

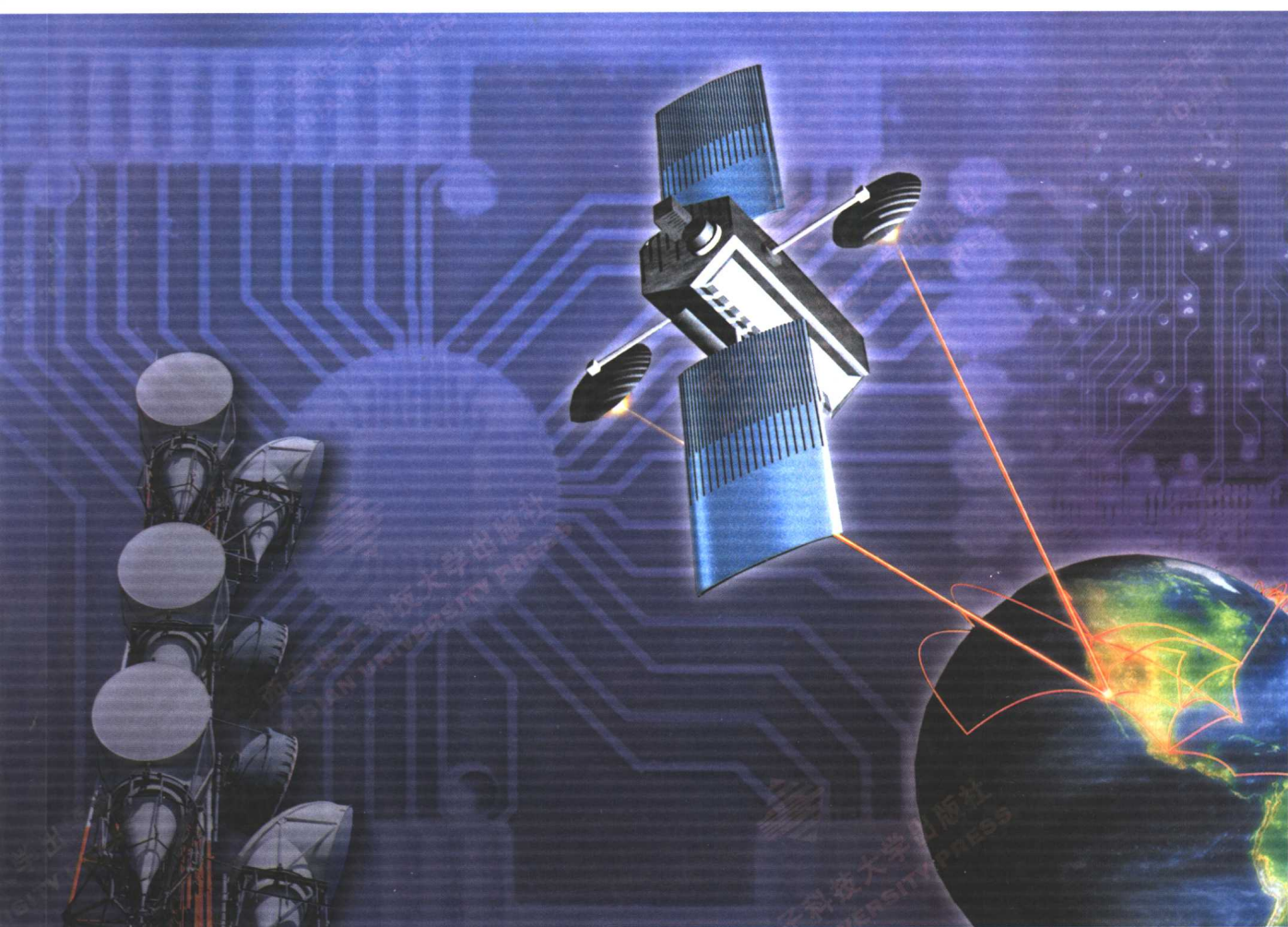
21 世纪

高等学校电子信息类系列教材

《通信电子线路》(第二版)

学习指导

■ 张企民 编著



西安电子科技大学出版社

<http://www.xduph.com>

★ 21 世纪高等学校电子信息类系列教材

《通信电子线路(第二版)》学习指导

张企民 编著

西安电子科技大学出版社

2004

内 容 简 介

本书是根据“高频电子线路”课程的基本要求,为指导学生掌握本课程的基本概念、基本原理、基本电路和基本分析方法而编写的教、学参考书。全书包括绪论、高频功率放大器、正弦波振荡器、振幅调制与解调、混频、角度调制与解调等6章内容。每章均由基本要求、基本内容、例题详解和习题4部分组成。书末附录A给出了两套“通信电子线路”模拟试题及其参考答案,附录B是《通信电子线路(第二版)》一书的各章习题解答。

本书可作为电子信息工程、通信工程、生物医学工程、测控技术与仪器等专业的本科生或大专生学习“高频电子线路”课程的辅助教材。此外,对于从事电子线路教学工作的教师,本书也有一定的参考价值。

21 世纪高等学校电子信息类系列教材

《通信电子线路(第二版)》学习指导

张企民 编著

责任编辑 云立实 龙晖

出版发行 西安电子科技大学出版社(西安市太白南路2号)

电 话 (029)88242885 88201467 邮 编 710071

http: //www. xduph. com

E-mail: xdupfbx@pub. xaonline. com

经 销 新华书店

印刷单位 西安文化彩印厂

版 次 2004 年 1 月第 1 版 2004 年 1 月第 1 次印刷

开 本 787 毫米×1092 毫米 1/16 

字 数 427 千字

印 数 1~4000 册

定 价 19.00 元

ISBN 7 - 5606 - 0348 - 3/TN · 0088(课)

XDUP 0604A01 - 1

* * * 如有印装问题可调换 * * *

本社图书封面为激光防伪覆膜,谨防盗版。

前言

本书是根据“高频电子线路”课程的基本要求,以《通信电子线路(第二版)》(高如云等编著,西安电子科技大学出版社出版)为参照教材,并结合本人多年从事该课程教学工作的体会而编写的一本教、学参考书。

“通信(高频)电子线路”是电子信息和通信工程等专业的一门重要基础课。然而学生在学习过程中普遍感到难学难懂,尤其做题更难。究其原因,主要有三个方面:一是本课程理论性强,用到的基础知识面宽,其中任何一处欠缺都会直接影响本课程的学习;二是器件工作在非线性条件下,原本线性电子线路中的许多概念和参量将由相对静态拓展为受控下的动态,概念的更新和多样化的参量间关系,使学习的难度增大;三是作为一门工程课,本课程涉及的功能多,电路组成灵活,工程分析的规律性和计算的公式化不明显,也是造成难学和做题难的主要原因。为此,本书试图从这些难点上寻找突破口,为学生在掌握本课程的基本概念、基本原理、基本电路和基本分析方法等方面提供有效的指导与帮助。

本指导书分为6章:绪论、高频功率放大器、正弦波振荡器、振幅调制与解调、混频、角度调制与解调。每章内容均由以下4部分组成:

- (1) 基本要求:简要说明对本章内容的要求和应该掌握的程度。
- (2) 基本内容:综述本章的主要内容,从不同角度介绍基本概念和原理,分析并解决学习过程中可能出现的疑点和难点问题,归纳总结重要的规律和结论。
- (3) 例题详解:通过对典型例题的题意分析和求解,示范解题的思路、方法和步骤。必要时在题后归纳出一般的解题规律。
- (4) 习题:这部分精心编选的习题可用于自测或课后练习,以提高分析和解题能力。

书末附录A给出了两套“通信电子线路”模拟试题及其参考答案,以作为课程学习结束后的综合练习。

附录B中编入了《通信电子线路(第二版)》一书的习题解答。其中,第5章至第11章由高如云老师编写,第2、3章由陆曼茹老师编写,第4章由张企民老师编写。

本书的编写和出版得到了西安电子科技大学出版社和云立实、龙晖编辑的大力支持及热情的帮助,在此表示衷心的感谢。

由于本人水平有限,加之时间仓促,书中必有不妥或错误之处,敬请读者批评指正。

编著者

2003年8月

目 录

第 1 章 绪论	1
1.1 基本要求	1
1.2 基本内容	1
1.2.1 非线性电子线路中电子器件的工作条件及其基本特点	1
1.2.2 无线电通信系统的组成	3
1.2.3 无线电信号及其特征	4
1.2.4 电子器件在非线性的电导特性及其近似表示法	5
1.2.5 LC 谐振网络的特性、参数及作用	7
1.3 例题详解	11
第 2 章 高频功率放大器	14
2.1 基本要求	14
2.2 基本内容	14
2.2.1 高频功率放大器的工作原理	14
2.2.2 高频功放的图解分析——动特性曲线与三种工作状态	15
2.2.3 高频功放性能指标的估算方法	17
2.2.4 高频功放的外部特性	21
2.2.5 高频功率放大器的实际电路	24
2.3 例题详解	26
2.4 习题	32
第 3 章 正弦波振荡器	35
3.1 基本要求	35
3.2 基本内容	35
3.2.1 反馈型正弦振荡原理	35
3.2.2 LC 正弦波振荡器	39
3.2.3 振荡器的频率稳定度	46
3.2.4 石英晶体振荡器	47
3.2.5 RC 正弦波振荡器	49
3.3 例题详解	51
3.4 习题	58
第 4 章 振幅调制与解调	62
4.1 基本要求	62
4.2 基本内容	62
4.2.1 振幅调制信号分析	62

4.2.2 非线性器件的相乘作用	64
4.2.3 线性时变电路的相乘作用	66
4.2.4 振幅调制电路	69
4.2.5 振幅解调方法	74
4.2.6 振幅解调电路	77
4.3 例题详解	80
4.4 习题	92
第5章 混频	97
5.1 基本要求	97
5.2 基本内容	97
5.2.1 混频器在外差式接收机中的作用及其实现模型	97
5.2.2 混频电路	98
5.2.3 混频器的组合干扰	103
5.3 例题详解	104
5.4 习题	112
第6章 角度调制与解调	115
6.1 基本要求	115
6.2 基本内容	115
6.2.1 角度调制信号分析	115
6.2.2 调相信号的产生方法	118
6.2.3 调频信号的产生方法	120
6.2.4 变容二极管直接调频电路	121
6.2.5 电抗管直接调频	124
6.2.6 压控张弛振荡电路实现调频	125
6.2.7 间接调频电路	127
6.2.8 扩展最大频偏的方法	129
6.2.9 调角信号的解调方法	130
6.2.10 斜率鉴频电路	134
6.2.11 相位鉴频电路	137
6.3 例题详解	142
6.4 习题	156
附录A “通信电子线路”模拟试题及其参考答案	160
附录B 《通信电子线路(第二版)》习题解答	177
参考文献	281

第1章 绪 论

本章简要介绍了通信电子线路课程的内容、特点及其要求。为了便于以后的学习,在此对无线通信信号、电子器件非线性工作特性及 LC 谐振网络等有关必备知识作一扼要的补充说明。

1.1 基 本 要 求

- (1) 深刻领会线性和非线性电子线路中有源器件的工作条件以及非线性器件的基本特点。
- (2) 充分理解无线通信系统的组成及其信号流通过程中频率的变换。
- (3) 了解无线通信信号的特征及其表示方法。
- (4) 掌握二极管、晶体管、场效应管在非线性运用时的电导或跨导特性及其工程近似表示法。
- (5) 掌握 LC 谐振网络的基本参数和特性,逐步理解其选频、阻抗变换、频幅和频相转换等作用。

1.2 基 本 内 容

1.2.1 非线性电子线路中电子器件的工作条件及其基本特点

在电子线路中,由于使用的电子器件都是非线性器件,因而严格地讲,电子线路均为非线性电路。当工作频率低于器件的截止频率时,这种非线性主要表现为非线性电阻(导)特性。但使用条件不同,电子器件呈现出的非线性程度也有所不同。例如晶体管,其转移特性如图 1-1 所示。若将直流工作点设置在放大区的 Q_1 点处,且输入限定为小信号,这时如图 1-1(a)所示,管子的非线性作用很弱,对输入信号主要表现为一种近似的线性关系,即输出电流 i_c 与输入电压 u_i 成正比。这就是线性电子线路中器件工作的情况。然而,若将工作点设置在图 1-1(b)中截止区的 Q_2 点处,当输入大信号时,管子将表现出明显的非线性特性,即输入为正弦电压时,输出 i_c 变为一串同频的电流脉冲,这正是多数非线性电路要求器件工作的情况。因此,为了实现各种非线性功能,必须将电子器件偏置在非线性显著的区域,这是本课程在器件使用上与线性电子线路的主要区别。

在分析非线性电路时,应特别注意非线性器件的如下基本特点:

- (1) 必定会产生与输入信号相关的新的频率分量。当信号通过非线性器件时,其输出会丢失输入信号中的部分信息,但与此同时又会产生新的相关信息,其中,以频率信息最为明显。例如,在图 1-1(b)所示的例子中,由于输出电流脉冲可以分解出基波和偶次谐波

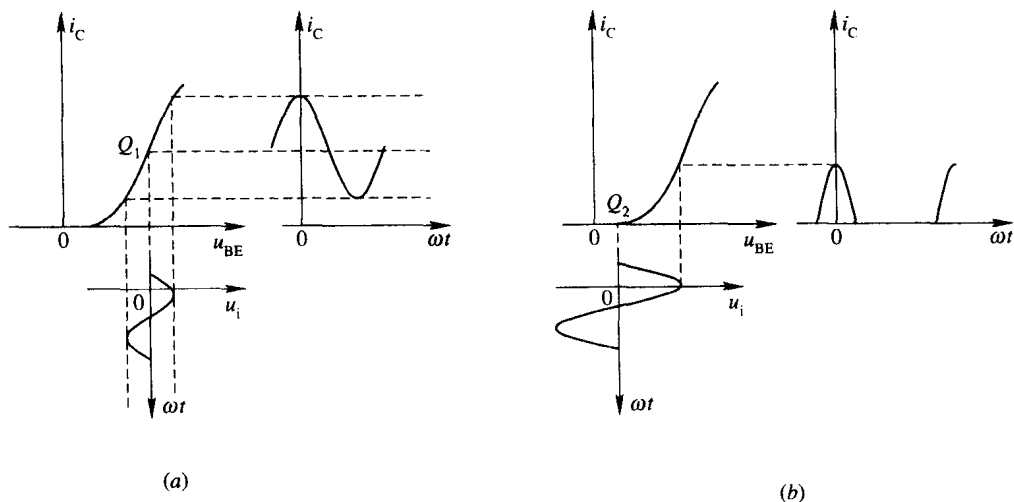


图 1-1 晶体管转移特性及其在线性和非线性作用下输入与输出间的波形关系

分量, 因而尽管丢失了输入信号中的大部分幅度信息, 但仍保留了信号的频率并产生新的谐波。因此, 合理地提取和利用新生频率信息, 便能实现各种所需的频率变换。

(2) 分析上不满足叠加原理。当有多个信号加于器件时, 由于非线性使信号间发生了相互作用, 因而在确定其输出响应时, 必须在信号同时作用下进行分析才能得出正确结果。

(3) 具有不同含义的电导参数。对于常用的压控非线性电阻器件, 按图 1-2 所示的伏安特性曲线, 通常有如下三种含义不同的电导参数:

① 直流电导 g_0 。 g_0 定义为直流工作点处对应直流电流与直流电压的比值, 即

$$g_0 = \frac{I_Q}{U_Q} \bigg|_Q \quad (1-1)$$

其几何意义为伏安特性曲线上的 Q 点与原点之间连线(OQ 线)的斜率, 如图 1-2 所示。

② 交流电导 g_m 。 g_m 定义为工作点处增量电流与增量电压的比值, 即

$$g_m = \frac{\Delta i}{\Delta u} \bigg|_Q \quad (1-2)$$

其几何意义为伏安特性曲线上 Q 点处切线的斜率, 如图 1-2 所示。显然, g_0 、 g_m 都是 U_Q 的非线性函数。可以设想, 若 U_Q 为一受周期性电压控制的时变量, 则 g_0 、 g_m 的值也将同步地随时间作周期性变化, 从而成为时变量, 分别称为时变直流电导 $g_0(t)$ 和时变交流电导 $g_m(t)$ 。

③ 平均电导 g_c 。当器件两端加上余弦电压 $u = U_m \cos \omega t$ 时, 由于伏安特性的非线性, 流过器件的电流必为非余弦波形, 如图 1-1(b) 的例子所示。将该电流用傅立叶级数分解, 可表示为

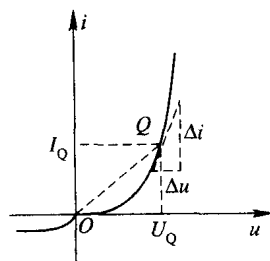


图 1-2 直流电导与交流电导

$$i = I_0 + I_{1m} \cos \omega t + I_{2m} \cos 2\omega t + \dots$$

则平均电导 g_c 定义为 i 中基波电流振幅与外加电压振幅的比值, 即

$$g_c = \left. \frac{I_{1m}}{U_m} \right|_{Q, U_m} \quad (1-3)$$

同理, 还可定义出 n 次谐波的平均电导, 即

$$g_{cn} = \left. \frac{I_{nm}}{U_m} \right|_{Q, U_m} \quad (n = 2, 3, 4, \dots) \quad (1-4)$$

显然, 平均电导是 U_Q 和 U_m 的非线性函数。

需要指出, 对于像晶体管那样的三端非线性电阻器件, 按其转移特性(即输出 i_c 随输入 u_{BE} 变化的特性)同样可以定义出上述三种电导, 这时通常称为跨导, 即相应地有直流跨导、交流跨导和平均跨导。

在非线性电子线路中, 由已知的输入电压信号, 利用相应的电(跨)导参数可以获取各种有用的电流信号, 这是定义电(跨)导参数的主要目的。因此, 深刻理解各种电导的含义, 针对不同应用场合正确地选择和使用电导参数, 这对于非线性电路的分析至关重要。

1.2.2 无线电通信系统的组成

非线性电子线路在电子技术中有着广泛的应用, 其中在通信领域则尤为突出, 它是组成无线电通信系统的基础。无线电通信是一种以电磁波为信息载体, 以自由空间为传输媒质的远距离通信方式。由于在技术上采用了调制与解调措施, 因而有效地解决了无线通信中的两个关键问题: ① 用尺寸较小的天线有效地辐射和接收电磁波; ② 在自由空间(信道)中进行频分多路通信。

所谓调制, 就是用信息电信号(称为调制信号)去控制一个高频正弦振荡(称为载波)的某一参量, 从而把信息加载到这个高频振荡上。根据控制载波的参量是振幅还是频率或是相位的不同, 对应有三种调制, 分别称为振幅调制、频率调制和相位调制。经过调制后的高频振荡(称为已调波), 由于携带了需要传递的信息, 因而天线将已调波发射出去的同时信息也被传送出去。根据这一原理, 无线发送系统的组成框图如图 1-3 所示。其中, 换能器将非电类信息(如语音、图像等)转换为电信号, 该信号经放大后作为调制信号。振荡器产生频率稳定的正弦波, 经倍频、放大处理后变成频率为某一射频频值的载波; 只要选择不同的载频, 即可实现频分多路通信。通过调制后的已调波再经高频功率放大, 最后信号以电磁波的形式由天线辐射出去, 实现了无线远距离传送。

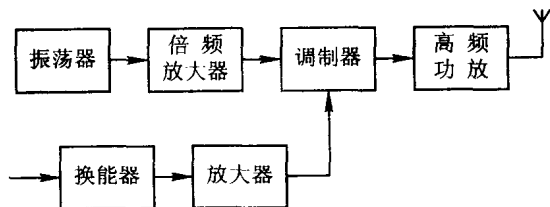


图 1-3 无线发送系统组成框图

与发送系统对应, 外差式无线接收系统的组成框图如图 1-4 所示。其中, 有两种功能特别值得关注, 即解调与混频。所谓解调, 就是将已调波中的信息提取出来, 恢复其本来面目。针对振幅、频率和相位三种不同的调制波, 其相应的解调分别称为振幅检波、鉴频和鉴相。混频则是一种频率变换, 它利用本振频率将已调波的载频从射频值变为某一固定的中频值(如广播接收机中为 465 kHz)。这样在分时接收不同发射台的已调信号时, 可以保证有相同的接收质量, 从而提高了接收机的总体性能。

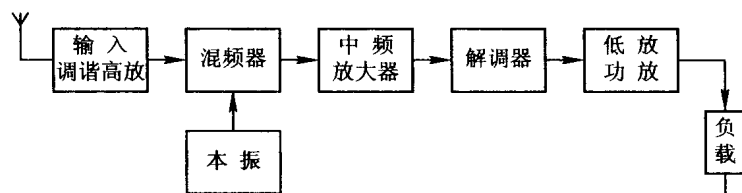


图 1-4 外差式无线接收系统组成框图

通过上述对无线通信系统组成原理的介绍, 可以明确以下两点: 一是系统中信号频率变换的规律, 即通过调制, 信号从低频变换到射频, 在接收端又从射频变到中频, 经解调再从中频变回到低频。二是非线性电子线路在系统中的作用。实现上述频率变换, 其实质是要求产生新的频率分量。对此线性电路将无能为力, 必须用非线性电路实现。因此, 各种频率变换电路的组成、工作原理及性能分析将是本课程的重点和难点所在。

1.2.3 无线电信号及其特征

在通信电子线路中, 需要处理的信号主要有三种: 信息信号、高频载波信号和已调波信号。

信息信号也称为调制信号, 它是表现信息的电信号, 如单音、语音、图像等电信号。表示一个信号, 通常可以采用三种方法, 即时间函数表示法、波形表示法和频谱表示法。在前两种方法中, 调制电压表示为 $u_1(t) = U_{\text{m}} f(t)$ 。其中, U_{m} 为信号电压的幅度, $f(t)$ 是归一化后信号随时间的变化规律, $|f(t)| \leq 1$ 。对一些简单信号, 如正弦波、周期性方波等, 可以用确切的函数式和波形表示出来。然而对多数复杂信号(如语音、图像等), 由于其复杂性和随机性, 因此很难用表示式或波形描述。此时, 频谱表示法可显示其优越性。在频谱表示法中, 信号的频域特征主要是频谱分布和带宽。作为举例, 图 1-5 示出了语音信号的频谱分布图。由图可知, 语音信号是低频信号, 其能量主要集中在 300 ~ 3400 Hz 的频率范围内, 带宽约为 3100 Hz。信号的时域特征和频域特征是相互关联的, 信号随时间变化越快, 表明其高频分量越丰富, 因而频带越宽。

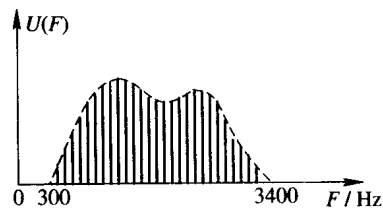


图 1-5 语音信号的频谱分布图

高频载波信号在模拟调制中是一正弦波, 一般可表示为

$$u_c(t) = U_{\text{cm}} \cos(\omega_c t + \varphi)$$

当它的振幅、频率或相位受到信息信号调制后, 高频载波则变为已调波信号。

已调波信号既有载波的高频特征,又有调制信号的时域和频域特征。现以普通振幅调制为例,说明在语音信号调制下已调波的特点。为了直观起见,用图1-6所示的波形和频谱示意图加以说明。由图可知,振幅已调波信号有以下主要特点:

(1) 已调波仍然是一高频振荡波,但是其振幅峰值点的轨迹(又称为包络)按调制信号规律变化;

(2) 已调波的频谱是由调制信号的频谱搬移构成的,即对称地搬移到载频的两侧,因而其带宽相比调制信号展宽了一倍;

(3) 由于已调波的相对带宽接近1,因此它是一种窄带信号。相对带宽定义为信号中的最高频率分量与最低频率分量的比值。对于已调波的频谱,通常满足 $f_c \gg F_{\max}$, 因而其相对带宽 $(f_c + F_{\max}) / (f_c - F_{\max})$ 接近1。通常将相对带宽接近1的信号称为窄带信号或频带信号。相比之下,由于实际调制信号的相对带宽 $F_{\max} / F_{\min} \gg 1$, 因而又称为宽带信号。

需要指出,各类通信电子线路的组成及分析离不开与之相关的信号,要保证电路在传输和处理信号的过程中不产生失真,就必须对无线电信号的基本特征有所了解,这样才能对电路的各项性能指标提出具体要求。这是我们简述无线电信号及其特征的主要目的。

1.2.4 电子器件在非线性的运用时的电导特性及其近似表示法

电子器件在通信电子线路中起着极为重要的作用。其中,二极管和三极管是电路中最常用的器件。因此,深入了解它们的非线性运用条件、特性及其表示法对于本课程的学习非常重要。

我们知道,电子器件都有一个非线性最为明显的区域,即截止与导通的交汇处。当器件受控而在截止和导通之间交替工作时,将表现出两种不同数值的电导(阻)。利用这一交替变化的时变电导,可以实现许多有用的功能。具体到二极管、场效应管和晶体管,下面分别予以说明。

1. 二极管

二极管的伏安特性曲线如图1-7(a)中虚线所示,其中 U_D' 为导通电压。在大信号、非线性运用时,伏安特性可用两条折线近似,如图中的实线所示,其中 g_D 为导通时的电导。此时,二极管电导 $g = di_D/du_D$ 与 u_D 的关系(即电导特性)为阶跃函数,如图1-7(b)所示。可见, u_D 在截止和导通范围内变化时,电导只取两个值,即 $u_D \leq U_D'$ 时, $g=0$; $u_D > U_D'$ 时,

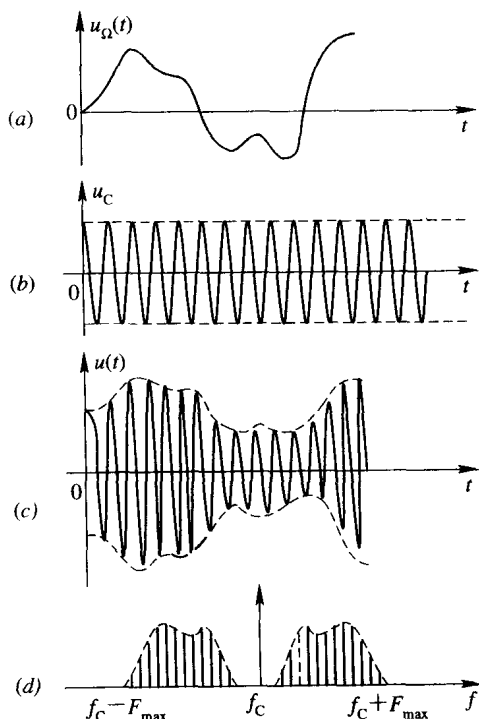


图1-6 振幅调制波的波形及频谱分布

$g = g_D$ 。因此,二极管相当于一个压控开关电导,可用图 1-7(c)所示的电路模型等效。注意, $g=0$ 时,开关打开; $g = g_D$ 时,开关闭合。根据该模型,流过二极管的电流 i_D 可表示为

$$i_D = gu_D = \begin{cases} 0 & u_D \leq U'_D \\ g_D u_D & u_D > U'_D \end{cases} \quad (1-5)$$

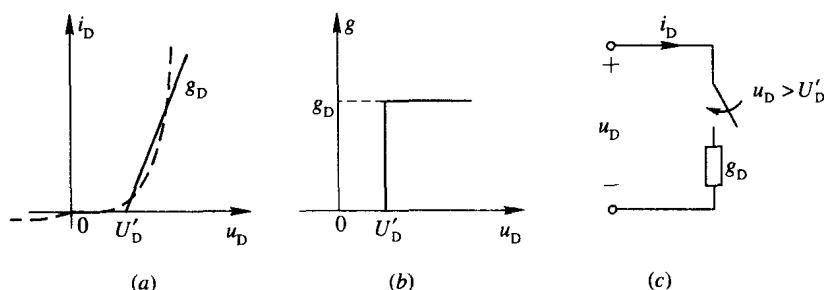


图 1-7 二极管的电导特性及其等效电路

2. 场效应管

N 沟道结型场效应管的转移特性曲线如图 1-8(a)所示。该曲线呈平方律关系,可以表示为

$$i_D = \begin{cases} 0 & u_{GS} < U_P \\ I_{DSS} \left(1 - \frac{u_{GS}}{U_P}\right)^2 & U_P \leq u_{GS} \leq 0 \end{cases} \quad (1-6)$$

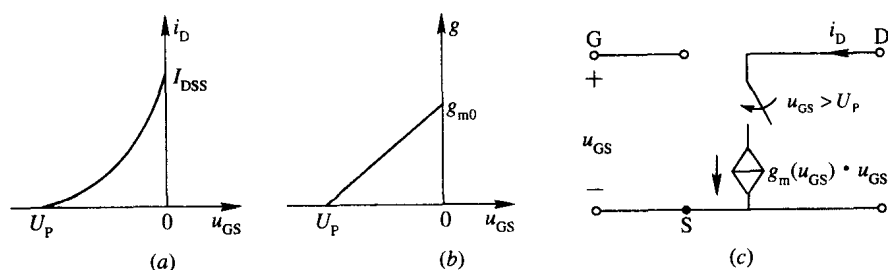


图 1-8 场效应管的跨导特性及其等效电路

将式(1-6)对 u_{GS} 求导数,可得跨导特性为

$$g = \frac{di_D}{du_{GS}} = \begin{cases} 0 & u_{GS} < U_P \\ \frac{2I_{DSS}}{|U_P|} \left(1 - \frac{u_{GS}}{U_P}\right) = g_{m0} \left(1 - \frac{u_{GS}}{U_P}\right) = g_m(u_{GS}) & U_P \leq u_{GS} \leq 0 \end{cases} \quad (1-7)$$

$$g_m(u_{GS}) = g_{m0} \left(1 - \frac{u_{GS}}{U_P}\right) \quad U_P \leq u_{GS} \leq 0 \quad (1-8)$$

式中, $g_{m0} = 2I_{DSS}/|U_P|$ 为 $u_{GS} = 0$ 时的跨导, $g_m(u_{GS})$ 是随 u_{GS} 线性变化的压控跨导。根据式

(1-7)画出的跨导特性曲线如图1-8(b)所示。而相应的电路模型如图1-8(c)所示。由图可知,当 $u_{GS} < U_P$ 时,管子截止, $g=0$,开关打开;当 $U_P \leq u_{GS} \leq 0$ 时,管子恒流导通, $g=g_m(u_{GS})$,开关闭合,即为一线性压控跨导。此时,漏极电流 i_D 可表示为

$$i_D = gu_{GS} = \begin{cases} 0 & u_{GS} < U_P \\ g_m(u_{GS}) \cdot u_{GS} & U_P \leq u_{GS} \leq 0 \end{cases} \quad (1-9)$$

3. 双极型晶体管

在非线性电子线路中,通常把晶体管看作压控电流器件,即集电极电流 i_C 受控于发射结电压 u_{BE} 。为此用转移特性描述其控制性能比较方便。晶体管的实际转移特性曲线如图1-9(a)所示。由图可知,由于曲线不规则,因此其跨导特性(di_C/du_{BE} 与 u_{BE} 的关系)在管子导通时较为复杂,即导通跨导 $g=g_m(u_{BE})$ 是 u_{BE} 的非线性函数。在实际中,可根据使用条件的不同作相应近似。如大信号运用时,曲线可用折线近似,则与二极管相似, g 为压控开关跨导,如图1-9(b)中的曲线①所示。如导通后的曲线用平方律关系近似,即 $i_C=au_{BE}^2$,则与场效应管相似,导通跨导 $g_m(u_{BE})=2au_{BE}$ 为一线性压控跨导,如图1-9(b)中的曲线②所示。无论何种情况,晶体管都可用图1-9(c)所示的电路模型等效,只是在不同近似条件下, $g_m(u_{BE})$ 与 u_{BE} 的关系有所不同而已。因此,集电极电流 i_C 可表示为

$$i_C = gu_{BE} = \begin{cases} 0 & u_{BE} < U'_B \\ g_m(u_{BE}) \cdot u_{BE} & u_{BE} \geq U'_B \end{cases} \quad (1-10)$$

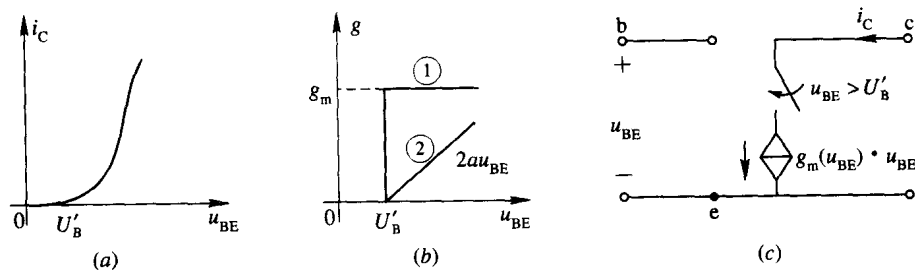


图1-9 晶体管的跨导特性及其等效电路

必须指出,以上讨论均未考虑管子的电容效应。在实际电路中,这种电容效应会对电路的性能产生极为不利的影响。因此,在选用管子时,应根据信号频率选择截止频率相对较高的管子,以减小电容效应的不良影响。

1.2.5 LC 谐振网络的特性、参数及作用

LC 谐振网络是通信电子线路中应用最为广泛的无源网络,主要起着选频、阻抗变换及频幅和频相转换等作用。

1. 简单谐振回路

LC 并联和串联谐振回路及其阻抗的幅频和相频特性曲线分别如图1-10所示。对其特性参数,为便于查阅,则分别列于表1-1中。

表 1-1 简单谐振回路的特性参数

回路		并联谐振回路	串联谐振回路
特性参数			
谐振频率		$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}, \omega_0 = 2\pi f_0$	$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}, \omega_0 = 2\pi f_0$
谐振电阻		$R_0 = \frac{L}{Cr}$	$R_0 = r$
品质因数		$Q = \frac{1}{r}\sqrt{\frac{L}{C}} = \frac{\omega_0 L}{r} = \frac{1}{\omega_0 Cr} = R_0 \sqrt{\frac{C}{L}}$ $= \frac{R_0}{\omega_0 L} = R_0 \omega_0 C$	$Q = \frac{\omega_0 L}{r} = \frac{1}{\omega_0 Cr}$
通频带		$B = \frac{f_0}{Q}$	$B = \frac{f_0}{Q}$
阻抗		$Z = \frac{R_0}{1 + jQ\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)} \approx \frac{R_0}{1 + j2Q\frac{\omega - \omega_0}{\omega_0}}^*$	$Z = r \left[1 + jQ\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right) \right]$
阻抗幅频特性		$ Z = \frac{R_0}{\sqrt{1 + Q^2\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)^2}}$ $\approx \frac{R_0}{\sqrt{1 + 4Q^2\left(\frac{\omega - \omega_0}{\omega_0}\right)^2}}^*$	$ Z = r \sqrt{1 + Q^2\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)^2}$
阻抗相频特性		$\varphi_Z = -\arctan Q\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)$ $\approx -\arctan 2Q\frac{\omega - \omega_0}{\omega_0}^*$	$\varphi_Z = \arctan Q\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)$
电抗特性	$f < f_0$	感性	容性
	$f = f_0$	纯阻性(R_0)	纯阻性(r)
	$f > f_0$	容性	感性
特性阻抗		$\rho = \sqrt{\frac{L}{C}}$	$\rho = \sqrt{\frac{L}{C}}$

注：标“*”的式子是 ω 位于 ω_0 附近的近似式。

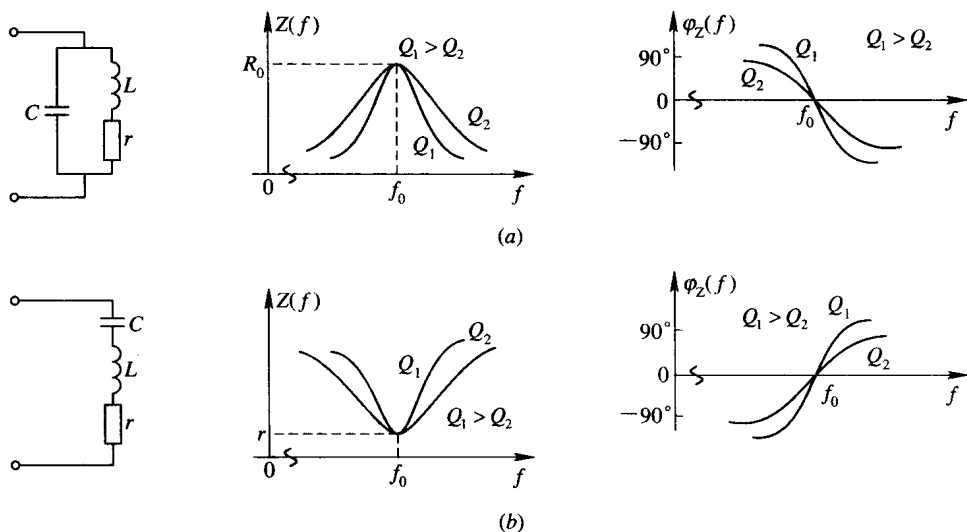


图 1-10 LC 并联和串联谐振回路及其阻抗频率特性

2. 谐振回路的选频作用

对于高 Q 值的并联谐振回路，当有非正弦电流 $i(t)$ 流过时，回路两端将会产生何种电压？现假设 $i(t)$ 为图 1-11(a) 所示的方波电流，则根据傅立叶级数展开式， $i(t)$ 可分解为

$$i(t) = \frac{I}{2} + \frac{2I}{\pi} \cos \omega t - \frac{2I}{3\pi} \cos 3\omega t + \frac{2I}{5\pi} \cos 5\omega t - \dots$$

如果将回路调谐在 $i(t)$ 的基频上，这时，由于回路对 $i(t)$ 中的基波分量阻抗最大（为谐振电阻 R_0 ），因而产生的电压最大。而对其它谐波分量，因回路严重失谐而被滤除。因此，回路两端电压可近似为

$$u_o \approx R_0 I_{1m} \cos \omega t = \frac{2I}{\pi} R_0 \cos \omega t$$

其波形如图 1-11(b) 所示。同理，若将回路调谐在 $i(t)$ 的 3 次谐频上，则回路电压将变为 3 次谐波电压，即

$$u_3 \approx R_0 I_{3m} \cos 3\omega t = -\frac{2I}{3\pi} R_0 \cos 3\omega t$$

相应的波形如图 1-11(c) 所示。

由此可见，并联谐振回路通过调谐，能够以电压输出的方式从激励电流中选出所需的频率分量。与它对应，串联谐振回路通过调谐，也能以电流输出方式从激励电压中选出所需的频率分量。

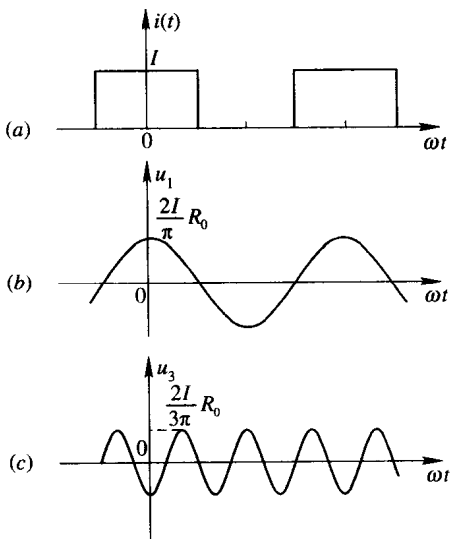


图 1-11 并联谐振回路的选频波形图

3. 抽头并联谐振回路的阻抗变换作用

所谓抽头并联谐振回路,就是外部电路能与回路中的电容或电感部分连接的并联谐振回路。其中,两种常用的抽头回路分别如图 1-12(a)、(b)所示。由于改变部分接入点的位置,可以实现阻抗变换,因而需要定义一个能够反映其位置特征的参量——接入系数 P 。 P 定义为:和外电路相接的电抗与谐振回路中与该电抗同性质的总电抗的比值。根据该定义,对于图 1-12(a)所示回路,接入系数为

$$P = \frac{X_{C2}}{X_C} = \frac{\frac{1}{\omega C_2}}{\frac{1}{\omega C_1} + \frac{1}{\omega C_2}} = \frac{C_1}{C_1 + C_2} \quad (1-11)$$

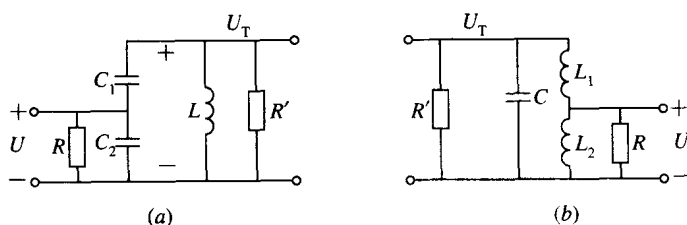


图 1-12 抽头并联谐振回路

而对于图 1-12(b)所示回路,则为

$$P = \frac{X_{L2}}{X_L} = \frac{\omega L_2}{\omega L_1 + \omega L_2} = \frac{L_2}{L_1 + L_2} \quad (1-12)$$

如果 L_1 和 L_2 间存在互感 M , 上式应改为

$$P = \frac{L_2 + M}{L_1 + L_2 + 2M}$$

显然,接入系数 $P \leq 1$ 。

假定图 1-12 所示回路为高 Q 值回路(通信电子线路中所用的谐振回路一般都满足该条件),谐振时,接入端电阻 R 吸收的功率为 U^2/R , R 等效到回路两端的电阻 R' 吸收的功率为 U_T^2/R' 。根据功率平衡条件,两者功率应相等,即

$$\frac{U^2}{R} = \frac{U_T^2}{R'}$$

由此可得

$$R' = \left(\frac{U_T}{U}\right)^2 R = \left(\frac{P}{1}\right)^2 R = \frac{1}{P^2} R \quad (1-13)$$

反之,如果将回路两端的电阻 R' 等效到接入系数为 P 的抽头端,则该端电阻为

$$R = P^2 R' \quad (1-14)$$

式(1-13)、(1-14)表明,把接入端电阻变换到回路两端,该电阻将增大 $1/P^2$ 倍,而把回路两端电阻变换到接入端,则该电阻将减小 P^2 。

在实际电路分析中,按上述规律进行具体变换时,应注意以下几点:

(1) 在交流等效通路中,要分清谐振回路端和外部接入(抽头)端的位置;

- (2) 按电路要求, 判断需要哪种变换;
- (3) 正确计算接入系数。根据具体情况, 既可以用电抗比计算, 也可以用分压比计算;
- (4) 上述变换规律是在回路谐振或轻微失谐的前提下得出的, 如果回路严重失谐, 则上述变换规律无效。

1.3 例题详解

【例 1-1】 在图 1-13 所示的抽头并联谐振回路中, 已知 $L=100\ \mu\text{H}$, $C_1=40\ \text{pF}$, $C_2=50\ \text{pF}$, 回路空载品质因数 $Q_0=100$, 负载 $R_L=8\ \text{k}\Omega$, $C_L=10\ \text{pF}$ 。信号源内阻 $R_s=0.6\ \text{k}\Omega$ 。

(1) 要求总负载与信号源匹配时, 试求信号源接入点 L_2 的数值;

(2) 求回路的谐振频率 f_0 和通频带 B 。

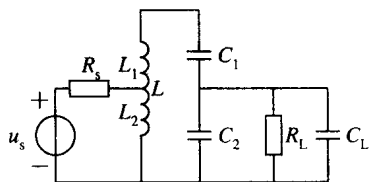


图 1-13 例 1-1 图

题意分析: 因为负载与信号源匹配的条件是负载电阻与源内阻相等, 所以要求负载 R_L 和回路谐振电阻 R_0 一并变换到信号源接入端时应与内阻 R_s 相等。变换时, 首先将 R_L 等效到回路两端, 再与 R_0 并联后等效到信号源端。另外, 在计算 P 、 f_0 时, 应把负载电容 C_L 作为回路电容的一部分。

解 (1) 将 R_L 变换到回路端:

$$P_1 = \frac{C_1}{C_1 + C_2'} = \frac{C_1}{C_1 + (C_2 + C_L)} = \frac{40}{40 + (50 + 10)} = 0.4$$

$$R_L' = \frac{1}{P_1^2} R_L = \frac{1}{0.4^2} \times 8 = 50\ \text{k}\Omega$$

回路的谐振电阻为

$$\begin{aligned} R_0 &= Q_0 \sqrt{\frac{L}{C}} = Q_0 \sqrt{\frac{C_1 + C_2}{C_1 C_2} L} \\ &= 100 \times \sqrt{\frac{40 + 50}{40 \times 50} \times 10^{12} \times 100 \times 10^{-6}} \\ &= 212\ \text{k}\Omega \end{aligned}$$

则回路端的总电阻为

$$R_0' = R_0 // R_L' = 212 // 50 = 40.5\ \text{k}\Omega$$

将 R_0' 变换到信号源接入端时, 应满足 $P_2^2 R_0' = R_s$, 因而接入系数 P_2 为

$$P_2 = \frac{L_2}{L_1 + L_2} = \sqrt{\frac{R_s}{R_0'}} = \sqrt{\frac{0.5}{40.5}} = 0.122$$

从而解得

$$\begin{aligned} L_2 &= P_2 (L_1 + L_2) = P_2 L \\ &= 0.122 \times 100 = 12.2\ \mu\text{H} \end{aligned}$$