基、共集或组合状态），确定它的功能和作用。在分析时，还要注意晶体管电路是否有反馈支路，并判断是负反馈还是正反馈，是否有AGC功能。





LC 回路、 RC 网络以及实现耦合、去耦、加重、旁路、移相、扼流、微分、积分等功能的电感电容是通信系统中大量存在的分立元件。分析时要注意和它们有关的时间常数、截止频率、中心频率、工作频率时的容抗值或感抗值等等，从而明确它们在电路中所起的作用以及对不同频率信号的影响。





10.1.3 整机电路的识图和分析

以上两小节分别介绍了集成电路和分立元器件电路的识图及分析方法。在实际通信系统中，既有集成电路，也有分立元器件电路，应该按照怎样的步骤进行识图和分析呢？

首先需要弄清楚系统中每个集成电路芯片的功能和内部框图，按照10.1.1节的方法进行识图和分析。然后找出系统内主要的分立晶体管（或场效应管）电路的位置和结构，并据此大致确定各自的功能，可以采用10.1.2节介绍的方法。





在掌握了各集成电路和主要分立晶体管（或场效应管）电路的位置、结构和功能的基础上，画出主要单元电路框图，然后就可以进行整机电路的分析了。从系统输入端开始，按照信号流程，逐一进行分析，将各单元电路框连接起来，同时根据信号走向，补充一些新的单元电路框，直至系统输出端结束，最后给出一个完整的系统功能与信号流程图。

在整机识图与分析时，还应注意以下几点。

