

线性电子线路

戴蓓蓓 钱志远 编著

中国科学技术大学出版社

73.76.9.2
9.3

线性电子线路

戴蓓蓓 钱志远 编著

中国科学技术大学出版社

1994·合肥

内 容 简 介

本书系统地介绍了线性电子线路,内容包括:线性系统的复频域分析,半导体二极管及其应用;双极型晶体管及基本放大电路;场效应晶体管及其应用;集成运算放大器;放大电路中的反馈和稳定性;集成运放电路;有源滤波电路;小信号调谐放大器和放大器中的噪声等。

为了适应当今电子技术从电路设计转向系统设计的要求,本书以系统分析方法为主,而对各种功能电路只介绍基本原理和基本方法,突出电路的构成思想,以启发思考,引导创新。在具体内容安排上,增大集成电路比重,介绍了大量应用实例,以开阔思路和视野。这些都是过去同类书籍所不及的。

本书各章均配有一定数量的例题和习题,供读者参考选用。

本书可供高等院校电子工程、信息、控制、计算机等相近、相关专业的本科生作教材,可供从事电子技术工作的科研、工程技术人员参考,也可供相关专业专科生和电子技术业余爱好者进修提高使用。

(皖)新登字 08 号

DL27/20

线 性 电 子 线 路

戴蓓蓓 钱志远 编著

*

中国科学技术大学出版社出版

(安徽省合肥市金寨路 96 号,邮编: 230026)

安徽省金寨县印刷厂印刷

安徽省新华书店发行

*

开本: 787×1092/16 印张: 26 字数: 629 千

1994 年 5 月第 1 版 1994 年 5 月第 1 次印刷

印数: 1-3000 册

ISBN7-312-00558-6/TN·21 定价: 12.30 元

(凡购买中国科大版图书,如有白页、缺页、倒页者,由承印厂调换)

前 言

本书是为无线电电子学、电子工程、信息科学和自动化等系本科生开设的一门电子技术课程。按照电路中有源器件工作的模型性质,从课程内容的系统性和科学性出发,通常把模拟电子线路分为《线性电子线路》和《非线性电子线路》两门课程。这样做有利于讲授和学习。中国科学技术大学电子工程与信息科学系从1982年起就一直按这种体系组织教学,十多年的教学实践证明,这种课程分类体系的教学效果是令人满意的。

随着集成电路和计算机技术的进展,不仅赋予了电子技术以新的内容,而且对电子技术的要求也越来越高。电子技术类课程也必须适应和服从于这种发展的要求,对课程内容作必要的改革和更新。有鉴于此,本书根据目前电子电路发展的特点以及我们多年的教学实践经验,参照了国家教委颁发的《高等院校工科电子线路课程(I)、(II)教学基本要求》,在前二版讲义(1981年张作生、戴蓓蓓编《线性电子线路》、1987年戴蓓蓓、钱志远编《线性电子线路》)的基础上,吸取了近年来国内、外同类教材的一些长处后编写的。

从课程的系统性和理论的完备性出发,本书仍以线性系统的复频域分析方法为主线贯串全书,对各种线性电子功能电路进行分析和讨论,使学生有较深入和清晰的电路与系统的概念。与此同时,我们仍强调了双极型晶体管、场效应晶体管和运算放大器的各类线性分析模型,使学生具有较强的电路分析和处理能力。

本书对于各类功能电路的介绍,着眼于基本原理和电路分析,突出电路的构成思想和应用,以加强学生对基本原理的理解和开拓思路,增强实用性。在内容上,增强了集成运算放大器的内容,包括集成运算放大器的内部电路构成原理、模型和特性参数,以及集成运算放大器组成的各类应用电路;尽量减少分立元件电路的内容。

考虑到当今电子电路的设计强调系统设计的思想,本书除了注意加强学生对系统分析的能力,同时加强了负反馈及稳定性在系统中作用的讨论。鉴于信号处理电路是构成现代电子系统的不可缺少的一个部分,本书第八章专门介绍了滤波函数和以集成运放为有源器件的各类有源RC滤波电路。

本书中列有较多的例题,以帮助学生学习和理解。此外,又选编了较大数量的习题,其中的一部分作为课程学习内容的复习,另一部分则作为课程内容的扩充和提高,以利于培养学生分析和解决问题的能力。

本书也可作为非无线电类专业的研究生、大学生以及从事有关电子技术方面工作的工程技术人员、科研人员的参考用书。

全书共分十章,第一、五、六、七、八章由戴蓓蓓编写,第二、三、四、九、十章由钱志远编写。由于编者水平所限,难免有错误和不妥之处,恳请读者予以批评和指正。

编 者

一九九三年十月于合肥

目 次

前言	(i)
第一章 线性系统的复频域分析方法	(1)
1.1 复频域分析	(1)
1.1.1 t 域 $\rightarrow S$ 域的变换	(1)
1.1.2 网络的 S 域电路模型	(2)
1.1.3 系统函数和零、极点	(3)
1.2 系统响应	(4)
1.2.1 概述	(4)
1.2.2 频率响应	(5)
1.2.3 波特图	(7)
1.2.4 最平坦幅频响应特性	(11)
1.2.5 阶跃响应	(14)
习题	(18)
第二章 半导体二极管及其应用	(22)
2.1 半导体基础知识	(22)
2.1.1 半导体导电特点	(22)
2.1.2 电子和空穴	(23)
2.1.3 本征半导体	(23)
2.1.4 掺杂半导体	(25)
2.1.5 扩散和漂移	(25)
2.2 PN 结	(25)
2.2.1 PN 结的形成	(25)
2.2.2 单向导电性	(26)
2.2.3 反向击穿特性	(27)
2.2.4 结电容	(28)
2.3 晶体二极管	(29)
2.3.1 二极管的伏安特性和主要参数	(29)
2.3.2 理想二极管模型	(30)
2.3.3 整流电路	(30)
2.3.4 电容滤波的影响	(32)
2.3.5 门电路与假定状态分析法	(33)
2.3.6 削波电路与转折点分析法	(35)
2.3.7 钳位电路	(37)
2.3.8 大信号折线模型	(37)
2.3.9 小信号线性模型	(38)

2.3.10	二极管偏置图解法	(38)
2.3.11	反向击穿区模型	(39)
2.3.12	稳压电路	(41)
2.3.13	特殊功能二极管	(41)
习题		(42)
第三章 双极型晶体管及其基本放大电路		(46)
3.1	双极型晶体管 (BJT)	(46)
3.1.1	双极型晶体管的结构	(46)
3.1.2	电流放大原理	(47)
3.1.3	Ebers-Moll模型	(49)
3.1.4	晶体管的三种工作状态	(50)
3.1.5	共基极静态特性曲线	(52)
3.1.6	共发射极静态特性曲线	(53)
3.1.7	晶体管的主要参数	(55)
3.2	晶体管放大电路的基本分析	(57)
3.2.1	放大器的性能指标	(57)
3.2.2	定基流偏置	(61)
3.2.3	直流工作点图解法	(63)
3.2.4	低频小信号 T 型等效模型	(65)
3.2.5	低频 h 参数小信号模型	(65)
3.2.6	混合 h 参数模型	(66)
3.2.7	交流信号放大过程	(67)
3.2.8	放大电路分析步骤	(68)
3.3	晶体管三种组态放大器	(69)
3.3.1	共发射极放大器电路	(69)
3.3.2	分压式电流负反馈偏置	(69)
3.3.3	共发射极放大器等效电路分析法 (CE)	(72)
3.3.4	共基极放大器 (CB)	(75)
3.3.5	射极跟随器——共集电极放大器 (CC)	(78)
3.3.6	自举电路	(81)
3.3.7	三种基本放大电路的比较	(82)
3.4	晶体管放大器的频率特性	(82)
3.4.1	共发射极放大器的低频响应	(82)
3.4.2	高频混合 h - π 参数模型	(85)
3.4.3	密勒定理和单向化近似	(87)
3.4.4	共发射极电路高频响应分析	(88)
3.4.5	增益带宽乘积	(90)
3.4.6	共基极电路高频响应分析	(91)
3.4.7	共集电极电路的高频响应分析	(93)
3.5	高频响应展宽技术	(94)
3.5.1	RL 、 RC 简单串并联回路补偿	(94)

3.5.2 零极点抵消法	(95)
3.5.3 RC 、 RL 负反馈回路补偿	(97)
3.5.4 等系数法	(98)
3.5.5 CE - CB 组合宽带放大电路	(100)
3.5.6 CC - CE 组合电路	(102)
3.6 多级放大器	(105)
3.6.1 多级放大器的耦合方式	(105)
3.6.2 直接耦合放大器的静态分析	(106)
3.6.3 多级放大器的中频特性	(107)
3.6.4 多级放大器的带宽收缩特性	(109)
3.6.5 多级放大器设计考虑	(111)
习题	(113)
第四章 场效应管及其放大电路	(121)
4.1 结型场效应管 (JFET)	(121)
4.1.1 结型场效应管的结构和原理	(121)
4.1.2 结型场效应管静态特性曲线	(122)
4.2 绝缘栅型场效应管 (MOSFET)	(124)
4.2.1 n 沟道增强型 MOS 管	(124)
4.2.2 n 沟道耗尽型 MOS 管	(126)
4.2.3 VMOS 场效应管	(128)
4.3 场效应管偏置电路	(129)
4.3.1 自给栅偏压电路	(129)
4.3.2 混合式偏置电路	(130)
4.3.3 p 沟道场效应管偏置电路	(131)
4.4 场效应管放大电路	(132)
4.4.1 交流小信号模型	(132)
4.4.2 共源极放大器 (CS)	(133)
4.4.3 共漏极放大器 (CD)	(137)
4.4.4 共栅极放大器 (CG)	(138)
习题	(140)
第五章 集成运算放大器	(143)
5.1 集成电路的特点	(143)
5.2 参数补偿式集成运算放大器	(144)
5.2.1 参数补偿式集成运放的电路组成	(144)
5.2.2 差动放大器	(144)
5.2.3 共集-共基差动输入级	(152)
5.2.4 有源负载放大器	(153)
5.2.5 双端-单端转换	(154)
5.2.6 恒流源	(155)
5.2.7 电平移动电路	(157)

5.2.8 输出级电路.....	(159)
5.2.9 典型集成运算放大器电路分析.....	(161)
5.3 集成运算放大器的特性参数.....	(164)
5.4 集成运放的电路模型.....	(167)
5.4.1 线性工作时的电路模型.....	(168)
5.4.2 理想运放的电路模型.....	(168)
5.4.3 运算误差源的电路模型.....	(169)
5.5 动态稳零原理.....	(170)
习题	(172)
第六章 放大器中的反馈及稳定性	(177)
6.1 反馈的基本概念.....	(177)
6.1.1 概述.....	(177)
6.1.2 单环反馈放大器的理想模型	(178)
6.1.3 基本反馈方程式.....	(179)
6.2 负反馈放大器的四种组态.....	(180)
6.2.1 电压取样、电流相加型.....	(180)
6.2.2 电流取样、电流相加型.....	(181)
6.2.3 电压取样、电压相加型.....	(181)
6.2.4 电流取样、电压相加型.....	(182)
6.2.5 环外电阻的处理	(182)
6.3 负反馈对放大器性能的影响.....	(184)
6.3.1 改善增益的稳定性	(184)
6.3.2 扩展带宽	(185)
6.3.3 对非线性失真的改善	(186)
6.3.4 对信噪比的改善	(187)
6.3.5 对输入阻抗的影响	(187)
6.3.6 对输出阻抗的影响	(189)
6.4 负反馈放大器的分析方法.....	(191)
6.4.1 概述	(191)
6.4.2 单环方框图分析法	(192)
6.4.3 深度负反馈情况	(200)
6.5 几种常用的负反馈放大器.....	(201)
6.5.1 射极跟随器	(202)
6.5.2 共基放大器.....	(204)
6.5.3 两级电流并联负反馈放大器.....	(206)
6.5.4 两级电压串联负反馈放大器.....	(209)
6.5.5 多环负反馈放大器.....	(210)
6.6 反馈系统的稳定性及稳定性判断准则.....	(212)
6.6.1 反馈放大系统的稳定性.....	(212)
6.6.2 放大系统稳定性的判断方法.....	(216)

6.7 正弦振荡器的线性分析	(229)
6.7.1 概述	(229)
6.7.2 RC 振荡器	(232)
6.7.3 LC 振荡器	(235)
6.7.4 石英晶体振荡器	(238)
习题	(241)
第七章 集成运放电路	(248)
7.1 反相运放电路	(248)
7.1.1 基本形式	(248)
7.1.2 比例放大电路	(250)
7.1.3 积分电路	(251)
7.1.4 微分电路	(257)
7.1.5 对数和反对数运算电路	(258)
7.1.6 非线性函数产生电路	(265)
7.1.7 模拟计算机电路	(271)
7.2 同相运放电路	(272)
7.2.1 基本形式	(272)
7.2.2 同相运放电路应用举例	(273)
7.3 差动运放电路	(277)
7.3.1 基本形式	(277)
7.3.2 同相并联型差动运放电路	(279)
7.4 电容耦合运放电路	(282)
7.5 实际运放电路的输出误差	(285)
7.5.1 分析误差	(285)
7.5.2 失调误差	(290)
7.6 实际运放的频率响应和相位补偿	(291)
7.6.1 运放的开环频率特性	(292)
7.6.2 闭环稳定性	(292)
7.6.3 相位补偿	(294)
习题	(302)
第八章 有源 RC 滤波电路	(311)
8.1 低通滤波电路	(311)
8.1.1 低通特性	(311)
8.1.2 低通滤波函数	(313)
8.1.3 一阶滤波电路	(320)
8.1.4 二阶滤波电路	(321)
8.1.5 高阶低通滤波电路	(323)
8.2 高通滤波电路	(329)
8.2.1 低通/高通的变换	(329)
8.2.2 高通滤波电路	(330)

8.3 带通滤波电路	(334)
8.3.1 带通滤波特性	(334)
8.3.2 低通/带通变换	(336)
8.3.3 二阶带通电路	(338)
8.4 带阻滤波电路	(342)
8.4.1 带阻滤波特性	(342)
8.4.2 低通/带阻变换	(343)
8.4.3 二阶带阻电路	(343)
8.5 全通滤波电路	(346)
8.5.1 全通滤波特性	(346)
8.5.2 全通滤波电路	(349)
8.6 通用滤波电路	(352)
8.7 灵敏度	(355)
习题	(358)
第九章 小信号调谐放大器	(361)
9.1 调谐放大器的性能指标	(361)
9.1.1 调谐放大器的频率特性	(361)
9.1.2 调谐放大器的性能指标	(362)
9.2 LC 并联谐振回路	(363)
9.2.1 并联谐振电路的传递函数	(363)
9.2.2 线圈 Q 值和电容损耗角	(364)
9.2.3 信号源内阻和负载阻抗的影响	(365)
9.2.4 并联谐振回路的接入方式	(366)
9.3 单调谐放大器	(369)
9.3.1 晶体管 y 参数模型	(369)
9.3.2 单调谐放大器	(369)
9.3.3 单调谐放大电路设计举例	(371)
9.4 多级单调谐放大器	(374)
9.4.1 窄带近似	(374)
9.4.2 同步调谐	(375)
9.4.3 参差调谐	(376)
9.5 调谐放大器的稳定性	(378)
9.5.1 有源器件固有稳定条件	(378)
9.5.2 调谐放大器的振荡原因	(380)
9.5.3 多级调谐放大器的稳定性和统调性	(381)
9.5.4 共发-共基级联调谐放大器	(381)
9.5.5 中和法	(383)
9.5.6 失配法	(384)
9.5.7 失配法设计举例	(386)
9.6 集中选频滤波式调谐放大器	(390)

9.6.1 概述.....	(390)
9.6.2 集中选频滤波器.....	(391)
习题	(392)
第十章 噪声	(396)
10.1 放大器的噪声源	(396)
10.1.1 电阻热噪声	(396)
10.1.2 噪声等效电路	(397)
10.1.3 散弹噪声	(397)
10.1.4 分配噪声	(398)
10.1.5 闪烁噪声($1/f$ 噪声)	(399)
10.1.6 晶体三极管噪声	(399)
10.1.7 场效应管噪声	(399)
10.2 噪声计算	(399)
10.2.1 均方迭加性	(399)
10.2.2 等效噪声带宽	(400)
10.2.3 噪声温度	(401)
10.3 噪声系数	(401)
10.3.1 噪声系数概念	(401)
10.3.2 E_n - I_n 噪声模型	(402)
10.3.3 多级放大器的噪声	(403)
习题	(404)

第一章 线性系统的复频域分析方法

电子电路系统是由有源器件（如双极型晶体管、场效应晶体管和集成运算放大器）和无源器件（如电阻、电容和电感）构成的实现信息传输和处理的电子装置，它们广泛应用于通信、控制、生物医学工程和计算机科学等领域中。不同的电路系统具有不同的功能、特性和分析方法。在小信号运用的情况下，晶体管等有源器件可以用线性电路模型来等效，这时，由有源器件和线性无源电路元件所组成的各种电子电路可以看作线性时不变系统，简称线性电子系统。采用变域法研究或分析线性系统可以使求解问题简化，还可以提供许多方便。本章扼要地介绍线性系统分析普遍采用的复频域法（又叫拉氏变换法），并将它作为本课程中分析、计算各类线性电子电路的主要方法。

1.1 复频域分析

1.1.1 t 域 $\rightarrow S$ 域的变换

通常，研究一个线性系统的性能，主要是研究该系统在一定的激励信号下的响应，不同性能的系统在该激励信号下的响应是不同的。因此，根据某特定激励信号下的某系统的响应情况，可以确定出该系统的性质。

图 1.1.1 中， $f(t)$ 为线性系统的激励信号， $y(t)$ 为该激励信号下系统的响应。该线性系统的输入和输出关系可以用 n 阶线性常系数微分方程来表示。

$$\begin{aligned} b_n \frac{d^n y(t)}{dt^n} + b_{n-1} \frac{d^{n-1} y(t)}{dt^{n-1}} + \cdots + b_0 y(t) \\ = a_m \frac{d^m f(t)}{dt^m} + a_{m-1} \frac{d^{m-1} f(t)}{dt^{m-1}} + \cdots + a_0 f(t) \end{aligned} \quad (1.1.1)$$

式中系数 b_i 、 a_j 均为常数，且 $m \leq n$ 。

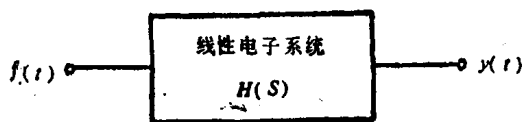


图 1.1.1

采用经典法求解微分方程比较麻烦，尤其当阶数较高时以及当激励信号函数或其导数含有不连续点时，用经典法求解就很困难。比较方便的做法是采用变域法，可以通过拉氏变换把时间域中的微分方程变换成复频域中的线性代数方程，使得方程的运算和求解步骤得以简化。拉氏变换可以将时域中的运算，如微分、积分、时间平移等替代为复频域中的代数运

算, 这些运算在分析与描述以级联、并联和反馈等互联方式组成的系统中是很方便的。此外, 在电子技术中经常遇到的指数函数、超越函数以及有不连续点的函数, 经拉氏变换可转换为简单的初等函数。而且, 拉氏变换把时域中两个函数的卷积运算转换为变换域中两函数的乘法运算, 在此基础上建立了系统函数的概念, 这一重要概念的应用, 为研究信号经线性系统传输问题, 提供了许多方便。

函数 $f(t)$ 的拉氏变换定义为:

$$\mathcal{L}[f(t)] = F(S) = \int_0^{\infty} e^{-st} f(t) dt \quad (1.1.2)$$

式中 $f(t)$ 称为原函数, $F(S)$ 称为 $f(t)$ 的象函数。原函数 $f(t)$ 是以时间 t 为自变量的实函数, 象函数 $F(S)$ 是以复频率 S 为自变量的复变函数, 复频率变量 $S = \sigma + j\omega$ 。

当系统的初始状态为零时, 对式(1.1.1)进行拉氏变换得到:

$$\begin{aligned} (b_n S^n + b_{n-1} S^{n-1} + \cdots + b_0) Y(S) \\ = (a_m S^m + a_{m-1} S^{m-1} + \cdots + a_0) F(S) \end{aligned} \quad (1.1.3)$$

式中 $Y(S)$ 、 $F(S)$ 分别为响应 $y(t)$ 和激励 $f(t)$ 的象函数, 它们之间的关系为代数方程。若激励信号已知, 从上式不难解出系统的响应。

1.1.2 网络的 S 域电路模型

实际分析时, 我们并不采用先列出网络的微分方程再经拉氏变换成代数方程后分析的繁琐过程, 而是根据电路元件的 S 域模型以及直接把电路定律和定理用于 S 域, 从网络模型直接地导出 S 域代数方程。

根据时域中 R 、 L 、 C 元件的端电压和流过它的电流的关系, 经拉氏变换后可以得出这些元件的 S 域模型, 如图 1.1.2 所示。当初始状态为零时, 这些元件在 S 域中的运算阻抗分别为: R 、 SL 、 $\frac{1}{SC}$ 。

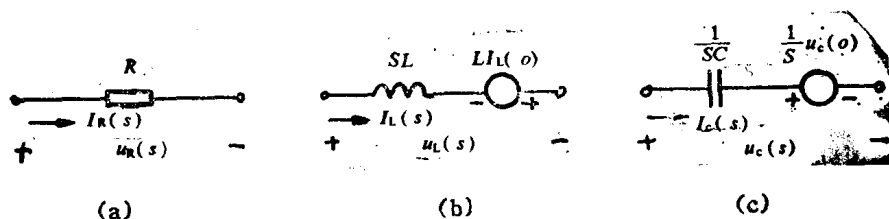


图 1.1.2 电路元件的 S 域模型

把网络中的每个元件都用 S 域的运算阻抗代替, 信号源也直接写成 S 域的变换式, 就得到了该网络的 S 域模型, 对此电路模型采用 KVL 和 KCL 分析, 便可找出所需求解的代数式。

例 1.1 在 S 域中求解图 1.1.3 网络的电压 $V_2(S)$ 。

解 将图 1.1.3 网络中的各元件分别用运算阻抗表示, 各电压、电流也换用 S 域表示。用节点电压法分别列出图中节点 A 和 B 的电流方程;

$$\begin{cases} \left(\frac{1}{R_1} + SC_1 + SC_2 \right) V_1(S) - SC_2 V_2(S) = I(S) \\ -SC_2 V_1(S) + \left(\frac{1}{R_2} + SC_2 \right) V_2(S) = -g_m V_1(S) \end{cases}$$

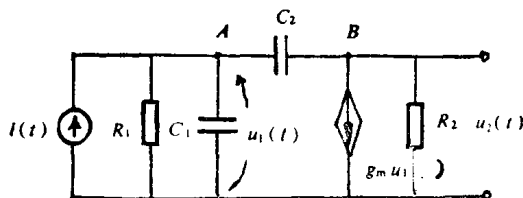


图 1.1.3

从上述方程组解出:

$$V_2(S) = \frac{SC_2 - g_m}{S^2 C_1 C_2 + SC_2 \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + g_m \right) + SC_1 \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_1 R_2}} I(S)$$

1.1.3 系统函数和零、极点

在零状态条件下, 系统响应的拉氏变换与系统激励的拉氏变换之比, 叫做系统函数或传递函数, 以 $H(S)$ 表示。

$$H(S) = \frac{a_m S^m + a_{m-1} S^{m-1} + \cdots + a_0}{b_n S^n + b_{n-1} S^{n-1} + \cdots + b_0} \quad (1.1.4)$$

显然, $H(S)$ 是 S 的有理函数, 它是关于 S 的两个多项式之比。式中实系数 a_i 、 b_j 的大小取决于系统的结构及其元件参数值。对于一个可实现的物理系统, 其系统函数 $H(S)$ 中的分子多项式的幂次 m 总是小于或等于其分母多项式的幂次 n 。而 n 的大小则取决于该系统中所含的独立储能元件的数目。当一个系统的结构及电路元件参数都给定后, 该系统的系统函数 $H(S)$ 就唯一确定了, 而与该系统所加的激励信号的形式无关。也就是说, 系统函数由系统本身所决定, 它充分地反映了一个系统的特征。

因为系统的激励与响应既可以是电压, 也可以是电流, 所以系统函数既可以是阻抗 (电压比电流), 也可以是导纳 (电流比电压), 还可以是数值比 (电流比电流或电压比电压)。因此有四种系统传递函数: 电压传递函数、电流传递函数、传递阻抗函数和传递导纳函数。

系统函数的零、极点的定义为:

若 $\lim_{S \rightarrow p_1} H(S) \rightarrow \infty$, 但 $[(S - p_1)H(S)]_{S=p_1}$ 等于有限值, 则 $H(S)$ 在 $S = p_1$ 处有一阶极点。若 $[(S - p_1)^k H(S)]_{S=p_1}$ 直到 $k = n$ 时才等于有限值, 则 $H(S)$ 在 $S = p_1$ 处有 n 阶极点。

$\frac{1}{H(S)}$ 的极点就是 $H(S)$ 的零点, 当 $\frac{1}{H(S)}$ 有 n 阶极点时, 即 $H(S)$ 有 n 阶零点。

因此, 用零点 z_i 和极点 p_j 表示的系统函数形式为:

$$\begin{aligned}
 H(S) &= K \frac{(S - z_1)(S - z_2) \cdots (S - z_m)}{(S - p_1)(S - p_2) \cdots (S - p_n)} \\
 &= K \frac{\prod_{i=1}^m (S - z_i)}{\prod_{j=1}^n (S - p_j)} \quad (1.1.5)
 \end{aligned}$$

或

$$H(S) = K' \frac{\prod_{i=1}^m \left(1 - \frac{S}{z_i}\right)}{\prod_{j=1}^n \left(1 - \frac{S}{p_j}\right)} \quad (1.1.6)$$

式(1.1.5)与式(1.1.6)中系数 K 与 K' 是不相同的。由于 $H(S)$ 中的系数 a_i, b_j 均为实数, 因此 $H(S)$ 的极点和零点或为实数、或为共轭复数对。

由于系统函数 $H(S)$ 与冲激响应 $h(t)$ 是一对拉普拉斯变换式, 因此, 只要知道 $H(S)$ 在 S 平面中零、极点的分布情况, 就可以预言该系统在时域中 $h(t)$ 波形的特性。此外, 也可以根据 $H(S)$ 的零、极点的分布得出该系统的频率特性, 以及判断一个系统是否稳定等等。通常, 在复频率 S 平面上, 我们用小圆圈“○”表示零点, 用“×”表示极点, 将 $H(S)$ 的全部零、极点都标在上面, 得到一个 $H(S)$ 的极、零点分布图。从零、极点分布图可以判断出某个系统的性质。

一个稳定系统的 $H(S)$ 全部极点都落在 S 平面的左半面(不包括虚轴), 该系统满足:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} [h(t)] = 0$$

如果 $H(S)$ 的极点落于 S 右半平面, 或在虚轴上具有二阶以上的极点, 则在足够长时间后, 系统的 $h(t)$ 仍继续增长, 故该系统是不稳定的。

如果 $H(S)$ 的极点落于 S 平面的虚轴上, 且只有一阶, 则在足够长的时间后, $h(t)$ 趋于一个非零的数值或形成一个等幅振荡。这时系统处于上述两种类型的边界情况, 称为边界稳定情况。

1.2 系统响应

1.2.1 概述

在 S 域中, 系统的响应函数 $Y(S)$ 与激励函数 $F(S)$ 和系统函数 $H(S)$ 之间有以下关系:

$$Y(S) = H(S)F(S) \quad (1.2.1)$$

研究响应函数在 S 平面的零、极点分布, 同样可以预言对于给定的激励函数, 系统响应的时域特性 $y(t)$ 。

$$y(t) = \mathcal{L}^{-1}[Y(S)] \quad (1.2.2)$$

显然, $Y(S)$ 的零、极点由 $H(S)$ 和 $F(S)$ 的零、极点所决定。式(1.2.1)中的 $H(S)$ 和 $F(S)$ 可以分别写成以下形式:

$$H(S) = \frac{\prod_{i=1}^m (S - z_i)}{\prod_{j=1}^n (S - p_j)}$$

$$F(S) = \frac{\prod_{i=1}^u (S - z_i)}{\prod_{k=1}^v (S - p_k)}$$

为讨论方便, 假定 $H(S)$ 和 $F(S)$ 中的系数 K 等于 1。

如果 $Y(S)$ 函数式中不含有高阶极点, 那么对 $Y(S)$ 用部分分式展开后即可得到:

$$Y(S) = \sum_{j=1}^n \frac{K_j}{S - p_j} + \sum_{k=1}^v \frac{K_k}{S - p_k} \quad (1.2.3)$$

K_j 和 K_k 分别表示部分分式展开各项的系数。取 $Y(S)$ 的逆变换, 得到响应函数的时域表示式为:

$$y(t) = \sum_{j=1}^n K_j e^{p_j t} + \sum_{k=1}^v K_k e^{p_k t} \quad (1.2.4)$$

显然, 响应函数 $y(t)$ 由两部分组成, 前面一部分是由系统函数的极点所形成的, 叫做“自由响应”, 后一部分则由激励函数的极点所形成, 称作“强迫响应”。自由响应中的极点也是系统的“自然频率”, 它只由系统本身的特性所决定, 与激励函数的形式无关。然而, 系数 K_j 和 K_k 则与 $H(S)$ 和 $F(S)$ 都有关系, 这说明自由响应时间函数的形式仅由 $H(S)$ 决定, 但它的幅度和相位却受 $H(S)$ 与 $F(S)$ 两方面的影响, 同样, 强迫响应时间函数的形式只取决于激励函数 $F(S)$, 而其幅度与相位却与 $H(S)$ 和 $F(S)$ 都有关系。

1.2.2 频率响应

系统对正弦激励信号的稳态响应称为系统的频率响应, 又叫作正弦稳态响应。由于任何周期性信号都可分解成周期性正弦信号, 因此研究系统的频率响应具有普遍意义。

当激励为正弦信号时, $f(t) = \sin \omega_0 t$, (为讨论方便, 假定其幅值为 1), 则激励函数 $F(S)$ 为:

$$F(S) = \frac{\omega_0}{S^2 + \omega_0^2} = \frac{\omega_0}{(S + j\omega_0)(S - j\omega_0)} \quad (1.2.5)$$

$F(S)$ 具有一对复共轭极点。

这时的系统响应函数为:

$$Y(S) = H(S) \cdot \frac{\omega_0}{(S + j\omega_0)(S - j\omega_0)}$$

对上式进行部分分式展开得:

$$Y(S) = \sum_{j=1}^n \frac{K_j}{S - p_j} + \frac{K_0}{S + j\omega_0} + \frac{\bar{K}_0}{S - j\omega_0}$$

上式中前面一项是按 $H(S)$ 的极点展开的项。其中系数 K_0 和 $\bar{K}_0$ 分别为:

$$K_0 = [Y(S)(S + j\omega_0)]_{S = -j\omega_0} = \frac{H(-j\omega_0)}{-2j}$$

$$\bar{K}_0 = [Y(S)(S - j\omega_0)]_{S=j\omega_0} = \frac{H(j\omega_0)}{2j}$$

因此, 系统的响应 $y(t)$:

$$y(t) = \sum_{j=1}^n K_j e^{p_j t} - K_0 e^{-j\omega_0 t} + \bar{K}_0 e^{j\omega_0 t}$$

由于式中的 $p_j (j=1, \dots, n)$ 是系统本身的极点, 对于一个稳定系统, 这些极点的实部都是负的, 在时间 t 足够长以后, 含这些极点的项均衰减到近于零。因此, 系统的正弦稳态响应为上式中的后两项, 即

$$\begin{aligned} y_s(t) &= K_0 e^{-j\omega_0 t} + \bar{K}_0 e^{j\omega_0 t} \\ &= \frac{H(-j\omega_0)}{-2j} e^{-j\omega_0 t} + \frac{H(j\omega_0)}{2j} e^{j\omega_0 t} \\ &= \frac{|H(j\omega_0)| e^{-j\phi(\omega_0)}}{-2j} e^{-j\omega_0 t} + \frac{|H(j\omega_0)| e^{j\phi(\omega_0)}}{2j} e^{j\omega_0 t} \\ &= |H(j\omega_0)| \sin(\omega_0 t + \phi) \end{aligned} \quad (1.2.6)$$

上式表明, 当激励为正弦信号时, 系统的稳态响应是与输入相同角频率的正弦函数, 但幅度增大了 $|H(j\omega_0)|$ 倍, 相位移为 $\phi(\omega_0)$ 。由此得出一个重要结论: 当将系统函数 $H(S)$ 的变量 S 限定在 S 平面的虚轴 ($j\omega$) 上时, 函数 $H(j\omega)$ 表征了该系统的频率特性, 它的模 $|H(j\omega)|$ 为系统响应与正弦激励的幅度比, 它的幅角 $\phi = \angle H(j\omega)$ 为系统响应与正弦激励的相位移。

通常, 将 $H(j\omega)$ 的模 (幅度) 随激励源频率的变化关系称为幅度频率特性, 简称幅频特性。将 $H(j\omega)$ 的相角随激励源频率的变化关系称为相位频率特性, 简称相频特性。

例 1.2 求图 1.2.1 网络的频率特性

解 图 1.2.1 网络的电压传递函数为:

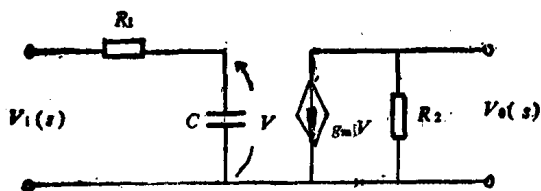


图 1.2.1

$$H(S) = \frac{V_o(S)}{V_i(S)} = \frac{-g_m R_2}{1 + S R_1 C}$$

这是一个单极点函数, 极点 $p = -\frac{1}{R_1 C}$, 该

极点对应的频率 $\omega_0 = \frac{1}{R_1 C}$ 。

$$H(j\omega) = \frac{-g_m R_2}{1 + j\omega R_1 C}$$

幅频特性

$$|H(j\omega)| = \frac{-g_m R_2}{\sqrt{1 + \omega^2 R_1^2 C^2}} = \frac{-g_m R_2}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}}$$

相频特性

$$\phi(j\omega) = -\text{tg}^{-1} \omega R_1 C = -\text{tg}^{-1} \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)$$

对应的特性曲线如图 1.2.2 (a)、(b) 所示。从特性曲线可看出这是一个低通响应系统。