

高等学校通信教材

Signal Processing

信号处理

胡怡红 林莘 编

7

人民邮电出版社
www.pptph.com.cn

高等学校通信教材

信号处理

胡怡红 林 莘 编

人民邮电出版社

内 容 提 要

本书主要介绍模拟信号处理、数字信号处理和自适应信号处理及其在通信中的应用。全书共分八章。前三章涉及模拟信号的处理,即有源滤波问题。第四、五、六章介绍了数字信号的处理,即数字滤波的概念、实现与设计。最后二章讨论了自适应信号处理的理论及应用。

本书为高等学校通信类教材,亦可作为大专院校高年级和研究生的教材,并可供工程技术人员学习参考。

高等学校通信教材 信 号 处 理

-
- ◆ 编 胡怡红 林 莘
责任编辑 潘春燕

- ◆ 人民邮电出版社出版发行 北京市崇文区夕照寺街 14 号
邮编 100061 电子函件 315@ptpress.com.cn
网址 <http://www.ptpress.com.cn>
读者热线 010-67180876
北京汉魂图文设计有限公司制作
北京朝阳展望印刷厂印刷
新华书店总店北京发行所经销

- ◆ 开本: 850×1168 1/32
印张: 11.875
字数: 311 千字
印数: 8 101-10 100 册
- 1999 年 10 月第 1 版
2002 年 6 月北京第 3 次印刷

ISBN 7-115-07791-6/TN · 1480

定价: 20.00 元

本书如有印装质量问题,请与本社联系 电话: (010) 67129223

编者的话

“信号处理”可分为两大部分,即模拟信号处理和数字信号处理。信号处理是当代通信的基石。没有信号处理技术,任何一个通信系统都是无法构成的。由于信号处理涉及的面极广,本书不可能全面覆盖,教材中介绍的仅为其基础部分。

本书共分八章。第一、二、三章主要介绍模拟信号处理,即模拟滤波部分。第四、五、六章主要介绍数字信号处理,即数字信号的滤波。第七、八章主要介绍自适应信号处理及应用。这两章本是研究生教材的部分内容,但考虑到高函学生在相关专业课中已涉及到自适应理论,所以也编入本书中,以便读者查阅学习。

为了学好本教材,读者最好具备复变函数、线性代数、信号分析和网络基础理论等方面的知识。

本书编写得到北京邮电大学函授学院张筱华老师的热诚关怀与帮助,在此表示衷心的感谢。

由于编者水平有限,书中难免存在不妥之处,欢迎读者指正。

编者

2000.11 于北京

目 录

第一章 转移函数	1
第一节 复频率.....	1
第二节 转移函数.....	9
第三节 转移函数的实频率特性	26
第四节 双二次函数	33
本章小结	43
习题	45
第二章 近似问题	49
第一节 概述	49
第二节 巴特沃思近似	53
第三节 契比雪夫近似	62
第四节 频率变换	73
本章小结	85
习题	87
第三章 有源滤波器电路	89
第一节 运算放大器	89
第二节 正反馈双二次电路	99
第三节 负反馈双二次电路.....	118
第四节 三运放双二次电路.....	128
第五节 一阶节电路.....	144
本章小结.....	148
习题.....	149
第四章 离散时间信号与离散时间系统	152

第一节	概述	152
第二节	抽样	157
第三节	序列及其运算	166
第四节	离散时间系统与差分方程	173
第五节	Z 变换	182
第六节	Z 变换的基本性质	196
第七节	拉氏变换、傅氏变换与 Z 变换的关系	207
第八节	系统函数	213
	本章小结	224
	习题	227
第五章	数字滤波器的结构	230
第一节	数字滤波器的结构特点与表示方法	230
第二节	IIR 滤波器的结构	237
第三节	FIR 滤波器的结构	244
	本章小结	245
	习题	246
第六章	IIR 数字滤波器的设计	248
第一节	概述	248
第二节	模拟滤波器的设计方法	250
第三节	脉冲响应不变法	261
第四节	双线性变换法	267
第五节	数字滤波器设计举例	274
	本章小结	282
	习题	282
第七章	自适应滤波	285
第一节	概述	285
第二节	自适应线性组合电路	291
第三节	二次性能面的性质	302
第四节	搜索性能面	313

第五节 LMS 算法	330
本章小结	339
习题	341
第八章 数字信号处理的应用	342
第一节 系统模拟和系统辨识	342
第二节 均衡和解卷积	351
第三节 噪声删除技术	361
本章小结	367
参考文献	369

第一章 转移函数

[摘要] 本章先介绍复频率和复平面的概念;在引入复频率指数型信号的基础上,讨论了网络转移函数的各种性质。

双二次函数是一个极为重要的概念。本章对双二次函数的实频率特性以及低通、高通、带通、带阻滤波器对应的双二次函数进行了较为详尽的讨论。

第一节 复频率

一、引言

在电工基础理论的学习中,我们曾对形式为 $|A|\cos(\omega t + \varphi_u)$ 的正弦信号进行过详细的讨论。当时曾指出,直接采用这样的信号来分析电路是不方便的。例如在图 1-1-1 所示的电路中,设已知 $u(t)$ 为正弦信号 $|U|\cos(\omega t + \varphi_u)$, 则电压 $u(t)$ 和回路电流 $i(t)$ 之间的关系式应为:

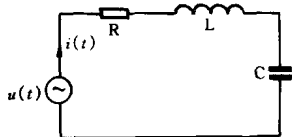


图 1-1-1

$$Ri(t) + L \frac{di(t)}{dt} + \frac{1}{C} \int i(t) dt = u(t) \quad (1-1-1)$$

如果欲求电路中的稳态电流 $i(t)$, 则须解式(1-1-1)类型的微分方程,这显然是较为麻烦的。

因此,在电工理论中采用了“符号法”来分析正弦型信号的电路,其实质是将正弦信号 $u(t) = |U|\cos(\omega t + \varphi_u)$ 视为二个指数信号之和。即:

$$\begin{aligned}
 u(t) &= |U| \cos(\omega t + \varphi_u) \\
 &= \frac{|U|}{2} [e^{j(\omega t + \varphi_u)} + e^{-j(\omega t + \varphi_u)}] \\
 &= \frac{1}{2} [|U| e^{j\varphi_u} \cdot e^{j\omega t} + |U| e^{-j\varphi_u} \cdot e^{-j\omega t}] \\
 &= \frac{1}{2} [U e^{j\omega t} + U^* e^{-j\omega t}] \quad (1-1-2)
 \end{aligned}$$

式中:

$$\begin{cases} U = |U| e^{j\varphi_u} \\ U^* = |U| e^{-j\varphi_u} \end{cases} \quad (1-1-3)$$

这样,一个正弦信号被化成了二个“实频率指数型信号” $U e^{j\omega t}$ 和 $U^* e^{-j\omega t}$ 之和,它们分别具有角频率 ω 和 $-\omega$,以及复振幅 U 和 U^* ,从而使电路的分析变得较为方便起来。

当时指出,采用这样的“符号法”之后,电路的计算就由微分方程问题变成了普通的代数问题。例如欲求电路中的稳态电流,则只要经如下步骤就可以得出。

(1) 写出正弦信号 $u(t) = |U| \cos(\omega t + \varphi_u)$ 的复振幅 U , 即

$$U = |U| e^{j\varphi_u} \quad (1-1-4)$$

(2) 计算电路在这种指数信号作用下的复阻抗

$$Z(j\omega) = R + j\omega L + \frac{1}{j\omega C} \quad (1-1-5)$$

(3) 计算电路的复振幅 I 。方法是:

$$\begin{aligned}
 I &= |I| e^{j\varphi_i} \\
 &= \frac{U}{Z(j\omega)} \\
 &= \frac{|U| e^{j\varphi_u}}{R + j\omega L + \frac{1}{j\omega C}} \quad (1-1-6)
 \end{aligned}$$

(4) 由上步计算得到的 $I = |I| e^{j\varphi_i}$, 可立即写出电路的稳态电流 $i(t)$ 为:

$$i(t) = |I| \cos(\omega t + \varphi_i) \quad (1-1-7)$$

可见,将一个具有 $|A|\cos(\omega t + \varphi)$ 形式的正弦信号,推广到形如 $Ae^{j\omega t}$ 的实频率指数型信号之后,产生了两方面的意义。一方面,它使电路的计算变得大为方便了,原来的微分方程化为了代数方程;另一方面,它使原来只能为正值的角频率 ω 拓广到复平面的整个 $j\omega$ 虚轴上,即 ω 的范围扩展到区间 $(-\infty, +\infty)$ 中,从而使问题的讨论深化了一步。

上述的形如 $Ae^{j\omega t} = |A|e^{j\varphi}e^{j\omega t}$ 的信号(称之为实频率的指数型信号)可以用一个旋转矢量来表示,如图1-1-2所示。图1-1-3表示了式(1-1-2)所示的二个实频率指数型信号,即正弦信号。

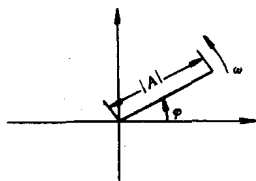


图 1-1-2

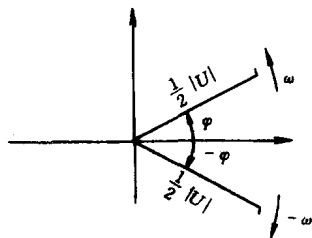


图 1-1-3

为了使问题的讨论更为深刻化,需要以一个复数频率 S 代替 $Ae^{j\omega t}$ 中的频率 $j\omega$,从而形成一个更为广泛的复频率指数型信号 Ae^{st} 。下面我们对此具体讨论。

二、复频率

如上所述,我们提出了一个复频率指数型信号 Ae^{st} ,其中 s 为一复数,即:

$$s = \sigma + j\omega \quad (1-1-8)$$

σ 和 ω 分别表示该复数的实部和虚部。

从而:

$$Ae^{st} = e^{(\sigma + j\omega)t} \quad (1-1-9)$$

其中 $A = |A|e^{j\varphi}$ 称为 Ae^{st} 的复振幅。

显然,当复数 s 的实部 $\sigma = 0$ 时, $Ae^{st} = Ae^{j\omega t}$, 即还原为实频率的指数型信号。可见 $Ae^{j\omega t}$ 是 Ae^{st} 的一个特例。

下面讨论 Ae^{st} 如何用旋转矢量表示。因为:

$$\begin{aligned} Ae^{st} &= |A|e^{j\varphi} \cdot e^{(\sigma + j\omega)t} \\ &= |A|e^{\sigma t} \cdot e^{(j\omega t + \varphi)} \end{aligned} \quad (1-1-10)$$

式中 $e^{\sigma t} (t \geq 0)$ 恒为一个正实数,且随着 t 的变化而变化,因而如果将 $|A|e^{\sigma t}$ 看成一个合成振幅的话,则此振幅的大小和变化趋势将与 σ 的正、负值有关。按照 σ 的正负情况,并参考上面介绍的 Ae^{st} 的旋转矢量表示方法如下。

(1) 当 $\sigma < 0$ 时,即 σ 为负值时, $|A|e^{\sigma t}$ 随着时间的增加而减小。因而式(1-1-10)所示的指数信号可用图 1-1-4 所示的旋转矢量表示。

此图说明,当 $t = 0$ 时,其振幅 $|A|e^{\sigma t} = |A|$ 为起始振幅;其初相为 φ ;旋转角频率为 ω 。随着 t 的增大,振幅 $|A|e^{\sigma t}$ 逐渐减小。

(2) 当 $\sigma = 0$ 时,此时信号 $Ae^{st} = |A|e^{j(\omega t + \varphi)}$ 。显然这就是原来的实频率指数型信号。它的振幅恒定不变,如图 1-1-5 所示。

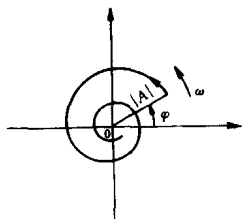


图 1-1-4

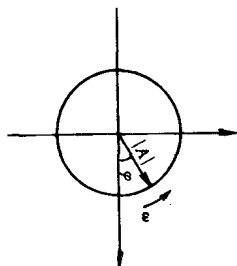


图 1-1-5

(3) 当 $\sigma > 0$ 时, $|A|e^{\sigma t}$ 随时间 t 的增加而增加,因而 Ae^{st} 可表示为图 1-1-6 所示的旋转矢量。

可见,当采用复频率指数信号的表示方法之后,其旋转角频率 ω

和初相 φ 与实频率指数型信号 $Ae^{j\omega t}$ 中的 ω 和 φ 具有类似的意义,但其振幅 $|A|e^{\sigma t}$ 表示的意义却大大地丰富了,更具有一般性了,因而这种信号的表示方法获得了更为广泛的应用。

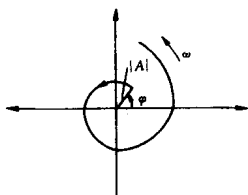


图 1-1-6

三、复平面

采用旋转矢量表示复频率指数型信号 Ae^s 的方法,虽然明确地表示了信号幅度的变化情况、 ω 的正负以及初相 φ 的角度大小,但不能确切地表示复频率 σ 、 ω 的量值。因而人们常采用复平面的表示方法。

我们知道,复频率 $s = \sigma + j\omega$ 是一个复数,所以可以将它用复平面上的点来表示,这个复平面通常称为 s 平面,其实轴表示 σ ,虚轴表示 $j\omega$,如图 1-1-7 示。显然,图中的 $s_1 \sim s_5$ 分别代表如下复频率的指数型信号:

$$s_1 = -3 + j2$$

$$s_2 = 3 - j2$$

$$s_3 = j3$$

$$s_4 = 2$$

$$s_5 = -2$$

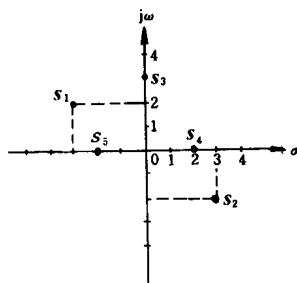


图 1-1-7

由此可以看出:在 S 平面左半平面上的点具有实部 $\sigma < 0$ 的特征,它们代表了减幅的指数型信号。例如 s_1 表示的信号是 $|A|e^{(-3+j2)t}$, s_5 表示的信号是 $|A|e^{-2t}$ 。

在 S 平面右半平面上的点具有实部 $\sigma > 0$ 的特征,它们代表了增幅的指数型信号。例如 s_2 表示的信号是 $|A|e^{(3-j2)t} =$

$|A|e^{3t} \cdot e^{-j2t}$, s_4 表示的信号是 $|A|e^{2t}$ 。

在 s 平面虚轴上的点具有 $\sigma=0$ 的特征,它们表示了等幅的指数型信号。例如 s_3 代表的信号是 $|A|e^{j\omega t}$ 。

应该指出,在 S 平面上的一对共轭点具有更加明显的意义。这是因为对于 $s = \sigma + j\omega$ 和 $s^* = \sigma - j\omega$ 这一对共轭点,它们对应信号的合成是:

$$\begin{aligned} & |A|e^{(\sigma+j\omega)t} + |A|e^{(\sigma-j\omega)t} \\ &= |A|e^{\sigma t}(e^{j\omega t} + e^{-j\omega t}) \\ &= 2|A|e^{\sigma t}\cos\omega t \end{aligned} \quad (1-1-11)$$

这是一个具有变化幅度的正弦形信号。

由此式不难得出下述结论:

在 S 左半平面上的一对共轭点代表了一个减幅的正弦信号。

在 S 右半平面上的一对共轭点代表了一个增幅的正弦信号。

在 $j\omega$ 轴上的一对共轭点代表了一个等幅的正弦信号。

在 σ 轴上的单频率点代表了呈实指数型变化的信号:在正实轴 ($\sigma > 0$) 上的点表示指数型单调增加的信号;在负实轴 ($\sigma < 0$) 上的点表示指数型单调衰减的信号;而原点代表了直流信号。

S 平面上各种频率点的位置与信号波形的对应关系如图 1-1-8 示。

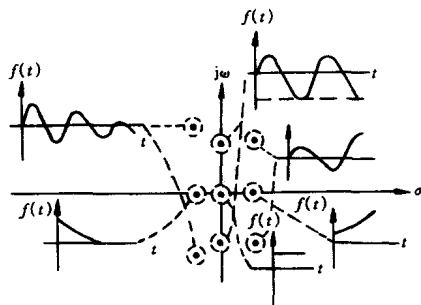


图 1-1-8

通过以上的分析,可以看出,采用复频率指数型信号 Ae^{st} 能够表

示多种波形,因而它具有更加普遍的意义。

四、运算阻抗

以上的讨论已将信号(电压和电流)的表达形式拓广和一般化。那么,我们很自然地会提出这样一个问题:如果电路中的激励是复频率的指数型信号,例如如图 1-1-9

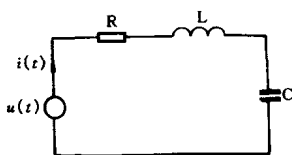


图 1-1-9

-1-9 示的电源电压 $u(t) = Ue^{st}$, 那么电路中的稳态响应应如何计算,即如何求得回路中得稳态电流 $i(t)$ 呢?

按照克希霍夫定律,有:

$$\begin{aligned} Ri(t) + L \frac{di(t)}{dt} + \frac{1}{C} \int i(t) dt \\ = Ue^{st} = |U| e^{j\varphi_u} \cdot e^{st} \end{aligned} \quad (1-1-12)$$

式中: $U = |U| e^{j\varphi_u}$ 称为电源电压的复振幅(已知量)。

由高等数学中微积分方程得求解方法,我们知道 $i(t)$ 的稳态解(即特解)应与 $u(t)$ 具有相同形式,因而设定 $i(t)$ 的形式为:

$$\begin{aligned} i(t) &= |I| e^{j\varphi_i} \cdot e^{st} \\ &= I e^{st} \end{aligned} \quad (1-1-13)$$

其中: $I = |I| e^{j\varphi_i}$ 称为电流复振幅(系方程的待求量)。

将(1-1-13)式的 $i(t)$ 形式代入方程(1-1-12)式,可得:

$$\begin{aligned} R \cdot |I| e^{j\varphi_i} \cdot e^{st} + L \cdot |I| e^{j\varphi_i} \cdot s e^{st} + \frac{1}{C} |I| e^{j\varphi_i} \cdot \frac{e^{st}}{s} \\ = |U| e^{j\varphi_u} \cdot e^{st} \end{aligned}$$

从而可以解得:

$$|I| e^{j\varphi_i} = \frac{|U| e^{j\varphi_u}}{R + sL + \frac{1}{sC}} \quad (1-1-14)$$

即:

$$I = \frac{U}{R + sL + \frac{1}{sC}} \quad (1-1-15)$$

令: $Z(s) = R + sL + \frac{1}{sC} \quad (1-1-16)$

并称之为回路的运算阻抗,于是(1-1-15)式又可表示为:

$$I = \frac{U}{Z(s)} \quad (1-1-17)$$

将(1-1-15)式与原实频率指数信号下电流复振幅的计算公式即(1-1-6)式进行对照并分析它们各自表示得意义,可以得出下述结论。

(1) 电路的激励为复频率 s 的指数型信号 $|U|e^{st}$ 时,电路的响应亦为具有同样复频率的指数型信号 Ie^{st} 。因此,在计算时只须计算响应的复振幅即可。

(2) 计算响应的复振幅的方法,与在实频率指数型信号情况下的计算方法相似,只不过电路中元件的阻抗应该改动如下:

实频率	复频率
R	R
$j\omega L$	sL
$\frac{1}{j\omega C}$	$\frac{1}{sC}$

即将原来的表达式中的 $j\omega$ 换成 s 即可。

(3) 由(1-1-6)式可见,在实频率指数型信号作用的电路中,电压、电流的复振幅与 $j\omega$ 有关,因而可以表为 $j\omega$ 的函数,即:

$$I(j\omega) = \frac{U(j\omega)}{R + j\omega L + \frac{1}{j\omega C}}$$

而在复频率指数型信号作用的电路中,电压、电流的复振幅与 s 有关,因而可以表为 s 的函数,即:

$$I(s) = \frac{U(s)}{R + sL + \frac{1}{sC}}$$

(4) 电路在实频率指数型信号作用下的复阻抗 $Z(j\omega)$, 与在复频率指数型信号作用下的运算阻抗 $Z(s)$ 之间, 具有如下简明的关系:

$$Z(s) |_{s=j\omega} = Z(j\omega)$$

$$\text{或: } Z(j\omega) |_{j\omega=s} = Z(s)$$

这一结论可由式(1-1-5)和式(1-1-16)对比看出。

由以上的分析可知, 复频率的指数型信号是实频率指数型信号 (即正弦信号) 的进一步拓广和一般化, 其分析和计算的基本思想与原来的符号法完全一致, 对此以后将不再说明。

第二节 转移函数

在有源滤波器的分析和设计中, “转移函数”是一个十分重要的概念。本节将首先给出转移函数的定义, 然后详细地讨论它的各种性质。

一、转移函数的定义

转移函数 $H(s)$ 是复频率 s 的函数。其定义是在二端对网络的某一端对加以复频率指数型信号 Ae^{st} 的激励时, 在另一端对上产生的稳态响应 Be^{st} 的复振幅 $B(s)$ 与激励信号的复振幅 $A(s)$ 之比。即:

$$H(s) = \frac{B(s)}{A(s)} \quad (1-2-1)$$

对于图 1-2-1 所示的二端对网络, 激励可以是输入端的电压 U_{in} , 亦可以是输入端的电流 I_{in} ; 响应可以是输出端的电压 U_o , 亦可以是输出端的电流 I_o 。因而转移函数 $H(s)$ 可以有四种不同的形。

这四种形式为：

(1) 输出电压 U_o 与输入电压 U_{in} 之比, 称为电压转移函数；



图 1-2-1

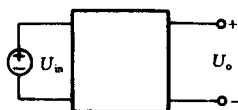


图 1-2-2

(2) 输出电流 I_o 与输入电流 I_{in} 之比, 称为电流转移函数；

(3) 输出电压 U_o 与输入电流 I_{in} 之比, 称为转移阻抗函数；

(4) 输出电流 I_o 与输入电压 U_{in} 之比, 称为转移导纳函数。

通常情况下, 最常用到的转移函数是指图 1-2-2 所示的情况。即其输出端开路(空载)而输入端接有恒压源 U_{in} , 此时的转移函数(电压转移函数)可记为:

$$H(s) = \frac{U_o}{U_{in}} \quad (1-2-2)$$

考虑到 U_o 、 U_{in} 是 s 的函数, 所以也可记为:

$$H(s) = \frac{U_o(s)}{U_{in}(s)} \quad (1-2-3)$$

与转移函数相反, 人们还定义了电压衰减函数(voltage lossfunction), 其意义是:

$$D(s) = \frac{U_{in}(s)}{U_o(s)} \quad (1-2-4)$$

显然, 电压衰减函数 $D(s)$ 与电压转移函数 $H(s)$ 成倒数关系。

[例 1-2-1] 对于图 1-2-3 所示的二端对网络, 计算其电压转移函数 $H(s)$ 。

[解] 设输入电压的复振幅 U_{in} , 则回路电流 I 为:

$$I = \frac{U_{in}}{sL + R}$$

输出电压的复振幅 U_o 为:

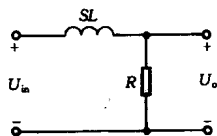


图 1-2-3