

有源滤波器设计

李远文 胡 筠 编著

王德隽 王持志 审

人民邮电出版社

内 容 提 要

本书主要介绍有源滤波器设计基础知识,有源部件,有源滤波器基本节电路和各类型高阶滤波器设计方法、工程实例和灵敏度分析等。它主要是参考国内外近期出版的有源滤波器设计著作并结合作者的科研和工程实践成果编写而成。

本书可供从事电子技术及通信技术的科技人员、专业院校的师生参考。

有 源 滤 波 器 设 计

李远文 胡 筠 编著

王德勇 王持志 审

责任编辑:滑 玉

人民邮电出版社出版

北京东长安街27号

河北邮电印刷厂印刷

新华书店北京发行所发行

各地新华书店经售

开本: 787×1092 1/16 1986年11月 第 一 版
印张: 28 页数: 224 1986年11月河北第一次印刷
字数: 707 千字 印数: 1—2,800 册

统一书号: 15045·总3078—有5428

定价: 5.75 元

0200172

序

随着线性集成电路的迅速发展,有源滤波器理论与设计方法不断更新并日臻完善。有源滤波器为音频、低频、超低频频段处理模拟信号的滤波器小型化、集成化提供了有效而又经济的途径。它在通信设备、仪器仪表,测量及自控系统,以及航天技术等方面都获得了广泛的应用。

本书内容包括滤波器设计基础知识;有源部件,有源滤波器基本节电路和各类型高阶滤波器设计方法、工程实例和灵敏度分析等。本书主要参考了国内外近期出版的有源滤波器设计著作并结合我们科研和工程实践成果编写而成。编写时力求系统和理论联系实际。全书所列多数设计例子均系我们实验结果。

本书可作为无线电类、通信类专业的选修课教材,亦可作为有关专业或研究生的参考教材。也可供从事电子及通信技术,特别是通信系统和滤波器设计有关的工程技术人员参考。

本书第三、五章由胡筠教授编写,其它各章由李远文同志编写,本书由王德隽副教授主审、王持志同志参加全书审订、加工。马相平、柴清廉、危霖、肖桂珍等同志曾为本书1980年讲义的部分章节提供初稿。马相平、柴清廉、林锋、娄月等同志参加了部分设计实例的实验。

由于有源滤波器设计理论的发展很快,特别是集成化技术的发展,使有源滤波器的设计方法也更为丰富多样。限于篇幅,本书着重于基本的工程设计方法介绍,对有些新技术新方法不可能都照顾得到。特别是限于编者水平,错误,不妥之处在所难免,敬希读者批评、指正。

编者

1984年3月

目 录

第一章 基础知识	(1)
第一节 滤波器简介	(1)
第二节 二阶滤波器的特性分析	(4)
第三节 归一化	(10)
第四节 滤波器幅度特性的近似	(13)
第五节 无源元件选择	(25)
参考资料	(27)
第二章 有源元件	(28)
第一节 有源单端对元件	(28)
第二节 运算放大器	(31)
第三节 理想二端对有源元件	(38)
参考资料	(48)
第三章 网络灵敏度	(49)
第一节 灵敏度	(49)
第二节 常用的灵敏度	(51)
第三节 最坏情况灵敏度	(58)
第四节 高 Q 网络灵敏度	(65)
第五节 统计灵敏度	(68)
参考资料	(73)
第四章 单放大器基本节电路	(74)
第一节 单放大器二阶节电路的构成方法	(74)
第二节 常用的 $\pm KRC$ 单放大器基本节电路	(86)
第三节 单放大器基本节的最佳结构	(97)
第四节 二阶节的有源补偿	(115)
参考资料	(120)
第五章 高Q基本节电路	(121)
第一节 双放大器电路	(121)
第二节 三放大器二阶节	(123)
第三节 全 R 滤波器、全 C 滤波器	(139)
参考资料	(146)
第六章 低通滤波器设计	(147)
第一节 滤波器类型的选择和所需阶次的确定	(147)
第二节 全极点低通滤波器的设计	(151)
第三节 椭圆函数滤波器设计	(162)
第四节 用通用有源滤波器模块实现低通设计	(170)
第五节 工程设计中的几个问题	(176)

参考资料	(184)
第七章 高通滤波器设计	(185)
第一节 低通到高通的变换	(185)
第二节 有源高通RC滤波器设计	(191)
参考资料	(200)
第八章 带通滤波器设计	(201)
第一节 宽带带通滤波器	(201)
第二节 一般带通滤波器的设计	(207)
第三节 有源带通滤波器的最佳设计	(223)
第四节 元件偏差对滤波器特性的影响	(230)
参考资料	(238)
第九章 带阻滤波器设计	(239)
第一节 宽带带阻滤波器	(239)
第二节 一般带阻滤波器的设计	(241)
第三节 单一频率的陷波电路	(250)
参考资料	(260)
第十章 LC梯形滤波器的有源模拟	(261)
第一节 $RLC=CRD$ 变换	(261)
第二节 用 $RLC=CRD$ 变换设计滤波器	(264)
第三节 接地模拟电感的实现及其构成的滤波器	(271)
第四节 浮地模拟电感的构成及其构成的滤波器	(290)
第五节 用NIC构成的模拟电感及其构成的滤波器	(300)
参考资料	(309)
附录一 国内外部分集成运算放大器参数	(309)
附录二 滤波器设计图表使用说明	(329)

第一章 基础知识

从工程设计角度出发,对滤波器的要求是既要满足技术指标,经济上又要合理。因此,对所承担的工程设计任务要作全面的考虑和分析。本章提供包括无源LC、晶体、陶瓷、机械和有源RC等各类滤波器适用的频段界限,供设计者参考。

此外,还介绍各种二阶基本节特性和高阶转移函数的各类近似——波特华兹、切比雪夫、椭圆函数和贝塞尔近似,给出供工程设计用的图表及计算公式,以便在没有其它参考书的情况下仍能进行基本分析和计算。对频率和阻抗的归一化问题也作了一般性介绍。

第一节 滤波器简介

滤波器作为一门学科发展到现在已有六十多年的历史,它除在通信领域里被大量应用外,还在自动控制、雷达、声纳、人造卫星、仪器仪表测量及计算技术等领域中有着广泛的应用,很难设想一个稍微复杂的电子设备中不使用这样或那样的滤波器。有关滤波器的理论和设计方法也日趋完善和不断地更新。

一、滤波器和有源RC滤波器的发展简史

早在1915年美国的坎贝尔(Campbell)和德国的华格纳(Wagner)各自独立地发明了滤波器,而滤波器理论实质上是沿着文献上称为“经典滤波器理论”和“现代滤波器理论”两个方向发展起来的。经典理论是由坎贝尔和若贝尔(Zobel)等人在20年代发展起来的,其中心内容是用影象参数法来设计无源集总滤波器。现代理论是由柯尔(Cauer)、达林顿(Darlington)等人在30年代发展起来的,它比经典理论精确,更有普遍性。实质上它包括用转移函数来近似滤波器的技术指标,及使用能精确实现此转移函数的方法来设计网络。由于函数的近似和网络设计的实现可以通过高速电子计算机以最优和最精确的方法予以解决,算出各种图表供查用,因此,这方面的理论和设计也日益普及。

有源RC滤波器最早可追溯到1938年斯科特(Scott)的选择放大器,但是直到1954年林威尔(Linvill)用转移阻抗综合,提出用负阻变换器,这才做出第一个真正的有源滤波器。从那时起才开始对有源滤波器进行大量的研究。在1965年谢诺依(Shenoi)提出用回转器作成的滤波器以及运算放大器问世以后,对有源滤波器的研究更是发展迅速。1967年赖尔登(Riordan)用差分放大器模拟电感。级联有源RC滤波器理论和设计在六十年代已不断得到完善并日趋成熟。

为了克服级联结构的元件灵敏度高的问题,奥查德(Orchard)在1966年提出双终端无源LC滤波器是最佳结构之后,直到现在又出现了各种直接模拟双终端无源LC滤波器的有源RC滤波器的新方案,尤其是布鲁顿(Bruton)在1969年提出的频变负阻(FDNR)受到较多的重视。有源元件的发展也很快,品种多、质量逐步提高,促使了有源滤波器的发展,各种低灵敏度高质量的有源RC滤波器的新方案也不断地涌现出来。

二、滤波器的功能和分类

(一)滤波器的功能

滤波器是以某种规定的方式将输入信号变换成所要求的输出信号,由于信号可以在时域上分析,也可以在频域上分析,因此对滤波器的输出要求也可通过时域或频域来描述。习惯上选用频域描述,这时滤波器就是一种所谓有“频率选择”功能的装置。它允许某一些频率的信号顺利通过,而对另一些频率的信号则给以阻塞或衰减,使它们难以通过。

滤波器对信号不予衰减或以很小衰减让其通过的频段称为通带;对信号的衰减超过某一规定值的频段称为阻带;位于通带和阻带之间的频段称为过渡带。根据通带和阻带所处范围的不同,滤波器功能可分为以下几种:

1. 低通滤波器:它的通带由0延伸到某一规定的上限频率 f_p ,阻带则由 f_s 延伸到无限大频率,通带和阻带间的频段即 $f_p \sim f_s$ 称为过渡带。

2. 高通滤波器:它的频率特性正好和低通滤波器相反,低频段 $0 \sim f_s$ 是阻带,高频段 $f_p \sim \infty$ 是通带。

3. 带通滤波器:它的通带限定在两个有限频率 f_1 和 f_2 之间,低频段 $0 \sim f_{s1}$ 及高频段 $f_{s2} \sim \infty$ 为阻带,通带两侧的 $f_{s1} \sim f_1$ 和 $f_2 \sim f_{s2}$ 为过渡带。

4. 带阻滤波器:它的频率特性和带通滤波器正好相反,阻带限定在两个频率 f_1 和 f_2 之间, $0 \sim f_{p1}$ 和 $f_{p2} \sim \infty$ 为通带,阻带两侧的 $f_{p1} \sim f_1$ 和 $f_2 \sim f_{p2}$ 为过渡带。

以上四种滤波器的衰减频率特性示于图1-1-1。此外还有一种允许0频率至 ∞ 频率都能通过的全通滤波器,它的主要用途是用来校正系统的相位(或延迟)畸变的。

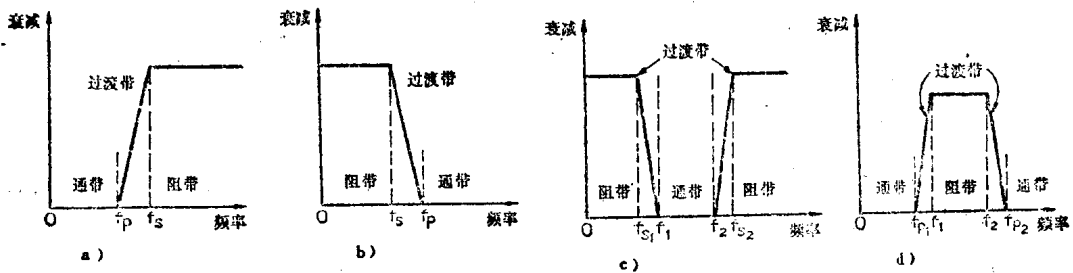


图 1-1-1 滤波器的功能

(二)滤波器的分类

滤波器除按前面的功能划分外还有各种分类方法,例如按所传输信号的类型可分为模拟滤波器和数字滤波器;按其设计的频段可分为集总元件滤波器和分布参数滤波器;按所使用的元件的类型可分为无源LC滤波器、有源RC滤波器和开关电容(SC)滤波器以及晶体、陶瓷、机械滤波器等。各类滤波器有各自的特点,适用于不同频段及频率特性的要求。下面对按元件类型划分的各类滤波器的某些主要参量及适用频段作简单的介绍,供设计者在决定类型时参考。

1. LC滤波器:由电感 L 及电容 C 两类集总元件组成。当频率在几十kHz到几百kHz范围内时,元件的品质因数 Q 一般为100~300,最好的可达600~1000。对于带通滤波器,要

求 $Q \geq 20 \frac{f_0}{\Delta f}$, 否则滤波器的插入衰减将过大。而单回路直接耦合电路要求 $Q \geq 2.8 \frac{f_0}{\Delta f}$, 所以这种电路特别适合于窄带滤波器, 它的所有电感数值相同, 电感量可按具有最佳 Q 值时的数值来确定, 输入和输出阻抗可以是任意值, 电路的调整也方便, 适合相对带宽 $\frac{\Delta f}{f_0}$ 在 1%~20% 范围内时使用。

LC 滤波器具有不会产生内部噪声、不需电源、性能稳定和成本低等优点, 但是不能集成化, 在使用频段低的时候体积大、笨重, 损耗也大。

2. 晶体滤波器和陶瓷滤波器: 是以压电石英晶体或压电陶瓷作为基本谐振元件构成的滤波器。其中石英晶体谐振器的 Q 值可以达到 10,000~150,000, 能实现很窄的带通滤波器。

晶体滤波器具有极高的温度稳定性 (温度系数约 $0.5 \sim 6 \times 10^{-6}/^{\circ}\text{C}$), 可用来实现的频率范围为 10kHz~30MHz, 若利用高次泛音, 最高频率可延至 150MHz。

窄带晶体滤波器主要由晶体和电容构成, 其最大带宽取决于晶体的电容比, 通常 $\frac{\Delta f}{f_0}$ 不超过 0.4%, 在晶体中串入或并入线圈所构成的宽带滤波器的相对带宽也只不过到 7~10%。

实际选用 LC 滤波器还是选用晶体滤波器可由下式大致地确定

$$S = \frac{f_c}{f_{\infty} - f_c} \quad (1-1-1)$$

式中 S —陡峭度, f_c —截止频率, f_{∞} —离通带最近的衰减峰频率。当 $S < 60$ 时, 用 LC 滤波器去实现, 当 $S > 60$ 时, 应该用晶体滤波器去实现。

陶瓷滤波器谐振体的 Q 值只有 1,500 左右, 频率范围为 0.05~20MHz, 主要优点是体积小、成本低, 缺点是随着时间的推移特性将发生变化。

3. 机械滤波器: 一般指的是以恒弹性合金为振子材料, 输入和输出备有机电换能装置的滤波器, 其应用频率范围约为 30kHz~600kHz, Q 值可达 10,000 左右。

4. 螺旋振子滤波器: 是利用一段 $\lambda/4$ 的短路同轴线可以等效为一个并联谐振电路的原理, 构成超高频滤波器。频率范围约为 10~500MHz, Q 值可达 500, 相对带宽一般为 0.5~40%, 温度系数为 $-25 \times 10^{-6}/^{\circ}\text{C}$ 。

5. 声表面波滤波器: 声表面波指的是在压电固体材料表面产生和传播的声波。由于声表面波在压电固体表面上传播速度约比电磁波的传播速度慢 10^5 倍, 所以利用声表面波制成的器件要比电磁器件小 10^5 倍。此外, 声表面波器件具有可抽头、换接、分流、抽样、耦合和控制信号等特性, 因而很易完成各种复杂的功能, 扩大了应用范围。声表面波器件是以固体内原子的弹性位移所产生的应力波而进行工作的, 所以稳定性好。

6. 有源 RC 滤波器: 这种滤波器由于构成的方法不同, 质量上有较大的差异, 通常适用于低频段, 可以做到体积小、重量轻和便于集成。

在有源 RC 滤波器中, 二阶滤波器是滤波器设计中的一个重要的基本环节。二阶节的构成多以所用放大器的个数来区分, 有单放大器、双放大器、三和四放大器基本节电路, 它们的质量最早是以能实现的最高极点 Q 值来衡量的 (极点 Q 值的意义在下节介绍)。对于单放大器的二阶节, 能实现的 Q 值和频率有关, 其关系大致如表 1-1-1 所示。

三和四放大器的二阶节能实现的 Q 值和电路结构有关, 一般可作到 100, 较好的可达 1000。双放大器二阶节能实现的 Q 值介于单放大器和三、四放大器之间。

应用有源补偿的运放对 (dual) 所构成的二阶节, 其最大极点 Q 值在 50kHz 时可达 50。用全 R 滤波器构成的二阶节, 在其应用频率 100~200kHz 范围内能满足中等极点 Q 值的要

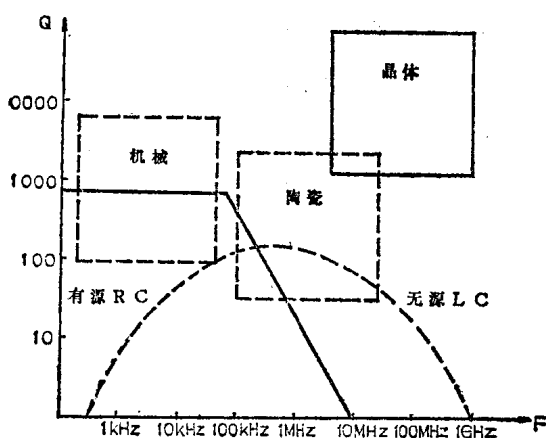
表 1-1-1

单放大器二阶节能实现的极点 Q 与频率的关系

工作频率范围	最大极点 Q 值	最小相对带宽 $\Delta f/f_0$
$<10\text{kHz}$	50	2%
$10\text{kHz}\sim 100\text{kHz}$	20	5%
$100\text{kHz}\sim 1\text{MHz}$	5	20%

求。

必须指出, 有源RC滤波器所能达到的频率范围受到运算放大器的限制。

图 1-1-2 各类滤波器的 $Q \sim f$ 关系

以上介绍了各类滤波器的品质因数和频率范围。为了使读者有直观的印象, 将它们综合画在图1-1-2中。

根据目前的情况, 有源 RC 滤波器有下列特点:

第一、由图1-1-2可看出, 低频尤其是极低频范围, 其它各种滤波器都不适宜, 而有源RC滤波器可以实现。在自动控制及测量技术中往往要求滤波器处理0.01 Hz以下的模拟信号, 这时只有有源RC滤波器能够胜任。

第二、可以集成化, 做到体积小, 重量轻。

量轻。

第三、有源RC滤波器理论已很成熟, 工程上已有一整套方便的设计方法, 可以适应各种需要。

第四、有源元件数量增多、品种增加 质量提高, 已导致有源RC滤波器质量提高和成本的下降。

所以有源RC滤波器的应用必将进一步发展, 但是它也存在着下列一些问题:

第一 需要供电电源, 消耗能量。

第二、由于有源元件本身的特点, 在内部噪声、动态范围、高频响应及处理大信号的能力等方面都受到一定的限制。

第三、灵敏度一般高于其它类型的滤波器, 即易受元件变化的影响。

第二节 二阶滤波器的特性分析

本节我们将通过实例来说明零点、极点、自然频率 ω_0 和极点 Q 的概念以及分析二阶滤波器的特性。

一、零点和极点的概念

首先我们分析简单的一阶滤波器电路, 从而说明零点和极点的概念。图 1-2-1 是一阶低通电路, 这一电路的电压转移函数可以表示成

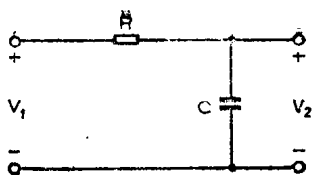


图 1-2-1 一阶低通电路

$$H(j\omega) = \frac{V_2}{V_1} = \frac{1/j\omega C}{R + 1/j\omega C} = \frac{1}{1 + j\omega CR}$$

$$= |H(j\omega)| \angle \arg H(j\omega) \quad (1-2-1)$$

其中 $|H(j\omega)|$ 为输出电压对输入电压绝对值之比, 称为幅度特性, 其值为:

$$|H(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{1 + \omega^2 C^2 R^2}} \quad (1-2-2)$$

$\arg H(j\omega)$ 表示以 V_1 为参考相量的相位角, 称为相移特性, 其值为

$$\arg H(j\omega) = -\tan^{-1} \omega CR \quad (1-2-3)$$

一阶低通电路的幅度及相移的频率特性示于图 1-2-2。

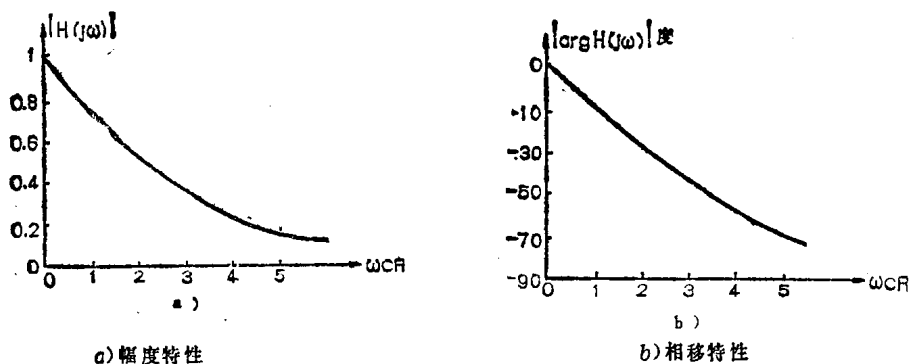


图 1-2-2 一阶低通的幅度及相移特性

现在我们引入新的变量 S

$$S = \sigma + j\omega \quad (1-2-4)$$

这是一个复变量, 它的虚部即实际频率。当我们用 S 来表示正弦信号时, 有如下关系

$$e^{st} = e^{(\sigma + j\omega)t} = e^{\sigma t} e^{j\omega t} \quad (1-2-5)$$

可以看出, σ 表示正弦波的振幅随时间作指数变化的系数。习惯上称 S 为复频率。

在(1-2-1)式中以 S 取代 $j\omega$, 得一般式

$$H(S) = \frac{1}{1 + SCR} = \frac{1/RC}{S - \left(-\frac{1}{RC}\right)} = \frac{1/RC}{S - P_0} \quad (1-2-6)$$

式中 $P_0 = -\frac{1}{RC}$ 。当 $S = P_0$ 时, 电压增益为无限大, 称为转移函数的极点 (当然, 在实际的正弦波激励时, S 不能等于 P_0 , 增益不可能成为无限大); 而当 $S = \infty$ 时, $H(S)$ 为零, 称为转移函数的零点。

网络函数的零点和极点可以画在以 σ 为横坐标(实轴) $j\omega$ 为纵坐标(虚轴)的复平面上, 这一平面称为 S 平面, 其虚轴即为实频率轴。图1-2-3表示一阶低通转移函数的零点和极点在 S 平面上的位置。

二、二阶低通电路

图1-2-4所示的是二阶低通电路, 其电压转移函数 $H(S)$ 为

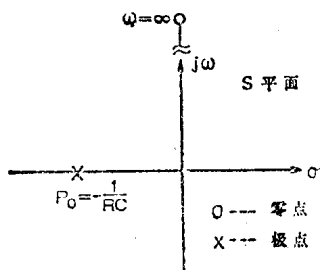


图 1-2-3 一阶低通电路的零点和极点

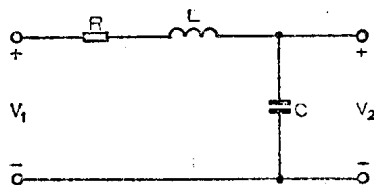


图 1-2-4 二阶低通电路

$$H(S) = \frac{V_2}{V_1} = \frac{\frac{1}{LC}}{S^2 + \frac{R}{L}S + \frac{1}{LC}} = \frac{\omega_0^2}{S^2 + \frac{\omega_0}{Q}S + \omega_0^2} \quad (1-2-7)$$

式中

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}, \quad Q = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (1-2-8)$$

而式(1-2-7)的分母 S 多项式的根可解得为

$$P_{1,2} = -\frac{R}{2L} \pm \sqrt{\left(\frac{R}{2L}\right)^2 - \frac{1}{LC}} = -\sigma_1 \pm j\omega_1 \quad (1-2-9)$$

将式(1-2-8)代入得

$$P_{1,2} = -\frac{\omega_0}{2Q} \pm \sqrt{\left(\frac{\omega_0}{2Q}\right)^2 - \omega_0^2} \quad (1-2-10)$$

式(1-2-9)表明 P_1 和 P_2 互为共轭, 亦即与实轴成对称地分布在 S 平面的左半平面上, 此外当 $\omega = \infty$ 时, 式(1-2-7)有重阶零点。

二阶低通电路的零极点分布示于图1-2-5。

式(1-2-8)中的 ω_0 称为自然角频率, $f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi}$ 称为自然频率或固有频率。这个电路的谐振频率 ω_1 和自然频率 ω_0 是不等的, 它们的关系为

$$\omega_1 = \omega_0 \sin\phi = \sqrt{\omega_0^2 - \sigma_1^2} \quad (1-2-11)$$

我们定义阻尼因数 d

$$d = \cos\phi = \frac{R}{2} \sqrt{\frac{C}{L}} = \frac{\sigma_1}{\omega_0} \quad (1-2-12)$$

它是由滤波器频率响应峰确定的, 在自然频率处 $d = 1$, 称为临界阻尼。式(1-2-8)中的 Q 是被用来说谐振峰陡峭程度的, 又称为极点 Q , 比较式(1-2-8)和式(1-2-12), 得

$$Q = \frac{1}{2d} = \frac{\omega_0}{2\sigma_1} \quad (1-2-13)$$

Q 值还可由下式得出

$$Q = \frac{f_0}{\text{3dB带宽}} \quad (1-2-14)$$

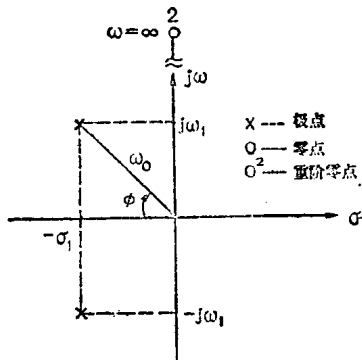


图 1-2-5 二阶低通电路的零点和极点

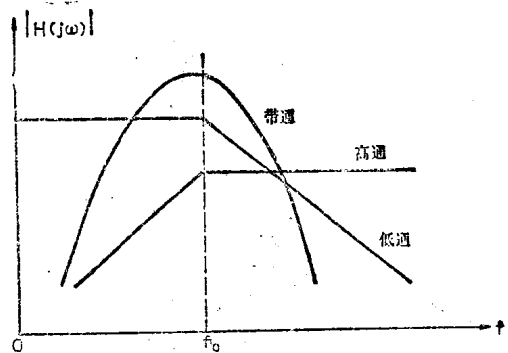


图 1-2-6 低通、高通和带通响应与 f_0 的关系 ($Q > 1$)

对于高 Q ($Q > 1$) 滤波器来说, 由于极点在 S 平面上很靠近虚轴, $\sin\phi \approx 1$, 所以 $\omega_1 \approx \omega_0$ 或 $f_1 \approx f_0$ 。

高 Q 二阶滤波器的频率 f_0 , 在带通滤波器系指中心频率; 在低通或高通滤波器系指低通或高通特性发生转折处的频率 (见图 1-2-6)。

二阶低通电路的幅度及相位频率特性可以从式 (1-2-7) 求出为

$$|H(j\omega)| = \frac{\omega_0^2}{\sqrt{(\omega_0^2 - \omega^2)^2 + \frac{\omega_0^2}{Q^2} \omega^2}} \quad (1-2-15)$$

$$\arg H(j\omega) = \tan^{-1} \frac{\omega\omega_0}{Q(\omega_0^2 - \omega^2)} \quad (1-2-16)$$

它们都和 Q 值有关, 不同 Q 值时的幅度及相位频率特性示于图 1-2-7。

三、各类二阶滤波器的特性

上面我们着重分析了一阶、二阶低通滤波器的幅度及相移频率特性, 其它各类滤波器的分析方法与之相似, 例如二阶高通的转移函数为

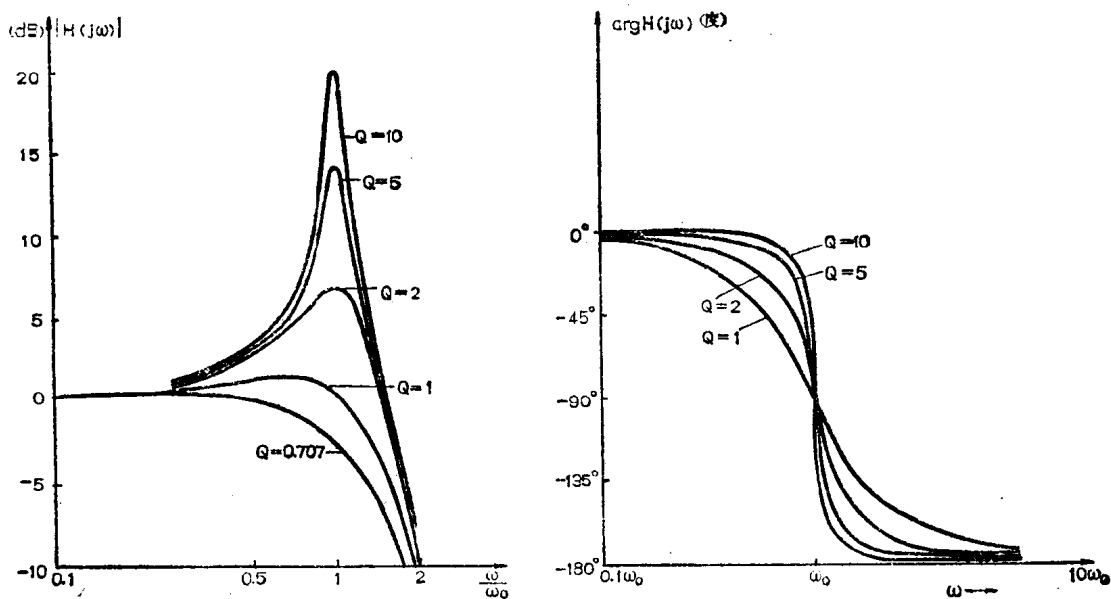
$$H(S) = \frac{HS^2}{S^2 + \frac{\omega_0}{Q}S + \omega_0^2} \quad (1-2-17)$$

它具有与二阶低通相同的两个极点, 但在零频率有二重零点。其幅度特性示于图 1-2-8, 式 (1-2-17) 中 Q 与 ω_0 的意义也与低通的相似。

二阶带通的转移函数为

$$H(S) = \frac{H \frac{\omega_0}{Q} S}{S^2 + \frac{\omega_0}{Q}S + \omega_0^2} \quad (1-2-18)$$

它具有两个极点, 在零频率和无限大频率处各有一个零点。其幅度频率特性如图 1-2-9 所示。



a) 幅度特性

b) 相移特性

图 1-2-7 二阶低通电路幅度及相移频率特性和 Q 值的关系

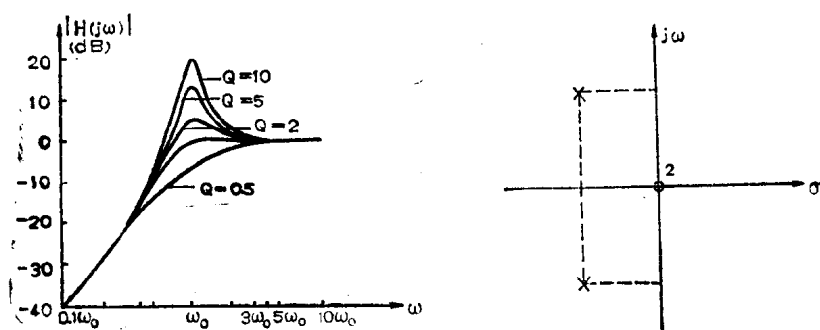


图 1-2-8 二阶高通转移函数的幅度特性 ($H = 1$)

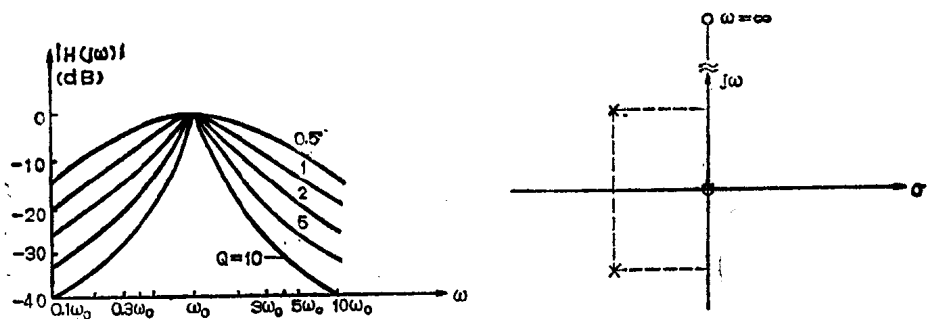


图 1-2-9 二阶带通转移函数的幅度特性 ($H = 1$)

具有传输零点的二阶转移函数为

$$H(S) = \frac{H(S^2 + \omega_N^2)}{S^2 + \frac{\omega_0}{Q}S + \omega_0^2} \quad (1 \leq Q \leq 10) \quad (12-19)$$

它也有两个极点,在 $\pm j\omega_N$ 处为零点。当 $\omega_N > \omega_0$ 时,可以用来作为低通滤波器及带通滤波器

高频侧有衰减峰的二阶基本节；当 $\omega_N < \omega_0$ 时，可以用作高通滤波器及带通滤波器低频侧电路的二阶基本节。图1-2-10表示当 $\omega_N = 3\omega_0$ 、 $H = \frac{1}{9}$ 时的幅度特性。

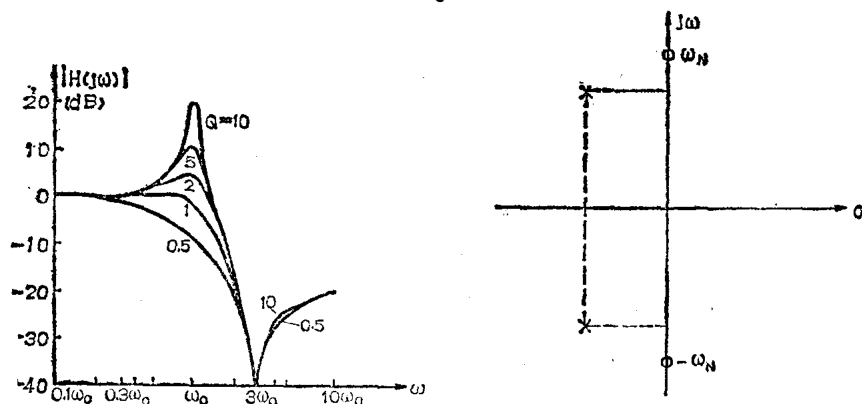


图 1-2-10 具有传输零点的二阶转移函数的幅度特性

二阶全通滤波器的转移函数为

$$H(S) = \frac{S^2 - \frac{\omega_0}{Q}S + \omega_0^2}{S^2 + \frac{\omega_0}{Q}S + \omega_0^2} \quad (1-2-20)$$

其幅度特性及在 S 平面上零点和极点的分布示于图1-2-11，由式(1-2-20)可以看出其零点和极点对虚轴是对称的，因此分子分母的绝对值不管 ω 如何变化始终相等，即转移函数的幅度总是1，

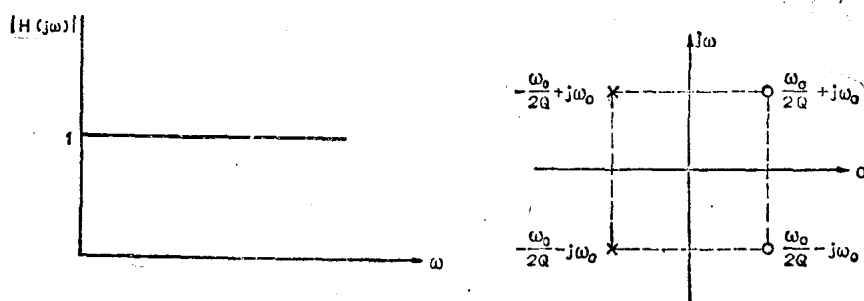


图 1-2-11 二阶全通节的幅度特性及零极点分布图

$$|H(j\omega)| = 1 \quad (1-2-21)$$

其相移特性和延迟特性分别为

$$\arg H(j\omega) = -\theta = -2 \tan^{-1} \frac{\omega_0 \omega}{Q(\omega_0^2 - \omega^2)} \quad (1-2-22)$$

$$\tau(\omega) = \frac{d\theta}{d\omega} = \frac{\frac{2Q}{\omega_0} \left(1 + \frac{\omega^2}{\omega_0^2}\right)}{\frac{\omega^2}{\omega_0^2} + Q^2 \left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2}\right)^2} \quad (1-2-23)$$

式(1-2-21)表明该电路幅度特性与频率无关，而且是直通的，只是相位在 ω_0 至 ∞ 频率范围内旋转 2π 。可以用来对传输信道或滤波器的相位（或延迟）进行均衡（或校正）。不同 Q 值时的相移及延迟频率特性示于图1-2-12，

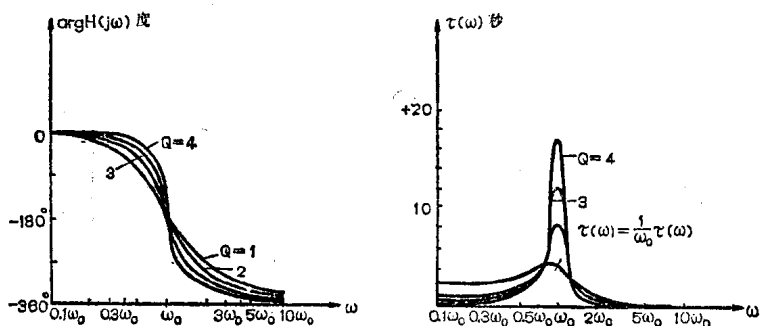


图 1-2-12 二阶全通节的相移及延迟特性

关于有源高阶滤波器的实现方法主要有级联法、多径反馈和 LC 梯型模拟等，这些方法将在后面有关的章节中予以详细地讨论。

第三节 归 一 化

在电路的分析和设计中，为了使工程计算规格化和通用化，采用“归一化”的办法对设计数据进行统一处理。

图1-3-1是一个二阶低通基本节电路及其幅度特性的实例，它的转移函数为

$$\begin{aligned}
 H(S) &= \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2} \frac{1}{S^2 + \left[\frac{1}{R_1 C_1} + \frac{1}{R_2 C_2} \right] S + \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}} \\
 &= \frac{1}{R^2 C_1 C_2} \frac{1}{S^2 + \left(\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} \right) \frac{1}{R} S + \frac{1}{R^2 C_1 C_2}} \quad (1-3-1)
 \end{aligned}$$

式中 $R_1 = R_2 = R$ 。

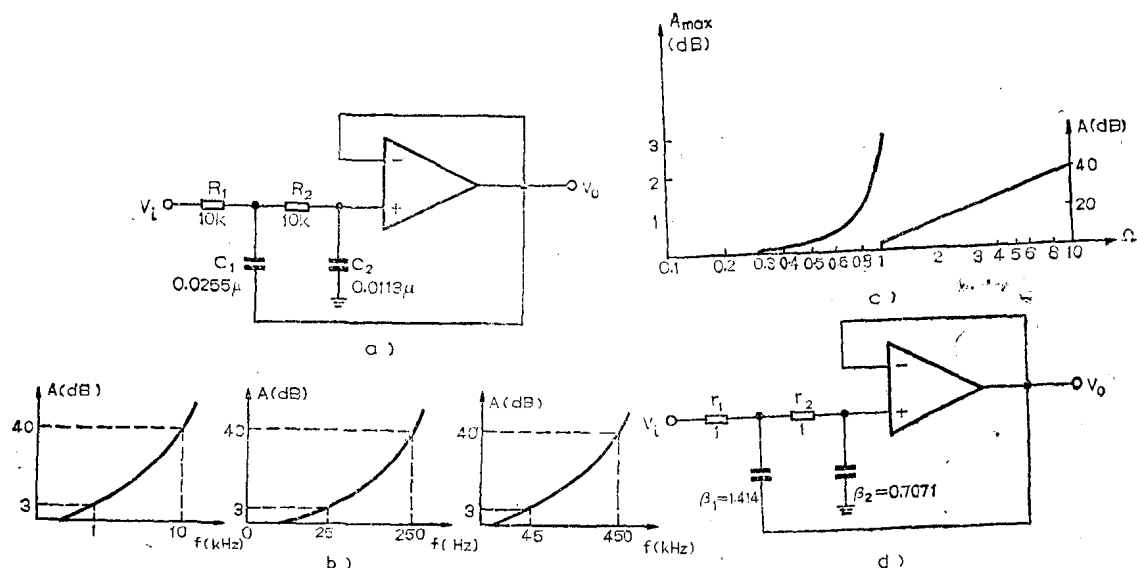
显然在不同的元件值下电路的衰减特性各不相同。元件值如在图 1-3-1a) 中所标时，其 3dB 带宽为 0 ~ 1000Hz；当 $R_{1,2} = 100k\Omega$ ， $C_1 = 0.09\mu F$ ， $C_2 = 0.045\mu F$ 时，其 3dB 带宽为 0 ~ 25Hz；当 $R = 5k\Omega$ ， $C_1 = 1000pF$ ， $C_2 = 500pF$ 时，其 3dB 带宽为 0 ~ 45,000Hz。这些不同元件值的电路衰减频率特性分别表示在图 1-3-1b)。从图可以看出这些衰减特性形状甚为相似，只是频率范围不同；但元件值相差很大，这样就对分析和计算带来不便，因此须用“归一化”方法进行处理。

一、频率和阻抗的归一化

重新选取度量单位标准就叫归一化，对有源 RC 低通来说，频率和阻抗归一化方法和无源 LC 滤波器是相同的。重新选择频率度量单位就叫频率归一化、重新选择阻抗度量单位就叫阻抗归一化，用新的度量单位所描述的电路就称为归一化电路。为了区别原电路和归一化电路中的各电气量，引用列于表 1-3-1 中的符号和名称。

表中 Ω 为归一化角频率，

$$\Omega = \frac{\omega}{\omega_r} = \frac{f}{f_r} \quad (1-3-2)$$



a) 实际电路及元件值 b) 三种情况的 $A \sim f$ 特性 c) 归一化衰减特性 d) 归一化电路及元件值

图 1-3-1 二阶低通基本节实例

表 1-3-1

归一化前后各电气量间的关系

	角频率和频率	阻抗	电阻	电容	时间
原电路	ω 或 f	Z	R	C	t
归一化电路	Ω	z	R' 或 r	C' 或 β	τ
相互关系	$\Omega = \frac{\omega}{\omega_r} = \frac{f}{f_r}$	$z = \frac{Z}{R_r}$	$R' = r = \frac{R}{R_r}$	$C' = \beta = \frac{C}{C_r}$	$\tau = \frac{t}{t_r}$

其中 ω_r 或 f_r 为基准角频率或基准频率，对于低、高通可以选取 3dB 截止频率或通带有效边界频率或自然频率作为基准频率；对于带通则选取中心频率 f_0 作为基准频率。

与无源 LC 滤波里选电源内阻 R_i 为基准电阻的情况不同，这里对基准电阻 R_r 的选取有很大的任意性，在本例中可取 $R_r = R_1 = R_2 = R$ ，使 $R' = r = 1$ 。

基准电容的选取则是由计算确定，因为

$$\frac{Z_c}{R_r} = z_c = \frac{1}{j \frac{\omega}{\omega_r} \omega_r R_r C} = \frac{1}{j \Omega \beta} = \frac{1}{j \Omega C'} \quad (1-3-3a)$$

所以

$$\beta = C' = \omega_r R_r C = \frac{C}{C_0}$$

$$C_0 = \frac{1}{\omega_r R_r} \quad (1-3-3b)$$

对图 1-3-1a) 电路进行归一化处理后，三种不同元件值的衰减特性完全一致（如图 1-3-1c)）。归一化元件值也相同，现在以 0 ~ 1000Hz 带宽的二阶电路为例计算如下

$$R' = r = \frac{10k\Omega}{10k\Omega} = 1, \quad C_0 = \frac{1}{\omega_r R_r} = \frac{1}{6.2832 \times 10^3 \times 10^4} = 0.015915457 \mu F$$

$$\beta_1 = C_1' = \frac{0.0225\mu\text{F}}{0.015915457\mu\text{F}} = 1.414, \quad \beta_2 = C_2' = \frac{0.0113\mu\text{F}}{0.015915457\mu\text{F}} = 0.7071$$

用其它两组带宽计算的结果一定也是以上各值。完整的归一化电路示于图(1-3-1d)。

采取归一化措施后网络函数也相应的有所变化,例如前例的转移函数将变成

$$H(S) = \frac{1}{S^2 + 1.414S + 1} \quad (1-3-4)$$

最后解释归一化时间 τ 和时间 t 的关系

$$\tau = \frac{t}{t_r} \quad (1-3-5)$$

式中 t_r 为基准时间。为了保持归一化前后的公式形式不变,基准时间与基准角频率应满足以下关系

$$t_r = \frac{1}{\omega_r} \text{ 或 } t_r \omega_r = 1 \quad (1-3-6)$$

这是因为相角本身和归一化与否无关,归一化前 $\phi = \omega t$,归一化后

$$\phi = \Omega \tau = \frac{\omega t}{\omega_r t_r} \quad (1-3-7)$$

因此必须满足式(1-3-6)的条件。所以从滤波器图表上查得的滤波器归一化延迟 τ_i 时,其实际延迟值为

$$t_i = \frac{\tau_i}{\omega_r} \quad (1-3-8)$$

二、反归一化

归一化是为方便设计而引入的,滤波器设计图表(见附录二)中所给出的数据都是归一化值,如式(1-3-4)的二阶低通转移函数那样。如何从归一化值求实际所需的值,这就是反归一化问题,我们仍以式(1-3-4)为例说明反归一化过程。

现在要求设计一只3dB点在400Hz处的二阶低通电路,由式(1-3-4)、(1-3-7)和(1-2-8)有:

$$C_1' = 2Q = \frac{1}{\sigma_1} = 1.414$$

$$C_2' = \frac{1}{2Q} = \frac{\sigma_1}{\sigma_1^2 + \Omega_1^2} = 0.7071$$

而 $\omega_r = 6.2832f_r = 6.2832 \times 400$, 设取 $R_r = 50\text{k}\Omega$, 则

$$C_0 = \frac{1}{\omega_r R_r} = \frac{1}{6.2832 \times 400 \times 50 \times 10^3} = 7.9577285\text{nF}$$

所以 $C_1 = 1.414C_0 = 11.25\text{nF}$

$C_2 = 0.7071C_0 = 5.627\text{nF}$

需要注意的是由于 R_r 可以任意选取,所以有众多的不同取值方式,最后应选择电容值较为合