

电路分析

(下 册)



国防工业出版社

本书附有习题。其中有些习题来源于实际电路。我们不但希望通过这些习题来帮助读者掌握本书的内容，我们也想利用它们来为初学者补充某些电路理论的实践基础——主要的是不断地提醒他们：电路理论是来自电路的实践并且要回到电路的实践。因此，这些习题应被看作是本书的有机组成部分。

虽然本书是为大学本科学学生编写的，但是我们希望本书对广大的业余读者也能有所帮助。

应当指出，本书充其量不过是我们狭隘经验的总结，谈不上对于电路分析课程新体系的探索，在我国进入新的历史时期，向着四个现代化进军的时候，显然远远不能满足科学和教育事业发展的需要。因此，我们迫切地期待着统编教材以及其他新教材的出版。

本书必有许多错误请予指正。

本书由潘士先同志编写，由付维潭、杜裕曾、李宗瑞、张存澧四位同志校阅。

编 者

目 录

第十二章 RC 电路

§ 12—1 RC 低通电路	(1)
§ 12—2 RC 高通电路	(5)
§ 12—3 RC 带通电路	(7)
§ 12—4 比较复杂的 RC 网络	(8)
§ 12—5 RC 平衡网络	(12)
§ 12—6 关于含源 RC 电路的概念	(15)

第十三章 二端对网络

§ 13—1 二端对网络	(20)
§ 13—2 T 形和 π 形网络	(21)
§ 13—3 线性无源二端对网络的一般方程式	(22)
§ 13—4 线性无源二端对网络的等效电路	(25)
§ 13—5 T— π 变换	(26)
§ 13—6 线性无源二端对网络方程式的其他形式	(29)
§ 13—7 二端对网络的工作分析	(33)
§ 13—8 二端对网络的联接	(34)
§ 13—9 线性含源二端对网络	(38)
§ 13—10 线性含源二端对网络的例子——负导抗变换器和回转器	(39)

第十四章 非正弦周期电路

§ 14—1 非正弦周期电压和电流	(51)
§ 14—2 谐波的合成和分解	(53)
§ 14—3 富立叶级数的复数形式	(60)
§ 14—4 频谱的概念	(62)
§ 14—5 用谐波分析法计算非正弦周期电路	(65)
§ 14—6 线性畸变	(69)
§ 14—7 非正弦周期电路的功率	(71)
§ 14—8 非正弦电压和电流的有效值	(73)

第十五章 线性电路的暂态分析——时域分析法——

§ 15—1 电容的开关定理	(81)
§ 15—2 RC 串联电路接通到直流电源	(82)

§ 15—3	RC 串联电路接通到正弦电源	(90)
§ 15—4	RC 串联电路接通到对称方波电压	(92)
§ 15—5	RC 衰减器的分析	(94)
§ 15—6	电感的开关定理	(97)
§ 15—7	RL 串联电路接通到直流电源	(97)
§ 15—8	LC 回路中的自由振荡	(101)
§ 15—9	RLC 串联电路的暂态分析	(104)
§ 15—10	RLC 并联电路的暂态分析	(109)
§ 15—11	线性电路暂态分析的一般情况	(111)
§ 15—12	阶跃响应和脉冲响应	(113)
§ 15—13	迭堆公式——时间卷积	(118)

第十六章 线性电路的暂态分析——拉普拉斯变换法即复频域分析法——

§ 16—1	拉普拉斯变换	(140)
§ 16—2	拉普拉斯变换定理	(142)
§ 16—3	拉普拉斯反变换	(147)
§ 16—4	线性电路分析的 L 变换法	(154)
§ 16—5	关于 L_- 变换和 L_+ 变换	(163)
§ 16—6	网络函数的概念 (复频域)	(164)
§ 16—7	L 变换法与时域分析法的比较	(168)

第十七章 线性电路的暂态分析——状态变量法——

§ 17—1	状态变量	(172)
§ 17—2	状态方程 状态空间 状态向量	(174)
§ 17—3	电路状态方程的列写方法	(177)
§ 17—4	齐次状态方程的解——零输入解	(184)
§ 17—5	矩阵指数函数的计算	(188)
§ 17—6	非齐次状态方程的解	(195)
§ 17—7	传递矩阵的概念	(200)
§ 17—8	用状态变量法计算正弦稳态响应	(202)
§ 17—9	结 语	(203)

第十二章 RC 电 路

RC 电路是实际上广泛应用的一类电路。

RC 电路可分为无源和含源两大类。无源 RC 电路就是只用电阻和电容构成的电路；含源 RC 电路是用电阻、电容以及某些形式的受控源构成的电路。

在这一章里，我们介绍一些简单的 RC 电路及其分析方法。

§ 12—1 RC 低 通 电 路

在图 12—1 所示的 RC 电路中，如以 u_1 为输入电压，以 u_2 为输出电压，则输出电压与输入电压的关系是如何依频率而变化的？

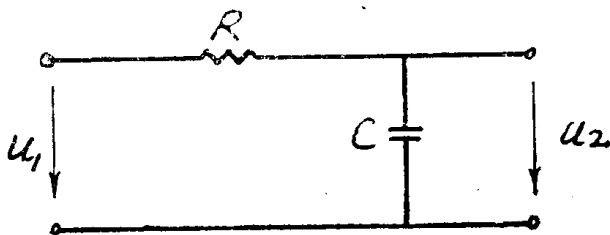


图 12—1

因为

$$\dot{U}_2 = \frac{\dot{U}_1}{R + \frac{1}{j\omega C}} \cdot \frac{1}{j\omega C} = \frac{1}{1 + j\omega RC} \dot{U}_1$$

故得电压转移函数为

$$K_u(j\omega) = \frac{\dot{U}_2}{\dot{U}_1} = \frac{1}{1 + j\omega RC} \quad (12-1)$$

它表示输出电压和输入电压的关系以及这个关系是如何依频率而变化的，其中包括大小和相位两个方面的关系。电压转移函数的模

$$|K_u(j\omega)| = K_u(\omega) = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega RC)^2}} \quad (12-2)$$

表明输出电压和输入电压的大小之比对频率的关系，叫做电路的振幅特性。 $K_u(j\omega)$ 的幅角

$$\text{Arg} K_u(j\omega) = \varphi(\omega) = -\text{tg}^{-1} \omega RC \quad (12-3)$$

表明输出电压对输入电压的相位差，即输出对输入的相移和频率的关系，叫做电路的相位特性。

振幅特性和相位特性总称为频率特性。

图 12—1 电路的振幅特性和相位特性如图 12—2 所示。

实际上，我们常常采用下述方式表示振幅特性和相位特性。采用一张半对数坐标纸，其横轴是按对数尺度分格的，纵轴是均匀分格的。取横轴为频率轴。对于相位特性，纵轴取为 $\varphi(\omega)$ ；对于振幅特性，纵轴不是直接取作 $k_u(\omega)$ ，而是取对数幅值

$$\begin{aligned} A(\omega) &= 20 \log k_u(\omega) \\ &= 20 \log \frac{U_2}{U_1} \quad (12-4) \end{aligned}$$

$A(\omega)$ 之值以“分贝 (dB)” 数表示。例如

$$k_u(\omega) = \frac{U_2}{U_1} = 1 \quad A(\omega) = 0 \quad \text{dB}$$

$$k_u(\omega) = \frac{U_2}{U_1} = 10 \quad A(\omega) = 20 \quad \text{dB}$$

$$k_u(\omega) = \frac{U_2}{U_1} = 0.1 \quad A(\omega) = -20 \quad \text{dB}$$

对于图 12—1 所示电路，按式 (12—1)，就若干给定的 ω 之值，可算出相应的 $K_u(j\omega)$ 和 $A(\omega)$ 之值如下表。表中 $\omega_l = 1/RC$

$\frac{\omega}{\omega_l}$	$K_u(j\omega) = \frac{1}{1 + j\omega/\omega_l}$	$A(\omega) = 20 \log k_u(\omega)$
0.01	$1.0 / -0.6^\circ$	0
0.04	$1.0 / -2.3^\circ$	0
0.10	$1.0 / -5.7^\circ$	0
0.40	$0.93 / -22^\circ$	-0.7
1.0	$0.707 / -45^\circ$	-3.0
4.0	$0.24 / -76^\circ$	-12.3
10.0	$0.10 / -84^\circ$	-20.0
40.0	$0.025 / -88.5^\circ$	-32.0
100	$0.01 / -89.4^\circ$	-40.0

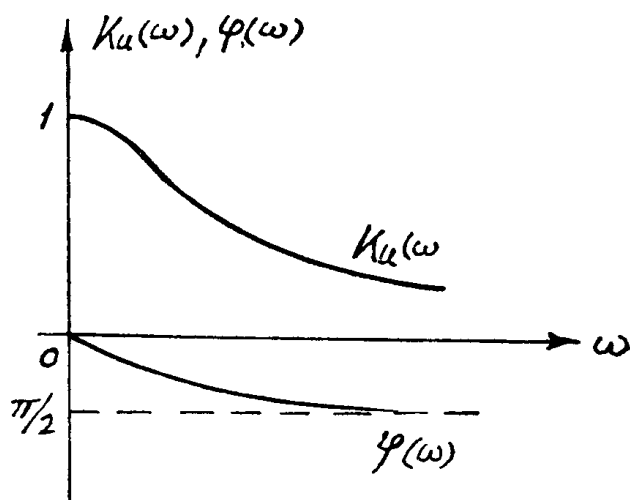


图 12—2

依照表中数据绘出的曲线如图 12—3 所示。这种曲线叫做对数频率特性，也叫伯德图。采用对数方式的一个明显的优点是可以一张较小的图纸，画出在广阔的频率范围里变化的频率特性曲线。

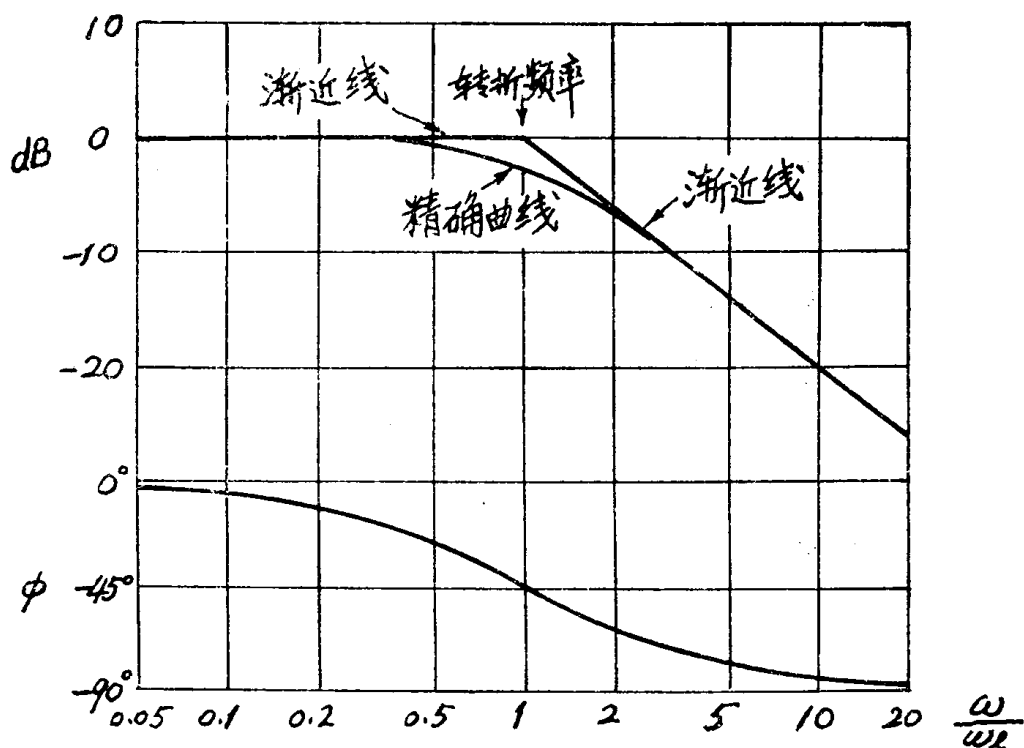


图 12—3

我们看到，对数振幅特性是随着频率的增加而单调地下降的。可见这个电路具有低通的性质。

以上，对数特性是逐点描画出来的。但是对于这个对数特性，可作分析如下。对数幅值为

$$\begin{aligned} A(\omega) &= 20 \log k_u(\omega) = 20 \log \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega RC)^2}} \\ &= -20 \log \sqrt{1 + (\omega RC)^2} \end{aligned}$$

当 $\omega \ll 1/(RC)$ 时，可取近似

$$A(\omega) \approx 20 \log 1 = 0 \quad \text{dB}$$

这对应于零分贝的一条水平直线，它是 $A(\omega)$ 在 $\omega \rightarrow 0$ 时的渐近线。当 $\omega \gg 1/(RC)$ 时，可取近似

$$A(\omega) \approx -20 \log \omega RC$$

这也是一条直线。它是 $A(\omega)$ 在 $\omega \rightarrow \infty$ 时的渐近线。因为

$$\left. -20 \log \omega RC \right|_{\omega=1/RC} = 0 \quad \text{dB}$$

$$\left. -20 \log \omega RC \right|_{\omega=10/RC} = -20 \quad \text{dB}$$

可见此直线 $\omega = 1/(RC)$ 时为 0 分贝，且其斜率为：10 ω 时比 ω 时下降 20 分贝，即为 -20 分贝/十倍频程 (-20dB/decade)；相当于 ω 每增加一倍下降 6 分贝，即 -6 分贝/倍频程 (-6dB/octave)。

这样，我们可以用 $A(\omega)$ 的上述两条渐近线所构成的折线去近似地代替它，如图 12—3 所示。两条渐近线相交处的频率

$$\omega = \frac{1}{RC} = \omega_l \quad (12-5)$$

称为转折频率。转折频率将整个特性分为两段： $\omega < \omega_l$ 为低频段： $\omega > \omega_l$ 为高频段。于是这个低通电路的特性可表述为：频率为 $\omega < \omega_l$ 的信号通过此电路时几乎不受衰减（实际上是衰减不大于 3 分贝）；频率为 $\omega > \omega_l$ 的信号通过此电路时将受到接近于 $-20 \log \omega / \omega_l$ 分贝的衰减。

转折频率是这个低通电路的重要参数，它也就是通常所说的 3 分贝带宽。

值得指出的一点是，“ $\frac{1}{RC}$ ”具有频率的量纲——1/秒，“ RC ”具有时间的量纲——秒。实际上， R 的量纲是欧 = 伏/安， C 的量纲是法 = 库/伏 = $\frac{\text{安} \cdot \text{秒}}{\text{伏}}$ ，由此得“ RC ”的量纲为

$$\frac{\text{伏}}{\text{安}} \cdot \frac{\text{安} \cdot \text{秒}}{\text{伏}} = \text{秒}$$

“ RC ”这个量称为时间常数。在暂态分析中要从不同的角度来说明这个量的意义。

这个电路作为一个低通滤波器来说，其特性是不很理想的，它既不能让落在通带内的信号无衰减地通过，也不能让落在阻带内的信号受到很大的阻抑。然而简单却是它无可否认的优点。因此只要它是能够满足要求的，人们就乐于采用它。

注意，上面的分析是在输出端开路时作出的。一旦接上负载 Z_L ，情况就会发生变化，这叫做负载效应。只有在

$$Z_L \gg \frac{1}{\omega C}$$

的条件下，负载效应才可以略去不计。

例 12—1—1 图 12—4 示一 RC 低通电路，如果加接负载电阻 R_L 产生什么影响？

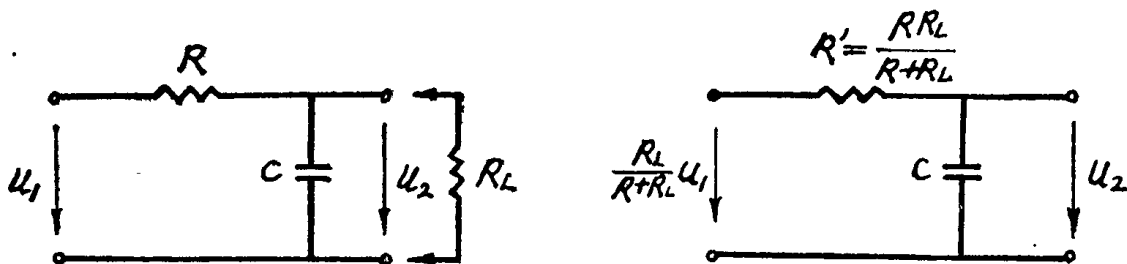


图 12—4

分析如下。

接上 R_L 后，应用等效电源定理，可将其化成图 (b) 的等效电路。由此看出接入 R_L 的

影响是：1. 转折频率从 $\omega_l = 1/RC$ 增加到 $\omega'_l = \frac{R+R_L}{R_L} \cdot \frac{1}{RC}$ ；2. 整个对数振幅特性下降 $20 \log[(R+R_L)/R_L]$ 分贝。

§ 12—2 RC 高通电路

对于图 12—5 所示的 RC 电路，电压转移函数为

$$K_u(j\omega) = \frac{\dot{U}_2}{\dot{U}_1} = \frac{R}{R + \frac{1}{j\omega C}} \quad (12-6)$$

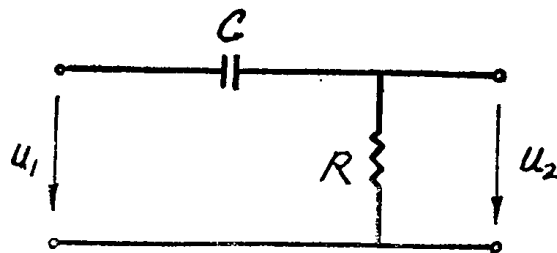


图 12—5

即

$$k_u(\omega) = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{1}{\omega RC}\right)^2}} \quad (12-7)$$

$$\varphi(\omega) = \operatorname{tg}^{-1} \frac{1}{\omega RC} \quad (12-8)$$

对于若干给定的 ω 之值，按式 (12—6) 计算出相应的 $K_u(j\omega)$ 和 $A(\omega)$ 之值列如下表。表中 $\omega_h = 1/(RC)$ 。

$\frac{\omega}{\omega_h}$	$\frac{\omega_h}{\omega}$	$K_u(j\omega) = \frac{1}{1 - j\omega_h/\omega}$	$A(\omega) = 20 \log k_u(\omega)$
100	0.01	1.0 / 0.6°	0
25	0.04	1.0 / 2.3°	0
10	0.10	1.0 / 5.7°	0
2.5	0.40	0.93 / 22°	-0.7
1.0	1.0	0.707 / 45°	-3.0
0.25	4.0	0.24 / 76°	-12.3
0.1	10.0	0.1 / 84°	-20
0.025	40.0	0.025 / 88.5°	-32
0.01	100	0.01 / 89.4°	-40

依照表中数据画出的对数频率特性如图 12—6 所示。可以看到，对数幅值是随频率的增加而单调地上升的，并且逐渐趋近于 0 分贝。这种特性正好是和上述低通电路的特性相反

的，所以这个电路具有高通特性。

如同对于低通电路那样，这里的对数振幅特性也可以用它的两条渐近线来近似，如图12—6所示。两条渐近线交点的频率是

$$\omega = \frac{1}{RC} = \omega_h \quad (12-9)$$

那就是高通电路的转折频率。

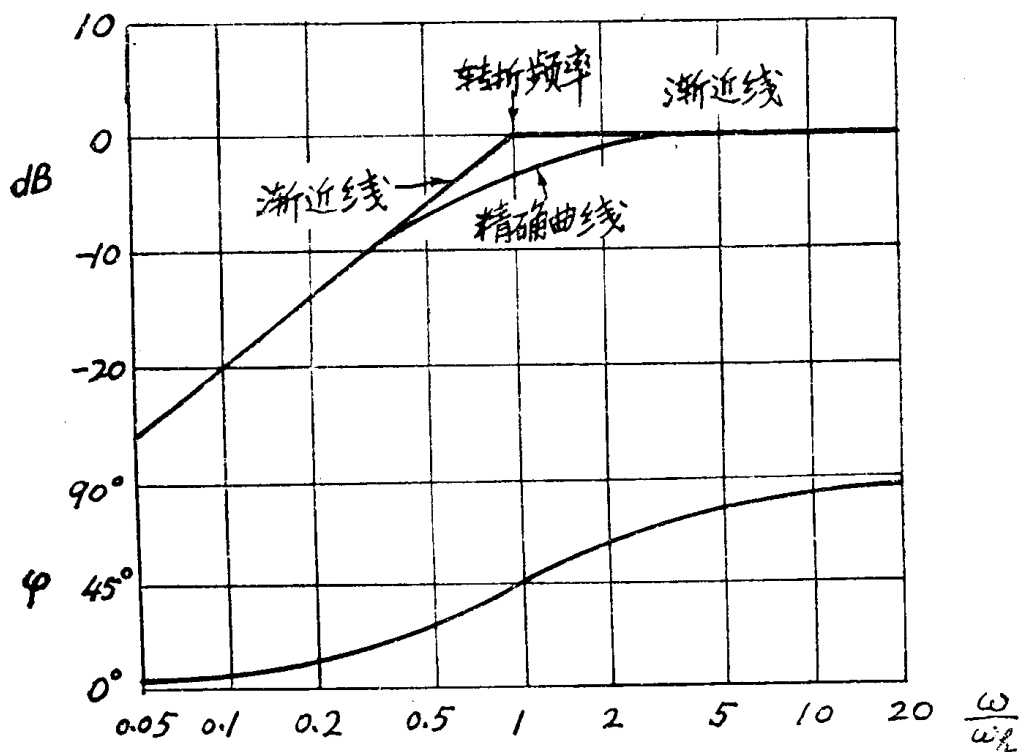


图 12—6

图12—6的对数振幅特性也可以用解析方法作出。将电压转移函数写作

$$K_u(j\omega) = \frac{j\omega RC}{1 + j\omega RC} \quad (12-10)$$

相应地

$$\begin{aligned} A(\omega) &= 20 \log \left| \frac{j\omega RC}{1 + j\omega RC} \right| \\ &= -20 \log |1 + j\omega RC| + 20 \log |j\omega RC| \end{aligned} \quad (12-11)$$

以上，第一项对应于RC低通电路的对数振幅特性，第二项对应于对数坐标里的一条直线，其斜率为20dB/decade，且当 $\omega = 1/RC$ 时为0分贝。在对数坐标里将以上两项相加，就得出图12—6的曲线，如图12—7所示。

上面这种方法的应用是采用对数坐标的又一个优点。我们将会看到这一点。

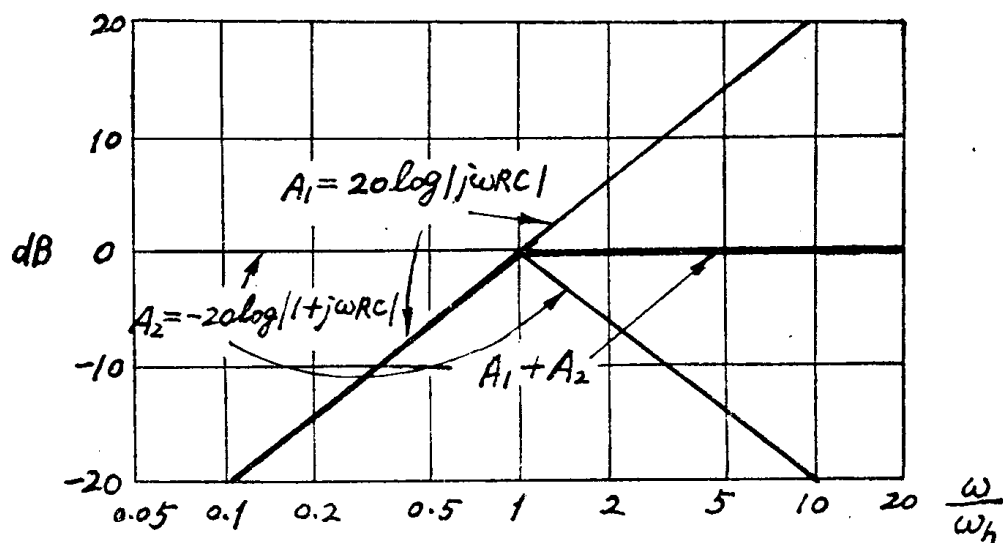


图 12-7

§ 12—3 RC 带通电路

把低通电路和高通电路适当地组合起来，可以构成带通电路。例如，图 12—8 就是一个带通电路。这是由一个低通节和一个高通节级联而成的。

低通节的开路电压转移函数是

$$K_1(j\omega) = \frac{1}{1+j\omega RC}$$

$$= k_1(\omega) e^{j\varphi_1(\omega)}$$

现在，它的输出端接着高通节，由于负载效应

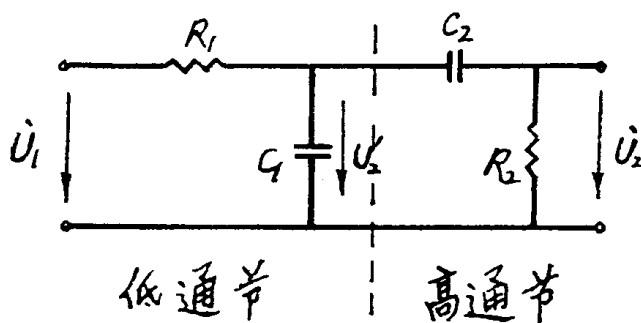


图 12-8

$$\frac{\dot{U}_2'}{\dot{U}_1} \approx K_1(j\omega)$$

这里， $\dot{U}_2'$ 是低通节输出端上的电压。但是，倘若 $C_1 \gg C_2$ ，例如 C_2 为 C_1 的十分之一，则 $\omega C_1 \gg \omega C_2$ ，负载效应可以略去不计，即可认为

$$\frac{\dot{U}_2'}{\dot{U}_1} = K_1(j\omega)$$

高通节的电压转移函数是

$$K_2(j\omega) = \frac{j\omega R_2 C_2}{1+j\omega R_2 C_2} = k_2(\omega) e^{j\varphi_2(\omega)}$$

整个电路的电压转移函数为

$$K_u(j\omega) = \frac{\dot{U}_2}{\dot{U}_1} = \frac{\dot{U}_2}{\dot{U}_2'} \cdot \frac{\dot{U}_2'}{\dot{U}_1} = K_1(j\omega) K_2(j\omega)$$

$$= k_1(\omega) k_2(\omega) e^{j[\varphi_1(\omega) + \varphi_2(\omega)]} \quad (12-12)$$

~ 7 ~

就是说，整个电路的转移函数等于两个级联电路转移函数之积(在忽略负载效应的条件下)。

相应地，对数振幅特性为

$$\begin{aligned} A(\omega) &= 20 \log |K(j\omega)| = 20 \log |K_1(j\omega)K_2(j\omega)| \\ &= 20 \log |K_1(j\omega)| + 20 \log |K_2(j\omega)| \\ &= A_1(\omega) + A_2(\omega) \end{aligned} \quad (12-13)$$

所以，在半对数坐标里，把低通节和高通节的对数幅值相加，就得出整个电路的对数幅值了

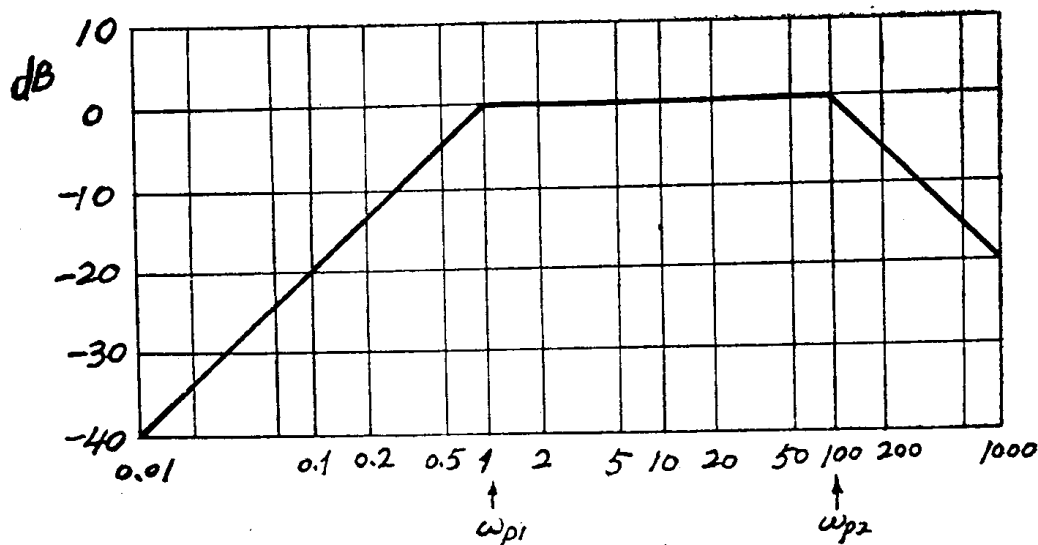


图 12-9

图12-9为一例，那里 $R_2C_2=100R_1C_1$ 。图是以渐近线近似法作出的。可以看到，通带为 $\omega_{p1}=1/R_2C_2 \sim \omega_{f2}=1/R_1C_1$ ；带宽为 $100\omega_{p1}$ ；在通带以外，对数幅值以 20dB/decade 的速率向两侧衰减。

§ 12-4 比较复杂的 RC 网络

具有各种各样频率特性的 RC 无源网络多见于低频电子线路，例如音频电路、控制电路等，在那里作为级间耦合网络或反馈网络，以使那些电路具有特定的频率特性。

在这一节里，我们限于讨论不很复杂的 RC 梯式网络。

理论分析证明，无源 RC 梯式网络的转移函数是由下列这样一些因子所组成：

$$K \frac{1}{j\omega T} j\omega T \frac{1}{1+j\omega T} 1+j\omega T$$

这里， K 和 T 是实常数。相应地，对数振幅特性就由下列这样一些项迭加而成：

$$\begin{aligned} &20 \log K \quad -20 \log |j\omega T| \quad 20 \log |j\omega T| \\ &\quad -20 \log |1+j\omega T| \quad 20 \log |1+j\omega T| \end{aligned}$$

相位特性则由下面这样一些项迭加而成：

$$-90^\circ \quad 90^\circ \quad -tg^{-1}\omega T \quad tg^{-1}\omega T$$

这样，在分析这种网络的时候，将它的转移函数分解为因子，画出各个因子的对数振幅特性和相位特性，分别地把它相加起来，就得出总的对数振幅和总的相位特性。单个因子的特性都很简单，所以这种方法很方便，在采用渐近线近似的时候，尤其方便。

下面是一些具体的例子。

例 12—4—1 求图 12—10 网络

电压转移函数的特性

解：电压转移函数为

$$\begin{aligned} K_u(j\omega) &= \frac{\dot{U}_2}{\dot{U}_1} \\ &= \frac{R_2 + 1/j\omega C}{R_1 + R_2 + 1/j\omega C} \\ &= \frac{1 + j\omega CR_2}{1 + j\omega C(R_1 + R_2)} \end{aligned}$$

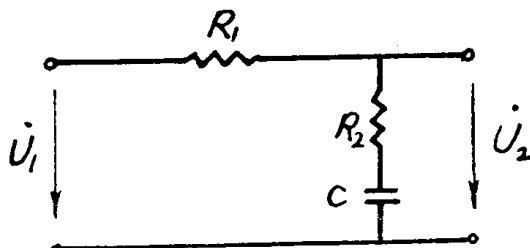


图 12—10

令 $R_2 C = T, \quad (R_1 + R_2)/R_2 = \beta$

上式可写作

$$K_u(j\omega) = \frac{1 + j\omega T}{1 + j\omega \beta T}$$

相应的对数振幅特性为

$$A(\omega) = -20 \log |1 + j\omega \beta T| + 20 \log |1 + j\omega T|$$

其中，第一项是转折频率为 $1/\beta T$ 的低通特性；第二项是转折频率为 $1/T$ 的低通特性对于横轴的镜像，即其低频渐近线也是 0 分贝的一条水平线，但高频渐近线的斜率是 20dB/decade 。图 12—11 以 $\beta = 10$ 为例，通过以上这样两项的相加，得出所求的对数振幅特性。

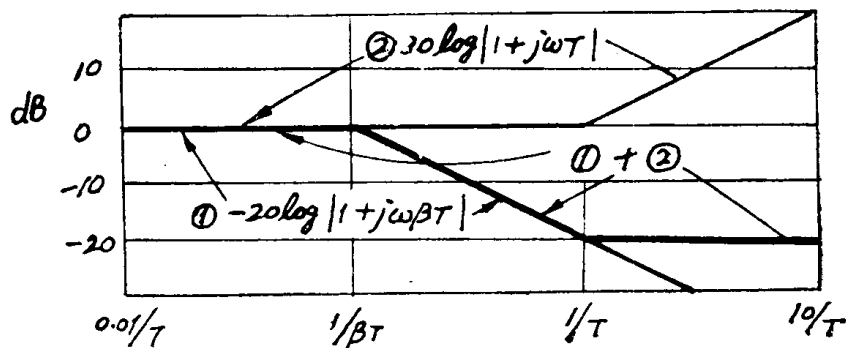


图 12—11

图 12—12 重画出所得的振幅特性并画出了相位特性

$$\varphi(\omega) = tg^{-1}\omega T - tg^{-1}\beta\omega T$$

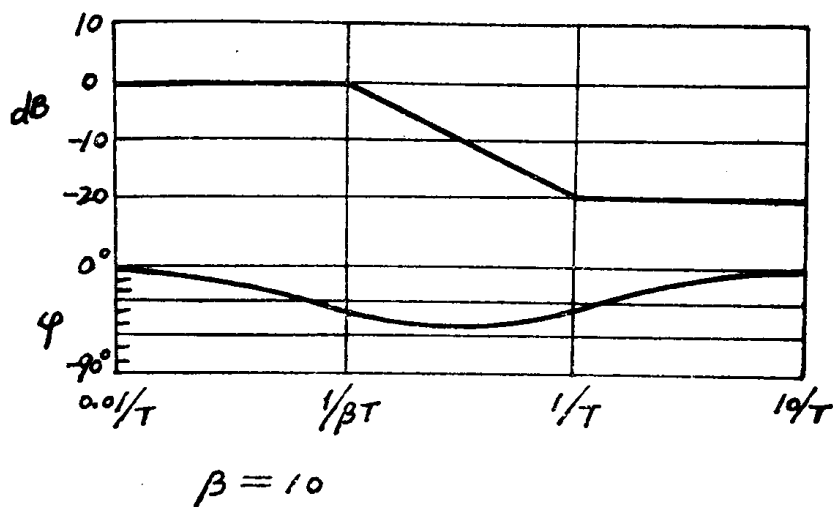


图 12-12

从振幅特性看出，这是一个低通网络，但高频输出保留一定的水平—— $-20 \log \beta$ 。

从相位特性看出，这是一个滞后网络，因为 β 总是大于 1，输出总是滞后于输入。

例12-4-2 求图12-13网络的电压传输特性。

解：这是一个高通网落，但其特性较为复杂。电压转移函数为

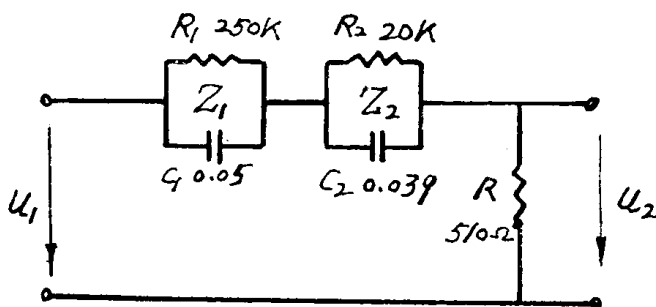


图 12-13

$$K_u = \frac{R}{Z_1 + Z_2 + R}$$

以

$$Z_1 = \frac{250 \times 10^3 \times 10^6 / j\omega 0.05}{250 \times 10^3 + 10^6 / j\omega 0.05} = \frac{250 \times 10^3}{12.5 \times 10^{-3} j\omega + 1}$$

$$Z_2 = \frac{20 \times 10^3 \times 10^6 / j\omega 0.039}{20 \times 10^3 + 10^6 / j\omega 0.039} = \frac{20 \times 10^3}{0.78 \times 10^{-3} j\omega + 1}$$

代入上式并整理后得

$$K_u(j\omega) = \frac{(j\omega + 80)(j\omega + 1280)}{(j\omega)^2 + 8.92 \times 10^3 j\omega + 54.2 \times 10^6}$$

分母是 $j\omega$ 的二次多项式，可以求出其两根为

$$j\omega_1 \approx -620, \quad j\omega_2 \approx -88.6 \times 10^3$$

因此

$$K_u(j\omega) = \frac{(j\omega + 80)(j\omega + 1280)}{(j\omega + 620)(j\omega + 88.6 \times 10^3)}$$

$$= 1.89 \times 10^{-3} \frac{(j\omega/80 + 1)(j\omega/1280 + 1)}{(j\omega/620 + 1)(j\omega/88.6 \times 10^3 + 1)}$$

$$A(\omega) = 20 \log 1.89 \times 10^{-3} + 20 \log |1 + j\omega/80| + 20 \log |1 + j\omega/1280| \\ - 20 \log |1 + j\omega/620| - 20 \log |1 + j\omega/88.6 \times 10^3|$$

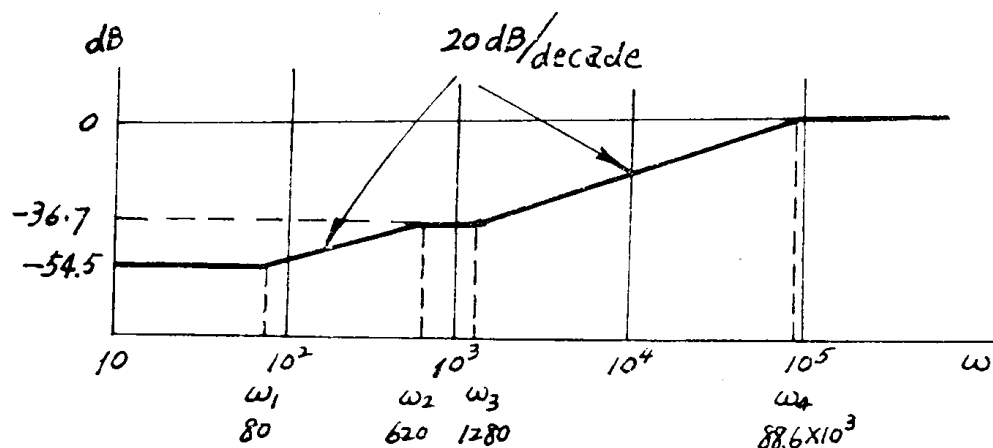


图 12-14

依上式绘出的振幅特性如图12-14所示。转折频率 $\omega_1 = 80 = 1/R_1 C_1$ 和 $\omega_2 = 1280 = 1/R_2 C_2$ 是容易看出来的； $\omega_4 = 88.6 \times 10^3 \text{ 1/s}$ 接近于将 R_1 和 R_2 略去而成的高通电路的转折频率 $[C_1 C_2 R / (C_1 + C_2)]^{-1}$ ； $\omega_3 = 620 \text{ 1/s}$ 则不能简单地看出来。

例12-4-3 求图12-15(a)网络电压转移函数的振幅特性。

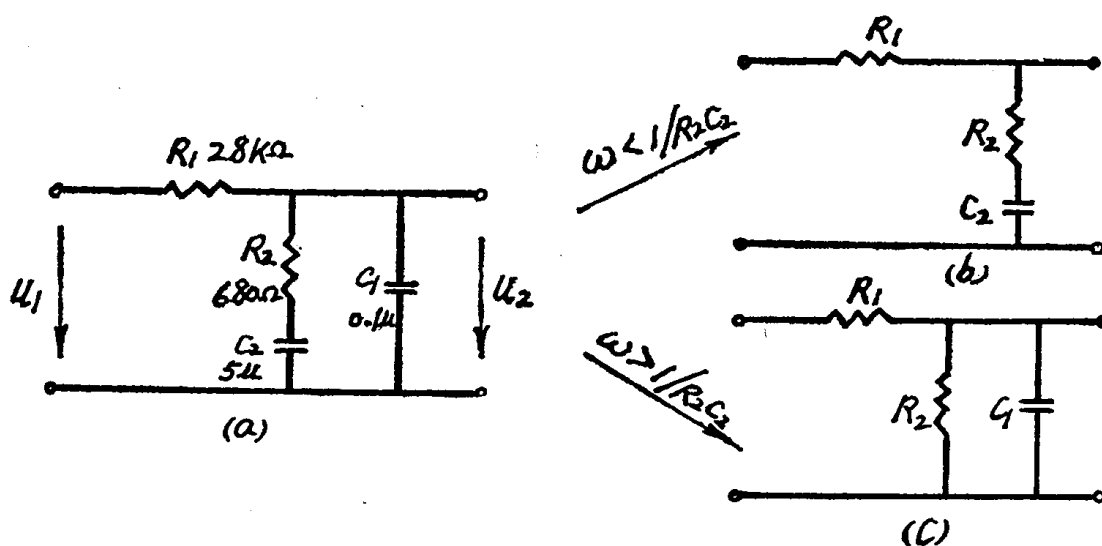


图 12-15

解：象上例那样准确地分析这个网络的电压转移函数也不难，但是，为了 $C_1 \ll C_2$ ，为了说明其特性，我们宁可采取近似方法。

1. 当 $\omega < 1/R_2 C_2$ 时，需考虑 C_2 的作用；但因 $C_1 \ll C_2$ ，故可将 C_1 的作用略去，

于是得图 12—15—(b) 所示的近似网络。这种网络的特性已在例 12—4—1 中分析过了。图 12—16—(a) 画出了它的对数振幅特性。

2. 当 $\omega > 1/R_2 C_2$ 时, C_2 的作用可以略去, 但要考虑 C_1 的作用, 于是得图 12—15—(c) 所示的近似网络。这种网络的特性已在例 12—1—1 中分析过了。图 12—16—(b) 画出了它的对数振幅特性。

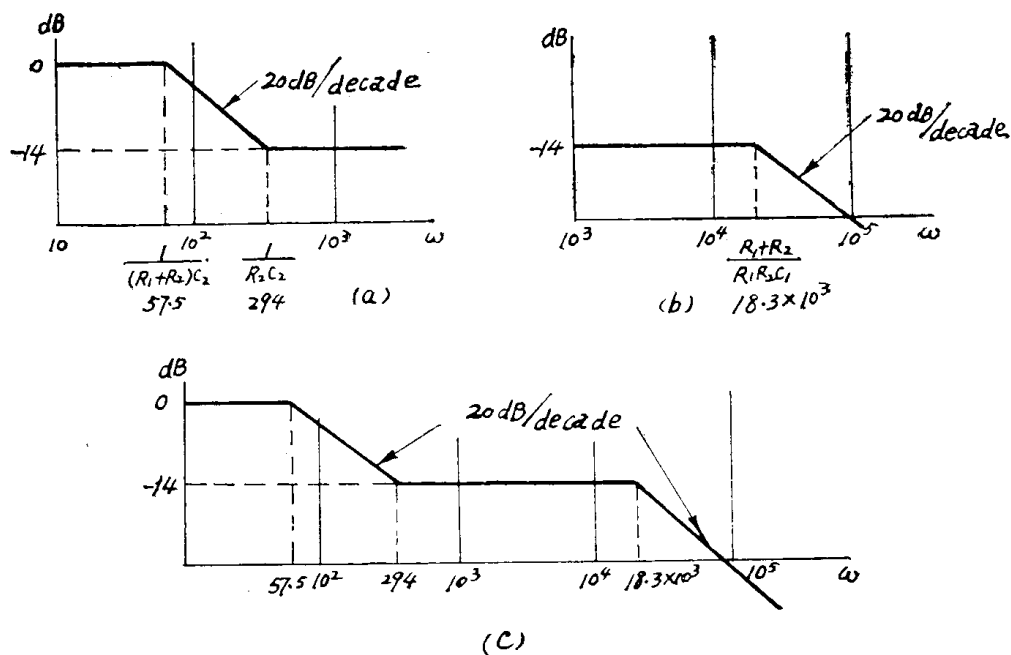


图 12—16

将图 12—16—(a) 和 (b) 联接起来, 就得出所求的对数振幅特性如图 12—16—(c) 所示。可以看出, 这是一个分级衰减的低通特性。

§ 12—5 RC 平衡网络

所谓平衡网络, 就是在某个有限频率上转移函数等于零的那样一种网络。

前面几节里分析过的那些 RC 网络都非平衡网络。的确, 它们的转移函数除了 $\omega = 0$ 或 $\omega = \infty$ 以外在任何有限频率上都不等于零。所有这些网络都是梯式网络, 而无源 RC 梯式网络不可能是平衡网络。为着说明这一点, 我们再来看图 12—17 那样一个 RC 梯式网络。这个网络, 如要输出电压为零, 除非 $Z_1 = \infty$ 或者 $Z_2 = 0$ 。而

$$Z_1 = \frac{R_1}{j\omega R_1 C_1 + 1}$$

当 $j\omega R_1 C_1 + 1 = 0$ 时 $Z_1 = \infty$, 所以平衡发生的频率为

$$\omega = -j \frac{1}{R_1 C_1}$$

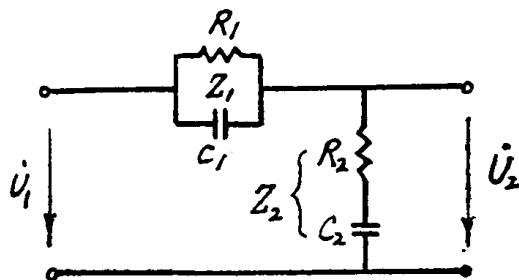


图 12—17

又

$$Z_2 = \frac{1 + j\omega R_2 C_2}{j\omega C_2}$$

当 $j\omega R_2 C_2 + 1 = 0$ 时 $Z_2 = 0$ ，所以平衡发生的频率为

$$\omega = -j \frac{1}{R_2 C_2}$$

这样，我们看到，平衡是发生在两个虚数频率上。然而虚数频率并不是一种物理存在。物理上只存在实数频率（人们在概念上将频率推广到复数——包括虚数——，从而使复数频率具有理论上的意义。但这是另一回事）。这就是说，这个网络实际上不会出现平衡现象。

单个 RC 梯式网络虽然不可能是一个平衡网络，两个并联起来就可能构成一个平衡网络。两个网络互相并联，实质上就是使两者的输出互相比对，因而有可能在某个频率上造成平衡。

RC 平衡网络的最著名的例子是（并联）双 T 网络。那是两个 T 形网络的并联，如图 12—18 所示。

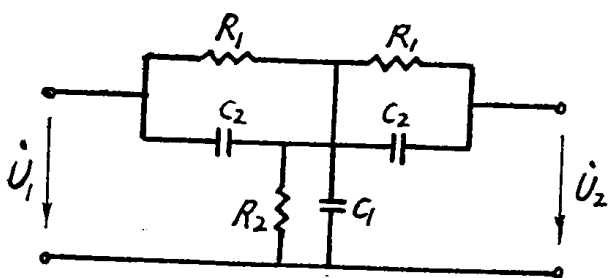


图 12—18

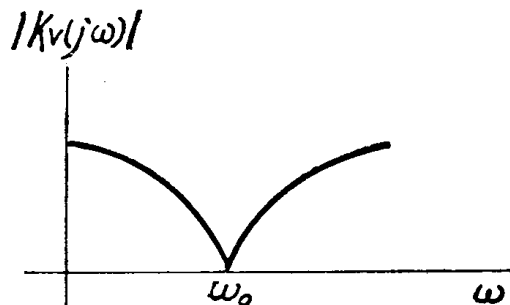


图 12—19

在适当地选择参数时，双 T 网络具有大体上如图 12—19 那样的特性，当 $\omega = \omega_0$ 时，电压转移函数 $K_v(j\omega) = 0$ ，网络平衡。

为了说明为什么双 T 网络具有这样的特性将它的输出端短路（图 12—20）。那时，两个并联网络的输出电流 i_2' 和 i_2'' 彼此没有影响，而双 T 网络的输出电流等于这两个电流之和。因此双 T 网络的短路转移导纳为

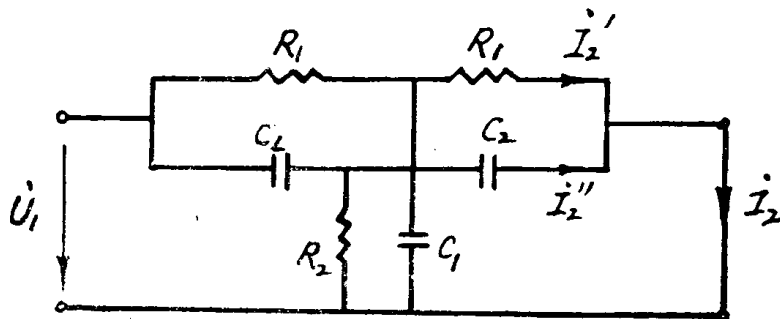


图 12—20

$$Y_{21} = \frac{i_2}{U_1} = \frac{i_2'}{U_1} + \frac{i_2''}{U_1} = Y_{21}' + Y_{21}''$$