

I A N X I N W A N G L U O J I C H U

北京邮电学院邮电专业

电信网络基础

下 册

人民邮电出版社

内 容 提 要

本书由浅入深地阐明了载波通信系统中无源线性网络的基本理论及分析方法，对载波机中的主要无源部件——滤波器、均衡器的设计方法进行了介绍，并附有若干设计图表。全书共七章，分上下两册出版，上册包括：工作参数滤波器，四端网络，影象参数滤波器。下册包括：高通、带通和带阻滤波器的设计，滤波器的并联运用，晶体滤波器、压电陶瓷滤波器和机械滤波器，均衡器。

本书可供从事载波通信工作的维护人员、生产工人、工程技术人员及有关专业的工农兵学员学习和参考。

电 信 网 络 基 础

下 册

北京邮电学院载波专业

*

人民邮电出版社出版

北京东长安街27号

北京印刷一厂印刷

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 1978年4月第一版
印张：9 2/16 页数：73 1978年4月北京第一次印刷
字数：226千字 印数：1—16,500册

统一书号：15045·总2205-有581

定价：0.75元

目 录

| | |
|--------------------------------------|----|
| 第四章 高通、带通和带阻滤波器的设计 | 1 |
| 4-1 K 式高通、带通及带阻滤波器 | 1 |
| 一、K 式高通滤波器 | 1 |
| 二、K 式带通滤波器 | 3 |
| 三、K 式带阻滤波器 | 7 |
| 4-2 频率变换 | 10 |
| 一、频率变换的概念 | 10 |
| 二、频率变换的应用 | 11 |
| 4-3 影象参数滤波器的基本节图表 | 18 |
| 4-4 样板法设计举例 | 18 |
| 4-5 图表法设计举例 | 25 |
| 第五章 滤波器的并联应用 | 37 |
| 5-1 高、低通滤波器的并联运用 | 37 |
| 一、并联运用时所产生的问题 | 37 |
| 二、解决办法——“零点消去法” | 38 |
| 5-2 具有三级阻抗高、低通滤波器的并联运用简介 | 40 |
| 一、mm' 型高、低通滤波器的基本节电路 | 40 |
| 二、三级阻抗高、低通的并联运用 | 43 |
| 三、三级阻抗高、低通并联运用的典型电路 | 46 |
| 四、三级阻抗电路变换过程示例 | 48 |
| 5-3 带通滤波器的并联运用 | 49 |
| 一、带通滤波器直接并联 | 49 |
| 二、带通滤波器通过混合线圈并联 | 51 |
| 三、带通滤波器通过衰减器并联 | 51 |
| 第六章 晶体滤波器、压电陶瓷滤波器和机械滤波器 | 53 |
| 6-1 晶体滤波器 | 53 |
| 一、为什么要用晶体滤波器 | 53 |
| 二、晶体谐振体的基本性能 | 54 |
| 三、改变谐频间隔的措施 | 57 |
| 四、桥型滤波器的特性参数和常用的等效电路 | 60 |
| 五、窄带晶体滤波器简介 | 61 |
| 六、石英谐振体简介 | 65 |
| 七、窄带晶体滤波器设计举例 | 71 |
| 6-2 压电陶瓷滤波器 | 75 |
| 一、陶瓷谐振子的等效电路及其参数 | 76 |
| 二、陶瓷滤波器 | 78 |

| | | |
|------------|------------------------------|-----------|
| 6-3 | 机械滤波器 | 82 |
| 一、 | 概述 | 82 |
| 二、 | 机械滤波器的分析方法 | 85 |
| 三、 | 机械滤波器的材料和新型机械滤波器简介 | 89 |
| 6-4 | 几种滤波器的特点综述 | 91 |
| 第七章 | 均衡器 | 93 |
| 7-1 | 传输系统无畸变传输信号的条件 | 93 |
| 一、 | 无畸变条件 | 93 |
| 二、 | 均衡的概念 | 94 |
| 7-2 | 对衰减均衡器的要求和它的基本结构 | 95 |
| 一、 | 对衰减均衡器的基本要求 | 96 |
| 二、 | 衰减均衡器的基本结构 | 97 |
| 7-3 | 衰减均衡器的设计原理 | 98 |
| 一、 | Z_{11} 与衰减特性的关系 | 99 |
| 二、 | 衰减均衡器的设计步骤 | 102 |
| 7-4 | 衰减均衡器设计举例 | 106 |
| 7-5 | 衰减均衡器的调测 | 111 |
| 7-6 | 相位均衡器的概念 | 113 |
| 一、 | 对相位均衡器的要求 | 113 |
| 二、 | 相位均衡器的电路结构及其基本特性 | 113 |
| 三、 | 单元件和二元件相位均衡器 | 114 |
| 四、 | 时延均衡的概念 | 116 |
| 附表 | | |
| 附表 4-1 | 影象参数滤波器的基本节图表 | 119 |
| 附表 7-1 | 均衡器网络及计算公式图表 | 125 |
| 附录 | | |
| 附录 4-1 | 不对称带通滤波器基本节特性简介 | 128 |
| 附录 4-2 | 不对称带通滤波器设计的电路变换 | 134 |
| 附录 5-1 | 公式 (5-1-3)、(5-1-4) 的推导 | 139 |
| 附录 5-2 | 混合线圈特性简介 | 141 |

第四章 高通、带通和带阻 滤波器的设计

在第一、三两章中，分别介绍了低通滤波器的图表法和样板法设计，由于在载波通信及其他数据传输，无线通信等电信技术中，还广泛地应用着高通、带通和带阻滤波器，因此，有必要了解这些滤波器的设计方法。

本章从分析 K 式高通、带通和带阻滤波器的影象参数出发，找出它们与低通滤波器的内在联系，即频率变数间的关系。进而应用频率变换的方法，将高通、带通和带阻滤波器的设计问题，归结成为设计一个辅助低通滤波器的问题，然后再将辅助低通滤波器变换成需要的高通、带通和带阻滤波器。这样，就可以应用上一章中低通滤波器的设计知识，来解决其他各类滤波器的设计问题。所以本章的重点在于了解各类滤波器特性之间的内在联系，熟悉频率变换的方法及设计步骤。

用样板法或图表法设计滤波器，均可应用频率变换。由于二者所根据的理论基础不同，在设计时也有些差异，在本章中对这两种设计方法分别加以讨论。

4-1 K 式高通、带通及带阻滤波器

一、K 式高通滤波器

高通滤波器传通从 f_c 至 ∞ 频率的信号电流，阻止从 0 至 f_c 频率的信号电流。根据梯形滤波器的传通特性，最简单的情况是在其电路的串臂中接入不通直流的电容器，并臂中接入不通高频的电感，如图 4-1-1(a) 所示，这就是 K 式 Γ 型节高通滤波器。

根据 K 式滤波器的特点 $Z_{1K} \cdot Z_{2K} = R_K^2$ 有

$$\frac{\omega L_K}{\omega C_K} = R_K^2 \quad \text{即} \quad R_K = \sqrt{\frac{L_K}{C_K}}$$

R_K 为高通滤波器的设计电阻。

下面讨论 K 式 Γ 型高通滤波器的特性。

1. 影象参数

和低通滤波器一样，影象参数可以通过开、短路电抗求得。

由图 4-1-1(a) 可得：

$$X_{01} = -\frac{1}{\omega C_K}, \quad X_{\infty 1} = \left(\omega L_K - \frac{1}{\omega C_K} \right)$$

$x_{01}, x_{\infty 1}$ 的频率特性如图 4-1-1(b) 所示。

$$\therefore \frac{X_{01}}{X_{\infty 1}} = \frac{-1/\omega C_K}{\left(\omega L_K - \frac{1}{\omega C_K} \right)} = \frac{1}{1 - \frac{\omega^2}{\omega_c^2}} = \frac{1}{1 - Q_s^2}$$

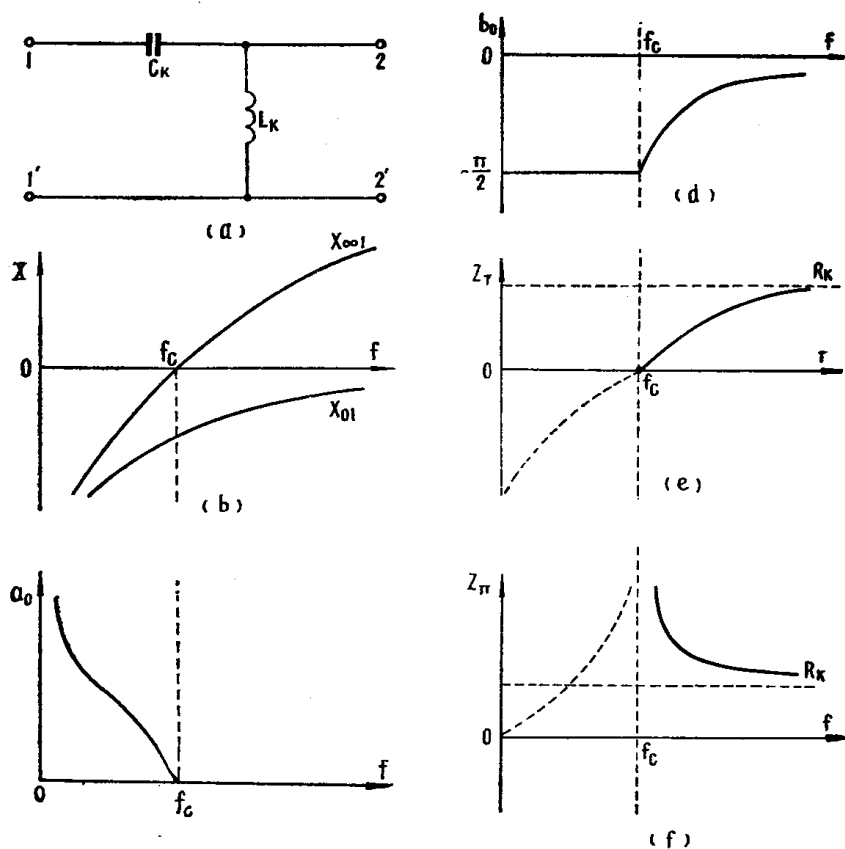


图 4-1-1

$$\therefore g_0 = \frac{1}{2} \ln \frac{1 + \sqrt{\frac{x_{01}}{x_{\infty 1}}}}{1 - \sqrt{\frac{x_{01}}{x_{\infty 1}}}} = \frac{1}{2} \ln \frac{1 + \sqrt{\frac{1}{1 - \Omega_g^2}}}{1 - \sqrt{\frac{1}{1 - \Omega_g^2}}} \quad (4-1-1)$$

$$\text{或} \quad g_0 = \frac{1}{2} \ln \frac{1 + \sqrt{\frac{(1/\Omega_g)^2}{\left(\frac{1}{\Omega_g}\right)^2 - 1}}}{1 - \sqrt{\frac{(1/\Omega_g)^2}{\left(\frac{1}{\Omega_g}\right)^2 - 1}}} \quad (4-1-1)$$

式中 $\Omega_g = \frac{f}{f_c}$ 为高通滤波器的标称频率 (本章的标称频率都注以下标, 高通为 Ω_g , 低通为 Ω_d , 带通为 Ω_{dt} , 带阻为 Ω_{ds} , 以便于相互区别)。

$\omega_c = \frac{1}{\sqrt{L_K C_K}}$ 为高通滤波器的截止频率。

$$\text{又} \quad X_{01} \cdot X_{\infty 1} = -\frac{1}{\omega C_K} \left(\omega L_K - \frac{1}{\omega C_K} \right) = -R_K^2 \left(\frac{\Omega_g^2 - 1}{\Omega_g^2} \right)$$

$$\therefore Z_T = \sqrt{-X_{01} X_{\infty 1}} = R_K \sqrt{\frac{\Omega_g^2 - 1}{\Omega_g^2}} = R_K \sqrt{1 - \left(\frac{1}{\Omega_g}\right)^2} \quad (4-1-2)$$

$$Z_{\pi} = \sqrt{-X_{02} X_{\infty 2}} = R_K / \sqrt{1 - \left(\frac{1}{\Omega_g}\right)^2}$$

同理可得

根据(4-1-1)和(4-1-2)式, 分别讨论其通阻带的情况。

通带: $\omega > \omega_c, \Omega_g > 1$

$$\left. \begin{aligned} a_0 &= 0 \\ b_0 &= \operatorname{tg}^{-1} \frac{-1/\Omega_g}{\sqrt{1 - \left(\frac{1}{\Omega_g}\right)^2}} \end{aligned} \right\} \quad (4-1-3)$$

Z_T, Z_π 为纯电阻性

阻带: $\omega < \omega_c, \Omega_g \leq 1$

$$\left. \begin{aligned} a_0 &= \frac{1}{2} \ln \left| \frac{1 + \sqrt{\frac{(1/\Omega_g)^2}{\left(\frac{1}{\Omega_g}\right)^2} - 1}}{1 - \sqrt{\frac{(1/\Omega_g)^2}{\left(\frac{1}{\Omega_g}\right)^2} - 1}} \right| \\ b_0 &= -\frac{\pi}{2} \end{aligned} \right\} \quad (4-1-4)$$

Z_T, Z_π 为纯电抗性

根据上述关系得出的固有衰减, 固有相移及特性阻抗的频率特性分别如图 4-1-1 中 (c), (d), (e), (f) 所示。

2. K 式高通滤波器的元件计算公式及电路

由 $R_K = \sqrt{L_K/C_K}$, $\omega_c = \frac{1}{\sqrt{L_K C_K}}$ 可以解得元件计算公式如下:

$$\left. \begin{aligned} C_K &= \frac{1}{\omega_c R_K} \\ L_K &= R_K / \omega_c \end{aligned} \right\} \quad (4-1-5)$$

这与低通滤波器是相同的。

根据匹配链接的原则, 可将半节 Γ 型电路构成全节的 T 型和 π 型电路, 如图 4-1-2 所示。

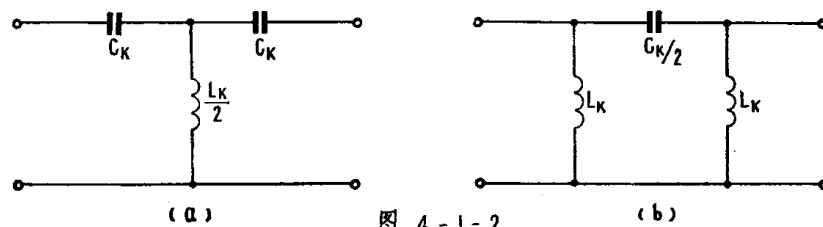


图 4-1-2

二、K 式带通滤波器

带通滤波器传通从 f_1 到 f_2 频率的信号电流, 而阻止从 0 到 f_1 及 f_2 到 ∞ 频率的信号电流, 根据梯型滤波器的物理概念, 当串臂为串联谐振回路、并臂为并联谐振回路, 且谐振频率相同时, 就能通过谐频附近的信号, 而阻止远离谐频的两边的信号, 故 Γ 型基本节的电路如图 4-1-3。

由于 $Z_{1K} \cdot Z_{2K} = R_K^2$ 或 $\frac{Z_{1K}}{R_K} = \frac{R_K}{Z_{2K}}$, 可见 Z_{1K} 的串联谐振频率应和 Z_{2K} 的并联谐振频

率相同,

$$\text{即: } \frac{1}{\sqrt{L_{1K}C_{1K}}} = \frac{1}{\sqrt{L_{2K}C_{2K}}} = \omega_0 \quad (4-1-6)$$

ω_0 (或 f_0) 称为带通滤波器的中心频率, 是带通的一个重要参量。

1. 截止频率 ω_{C1} 及 ω_{C2} , 通带宽度 Δf

带通滤波器的截止频率, 不象高、低通滤波器那样直观, 需要分析。图 4-1-3 中电路 1-1' 端的开、短路阻抗如图 4-1-4 (a), 其电抗曲线如图 4-1-4 (b)。

由传通条件知, $X_{\infty 1}$ 的两个零点 ω_1 及 ω_2 就是此带通滤波器的截止频率, 可由 $X_{1K} + X_{2K} = 0$ 解出。

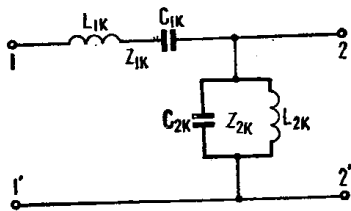


图 4-1-3

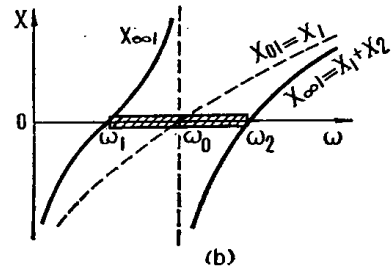
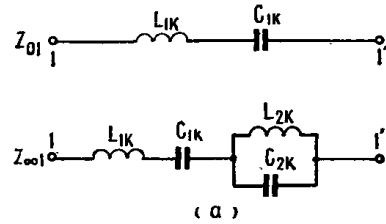


图 4-1-4

$$X_{1K} = \omega L_{1K} - \frac{1}{\omega C_{1K}} = \omega_0 L_{1K} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) = L_{1K} \left(\frac{\omega^2 - \omega_0^2}{\omega} \right) \quad (4-1-7)$$

$$X_{2K} = \frac{-1}{\omega C_{2K} - \frac{1}{\omega L_{2K}}} = -\frac{1}{\omega_0 C_{2K} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)} = \frac{-1}{C_{2K} \left(\frac{\omega^2 - \omega_0^2}{\omega} \right)} \quad (4-1-8)$$

当 $\omega = \omega_1$ 时, 由 $X_{1K} = -X_{2K}$ 得:

$$L_{1K} \left(\frac{\omega_1^2 - \omega_0^2}{\omega_1} \right) = \frac{1}{C_{2K} \left(\frac{\omega_1^2 - \omega_0^2}{\omega_1} \right)}$$

即

$$\left(\frac{\omega_1^2 - \omega_0^2}{\omega_1} \right)^2 = \frac{1}{L_{1K} C_{1K}}$$

$$\therefore \frac{\omega_1^2 - \omega_0^2}{\omega_1} < 0 \quad \therefore \frac{\omega_1^2 - \omega_0^2}{\omega_1} = -\frac{1}{\sqrt{L_{1K} C_{1K}}}$$

$$\omega_1^2 + \sqrt{\frac{1}{L_{1K} C_{1K}}} \omega_1 - \frac{1}{L_{1K} C_{1K}} = 0$$

$$\text{故: } \omega_{C1} = \omega_1 = \sqrt{\frac{1}{4 L_{1K} C_{2K}} + \frac{1}{L_{1K} C_{1K}}} - \sqrt{\frac{1}{4 L_{1K} C_{2K}}} \quad (4-1-9)$$

同理, 当 $\omega = \omega_2$ 时, $\omega_2 > \omega_0$ 可得:

$$\omega_{C2} = \omega_2 = \sqrt{\frac{1}{4 L_{1K} C_{2K}} + \frac{1}{L_{1K} C_{1K}}} + \sqrt{\frac{1}{4 L_{1K} C_{2K}}} \quad (4-1-10)$$

式(4-1-9), (4-1-10)表示了K式带通滤波器截止频率和元件值之间的关系。但利用这两个式子来计算截止频率的情况是较少的, 而主要是用来求出另外一些重要关系。如将(4-1-9)和式(4-1-10)相乘可得:

$$\omega_{c1}\omega_{c2} = \frac{1}{L_{1K}C_{1K}} = \omega_0^2$$

或

$$\left. \begin{aligned} \sqrt{\omega_{c1}\omega_{c2}} &= \omega_0 \\ \sqrt{f_{c1}f_{c2}} &= f_0 \end{aligned} \right\} \quad (4-1-11)$$

上式说明, 带通滤波器的两个截止频率对中心频率呈几何对称。
 又由式(4-1-10)减去式(4-1-9)可得:

$$\Delta\omega = \omega_{c2} - \omega_{c1} = \frac{1}{\sqrt{L_{1K}C_{2K}}}$$

或

$$\Delta f = f_{c2} - f_{c1} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{1K}C_{2K}}}$$

(4-1-12)

式中 Δf 为带通滤波器理论通带的宽度, 有时简称“带宽”。
 又由式(4-1-7)和式(4-1-8)可得:

$$Z_{1K} \times Z_{2K} = \frac{L_{1K}}{C_{2K}} = R_K^2$$

或

$$\left. \begin{aligned} R_K &= \sqrt{\frac{L_{1K}}{C_{2K}}} \\ R_K &= \sqrt{\frac{L_{2K}}{C_{1K}}} \quad (\because L_{1K}C_{1K} = L_{2K}C_{2K}) \end{aligned} \right\} \quad (4-1-13)$$

上面这些公式表示了中心频率、带宽、设计电阻等与元件值的相互关系, 它们在设计工作中是很重要的。

2. 影象参数

对于图 4-1-3 的电路有:

$$\frac{Z_{01}}{Z_{\infty 1}} = \frac{Z_{1K}}{Z_{1K} + Z_{2K}} = \frac{Z_{1K}/Z_{2K}}{1 + Z_{1K}/Z_{2K}} \quad (4-1-14)$$

将(4-1-7)及(4-1-8)式代入可得:

$$\frac{Z_{1K}}{Z_{2K}} = -\omega_0^2 L_{1K} C_{2K} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)^2$$

或

$$\frac{Z_{1K}}{Z_{2K}} = - \left[\frac{\omega_0}{\Delta\omega} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \right]^2 \quad (4-1-15)$$

为了分析方便, 引入一些常用的符号。

令 $\Omega_{dt} = \frac{\omega}{\omega_0} = \frac{f}{f_0}$ 称为带通滤波器的标称频率

$$n = \frac{f_0}{\Delta f} = \frac{\omega_0}{\Delta\omega} \quad \text{称为变换常数} \quad (4-1-16)$$

及 $\eta = n \left(\Omega_{dt} - \frac{1}{\Omega_{dt}} \right) \quad (4-1-17)$

于是: $\frac{Z_{1K}}{Z_{2K}} = -\eta^2$ 代入(4-1-14)中得:

$$\frac{Z_{01}}{Z_{\infty 1}} = \frac{-\eta^2}{1-\eta^2} = \frac{\eta^2}{\eta^2-1} \quad (4-1-18)$$

将式(4-1-18)代入固有传输常数的一般公式中可得:

$$g_0 = a_0 + jb_0 = \frac{1}{2} \ln \frac{1 + \sqrt{\frac{\eta^2}{\eta^2-1}}}{1 - \sqrt{\frac{\eta^2}{\eta^2-1}}} \quad (4-1-19)$$

所以, 在通带中:

$$\left. \begin{aligned} a_0 &= 0 \\ b_0 &= \pm \operatorname{tg}^{-1} \sqrt{\frac{\eta^2}{1-\eta^2}} \end{aligned} \right\} \quad (4-1-20)$$

在阻带中:

$$\left. \begin{aligned} a_0 &= \frac{1}{2} \ln \left| \frac{1 + \sqrt{\frac{\eta^2}{\eta^2-1}}}{1 - \sqrt{\frac{\eta^2}{\eta^2-1}}} \right| \\ b_0 &= \pm \frac{\pi}{2} \end{aligned} \right\} \quad (4-1-21)$$

由上两式得出的 K 式带通滤波器的衰减及相移特性曲线如图 4-1-5(a)及(b)所示。

注意: 带通滤波器有两个阻带, 频率大于 f_{c2} 的为上阻带; 频率小于 f_{c1} 的为下阻带, 上下两个阻带的衰减特性对中心频率呈几何对称, 即 $\sqrt{f_m \times f'_m} = f_0$ 时, 其 f_m 及 f'_m 处的衰减值相等, 如图 4-1-5(a)所示。上下阻带的衰减对 f_0 呈几何对称的带通滤波器称为对称带通滤波器, 这种滤波器只要计算出一个阻带的衰减, 另一个阻带的衰减也就由对称关系确定了。

对于特性阻抗, 由图 4-1-3 有:

$$Z_T = \sqrt{Z_{01} \times Z_{\infty 1}} = \sqrt{Z_{1K} Z_{2K} \left(1 + \frac{Z_{1K}}{Z_{2K}} \right)}$$

$$\therefore Z_{1K} \times Z_{2K} = R_K^2 \quad Z_{1K}/Z_{2K} = -\eta^2$$

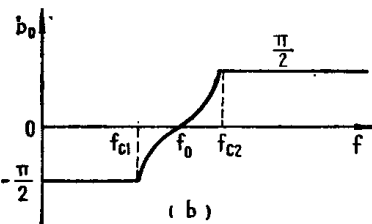
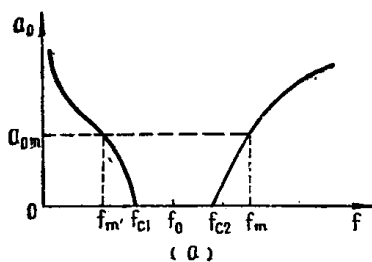


图 4-1-5

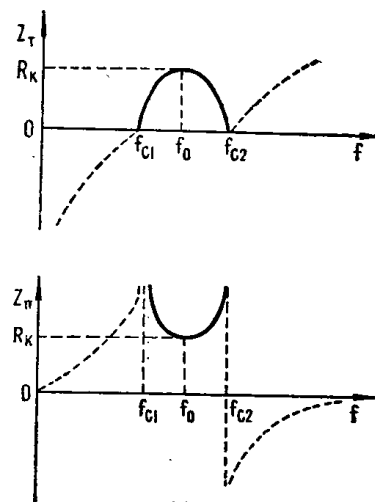


图 4-1-6

$$\therefore Z_T = R_K \sqrt{1 - \eta^2} \quad (4-1-22)$$

$$Z_\pi = \sqrt{Z_{02} \times Z_{\infty 2}} = \sqrt{\frac{Z_{1K} Z_{2K}}{1 + \frac{Z_{1K}}{Z_{2K}}}}$$

即 $Z_\pi = R_K / \sqrt{1 - \eta^2} \quad (4-1-23)$

Z_T 、 Z_π 的特性曲线分别如图 4-1-6(a) 及 (b) 所示。

由图 4-1-6 可见，适当地选择设计电阻时，在通带内负载与特性阻抗曲线最多可以有两个交点，故 K 式带通滤波器特性阻抗为二级阻抗。

3. 元件计算公式及电路结构

K 式带通滤波器有四个元件，需要用四个方程式求解。

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_{1K} C_{1K}}}$$

$$R_K = \sqrt{\frac{L_{1K}}{C_{2K}}}$$

$$\omega_{C1} = \sqrt{\frac{1}{4 L_{1K} C_{2K}} + \frac{1}{L_{1K} C_{1K}}} - \sqrt{\frac{1}{4 L_{1K} C_{2K}}}$$

$$\omega_{C2} = \sqrt{\frac{1}{4 L_{1K} C_{2K}} + \frac{1}{L_{1K} C_{1K}}} + \sqrt{\frac{1}{4 L_{1K} C_{2K}}}$$

联立解以上四式，可得各元件的计算公式如下：

$$\left. \begin{aligned} L_{1K} &= \frac{R_K}{\omega_{C2} - \omega_{C1}} \\ C_{1K} &= \frac{\omega_{C2} - \omega_{C1}}{R_K \omega_{C1} \omega_{C2}} \\ L_{2K} &= \frac{R_K (\omega_{C2} - \omega_{C1})}{\omega_{C1} \times \omega_{C2}} \\ C_{2K} &= \frac{1}{R_K (\omega_{C2} - \omega_{C1})} \end{aligned} \right\} \quad (4-1-24)$$

K 式带通滤波器的 T 型及 π 型全节电路如图 4-1-7 所示。

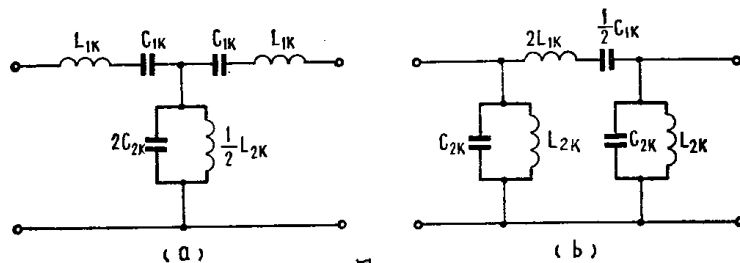


图 4-1-7

三、K 式带阻滤波器

带阻滤波器是阻止从 f_1 至 f_2 频率的信号电流，而传通其余频率的信号电流。它的特性恰好与带通滤波器相反，其 Γ 型、T 型、 π 型三种基本节电路分别如图 4-1-8(a)、(b)、(c) 所示。

带阻滤波器的分析方法与带通滤波器完全类似，不再赘述。其分析结果如下：

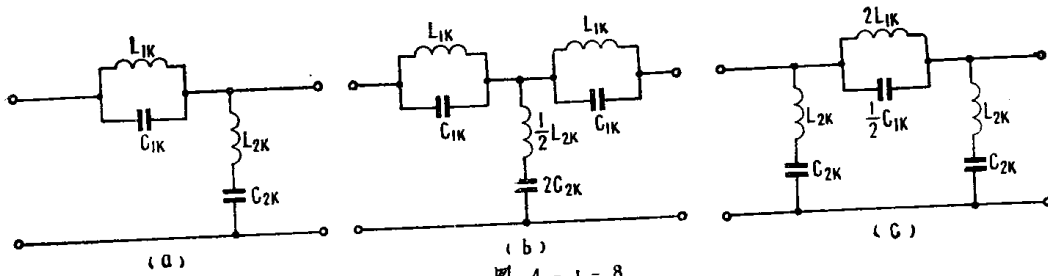


图 4-1-8

$$\frac{Z_{1K}}{Z_{2K}} = \frac{1}{-\left[\frac{\omega_0}{\Delta\omega} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)\right]^2} = -\frac{1}{\eta^2}$$

$$\frac{Z_{01}}{Z_{\infty 1}} = \frac{(1/\eta)^2}{\left(\frac{1}{\eta}\right)^2 - 1}$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_{1K}C_{1K}}} = \frac{1}{\sqrt{L_{2K}C_{2K}}}$$

$$R_K = \sqrt{\frac{L_{2K}}{C_{1K}}} = \sqrt{\frac{L_{1K}}{C_{2K}}}$$

$$\omega_{c1} = \sqrt{\frac{1}{4L_{2K}C_{1K}} + \frac{1}{L_{1K}C_{1K}}} - \sqrt{\frac{1}{4L_{2K}C_{1K}}}$$

$$\omega_{c2} = \sqrt{\frac{1}{4L_{2K}C_{1K}} + \frac{1}{L_{1K}C_{1K}}} + \sqrt{\frac{1}{4L_{2K}C_{1K}}}$$

1. Γ 型节的影象参数
固有传输常数:

$$g_0 = a_0 + jb_0 = \frac{1}{2} \ln \frac{1 + \sqrt{\frac{\left(\frac{1}{\eta}\right)^2}{\left(\frac{1}{\eta}\right)^2 - 1}}}{1 - \sqrt{\frac{\left(\frac{1}{\eta}\right)^2}{\left(\frac{1}{\eta}\right)^2 - 1}}} \quad (4-1-25)$$

衰减及相移:
通带

$$\left. \begin{aligned} a_0 &= 0 \\ b_0 &= \pm \operatorname{tg}^{-1} \left| \sqrt{\frac{\left(\frac{1}{\eta}\right)^2}{1 - \left(\frac{1}{\eta}\right)^2}} \right| \end{aligned} \right\} \quad (4-1-26)$$

阻带

$$a_0 = \frac{1}{2} \ln \left\{ \frac{1 + \sqrt{\frac{\left(\frac{1}{\eta}\right)^2 - 1}}{\left(\frac{1}{\eta}\right)^2}}}{1 - \sqrt{\frac{\left(\frac{1}{\eta}\right)^2 - 1}}{\left(\frac{1}{\eta}\right)^2}} \right\} \quad (4-1-27)$$

$$b_0 = \pm \frac{\pi}{2}$$

特性阻抗

$$\left. \begin{aligned} Z_T &= R_K \sqrt{1 - \left(\frac{1}{\eta}\right)^2} \\ Z_\pi &= R_K / \sqrt{1 - \left(\frac{1}{\eta}\right)^2} \end{aligned} \right\} \quad (4-1-28)$$

公式中各符号的意义与带通滤波器完全相同。

由式(4-1-26)、(4-1-27)及(4-1-28)可得衰减、相移及特性阻抗频率特性曲线如图 4-1-9 所示。

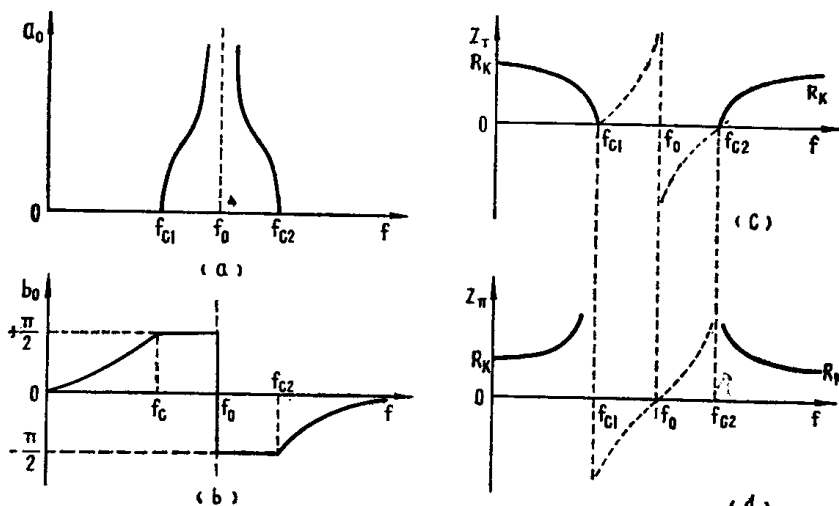


图 4-1-9

2. 元件计算公式

类似带通的求法，可得：

$$\left. \begin{aligned} L_{1K} &= \frac{R_K(\omega_{C2} - \omega_{C1})}{\omega_{C1}\omega_{C2}} \\ C_{1K} &= \frac{1}{R_K(\omega_{C2} - \omega_{C1})} \\ L_{2K} &= \frac{R_K}{\omega_{C2} - \omega_{C1}} \\ C_{2K} &= \frac{\omega_{C2} - \omega_{C1}}{R_K\omega_{C2}\omega_{C1}} \end{aligned} \right\} \quad (4-1-29)$$

以上我们分别讨论了 K 式高通、带通和带阻滤波器的特性，将它们的特性和 K 式低通滤波器的特性一起归纳于表 4-1 中。

表 4-1

| 名 称 | 低 通 | 高 通 | 带 通 | 带 阻 |
|--------------|---|---|--|--|
| 固有衰减 (阻带) | $a_0 = \frac{1}{2} \ln \left \frac{1+q}{1-q} \right $ | $a_0 = \frac{1}{2} \ln \left \frac{1+q}{1-q} \right $ | $a_0 = \frac{1}{2} \ln \left \frac{1+q}{1-q} \right $ | $a_0 = \frac{1}{2} \ln \left \frac{1+q}{1-q} \right $ |
| 固有相移 (通带) | $b_0 = \operatorname{tg}^{-1} \sqrt{\frac{\Omega_d^2}{1-\Omega_d^2}}$ | $b_0 = \operatorname{tg}^{-1} \left[-\sqrt{\frac{(1/\Omega_g)^2}{1-(1/\Omega_g)^2}} \right]$ | $b_0 = \pm \operatorname{tg}^{-1} \sqrt{\frac{\eta^2}{1-\eta^2}}$ | $b_0 = \pm \operatorname{tg}^{-1} \sqrt{\frac{(1/\eta)^2}{1-(1/\eta)^2}}$ |
| 标称 特性阻抗 | $z_T = \sqrt{1-\Omega_d^2}$ $z_\pi = 1/\sqrt{1-\Omega_d^2}$ | $z_T = \sqrt{1-(1/\Omega_g)^2}$ $z_\pi = 1/\sqrt{1-(1/\Omega_g)^2}$ | $z_T = \sqrt{1-\eta^2}$ $z_\pi = 1/\sqrt{1-\eta^2}$ | $z_T = \sqrt{1-(1/\eta)^2}$ $z_\pi = \sqrt{1/1-(1/\eta)^2}$ |
| 辅助 计算因子 | $q = \sqrt{\frac{\Omega_d^2}{\Omega_d^2-1}}$ | $q = \sqrt{\frac{(1/\Omega_g)^2}{(1/\Omega_g)^2-1}}$ | $q = \sqrt{\frac{\eta^2}{\eta^2-1}}$ $\eta = n \left(\Omega_{dt} - \frac{1}{\Omega_{dt}} \right)$ $n = f_0 / (f_{c2} - f_{c1})$ | $q = \sqrt{\frac{(1/\eta)^2}{(1/\eta)^2-1}}$ $\eta = n \left(\Omega_{dz} - \frac{1}{\Omega_{dz}} \right)$ $n = f_0 / (f_{c2} - f_{c1})$ |
| 标称频率 | $\Omega_d = f/f_c$ | $\Omega_g = f/f_c$ | $\Omega_{dt} = f/f_0$ | $\Omega_{dz} = f/f_0$ |

4-2 频率变换

事物总是相互联系，相互依存的，掌握了它们之间的共同规律，就能由此及彼，由表及里。在第三章中我们分析了设计影象参数低通滤波器的原理、公式及图表，如果这些结论也可用于高通、带通和带阻滤波器的设计，就可以大大简化我们的分析计算工作，为此，需要寻求这些滤波器与低通滤波器之间的内在联系。

一、频率变换的概念

对比表 4-1 中各类滤波器的特性，我们发现它们的衰减、相移和阻抗计算公式的函数形式都是相同的，只是包含的频率变量不同。正是由于这个变量不同，而表现出低通、高通、带通和带阻等不同特性。

如果令：

$$\left. \begin{aligned} \Omega_d^2 &= \left(\frac{1}{\Omega_g} \right)^2 \\ \text{或} \quad \Omega_d &= \pm \frac{1}{\Omega_g}^* \end{aligned} \right\} \quad (4-2-1)$$

则低通滤波器的各个公式就和高通的各个公式分别相等。

$$\left. \begin{aligned} \text{如果令：} \quad \Omega_d^2 &= \eta^2 \\ \text{或} \quad \Omega_d &= \eta = n \left(\Omega_{dt} - \frac{1}{\Omega_{dt}} \right) \end{aligned} \right\} \quad (4-2-2)$$

则低通的各个公式就和带通的各个公式分别相等。

* 取“负”号是为了实现高、低通元件之间的转换。

如果令：
$$\Omega_d^2 = \left(\frac{1}{\eta}\right)^2$$

或
$$\Omega_d = \pm \frac{1}{\eta}$$
 (4-2-3)

则低通的各个公式就和带阻的各个公式分别相等。

式(4-2-1)、(4-2-2)及(4-2-3)称为频率变换式，由此可见，应用这些关系，就可以从低通滤波器的特性得到相应的其它滤波器的特性。这些关系式就体现了各类滤波器之间的内在联系，应用它们来进行特性的转换就叫做频率变换。

应用频率变换不仅从低通滤波器可得到其他滤波器的特性；更为有用的是可将高通、带通和带阻滤波器的设计问题，归结为设计一个辅助低通滤波器的问题，因而所有设计低通的图表及公式都可以应用，大大简化了设计工作。

滤波器设计总是根据规定的技术指标进行的，图 4-2-1 表示了应用频率变换将高通、带通及带阻滤波器的容限图，转变成辅助低通滤波器的容限图的情况。

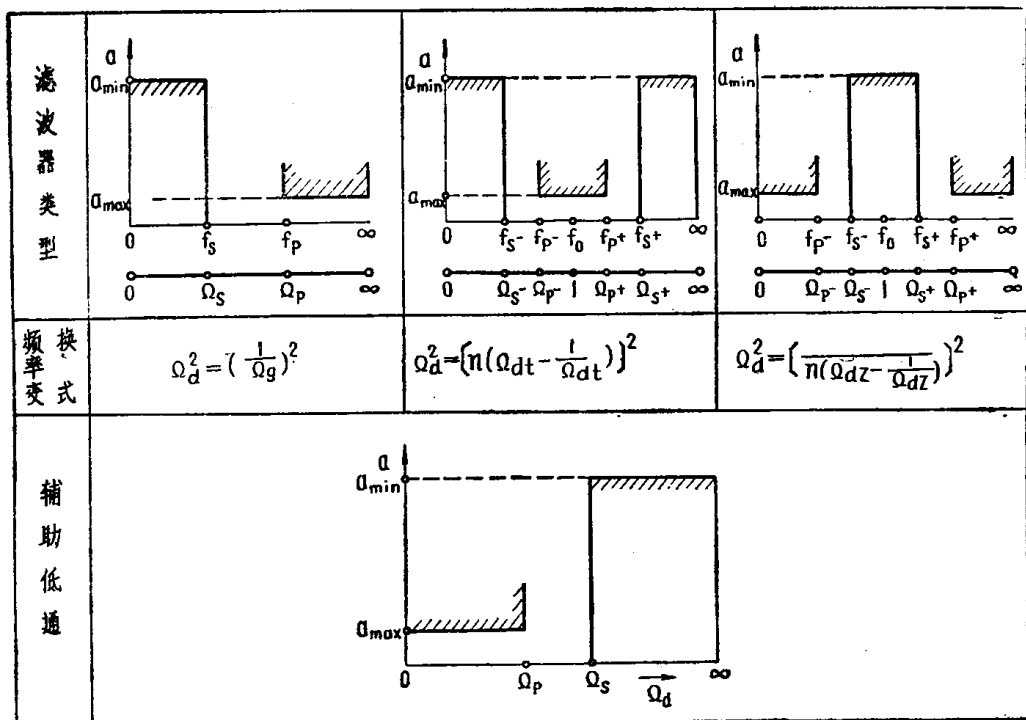


图 4-2-1

二、频率变换的应用

为了应用频率变换的方法设计高通、带通和带阻滤波器，需要进一步分析由频率变换所导致的滤波器的特性和结构之间的转换关系，以便于实际应用。

1. 低通与高通的转换

关于 K 式低通和 K 式高通滤波器的电路结构、特性及计算公式等内容，在前面已经讨论过了，这里再以它们为例，从频率变换的角度来讨论低通和高通之间的相互联系，以求得二者相互转换的一般规律。

① 衰减特性的转换

图 4-2-2(a)为一节 K 式低通滤波器的衰减特性。应用频率变换式(4-2-1)进行变换，于

是 Ω_d 坐标上的通带变成了 Ω_g 坐标上的阻带；而 Ω_d 坐标上的阻带，则变成了 Ω_g 坐标上的通带。这样，低通的特性变成了高通的特性。表 4-2 给出了频率特性间数值上的对应关系。

表 4-2

| | 通 带 | | | 阻 带 | | | |
|----------------|-------------------------|-----|---|-------------------------|------|-------|----------|
| | 0 | 0.5 | 1 | 2 | 4 | 8 | ∞ |
| 低 通 Ω_d | $0 < \Omega_d < 1$ | | | $1 < \Omega_d < \infty$ | | | |
| 高 通 Ω_g | ∞ | 2 | 1 | 0.5 | 0.25 | 0.125 | 0 |
| | $1 < \Omega_g < \infty$ | | | $0 < \Omega_g < 1$ | | | |
| $\alpha_0(N)$ | 0 | 0 | 0 | 2.65 | 4.13 | 5.54 | ∞ |

所得高通滤波器的衰减特性如图 4-2-2 (b) 所示。由图可见，高、低通滤波器的衰减特性对于标称频率 1 呈几何对称 ($\Omega_d \Omega_g = 1$)。就是说，将低通的频率变量 Ω_d 换成倒数 $\frac{1}{\Omega_g}$ ，则电路的特性以频率轴上的 1 为中心，搬移到其几何对称位置上，且保持曲线的高度不变。如 $\Omega_d = 2$ 时的 2.65 N 搬到 $\Omega_g = 0.5$ 处 ($2 \times 0.5 = 1$)。

应用频率变换式 $\Omega_d^2 = \frac{1}{\Omega_g^2}$ 将 Ω_d 由 $1 \sim \infty$ 的阻带衰减曲线全部搬到 $0 \sim 1$ 的频带上形成高通特性，这个结论对于更复杂的衰减特性也是正确的，如图 4-2-3 所示。

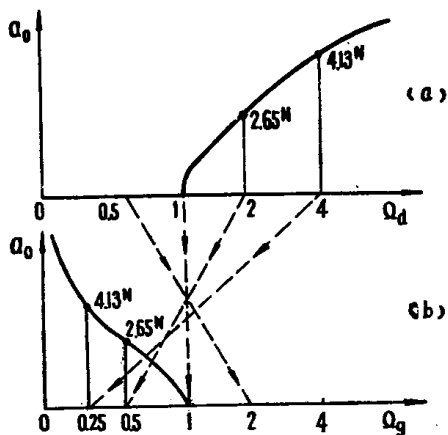


图 4-2-2

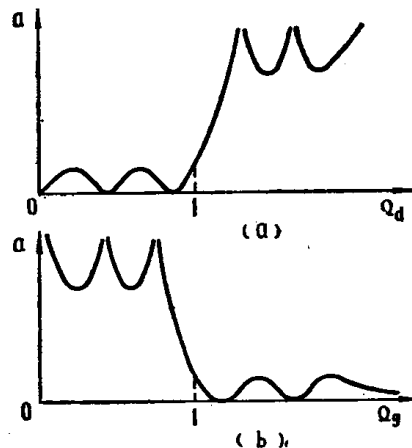


图 4-2-3

② 电路结构的转换

为便于设计，下面讨论标称化电路的转换。

低通中的电感 α_d 转换为高通中的电容 $\beta_g (= \frac{1}{\alpha_d})$ ，如图 4-2-4(a) 所示，其变换过程如下。

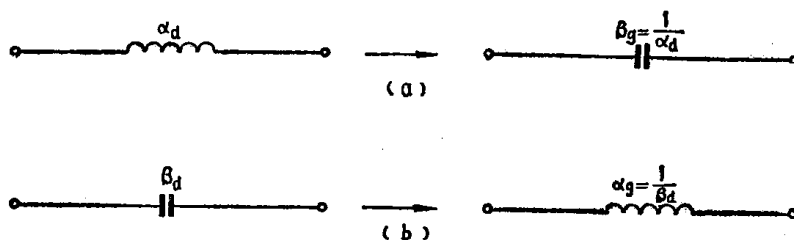


图 4-2-4

低通滤波器中的标称感抗为 $j\Omega_d\alpha_d$ ，以频率变换式 (4-2-1) 代入，可得：

$$j\Omega_d\alpha_d \rightarrow \frac{1}{j\Omega_g} \alpha_d = \frac{1}{j\Omega_g \frac{1}{\alpha_d}} = \frac{1}{j\Omega_g\beta_g}$$

故
$$\beta_g = \frac{1}{\alpha_d} \quad (4-2-4)$$

低通中的电容 β_d 转换为高通中的电感 $\alpha_g (= \frac{1}{\beta_d})$ ，如图 4-2-4(b) 所示，其转换过程如下：

低通中的标称容抗为 $\frac{1}{j\Omega_d\beta_d}$ ，以频率变换式 (4-2-1) 代入，可得：

$$\frac{1}{j\Omega_d\beta_d} \rightarrow j\Omega_g \frac{1}{\beta_d} = j\Omega_g\alpha_g$$

故
$$\alpha_g = \frac{1}{\beta_d} \quad (4-2-5)$$

这样，图 4-2-5(a) 所示的 K 式低通滤波器，经过式 (4-2-1) 的频率变换后，就得出图 4-2-5(b) 所示的 K 式高通滤波器。

由此可见，从频率变换得出的结果与从物理概念所分析的结果是一致的，所以频率变换式正确地反映了这两种事物间的内在联系。

上面讨论的过程是从低通到高通，显然，也可以从高通变到低通。

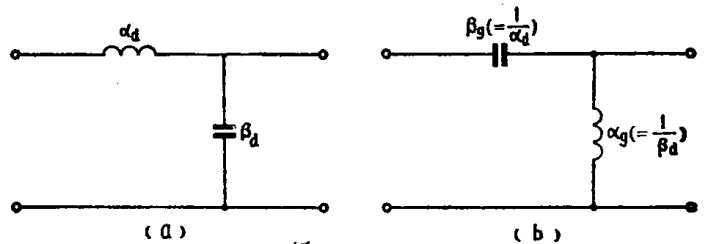


图 4-2-5

例 4-1 试将图 4-2-6(a) 之 m 式低通滤波器 ($f_c = 2800$ 赫, $R_K = 600$ 欧), 用频率变换求出对应的高通滤波器结构及元件值 (高通的 f_c 与 R_K 和低通相同), 并绘出高通滤波器的衰减特性。

解：先将低通标称化。

$$\alpha_1 = \frac{\omega_c}{R_K} L_1 = \frac{2\pi \times 2800}{600} \times 20 \times 10^{-3} = 0.59$$

$$\alpha_2 = \frac{\omega_c}{R_K} L_2 = \frac{2\pi \times 2800}{600} \times 36 \times 10^{-3} = 1.06$$

$$\beta_2 = R_K \omega_c C_2 = 600 \times 2\pi \times 2800 \times 0.057 \times 10^{-6} = 0.608$$

根据式 (4-2-4) 及 (4-2-5) 得出高通的标称元件值 (加“'”号表示)。

$$\beta'_1 = \frac{1}{\alpha_1} = \frac{1}{0.59} = 1.7$$

$$\beta'_2 = \frac{1}{\alpha_2} = \frac{1}{1.06} = 0.943$$

$$\alpha'_2 = \frac{1}{\beta_2} = \frac{1}{0.608} = 1.65$$

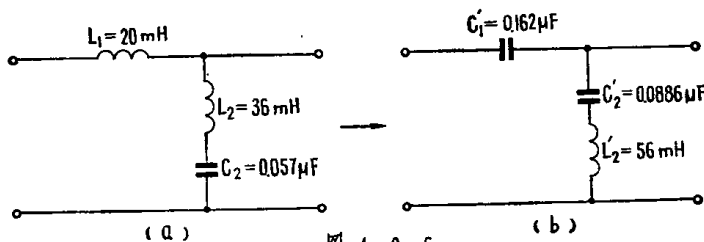


图 4-2-6

再求高通的实际元件值：

$$C'_1 = \beta'_1 \times \frac{1}{R_K \omega_c} = \frac{1.7}{600 \times 2\pi \times 2800} = 0.162 \mu F$$