

电子滤波器设计手册

[美] 阿瑟·B·威廉斯 著

喻春轩 等译

丁钟琦 审校

电子工业出版社

内 容 简 介

本书详细介绍了用网络综合法设计无源 LC 滤波器及有源滤波器的方法,共分十二章。第一章介绍了现代网络理论;第二章叙述了频率响应类型(巴特沃思、切比雪夫…)的选择;第三~六章分别讨论了低通、高通、带通、带阻滤波器的设计;第七章介绍了时域网络(延迟均衡器、全通网络等);第八章讨论了如何改进 LC 滤波器的设计;第九章讲述了磁性元件的设计;第十章介绍了 LC 滤波器及有源滤波器中元件的选择;第十一章简单介绍了数字滤波器;第十二章给出了大量归一化滤波器设计图表。本书内容丰富、实用、易于掌握,是一本良好的工具书。

本书可供从事电子滤波器设计、生产及维护的广大工程技术人员参考使用,还可供有关专业的大专院校学生、研究生作补充教材,中等技校师生亦可使用。



电子滤波器设计手册

[美] 阿瑟·B·威廉斯 著

喻春轩 等译 丁钟琦 审校

责任编辑 王玉国

* *

电子工业出版社出版(北京市万寿路)

电子工业出版社发行 各地新华书店经销

湖南环保学校印刷厂印刷

* *

开本: 787×1092毫米 1/16 印张: 28 字数: 695千字

1986年2月第一版 1990年5月第二次印刷

印数: 6200—7600册 定价: 8.70元

ISBN 7-5053-0743-6/TN·266

前 言

滤波器的设计需要较深的数学知识和专业知识，而这些知识只能从实践中得到，所以滤波器的设计通常由专家们来进行。滤波器通常分为两大类，有源滤波器和无源滤波器，进而，又出现了更细的设计分类。

本手册所阐述的滤波器设计包括有源滤波器和无源滤波器的设计；在详细程度方面，使普通工程师几乎能设计出所有类型的滤波器，而不需要预先具有这方面的经验。

我们着重用归一化数表设计滤波器。利用这些图表，结合基本公式、定律及准则，可设计出优良的滤波器。本书特别注意到椭圆函数滤波器；利用表格，很容易设计出这种性能优良的滤波器。

第二章对要列表的滤波器在时域和频域中的参数进行预估，这有助于工程师选择最佳设计方案，以满足滤波器的总体要求。

利用预先算好的数据表，几乎可设计出任何形式的滤波器。简单的变换能将表中列出的归一化低通滤波器的数据变为高通、带通和带阻滤波器的数据，并且，有源滤波器与无源滤波器并重。

恰当的书面设计完成之后，设计工程师应该确保滤波器装成后能满意地工作，所以必须预先考虑许多实际问题。我们讨论了元件容差的影响，磁性材料的选择，放大器的限制等等；给出了一系列的规则和指南，运用这些规则就可获得良好的精度而不需很多试验。我们讨论了LC滤波器的一些寄生现象，例如，降低Q值的因素和寄生电容，并提出了补偿其影响的措施。我们还叙述了一些特殊方法，使具有不符合实际的元件数值的设计能得到修正。

本书讨论了许多其他书都是第一次涉及到的问题。象有源带通滤波器、延迟线和均衡器等节以及LC滤波器设计的改进一章，都是目前滤波器设计专家特别感兴趣的内容。

本书的用途如下：

1. 作为从事实际工作的工程技术人员的自学手册。利用这本手册，能够容易地设计出实用的滤波器。
2. 作为研究生和大学生滤波器设计课程的补充材料。
3. 作为实际从事滤波器设计的专家们的参考书。

阿瑟·B·威廉斯 (Arthur B. Williams)

目 录

第一章 现代网络理论导论

1.1 影像参数概念的发展	(1)
1.1.1 影像阻抗	(1)
1.1.2 定 K 式低通滤波器	(2)
1.1.3 m 导出式低通滤波器	(2)
1.2 现代网络理论	(5)
1.2.1 极-零点概念	(5)
1.2.2 由多项式综合滤波器	(6)
1.2.3 有源和无源滤波器	(10)

第二章 响应曲线的选择

2.1 频率响应的归一化	(12)
2.1.1 频率和阻抗标度	(12)
2.1.2 低通滤波器的归一化	(15)
2.1.3 高通滤波器的归一化	(16)
2.1.4 带通滤波器的归一化	(18)
2.1.5 带阻滤波器的归一化	(23)
2.2 瞬态响应	(27)
2.2.1 非均匀时间延迟的影响	(27)
2.2.2 网络的阶跃响应	(29)
2.2.3 冲激响应	(31)
2.2.4 瞬变特性的估算	(31)
2.3 巴特沃思最平坦幅度	(37)
2.4 切比雪夫响应	(38)
2.5 贝塞尔最平坦延迟	(56)
2.6 等波纹误差线性相位	(58)
2.7 瞬态滤波器	(64)
2.8 同步调谐滤波器	(65)
2.9 椭圆函数滤波器	(71)
2.9.1 所需阶数的估计	(77)

第三章 低通滤波器的设计

3.1 LC 低通滤波器	(79)
3.1.1 全极点滤波器	(79)

3.1.2 椭圆函数滤波器	(80)
3.1.3 对偶和互易	(81)
3.1.4 不等端接阻抗的设计	(83)
3.1.5 损耗效应	(85)
3.1.6 利用预校正的设计	(88)
3.2 有源低通滤波器	(91)
3.2.1 全极点滤波器	(91)
3.2.2 椭圆函数VCVS滤波器	(100)
3.2.3 状态变量低通滤波器	(103)
3.2.4 通用阻抗变换器 (GIC)	(110)
3.2.5 VCVS等电容结构	(117)

第四章 高通滤波器设计

4.1 LC 高通滤波器	(122)
4.1.1 低通滤波器到高通滤波器的变换	(122)
4.1.2 T型电容到 π 型电容的变换	(125)
4.2 有源高通滤波器	(127)
4.2.1 低通到高通的变换	(127)
4.2.2 状态变量高通滤波器	(131)
4.2.3 使用 GIC 的高通滤波器	(137)

第五章 带通滤波器

5.1 LC 带通滤波器	(141)
5.1.1 宽带滤波器	(141)
5.1.2 窄带滤波器	(143)
5.1.3 窄带耦合谐振器	(156)
5.1.4 预校正带通滤波器	(161)
5.1.5 椭圆函数带通滤波器	(164)
5.2 有源带通滤波器	(169)
5.2.1 宽带滤波器	(169)
5.2.2 低通极点和零点的带通变换	(173)
5.2.3 有源带通电路的灵敏度	(177)
5.2.4 全极点带通电路	(177)
5.2.5 椭圆函数带通滤波器	(188)

第六章 带阻滤波器

6.1 LC 带阻滤波器	(200)
6.1.1 带阻电路变换	(200)
6.1.2 全极点带阻滤波器	(202)
6.1.3 椭圆函数带阻滤波器	(204)
6.1.4 零(点)网络	(210)

6.2 有源带阻滤波器	(215)
6.2.1 宽带有源带阻滤波器	(215)
6.2.2 低通极点的带阻变换	(216)
6.2.3 窄带有源带阻滤波器	(221)
6.2.4 有源零点网络	(227)
第七章 时域网络	
7.1 全通传递函数	(234)
7.1.1 一阶全通传递函数	(234)
7.1.2 二阶全通传递函数	(236)
7.2 延迟均衡节	(237)
7.2.1 LC 全通结构	(237)
7.2.2 有源全通结构	(241)
7.3 延迟线的设计	(244)
7.3.1 低通到全通的变换	(245)
7.3.2 LC 延迟线	(246)
7.3.3 有源延迟线	(248)
7.4 滤波器的延迟均衡	(251)
7.4.1 一阶均衡器	(252)
7.4.2 二阶均衡器	(254)
7.5 宽带 90° 相移网络	(257)
7.6 可调延迟和幅度均衡器	(261)
7.6.1 LC延迟均衡器	(261)
7.6.2 LC延迟和幅度均衡器	(263)
7.6.3 有源延迟和幅度均衡器	(264)
第八章 LC滤波器设计的改进	
8.1 电感抽头	(270)
8.2 电路变换	(273)
8.2.1 诺顿(Norton)电容变换器	(273)
8.2.2 窄带近似	(274)
8.3 考虑寄生电容时的设计	(277)
8.4 Q 值不够时的振幅均衡	(280)
8.5 节省线圈的椭圆函数带通滤波器	(283)
8.6 滤波器的调谐方法	(286)
8.7 测量方法	(287)
8.7.1 插入损耗和频响	(287)
8.7.2 滤波器网络的输入阻抗	(288)
8.7.3 时域特性	(290)
8.7.4 电感品质因数 Q 的测量	(292)

第九章 磁性元件的设计

9.1 磁路设计的基本原理	(294)
9.1.1 测量单位	(294)
9.1.2 饱和与直流极化	(295)
9.1.3 电感的损耗	(295)
9.1.4 空隙的作用	(296)
9.1.5 线圈绕组的设计	(297)
9.2 叠片式电感	(299)
9.2.1 叠片的特性	(299)
9.2.2 利用品质因数 Q 曲线设计	(302)
9.3 环形线圈	(303)
9.3.1 铁芯的特性	(303)
9.3.2 获得最大 Q 值的绕制方法	(306)
9.3.3 用 Q 曲线设计MPP环形铁芯	(307)
9.4 铁淦氧芯架	(310)
9.4.1 芯架结构	(310)
9.4.2 铁淦氧芯架的电特性	(311)
9.4.3 线圈绕制	(312)
9.4.4 用 Q 曲线设计芯架	(312)
9.5 高频线圈的设计	(315)
9.5.1 铁粉芯环形铁芯	(315)
9.5.2 空心电感	(318)
9.6 变压器的设计技术	(319)
9.6.1 宽带变压器的等效电路	(320)
9.6.2 脉冲变压器	(321)
9.6.3 变压器铁芯的选择	(322)
9.6.4 铜损的分配	(325)
9.6.5 设计步骤	(325)

第十章 LC滤波器和有源滤波器中元件的选择

10.1 电容器的选择	(328)
10.1.1 电介质的性质	(328)
10.1.2 电容器的结构	(329)
10.1.3 根据滤波器的用途选择电容	(331)
10.2 电阻器	(335)
10.2.1 固定电阻器	(335)
10.2.2 可变电阻器	(339)
10.3 运算放大器	(340)
10.3.1 运算放大器基本原理的回顾	(340)

10•3•2 非理想放大器的分析	(342)
10•3•3 实际放大器需要考虑的问题	(344)
10•3•4 常用放大器型号介绍	(345)

第十一章 数字滤波器入门

11•1 数字滤波器的理论	(349)
11•1•1 采样过程与Z变换	(349)
11•1•2 差分方程	(350)
11•1•3 一阶和二阶数字滤波器	(350)
11•1•4 二阶设计程序	(352)
11•2 非递归数字滤波器	(354)
11•3 数字滤波器硬件	(356)

第十二章 归一化滤波器设计表

表12-1 巴特沃思滤波器的极点位置	(358)
表12-2 巴特沃思滤波器 LC 的元件值	(358)
表12-3 巴特沃思均匀衰减网络 $N = 2$	(361)
表12-4 巴特沃思均匀衰减网络 $N = 3$	(361)
表12-5 巴特沃思均匀衰减网络 $N = 4$	(362)
表12-6 巴特沃思均匀衰减网络 $N = 5$	(362)
表12-7 巴特沃思均匀衰减网络 $N = 6$	(363)
表12-8 巴特沃思均匀衰减网络 $N = 7$	(364)
表12-9 巴特沃思均匀衰减网络 $N = 8$	(365)
表12-10 巴特沃思均匀衰减网络 $N = 9$	(366)
表12-11 巴特沃思均匀衰减网络 $N = 10$	(367)
表12-12 电感有损耗的巴特沃思滤波器 $N = 2$	(368)
表12-13 电感有损耗的巴特沃思滤波器 $N = 3$	(368)
表12-14 电感有损耗的巴特沃思滤波器 $N = 4$	(369)
表12-15 电感有损耗的巴特沃思滤波器 $N = 5$	(369)
表12-16 电感有损耗的巴特沃思滤波器 $N = 6$	(370)
表12-17 电感有损耗的巴特沃思滤波器 $N = 7$	(370)
表12-18 电感有损耗的巴特沃思滤波器 $N = 8$	(371)
表12-19 电感有损耗的巴特沃思滤波器 $N = 9$	(371)
表12-20 电感有损耗的巴特沃思滤波器 $N = 10$	(372)
表12-21 巴特沃思有源低通滤波器的元件值	(372)
表12-22 0.01-dB 切比雪夫滤波器的极点位置	(372)
表12-23 0.1-dB 切比雪夫滤波器的极点位置	(373)
表12-24 0.25-dB 切比雪夫滤波器的极点位置	(373)
表12-25 0.5-dB 切比雪夫滤波器的极点位置	(374)
表12-26 1-dB 切比雪夫滤波器的极点位置	(374)

表12-27 0.01-dB 切比雪夫滤波器 LC 的元件值	(375)
表12-28 0.1-dB 切比雪夫滤波器 LC 的元件值	(377)
表12-29 0.25-dB 切比雪夫滤波器 LC 的元件值	(379)
表12-30 0.5-dB 切比雪夫滤波器 LC 的元件值	(380)
表12-31 1-dB 切比雪夫滤波器 LC 的元件值	(382)
表12-32 0.1-dB 切比雪夫均匀衰减网络	(383)
表12-33 0.25-dB 切比雪夫均匀衰减网络	(383)
表12-34 0.5-dB 切比雪夫均匀衰减网络	(384)
表12-35 1-dB 切比雪夫均匀衰减网络	(384)
表12-36 0.01-dB 切比雪夫有源低通滤波器的元件值	(385)
表12-37 0.1-dB 切比雪夫有源低通滤波器的元件值	(385)
表12-38 0.25-dB 切比雪夫有源低通滤波器的元件值	(386)
表12-39 0.5-dB 切比雪夫有源低通滤波器的元件值	(386)
表12-40 1-dB 切比雪夫有源低通滤波器的元件值	(386)
表12-41 贝塞尔滤波器的极点位置	(386)
表12-42 贝塞尔滤波器 LC 的元件值	(387)
表12-43 贝塞尔有源低通滤波器的元件值	(389)
表12-44 0.05° 等波纹误差线性相位滤波器的极点位置	(389)
表12-45 0.5° 等波纹误差线性相位滤波器的极点位置	(389)
表12-46 0.05° 等波纹误差线性相位滤波器 LC 的元件值	(390)
表12-47 0.5° 等波纹误差线性相位滤波器 LC 的元件值	(392)
表12-48 0.05° 等波纹误差线性相位有源低通滤波器的元件值	(394)
表12-49 0.5° 等波纹误差线性相位有源低通滤波器的元件值	(394)
表12-50 6-dB 高斯型瞬态滤波器的极点位置	(394)
表12-51 12-dB 高斯型瞬态滤波器的极点位置	(394)
表12-52 6-dB 高斯型瞬态滤波器 LC 的元件值	(395)
表12-53 12-dB 高斯型瞬态滤波器 LC 的元件值	(397)
表12-54 6-dB 高斯型瞬态有源低通滤波器的元件值	(399)
表12-55 12-dB 高斯型瞬态有源低通滤波器的元件值	(399)
表12-56 椭圆函数滤波器 LC 的元件值	(399)
CO3 05	(399)
CO3 20	(401)
CO4 05	(403)
CO4 20	(405)
CO5 05	(406)
CO5 20	(408)
CO6 20b	(412)
CO6 20c	(414)

CO7 20.....	(417)
CO8 20b	(419)
CO8 20c	(421)
CO9 20.....	(423)
C10 20b	(425)
C10 20c	(426)
C11 20	(428)
表12-57 椭圆函数有源低通滤波器的元 件 值	(430)
CO3 05.....	(430)
CO3 15.....	(430)
CO3 20.....	(431)
CO3 25.....	(431)
CO5 05.....	(432)
CO5 15.....	(432)
CO5 20.....	(433)
CO5 25.....	(433)
CO7 05.....	(434)
CO7 15.....	(435)
CO7 20.....	(435)
CO7 25.....	(436)

第一章 现代网络理论导论

1.1 影像参数概念的发展

滤波器设计的影像参数法是由佐贝尔 (Zobel) 和其他学者在1920年研究出来的。用影像参数技术设计的滤波器，其质量通常是很差的，而且，跟用现代网络理论设计的滤波器比较，要用更多的电抗元件。然而，由于影像参数理论在历史上的重要性，本节对它的某些基本概念进行简单的回顾。

1.1.1 影像阻抗

影像滤波器是由称为半节和全节的基本单元 (如图1-1所示) 组合构成的。元件数值公式建立在下述假设的基础上，网络端接阻抗满足以下关系式：

$$Z_T = \sqrt{Z_1 Z_2 + \frac{Z_1^2}{4}} \quad (1-1)$$

$$Z_\pi = \frac{Z_1 Z_2}{\sqrt{Z_1 Z_2 + \frac{Z_1^2}{4}}} \quad (1-2)$$

Z_T 和 Z_π 称为影像阻抗。如图1-1所示，当网络的输出端终接阻抗 Z_T 和 Z_π 时，这些表达式也就确定了网络的输入阻抗。

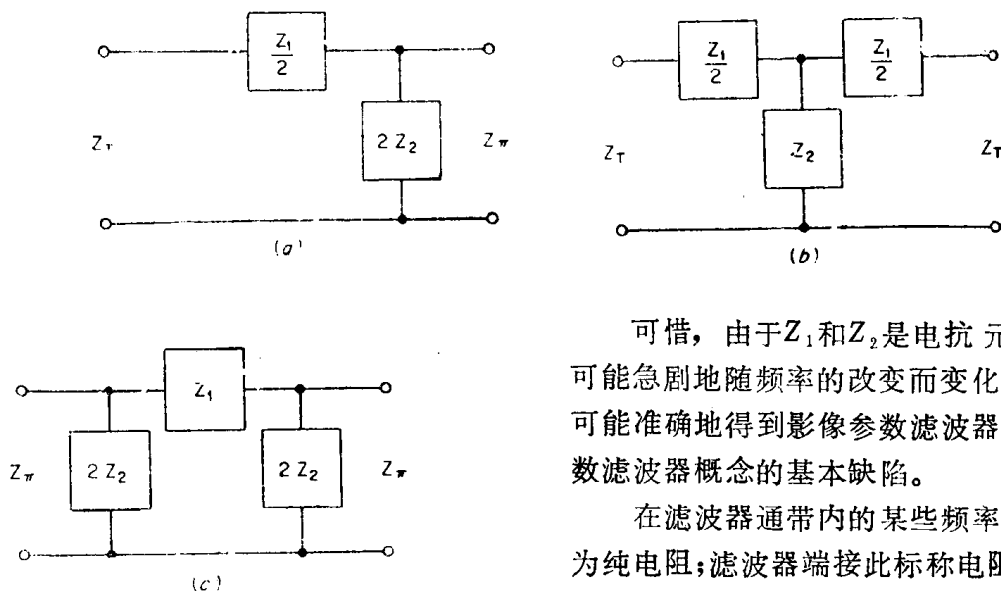


图1-1 滤波器的基本单元方框图：(a) 半节；(b) 全T节；(c) 全π节；

可惜，由于 Z_1 和 Z_2 是电抗元件， Z_T 和 Z_π 可能急剧地随频率的改变而变化，因而几乎不可能准确地得到影像参数滤波器。这是影像参数滤波器概念的基本缺陷。

在滤波器通带内的某些频率处，影像阻抗为纯电阻；滤波器端接此标称电阻 R 的情况下，另一端的阻抗在绝大部分通带内接近影像阻抗。此外，影像参数滤波器不能端接其准确的

影像阻抗值时，将使滤波器的响应与理论推断有较大的偏差。

1.1.2 定K式低通滤波器

定K式半节低通滤波器及其理想频率响应如图1-2所示。元件的数值由以下公式计算：

$$L_K = \frac{R}{2\pi f_c} \quad (1-3)$$

$$C_K = \frac{1}{2\pi f_c R} \quad (1-4)$$

式中， f_c 为截止频率。

对每个电抗元件，定K式低通滤波器频响下降的最大速率限制在每倍频程6dB。例如：一个滤波器由两个电感和三个电容组成，可能产生的衰减为每倍频程30dB。

下面的设计例子说明，如何组合定K式低通半节滤波器来增加选择性。

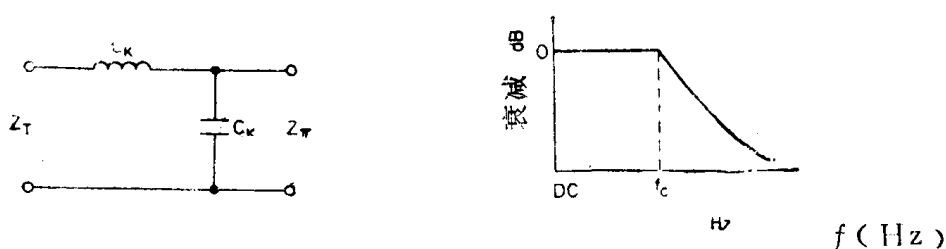


图1-2 定K式半节低通滤波器

例1-1

要求：低通滤波器

最大下降每倍频程24dB

$f_c = 1000\text{Hz}$

$R = 600\Omega$

解：(a) 计算 L_K 和 C_K

$$L_K = \frac{R}{2\pi f_c} = 0.0955\text{H} \quad (1-3)$$

$$C_K = \frac{1}{2\pi f_c R} = 0.265\mu\text{F} \quad (1-4)$$

(b) 将半节组合起来，可得到每倍频程下降24dB的4个电抗元件。

整个低通滤波器的设计图示于图1-3(a)。将串联电感和并联电容合并，可得最后电路，如图1-3(b)所示。

由于影像参数的根本缺点，这样设计的滤波器的通带特性，对多数应用不适合。这个例子也说明，元件容易计算且易组合。这是影像参数的少数有用的特性之一。

1.1.3 m导出式低通滤波器

m导出式低通滤波器能以较少的元件得到比定K式滤波器更陡的下降率。一个m导出式低通滤波器节有一个传输零点，即阻带内的陷波点或吸收点具有接近无限大的衰减。陷波点的位置可视需要来设计。当下降要求很陡时，一般使陷波点靠近截止频率。

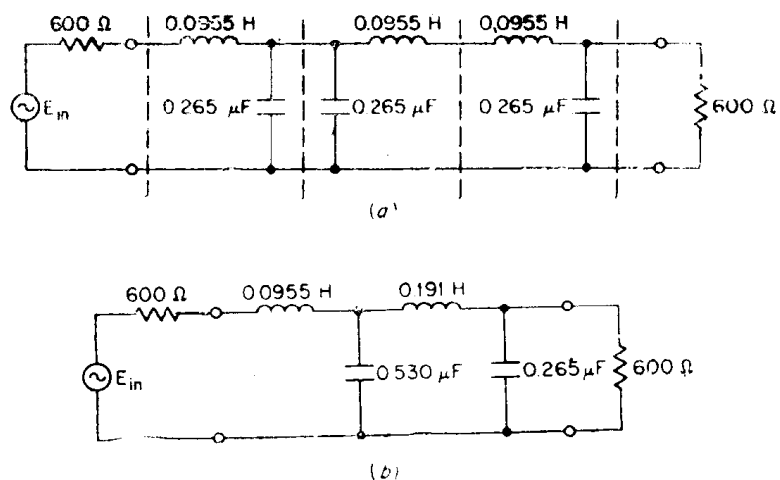


图1-3 例1-1所述的滤波器：(a) 合并元件以前的低通滤波器；(b) 最后电路

半节 m 导出式低通滤波器和它的频率响应示于图1-4。虽然，传输零点使从通带变为阻带的下降较陡，但超过陷波点后出现称为回升的反向突起。当陷波点位置靠近截止频率时，回升的幅度增加。

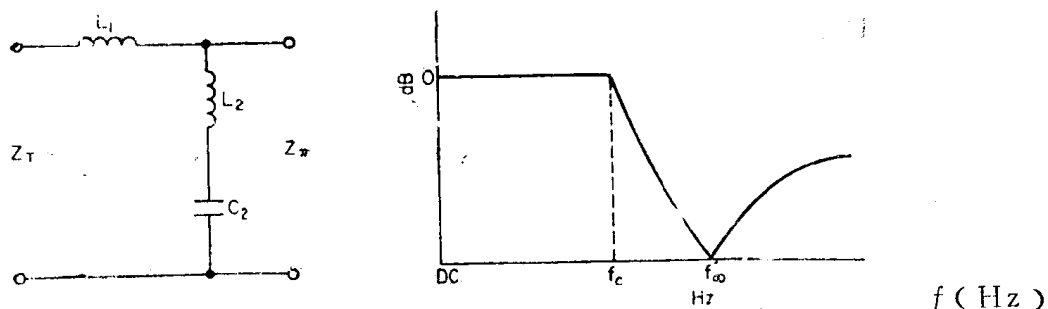


图1-4 半节 m 导出式低通滤波器

由于定 K 式滤波节具有单调（连续）的下降特性， m 导出式和定 K 式滤波节通常组合使用，以降低回升幅度。

半节 m 导出式滤波器的设计式为

$$m = \sqrt{1 - \frac{f^2}{f_\infty^2}} \quad (1-5)$$

$$L_1 = mL_K \quad (1-6)$$

$$L_2 = \frac{1-m^2}{m} L_K \quad (1-7)$$

$$C_2 = mC_K \quad (1-8)$$

参数 m 对影像阻抗的影响描绘在图1-5中。对于 $m=0.6$ ，通带的绝大部分是平坦的。这个数值可与电阻负载取得到良好的匹配。因此，影像参数滤波器通常终接 $m=0.6$ 的半节。

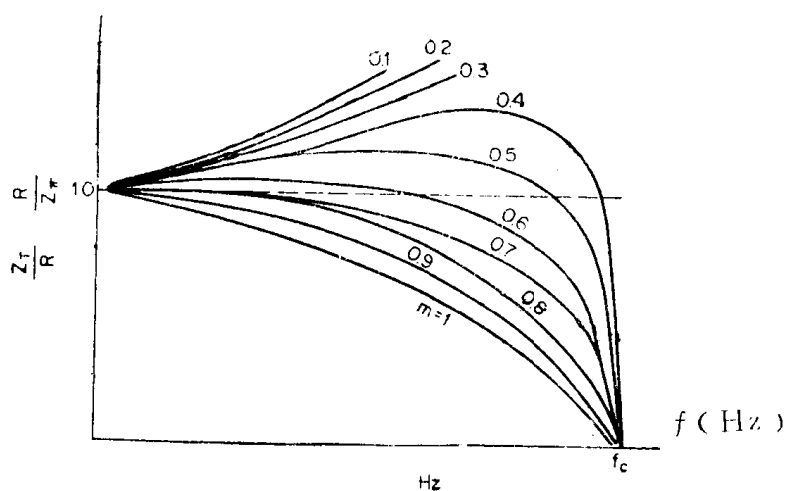


图1-5 影像阻抗与 m 的关系

应该认识到 m 导出式基本节有两个同等重要的功能，这一点是很重要的，即能使端接负载电阻与定 K 式基本节的影像阻抗很好地匹配，同时也可提高从通带到阻带的下降速率。

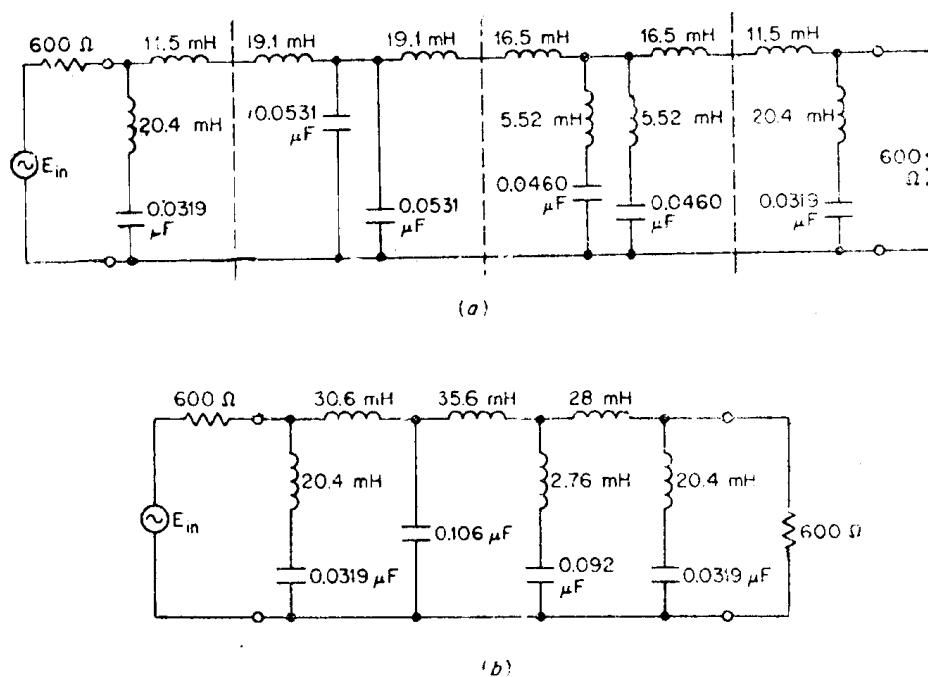


图1-6 例1-2的滤波器：(a) 具有几个单独节的滤波器；(b) 组合滤波器。

下面的例子说明用定 K 式和 m 导出式基本节的影像参数低通滤波器的设计。

例1-2

要求：低通滤波器

$$f_c = 5\text{kHz}$$

$$f_\infty = 10\text{kHz}$$

$$R = 600\ \Omega$$

解：用一个定K式全T半节和一个m导出式全T半节以m导出式终端节作终端负载。

(a) 计算定K式半节。

$$L_K = \frac{R}{2\pi f_c} = 0.0191\text{H} \quad (1-3)$$

$$C_K = \frac{1}{2\pi f_c R} = 0.0531\mu\text{F} \quad (1-4)$$

(b) 计算m导出式半节。

$$m = \sqrt{1 - \frac{f_c^2}{f_\infty^2}} = 0.886 \quad (1-5)$$

$$L_1 = m L_K = 0.0165\text{H} \quad (1-6)$$

$$L_2 = \frac{1 - m^2}{m} L_K = 0.00552\text{H} \quad (1-7)$$

$$C_2 = m C_K = 0.0460\mu\text{F}$$

(c) 用 $m = 0.6$ 计算m导出式终端节。

$$L_1 = m L_K = 0.0115\text{H} \quad (1-6)$$

$$L_2 = \frac{1 - m^2}{m} L_K = 0.0204\text{H} \quad (1-7)$$

$$C_2 = m C_K = 0.0319\mu\text{F} \quad (1-8)$$

最后电路示于图1-6，合并元件后可得图1-6(b)所示的滤波器。

定K式和m导出式影像参数设计技术有局限性。用这个方法设计的滤波器其质量差，其响应特性难以预断。由于这些局限性，我们不再讨论它。

1.2 现代网络理论

一般的滤波器示于图1-7。这个滤波器方框图可以由电感、电容、电阻以及其它可能的有源元件，如运算放大器和晶体三极管组成。图中终端所示的是一个电压源 E_s 、一个信号源电阻 R_s 以及一个负载电阻 R_L 。

用电路分析技术能够写出图1-7所示网络的电路方程式。用现代网络理论解出这些方程式，就可确定在某些方面具有最佳性能的网络元件值。

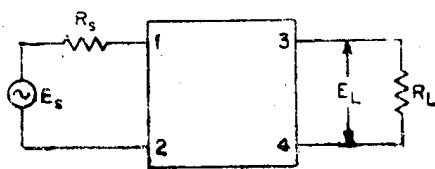


图1-7 一般的滤波器

1.2.1 极-零点概念

一般滤波器的频率响应可以用两个 s 的多项式之比表示（这里， $s = j\omega$ ， $j = \sqrt{-1}$ ， $\omega = 2\pi f$ 是每秒弧度表示的角频率）。它叫做传递函数，其数学表示式可写为

$$T(s) = \frac{E_L}{E_s} = \frac{N(s)}{D(s)} \quad (1-9)$$

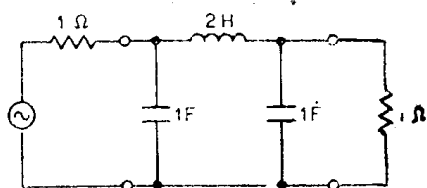
分母多项式 $D(s)$ 的根称为极点，分子多项式 $N(s)$ 的根称为零点。

推导网络的传递函数相当烦琐，已超出了本书的范围。下面考察一个比较简单的传递函数的计算和表示方法。

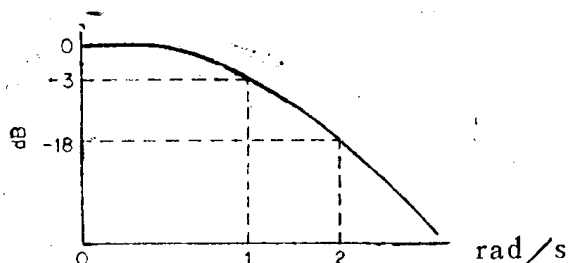
分析图1-8所示低通滤波器，可得下面的传递函数：

$$T(s) = \frac{1}{s^3 + 2s^2 + 2s + 1} \quad (1-10)$$

让我们用 $j\omega$ 代替 s ，然后在不同的频率上计算这个表达式。结果可用 $T(j\omega)$ 的绝对值以及对于直流（零频）而言的相对衰减分贝值表示。



(a)



(b)

图1-8 $n=3$ 的全极点低通滤波器：(a) 滤波器电路；(b) 频率响应。

$$T(j\omega) = \frac{1}{1 - 2\omega^2 + j(2\omega - \omega^3)} \quad (1-11)$$

ω	$ T(j\omega) $	$20 \lg T(j\omega) $
0	1	0dB
1	0.707	-3dB
2	0.124	-18dB
3	0.0370	-29dB
4	0.0156	-36dB

频率响应曲线绘于图1-8(b)。

分析方程式(1-10)可知，传递函数的分母有三个根或三个极点，而分子没有根，因此这样的滤波器叫做全极点型。由于分母是一个三次多项式，所以也可以说滤波器有 $n=3$ 个极点，极点为 $s = -1$ ， $s = -0.500 + j0.866$ 和 $s = -0.500 - j0.866$ 。

这些复数能够用一个复平面上的符号表示，横坐标为 α ，是根的实部；纵坐标为 β ，是根的虚部。每一个极点用符号 $\times$ 表示，零点表示为 $\circ$ 。图1-9说明式(1-10)之根的复平面表示法。

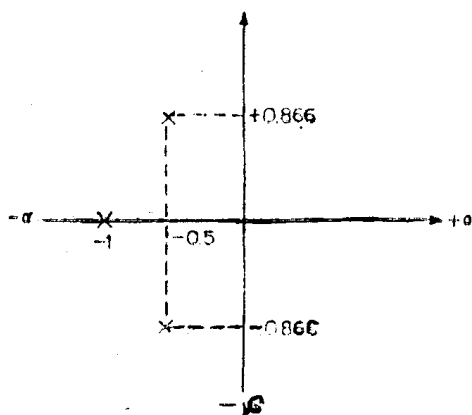


图1-9 式(1-10)的复平面表示

为了使滤波器能够实现，极点和零点的位置在数学上要有一定的限制。除了实轴上的极点和零点可单个出现以外，极点和零点都必须共轭成对出现。极点还必须限定在左半平面（即极点实轴坐标必须为负）。零点则可以出现在任何一个半平面。

1.2.2 由多项式综合滤波器

现代网络理论已得到一系列的标准传递函数。在某些方面，它可使滤波器具有最佳性

能。综合就是从这些传递函数得出电路元件数值的过程。第十二章有大量的传递函数表及有关元件值,以致不需要介绍综合法设计。然而,为了进一步了解如何确定这些数值,我们现在还要讨论几个综合滤波器的方法。

用驱动点阻抗展开式综合法 图1-7所示一般滤波器的输入阻抗是端点3、4终接阻抗后,从端点1、2看入的阻抗,称为网络的驱动点阻抗或 Z_{11} 。如果 Z_{11} 的表达式能够由给出的传递函数确定,那么展开这个表达式就能确定滤波器。

具有最平坦响应而且在阻带内的衰减单调增加的传递函数族是巴特沃思低通响应。这些全极点型传递函数之分母多项式的根位于以($j\omega$ 轴的)原点为圆心、半径为1的圆上。这类传递函数的衰减在1弧度/秒(rad/s)处为3dB。

传递函数方程式(1-10)满足上述条件。由图1-9显然可见,如果以1为半径,以原点为圆心作圆,将与实根和两个复根相交。

如果图1-7所示一般滤波器中的 R_s 是 $1\ \Omega$,则驱动点阻抗表达式可以利用巴特沃思传递函数导出:

$$Z_{11} = \frac{D(s) - s^n}{D(s) + s^n} \quad (1-12)$$

式中, $D(s)$ 是传递函数的分母多项式, n 是多项式的阶数。

$D(s)$ 代入方程式(1-12)后, Z_{11} 就可用连分式展开;展开过程包括辗转相除和颠倒分子分母多项式。最后结果包含一系列项,每一项分别代表一个电感和一个电容,而最后终接一个电阻。用下面的例子说明此过程。

例1-3

要求: 低通LC滤波器具有 $n=3$ 的巴特沃思响应。

解: (a) 用巴特沃思传递函数

$$T(s) = \frac{1}{s^3 + 2s^2 + 2s + 1} \quad (1-10)$$

(b) 将 $D(s) = s^3 + 2s^2 + 2s + 1$ 和 $s^n = s^3$ 代入式(1-12), 可得

$$Z_{11} = \frac{2s^2 + 2s + 1}{2s^3 + 2s^2 + 2s + 1}$$

(c) 将 Z_{11} 表示成分母为较高次多项式与较低次多项式之比:

$$Z_{11} = \frac{1}{\frac{2s^3 + 2s^2 + 2s + 1}{2s^2 + 2s + 1}}$$

(d) 将分母除并颠倒余式, 可得

$$Z_{11} = \frac{1}{s + \frac{1}{\frac{2s^2 + 2s + 1}{s + 1}}}$$

(e) 进一步将二多项式相除, 可得最后的表达式

$$Z_{11} = \frac{1}{s + \frac{1}{\frac{2s + 1}{s + 1}}} \quad (1-13)$$