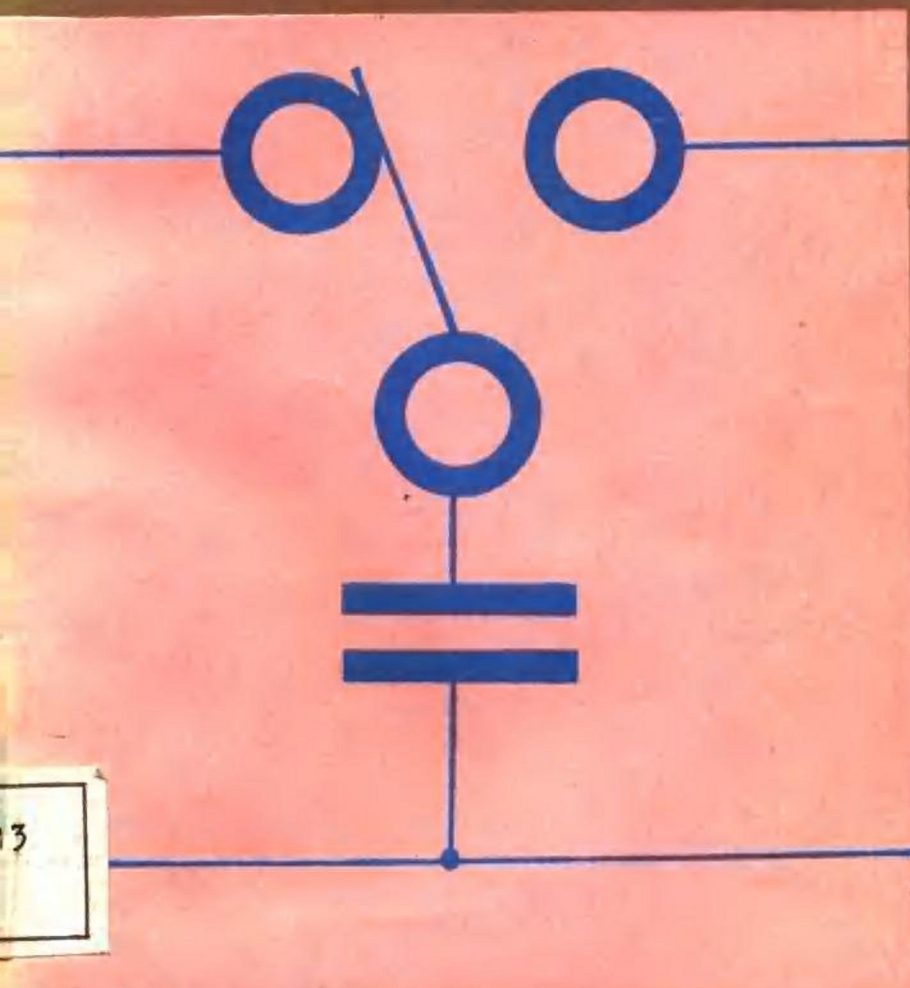


高等学校教学参考书

开关电容网络

张毅升 主编



高等教育出版社

内 容 简 介

开关电容网络是生产大规模（或超大规模）MOS 模拟集成电路的重要途径。本书介绍了开关电容网络的基本知识、工作原理、分析和设计方法，以及开关电容网络的实现和应用。全书共四章，即，开关电容网络基本知识，开关电容滤波器的实现，开关电容网络分析和开关电容网络应用。

本书可供大专院校有关专业的师生和研究生阅读，也可供研制和应用开关电容网络的科研人员和工程技术人员参考。

责任编辑 楼史进

高等学校教学参考书

开关电容网络

张贻升 主编

•

高等教育出版社出版

新华书店北京发行所发行

国防工业出版社印刷厂印装

•

开本 850×1168 1/32 印张8.875 字数228 000

1987年9月第1版 1987年9月第1次印刷

印数00 001—5,100

书号 15010·0877 定价2.00元

前 言

自从1977年关于全集成化的开关电容(SC)滤波器的论文^[18]发表以来,对开关电容网络的研究受到电路理论、器件制造、信息处理等领域科技工作者的极大关注。

开关电容网络既是MOS工艺不断成熟的产物,又为生产大规模(或超大规模)MOS模拟集成电路开辟了新的途径。人们已成功地研制生产了脉冲编码调制信道滤波器、SC振荡器、SC放大器、SC均衡器……,并正致力于将以往的一切模拟系统用SC技术实现大规模集成。由于开关电容网络中需要的元件——开关、电容和运算放大器都采用MOS工艺,这与数字大规模集成电路的工艺相同,因此包括模拟电路和数字电路在内的整个系统可以在同一芯片上集成。

开关电容网络的主要特点是:功耗低、精度高、温度稳定性好、动态范围大和能够大规模集成化。由于这些特点,开关电容网络得到日益广泛的重视和应用。

本书主要讨论SC网络的分析、综合(或设计)和应用。由于目前国内开设模拟和数字滤波器课程的高等学校不多,这对学习和理解SC网络会有困难。为此,本书编写过程中,我们十分重视对基本概念의阐述,并遵循从特殊到一般,再回到特殊的原则来安排内容、组织材料。

第一章是开关电容网络的基本知识。向读者简明地介绍模拟、数字和SC网络的基本概念,引出时域、复频域和 z 域的分析方法,这些是研究SC网络的预备知识。详细介绍了谐振型SC滤波器的工作原理和设计方法。

第二章是开关电容滤波器的实现。根据SC滤波器与有源RC

滤波器的相似性,把这两种滤波器结合在一起介绍,给出了各种类型SC滤波器的设计公式,并指出了它们的优缺点。这对工程技术人员尽快掌握设计方法,并付诸实用是有好处的。

第三章是开关电容网络的分析。为了深入理解SC网络的特性,我们力图发掘出SC网络的共同性质。首先,由于SC网络的采样数据特性,允许我们使用 z 变换,并对四种 z 变换方法作了归纳;另一方面,由于SC网络的模拟特性,使得我们可以采用 z 域中的等效电路,并用基本的线性电路定理对它进行描述。其次,详细分析了与分布电容无关的通用双二阶SC电路,并给出了设计公式。

第四章是开关电容网络的应用。这一章主要介绍通信系统中应用的滤波器、均衡器、振荡器、放大器和大等效电阻的SC电路的实现。这些只是大量实际应用中的一小部分。读者可以从中领会到SC网络研究的广泛性和实用性。最后一节介绍了SC网络的研究概况。

为节省篇幅,某些冗长的数学推导从略。书中某些专业术语,采用了英文缩写字母代替,在附录中列出了不常用的英文专业名词缩写及中英专业名词对照。

本书供高等学校有关专业的教师、本科生、研究生和有关科技人员使用。希望这本小册子的出版能对国内开展SC网络的研究和推广应用有所帮助。

本书的编写工作是在中国科学院空间中心高级工程师、中国科学技术大学兼职教授陆志刚同志和电工电子学教研室主任方树尧同志大力支持下进行的。本书部分内容曾在中国科技大学研究生院和无线电系学生中作过介绍。

本书承北京工业大学钟佐华教授审阅,提出了许多宝贵意见。中国科学技术大学电工电子学教研室庄镇泉、王长富、蒋云章、郭立等同志也提供了不少意见和建议,许多学生协助我们做了不少有益的工作,在此一并致谢。

参加本书编写的有中国科学技术大学沈炳林、仝茂达、袁伟泉、王明照、张贻升等同志，由张贻升主编。由于我们水平有限，错误和不妥之处敬请读者指正。

编 者

1984年1月

目 录

第一章	开关电容网络的基本知识	1
第一节	网络的分析与综合	1
第二节	网络函数	3
第三节	基本二阶节函数	6
第四节	敏感度	10
第五节	网络元件转换	16
第六节	开关电容等效电阻电路	25
第七节	开关电容积分器工作原理分析	28
第八节	几种常用的开关电容积分器	34
第九节	开关电容谐振滤波器	43
第二章	开关电容滤波器的实现	51
第一节	s 域和 z 域的映射关系	51
第二节	开关电容电感和开关电容-频率相关负电阻的实现	64
第三节	电容与反转开关构成的开关电容滤波器	70
第四节	状态变量型开关电容滤波器	76
第五节	跳蛙开关电容滤波器	88
第六节	使用电压反相开关的开关电容滤波器	98
第七节	实现开关电容滤波器的一些实际问题 和改善性能的技术措施	107
第三章	开关电容网络的分析	117
第一节	z 变换在具有双相开关的开关电容网络分析中的应用	117
第二节	开关电容网络函数和基本功能块转换	126
第三节	开关电容功能块的 z 域等效电路模型	135
第四节	一阶无源开关电容网络	156
第五节	一阶有源开关电容网络	160
第六节	电感和频率相关负电阻电路分析	177

第七节	含有寄生电容的开关电容网络分析	183
第八节	有源开关电容双二阶电路的分析	190
第九节	双二阶修正电路分析	202
第十节	设计举例	208
第四章	开关电容网络的应用	215
第一节	高阶滤波器的实现	215
第二节	开关电容滤波器在脉冲编码调制电话系统中的应用	224
第三节	开关电容频率采样 N 通路滤波器	232
第四节	开关电容振荡器及其应用	240
第五节	开关电容均衡器	245
第六节	开关电容放大器	251
第七节	大等效电阻的开关电容电路的实现	255
第八节	开关电容网络研究概况	263
参考文献		266
附录 英文专业名词缩写和中英专业名词对照		273

第一章

开关电容网络的基本知识

提 要

本章首先介绍网络的分析与综合、网络函数、敏感度（灵敏度）和网络元件转换。接着介绍利用开关和电容等效电阻的概念，用开关电容和运算放大器构成的积分器，并对谐振型滤波器的原理与设计作较详细的论述。最后扼要地介绍了开关电容网络的特点。

第一节 网络的分析与综合

电网络或系统是指电器件和部件的一种相互联接。随着电子技术的发展，新器件不断涌现，这种器件和部件本身越来越复杂，网络理论随之发生了深刻的变化。根据构成网络或系统的元、器件的不同，电网络大致可以分为两大类：只由无源元件构成的无源网络和含有运算放大器（或受控源）等有源元件的有源网络^[1]。

只有开关和电容构成的网络称为无源开关电容网络。含有开关、电容和运算放大器的网络称为有源开关电容网络。通常，开关电容网络（SCN）一般都含有运算放大器，所以属于有源SCN^[2]。

在网络理论中，存在着两个重要的分支：网络分析与网络综合，它们之间既互相联系又互有区别。网络分析是在已知激励和网络结构的情况下确定网络的响应，即给定一个网络，求它的特性，如图1-1(a)所示，其结果往往具有唯一解。而网络综合则是在已知激励和所要求的响应情况下寻求实现响应的网络结

构，即根据给定的一组网络特性，寻求满足这组特性的实际网络或网络模型。如图1-1(b) 所示。其结果往往不是唯一的。

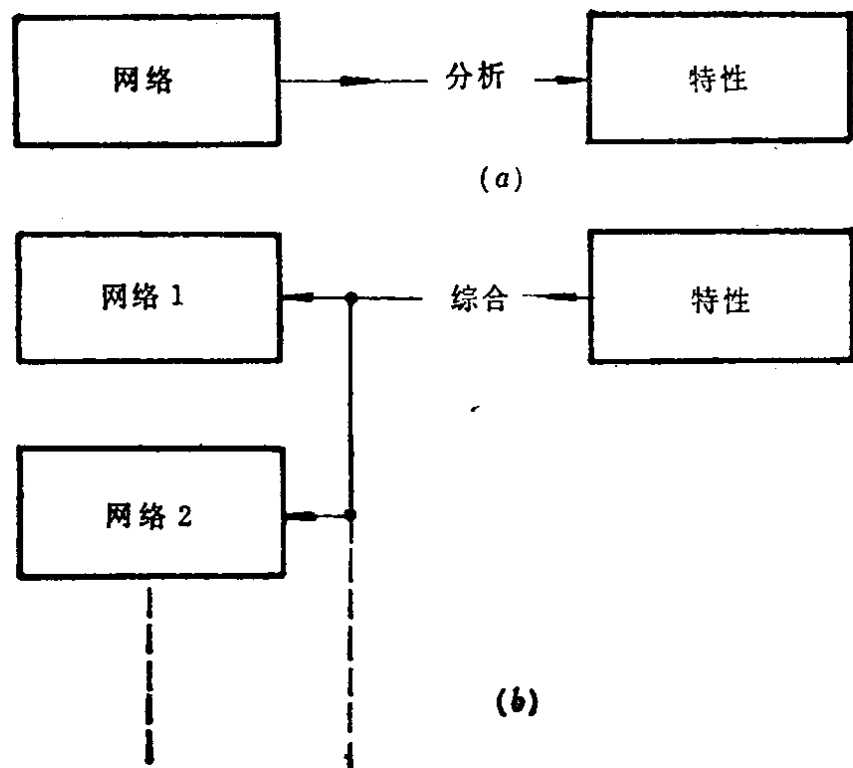


图1-1 网络的分析与综合

对于无源 RLC 网络与有源 RC 网络的分析和综合，一般都是按先分析后综合的顺序进行学习。对开关电容网络来说，由于考虑到开关电容网络的分析方法目前尚不够统一，初学者又不容易直观理解；而开关电容网络的综合却可以方便地借助于模拟电路的一些知识，使读者容易理解SCN的特点并掌握实用的设计方法，因此，本书在体系上没有采用先分析后综合的顺序，而是在介绍一些基本概念后，紧接着就介绍SCN的实现（综合），再对SCN的共性问题进行分析，最后介绍SCN的应用。当然，在实现和应用中也涉及许多分析问题，不能截然分开。

第二节 网络函数

当我们用输入-输出方法来描述和研究网络时,若网络为线性、非时变的,则网络的输入(激励)与输出(零状态响应)有如下关系^[8,8],如图1-2(a)、(b)、(c)所示。

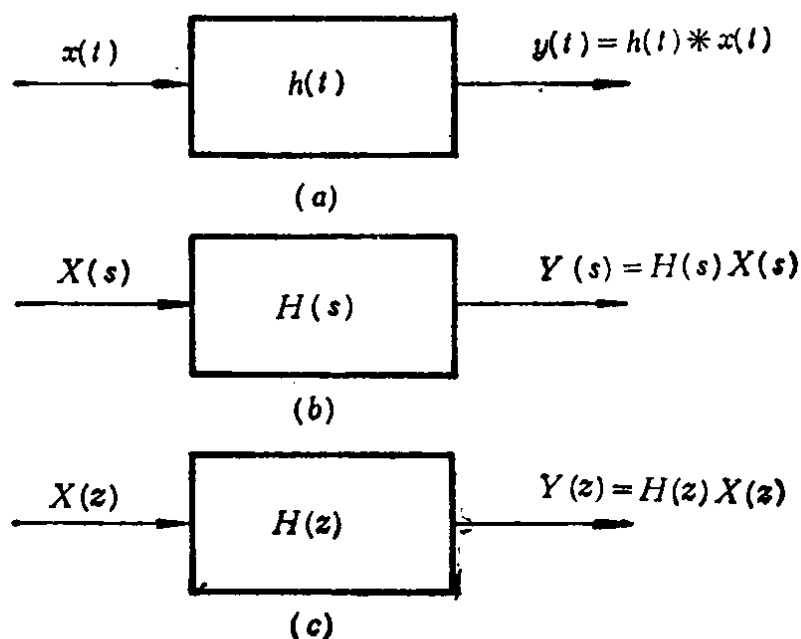


图1-2 网络的激励与响应

在时域中,有卷积关系:

$$y(t) = h(t) * x(t) \quad (1-1)$$

式中, $h(t)$ 为网络的冲激响应。

在复频域中,有乘积关系:

$$Y(s) = H(s)X(s) \quad (1-2)$$

式中, $H(s)$ 是网络冲激响应的拉氏变换, $X(s)$ 、 $Y(s)$ 分别是输入 $x(t)$ 、输出 $y(t)$ 的拉氏变换。

在 z 域中,有乘积关系:

$$Y(z) = H(z)X(z) \quad (1-3)$$

式中, $H(z)$ 是网络冲激响应的 z 变换, $X(z)$ 、 $Y(z)$ 分别是输入、输出的 z 变换。

由式 (1-2), 网络函数 $H(s)$ 定义为

$$H(s) = \frac{Y(s)}{X(s)} \quad (1-4)$$

即网络函数 $H(s)$ 是网络零状态响应的拉氏变换 $Y(s)$ 与激励的拉氏变换 $X(s)$ 之比。一般可用一个实有理传递函数来表示:

$$H(s) = \frac{a_m s^m + a_{m-1} s^{m-1} + \cdots + a_1 s + a_0}{s^n + b_{n-1} s^{n-1} + \cdots + b_1 s + b_0} \quad (1-5)$$

当 $m \leq n$ 时, 式(1-5)可以表示为乘积形式

$$H(s) = H_1(s) H_2(s) \cdots H_k(s) \quad (1-6)$$

式中, $k \leq n$, $H_j(s)$ ($j = 1, 2, \cdots, k$)通常为二阶基本节传递函数或一阶基本节传递函数, 即

$$H_j(s) = \frac{a_{j2} s^2 + a_{j1} s + a_{j0}}{s^2 + b_{j1} s + b_{j0}} \quad (1-7a)$$

或

$$H_j(s) = \frac{a_{j1} s + a_{j0}}{s + b_{j0}} \quad (1-7b)$$

通常, 为实现符合实际信号处理所需要的网络, 其步骤是:

(1) 根据信号处理要求, 利用逼近理论计算出相应的网络函数 $H(s)$ 。

(2) $H(s)$ 的实现。一般有两种方法。其一是根据式(1-6), 把 $H(s)$ 分解为若干基本的二阶节(或一阶节), 并用相应的电路实现, 再级联实现整个 $H(s)$ 。这种方法称为级联实现法, 如图1-3所示。

采用级联法实现基于如下考虑:

- (i) 基本的二阶节具有通用性, 便于大量生产, 降低成本。
- (ii) 节与节之间的隔离较好, 便于调整。
- (iii) 级联实现的元件敏感度(灵敏度)通常比下面所述用直接模拟法的元件敏感度低。

实现传递函数 $H(s)$ 的第二种方法是: 先设计出一个实现 $H(s)$ [或归一化的传递函数 $H_N(s)$]的无源RLC网络原型, 然

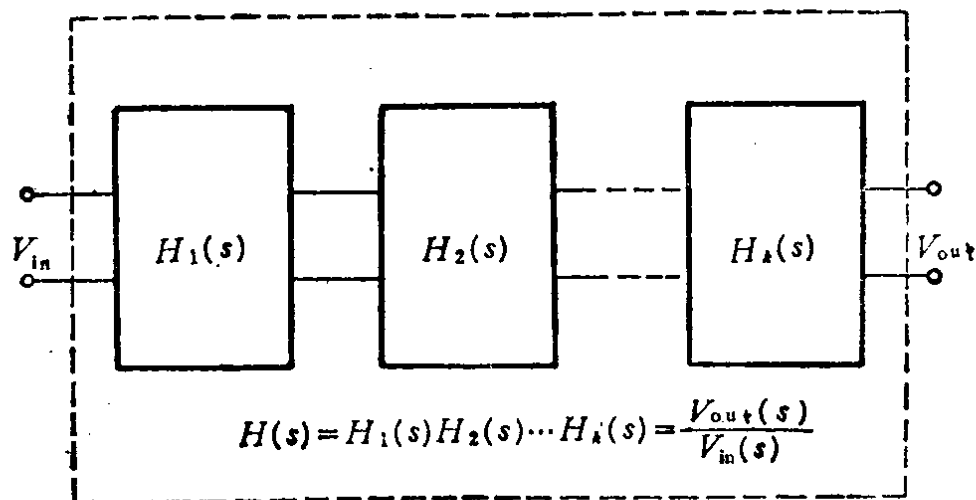


图1-3 级联实现法

后采用适当的有源电路（如回转器与电容器的级联）模拟其中的电感，或用 $RLC:CRD$ 变换，实现频率相关负电阻（ D ），或者采用跳蛙（Leapfrog）电路模拟整个无源 RLC 网络原型，这些方法统称为直接模拟法。

在研究一个网络的特性时，网络函数的极点位置与极点重数对网络是否稳定起着决定性作用。为简便起见，现将采用电阻（ R ）、电感（ L ）、电容（ C ）、广义导抗变换器（GIC）和运算放大器等电路元件构成的网络函数的极点位置与极点重数的关系列于表1-1^[4]。

表1-1 不同电路元件的极点特性

电 路 元 件					极点位置和重数
R	C	L	GIC	运算放大器	
√	√				在原点和负实轴上，单重
√		√			同上
	√	√			在虚轴上，单重
√	√	√			在左半 s 平面上任何重数，在虚轴上单重
√	√		√		在左半 s 平面和在虚轴上，任何重数
√	√			√	在 s 平面上任何位置，任何重数

由表 1-1 可见, 由于GIC和运算放大器等有源元件的引入, 网络函数的极点可能分布在 s 平面的右半部或在虚轴上的极点是多重的, 这样构成的网络将是不稳定的。为了保证网络的稳定性, 网络函数的极点必须分布在左半 s 平面, 或者位于虚轴上单重。

第三节 基本二阶节函数

本节着重讨论基本二阶节函数, 并介绍极点频率 ω_p 、极偶品质因素 Q_p 和增益系数 H_0 的物理意义。

为了方便起见, 一般的基本二阶节函数可写成

$$H(s) = \frac{a_2 s^2 + a_1 s + a_0}{s^2 + b_1 s + b_0} \quad (1-8)$$

在滤波器理论中, 式 (1-8) 称为二阶滤波器基本节传递函数^[3, 6]。作为特殊情况

1. 当 $a_2 = a_1 = 0$ 时, 为低通滤波器。
2. 当 $a_2 = a_0 = 0$ 时, 为带通滤波器。
3. 当 $a_1 = a_0 = 0$ 时, 为高通滤波器。
4. 当 $a_1 = 0$, $a_2 \leq a_0/b_0$ 时, 为低通陷波滤波器。
5. 当 $a_1 = 0$, $a_2 \geq a_0/b_0$ 时, 为高通陷波滤波器。
6. 当 $-(a_1/a_2) = b_1$, $a_0/a_2 = b_0$ 时, 为全通滤波器。

一、二阶低通函数

$$H(s) = \frac{a_0}{s^2 + b_1 s + b_0} \quad (1-9)$$

若以 p_1 、 p_1^* 表示该二阶函数的一对共轭极点

$$p_1 = -\sigma_1 + j\omega_1$$

$$p_1^* = -\sigma_1 - j\omega_1$$

则式 (1-9) 可表示为

$$\begin{aligned} H(s) &= \frac{a_0}{s^2 + b_1 s + b_0} = \frac{a_0}{(s - p_1)(s - p_1^*)} \\ &= \frac{a_0}{s^2 + 2\sigma_1 s + (\sigma_1^2 + \omega_1^2)} \end{aligned} \quad (1-10)$$

极点频率 ω_p 定义为

$$\omega_p \triangleq \sqrt{b_0} \quad (1-11)$$

极偶品质因素 Q_p 定义为

$$Q_p \triangleq \frac{\sqrt{b_0}}{b_1} \quad (1-12)$$

利用 ω_p 、 Q_p 和增益系数 H_0 这三个参数表示二阶低通函数，可以写成

$$H(s) = \frac{H_0 \omega_p^2}{s^2 + \frac{\omega_p}{Q_p} s + \omega_p^2} \quad (1-13)$$

比较式(1-10)与式(1-13)，可以清楚地看到 ω_p 、 Q_p 和 H_0 的物理意义。

(1). $\omega_p^2 = \sigma_1^2 + \omega_1^2$ 。因此， ω_p 是极点 p_1 至原点的距离，如图1-4所示。它是决定低通带宽的临界频率。

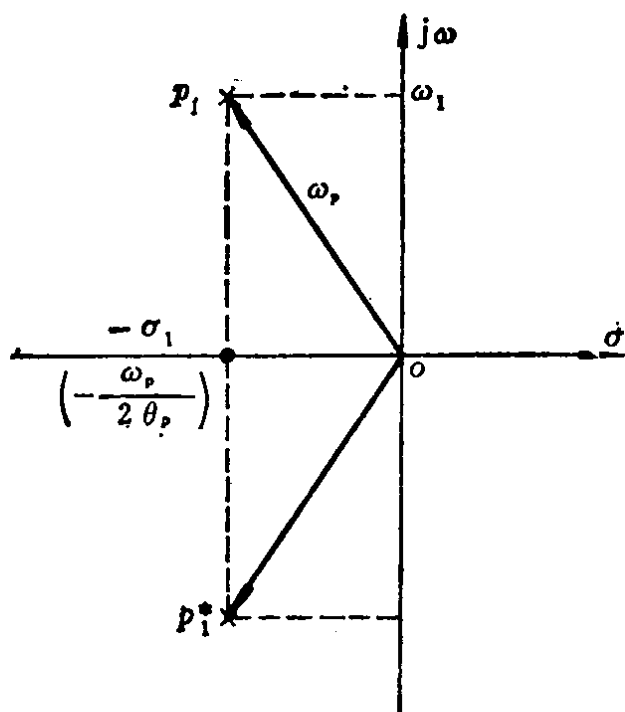


图1-4 二阶节的极点参数

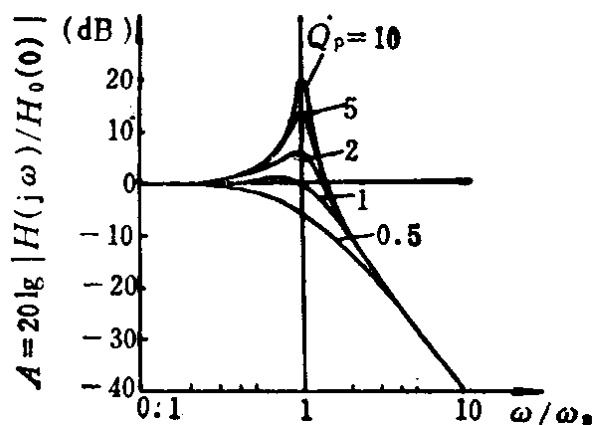


图1-5 二阶低通函数的幅频特性

(2) $Q_p = \omega_p / (2\sigma_1)$ ($\sigma_1 = \omega_p / (2Q_p)$)。 Q_p 的大小决定于极点 p_1 靠近 $j\omega$ 轴的程度。 Q_p 值越大，极点越靠近 $j\omega$ 轴。因而 $H(j\omega)$

的幅度 $|H(j\omega)|$ 在 ω_p 处将会有尖锐的峰值响应, 这个峰值为

$$|H(j\omega_p)| = Q_p H_0$$

幅度响应与 Q_p 的关系如图1-5所示。

(3) 常数 H_0 是零频 ($\omega = 0$) 处的幅度响应值 $H(j0) = H_0 = a_0/b_0$ 。 H_0 称为增益系数。

二、二阶高通函数

二阶高通函数的一般形式为

$$H(s) = \frac{a_2 s^2}{s^2 + b_1 s + b_0} \tag{1-14}$$

用 ω_p 、 Q_p 和 H_0 表示为

$$H(s) = \frac{H_0 s^2}{s^2 + \frac{\omega_p}{Q_p} s + \omega_p^2} \tag{1-15}$$

式中, ω_p 、 Q_p 与低通时一样, 是表征极点特性的参数, 其幅频特性与这些参数的关系如图 1-6 所示。增益系数 H_0 在这里是 $\omega = \infty$ 时的幅度响应值, $H(j\infty) = H_0 = a_2$ 。

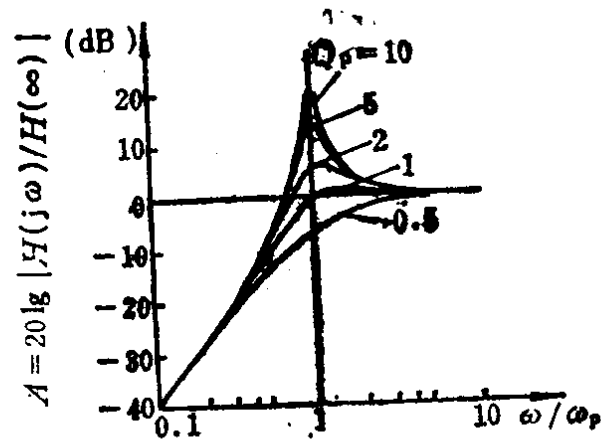


图1-6 二阶高通函数的幅频特性

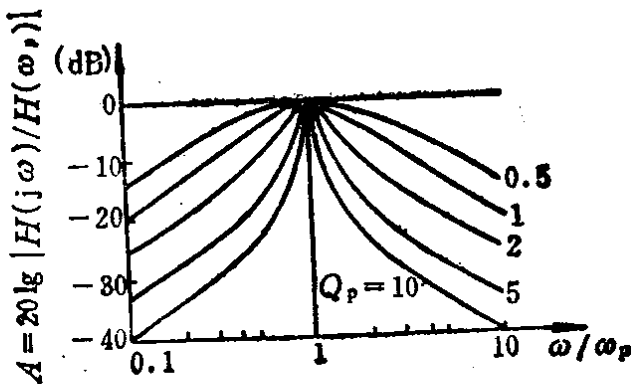


图1-7 二阶带通函数的幅频特性

三、二阶带通函数

二阶带通函数的一般形式为

$$H(s) = \frac{a_1 s}{s^2 + b_1 s + b_0} \tag{1-16}$$

用 ω_p 、 Q_p 和 H_0 表示为

$$H(s) = \frac{H_0 \frac{\omega_p}{Q_p} s}{s^2 + \frac{\omega_p}{Q_p} s + \omega_p^2} \quad (1-17)$$

幅频特性与参数的关系如图 1-7 所示。注意，这种形式的带通函数幅频特性是呈几何对称的，而不是呈算术对称，我们将证明这一点。 ω_p 是几何对称的中心频率， H_0 是中心频率处的幅度响应值， $H(j\omega_p) = H_0 = \frac{a_1}{b_1}$ 。

带通函数的频带宽度与 Q_p 有直接关系，推导如下：由式 (1-17) 得

$$H(s) = \frac{H_0}{1 + Q_p \left(\frac{s}{\omega_p} + \frac{\omega_p}{s} \right)}$$

$$|H(j\omega)|^2 = \frac{H_0^2}{1 - Q_p^2 \left(\frac{\omega}{\omega_p} - \frac{\omega_p}{\omega} \right)^2}$$

当下式成立时，

$$Q_p^2 \left(\frac{\omega}{\omega_p} - \frac{\omega_p}{\omega} \right)^2 = 1 \quad (1-18)$$

在该频率处幅度响应值比中心频率处的幅度值将下降 3 dB，即

$$\frac{|H(j\omega)|}{|H(j\omega_p)|} = \frac{1}{\sqrt{2}}$$

令 ω_l 为该带通函数下截止频率、 ω_h 为上截止频率，由式(1-18)得

$$\frac{\omega_l}{\omega_p} = \sqrt{1 + \left(\frac{1}{2Q_p} \right)^2} - \frac{1}{2Q_p} \quad (1-19)$$

$$\frac{\omega_h}{\omega_p} = \sqrt{1 + \left(\frac{1}{2Q_p} \right)^2} + \frac{1}{2Q_p} \quad (1-20)$$

令 $\Delta\omega = \omega_h - \omega_l$ 表示带通函数的通带宽度, $\Delta\omega/\omega_p$ 表示通带相对宽度, 由式 (1-19) 和式 (1-20) 得

$$\frac{\Delta\omega}{\omega_p} = \frac{\omega_h - \omega_l}{\omega_p} = \frac{1}{Q_p} \quad (1-21)$$

可见, 带通函数的通带相对宽度与 Q_p 值成反比。 Q_p 值越高, 其幅度响应曲线越尖锐, 选择性也就越好。

所谓带通函数的幅频特性呈几何对称, 是指中心频率 ω_p 与上、下截止频率 ω_h 、 ω_l 要满足几何对称条件, 即 $\omega_p = \sqrt{\omega_h \omega_l}$, 而算术对称是要满足 $\omega_p = (\omega_h + \omega_l)/2$ 。由式 (1-19) 和式 (1-20), 容易求得

$$\omega_p^2 = \omega_h \omega_l$$

这表明, 式 (1-17) 所描述的带通函数的幅频特性的确是呈几何对称的。

对于低通陷波、高通陷波、全通函数, 同样可以用 ω_p 、 Q_p 和 H_0 这三个参数描述, 这里不再一一列举。

第四节 敏 感 度

敏感度是用来表征电路参数 (R 、 L 、 C 、 K 、 $\dots$) 变化对输出量 (零、极点位置, 幅频特性和相频特性, 传递函数, 中心频率, 截止频率, 带宽, 极点频率, 极偶品质因素 $\dots$) 造成的影响^①。限于篇幅, 本书只讨论复频域中的敏感度, 并且只讨论参数变化很小的情况而不讨论大参数变化问题。

一、敏感度定义

任何一个网络参数 x_i (R 、 L 、 C 、 K 、 $\dots$) 其标称值为 x_{iN} , 容差为 ϵ_i , 则其取值为

$$x_{iN}(1 - \epsilon_i) \leq x_i \leq x_{iN}(1 + \epsilon_i)$$

令网络函数为 $F(s, x_i)$, 当 x_i 有一个小增量 Δx_i , 则网络函数

① 敏感度 (sensitivity) 在一些网络理论书本中称为灵敏度。为区别通信理论中的灵敏度, 本书采用敏感度这个术语。