

第 5 篇 模 拟 电 路

主 编 刘元明

执 笔 王 洁

赵广仁

刘元明

刘承玺

主 审 胡东成

目 录

第1章 无源滤波器、衰减器和均衡器

1 无源滤波器	5-1
1.1 无源滤波器基本概念	5-1
1.2 LC 滤波器的设计	5-3
1.3 晶体滤波器	5-12
1.4 压电陶瓷滤波器	5-20
1.5 机械滤波器	5-24
2 衰减器	5-26
2.1 固定衰减器的设计	5-26
2.2 可变衰减器的设计	5-28
3 均衡器	5-29
3.1 无源衰减均衡器	5-29
3.2 有源幅度均衡器	5-32
3.3 无源时延均衡器	5-32
3.4 有源时延均衡器	5-34

第2章 放大器的基本原理

1 晶体管低频放大器的基本概念	5-35
1.1 分类	5-35
1.2 主要性能参数	5-35
1.3 偏置稳定电路	5-35
1.4 基本分析方法	5-38
1.5 三种组态放大器的等效电路及性能指标计算	5-39
1.6 频率响应	5-40
1.7 级间信号的传递方式	5-41
2 场效应晶体管放大器	5-41
2.1 偏置电路	5-41
2.2 场效应晶体管三种基本组态放大器的等效电路与性能指标计算公式	5-42
3 负反馈放大器	5-43
3.1 方框图、基本反馈方程式	5-43
3.2 负反馈对放大器性能的影响	5-44
3.3 射极跟随器	5-46
4 直流放大器	5-47
4.1 单端式直流放大器	5-47
4.2 差分放大器	5-48

5 集成运算放大器

5.1 基本运算电路	5-52
5.2 部分国产集成运算放大器的系列产品	5-55

6 选频放大器

6.1 构成与分类	5-56
6.2 分散选频式带通放大器	5-57

7 宽频带放大器

第3章 波形发生器

1 正弦波振荡器

1.1 反馈式正弦波振荡器	5-61
1.2 负阻振荡器	5-82

2 非正弦波发生器

2.1 由分立元件组成的非正弦波发生器	5-83
2.2 由集成运放组成的非正弦波发生器	5-83

第4章 模拟信号处理电路

1 模拟运算电路

1.1 线性运算	5-91
1.2 非线性运算	5-95
1.3 乘法器及其应用	5-98

2 有源滤波器

2.1 有源滤波器的特点及类型	5-105
2.2 二阶有源滤波器电路	5-110
2.3 高阶滤波器的设计	5-115
2.4 高Q值滤波器	5-118

3 电压比较器

3.1 电压比较器的性能及主要技术指标	5-118
3.2 电压比较器的应用	5-120

4 采样电路

4.1 概述	5-122
4.2 多通道采样电路	5-123
4.3 采样电路应用实例	5-124

5 模拟开关电路

5.1 概述.....	5-125
5.2 二极管开关电路.....	5-125
5.3 双极型三极管开关电路.....	5-129
5.4 场效应晶体管开关电路.....	5-131

第 5 章 调制电路与解调电路

1 振幅调制及解调 (检波) 电路	5-134
-------------------------	-------

1.1 振幅调制.....	5-134
1.2 检波.....	5-141
2 角度调制及解调电路.....	5-147
2.1 角度调制.....	5-147
2.2 调角信号的解调电路.....	5-152
参考文献.....	5-158

电子电路包括模拟电路和数字电路，模拟电路是电子技术的基础。

自然界的物理量大部分是模拟量，很多电子系统如通信、广播、量测、自动控制及工业加工等系统都需要对各种模拟信号进行放大、变换与检测等处理。其中，模拟电路起着极其重要的作用。

对于从事计算机和数字技术的人们，了解并掌握模拟技术是非常必要的。模拟电路担负着联系计算机、数字检测仪表等电子系统的多种模拟接口的

功能，成为沟通计算机与实际工程系统之间联系的不可缺少的中介环节，也是决定各种数字检测仪表精度的核心部件。模拟电路在许多技术领域中有非常广泛的应用。

本篇的内容有：无源滤波器、衰减器和均衡器、放大器、波形发生器、模拟信号处理电路、调制电路与解调电路等。各部分对各种基本电路都有较简洁的说理和分析，并附有一定数量的实用电路供有关人员参考。

第1章 无源滤波器、衰减器和均衡器

1 无源滤波器

1.1 无源滤波器基本概念

无源滤波器是由无源线性器件构成的复杂电路，在信息传输中具有选频特性的无源四端网络。近代电子设备中滤波器应用十分广泛，其功能有以下几方面：

1) 分离信号、抑制干扰 这是滤波器最广泛最基本的功能，在信息传输中滤波器能使所需频率信号顺利通过，而对不需要的频率信号（称干扰）受到很大衰减或阻塞。

2) 阻抗变换、阻抗匹配 电子设备中，经常遇到实际负载阻抗与信号源所需要负载阻抗不相等，若把它们直接连接起来将会产生信号反射，则不能得到最大功率传输；如果在它们之间插入适当设计的滤波器进行阻抗变换，能在确定频带内实现匹配。

3) 延迟信号 电子设备中，经常需要在确定频带内延迟信号或校正设备时延的不均匀性，都可

用滤波器来完成。

1.1.1 滤波器类型

电子设备中应用的滤波器种类繁多，但根据其元器件的不同，可分为无源滤波器和有源滤波器两大类。无源滤波器所使用的元件是无源元件，在这一大类滤波器中，根据选用的元件特征进行分类见表5-1-1，此表亦示出各类滤波器的应用频段，相对带宽及选频功能。

通常，滤波器又按其频率的选择性分为以下四种形式，见图5-1-1。

1) 低通滤波器 它的通带由零延伸至某一规定的上限频率 f_1 ，阻带由 f_2 延伸至无限大，位于通带和阻带之间的频率称为过渡带。其响应曲线见图5-1-1a。

2) 高通滤波器 阻带位于低频范围内，通带由 f_2 延伸至无限大。其响应曲线见图5-1-1b。

3) 带通滤波器 通带限定在两个有限频率 f_1 和 f_2 之间，通带两侧分别是下阻带和上阻带。其响应曲线见图5-1-1c。

表5-1-1 无源滤波器的分类及其应用频段

类 型	应用频段	相对带宽 (%)	选频功能
LC	100Hz~100MHz	5~100	低通、高通、带通、带阻
晶体	10kHz~30MHz	0.4~10	带通、带阻
陶瓷	50kHz~20MHz	1~3.7(7)	带通、带阻
机械	100Hz~600kHz	0.1~20	带通、带阻
螺旋	10~500MHz	0.5~40	带 通
单片石英晶体	5~200MHz	0.001~0.3	带 通
声表面波	10MHz~2GHz	最大50~100	带通、带阻

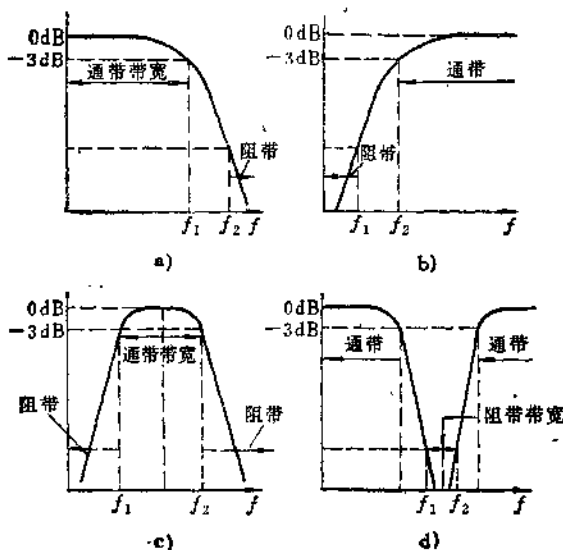


图5-1-1 四种典型滤波器频率响应曲线

a) 低通响应曲线 b) 高通响应曲线

c) 带通响应曲线 d) 带阻响应曲线

4) 带阻滤波器 阻带限定在两个有限频率 f_1 与 f_2 之间, 阻带两侧分别是下通带和上通带。其响应曲线见图5-1-1d。

1.1.2 滤波器的技术指标

根据传输信号的要求, 对滤波器规定了严格的技术指标。滤波器技术指标的定义是以四端网络理论为基础的, 通常都是以衰减特性来表明滤波器的选频特性, 图5-1-2给出一个典型滤波器的衰减特性。为判定滤波器质量, 合理进行选用, 列出以下各项技术指标。

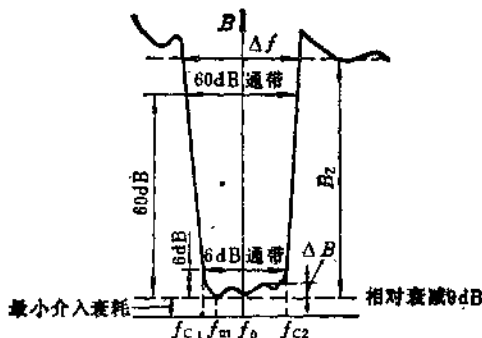


图5-1-2 典型滤波器衰减特性

1) 最大输出频率 f_m 、中心频率 f_0 、截止频率 f_c 和参考频率 f_{f_0} 为通带衰减最小一点的频

率; f_c 为在通带边界上相对衰减达到规定值的频率, 带通和带阻滤波器具有上下两个截止频率 f_{c1} 、 f_{c2} ; f_0 为带通滤波器或带阻滤波器上下两个截止频率 f_{c1} 、 f_{c2} 的几何平均值, 即 $f_0 = \sqrt{f_{c1}f_{c2}}$, 而实际上常用它们的算术平均值作为几何平均值的近似值, 故中心频率 $f_0 \approx (f_{c1} + f_{c2})/2$; 参考频率 f 为通带内取作参考标准的频率。

2) 通带宽度 Δf (亦称带宽)、相对带宽 $\Delta f/f_0$ 一般定义为上下两个截止频率之差, 即 $\Delta f = f_{c2} - f_{c1}$ 。而各种滤波器根据传输信号特点, 对通带宽度可以有不同要求, 若是3dB带宽, 则取滤波器衰减特性曲线3dB衰减点之间的频率宽度。

相对带宽是描述带通滤波器传输特性的一个重要参数。

$$\text{相对带宽} = \frac{\Delta f}{f_0} \%$$

3) 通带波动 ΔB 滤波器通带内, 衰减特性的波峰、波谷之差的最大值 ΔB 定义为通带波动。

4) 相对衰减 一个给定频率的衰减与通带中规定频率 (参考频率) 点衰减之差, 即为相对衰减。图5-1-2中以 f_m 为参考频率。

5) 插入损耗 B 负载直接从信号源取得的视在功率 P_0 与负载通过滤波器所取得的视在功率 P_2 之比的自然对数之半, 其公式为

$$B = \frac{1}{2} \ln \left| \frac{P_0}{P_2} \right|$$

滤波器的插入损耗, 通常是指通带内某一特定频点上的插入损耗, 它是评定功率损耗最常用的标准。

6) 防卫度 B_Z (又称阻带抑制或带外抑制) 在规定的阻带频率范围内的最小相对衰减值。根据滤波器通带内任意参考频率上的输出电压 U 与在上下阻带所规定的频率范围内所出现的最大电压 U_2 , 求出阻带防卫度

$$B_Z = 20 \lg \left| \frac{U}{U_2} \right| (\text{dB})$$

或

$$B_Z = \ln \left| \frac{U}{U_2} \right| (N)$$

防卫度 B_Z 表示滤波器对阻带信号的抑制能力, 如果 B_Z 值高, 即阻带内相对衰减大, 则对临近通带产生的干扰信号就小。

7) 过渡带、矩形系数 K 在实际滤波器的衰减特性中, 从通带到阻带都有一定的过渡区域, 通常用截止频率与邻近阻带内最近一点频率之差的频

带定义为过渡带, 过渡带表示衰减特性的陡峭程度, 同时亦可用矩形系数表示。

矩形系数 K 通常用相对衰减为阻带抑制 B_Z 时的带宽 Δf_{BZ} 与相对衰减为3dB或6dB时带宽之比来表示, 即

$$K = \frac{\Delta f_{BZ}}{\Delta f_{3dB}}$$

或

$$K = \frac{\Delta f_{BZ}}{\Delta f_{6dB}}$$

矩形系数 K 值是大于1的数, 其值越接近于1, 则过渡带越窄, 防卫度越高, 滤波器选择性越好。

8) 终接阻抗、特性阻抗 (亦称影象阻抗)、滤波器的匹配连接 滤波器前向、后向连接如图5-1-3所示。



图5-1-3 滤波器的两端终接阻抗

滤波器输入端所接的信号源内阻 Z_s 和输出端所接负载阻抗 Z_L 均称滤波器的终接阻抗。

滤波器输入端特性阻抗 Z_{C1} 、输出端特性阻抗 Z_{C2} 为

$$Z_{C1} = \sqrt{Z_{110}Z_{11\infty}}$$

$$Z_{C2} = \sqrt{Z_{120}Z_{12\infty}}$$

式中 Z_{110} 、 $Z_{11\infty}$ 为输出端22'短路 ($Z_L = 0$) 和开路 ($Z_L = \infty$) 时11'端的输入阻抗; Z_{120} 、 $Z_{12\infty}$ 为输入端11'短路 ($Z_s = 0$) 和开路 ($Z_s = \infty$) 时22'端的输入阻抗。

滤波器匹配联接时, 滤波器的终接阻抗等于特性阻抗。

9) 滤波器输入端反射系数 ρ_1 、反射衰减 $b_{\rho 1}$ 输出端反射系数 ρ_2 和反射衰减 $b_{\rho 2}$

$$\rho_1 = \left| \frac{Z_s - Z_{C1}}{Z_s + Z_{C1}} \right|$$

$$\rho_2 = \left| \frac{Z_L - Z_{C2}}{Z_L + Z_{C2}} \right|$$

$$b_{\rho 1} = 20 \lg \frac{1}{\rho_1} \quad (\text{dB})$$

$$b_{\rho 2} = 20 \lg \frac{1}{\rho_2} \quad (\text{dB})$$

式中 Z_1 、 Z_2 为滤波器的输入阻抗和输出阻抗; Z_s 、 Z_L 为终接阻抗。

反射系数, 反射衰减是滤波器终接阻抗和输入、输出阻抗失配程度的度量, 它们定量地表示因滤波器和负载失配引起衰减的大小。

10) 时延和群时延 由于滤波器的输出信号相对于输入信号有一相移, 所以输出信号相对于输入信号有一时间延迟, 相移和时间延迟都是频率的函数。不论是传输相移, 还是介入相移, 对于正弦信号, 若角频率为 ω_1 、相移为 ϕ_1 , 则滤波器在该频率下的时延为 $t = \phi_1 / \omega_1$, 所以时延也称“相位时延”。如果滤波器的时延值为恒量, 则滤波器不会引起相位失真。

群时延定义为相位对于频率的变化率

$$\tau_1 = \left. \frac{d\phi}{d\omega} \right|_{\omega = \omega_1}$$

如果在某一频率范围内, 相位特性曲线为一直线, 则在这段频率范围内的群时延为一常数, 则信号通过时不会产生包络失真。

1.2 LC滤波器的设计

目前, 滤波器的设计, 有影象参数法 (又称特性参数设计法) 和网络综合法 (又称工作参数设计法)。影象参数法是利用影象参数设计滤波器, 因为实测滤波特性与理论上预定特性差别很大, 不能满足高精度滤波特性的要求。而应用最多的是网络综合法, 其设计过程即是完成“近似”与“实现”的过程, 首先寻求一个物理可实现系统的传输函数和特征函数去逼近某一要求的滤波特性, 进而综合出实际网络结构和元件参数值, 获得高精度的滤波特性。网络综合法设计滤波器需要具有较深的数学和网络知识, 但由于计算技术的发展, 根据设计公式编制了各类滤波器的设计程序, 并能在计算机上运行, 完成了大量的数学计算工作, 产生许多设计图表, 因而使设计过程大大简化。

通常, 应用的高通、带通、带阻滤波器的设计都是以低通原型滤波器设计为基础, 再经过频率变换而得到, 这样, 低通原型滤波器设计就成为关键问题。

1.2.1 低通原型滤波器设计要点

低通滤波器设计首先根据给定技术条件, 选择某一形式的低通原型滤波器, 查出、计算归一化元件值, 然后用所要求的截止频率和负载电阻进行标定, 便可得到所需要低通滤波网络。

1. 滤波器特性的逼近 理想化的低通滤波器衰减特性是不可能实现的, 实际上只能以尽可能小

的误差去逼近它。当选用不同的逼近函数便可得到不同响应曲线,即不同的衰减特性的滤波器,经常采用的逼近函数特性有以下几种:

1) 巴特沃兹 (Butterworth) 滤波器 又称最平响应滤波器,通带内幅度最平坦,通带外上升缓慢。

2) 切比雪夫 (Chebyshev) 滤波器 又称等波纹响应滤波器,通带内呈等波纹起伏,通带外衰减单调上升。

3) 考尔 (Cauer) 滤波器 又称通阻带等波纹响应滤波器,通带、阻带内均呈等波纹起伏,其过渡带衰减上升最快,但设计计算很繁琐,网络结构复杂。

4) 贝塞尔 (Bessel) 滤波器 又称最平时延滤波器,具有最大平坦群时延特性。

2. 归一化低通原型滤波器频率和阻抗的综合标定 通常,都将低通原型滤波器的阻抗和频率作归一化处理,使得滤波器设计通用化。工程设计中查表得到的是频率和阻抗都已归一化的元件值,根据设计要求还要标定成实际需要的截止频率 ω_c 和负载电阻 R_L (或电源内阻) 时的元件值。实际值按下列公式计算:

$$R = R' R_L$$

$$L = \frac{R_L}{\omega_c} L'$$

$$C = \frac{1}{\omega_c R_L} C'$$

$$\omega = \Omega \omega_c$$

式中 R, L, C, ω 为实际值; R', L', C', Ω 为归一化值。

3. 综合网络的对称性 用网络综合法设计巴特沃兹和切比雪夫低通原型滤波器,得到的网络结构形式为 T 型或其对偶形式 π 型,如表 5-1-2 底部和顶部示出的两个对偶网络。这两个网络的响应曲线是一致的,在电气上是等效的,即满足同一要求的低通滤波器都具有两种结构,设计者可根据要求选定其中一种。一般选电感小的电路,因为电感器在频率低时较大,损耗较大,制造工艺比电容复杂,且易受外界电磁场干扰。

欲将已知 T 型网络变换为其对偶形式,网络结构和元件特性作如下变化:

(1) 串联支路变为并联支路,反之亦然;

(2) 并联元件变为串联元件,反之亦然;

(3) 电感变为电容,电容变为电感,而元件值不变,即 $\alpha(H)$ 变为 $\alpha(F)$; 电阻变为电导,而数值不变,即 $\beta(\Omega)$ 变为 $\beta(S)$; 开路变为短路,电流源变为电压源,反之亦然。

图 5-1-4 示出由已知 T 型网络变换为其对偶形式的例子。

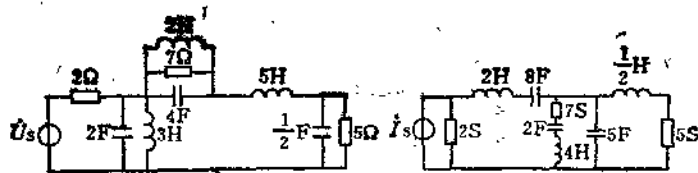


图 5-1-4 对偶电路

表 5-1-2 最平响应滤波器的元件值 (对应 3dB 点频率和 R_L 归一化值)

n	C_1	L_2	C_3	L_4	C_5	L_6	C_7	L_8	C_9	L_{10}
2	1.414	1.414								
3	1.000	2.000	1.000							
4	0.7054	1.948	1.448	0.7654						
5	0.6180	1.618	2.000	1.618	0.6180					
6	0.5176	1.414	1.932	1.932	1.414	0.5176				
7	0.4450	1.247	1.802	2.000	1.802	1.247	0.4450			
8	0.3902	1.111	1.663	1.962	1.962	1.663	1.111	0.3902		
9	0.3473	1.000	1.532	1.879	2.000	1.879	1.532	1.000	0.3473	
10	0.3129	0.908	1.414	1.782	1.975	1.975	1.782	1.414	0.9080	0.3129
n	L_1	C_2	L_3	C_4	L_5	C_6	L_7	C_8	L_9	C_{10}

注:表中首行内项目与表顶网络相对应;末行内项目与表底网络相对应。

1.2.2 巴特沃兹低通滤波器设计

巴特沃兹低通滤波器在零频率上有最佳的衰减特性逼近。

当考虑截止频率为任意频率 ω_p (即基准频率为任意频率 ω_p) 时的衰减特性如图5.1-5所示。

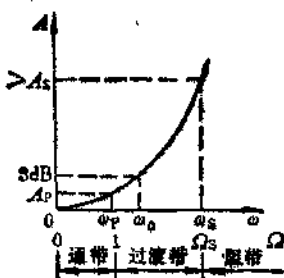


图5.1-5 任意截止频率下衰减特性

传输函数模平方 $|H|^2$ 及衰减 A 分别为

$$|H|^2 = 1 + \epsilon^2 \left(\frac{\omega}{\omega_p} \right)^{2n} \approx 1 + \epsilon^2 \Omega^{2n} \quad (5.1-1)$$

$$A = 10 \lg \left[1 + \epsilon^2 \left(\frac{\omega}{\omega_p} \right)^{2n} \right] \\ = 10 \lg (1 + \epsilon^2 \Omega^{2n}) \quad (\text{dB})$$

式中 Ω 为对任一基准频率的归一化频率, $\Omega = \omega$

$/\omega_p$; n 为滤波器的阶数。

图5.1-5示出, $0 \leq \Omega \leq 1$ ($0 \leq \omega \leq \omega_p$) 为通带, $\Omega_s \leq \Omega \leq \infty$ ($\omega_s \leq \omega \leq \infty$) 为阻带, $1 \leq \Omega \leq \Omega_s$ ($\omega_p \leq \omega \leq \omega_s$) 为过渡带。

当 $\Omega = \omega = 0$ 时, $|H| = H(0) = 1$, $A(0) = 0$, 因此要求终接阻抗 $R_2 = R_1$ 。当基准频率为3dB频率 ω_0 时,

$$|H|^2 = 1 + \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)^{2n} \quad (5.1-2)$$

比较式 (5.1-1) 和式 (5.1-2), 可知

$$\frac{\omega^2}{\omega_0^2} = \frac{1}{\Omega^{2n}}$$

$$\omega_p = \epsilon^{\frac{1}{2n}} \omega_0$$

当 $\omega = \omega_p$, 即 $\Omega = 1$ 时, 反射系数的模平方为

$$|\rho|^2 = \frac{\epsilon^2}{1 + \epsilon^2}$$

$$\epsilon = \frac{1}{\sqrt{\rho^{-2} - 1}}$$

于是 $\omega_p = \left(\frac{1}{\rho^{-2} - 1} \right)^{\frac{1}{2n}} \omega_0$

表5.1-3示出截止点为任意衰减的巴特沃兹低通滤波器设计步骤和举例。

表5.1-3 截止点为任意衰减的巴特沃兹低通滤波器设计步骤和举例

设计要求:

通带: $f \leq f_p = 10 \text{ kHz}$, 反射系数 $\rho \leq 10\%$

(相应衰减量 $A_p \leq 0.044 \text{ dB}$)

阻带: $f \geq f_s = 20 \text{ kHz}$, 衰减量 $A_s \geq 25 \text{ dB}$

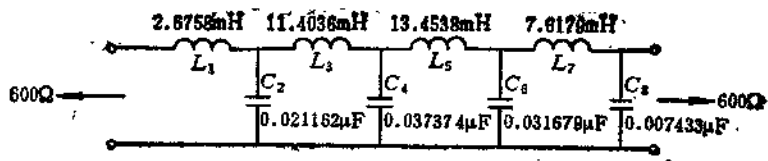
终接电阻: $R_1 = R_2 = 600 \Omega$

设计步骤	计 算 公 式	计 算 举 例
归一化角频率 Ω_s	$\Omega_s = \frac{f_s}{f_p}$	$\Omega_s = \frac{20}{10} = 2$
阶数 n	1) 由计算公式求 n $n \geq \frac{\lg \sqrt{(10^{0.1 A_s} - 1)(\rho^{-2} - 1)}}{\lg \Omega_s}$ 2) 查计算曲线图5.1-6求 n	$n \geq \frac{\lg \sqrt{(10^{2.5} - 1) \left(\frac{1}{0.1^2} - 1 \right)}}{\lg 2}$ ≈ 7.47 取 $n = 8$ 求法见计算曲线应用示意图5.1-7, 由设计给定的 A_p 及 A_s 值定出 S_1 点及 S_2 点, 将 $S_1 S_2$ 连线并延长交于第三纵轴 S_3 , 由 S_3 点作平行 Ω 轴直线, 与过 Ω 值点作垂线交于 S_4 点, 则 S_4 点落于 $(n-1)$ 与 n 衰减线之间, 则取 n

(续)

设计步骤	计算公式	计算举例																
实际截止频率	$\Omega_S = \sqrt{(10^{0.1A_S} - 1)(\rho^{-2} - 1)}$ $f_C = \frac{f_S}{\Omega_S}$	$\Omega_S = \sqrt{(10^{2.5} - 1)\left(\frac{1}{0.1^2} - 1\right)}$ $\Omega_S = 1.91$ $f_C = \frac{20\text{kHz}}{1.91} = 10.47\text{kHz}$ 由求得实际截止频率可知比预定通带展宽 470Hz																
辅助系数 a_E	$a_E = (\sqrt{\rho^{-2} - 1})^{\frac{1}{n}}$	$a_E = \left(\sqrt{\left(\frac{1}{10}\right)^2 - 1}\right)^{1/8} = 1.33$																
归一化元件值	$a_k = a_k(3\text{dB})/a_E (k = 1, 2, 3 \dots n)$ $a_k(3\text{dB}) = 2 \sin(2k - 1) \frac{n}{2\pi}$	查表 5-1-2 得 $a_k(3\text{dB})$ 为 <table> <tr> <td>$a'_1 = 0.3902$</td> <td>$a'_2 = 1.111$</td> </tr> <tr> <td>$a'_3 = 1.663$</td> <td>$a'_4 = 1.962$</td> </tr> <tr> <td>$a'_5 = 1.962$</td> <td>$a'_6 = 1.663$</td> </tr> <tr> <td>$a'_7 = 1.111$</td> <td>$a'_8 = 0.3902$</td> </tr> </table> 计算 $a_{1-8} = a'_k/a_E$ <table> <tr> <td>$a_1 = 0.2934$</td> <td>$a_2 = 0.8353$</td> </tr> <tr> <td>$a_3 = 1.2504$</td> <td>$a_4 = 1.4752$</td> </tr> <tr> <td>$a_5 = 1.4752$</td> <td>$a_6 = 1.2504$</td> </tr> <tr> <td>$a_7 = 0.8353$</td> <td>$a_8 = 0.2934$</td> </tr> </table>	$a'_1 = 0.3902$	$a'_2 = 1.111$	$a'_3 = 1.663$	$a'_4 = 1.962$	$a'_5 = 1.962$	$a'_6 = 1.663$	$a'_7 = 1.111$	$a'_8 = 0.3902$	$a_1 = 0.2934$	$a_2 = 0.8353$	$a_3 = 1.2504$	$a_4 = 1.4752$	$a_5 = 1.4752$	$a_6 = 1.2504$	$a_7 = 0.8353$	$a_8 = 0.2934$
$a'_1 = 0.3902$	$a'_2 = 1.111$																	
$a'_3 = 1.663$	$a'_4 = 1.962$																	
$a'_5 = 1.962$	$a'_6 = 1.663$																	
$a'_7 = 1.111$	$a'_8 = 0.3902$																	
$a_1 = 0.2934$	$a_2 = 0.8353$																	
$a_3 = 1.2504$	$a_4 = 1.4752$																	
$a_5 = 1.4752$	$a_6 = 1.2504$																	
$a_7 = 0.8353$	$a_8 = 0.2934$																	
基准电感及基准电容 L_0 、 C_0 值	$L_0 = \frac{R_0}{2\pi f_C}$ $C_0 = \frac{1}{2\pi f_C R_0}$	$L_0 = \frac{600}{2\pi \times 10470} = 9.12\text{mH}$ $C_0 = \frac{1}{2\pi \times 10470 \times 600} = 0.025335\mu\text{F}$																
实际元件值及网络结构	1) 求 π 型网络各元件参数: 当 k 为奇数时, a_k 为归一化电容 $C_1 = C_0 a_1$ $C_3 = C_0 a_3$ $C_5 = C_0 a_5$ $C_7 = C_0 a_7$ 当 k 为偶数时, a_k 为归一化电感 $L_2 = L_0 a_2$ $L_4 = L_0 a_4$ $L_6 = L_0 a_6$ $L_8 = L_0 a_8$	$C_1 = 0.025335 \times 0.2934 = 0.007433\mu\text{F}$ $C_3 = 0.025335 \times 1.2504 = 0.031679\mu\text{F}$ $C_5 = 0.025335 \times 1.4752 = 0.037374\mu\text{F}$ $C_7 = 0.025335 \times 0.8353 = 0.021162\mu\text{F}$ $L_2 = 9.12 \times 0.8353 = 7.6179\text{mH}$ $L_4 = 9.12 \times 1.4752 = 13.4538\text{mH}$ $L_6 = 9.12 \times 1.2504 = 11.4036\text{mH}$ $L_8 = 9.12 \times 0.2934 = 2.6758\text{mH}$																
设计后得到 π 网络																		

(续)

设计步骤	计 算 公 式	计 算 举 例
实际元件 值及网络结 构	2) 求对偶T型网络各参数 当 k 为奇数时, a_k 为电感 $L_1 = L_0 a_1$ $L_3 = L_0 a_3$ $L_5 = L_0 a_5$ $L_7 = L_0 a_7$ 当 k 为偶数时, a_k 为电容 $C_2 = C_0 a_2$ $C_4 = C_0 a_4$ $C_6 = C_0 a_6$ $C_8 = C_0 a_8$	$L_1 = 9.12 \times 0.2934 = 2.6758 \text{ mH}$ $L_3 = 9.12 \times 1.2504 = 11.4036 \text{ mH}$ $L_5 = 9.12 \times 1.4752 = 13.4538 \text{ mH}$ $L_7 = 9.12 \times 0.8353 = 7.6179 \text{ mH}$ $C_2 = 0.025335 \times 0.8353 = 0.021162 \mu\text{F}$ $C_4 = 0.025335 \times 1.4752 = 0.037374 \mu\text{F}$ $C_6 = 0.025335 \times 1.2504 = 0.031679 \mu\text{F}$ $C_8 = 0.0225335 \times 0.2984 = 0.007433 \mu\text{F}$
设计后 得到T网 络		

1.2.3 切比雪夫低通滤波器设计

切比雪夫低通滤波器, 在通带内衰减呈现等起伏特性, 起伏的大小标志着衰减对理想均匀特性的最大偏离, 而阻带内以更大的增长速率衰减。

对于匹配型切比雪夫低通滤波器, 传输函数的模平方和衰减分别为

$$|H|^2 = 1 + |K|^2 = 1 + \varepsilon^2 T_n^2(\Omega)$$

$$A = 10 \lg |H|^2 = 10 \lg [1 + \varepsilon^2 T_n^2(\Omega)] \text{ (dB)}$$

$$T_n(\Omega) = \cos(n \cos^{-1} \Omega) \quad |\Omega| \leq 1$$

$$T_n(\Omega) = \cosh(n \cosh^{-1} \Omega) \quad |\Omega| > 1$$

$$\varepsilon = \frac{1}{\sqrt{\rho^2 - 1}} \quad \text{或} \quad \varepsilon = \sqrt{10^{0.1 A_P} - 1}$$

式中 $|K|^2$ 为特征函数的模平方, $T_n(\Omega)$ 为切比雪夫多项式, n 为切比雪夫多项式的阶数, 也就是滤波器的阶数, Ω 为归一化频率, $\Omega = \omega/\omega_p$, ω_p 为截止频率, A_P 为截止频率 $\Omega = 1$ 上的衰减, ε 为在截止频率 $\Omega = 1$ 上反射系数或衰减的度量。

下面只给出奇阶切比雪夫滤波器设计计算的一

般形式, 因为滤波器两端电阻之比 R_2/R_1 完全取决于直流反射系数 $\rho(0)$ 或直流衰减 $A(0)$, 由于奇阶切比雪夫滤波器的 $A(0) = 0$ 或 $\rho(0) = 0$, 所以 $R_2 = R_1$ 。表 5-1-4 示出这类滤波器的设计步骤和举例。

对于偶阶切比雪夫滤波器, 相应的直流衰减为

$$A(0) = 10 \lg(1 + \varepsilon^2) = A_P$$

即 $A(0)$ 等于在截止频率 $\Omega = 1$ 上的衰减 A_P , 从而 $|\rho(0)|$ 等于在 $\Omega = 1$ 上的反射系数 ρ , 所以 $A(0)$ 或 $\rho(0)$ 均不为零。即使在匹配型情况下, 两端电阻也不能相等, 必须通过适当的频率变换, 得到这类滤波器的一种变换型, 才可以应用 $R_2 = R_1$ 的情况进行分析和计算, 请参考文献[1]。

1.2.4 滤波器的频率变换与网络转换

应用网络综合法设计滤波器时, 一般只设计各种类型低通原型滤波器, 而高通、带通和带阻滤波器则可以由低通原型滤波器, 借助频率变换原理, 通过网络转换而得到。从频率变换原理来看, 选择一个适当的变换式, 将低通响应曲线变换为高通、带通

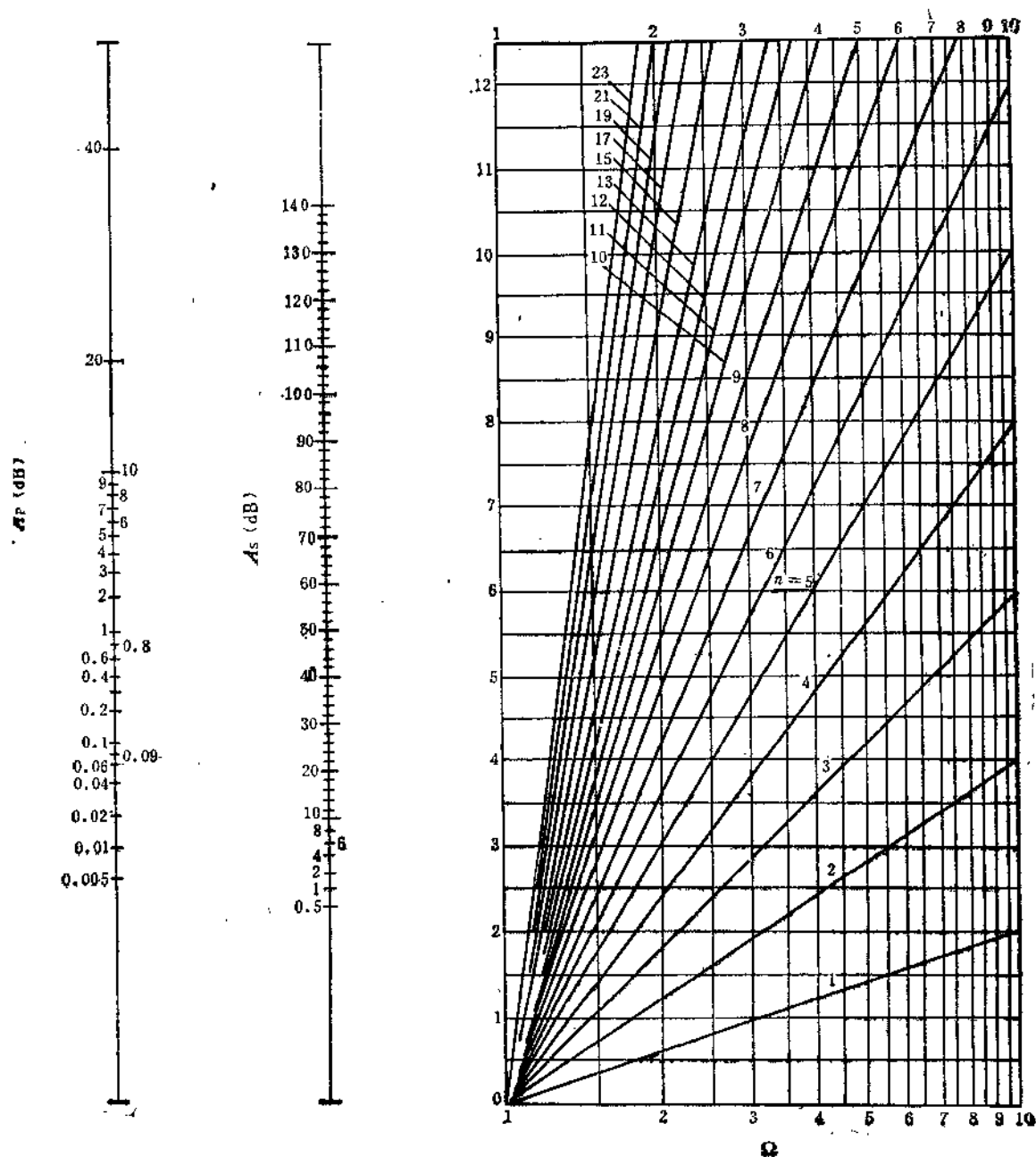


图5-1-6 最平滤波器计算曲线

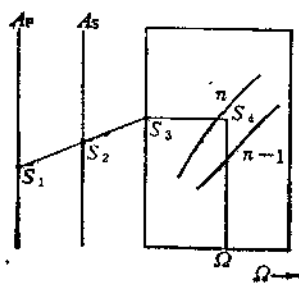
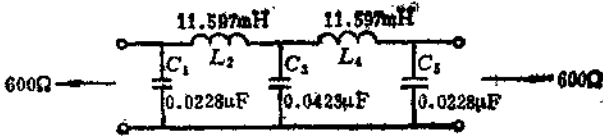
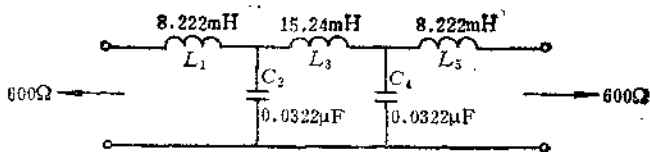


图5-1-7 计算曲线应用示意图

表5-1-4 奇阶切比雪夫低通滤波器设计步骤和举例

设计要求:		
通带: $f \leq f_p = 10\text{kHz}$, 工作衰减 $A_p = 0.044\text{dB}$		
阻带: $f \geq f_s = 20\text{kHz}$, 工作衰减 $A_s = 25\text{dB}$		
终接电阻: $R_1 = R_2 = 600\Omega$		
设计步骤	计 算 公 式	计 算 举 例
归一化 角频率 Ω_s	$\Omega_s = \frac{f_s}{f_p}$	$\Omega_s = \frac{20}{10} = 2$
阶数 n	$n \geq \frac{\cosh^{-1} \sqrt{(10^{0.1A_s} - 1)(p^{-2} - 1)}}{\cosh^{-1} \Omega_s}$ $[\cosh^{-1} x = \ln(x \pm \sqrt{x^2 - 1})]$	$n = \frac{\cosh^{-1} \sqrt{(10^{2.5} - 1) \cdot (0.1)^{-2} - 1}}{\cosh^{-1} 2}$ $= 4.46$ 取 $n = 5$ 因 n 为奇数可满足给定条件 $R_1 = R_2$ n 亦可在切比雪夫阶数计算曲线图5-1-8上直接查到 (如虚线所示)
实际截止频率 f_c	$\Omega'_s = \cosh \left[\frac{1}{n} \cosh^{-1} \sqrt{(10^{0.1A_s} - 1)(p^{-2} - 1)} \right]$ $f_c = f_s / \Omega'_s$ $\left[\cosh x = \frac{e^x + e^{-x}}{2} \right]$	$\Omega'_s = \cosh \left[\frac{1}{5} \cosh^{-1} \sqrt{(10^{2.5} - 1) \cdot (0.1)^{-2} - 1} \right]$ $= 1.77$ $f_c = \frac{20}{1.77} = 11.299\text{kHz}$ 因此实际通带11.299kHz比要求的10kHz展宽1.299kHz
辅助系数 a_E	$K^2 = p^{-2} + \sqrt{p^{-2} - 1}$ $a_E = \frac{K^2 - 1}{2K}$	$K^2 = (0.1)^{-2} + \sqrt{(0.1)^{-2} - 1} = 19.95$ $K = 1.82$ $a_E = \frac{(1.82)^2 - 1}{2 \times 1.82} = 0.6353$
求元件 中间值	$a_m = 2 \sin(2m-1) \frac{\pi}{2n}$ $b_m = \frac{1}{b_{m-1}} \left\{ b_0^2 + \sin^2(m-1) \frac{\pi}{n} \right\}$ $b_0 = a_E$ $D_m = \frac{a_m}{b_m}$	计算结果如下: $D_1 = 0.972822 \quad D_2 = 1.372233$ $D_3 = 1.802786 \quad D_4 = 1.372233$ $D_5 = 0.972822$
基准电 感及基准 电容	$L_0 = \frac{R}{2\pi f_c}$ $C_0 = \frac{1}{2\pi f_c R}$	$L_0 = \frac{600}{2\pi \times 11299} = 8.4515\text{mH}$ $C_0 = \frac{1}{2\pi \times 11299 \times 600} = 0.023476\mu\text{F}$

(续)

设计步骤	计 算 公 式	计 算 举 例
实际元件值	1. 求 π 型网络各元件参数值 当 m 为奇数时, D_m 为归一化电容 $C_1 = C_3 = C_0 D_1 = C_0 D_3$ $C_3 = C_0 D_3$ 当 m 为偶数时, D_m 为归一化电感 $L_2 = L_4 = L_0 D_2 = L_0 D_4$	$C_1 = C_3 = 0.023476 \times 0.972822$ $= 0.0228 \mu\text{F}$ $C_3 = 0.023476 \times 1.802786$ $= 0.0423 \mu\text{F}$ $L_2 = L_4 = 8.4515 \times 1.372233$ $= 11.597 \text{mH}$
设计出 π 型网络		
	2. 求 T 型对偶网络各元件参数值 当 m 为奇数时, D_m 为归一化电感 $L_1 = L_5 = L_0 D_1 = L_0 D_5$ $L_3 = L_0 D_3$ 当 m 为偶数时, D_m 为归一化电容 $C_2 = C_4 = C_0 D_2 = C_0 D_4$	$L_1 = L_5 = 8.4515 \times 0.972822$ $= 8.222 \text{mH}$ $L_3 = 8.4515 \times 1.802786$ $= 15.24 \text{mH}$ $C_2 = C_4 = 0.023476 \times 1.372233$ $= 0.0322 \mu\text{F}$
设计出 T 型网络		

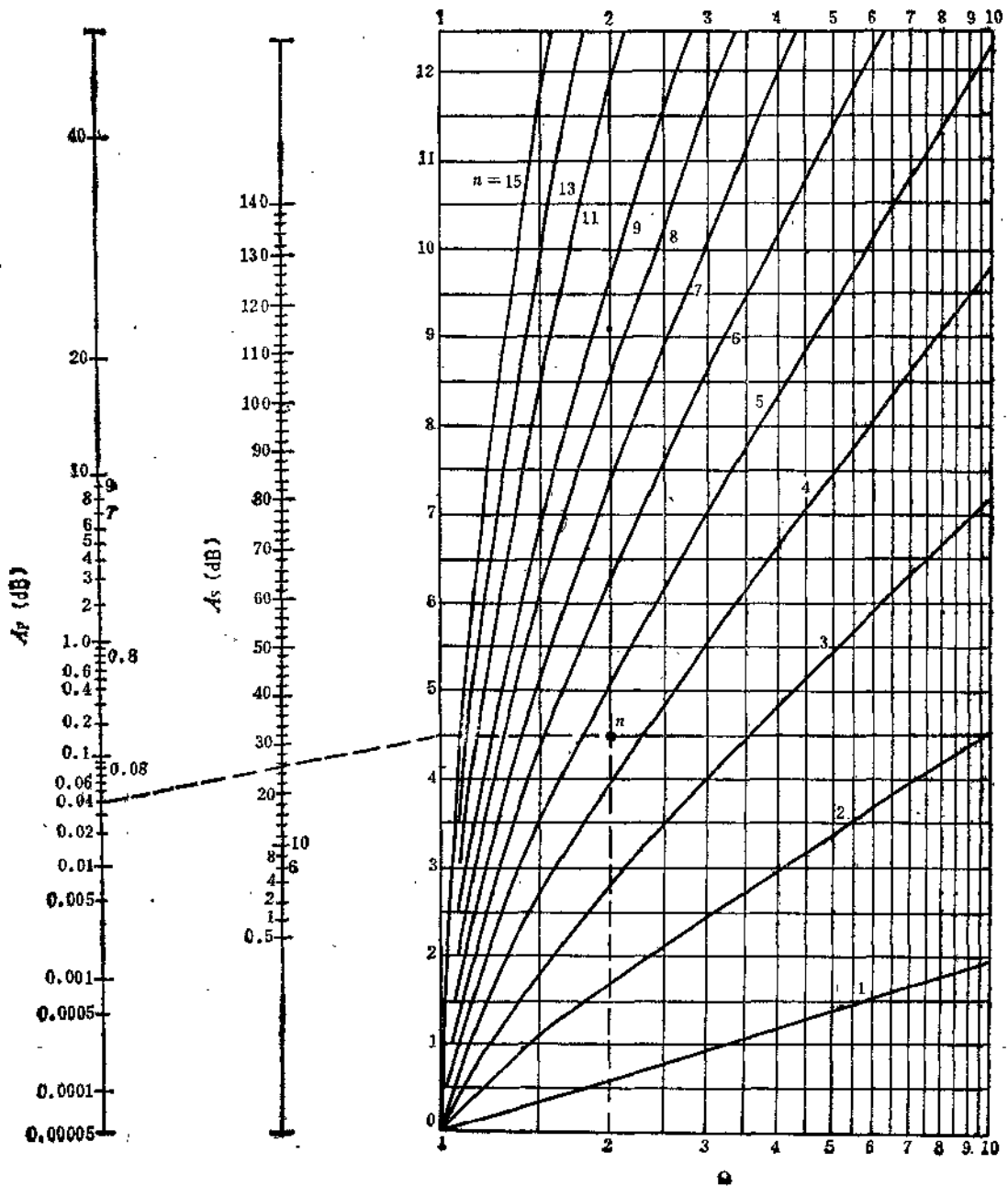


图5-1-8 切比雪夫滤波器计算曲线

及带阻响应曲线, 经过网络转换实现变换后的各类滤波器, 其元件参数由低通原型滤波器元件参数值来表示, 参见表5-1-5、表5-1-6、表5-1-7。

1-3 晶体滤波器

晶体滤波器以高频率稳定性和频率衰减特性陡峭展现在滤波技术中, 晶体滤波器主要由特殊设计的石英谐振器 (亦称石英晶体或晶体) 构成, 天然石英晶体稀少而昂贵, 现代用水热法培育人造石英晶体技术相当成熟且能成批生产, 如性能良好的压电晶体有铌酸锂 (LiNbO_3)、钽酸锂 (LiTaO_3) 等。石英晶体采用的石英片是按一定方位从晶体中切割而成, 按切割方位角不同而分为 AT、BT、

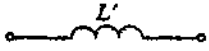
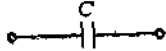
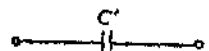
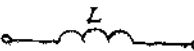
CT、DT、ET、GT等不同切型。

1-3-1 石英晶体谐振器

1. 石英晶体谐振器特性 石英晶体是具有正压电效应各向异性的结晶体, 有非常稳定的物理特性和化学特性, 并具有弹性振动损耗小、机械强度大等优点。石英晶体和其他弹性体一样, 存在由惯性和弹性所决定的固有振动频率。当石英的固有振动频率与外电源频率相等时, 石英晶体就产生谐振, 具有振荡电路特性, 它的谐振频率等于晶体的机械振动的固有频率。

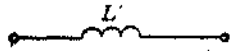
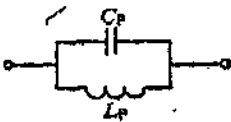
石英晶体有良好的频率温度特性, 图 5-1-9 给出几种典型切型频率温度特性曲线。

表5-1-5 低通—高通滤波器的转换

低 通	高 通	高 通 元 件 值
		$C = \frac{1}{\omega_c \omega_c' L'}$
		$L = \frac{1}{\omega_c \omega_c' C'}$

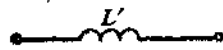
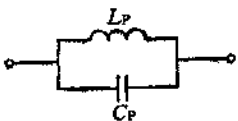
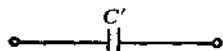
注: ω_c' 为低通滤波器的截止频率; ω_c 为变换后高通滤波器的截止频率。

表5-1-6 低通—带通滤波器的转换

低 通	带 通	带 通 元 件 值
		$L_s = \frac{\omega_c' L'}{W \omega_0}, \quad C_s = \frac{W}{\omega_c \omega_0 L'}$
		$L_p = \frac{W}{\omega_c \omega_0 C'}, \quad C_p = \frac{\omega_c C'}{W \omega_0}$

注: ω_2 、 ω_1 、 W 为带通滤波器通带的上带边频率、下带边频率及相对带宽, $W = (\omega_2 - \omega_1)/\omega_0$; ω_0 为通带的中心频率, $\omega_0 = \sqrt{\omega_1 \omega_2}$ 。

表5-1-7 低通—带阻滤波器的转换

低 通	带 阻	带 阻 元 件 值
		$L_p = \frac{W \omega_c' L'}{\omega_0}, \quad C_p = \frac{1}{W \omega_c \omega_0 L'}$
		$L_s = \frac{1}{W \omega_c \omega_0 C'}, \quad C_s = \frac{W \omega_c' C'}{\omega_0}$

注: ω_2 、 ω_1 、 W 为带阻滤波器阻带的上带边频率、下带边频率及相对带宽, $W = (\omega_2 - \omega_1)/\omega_0$; ω_0 为阻带的中心频率, $\omega_0 = \sqrt{\omega_1 \omega_2}$ 。

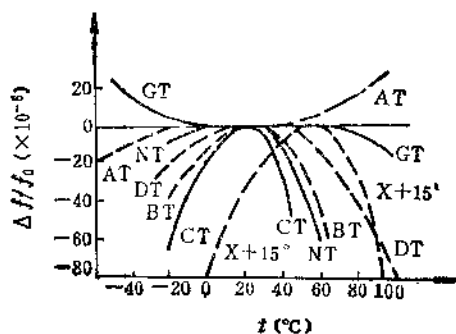


图5-1-9 几种切型的频率温度特性曲线

由图可知, AT切型在 $-55 \sim +85^{\circ}\text{C}$ 之间频率变化都很小, 特别是在 $-20 \sim +40^{\circ}\text{C}$ 的范围内, 频率基本上与温度无关。

2. 石英谐振器等效电路及电抗频率特性

(1) 石英谐振器等效电路 模拟晶体谐振点附近情况, 它相当于一个串联谐振电路, 因此可用集中参数 L_s 、 C_s 、 r_s 来等效, L_s 称之动态电感, C_s 称之动态电容, r_s 称之动态电阻, 其基频等效电路见图5-1-10。

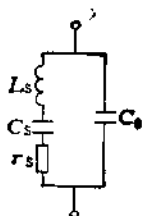


图5-1-10 石英谐振器基频等效电路

图中右边支路的电容 C_0 称为石英谐振器的静电容。它是以石英为介质在两极板间所形成的电容, 其容量主要决定于石英片尺寸和电极面积, 可用下式表示:

$$C_0 = \frac{\epsilon S}{d}$$

式中 ϵ 为石英的介电常数, S 为极板面积, d 为石英片厚度。

C_0 一般在几皮法到几十皮法之间。

石英晶体的 Q 值 (即品质因数) 非常高, 是一般 LC 振荡回路远所不及, Q 值与动态参数关系为

$$Q = \frac{1}{r_s} \sqrt{\frac{L_s}{C_s}}$$

目前广泛使用的 AT 切型密封谐振器 Q 值, 一般为 $(50 \sim 300) \times 10^3$, 而精密型的 Q 值可达 $(1 \sim 5) \times 10^6$ 。

(2) 石英谐振器等效电路电抗频率特性 由等效电路可知, 有两个谐振角频率, 一为左支路的串联谐振角频率 ω_s , 即石英片本身自然角频率

$$\omega_s = \frac{1}{\sqrt{L_s C_s}}$$

另一为石英谐振器的并联谐振角频率

$$\omega_p = \frac{1}{\sqrt{L_s \frac{C_s C_0}{C_s + C_0}}}$$

当忽略动态电阻 r_s 的影响时, 由石英晶体的等效电路可求其等效电抗 X 。

$$Z_o = jX_o \approx -j \frac{1}{\omega C_0} \cdot \frac{1 - \omega_s^2/\omega^2}{1 - \omega_p^2/\omega^2}$$

其电抗频率特性曲线示于图5-1-11。

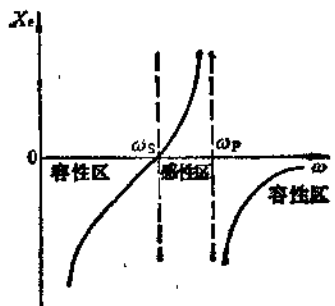


图5-1-11 石英谐振器电抗频率特性

由图5-1-11可见, 当 $\omega > \omega_p$ 、 $\omega < \omega_s$ 时电抗 jX 为容性; 当 ω 在 ω_s 、 ω_p 之间时, 电抗 jX 为感性。

石英晶体滤波器工作时, 石英晶体两个谐振频率之间的宽度, 通常决定滤波器的通带宽度。为要加宽滤波器的通带宽度, 则必须加宽石英晶体两谐振频率之间的宽度, 这通常可用外加电感与石英晶体串联或并联的方法来实现。

表5-1-8示出部分石英晶体的主要性能。

1.3.2 差接桥型带通晶体滤波器

设计晶体滤波器也有两种方法: 一是形象参数法, 另一是有效参数法 (即综合法)。综合法是目前广泛采用的有效方法。在许多现代电子设备中, 应用最多的是带通晶体滤波器, 按其频带分类有窄带、中等带宽、宽带三类, 其相对带宽分别为小于0.1%以下、0.1%~1%和大于1%。

带通晶体滤波器中, 以差接桥型或称之格型应用最为普遍, 差接桥型电路实际上是惠斯登电桥电

表5-1-8 部分石英晶体的主要性能

类别	小型金属壳石英晶体		超小型金属壳石英晶体				中频金属壳石英晶体	低频金属壳石英晶体
型号	JA-23	JA-33	JA ₇ 、JA ₈	JA ₁₁ 、JA ₁₂	JB-22	JB-32	JA-10	JA-15
频率范围 (MHz)	0.85~2	15~100	3~25	20~100	3~20	20~100	0.465~0.5	0.03~2
频率 差	A类	$\leq \pm 50 \times 10^{-6}$	$\leq 50 \times 10^{-6}$	$\leq 50 \times 10^{-6}$	$\leq 50 \times 10^{-6}$	$\leq \pm 50 \times 10^{-6}$	$\leq \pm 200 \times 10^{-6}$	$\leq \pm 200 \times 10^{-6}$
	B类	$\leq 75 \times 10^{-6}$	$\leq 75 \times 10^{-6}$	$\leq 75 \times 10^{-6}$	$\leq 75 \times 10^{-6}$	$\leq \pm 75 \times 10^{-6}$	465kHz $\leq \pm 200 \times 10^{-6}$	$\leq \pm 200 \times 10^{-6}$
工作温度 (°C)	-55~85	-55~85			-55~85	-55~85	-40~70	-40~70
激励功率 (mW)	4	3	2~4	2	2~4	2	2	2