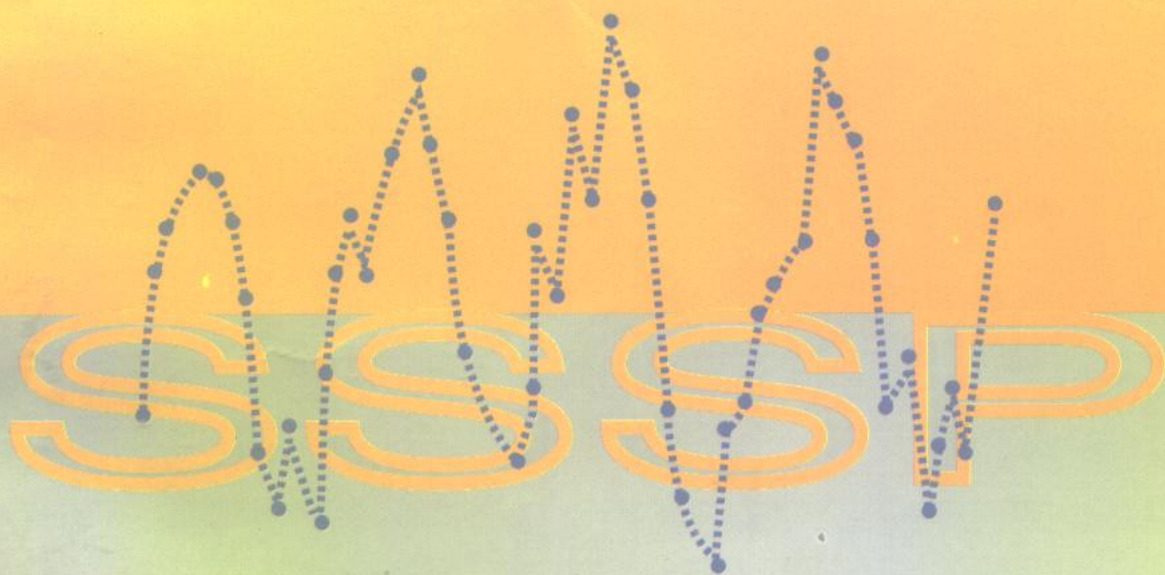




全国高技术重点图书

信号、系统与信号处理 (下)

吴湘淇 编著



电子工业出版社

PUBLISHING HOUSE OF ELECTRONICS INDUSTRY

195248

TW 9117
VV 96

2 全国高技术重点图书

信号、系统与信号处理

(下)

吴湘淇 编著



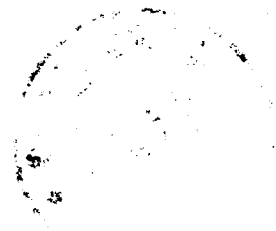
电子工业出版社

内 容 提 要

本套书下册包括第三篇与第四篇,主要讨论频率选择数字滤波器的设计,数字信号处理系统的硬件实现,功率谱估计与高阶谱估计,系统辨识、解卷积(逆滤波)与自适应信号处理,以及信号时-频分析与小波分析等近代信号分析与处理技术。附录列出了用C语言编写的15个计算机程序清单,供读者实际应用。

本书体系新颖,系统性与实践性强,随着信息学科的迅猛发展,在体现科学性、先进性和思想性方面很有特色,适用于作为大学生教材,研究生教参以及从事信息处理、通信、控制和电子信息学科有关的广大科技人员自学参考。

DZ 28/02



全国高技术重点图书

信号、系统与信号处理(下)

吴湘淇 编著

责任编辑 龚兰方

*

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

北京科技印刷厂印刷

*

开本:787×1092毫米 1/16 印张:20 字数:512千字

1996年8月第一版 1996年8月第一次印刷

印数:3500册 定价:24.50元

ISBN 7-5053-3794-7/TN·1007

目 录

第三篇 信号处理与系统综合	(1)
第十章 连续系统(模拟系统)的综合与实现	(1)
10.1 无源系统综合的可实现条件	(1)
* 10.2 连续系统无源综合	(3)
10.2.1 二端网路综合	(3)
10.2.2 四端网路综合	(7)
* 10.3 连续系统有源综合	(11)
10.3.1 有源元件的分析	(12)
10.3.2 有源系统的构成	(13)
10.3.3 有源系统的实现	(14)
10.4 频率选择模拟滤波器的设计	(18)
10.4.1 预备知识	(19)
10.4.2 模拟滤波器的设计	(23)
10.4.3 无源模拟滤波器的实现	(43)
小结	(51)
思考题	(52)
习题	(52)
第十一章 频率选择数字滤波器的设计	(55)
11.1 IIR 数字滤波器的设计	(56)
11.1.1 设计 IIR 滤波器的基本条件	(56)
11.1.2 IIR 数字滤波器间接设计方法之一——脉冲响应不变法	(57)
11.1.3 IIR 数字滤波器设计方法之二——双线性变换法	(60)
11.1.4 利用频率变换设计非归一化数字滤波器	(67)
11.2 IIR 数字滤波器优化设计与相位均衡器	(73)
11.2.1 一种直接设计 IIR 滤波器的简单方法	(73)
11.2.2 IIR 滤波器的优化设计	(74)
11.2.3 全通滤波器与相位均衡器	(78)
11.3 FIR 数字滤波器的设计	(80)
11.3.1 线性相位 FIR 滤波器的基本性质	(80)
11.3.2 窗口法设计线性相位 FIR 滤波器	(86)
11.3.3 频率取样法设计线性相位 FIR 滤波器	(98)
11.4 线性相位 FIR 滤波器的优化设计	(104)
11.4.1 最佳逼近定理	(104)
11.4.2 优化设计非线性规划解法——雷米兹(Remez)算法	(105)
11.4.3 设计过程与实例	(109)
小结	(116)
思考题	(119)
习题	(119)

第十二章 数字信号处理系统的硬件实现	(123)
12.1 数字信号处理的特点与实现	(123)
12.2 IIR 系统的构成	(125)
12.2.1 直接形式	(125)
12.2.2 间接形式	(127)
12.3 FIR 系统的构成	(132)
12.3.1 直接形式	(132)
12.3.2 级联形式	(133)
12.3.3 频率取样型	(134)
12.4 数字信号处理通用系统的硬件实现	(138)
12.4.1 预备知识	(138)
12.4.2 由通用芯片及单片机构成的硬件系统	(145)
12.4.3 由 DSP 芯片构成的硬件系统	(154)
12.5 数字信号处理专用系统的硬件实现	(164)
12.5.1 超高速单片 FFT 处理器	(164)
12.5.2 消除声音回授的语音信号处理系统	(167)
12.5.3 数字处理开发系统简介	(168)
12.6 有限字长对实现信号数字处理的影响	(169)
12.6.1 有限字长对数字滤波器实现的影响	(169)
12.6.2 有限字长对 DFT 运算的影响	(174)
小结	(177)
思考题	(178)
习题	(178)
第四篇 近代信号分析与处理技术	(179)
第十三章 功率谱估计	(179)
13.1 估计质量的评价及随机信号数字特征的估计	(179)
13.1.1 估计质量的评价	(180)
13.1.2 随机信号数字特征的估计	(182)
13.2 功率谱估计的非参数方法	(184)
13.2.1 周期图法(经典法)	(184)
13.2.2 改进周期图法	(186)
13.3 功率谱估计的参数方法(近代谱估计)	(187)
13.3.1 模型参数与自相关函数、功率谱之间的关系	(188)
13.3.2 AR 模型参数的估计 Y-W 方程的解法	(190)
13.3.3 AR 谱估计各种算法的比较及阶数的选择	(195)
* 13.3.4 ARMA 模型与其他功率谱估计方法	(197)
* 13.4 高阶谱信号分析	(198)
13.4.1 高阶谱的特点	(198)
13.4.2 高阶谱的定义与性质	(199)
13.4.3 高阶谱的估计方法	(206)
小结	(208)
思考题	(210)
习题	(210)

第十四章 系统辨识、解卷积(逆滤波)与自适应信号处理	(212)
14.1 逆系统与最小相位系统	(212)
14.2 系统辨识与最小平方逆滤波	(214)
14.2.1 基于最小二乘法的系统辨识	(215)
14.2.2 最小平方逆滤波	(219)
14.3 解卷积	(222)
14.3.1 基于最小平方的解卷积	(222)
14.3.2 基于同态滤波的解卷积	(225)
* 14.4 自适应信号处理技术与应用	(228)
14.4.1 自适应信号处理的含义和需要考虑的问题	(228)
14.4.2 从维纳滤波到自适应滤波	(229)
14.4.3 自适应信号处理在实际中的应用	(236)
小结	(240)
思考题	(241)
习题	(242)
* 第十五章 信号的时-频域分析与小波分析(Wavelet Analysis)简介	(243)
15.1 信号的时-频域分析	(243)
15.1.1 短时傅里叶变换(STFT)	(243)
15.1.2 维格纳变换(WD)	(245)
15.2 信号小波分析(小波变换)与时-频域分析的关系	(247)
15.2.1 预备知识	(247)
15.2.2 小波变换与时-频域分析	(248)
15.3 小波基函数与小波变换(WT)	(250)
15.4 小波反变换(IWT)与离散小波变换(DWT)	(251)
15.4.1 小波反变换	(252)
15.4.2 二进小波变换与离散小波变换	(252)
附录 1 C 语言程序清单	(255)
1. IIRDC—双线性变换法设计 IIR 数字滤波器程序	(255)
2. ELLIPTIC.C—利用双线性变换法实现数字椭圆滤波器的设计	(262)
3. FIRFD.C—FIR 滤波器频率取样法设计程序	(276)
4. REMIZ.C—利用雷米兹交换算法设计多通带线性相位(FIR)数字滤波器	(281)
5. PSE.C—用 FFT 实现功率谱估计	(295)
6. ZFFT.C—ZOOM FFT 演示程序	(303)
7. LDC LEVINSON—DURBIN 算法	(310)
附录 2 部分习题参考答案	(312)
参考书刊目录	(313)

第三篇 信号处理与系统综合

本篇是在第一篇和第二篇的基础上,利用信号分析与系统分析所揭示的规律,根据处理信号的需求来综合系统。由于系统的综合、设计是为了实现信号的特定处理,以处理技术为手段,综合系统为目的,因而两者互为因果、密不可分。本篇主要内容包括有:连续系统与离散系统的综合原理、设计方法与具体实现,但重在数字系统。通过对频率选择滤波器的剖析,在重视软件实现的同时,系统地阐述硬件实现的基本原理和具体方法。结合实例的介绍,建立起通用数字信号处理系统与专用实时处理系统必须具有的功能与相应构成的完整概念。把原理、方法与应用统一起来,以期达到深化物理概念、数学概念与工程概念,学以致用目的。

第十章 连续系统(模拟系统)的综合与实现

10.1 无源系统综合的可实现条件

在第二篇主要讨论了系统分析,即给定 LTI 系统的结构和输入激励,寻求系统的输出响应。在本篇与此相反,将研究在给定系统的输入和输出的条件下,寻求系统的构成及相应的参数,即所谓系统的综合问题。

系统设计是系统综合的重要内容,给定系统的输入和输出,实质上是要求设计一个系统,使之在时域里,系统的时间特性满足规定的冲激响应 $h(t)$;在频域里,系统的频率特性符合给出的频域系统函数 $H(\omega)$ 。例如要求设计一个 LTI 系统,使信号 $x(t)$ 通过系统后,其输出是输入的延迟而且幅度放大 K 倍,即 $y(t) = Kx(t-t_d)$,如图 10.1(a)中虚线所示。换句话说,要求在频域设计的技术指标必须满足输出幅度频谱等于原输入的 K 倍,相位频谱具有线性相移,如图 10.1(b)所示。根据第六章系统分析的结果知道,该给定的技术指标就是要求设计一个无失真的传输系统,使系统函数 $H(\omega) = Ke^{-j\omega t_d}$ 。显然,这个指标是难以实现的,因为在实际中,人们只能用具有频率特性的器件,实现在有限带宽内使幅度逼近常数,相位接近线性的要求。若 $H(\omega)$ 频带为 $|\omega| \leq \omega_c$, 则其相应的 $h(t)$ 不再是冲激而是取样函数,其结果使得输出 $y(t)$ 只能是近似于输入信号的延迟(见 a 图中实线所表示的 $y(t)$)。

由此可见,系统综合的过程首先是根据给定的技术指标,即所要求的系统响应(时间特性、频率特性、衰减特性等)求出物理上可实现的逼近函数,然后采用不同的结构来实现这个系统函数。这里如何寻求物理可实现的系统函数是解决综合问题的关键。因为并不是任何给定的

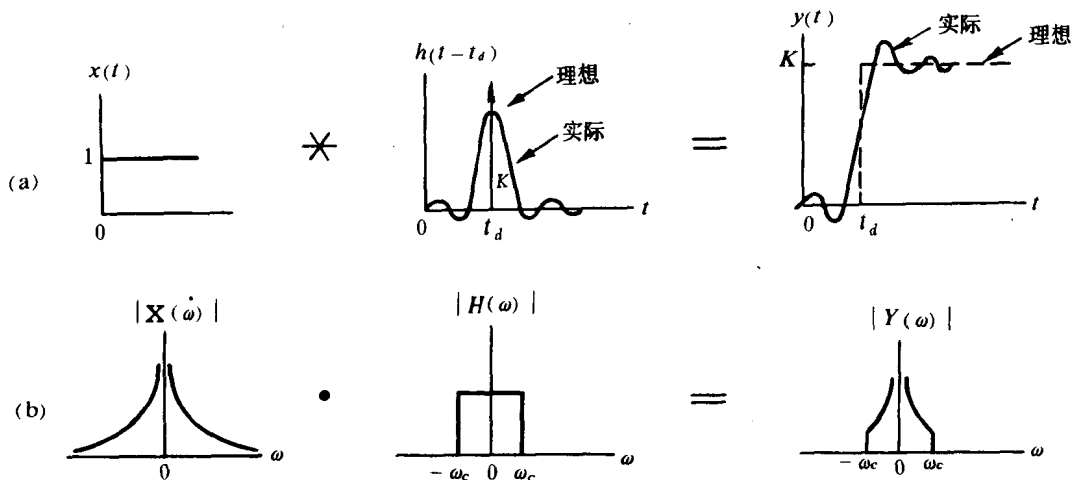


图 10.1 理想系统与实际系统特性的比较

系统函数都是可实现的。例如图 10.2 给定的系统函数为阻抗函数,即

$$H(s) = \frac{U(s)}{I(s)} = Z(s) = \frac{2s^2 + 3s + 2}{s + 1}$$

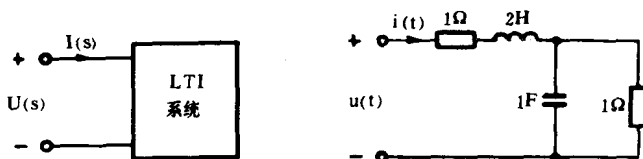


图 10.2 系统综合的简单实例

若要求该系统的构成及相应的参数,则可先把 $Z(s)$ 分解为两个子系统相串联,得

$$Z(s) = (1 + 2s) + \frac{1}{s + 1} = Z_1(s) + Z_2(s)$$

然后根据系统分析的知识,凭观察不难求得各子系统结构和相应元件的参数,如图 10.2(b)所示。若给定的系统函数为

$$H(s) = \frac{1-s}{s} = \frac{1}{s} - 1$$

显然,该系统是由 1F 电容与 -1Ω 电阻串联组成。由于负电阻不是耗能元件而是含源部件,所以如果用无源系统来综合,那末给定的系统函数是不能实现的。因此就提出这样一个问题,一个由无源元件组成的系统,进行系统综合时,其系统函数应该满足什么条件? 根据第七章的分析,一个物理可实现系统应该是因果、稳定系统,其系统函数必须是具有正、实系数的 s 的有理函数,即

$$H(s) = \frac{N(s)}{D(s)}$$

其中 $D(s)$ 是一个霍尔维茨多项式,所有零点均分布在 s 复平面的左半平面内。换句话说,

$H(s)$ 在 s 复平面的右半部没有极点。对由无源元件构成如图 10.2 所示的二端电系统来说, 由于 $H(s)=Z(s)$ 是一个阻抗函数 (或导纳函数), 可以证明它的可实现的充要条件 $Z(s)$ 为正实函数。该函数除了具有上述性质外, 还要求 ① $H(s)$ 在 $j\omega$ 轴上的极点是单极点并具有正的实数留数。② 多项式 $N(s)$ 和 $D(s)$ 的次数最多相差 1 次。③ 对所有 $0 \leq \omega < \infty, \operatorname{Re}[H(j\omega)] \geq 0$ 。例如给定 $H(s)=Z(s)=1/(s^2+1)$, 则由于分子、分母多项式相差 2 次, 因而为非正实函数。若给定 $H(s)=Z(s)=(s+1)/(s+2)$, 由于完全满足上列所有条件, 因而是正实函数。

10.2 连续系统无源综合

* 10.2.1 二端网路综合

二端网路综合就是由 R、L、C 无源元件组成的阻抗函数 (导纳函数) 的综合。其过程

(a) 确定阻抗函数作为系统函数的性质。

(b) 以这些性质为依据, 将给定的 $Z(s)$ 分解成具有某特定结构的输入阻抗形式。

(c) 确定 $Z(s)$ 的各元件参数, 使之与给定指标相符合。

1. R—C 综合

将 $Z(s)$ 分解成由一系列 R—C 并联电路为子系统 $Z_i(s)$ 的串接形式, 如图 10.3(a), 则有

$$Z_i(s) = \frac{1}{C_i s + 1/R_i} = \frac{k_i}{s + \alpha_i}, \quad \alpha_i = \frac{1}{RC_i}, \quad k_i = \frac{1}{C_i} \quad (10.1)$$

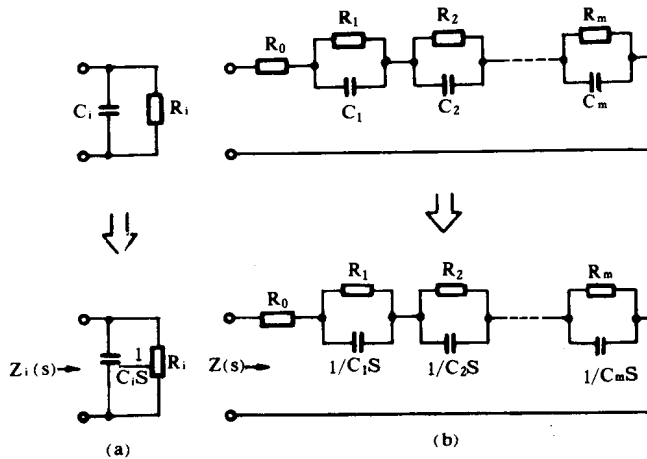


图 10.3 R—C 综合的串接形式

故由 (b) 图所构成的系统, 其阻抗函数可写成为

$$Z(s) = k_0 + \frac{k_1}{s + \alpha_1} + \frac{k_2}{s + \alpha_2} + \dots + \frac{k_m}{s + \alpha_m} \quad (10.2)$$

或写成

$$H(s) = Z(s) = \frac{N(s)}{(s + \alpha_1)(s + \alpha_2) \dots (s + \alpha_m)} = \frac{N(s)}{D(s)} \quad (10.3)$$

可见式(10.3)中 $D(s)$ 的根 $s_i = -\alpha_i = -1/RC_i < 0$ 均在 s 复平面的左半部并且满足正实函数的条件。各元件的参数值分别为

$$R_0 = k_0, \quad C_i = \frac{1}{k_i}, \quad R_i = \frac{k_i}{\alpha_i} \quad (10.4)$$

【例 10-1】 已知系统的阻抗函数为

$$Z(s) = \frac{3s^2 + 15s + 12}{s^2 + 2s}$$

试综合该系统。

【解】 按给定的阻抗函数可写成

$$Z(s) = \frac{3(s+1)(s+4)}{s(s+2)}$$

求得极点 $s=0, s=-2$ 并且完全满足正实函数的条件,经进一步分解得

$$Z(s) = 3 + \frac{6}{s} + \frac{3}{s+2}$$

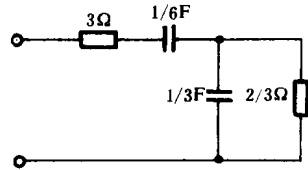


图 10.4 [例 10-1]所示系统的构成

将上式与式(10.2)进行比较,随即求得该系统的具体构成及相应的参数如图 10.4 所示。

由给定的 $Z(s)$ 进行系统综合其结构并不是唯一的。上述 R—C 综合,仅仅是一种构成的形式,还可以采用 R—L、L—C 串接或并接的综合形式。

2. R—L 综合

图 10.5 是以 R—L 串联电路为子系统所构成的一个无源二端网路。若系统函数是导纳函数且满足正实函数的条件,则(a)图可写成

$$Y_i(s) = \frac{1}{L_i s + R_i} = \frac{k_i}{s + \beta_i}, \quad \beta_i = \frac{R_i}{L_i}, \quad k_i = \frac{1}{L_i} \quad (10.5)$$

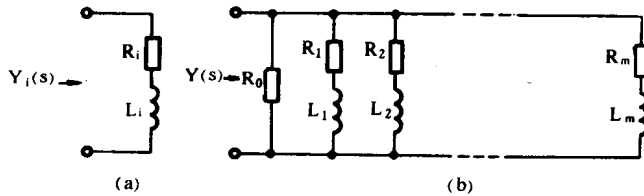


图 10.5 R—L 综合的并接形式

故由(b)图所构成的系统其导纳函数可写成为

$$Y(s) = k_0 + \frac{k_1}{s + \beta_1} + \frac{k_2}{s + \beta_2} + \dots + \frac{k_m}{s + \beta_m} \quad (10.6)$$

或写成

$$H(s) = Y(s) = \frac{N(s)}{(s + \beta_1)(s + \beta_2)\dots(s + \beta_m)} = \frac{N(s)}{D(s)} \quad (10.7)$$

比较式(10.6)与式(10.2),可见 R—L 网路的 $Y(s)$ 与 R—C 网路的 $Z(s)$ 具有相同的形式和性质。(b)图各元件的参数分别为

$$R_0 = \frac{1}{k_0}, \quad L_i = \frac{1}{k_i}, \quad R_i = \frac{\beta_i}{k_i} \quad (10.8)$$

【例 10-2】 已知系统的导纳函数为

$$Y(s) = \frac{3s^2 + 15s + 12}{s^2 + 2s}$$

试综合该系统。

【解】 按 $Y(s) = \frac{3(s+1)(s+4)}{s(s+2)} = 3 + \frac{6}{s} + \frac{3}{s+2}$

根据式(10.6)及式(10.8)随即求得该系统的
的具体构成如图 10.6 所示,其相应的参数分别
为

$$k_0 = 3, k_1 = 6, k_2 = 3, \beta_2 = 2$$

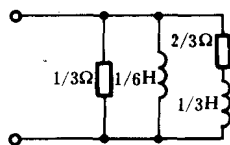
故得

$$R_0 = \frac{1}{3}\Omega, L_1 = \frac{1}{6}\text{H}, L_2 = \frac{1}{3}\text{H}, R_2 = \frac{2}{3}\Omega$$

3. L-C 综合

一个系统仅由电抗元件 L、C 构成称为
L-C 综合,其过程与 R-C、R-L 综合类似。

图 10.6 [例 10-2] 所示系统的构成



(a) 串接形式 如图 10.7 所示,则从(a)图有

$$\begin{aligned} Z_i(s) &= \frac{\frac{1}{C_i s} \cdot L_i s}{\frac{1}{C_i s} + L_i s} = \frac{\frac{1}{C_i} s}{s^2 + \frac{1}{L_i C_i}} \\ &= \frac{k_i s}{s^2 + \alpha_i}, \quad \alpha_i = \frac{1}{L_i C_i}, k_i = \frac{1}{C_i} \end{aligned} \quad (10.9)$$

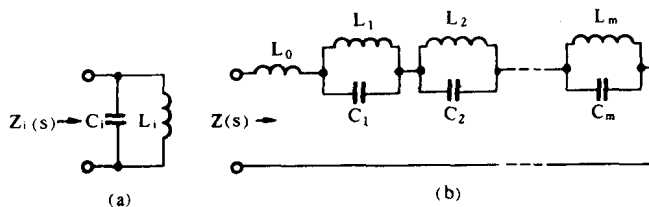


图 10.7 L-C 综合的串接形式

故由(b)图所构成的系统其阻抗函数(电抗函数)可写成为

$$Z(s) = k_0 s + \frac{k_1 s}{s^2 + \alpha_1} + \frac{k_2 s}{s^2 + \alpha_2} + \dots + \frac{k_m s}{s^2 + \alpha_m} \quad (10.10)$$

或
$$\frac{Z(s)}{s} = k_0 + \frac{k_1}{s^2 + \alpha_1} + \frac{k_2}{s^2 + \alpha_2} + \dots + \frac{k_m}{s^2 + \alpha_m} = \frac{N(s^2)}{D(s^2)} \quad (10.11)$$

上式若用 s 代以 s^2 ,则与 R-C 综合公式(10.2)一样,且具有相同的性质。因而在综合过程可先将 $Z(s)/s$ 展开成以 s^2 为变量的部分分式,然后再乘以 s 。图 10.7(b)中各元件的参数分别为

$$L_0 = k_0, \quad C_i = \frac{1}{k_i}, \quad L_i = \frac{k_i}{\alpha_i} \quad (10.12)$$

(b) 并联形式 并联形式与级联形式具有对偶的关系。如图 10.8 所示,同理可求得

(a)图
$$Y_i(s) = \frac{1}{L_i s + 1/(C_i s)} = \frac{k_i s}{s^2 + \beta_i}, \quad \beta_i = \frac{1}{L_i C_i}, \quad k_i = \frac{1}{L_i} \quad (10.13)$$

(b)图
$$Y(s) = k_0 s + \frac{k_1 s}{s^2 + \beta_1} + \frac{k_2 s}{s^2 + \beta_2} + \dots + \frac{k_m s}{s^2 + \beta_m} \quad (10.14)$$

在综合过程将函数 $\frac{1}{s} Y(s)$ 展开成以 s^2 为变量的部分分式, 然后再乘以 s , 求得图 10.8(b) 各元件参数分别为

$$C_0 = k_0, \quad L_i = \frac{1}{k_i}, \quad C_i = \frac{k_i}{\beta_i} \quad (10.15)$$

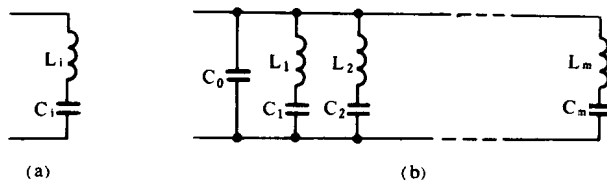


图 10.8 L-C 综合的并联形式

【例 10-3】 已知系统的阻抗函数为

$$Z(s) = \frac{(s^2 + 1)(s^2 + 25)}{s(s^2 + 9)}$$

试分别采用串接与并联两种形式综合该系统

【解】 (a) 串接形式, 将 $Z(s)$ 展开为部分分式, 得

$$Z(s) = s + \frac{25/9}{s} + \frac{128 s/9}{s^2 + 9}$$

根据式(10.10)求得

$$k_0 = 1, \quad k_1 = \frac{25}{9}, \quad \alpha_1 = 0, \\ k_2 = \frac{128}{9}, \quad \alpha_2 = 9$$

故得图 10.9(a) 各元件参数为

$$L_0 = 1\text{H}, \quad C_1 = \frac{9}{25}\text{F}, \quad L_1 = \infty,$$

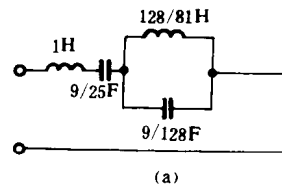
$$C_2 = \frac{9}{128}\text{F}, \quad L_2 = \frac{128}{81}\text{H}$$

(b) 并联形式, 将 $Y(s)$ 展开为部分分式, 得

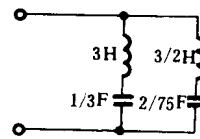
$$Y(s) = \frac{s(s^2 + 9)}{(s^2 + 1)(s^2 + 25)} \\ = \frac{s/3}{s^2 + 1} + \frac{2s/3}{s^2 + 25}$$

根据式(10.14)求得

$$k_1 = \frac{1}{3}, \quad \beta_1 = 1, \quad k_2 = 2/3, \quad \beta_2 = 25$$



(a)



(b)

(a) 串接形式; (b) 并联形式

图 10.9 [例 10-3] 所示系统的构成

故得图 10.9(b)各元件参数为

$$L_1 = 3\text{H}, \quad C_1 = \frac{1}{3}\text{F}, \quad L_2 = \frac{3}{2}\text{H}, \quad C_2 = \frac{2}{75}\text{F}$$

从以上对无源二端网路综合过程所采用的基本方法,可以归纳为:①先把给定的系统函数(对二端网路则是阻抗函数或导纳函数)分解成几个简单的正实函数(子系统)之和;②将每一子系统的正实函数,按系统分析积累的知识,通过观察识别出相应的构成;③利用有关公式,计算出各元件的参数。无源二端网路的综合还有其他的结构形式,可采用类似的方法进行分解。

10.2.2 四端网路综合

上节所讨论的系统其输入、输出均在同一端对上,如果输入、输出在不同端对而且在系统内部不包含有电源,如图 10.10 所示,则称为无源四端网路。四端网路的系统函数可以是输入电压与输出电流之比的转移阻抗函数,或输入电流与输出电压之比的转移导纳函数,也可以是电压(电流)比的传输函数。根据物理可实现条件,无源四端网路的系统函数必须具有下列性质:

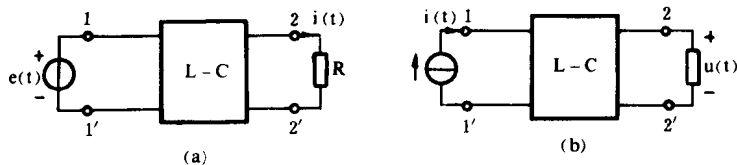


图 10.10 (a)输入电压输出电流; (b)输入电流输出电压

(a) $H(s)$ 是一实系数 s 的有理函数。

(b) $H(s)$ 的极点($D(s)$ 的零点)均位于 s 复平面的左半平面内,不能在 $j\omega$ 轴上,亦即 $D(s)$ 必须是严格的霍尔维茨多项式。

(c) 分子多项式 $N(s)$ 的最高幂次不能高于分母多项式 $D(s)$ 的幂次。否则在 $s=\infty$ 处,亦即在 $j\omega$ 轴上必有极点,导致与条件 (b) 不相符合。

(d) $H(s)$ 的零点可以位于 s 复平面的任何位置,因而具有相同模值 $|H(s)|$ 的稳定系统函数表示式不是唯一的。如果 $H(s)$ 的全部零点也限定在左半平面上,则是唯一的,而且可以证明在这种情况下 $H(s)$ 具有最小相位函数。

从上列条件可以看出,在无源四端网路综合过程,如何判别 $D(s)$ 是霍尔维茨多项式是首先需要解决的重要问题。

按 s 的多项式 $D(s)$ 可分解为

$$D(s) = p(s) + q(s) \quad (10.16)$$

式中 $p(s)$ 包含 $D(s)$ 的所有偶次幂, $q(s)$ 包含 $D(s)$ 的所有奇次幂。如

$$D(s) = s^3 + 2s^2 + 2s + 1, \text{ 则有 } p(s) = 2s^2 + 1, q(s) = s^3 + 2s.$$

可以证明,若 $p(s)$ 和 $q(s)$ 的根都是纯虚数而且交替出现,则 $D(s)$ 就是霍尔维茨多项式。按上列 $p(s)$ 的根等于 $\pm j1/\sqrt{2}$, $q(s)$ 的根等于 $0, \pm j\sqrt{2}$,而且这些虚根是交替出现的,即 $-\sqrt{2} < -1/\sqrt{2} < 0 < 1/\sqrt{2} < \sqrt{2}$,故 $D(s)$ 是霍氏多项式。又如 $D(s) = s^3 + s^2 + 9s + 25$,则有 $p(s) = s^2 + 25$ 其根为 $\pm j5$, $q(s) = s^3 + 9$ 其根为 $\pm j3$ 。由于 $p(s)$ 与 $q(s)$ 的根不是交替出现,

所以 $D(s)$ 不是霍尔维茨多项式。

判别 $D(s)$ 是否霍氏多项式关系到系统能否稳定地工作的问题。因而上述判别准则可以用来确定稳定系统的有关参数。

【例 10-4】 已知一反馈系统如图 10.11 所示, 已知开环系统函数

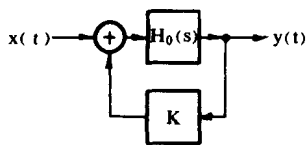


图 10.11 反馈系统

$$H_0(s) = \frac{1}{(s+1)(s+2)(s+3)}$$

求该系统在稳定工作的情况下, 反馈系数 k 的取值范围。

【解】 按 $X(s) + kY(s) = Y(s)/H_0(s)$
 故得该反馈系统的系统函数为

$$H(s) = \frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{H_0(s)}{1 - kH_0(s)} = \frac{1}{s^3 + 7s^2 + 14s + 8 - k}$$

所以有 $p(s) = 7s^2 + 8 - k$ 其根为 $\pm j \sqrt{(8-k)/7}$
 $q(s) = s^3 + 14s$ 其根为 $0, \pm j \sqrt{14}$

若要满足 $p(s)$ 与 $q(s)$ 的根交替出现, 则必

$$0 < (8 - k)/7 < 14$$

或选取 $-90 < k < 8$ 系统才能稳定地工作。下面将通过实例以两种不同的结构, 说明无源四端网路的综合过程。

设给定系统函数

$$H(s) = \frac{k_0}{s^2 + 2s^2 + 2s + 1} \quad k_0 \text{ 是常数系数取决于系统结构与元件值}$$

则有 $\frac{q(s)}{p(s)} = \frac{s^3 + 2s}{2s^2 + 1}$

可见 $q(s)/p(s)$ 是 s 的有理函数而且是正实函数, 因而可以把它展开, 综合成各种不同结构形式的二端网路。若采用如下所示的连分式展开, 即

$$\begin{aligned} H(s) = Z(s) &= Z_1 + \frac{1}{Y_2 + \frac{1}{Z_3 + \frac{1}{Y_4 + \frac{1}{Z_5 + \frac{1}{Y_6}}}}} \\ &= \alpha_1 s + \frac{1}{\alpha_2 s + \frac{1}{\alpha_3 s + \frac{1}{\alpha_4 s + \frac{1}{\alpha_5 s + \frac{1}{\alpha_6 s}}}}} \end{aligned} \quad (10.17)$$

式中 $\begin{cases} \alpha_i s = Z_i \\ \alpha_j s = Y_j \end{cases}$ 或 $\begin{cases} L_i = \alpha_i \\ C_j = \alpha_j \end{cases} \quad i \text{ 为奇数, } j \text{ 为偶数} \quad (10.18)$

则该系统综合成如图 10.12 所示的梯型网路结构。以上连分式的展开可通过辗转相除法求

得,即

$$2s^2 + 1 \left| \frac{s^3 + 2s}{2} \right| \frac{s}{2} \leftarrow (Z_1)$$

$$\frac{s^3 + \frac{s}{2}}{\frac{3}{2}s} \left| \frac{2s^2 + 1}{2} \right| \frac{4}{3}s \leftarrow (Y_2)$$

$$\frac{2s^2}{1} \left| \frac{\frac{3}{2}s}{2} \right| \frac{3}{2}s \leftarrow (Z_3)$$

$$\frac{\frac{3}{2}s}{0}$$

故得

$$\frac{q(s)}{p(s)} = \frac{s}{2} + \frac{1}{\frac{4s}{3} + \frac{1}{3s/2}}$$

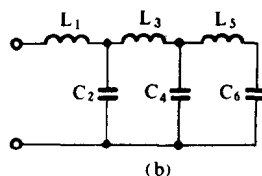
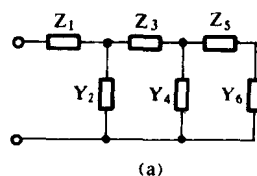


图 10.12 梯形网路结构之一

上式二端网路的结构如图 10.13(a)所示。将

(a)图左端电感回路断开,接以电压源 $e(t)$ 作为输入

端并在右端接上 1Ω 电阻作为输出端负载,如(b)图所示,则所构成的系统其系统函数将等于给定的 $H(s)$ 。

按支路电流法,列出(b)图网孔方程为

$$\left(\frac{3s}{2} + \frac{3}{4s} \right) I_1(s) - \frac{3}{4s} I_2(s) = E(s)$$

$$- \frac{3}{4s} I_1(s) + \left(1 + \frac{s}{2} + \frac{3}{4s} \right) I_2(s) = 0$$

解得

$$I_2(s) = \frac{\frac{3}{4s} E(s)}{\left(\frac{3s}{2} + \frac{3}{4s} \right) \left(1 + \frac{s}{2} + \frac{3}{4s} \right) - \frac{9}{16s^2}} = \frac{E(s)}{s^3 + 2s^2 + 2s + 1}$$

所以

$$H(s) = \frac{I_2(s)}{E(s)} = \frac{1}{s^3 + 2s^2 + 2s + 1}$$

同理,若采用 $p(s)/q(s)$ 进行辗转相除,则得连分式的展开为

$$H(s) = \frac{1}{\frac{s}{2} + \frac{1}{\frac{4s}{3} + \frac{1}{3s/2}}}$$

其相应的二端网路结构如图 10.14(a)所示。若在(a)图左端电容上并接电流源 $i(t)$ 作为输入端,在右端接上 1Ω 电阻作为输出端负载如(b)图所示,则利用节点电压法不难求得该系统的系统函数为

$$H(s) = \frac{V_2(s)}{I(s)} = \frac{1}{s^3 + 2s^2 + 2s + 1}$$

由此可见,对任意给定的系统函数

$$H(s) = \frac{k_0}{p(s) + q(s)}$$

在综合过程,先将 $q(s)/p(s)$ 或 $p(s)/q(s)$ 展开成连分式。若展开式对应的最后一个元件为电

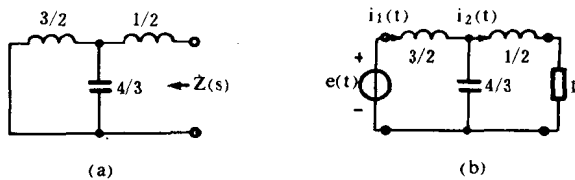


图 10.13 实现四端网络综合的梯型结构之一

感,则输入为电压源输出为电流, $H(s)$ 将作为转移导纳(或电压比)给以实现,如图 10.13 所示。若最后一个元件为电容,则输入为电流源,输出为电压, $H(s)$ 将作为转移阻抗(或电流比)给以实现,如图 10.14 所示。可以证明这两种结构的系统函数与给定的 $H(s)$ 仅差一个常系数 k_0 , k_0 可根据给出的条件来确定,如 $s=0$, $H(0)=1$, 则上例中 $k_0=1$ 。

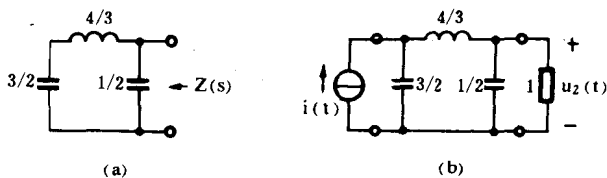


图 10.14 实现四端网络综合的梯型结构之二

【例 10-5】 给定系统函数

$$H(s) = \frac{k_0}{s^4 + s^3 + 4s^2 + 2s + 3}$$

试综合二种不同梯型结构的四端网路

【解】 按 $p(s) = s^4 + 4s^2 + 3$, $q(s) = s^3 + 2s$

故有

$$\frac{p(s)}{q(s)} = \frac{s^4 + 4s^2 + 3}{s^3 + 2s} = s + \frac{1}{\frac{1}{2}s + \frac{1}{4s + \frac{1}{s/6}}}$$

则得第一种梯型结构,如图 10.15 所示。

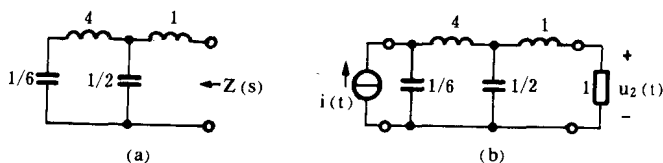


图 10.15 [例 10-5] 实现梯型综合之一

同理,可求得展开式

$$\frac{q(s)}{p(s)} = \frac{1}{s + \frac{1}{\frac{1}{2}s + \frac{1}{4s + \frac{1}{s/6}}}}$$

则得第二种梯型结构,如图 10.16 所示。

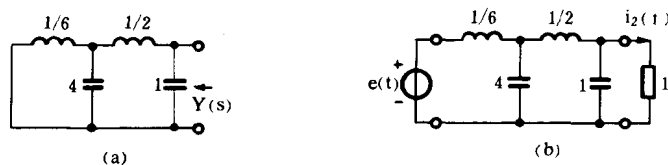


图 10.16 [例 10-5]实现梯型综合之二

以上在讨论无源四端网路综合过程,给定的系统函数分子是常数,分母是 s 的多项式,虽然这只是有理函数的特殊情况,但在实际中这种四端网路函数却经常用来设计频率选择模拟滤波器。如图 10.13(b)所示的四端网路,它的系统函数可以表示为输出电压和输入电压之比,即

$$H(s) = \frac{I_2(s) \times 1}{E(s)} = \frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{1}{s^3 + 2s^2 + 2s + 1}$$

因而其频率特性可由频域的系统函数来描述,即

$$H(\omega) = H(s) \Big|_{s=j\omega} = \frac{1}{(j\omega)^3 + 2(j\omega)^2 + 2j\omega + 1} = \frac{1}{(1 - 2\omega^2) + j(2\omega - \omega^3)}$$

故得幅频特性表示式为

$$|H(\omega)| = \frac{1}{\sqrt{1 + \omega^6}}$$

从第六章[例 6-21]所示的图 6.34(a)中可以看出,上述系统函数的幅频特性,当 $0 < \omega < 1$, 输出电压幅度为 $\frac{1}{\sqrt{2}} < |H(\omega)| \leq 1$, 当 $\omega > 1$ 则随着频率的增加,输出幅度很快地衰减。所以由给定的 $H(s)$ 综合出图 10.13(b)所示的四端网路,是一类典型的模拟低通滤波器。可以说滤波器的设计是四端网路综合的典型应用。在工程实际中,往往根据需要给出频率特性为技术指标,通过寻求相应的系统函数,达到设计一个满足指标的系统。由于滤波器设计应用广泛,将在 10.4 节作系统的讨论。

* 10.3 连续系统有源综合

有源系统是含有有源元件的系统,它是一种由无源元件和受控源组成的电路。有源综合就是用有源系统来实现给定的系统函数 $H(s)$ 。其优点是对系统函数不要求一定是正实函数,设计出来的系统不仅具有无源系统的特性而且具有放大作用,因而可以方便地调节输出电压的大小。特别是在实现过程可以不用电感,只用电阻、电容和有源元件,所以具有便于实现集成化,有利提高可靠性,减小体积,降低成本等优点而获得广泛应用。

这里所指的受控源实质上是一种比例元件。通常采用运算放大器作为电压源,它可以通过输入电压控制输出电压(电流),也可以通过输入电流控制输出电压(电流)。运放以它高的输入