



普通高等教育“十一五”国家级规划教材

射频通信电路学习指导

(第二版)

陈邦媛 编著

 科学出版社
www.sciencep.com

内 容 简 介

普通高等教育“十一五”国家级规划教材
本书共分两章，第一章为射频电路的基本概念，第二章为射频电路的分析和设计。本书可作为高等院校电子信息类、通信类、计算机类、自动化类等专业的教材，也可供从事射频电路工作的工程技术人员参考。

射频通信电路学习指导

(第二版)

陈邦媛 编著



责任编辑：余 磊
封面设计：张明

科学出版社

北京东黄城根北街25号

邮政编码：100027

http://www.sciencep.com

电话：(010)64015000

科学出版社发行 各地新华书店经销

2009年8月第1版
2009年8月第1次印刷
16开 787mm×1092mm
印张：12.5
字数：300千字

科学出版社

元 00.00 定价

北京

内 容 简 介

本书是普通高等教育“十一五”国家级规划教材《射频通信电路》(第二版)的配套教辅书。全书围绕着射频通信电路的基本内容,主要介绍了射频电路设计基础知识、调制与解调机理、收发信机结构和收发信机射频部分各模块电路设计等方面内容。对应《射频通信电路》(第二版)教材,本书在每章中列出基本要求、主要内容,并精选例题进行详细分析,给出点评,能加深读者理解。全书共列举例题 111 道。

本书可供电子信息类及相关专业本科教学和学习使用,也可供相关工程技术人员参考。

图书在版编目(CIP)数据

射频通信电路学习指导/陈邦媛编著.—2版.—北京:科学出版社,2007

(普通高等教育“十一五”国家级规划教材)

ISBN 978-7-03-018995-0

I. 射… I. 陈… III. 射频电路-电路设计-高等学校-教学参考资料
IV. TN710.02

中国版本图书馆 CIP 数据核字(2007)第 071760 号

责任编辑:匡 敏 余 江/责任校对:陈丽珠
责任印制:张克忠 / 封面设计:陈 敬

科学出版社出版

北京东黄城根北街 16 号

邮政编码:100717

<http://www.sciencep.com>

深海印刷有限责任公司印刷

科学出版社发行 各地新华书店经销

*

2003 年 9 月第 一 版 开本:B5 (720×1000)

2007 年 6 月第 二 版 印张:17 3/4

2007 年 6 月第三次印刷 字数:348 000

印数:7 001—11 000

定价:22.00 元

(如有印装质量问题,我社负责调换〈新欣〉)

前 言

本书是和拙著普通高等教育“十一五”国家级规划教材《射频通信电路》(第二版)相配套的教学辅导书。

“高频电子线路”或“射频通信电路”是当前各高等院校电子信息类专业的一门专业基础课,讲述“通信电子系统”中的射频电路。

通常通信电子系统由基带信号处理和射频传输两大部分组成。射频(radio frequency)是指可以作为无线发射的频率,它从中、长波广播的几百千赫兹一直到微波波段。“高频电子线路”课程中介绍的射频传输电路是指其中可以采用集总参数元件实现的那部分电路。射频传输包括接收机和发射机两大部分,具体电路有:低噪声放大器、混频器、振荡器、调制与解调器、高频功率放大器以及锁相环电路等几大模块。

由于本课程涉及的电路是高频模拟电路,原理复杂、工程性强、内容也多,所以许多同学反映本课程难度大、不易掌握,甚至有些同学对本课程有畏难、恐惧情绪。我们认为学习这门课并没有太多的技巧,只要搞清基本概念,抓住典型电路,学好本课程并不难。

学习高频电子线路课程的方法归纳起来应抓住以下几点:

1. 首先要从信号、系统、电路三个方面来理解课程的内容

信号——所传输的信号形式(载波和各种已调波)及其描述(时域和频域)。

系统——接收系统和发射系统的组成方案及组成系统的各模块的功能。

电路——实现各种功能的具体电路。

掌握不同的信号如何用电路产生,并熟悉信号在系统中传输的过程与特点。

2. 抓住性能指标

模拟电路完成的不仅仅是功能,更重要的是指标。

指标是根据系统或模块电路的功能提出来的,它又是确定系统方案和设计电路的指导思想。首先,必须明确衡量系统的总体性能及各个模块电路具体性能的指标;其次,应明确系统总体指标与各模块指标间的关系以及总体指标是按什么原则划分到各模块的;第三,要明确各模块的指标在电路中是如何得到保证并如何进行计算的。

3. 学会模拟电路的分析方法

模拟电路由于电路的偏置、工作条件(如信号的大小)、器件的应用状态(线性、非线性、线性时变)、端口的阻抗匹配等情况的不同,它的性能是千变万化的,这也

是模拟电路难学的原因之一。学习高频模拟电路应从直流和交流、小信号和大信号、线性与非线性、时域和频域等不同的侧面来理解电路的工作特点。具体地说,在分析一个模块电路时可以从以下几方面着手:

- (1) 该模块在系统中所处的位置。
- (2) 它完成的功能,输入、输出信号的特点。

(3) 根据以上两点对电路所提出的指标要求。

(4) 实现该功能的几种方案结构方框图及对应的简单的原理电路图。

(5) 实际电路图。对此,又可以进一步抓住以下几点:① 电路结构形式(交流通路图)及工作原理。② 直流偏置,晶体管工作状态。③ 信号输入、输出方式。④ 信号大小要求。⑤ 端口匹配电路。⑥ 电路关键点的波形与频谱,关键指标的计算。⑦ 理解从原理电路演变到实际电路所添加的一些必要元件。⑧ 影响电路性能指标优劣的因素。

学习高频电路应该记住一些常用的典型电路。

4. 抓住高频电路的特点

这主要体现在:① 晶体管的等效电路中的各极间电容及电路中的分布参数对电路性能的影响。② 高频电路中,经常是几个不同频率的信号同时作用于一个电路,如调制器等频率变换电路,其中有直流偏置、音频调制信号、高频载波,这需要不同数值的电感和电容将这些不同频率的信号联系在同一个电路中,学习时特别要重视的是这些电抗元件的数量级和用途。③ 分析电路原理,计算时要学会工程近似。

为了便于掌握要点,本辅导书每章分为要点、主要内容和例题三大部分。例题基本包含了本章的主要内容和难点,每道例题都进行了详细分析,分析例题时突出了基本概念和解题思路并配以点评,能帮助读者加深理解本课程内容。

在编写本书时,得到了我的同事和学生们的全力支持,特别是蔡斌和张雷同学,他们仔细地阅读书稿,提出了宝贵的意见并指出其中的错误。在此,我表示深深的感谢,是同学们刻苦钻研、孜孜不倦的学习精神促使我完成了这本辅导书。

陈邦媛

于浙江大学

目 录

| | |
|-----------------|-----|
| 前言 | i |
| 第 1 章 选频回路与阻抗变换 | 1 |
| 1.1 本章要点 | 1 |
| 1.2 主要内容 | 1 |
| 1.3 例题 | 12 |
| 第 2 章 噪声与非线性失真 | 29 |
| 2.1 本章要点 | 29 |
| 2.2 主要内容 | 29 |
| 2.3 例题 | 41 |
| 第 3 章 调制和解调 | 55 |
| 3.1 本章要点 | 55 |
| 3.2 主要内容 | 55 |
| 3.3 例题 | 67 |
| 第 4 章 发送、接收机构 | 84 |
| 4.1 本章要点 | 84 |
| 4.2 主要内容 | 84 |
| 4.3 例题 | 90 |
| 第 5 章 低噪声放大器 | 99 |
| 5.1 本章要点 | 99 |
| 5.2 主要内容 | 99 |
| 5.3 例题 | 105 |
| 第 6 章 混频器 | 122 |
| 6.1 本章要点 | 122 |
| 6.2 主要内容 | 122 |
| 6.3 例题 | 132 |
| 第 7 章 振荡器 | 153 |
| 7.1 本章要点 | 153 |
| 7.2 主要内容 | 153 |

| | |
|---------------------------|-----|
| 7.3 例题 | 159 |
| 第8章 锁相与频率合成 | 189 |
| 8.1 本章要点 | 189 |
| 8.2 主要内容 | 189 |
| 8.3 例题 | 194 |
| 第9章 调制与解调电路 | 221 |
| 9.1 本章要点 | 221 |
| 9.2 主要内容 | 221 |
| 9.3 例题 | 225 |
| 第10章 高频功率放大器 | 249 |
| 10.1 本章要点 | 249 |
| 10.2 主要内容 | 249 |
| 10.3 例题 | 254 |
| 第11章 自动增益控制 | 270 |
| 11.1 本章要点 | 270 |
| 11.2 主要内容 | 270 |
| 11.3 例题 | 271 |
| 参考文献 | 275 |

第 1 章 选频回路与阻抗变换

1.1 本章要点

- (1) 了解描述选频回路的主要指标。
- (2) 掌握串、并联谐振回路有关谐振、谐振频率、谐振阻抗、谐振时的电流(电压)以及 Q 值等参数的定义和计算, 特别注意 Q 值对回路性能的影响。
- (3) 从幅频特性、相频特性以及电抗特性几个方面来说明串、并联谐振回路的特性、选频功能及指标计算。
- (4) 掌握串、并联支路阻抗变换公式及应用。
- (5) 掌握阻抗变换的几种基本方法: L 网络、 π 和 T 型网络、电抗部分接入、变压器以及传输线变压器进行阻抗变换的原理及计算。
- (6) 掌握传输线变压器的结构、工作原理及频带宽的原因。

1.2 主要内容

1.2.1 LC 选频回路

1. LC 选频回路的基本特性

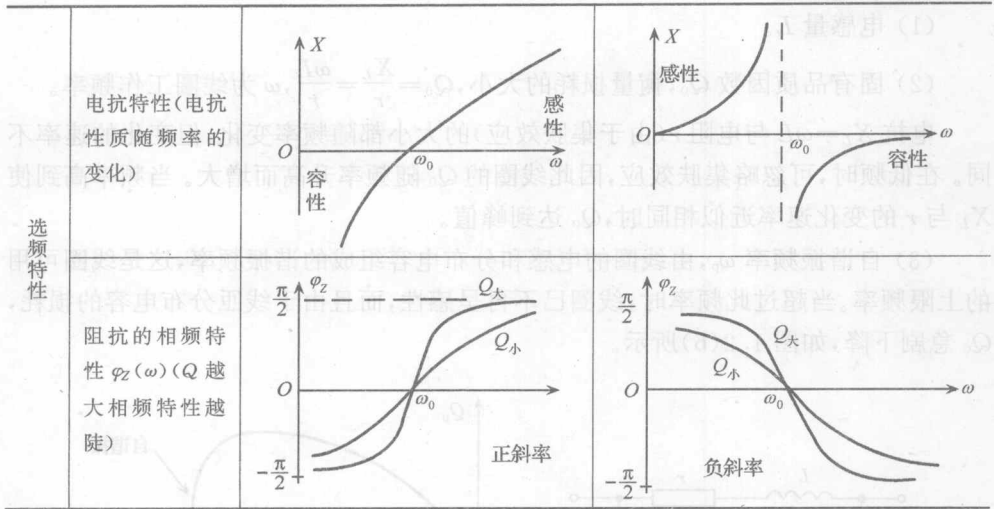
射频电路中的选频功能一般是用 L 、 C 构成的回路及陶瓷、晶体、声表面波等集中选择性滤波器完成。

串、并联谐振回路的基本性能如表 1.1 所示。

表 1.1 串、并联谐振回路特性

| | 串联 | 并联 |
|--------|-----------------------|----|
| 标准电路形式 | | |
| 谐振定义 | 回路阻抗 $Z(\omega)$ 为纯电阻 | |

| | | | |
|---------------------------|-----------------------|---|--|
| 谐振时特性 | 谐振频率 | $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ | $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ |
| | 谐振阻抗 $Z(\omega_0)$ | 谐振时阻抗最小, $Z(\omega_0) = r$ | 谐振时阻抗最大 $Z(\omega_0) = R$ |
| | 输出电流 (电压) | $I(\omega_0) = \frac{V_S}{r}$ (谐振时电流最大) | $V(\omega_0) = I_S R$ (谐振时电压最大) |
| | 特性阻抗 ρ | $\rho = \omega_0 L = \frac{1}{\omega_0 C}$ | $\rho = \omega_0 L = \frac{1}{\omega_0 C}$ |
| | Q 值 | $Q = \frac{\rho}{r} = \frac{1}{r} \sqrt{\frac{L}{C}}$ | $Q = \frac{R}{\rho}$ |
| | 支路电压 (电流) | $V_L = V_C = QV_S$, 信号源的 Q 倍 | $I_L = I_C = QI_S$, 信号源的 Q 倍 |
| | 频率响应 | $\frac{\dot{I}(\omega)}{\dot{I}(\omega_0)} = \frac{1}{1 + jQ\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)}$ | $\frac{\dot{V}(\omega)}{\dot{V}(\omega_0)} = \frac{1}{1 + jQ\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)}$ |
| 选频特性 | 幅频特性 (Q 大 选频性能好) | | |
| | | $S \approx \frac{1}{\sqrt{1 + \left(Q \frac{2(\omega - \omega_0)}{\omega_0}\right)^2}} \quad (\omega \text{ 在 } \omega_0 \text{ 附近})$ | |
| 带宽 BW_{3dB} | $\frac{f_0}{Q}$ | $\frac{f_0}{Q}$ | |
| 阻抗特性 (阻抗 大小随频率的 变化) | | | |



用 L 、 C 构成的串、并联选频回路应用如图 1.1 所示。

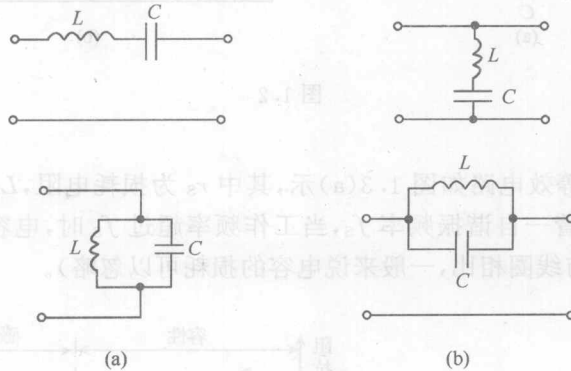


图 1.1

(a) 带通; (b) 带阻

相对来说,并联谐振回路在射频电路中用得较多,因为工作于放大区的晶体管的输出可以等效为一个受控电流源与一个高输出阻抗的并联,所以并联谐振回路可以很方便地作为它的负载。

2. 实际元件构成的 LC 选频回路

理想的线圈或理想的电容是一个纯感抗 X_L 或纯容抗 X_C 。

1) 实际线圈

实际的有损耗线圈的等效电路如图 1.2(a)所示,其中 r 代表损耗, C 代表线圈间的分布电容。

描述参数包括：

(1) 电感量 L 。

(2) 固有品质因数 Q_0 ，衡量损耗的大小， $Q_0 = \frac{X_L}{r} = \frac{\omega L}{r}$ ， ω 为线圈工作频率。

电抗 $X_L = \omega L$ 与电阻 r (由于集肤效应) 的大小都随频率变化，但变化的速率不同。在低频时，可忽略集肤效应，因此线圈的 Q_0 随频率升高而增大。当频率高到使 X_L 与 r 的变化速率近似相同时， Q_0 达到峰值。

(3) 自谐振频率 ω_p ，由线圈的电感和分布电容组成的谐振频率，这是线圈可用的上限频率。当超过此频率时，线圈已不再呈感性，而且由于线匝分布电容的损耗， Q_0 急剧下降，如图 1.2(b) 所示。

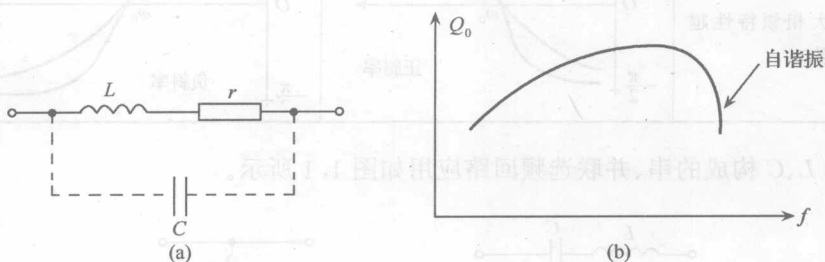


图 1.2

2) 实际电容

实际电容的等效电路如图 1.3(a) 示，其中 r_s 为损耗电阻， L_s 为引线电感，此实际电容也存在着一自谐振频率 f_s ，当工作频率超过 f_s 时，电容已不呈容性，如图 1.3(b) 所示 (与线圈相比，一般来说电容的损耗可以忽略)。

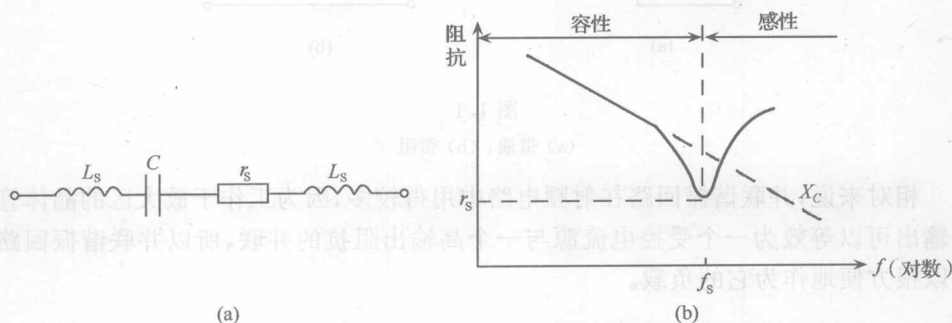


图 1.3

特别要指出的是工作于不同频段的线圈 L 和电容 C 的数量级是基本确定的，如工作于吉赫兹 (GHz) 的电感一般是纳亨 (nH)，电容是几皮法 (pF) 级，工作于 100MHz 的电感一般是零点几微亨 (μ H)，电容是几十皮法等。

3) 实际回路与理想标准回路的关系

当分析采用实际元件构成的有耗 LC 选频回路时,可用串、并联支路阻抗变换公式将其化为理想标准回路形式,如表 1.2 所示。

表 1.2 实际元件构成的 LC 选频回路

| | 实际有耗 LC 回路 | 标准 LC 回路 |
|------------|--|---|
| | | |
| 串、并联支路互换公式 | $R_P = \frac{r^2 + (X_S)^2}{r} = r(1 + Q)^2 \text{ (其中 } X_S = \omega L_S)$ $X_P = \frac{r^2 + (X_S)^2}{X_S} = X_S \left(1 + \frac{1}{Q^2} \right) \text{ (其中 } X_P = \omega L_P)$ | <p>特点: ① 公式适合于任何工作频率与任何性质电抗; ② 串联支路 Q 等于并联支路 $Q = \frac{X_S}{r} = \frac{R_P}{X_P}$</p> |
| 谐振频率 | $\omega_P = \frac{1}{\sqrt{L_P C}} = \omega_0 \sqrt{1 - \frac{C r^2}{L_S}} = \omega_0 \sqrt{1 - \frac{1}{Q_0^2}}$, 其中 $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_S C}}$, $Q_0 = \frac{\omega_0 L_S}{r} = \frac{1}{r} \sqrt{\frac{L_S}{C}}$ | <p>当 $Q_0 \gg 1$ 时(一般均满足此条件), $\omega_P \approx \omega_0$ (高 Q 时, 实际有耗回路的谐振频率等于无耗回路的谐振频率)</p> |
| 回路 Q 值 | $Q_P = \frac{R_P}{\omega_P L_P} = \frac{\omega_P L_S}{r}$, 高 Q 时, $Q_P \approx Q_0 = \frac{\omega_0 L_S}{r}$ 。高 Q 时, 回路 Q 等于有耗支路在谐振频率 ω_0 处的支路 Q_0 | |
| 谐振阻抗 | $R_P = r(1 + Q_P^2) \Big _{\text{高Q}} \approx r Q_0^2 = \frac{L_S}{C r}$ | |

1.2.2 窄带阻抗变换网络

对阻抗变换网络的要求是: ① 阻抗变换; ② 无损耗。因此一般采用电抗元件实现。

窄带阻抗变换网络: 采用 L、C 元件, 在完成阻抗变换的同时实现选频与滤波。

宽带阻抗变换网络: 采用变压器, 特别是传输线变压器。

1. L 型网络(两电抗元件变换网络)

1) 分类

按高通、低通及被变换电阻 R_1 、 R_2 的相对大小, L 网络可以分为如图 1.4 所示

的四种。

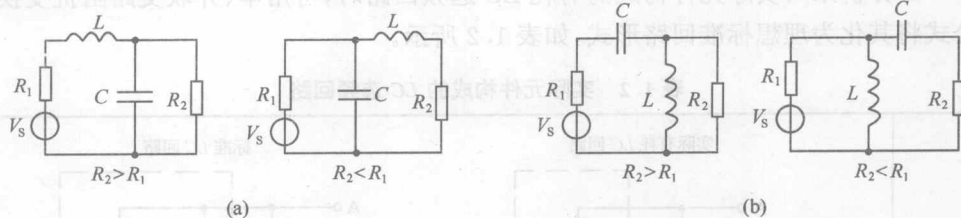


图 1.4

(a) 低通; (b) 高通

2) 变换依据

以图 1.4(a)中的低通 L 型网络为例(图 1.5), 设工作频率为 ω_0 , 变换阻值为 R_2 和 R_1 。

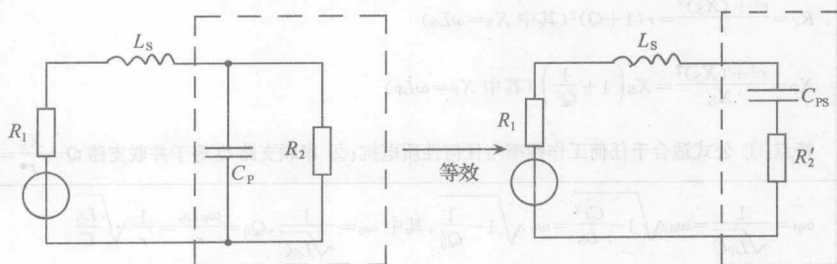


图 1.5

(1) 串、并联支路阻抗互换。

(2) L_S 与 C_{PS} 谐振, $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_S C_{PS}}}$, 感抗和容抗抵消, $R'_2 = R_1$ 。

(3) 串联支路和并联支路 Q 值相等。

并联支路

$$Q = \frac{R_2}{X_{C_P}} \rightarrow X_{C_P} = \frac{1}{\omega_0 C_P}$$

串联支路

$$Q = \frac{X_{L_S}}{R_1} \rightarrow X_{L_S} = \omega_0 L_S$$

其中 $Q = \sqrt{\frac{R_2}{R_1} - 1}$ 。

3) L 网络应用限制

当被变换的两电阻阻值确定后, L 网络的结构形式便确定了, 且支路 $Q = \sqrt{\frac{R_{大}}{R_{小}} - 1}$, 由两变换电阻值唯一确定, 不能选择, 因而滤波性能不能选择。

2. π 网络或 T 型网络(三电抗元件变换网络)

1) 特点

(1) 被变换电阻 R_1 、 R_2 相对大小对电路结构无影响。

(2) 可按滤波要求设置一个较大的 Q 值 $\left(Q > \sqrt{\frac{R_{\text{大}}}{R_{\text{小}}}} - 1 \right)$ 。

2) 计算方法

以图 1.6(a) 示低通 T 型网络为例分析:

(1) 将 T 网络分解为两个 L 网络, 如图 1.6(b) 所示, 并将设置的高 Q 放在电阻较小的一侧。如设 $R_1 > R_2$, 则 $Q_2 = \frac{X_{S_2}}{R_2}$ 为根据滤波要求而定的一个较高的 Q 。

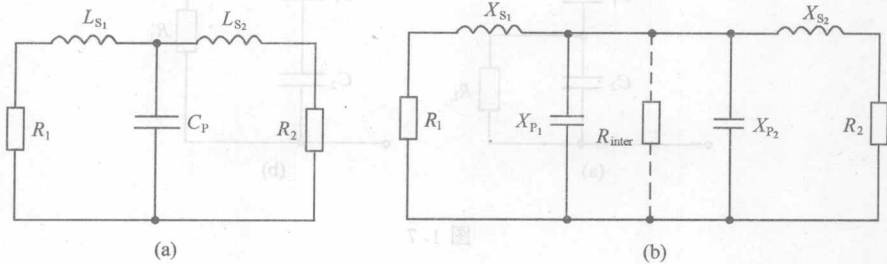


图 1.6

(2) 中间假想电阻

$$R_{\text{inter}} = R_2(1 + Q_2^2)$$

(3) 左边 L 网络的 Q 为

$$Q_1 = \sqrt{\frac{R_{\text{inter}}}{R_1} - 1} = \sqrt{\frac{R_2}{R_1}(1 + Q_2^2) - 1}$$

合理条件为 $R_{\text{inter}} > R_1$, 即 $Q_2 > \sqrt{\frac{R_1}{R_2}} - 1$ 。

(4) 计算各电抗元件的依据是串、并联支路的 Q 相等, 即

$$Q_2 = \frac{X_{S_2}}{R_2} \rightarrow X_{S_2} = \omega_0 L_{S_2} \rightarrow L_{S_2}$$

$$Q_2 = \frac{R_{\text{inter}}}{X_{P_2}} \rightarrow X_{P_2}$$

$$Q_1 = \frac{X_{S_1}}{R_1} \rightarrow X_{S_1} = \omega_0 L_{S_1} \rightarrow L_{S_1}$$

$$Q_1 = \frac{R_{\text{inter}}}{X_{P_1}} \rightarrow X_{P_1}$$

$$X_P = X_{P_1} // X_{P_2} = \frac{1}{\omega_0 C_P} \rightarrow C_P$$

3. 部分接入阻抗变换

1) 电路形式

(1) 电容部分接入。

(2) 电感部分接入。

采用电抗元件部分接入进行阻抗变换的电路如图 1.7 所示(以电容部分接入为例分析)。

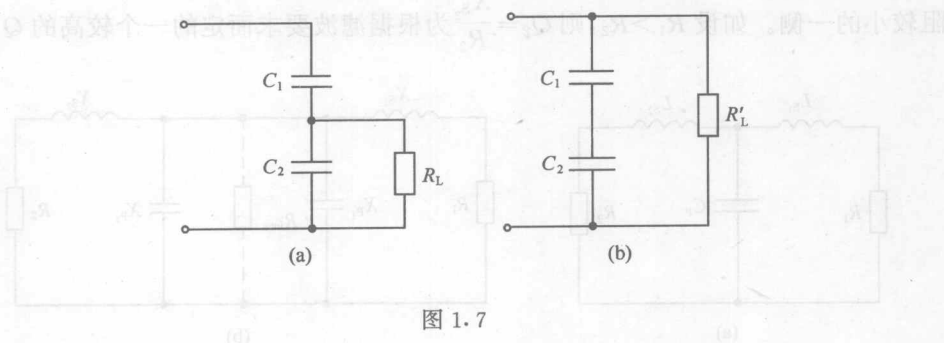


图 1.7

2) 工作条件

部分接入并联支路的 Q 值 $Q_2 = \frac{R_L}{X_{C_2}}$ 足够大(只需 $Q_2 > 4$ 以上,见下面说明)。

3) 变换公式

图 1.7(a)可等效为图 1.7(b),其中 C_1, C_2 不变。

(1) 接入系数 $P_c = \frac{X_{C_2}}{X_{C_1} + X_{C_2}} = \frac{C_1}{C_1 + C_2}$, 接入系数恒小于 1。

(2) 阻抗变换 $R_L' = \frac{R_L}{P_c^2}$, 从部分接入变换到全部接入, 阻抗扩大了 $\frac{1}{P_c^2}$ 倍。

(3) 信号源采用部分接入时, 如图 1.8 所示。

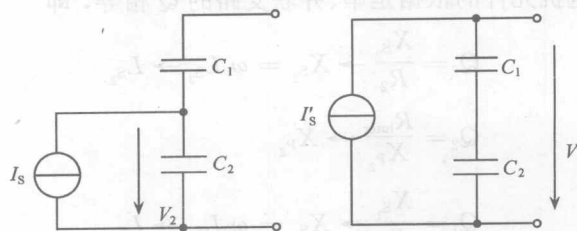


图 1.8

根据信号源提供的功率相等有

$$I_s V_2 = I_s' V$$

所以

$$I_s' = I_s \frac{V_2}{V} = I_s \frac{X_{C_2}}{X_{C_1} + X_{C_2}} = P_C I_s$$

4) 部分接入的主要用途

(1) 窄带阻抗变换。

(2) 减少负载(或源内阻)对谐振回路 Q 的影响。

注意 确定采用部分接入公式计算阻抗变换时, 对并联支路 Q_2 的要求。

在图 1.9 中, 输入阻抗为

$$Y_{in} = \frac{j\omega C_1 - \omega^2 R_L C_1 C_2}{j\omega R_L (C_1 + C_2) + 1}$$

实部输入电导为

$$G_{in} = \frac{\omega^2 R_L C_1^2}{\omega^2 R_L^2 (C_1 + C_2)^2 + 1}$$

当 $\omega^2 R_L^2 (C_1 + C_2)^2 > 10$, 则上式可近似为

$$G_{in} \approx \frac{1}{R_L} \left(\frac{C_1}{C_1 + C_2} \right)^2 = \frac{P_C^2}{R_L}$$

与图 1.7(b)相比较, 即

$$R_L' = \frac{1}{G_{in}} = \frac{R_L}{P_C^2}$$

上式满足的条件是

$$\omega^2 R_L^2 (C_1 + C_2)^2 > \omega^2 R_L^2 C_2^2 = Q_2^2 > 10$$

因此只要 $Q_2 > 4 \sim 5$ 以上, 部分接入阻抗变换公式就适用。

当 $Q_2 < 4$ 时, 则应用串、并联互换公式进行计算, 如图 1.10 所示。

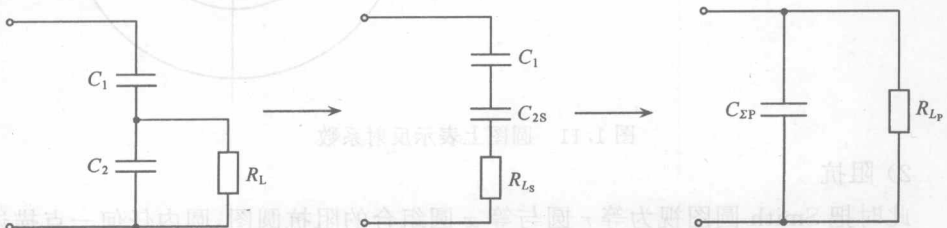


图 1.10

1.2.3 宽带阻抗变换网络

传输线变压器是一种高频、宽带阻抗变换网络,它还可用作倒相器、电路的平衡与不平衡间的变换。

本节要掌握的主要内容是:

- (1) 普通变压器频带不宽的原因。
- (2) 传输线的概念(线长 l 与波长 λ 的关系,传播能量方式,特性阻抗 Z_0 ,行波状态等)。
- (3) 传输线变压器的结构,传输线变压器在低频、高频时传输能量的不同方式。
- (4) 传输线变压器频带宽的原因,决定上下限频率的主要因素。
- (5) 传输线变压器的典型应用。

*1.2.4 Smith 圆图(仅从阻抗变换角度看)

1. Smith 圆图可表示的物理量

1) 反射系数 Γ

此时把 Smith 圆图看作单位圆及其内部的同心圆组成的平面,此上任何一点描述了一个网络端口的反射系数 $\Gamma = |\Gamma|e^{j\theta}$ 。等模(等 $|\Gamma|$)反射系数位于同一圆上,如图 1.11 所示。

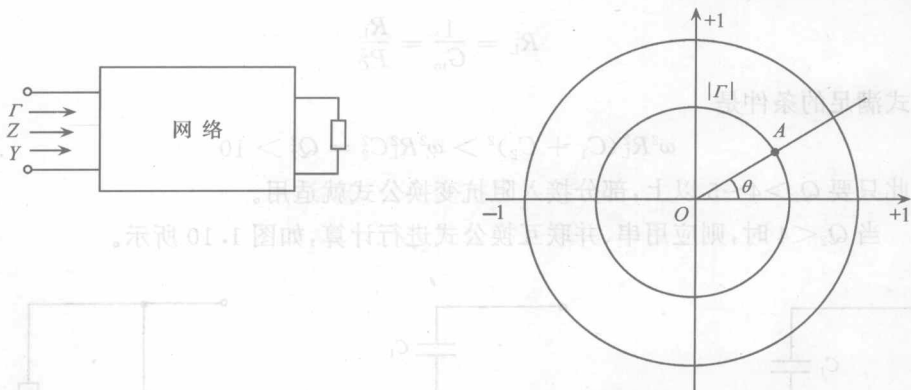


图 1.11 圆图上表示反射系数

2) 阻抗

此时把 Smith 圆图视为等 r 圆与等 x 圆组合的阻抗圆图,圆内任何一点描述了某一网络端口的归一化阻抗 $z = r + jx$ 。

当参考阻抗 Z_0 确定后,端口的真正阻抗为 $Z = zZ_0$ 。一般取 $Z_0 = 50\Omega$,如图 1.12(a)所示。