

GH

高 等 学 校 规 划 教 材
工 科 电 子 类

谢沅清

模拟电子线路〈Ⅱ〉

MONI

DIANZIXIANLU

电子科技大学出版社

17
5-2
2

模拟电子线路〈Ⅱ〉

谢沅清

电子科技大学出版社

[川]新登字 016 号

DL50 105

内 容 简 介

本书为“八五”统编教材。内容包括:小信号选频放大,高频功率放大,电振荡的产生,非线性波形变换,线性频率变换——振幅调制、检波、变频,非线性频率变换——角度调制与解调,反馈控制电路,电子电路中的噪声。本书起点适当,适用面广,注意理论联系实际,突出物理概念的阐述和工程估算。可作为高校电子工程、无线电技术和通信等专业的教材和电子工程、通信、自动化等专业技术人员的参考用书。

模拟电子线路(I)

谢沅清

*

电子科技大学出版社出版
(成都建设北路二段四号) 邮编 610054
电子科技大学出版社印刷厂印刷
新华书店经销

*

开本 787×1092 1/16 印张 14.5 字数 325 千字
版次 1994 年 5 月第一版 印次 1995 年 9 月第二次印刷
印数 8001—14000 册
ISBN 7-81016-027-3/TN·3
定价: 8.65 元

出版说明

根据国务院关于高等学校教材工作的规定,我部承担了全国高等学校和中等专业学校工科电子类专业教材的编审、出版的组织工作。由于各有关院校及参与编审工作的广大教师共同努力,有关出版社的紧密配合,从1978~1990年,已编审、出版了三个轮次教材,及时供给高等学校和中等专业学校教学使用。

为了使工科电子类专业教材能更好地适应“三个面向”的需要,贯彻国家教委《高等教育“八五”期间教材建设规划纲要》的精神,“以全面提高教材质量水平为中心,保证重点教材,保持教材相对稳定,适当扩大教材品种,逐步完善教材配套”,作为“八五”期间工科电子类专业教材建设工作的指导思想,组织我部所属的九个高等学校教材编审委员会和四个中等专业学校专业教学指导委员会,在总结前三轮教材工作的基础上,根据教育形势的发展和教学改革的需要,制订了1991~1995年的“八五”(第四轮)教材编审出版规划。列入规划的,以主要专业主干课程教材及其辅助教材为主的教材约300多种。这批教材的评选推荐和编审工作,由各编委会或教学指导委员会组织进行。

这批教材的书稿,其一是从通过教学实践、师生反映较好的讲义中经院校推荐,由编审委员会(小组)评选择优产生出来的,其二是在认真遴选主编人的条件下进行约编的,其三是经过质量调查在前几轮组织编写出版的教材中修编的。广大编审者、各编审委员会(小组)、教学指导委员会和有关出版社,为保证教材的出版和提高教材的质量,做出了不懈的努力。

限于水平和经验,这批教材的编审、出版工作还可能有缺点和不足之处,希望使用教材的单位,广大教师和同学积极提出批评和建议,共同为不断提高工科电子类专业教材的质量而努力。

机械电子工业部
电子类专业教材办公室

前 言

本教材系按机械电子工业部的工科电子类专业教材 1991~1995 年编审出版规划,由无线电技术与信息系统教材编审委员会电路与系统编审小组征稿并推荐出版,责任编委为张肃文。

本教材由北京邮电学院谢沅清担任主编,北京理工大学罗伟雄担任主审。

本课程的参考学时数为 140~160 学时。教材分为〈I〉〈II〉两册。模拟电子线路〈I〉的主要内容包括半导体元器件、放大器基础、反馈、频率特性、功率输出级、模拟集成电路基础、集成放大器、运算放大器、电压比较器、模拟相乘器和直流电源。模拟电子线路〈II〉的主要内容有小信号选频放大、高频功率放大、电振荡产生、非线性波形变换、频率变换、反馈控制电路和噪声。

在编写过程中,作者始终注意到根据电子线路这一学科发展的需要,删繁就简,更新内容,加强基本概念,注重工程计算,力求做到起点适当,适应面广,基本上符合国家教委工科电子线路教学指导小组制定的本课程教学基本要求。

根据作者多年从事电子线路教学和科研工作的体会,还作了如下的考虑:

1. 作为一本教材,读者对象是初学者。由于人们认识事物的规律是从个别到一般,故本教材的叙述采用个别到一般的顺序。问题逐个引出,一般规律用总结的形式靠后讲授,或是留给读者课后自己去概括。为了减小读者学习困难,将难点分散。当这种做法与系统性发生矛盾时,优先考虑教学规律。

2. 对问题作简化处理,以便进行工程估算,是本教材做定量分析的一大特点。在本门课程先修课程中习惯于精确计算的读者,难以适应这种变化。本教材多处讲述进行工程估算时作简化处理的原则,期望能减少初学者的困难。

3. 对那些读者容易发生模糊认识的问题,根据作者在教学中的体会,分析容易产生模糊认识的原因,或是强调某些结论成立的前提条件,或是不但从正面讲清什么是正确的,而且从反面讲明什么是不正确的。

4. 关于集成电路内部电路的讲述。对于复杂电路,不是和盘托出面面俱到地讲,而是先分别讲清楚一些子电路,在讲述复杂的总电路时,这些通用子电路用符号表示,以求突出重点,并使电路图画面简洁醒目。

5. 注重物理概念的描述,避免数学掩盖物理实质,以求读者对问题得到较直观的理解,有助于在实践中运用明晰的概念迅速处理调测中出现的问题。

6. 分析电路注重等效电路的变换和简化,以求物理概念清楚,而又能简化推导。

7. 对于某些属于扩展知识面,引导深入学习的内容,适当安排在章末的习题和思考题中。

参加审阅工作的还有北京理工大学吴丙申副教授,华中理工大学肖华昌、张惠敏、严国萍副教授。本教材在北京邮电学院作为院内教材时,北京邮电学院孙治国教授审阅了全书,他们都为本书提出了许多宝贵的意见。这里表示诚挚的感谢。1991年7月在北京参加电子线路教材研讨会的同行们,在会上发表的许多很好的意见,对作者颇有启发。在此一并致谢。由于编者水平有限,书中难免还存在一些缺点错误,殷切希望广大读者批评指正。

编 者 1993年6月

常用符号表

一、基本符号

I, i	电流	C	电容
U, u	电压	M	互感
P, p	功率	A	放大倍数
R, r	电阻	t	时间 摄氏温度
G, g	电导	T	绝对温度 周期
X, x	电抗	f, F	频率
B, b	电纳	ω, Ω	角频率
Z, z	阻抗	$S = \sigma + j\omega$	复频率
L	电感	BW	带宽

二、不同书写体的电压、电流

小写 $u(i)$ 小写下标表示交流电压(电流)瞬时值(例如 u_{be} 表示基极与发射极间的交流电压瞬时值)

大写 $U(I)$ 大写下标表示直流电压(电流)瞬时值(例如 U_{BE} 表示基极与发射极之间的直流电压)。

小写 $u(i)$ 大写下标表示含有直流电压、电流的瞬时值(例如 U_{BE} 表示基极与发射极之间含有直流电压的瞬时值)

大写 $U(I)$ 小写下标表示正弦电压的有效值(例如 U_{be} 表示基极、发射极之间正弦电压有效值)

U_{CC}, U_{BB}, U_{EE} 集电极、基极、发射极直流供电电压

U_{DD}, U_{GG}, U_{SS} 漏极、栅极、源极直流供电电压

三、正弦信号作用下,复数、模、相角表示符号

$U(j\omega) = U(\omega)e^{j\varphi(\omega)}$ 正弦电压的复数值

$U(\omega), \varphi(\omega)$ 电压的模和相角

$U(s)$ 电压的拉氏变换

四、角标含义

i 输入量(例 U_i 为输入电压)

电流量(例 A_i 为电流放大倍数)

O 输出量(例 U_o 为输出电压)

L 负载上量(例 U_L 为负载上电压)

f 反馈量(例 U_f 为反馈电压)

S 信号源量(例 U_s 为信号源电压)

d 直流分量(例 U_d 为电压直流分量)

R 基准值(例 U_R 为基准电压)

五、功率

P_c 集电极损耗功率

六、频率

$BW_{0.7}$ 3dB 带宽

$BW_{0.1}$ 传输系数降至中心频率值的 0.1 的带宽

七、器件代号及参数

VD	二极管
VDW	稳压管
I_r	反向饱和电流
C_T	势垒电容
C_D	扩散电容
U_z	稳压管的击穿电压
$U_T (= \frac{kT}{q})$	热电压
VT	三极管
f_T	特征频率

七、其它符号

B	反馈系数
D	矩形系数
F	噪声系数
K_d	检波电压传输系数 鉴相器鉴相灵敏度
N_F	噪声系数的分贝值
m_a	调幅系数
m_f	调频系数
m_p	调相系数
Q	品质因数 静态工作点 占空系数
S_d	鉴频灵敏度
S_f	调频灵敏度 压控灵敏度
S_p	调相灵敏度
U_{th}	门限电压
θ	导通角
τ	时间常数
η	效率 耦合因数
α_n	正弦(余弦)脉冲电流分解系数

目 录

第一章 小信号选频放大	1
第一节 LC 选频网络	1
一、通频带与选择性	1
二、LC 单振荡回路	2
三、双耦合振荡回路	10
第二节 LC 振荡回路小信号选频放大器	12
一、单管 LC 选频放大器	13
二、共射-共基混合连接选频放大器	13
三、集成 LC 选频放大器	14
四、多级选频放大器的选频特性	15
第三节 石英晶体、陶瓷滤波器和声表面波滤波器选频放大器	17
一、石英晶体滤波器选频放大器	17
二、陶瓷滤波器和声表面波滤波器的特点	20
习题及思考题	21
第二章 高频功率放大器	22
第一节 丙类谐振功率放大器	22
一、电路简介及电流-电压波形	23
二、丙类谐振放大器的工作特点	24
三、耦合电路	30
第二节 丙类谐振倍频器	36
第三节 宽频带功率放大器	37
一、传输线变压器	38
二、功率合成器	42
习题及思考题	44
第三章 电振荡的产生	46
第一节 反馈型正弦波振荡器的工作原理	46
第二节 三点式 LC 正弦波振荡器的电路	50
一、电路型式及工作原理	50
二、三种不同反馈型式振荡电路的比较	52
三、振荡器的功率输出电路	52
第三节 振荡器的振幅和频率的稳定	53
一、振幅稳定	54
二、频率稳定	57
三、振幅与频率不稳定的原因及稳定的方法	58
四、石英晶体振荡器	61
第四节 反馈型 RC 正弦波振荡器	64

一、反馈型 RC 正弦波振荡器的特点	64
二、反馈型 RC 正弦波振荡器的电路	65
第五节 张弛振荡器	68
一、张弛振荡器的振荡原理	68
二、由集成运放构成的张弛振荡器	68
三、单片集成张弛振荡器	73
第六节 负阻振荡器	75
一、负阻器件	75
二、负阻型 LC 正弦波振荡器	75
三、负阻型张弛振荡器	78
第七节 寄生振荡	80
一、寄生振荡的表现形式	80
二、寄生振荡产生原因及其防止或消除的方法	81
附录 三点式 LC 振荡电路的组态问题	82
习题及思考题	84
第四章 非线性波形变换	87
第一节 非线性波形变换的基本原理及类型	87
一、非线性波形变换的基本原理	87
二、非线性波形变换的类型	87
第二节 限幅器	87
一、二极管接于运放输入电路中的限幅器	88
二、二极管接于反馈电路中的限幅器	91
第三节 二极管函数电路	96
一、二极管接于输入电路中的函数电路	97
二、二极管接于反馈电路中的函数电路	99
三、线性检波器构成的二极管函数电路	102
第四节 幂级数近似法函数电路	103
一、台劳级数逼近正弦函数的电路	104
二、利用切比雪夫多项式逼近正弦函数的电路	104
三、隐含反馈法逼近正弦函数的电路	107
四、利用正弦函数变换器实现余弦变换	107
五、求反函数的一般方法	108
第五节 触发器波形变换电路	108
一、双稳态触发器波形变换电路	108
二、单稳态触发器波形变换电路	109
习题及思考题	113
第五章 线性频率变换——振幅调制、检波、变频	116
第一节 调幅信号的分析	116
一、普通调幅信号	116
二、抑制载波的双边带调幅信号	118
三、单边带调幅信号	118

第二节 调幅与检波的基本原理	119
第三节 调幅电路	119
一、双边带调幅电路	119
二、普通调幅电路	120
三、单边带调幅电路	120
第四节 检波电路	121
一、相乘检波	121
二、二极管峰值包迹检波	122
三、平均值包迹检波	128
四、三种检波电路的比较	129
第五节 变频	129
一、相乘混频	130
二、晶体管混频	131
三、二极管双平衡混频	133
四、混频时产生的干扰和失真	134
习题及思考题	136
第六章 非线性频率变换——角度调制与解调	139
第一节 调角信号的分析	139
一、调频波和调相波的表示式	139
二、调频波和调相波的基本性质	140
三、调频波和调相波的频谱、频带宽度	141
第二节 实现调频的基本原理和方法	144
第三节 直接调频电路	144
一、变容二极管调频器	144
二、积分式调频振荡器	148
第四节 间接调频振荡器	150
一、可变移相法调相电路	150
二、可变时延法调相电路	152
第五节 扩展线性频偏的方法	153
第六节 频率解调的基本原理和方法	154
第七节 鉴频电路	155
一、单失谐回路斜率鉴频器	155
二、双失谐回路斜率鉴频器	159
三、集成电路中应用的斜率鉴频器	161
四、振幅检波型相位鉴频器	162
五、比例鉴频器	164
六、相位检波型相位鉴频器	167
七、脉冲计数式鉴频器	170
习题及思考题	171
第七章 反馈控制电路	173
第一节 自动幅度控制电路	173

一、接收机中的自动增益控制	173
二、振荡器中的自动稳幅	177
第二节 自动频率控制	178
一、自动频率控制的原理	178
二、具有自动频率控制的调频器	179
三、自动频率控制电路的特点	180
第三节 自动相位控制——锁相	182
一、锁相环的构成及工作原理	182
二、鉴相器	183
三、低通滤波器	184
四、压控振荡器	185
五、锁相环的相位模型和基本方程	186
六、一阶环路的图解分析	188
七、频率牵引现象	192
八、锁相环路的线性化分析	193
九、集成锁相环及应用举例	196
第四节 反馈控制电路的一般工作原理	200
一、反馈控制电路的普遍形式	200
二、反馈控制电路的主要特性	201
习题及思考题	201
第八章 电子电路中的噪声	203
第一节 元器件内部噪声产生的原因及表示方法	203
一、热噪声	203
二、散弹噪声	204
三、低频噪声	205
第二节 噪声电路的计算	206
一、多个噪声源作用于电路时的分析	206
二、噪声系数	207
三、放大器与电子器件的噪声等效电路	208
第三节 减小电子电路内部噪声影响,提高输出信噪比的方法	212
一、降低器件本身的噪声	212
二、选用合适电路或设计特种电路	213
第四节 减小电子电路外部干扰,提高输出信噪比的方法	214
一、来自电源的干扰及其抑制方法	214
二、来自空间电磁耦合的干扰及其抑制方法	215
习题及思考题	217
参考文献	218
名词索引	219

第一章 小信号选频放大

小信号选频放大器的工作条件是:它的输入端的信号中,除了所需要的信号外,还有不需要的信号。放大器应该对需要的信号加以放大,而将不需要的信号抑制。选频放大器之所以能实现上述要求,是利用了需要的信号和不需要的信号具有不同的频谱,采用选频的方法,选取需要的信号。

小信号选频放大器有两种类型,工作于较低频率的小信号选频放大器采用电阻电容构成的电路作为选频网络。通常将 RC 网络接在运算放大器的反馈网络中,也称作 RC 有源滤波器。工作于较高频率的小信号选频放大器,采用谐振电路作为选频网络。谐振电路作为放大器的负载或级间耦合电路。常用的谐振电路有 LC 网络、石英晶体、陶瓷及声表面波器件,前一类小信号选频放大器的构成方法是运算放大器配以 RC 反馈网络,读者不难利用运算放大器和反馈的有关知识掌握其特性,本书不予介绍,本书介绍后一类小信号放大器。我们将分析有关选频网络的特性以及选频网络和放大器相连接后,整个电路特性发生的变化。

第一节 LC 选频网络

一、通频带与选择性

用于小信号选频放大器中的选频网络,对于需要的信号,应该具有均匀的频响,以避免需要的信号产生频率失真。对那些不需要的信号,理想情况下应该将其完全抑制掉。因此,理想的选频网络的频率特性曲线应该具有矩形形状,如图 1-1(a) 所示,在通频带以内,是一条水平线,在通频带的边沿,若是一条垂直线,意味着放大器的放大倍数急剧下降到零。在通频带以外,频率特性曲线与水平轴重合,意味着放大器的放大倍数保持为零。

一个实际的选频网络,其频率响应曲线如图 1-1(b) 所示。在信号占据频带以内,频响不均匀,在信号占据频带以外,不是陡直下降,而是缓慢地下降。一般来说,对于同一种结构的选频网络,改变电路参数,信号占据频带内频响不均匀性越小时,信号占据频带以外频响的下降就越缓慢。也就是说,对选频网络的

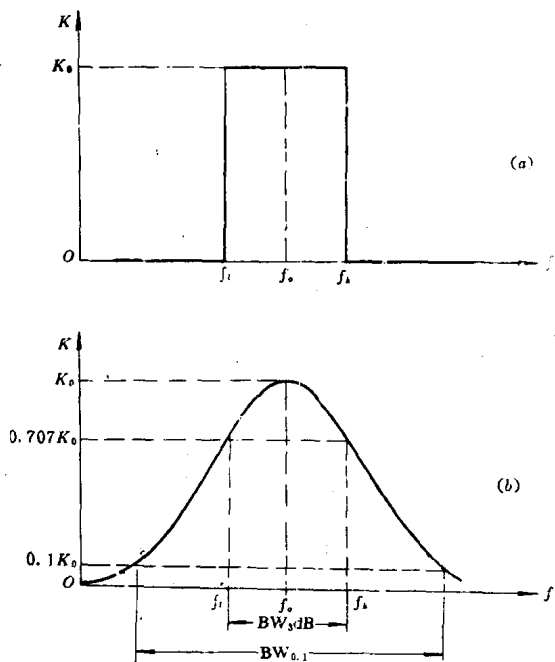


图 1-1 选频网络的频率响应

上述两个主要要求,用以说明有用信号频率失真的通频带,和说明对无用信号抑制能力的选择性有矛盾。为了说明通频带和选择性这两个相互矛盾的指标统一的程度,人们引用一“矩形系数”指标,用符号 D 表示。它定义为 3dB 带宽 BW_{3dB} (代表通频带) 和网络传输系数下降 20dB 的频率偏离值带宽 $BW_{0.1}$ (代表选择性) 之比

$$D = \frac{BW_{3dB}}{BW_{0.1}} \quad (1-1)$$

显然,一个理想的选频放大器网络的频率特性曲线,其矩形系数为 1。实际的选频网络,其频率特性曲线的矩形系数总是小于 1。矩形系数越接近 1,则选频网络的通频带与选择性两个指标兼顾得越好。

采用 LC 选频网络的小信号选频放大器,当对矩形系数要求不高时,采用 LC 单振荡回路。对矩形系数要求稍高时,采用双耦合振荡回路,当要求矩形系数值很接近于 1 时,需采用高阶 LC 无源滤波器。本书限于介绍 LC 单振荡回路和双耦合振荡回路。这两种选频网络不但用于小信号选频放大器,还用于振荡和调制解调电路中。有关 LC 无源滤波器的知识,在网络课程中讲述。采用简单的 LC 振荡回路作为选频网络的放大器,通常是放大器每一级的输入、输出均接有选频网络。这种电路也称分散滤波。采用 LC 无源网络作为选频网络,由于网络结构复杂和具有较接近于 1 的矩形系数,通常在整个放大器只有一个选频网络。这种电路也称作集中滤波。集中滤波网络往往接在放大器的某一中间级,以减小信号源和负载对选频特性的影响。

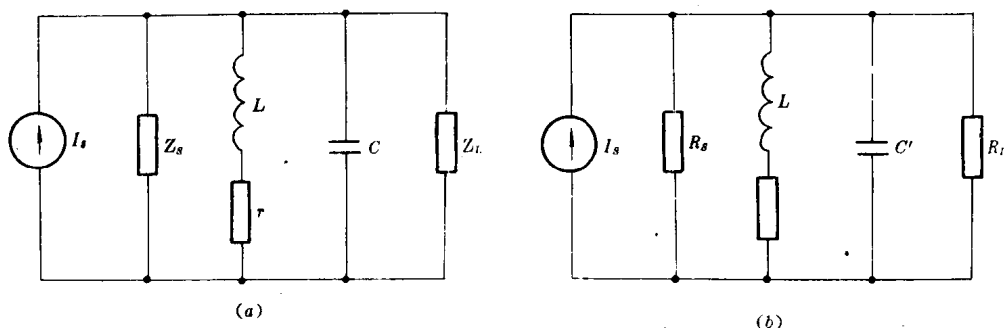


图 1-2 单振荡回路

二、 LC 单振荡回路

1. 单振荡回路的选频特性

用于选频放大器中的单振荡回路,在多数情况下,是并联振荡回路。图 1-2(a) 示出这种电路的一般形式。图中 I_s 代表信号源电流, Z_s 代表信号源内阻, Z_L 代表负载阻抗, r 为电感线圈的铜损电阻。信号源和负载的形式很多。就信号源来说,可以是振荡器、天线、放大器的输出端,或某种将其它形式能量转换为电能的换能器。至于负载,可以是某种阻抗,放大器的输入端,或某种将电能转换为其它形式能量的换能器。

在实际的以 LC 振荡回路作为选频网络的放大器中,信号源内阻抗 Z_s 和负载阻抗 Z_L 多数为容性。而且在工作频段内,往往可以简化为电阻与电容并联的形式。如果将 Z_s 和 Z_L 中的电容分量分离出来,并入回路电容中,剩下的便是电阻 R_s 和 R_L ,可得图 1-2(b)。

对于图 1-2(b)所示的单振荡回路,我们先作一些近似变换,可以使问题简化,并且可以利用在电路分析课程中所学到的简单 RLC 并联振荡回路的知识。但是,施行简化变换是有条件的,这就是电路为高 Q 电路。

下面我们将图 1-2(b)中电感和电阻串联的支路变成电感和电阻并联的支路。不难理解,变换后的电路,就成了一个简单的电感、电容和电阻并联的振荡回路了。设等效的并联电路的电感 L' ,电阻为 R' 。

将 L 和 r 串联的总阻抗写成导纳形式,就有

$$Y = \frac{1}{j\omega L + r} = \frac{r}{\omega^2 L^2 + r^2} - \frac{j\omega L}{\omega^2 L^2 + r^2} \quad (1-2)$$

R' 和 L' 并联的电路,其导纳为

$$Y = \frac{1}{R'} + \frac{1}{j\omega L'} \quad (1-3)$$

两个电路等效,则式(1-2)和式(1-3)右边的实部和虚部应分别相等,就有

$$\frac{1}{R'} = \frac{r}{\omega^2 L^2 + r^2} \quad (1-4)$$

$$\frac{1}{\omega L'} = \frac{\omega L}{\omega^2 L^2 + r^2} \quad (1-5)$$

电感 L 和 r 串联电路的 Q 值为 $\frac{\omega L}{r}$,所谓高 Q 电路,便是 $\frac{\omega L}{r} > 10$ 。据此,便有 $\omega^2 L^2 > 100r^2$ 。于是式(1-4)和(1-5)可简化为

$$R' \approx \frac{\omega^2 L^2}{r} \quad (1-6)$$

$$L' \approx L \quad (1-7)$$

将电感线圈的品质因数 $Q = \frac{\omega L}{r}$ 代入式(1-6),就有

$$R' = Q^2 r \quad (1-8)$$

这样一来,我们可得到如下的结论:在高 Q 条件下,电感和电阻串联的电路化成电感和电阻并联的电路后,电感量近似不变,并联电阻值为串联电阻值的 Q^2 倍。因为电路为线性电路,故当进行相反的变换,将电感、电阻并联电路化成电感、电阻串联电路时,电感量近似不变,串联电阻值是并联电阻值的 Q^2 分之一。这一结论也适用于电容、电阻串联或并联的高 Q 电路的相互转换,这种转换将给电路计算带来很大的方便。

经过上述转换后,图 1-2(b)可以画成图 1-3。在图 1-3 中,电阻 R 等于 R_s 、 R_L 和 r 转换后的电阻 R' 并联值。

$$R = R_s \parallel R_L \parallel R'$$

由图 1-3 可导出信号源电流为正弦波情况下的传输阻抗

$$Z_i = \frac{U_o}{I_i} = \frac{1}{\frac{1}{R} + j\omega C + \frac{1}{j\omega L}} \quad (1-9)$$

引入符号

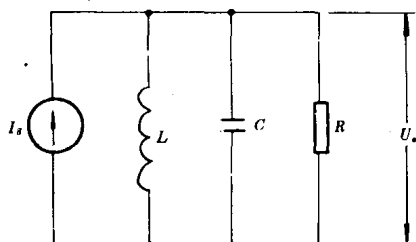


图 1-3 图 1-2(b)的简化

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad \text{谐振角频率}$$

$$Q = \frac{R}{\omega_0 L} = W_0 CR \quad \text{品质因数} \quad (1-10)$$

则式(1-9)可简化为

$$Z_i = \frac{R}{1 + jQ\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)} \quad (1-11)$$

当 $\omega = \omega_0$ 时, Z_i 达到最大值 Z_{im} , 也就是输出电压 U_o 达到最大值。此时

$$Z_{im} = R \quad (1-12)$$

为了使分析得到的结果更具有普遍性, 我们用传输阻抗的相对值 Z_i/Z_{im} 来代表频率特性。

$$\frac{Z_i}{Z_{im}}(j\omega) = \frac{1}{1 + jQ\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)} \quad (1-13)$$

幅模

$$\frac{Z_i}{Z_{im}}(\omega) = \frac{1}{\sqrt{1 + \left[Q\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)\right]^2}} \quad (1-14)$$

相角

$$\varphi(\omega) = -\operatorname{tg}^{-1}Q\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right) \quad (1-15)$$

定义频率偏离谐振频率 $f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi}$, 使传输阻抗相对值下降 3dB 的频率为截止频率。令式(1-14)等于 0.707 可得

$$Q\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right) = \pm 1$$

或

$$\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} = \pm \frac{1}{Q}$$

因为在实际应用中, Q 是一个远大于 1 的数, 于是 $\frac{1}{Q}$ 远小于 1, 故 $\frac{\omega}{\omega_0}$ 和 $\frac{\omega_0}{\omega}$ 非常接近, 这样, ω_0 和 ω 很接近, 根据这一事实, 可作下述简化推导

$$\begin{aligned} \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} &= \frac{\omega^2 - \omega_0^2}{\omega\omega_0} \\ &= \frac{(\omega + \omega_0)(\omega - \omega_0)}{\omega\omega_0} \\ &\approx \frac{2\omega_0(\omega - \omega_0)}{\omega_0^2} \\ &= \frac{2(\omega - \omega_0)}{\omega_0} = \frac{2(f - f_0)}{f_0} \end{aligned}$$

在上截止频率 f_h , 有

$$\frac{2(f_h - f_0)}{f_0} = \frac{1}{Q}$$

在下截止频率 f_l , 有

$$\frac{2(f_l - f_0)}{f_0} = -\frac{1}{Q}$$

由以上二式可得通频带

$$BW_{3dB} = f_h - f_l = \frac{f_0}{Q} \quad (1-16)$$

由式(1-16)可以看出, LC 并联振荡回路的 3dB 通频带正比于中心工作频率, 而反比于回路的品质因数。

按式(1-14)和(1-15)可作出不同 Q 值下的传输阻抗相对值的频率特性曲线如图 1-4。

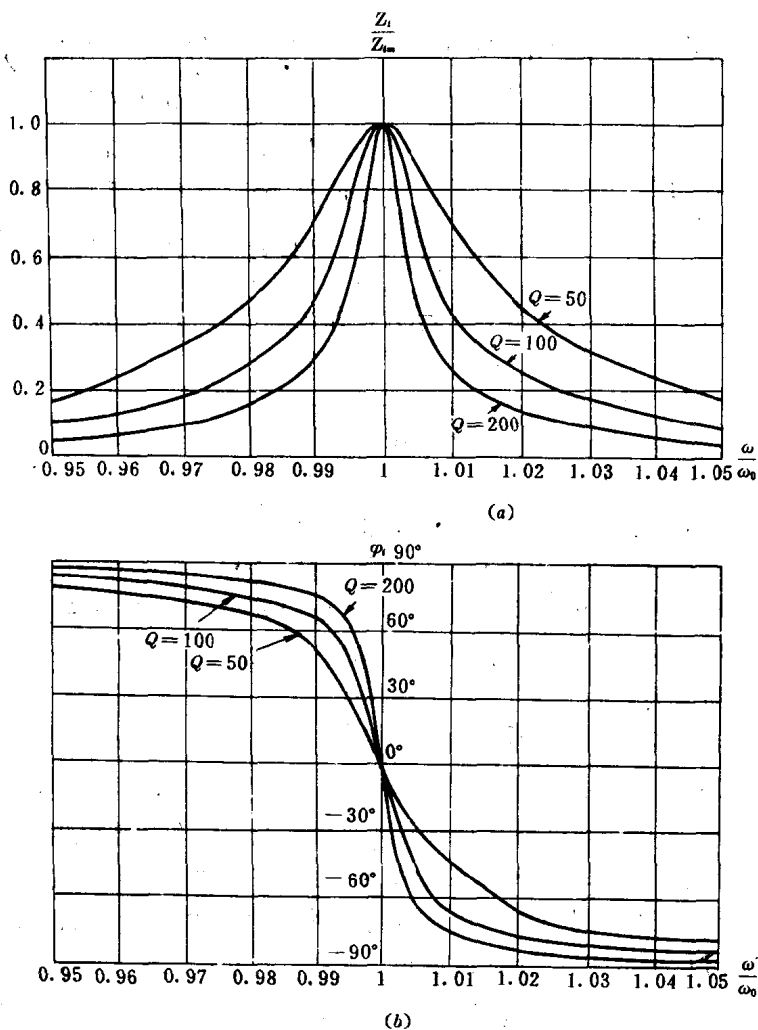


图 1-4 LC 单振荡回路的选频特性

由图 1-4 可以看出, 谐振角频率 ω_0 附近的传输阻抗相对值较高。因此, 应该选择回路元件 L 和 C 之值, 使 ω_0 处于所需信号频率的中心。由图 1-4 还可以看出, 回路的品质因数 Q 决定选频特性曲线的形状, Q 值越高, 曲线的形状越尖锐, 即通频带越窄而选择性越高。从保