

邮电高等函授试用教材

电子器件与电路

下 册

周任淦 张志远 编
罗 耀 光 审

内 容 提 要

本书根据邮电高等函授编写教材会议拟定的“电子器件与电路”大纲写成。

全书分上、下两册，下册内容共分七章，即线性电路的其它分析方法、功率放大器、直流放大器、集成运算放大器、正弦波振荡器、电源电路和电子管及其电路。

本书内容深入浅出，便于自学。它是邮电高等函授的试用教材，也可以供从事电子研究、生产的工程技术人员参考。

电子器件与电路

下 册

周任淦 张志远编

罗 耀 光 审

人民邮电出版社出版

北京东长安街27号

山西新华印刷厂印刷

新华书店北京发行所发行

各地新华书店经售

*

开本：787×1092 1/32 1982年1月第一版

印张：18 8/32 页数：292 1982年1月山西第一次印刷

字数：423 千字 印数1—20,000册

统一书号：15045·总2559-无6173

定价：1.85元

目 录

第九章 线性电路的其它分析方法	1
第一节 复频域分析法	2
第二节 电子电路的计算机辅助分析和设计	33
第十章 功率放大器	47
第一节 功率放大器概述	47
第二节 变压器耦合功率放大器	51
第三节 无变压器推挽功率放大器	75
第四节 功率管的散热和防止二次击穿	103
小结	112
思考题和习题	113
第十一章 直流放大器	115
第一节 直流放大器的特点	115
第二节 单端式直流放大器	120
第三节 差动放大器	126
第四节 多级差动放大电路	152
小结	157
思考题和习题	159
第十二章 集成运算放大器	162
第一节 集成运算放大器的基本概念	162
第二节 集成运算放大器电路	183

第三节	集成运算放大器的应用	214
第四节	参数的测试、性能扩展和相位补偿	255
小结	292
思考题和习题	294
第十三章	正弦波振荡器	299
第一节	变压器反馈型LC振荡器的基本原理.....	300
第二节	LC正弦波振荡器.....	322
第三节	石英晶体振荡器	351
第四节	RC振荡器.....	383
小结	397
思考题和习题	399
第十四章	电源电路	402
第一节	整流电路	402
第二节	滤波电路	417
第三节	稳压电路	428
第四节	直流变换电路	477
小结	484
思考题和习题	486
第十五章	电子管及其电路	488
第一节	电子管的工作原理和特性	488
第二节	电子管低频放大器	522
第三节	电子管低频功率放大器	553
第四节	电子管放大电路中的负反馈	566
小结	573
思考题和习题	576

第九章 线性电路的其它分析方法

内 容 提 要

本章介绍电子线路的复频域分析法和计算机辅助分析与设计。

对放大器的研究，有稳态分析法和瞬态分析法，瞬态分析目前采用两种方法，即时域法和变域法。以上几章着重讨论了稳态分析法和时域法，本章着重讨论变域法，变域法包括频域和复频域，频域中的独立变量是实数频率 ω ，复频域独立变量是复数频率 $s = \sigma + j\omega$ 。频域法求解困难，由于频域法要利用傅里叶变换，其要求的条件受到很大的限制，实际应用不多。复频域法利用拉普拉斯变换，拉普拉斯变换法不仅兼有将微分方程变成代数方程，简易方便的优点，而且在求解过程中，还能自动地包含初始条件，对信号 $f(t)$ 的限制远没有频域法那样苛刻。讨论网络函数及其确定方法，由于网络函数的零、极点分布情况与网络特性有直接的联系，因此，本章还将讨论零极点与时间的响应，零极点与频率特性。

计算机应用十分广泛，电子电路采用计算机辅助分析与设计，不仅可以大大缩短设计时间，降低生产成本，节省人力物力，而且对保证产品质量，提高产品合格率也有重要作用。例如，人工设计和计算复杂电路时，要花费大量的时间，而且容易出差错。利用计算机来分析和设计电路，不但省力而且准确。经过计算机的高速运算，在短时间内可以获得大量的数据，从中选择最合适的电路参数。

第一节 复频域分析法

有许多电路，它的激励信号是直流或正弦交流。如果激励信号是直流电，那么电路中各处的电流和电压都是不随时间变化的常量；如果激励信号是正弦交流电，电路中各处的电流和电压都是随时间作正弦变化的交流电，而且幅值是不随时间变化的常量，电路的这种工作状态称为稳态。

在一定的条件下，有一定的稳定状态。条件改变了，稳定状态也要改变。例如在图9-1-1 (a) 的电路中，开关 K 未接通前， AB 两端的电压为零，所以电路中的电流 i 及电阻上的电压 u_R 都等于零，这是一种稳定状态。若开关 K 在 $t = 0$ 时接通，电路中的电流最终能达到 $I = \frac{E}{R}$ ，这是另一种稳定状态。

但是电流从零上升到 $\frac{E}{R}$ 是不可能立即完成的，而是需要一段时间，在图9-1-1 (c) 中，画出了电流随时间变化的情况，电路从一个稳定状态过渡到另一个稳定状态所经历的过程，称为电路的过渡过程。由于过渡过程所经历的时间很短，所以又称为暂态（或瞬态）。由图9-1-1 (a) 还可以看出，开关 K 接通前， AB 两端的电压为零，开关在 $t = 0$ 时接通， AB 两端电压为 E ，这相当于在 AB 两端接有一个幅度为 E 的阶跃电压 E_s ，如图9-1-1 (b) 所示。因此所谓电路的瞬态与信号通过线性电路，并没有原则的区别，在本节中将二者一起讨论。

前面几章，特别是第七章，着重讨论了正弦信号通过线性电路时都假定信号是单一频率的，并且是无始无终的正弦量，所以在电路中没有考虑过渡过程，因为这一过程的持续时间与

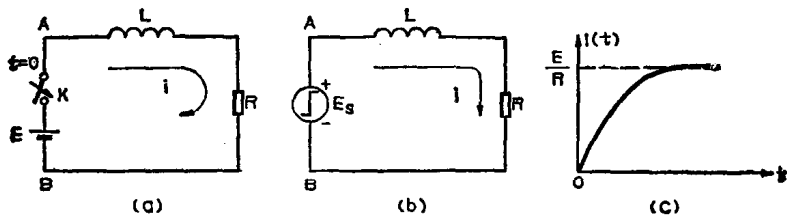


图 9-1-1 电路的工作状态

连续重复的信号持续时间相比，完全可以忽略，加上正弦信号又是谐和的，中间不会有什么突然变化给电路带来冲激，因此，稳态过程足以描述这种无始无终的谐和信号通过线性电路的情况。但是，对于持续时间很短的信号，比如突跳信号和各种脉冲信号，由于电路中电感、电容等惰性元件的影响，过渡过程则是主要的，即使是周期信号（包括正弦信号），当接入和终了的时刻，也必须经历一个过渡过程才能进入稳态。因此，任意信号通过线性电路的过程，都包含过渡过程或瞬态过程。本节着重讨论瞬态过程的分析方法，这种方法也适用于稳态，因此，它是信号通过线性电路的一般分析方法。

我们知道，线性电路的输入与输出的关系，或激励与响应的关系，通常是用常系数线性微分方程来描述的。在时间域中，直接求解微分方程的经典法，当激励信号波形或电路本身比较复杂时，将会碰到很大的困难，甚至无能为力。为了避开这种困境，在电子电路分析中，目前广泛采用两种方法，一种是时域法，一种是变域法。

所谓时域法，就是将任意波形的信号，可以看作是由不同时间加入的许多阶跃信号或冲击信号组成的。只要知道电路对单位阶跃信号的响应，或电路对单位冲击信号的响应，那么根据线性迭加原理，就可以求出任意波形的输入信号在电路输出

端的总响应。这种方法和经典法一样,其独立变量都是时间 t ,但由于电路对基本型的阶跃信号(或冲击信号)的响应容易求得,线性叠加也容易进行,所以它比经典法要优越得多。这种方法已用在第七章中分析单级 RC 放大器的瞬态特性。本节着重讨论变域法中的复频域法。

一、网络函数及其确定法

如果构成网络的所有元件都是线性的,即网络中的各元件值(如 R 、 L 、 C 等)都与通过该元件的电流和加于其上的电压无关,称为线性网络。若网络中含有非线性元件,称为非线性网络。如果网络内部不含有电源,称为无源网络;如果网络内部含有电源,称为有源网络。

网络按引出端数目分类,有一对引出端的网络称二端网络,具有两对引出端的网络称为四端网络。它只能通过这两对引出端与外电路连接,例如,耦合回路、变压器、滤波器、传输线、放大器等电路系统,都可以视为四端网络。根据七、八两章的讨论,我们知道描述线性电路输入输出关系的,是电路的稳态特性或传输系数 $K(j\omega)$,它仅由电路结构,元件值和频率所决定。只要已知电路的稳态特性或传输系数 $K(j\omega)$,就可以求得在任一输入 \dot{x} 作用下的输出 \dot{y} , $\dot{y} = K(j\omega) \dot{x}$,相应地,如果已知在某一输入 \dot{x} 的作用下的输出 \dot{y} ,就可以确定电路的稳态特性或传输系数 $K(j\omega)$, $K(j\omega) = \frac{\dot{y}}{\dot{x}}$ 。对于同一电路,电路元件值是恒定的,传输系数就只随频率而变,比如,两个复振幅同为 \dot{x} ,但频率分别为 ω_1 和 ω_2 的信号加到四端网络输入端,电路输出的复振幅 \dot{y}_1 和 \dot{y}_2 就不同。这种情况说明了电路在传输信号时,对不同频率的信号有所选择,而且这种选择

性又因电路结构和元件值而异。由此可见，传输系数 $K(j\omega)$ 反映了电路的固有特性，就是在稳态情况下的网络函数，它表征了频域中响应和激励的关系。

本节仅讨论表征复频域中响应和激励关系的广义的网络函数。

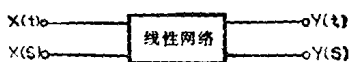


图 9-1-2 线性网络

图9-1-2表示一个线性网络，在输入端加入激励函数 $x(t)$ ，在输出端将产生响应函数 $y(t)$ ，在分析计算时，把问题移到复频率域（即 $S = \sigma + j\omega$ 域）上来解决往往更为方便，为此，对激励时间函数和响应时间函数取拉普拉斯变换，得

$$X(s) = \mathcal{L}[x(t)] \quad Y(s) = \mathcal{L}[y(t)] \quad (9-1-1)$$

式中 $X(s)$ 和 $Y(s)$ 分别称为激励变换式和响应变换式， \mathcal{L} 表示拉普拉斯变换。

在 S 域中，网络函数 $H(s)$ 定义为初始条件为零时，输出量（响应函数） $Y(t)$ 的变换式 $Y(s)$ 与输入量（激励函数） $X(t)$ 的变换式 $X(s)$ 之比

$$H(s) = \left. \frac{Y(s)}{X(s)} \right|_{\text{零初始状态}} \quad (9-1-2)$$

激励电源 $X(t)$ 既可能是电压，也可能是电流，我们研究的网络响应也既可能是电压，也可能是电流。如果令包含激励电压源的输入回路为第一回路，或令激励电流流入的节点为第一节点，将网络看成只包含“电阻性”元件 R 、 SL 、 $\frac{1}{SC}$ 的“直流网络”，并根据节点法和回路法，就可以求得网络的响应电压或响应电流；但应区分电流激励和电压激励两种情况。

对于一个有 n 个独立节点的复杂网络，那么根据克希霍夫第一定律，可以得到 n 个方程的方程组。

$$\begin{aligned}
 Y_{11}U_1(s) + Y_{12}U_2(s) + \cdots + Y_{1n}U_n(s) &= I_1(s) \\
 Y_{21}U_1(s) + Y_{22}U_2(s) + \cdots + Y_{2n}U_n(s) &= I_2(s) \\
 \cdots \cdots \cdots \cdots \cdots \cdots \cdots \cdots \cdots \cdots \cdots \cdots \cdots \cdots \\
 Y_{n1}U_1(s) + Y_{n2}U_2(s) + \cdots + Y_{nn}U_n(s) &= I_n(s)
 \end{aligned}
 \tag{9-1-3}$$

Y_{11} 是接到节点①的各支路的导纳和，称为节点①的自导纳， Y_{22} 为节点②的自导纳。 Y_{12} 、 Y_{21} 是节点①与②、②与①间各支路的导纳和，称为两节点间的互导纳。 Y_{ii} 是接到节点 i 的自导纳，由无源元件组成的自导纳，一概取正号。 Y_{ik} 是接点 i 与节点 k 之间的互导纳，由无源元件组成的互导纳一概取负号。

用行列式方法解方程组式(9-1-3)，即得第 k 个节点对参考点的电压公式。

$$U_k(s) = \frac{1}{\Delta} [\Delta_{1k}I_1(s) + \Delta_{2k}I_2(s) + \cdots + \Delta_{nk}I_n(s)]$$

(9-1-4a)

或
$$U_k(s) = \frac{1}{\Delta} \sum_{i=1}^n \Delta_{ik}I_i(s) \quad k=1, 2, \dots, n$$

(9-1-4b)

当激励是电流 $I_1(s)$ 时，根据节点法，网络的响应电压为

$$U_k(s) = \frac{\Delta_{1k}}{\Delta} I_1(s)$$

若令输出端节点为第二节点，则输出的响应电流可由输出电压 $U_2(s)$ 与负载导纳 $Y_L(s)$ 的乘积求得。考虑到节点法中取流进节点的电流为正，故有

$$-I_2(s) = U_2(s) \cdot Y_L(s) = \frac{\Delta_{12}}{\Delta} I_1(s) Y_L(s)$$

式(9-1-4)中的 Δ 是方程组式(9-1-3)的系数行列式, 称为导纳行列式

$$\Delta = \begin{vmatrix} Y_{11}(s) & Y_{12}(s) & \cdots & Y_{1n}(s) \\ Y_{21}(s) & Y_{22}(s) & \cdots & Y_{2n}(s) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ Y_{n1}(s) & Y_{n2}(s) & \cdots & Y_{nn}(s) \end{vmatrix} \quad (9-1-5)$$

Δ_{ik} 是行列式中元素 Y_{ik} 的代数余因式, 若用 M_{ik} 表示从 Δ 中划去第*i*行和第*k*列的行列式, 则

$$\Delta_{ik} = (-1)^{i+k} M_{ik} \quad (9-1-6)$$

对于任意复杂的线性网络, 如果它含有*n*个独立回路, 那么, 根据克希霍夫第二定律可得到*n*个方程的方程组:

$$\left. \begin{array}{l} Z_{11}(s)I_1(s) + Z_{12}(s)I_2(s) + \cdots + Z_{1n}(s)I_n(s) = E_1(s) \\ Z_{21}(s)I_1(s) + Z_{22}(s)I_2(s) + \cdots + Z_{2n}(s)I_n(s) = E_2(s) \\ \cdots \cdots \cdots \\ Z_{n1}(s)I_1(s) + Z_{n2}(s)I_2(s) + \cdots + Z_{nn}(s)I_n(s) = E_n(s) \end{array} \right\} \quad (9-1-7)$$

式中, E_i 是回路*i*中所有独立恒压源的代数和, Z_{ii} 是回路*i*的自阻抗, 它等于该回路中所有阻抗之和; 由无源元件组成的自阻抗一概取正号。 Z_{ik} 是同属于回路*i*和回路*k*的阻抗, 即*i*、*k*两回路的互阻抗; 由无源元件组成的互阻抗, 当两回路电流在其上的方向相同时取正号, 相反时取负号。

用行列式方法解式(9-1-7)即可求得各回路电流。

$$I_k(s) = \frac{1}{\Delta'} [\Delta'_{1k} E_1(s) + \Delta'_{2k} E_2(s) + \cdots + \Delta'_{nk} E_n(s)] \quad (9-1-8a)$$

$$\text{或} \quad I_k(s) = \frac{1}{\Delta'} \sum_{i=1}^n \Delta'_{ik} E_i(s) \quad k = 1, 2, \cdots, n \quad (9-1-8b)$$

当激励是电压 $U_1(s)$ 时，根据回路法，网络的响应电流为

$$I_k(s) = \frac{\Delta'_{1k}}{\Delta} U_1(s)$$

若令输出回路为第二回路，则输出响应电压可由响应电流 $I_2(s)$ 与负载阻抗 $Z_L(s)$ 的乘积求得，若取顺时针方向为回路电流正方向，则

$$U_2(s) = I_2(s) \cdot Z_L(s) = \frac{\Delta'_{12}}{\Delta} U_1(s) Z_L(s)$$

以上两式中的 Δ' 是式(9-1-7)的系数行列式，称为阻抗行列式， Δ'_{ik} 是 Δ' 的代数余因式

$$\Delta' = \begin{vmatrix} Z_{11}(s) & Z_{12}(s) & \cdots & Z_{1n}(s) \\ Z_{21}(s) & Z_{22}(s) & \cdots & Z_{2n}(s) \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ Z_{n1}(s) & Z_{n2}(s) & \cdots & Z_{nn}(s) \end{vmatrix} \quad (9-1-9)$$

明白了不同激励电源作用下，响应电流和响应电压的求法，就可以进一步定义网络函数。当用电流源 $I_1(s)$ 激励时，则得输入阻抗为

$$Z_i(s) = \frac{U_1(s)}{I_1(s)} = \frac{\Delta_{11}}{\Delta} \quad (9-1-10)$$

当用电压源 $U_1(s)$ 激励时，则得输入导纳为

$$Y_i(s) = \frac{I_1(s)}{U_1(s)} = \frac{\Delta'_{11}}{\Delta'} \quad (9-1-11)$$

表征网络中不同端对响应与激励关系的网络函数称为传输函数有四种形式，如表9-1-1所示。

由(9-1-10)式和(9-1-11)式可见，网络函数表现为电路行列式之比 $\frac{\Delta_{1k}}{\Delta}$ 或 $\frac{\Delta'_{1k}}{\Delta'}$ ，而这些行列式 Δ 、 Δ_{1k} 、 Δ' 、 Δ'_{1k}

表 9-1-1

输入 (激励)	输出 (响应)	网 络 函 数	
电 流 激 励	$I_1(S)$	$U_2(S)$	转移阻抗: $Z_T(S) = \frac{U_2(S)}{I_1(S)} = \frac{\Delta_{12}}{\Delta}$ (9-1-12)
	$I_1(S)$	$I_2(S)$	电流传输系数: $K_i(S) = \frac{I_2(S)}{I_1(S)} = -\frac{\Delta_{12}}{\Delta} Y_L(S)$ (9-1-13)
电 压 激 励	$U_1(S)$	$I_2(S)$	转移导纳: $Y_T(S) = \frac{I_2(S)}{U_1(S)} = \frac{\Delta'_{12}}{\Delta'}$ (9-1-14)
	$U_1(S)$	$U_2(S)$	电压传输系数: $K_u(S) = \frac{U_2(S)}{U_1(S)} = \frac{\Delta'_{12}}{\Delta'} Z_L(S)$ (9-1-15)

都是由网络的结构和元件参数决定的。这就说明：网络函数 $H(s)$ 仅仅决定于网络本身，决定于网络的结构和元件参数，它是 S 的有理函数，而与外界信号无关。所以，网络函数可根据给定的网络，由节点法或回路法，直接列出网络的导纳行列式或阻抗行列式而得。

例：计算图9-1-3电路的电压传输系数

解：由图可求得复频域内的输入电压和输出电压的关系为

$$U_2(s) = \frac{R}{\frac{1}{SC} + R} U_1(s)$$

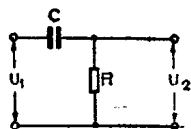


图 9-1-3 RC耦合电路

所以，电压传输系数为

$$K_u(s) = \frac{U_2(s)}{U_1(s)} = \frac{RCS}{1 + RCS} = \frac{S}{S + \frac{1}{RC}}$$

下面试求图9-1-4电路的输入阻抗 $Z_i(s)$ 、转移阻抗 $Z_T(s)$ 和电流传输系数 $K_i(s)$ 。

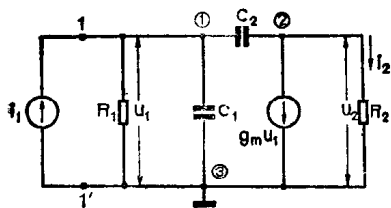


图 9-1-4 网络函数确定方法示例

图9-1-4 电路中用恒流源激励，我们知道恒流源的特性是：输出电流不随电压而变（即不随外部负载而变）。这就表明恒流源的内阻为无穷大，因此，输入端1-1' 相当于开路。

电路中有三个节点。对这些节点（①、②、③），都可以写出节点方程，但这三个方程中有一个是不独立的，所以三节点电路只有二个独立节点方程

按克希霍夫第一定律，即节点电流的代数和等于零。于是对于节点①，有

$$i_1 - \frac{\dot{U}_1}{R_1} - j\omega C_1 \dot{U}_1 - j\omega C_2 (\dot{U}_1 - \dot{U}_2) = 0$$

对于节点②，有

$$j\omega C_2 (\dot{U}_1 - \dot{U}_2) - g_m \dot{U}_1 - \frac{\dot{U}_2}{R_2} = 0$$

令 $s = j\omega$ ，将上两式整理后，可得复频域内的电路方程

$$\left. \begin{aligned} \left(\frac{1}{R_1} + sC_1 + sC_2 \right) \dot{U}_1 - sC_2 \dot{U}_2 &= i_1 \\ - (sC_2 - g_m) \dot{U}_1 + \left(sC_2 + \frac{1}{R_2} \right) \dot{U}_2 &= 0 \end{aligned} \right\}$$

(9-1-16a)

令 $G_1 = \frac{1}{R_1}$ ， $G_2 = \frac{1}{R_2}$ ，则上式变为

$$\left. \begin{aligned} (G_1 + sC_1 + sC_2) \dot{U}_1 - sC_2 \dot{U}_2 &= i_1 \\ - (sC_2 - g_m) \dot{U}_1 + (sC_2 + G_2) \dot{U}_2 &= 0 \end{aligned} \right\}$$

(9-1-16b)

将上式写成一般形式

$$\left. \begin{aligned} Y_{11}(s)\dot{U}_1 + Y_{12}(s)\dot{U}_2 &= \dot{I}_1 \\ Y_{21}(s)\dot{U}_1 + Y_{22}(s)\dot{U}_2 &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (9-1-16c)$$

其中

$$\left. \begin{aligned} Y_{11}(s) &= G_1 + s(C_1 + C_2) \text{ 为节点①的自导纳} \\ Y_{12}(s) &= -SC_2 \text{ 为节点①和节点②之间的互导纳} \\ Y_{22}(s) &= SC_2 + G_2 \text{ 为节点②的自导纳} \\ Y_{21}(s) &= -(SC_2 - g_m) \text{ 为节点②和节点①之间的互导纳} \end{aligned} \right\} \quad (9-1-17)$$

于是网络的导纳行列式 Δ 为

$$\begin{aligned} \Delta &= \begin{vmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{vmatrix} \\ &= \begin{vmatrix} G_1 + S(C_1 + C_2) & -SC_2 \\ -(SC_2 - g_m) & SC_2 + G_2 \end{vmatrix} \\ &= S^2C_1C_2 + S[C_2(G_1 + G_2 + g_m) + C_1G_2] + G_1G_2 \end{aligned}$$

相应的代数余因式为

$$\Delta_{11} = Y_{22} = SC_2 + G_2$$

$$\Delta_{12} = (-1)^{1+2}Y_{21} = -Y_{21} = SC_2 - g_m$$

所以

输入阻抗为

$$\begin{aligned} Z_1(s) &= \frac{U_1}{I_1} = \frac{\Delta_{11}}{\Delta} \\ &= \frac{SC_2 + G_2}{S^2C_1C_2 + S[C_2(G_1 + G_2 + g_m) + C_1G_2] + G_1G_2} \end{aligned} \quad (9-1-18a)$$

转移阻抗为

$$Z_T(s) = \frac{U_2}{I_1} = \frac{\Delta_{12}}{\Delta}$$

$$= \frac{SC_2 - g_m}{S^2 C_1 C_2 + S[C_2(G_1 + G_2 + g_m) + C_1 G_2] + G_1 G_2} \quad (9-1-18b)$$

电流传输系数为

$$K_i(s) = \frac{I_2}{I_1} = \frac{-\Delta_{12}}{\Delta} \quad Y_L = \frac{-\Delta_{12}}{\Delta} \quad G_L = \frac{-\Delta_{12}}{\Delta} G_2$$

$$= \frac{-(SG_2 - g_m)G_2}{S^2 C_1 C_2 + S[C_2(G_1 + G_2 + g_m) + C_1 G_2] + G_1 G_2} \quad (9-1-18c)$$

网络函数表征了网络本身的特性，而与外加激励信号无关，亦即网络对激励的响应，都是给激励添上一个因子 $H(S)$ ，使得 $Y(S) = H(S) \cdot X(S)$ 。当激励是单位冲击信号 $\delta(t)$ 时，由于 $\delta(t)$ 的象函数 $\mathcal{L}[\delta(t)] = 1$ ，（见拉氏变换表），故响应的象函数为

$$Y(S) = H(S) \cdot X(S)$$

$$= H(S) \cdot \mathcal{L}[\delta(t)] = H(S) \quad (9-1-19)$$

响应的时间函数为

$$h(t) = \mathcal{L}^{-1}[Y(S)] = \mathcal{L}^{-1}[H(S)] \quad (9-1-20)$$

由此可见：网络对单位冲击信号的响应 $h(t)$ ，就是网络函数 $H(S)$ 本身的拉氏反变换。反之， $h(t)$ 的拉氏变换就是网络函数 $H(S)$ 。

我们知道，单位冲击信号 $\delta(t)$ 是一种基本型信号，任意复杂形状的信号都可看成是无数冲击信号之和；线性网络对任意信号的响应亦可看成是无数冲击信号的叠加。这就是说网络对单位冲击信号的响应 $h(t)$ ，反映了网络对任意信号响应的基本

情况，表征了网络的特性。 $h(t)$ 和 $H(S)$ 从时域和复频域两个侧面描写了同一网络，根据 $H(S)$ 和 $h(t)$ 的这种对应关系，可直接在复频域透过 $H(S)$ 洞察网络的动态工作情况。

二、网络函数的极点和零点

网络函数表现为两个行列式之比即 $\frac{\Delta_{1k}}{\Delta}$ 或 $\frac{\Delta'_{1k}}{\Delta}$ ，而这些行列式的元素又都是网络元件参数和 S 的简单函数，将这些行列式展开，就成了 S 的多项式，这一点已为上面的例子所证实。因此任何线性网络，其网络函数 $H(S)$ 都可以写成一般的形式，它是 S 的有理函数，由两个多项式之比来表示

$$H(S) = \frac{A(S)}{B(S)} = \frac{a_m s^m + a_{m-1} s^{m-1} + \cdots + a_1 s + a_0}{b_n s^n + b_{n-1} s^{n-1} + \cdots + b_1 s + b_0} \quad (9-1-21)$$

由于网络中 R 、 L 、 C 都是实数，因而网络函数的分子和分母多项式的所有系数 $a_m, a_{m-1}, \dots, a_1, a_0$ 和 $b_n, b_{n-1}, \dots, b_1, b_0$ 也都是实数。所以其中参数的无源线性网络的网络函数都是 S 的有理函数，其分子、分母是实系数多项式

既然(9-1-21)式的分子分母都是 S 的多项式，所以可对(9-1-21)式进行因式分解，就能求得该多项式等于零的根，设分子多项式的根为 Z_1, Z_2, \dots, Z_m ；分母多项式的根为 p_1, p_2, \dots, p_n ，于是(9-1-21)式可以写为

$$H(S) = \frac{A(S)}{B(S)} = K \frac{(s - z_1)(s - z_2) \cdots (s - z_m)}{(s - p_1)(s - p_2) \cdots (s - p_n)} \quad (9-1-22)$$

式中， $K = \frac{a_m}{b_n}$ 称比例因数。在 S 平面上，(9-1-22)式中