

子 $s + 2$ (可以将其写成 $s - s_2$) 可以用一个从零点出发到频率点 s 的矢量来表示, 希望求出在 s 处的响应。如果要求正弦响应, 那么复频率 s 必须取 $j\omega$ 轴上的值, 如图 15.29(a) 所示, 这时, 可以画出当 ω 从零变到无穷大时, $s + 2$ 的幅度的变化曲线。当 s 等于零时, 这个矢量的幅度为 2, 相位为 0° , 因此 $Y(0) = 2$ 。当 ω 增大时, 幅度随着增大, 开始时增长比较缓慢, 后来几乎随着 ω 线性地增长; 而相位开始时线性增长, 当 ω 趋于无穷时则接近 90° , 在 $\omega = 7$ 处, $Y(j7)$ 的幅度为 $\sqrt{2^2 + 7^2}$, 相位为 $\tan^{-1}(3.5)$ 。图 15.29(b) 中画出了 $Y(s)$ 的幅度和相位随着 ω 变化的曲线。

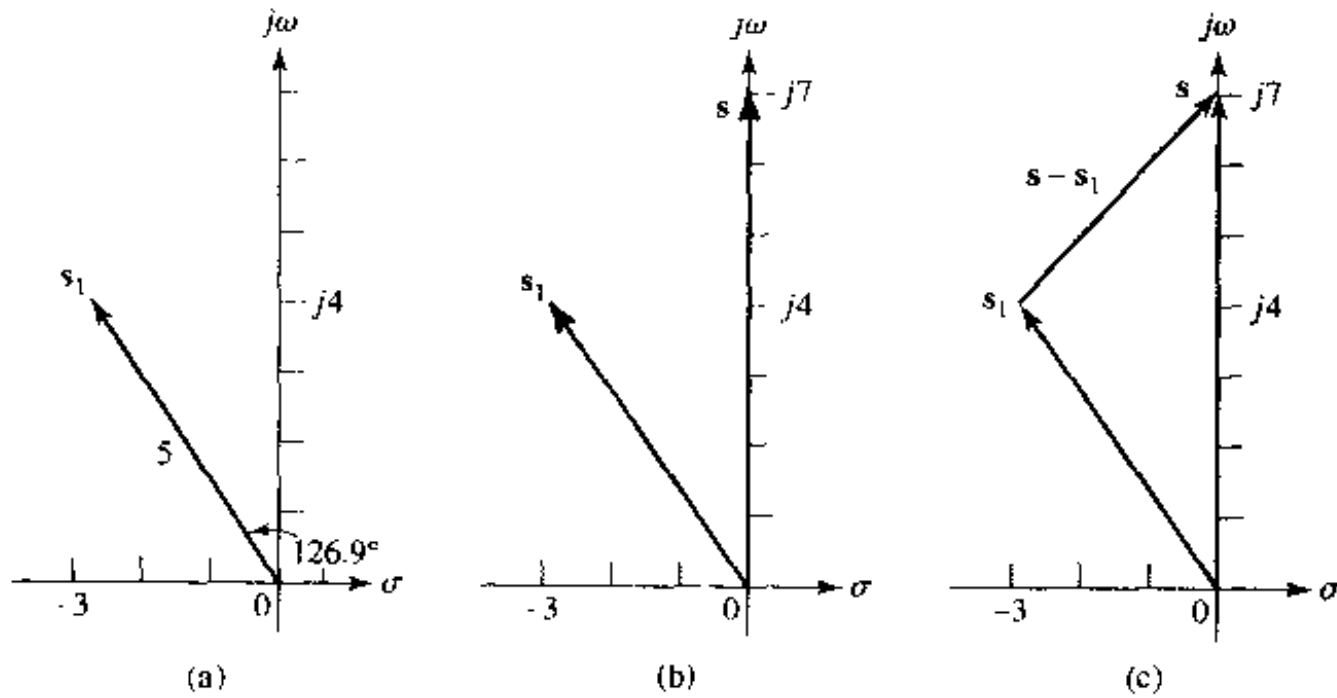


图 15.28 (a) 用从原点指向 $s_1 = -3 + j4$ 的箭头来表示复频率 s_1 ; (b) 频率 $s = j7$ 也表示成矢量的形式; (c) 用从 s_1 到 s 的矢量表示差 $s - s_1$

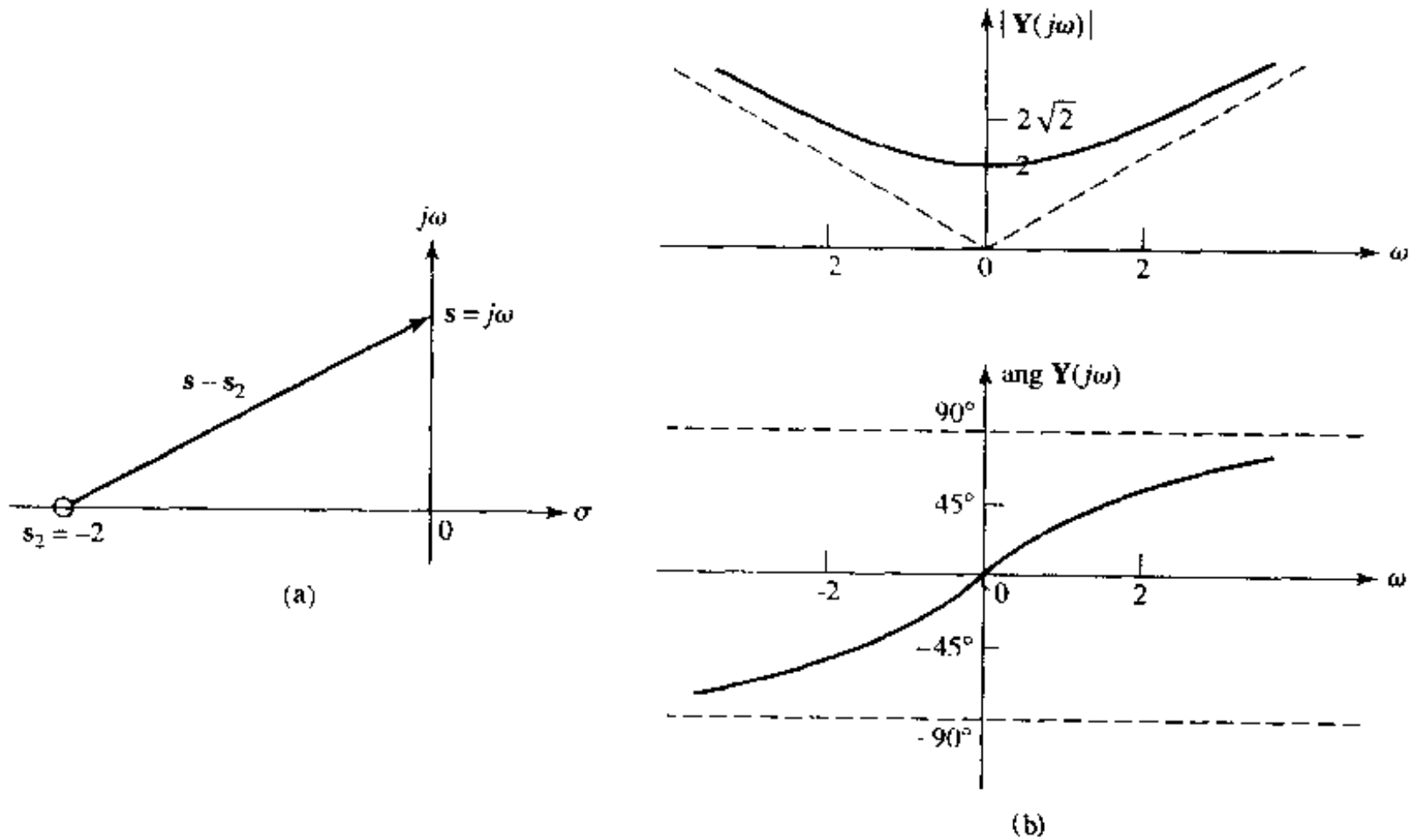


图 15.29 (a) $s = j\omega$ 时导纳 $Y(s) = s + 2$ 的矢量表示; (b) 当 s 从原点出发沿着 $j\omega$ 轴向上或者向下移动时, 根据矢量的变化画出的 $|Y(j\omega)|$ 和 $\text{ang } Y(j\omega)$ 的草图

现在来看一个更实际的例子, 考虑以下的频域方程, 它由两个因式的比表示:

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

同样地,选取一个相应于正弦激励的 s 值,画出矢量 $s+2$ 和 $s+3$,其中矢量 $s+2$ 起始于零点,指向选定的 s 值;矢量 $s+3$ 起始于极点,也指向选定的 s 值,如图 15.30(a)所示。这两个因式比的幅度等于两个矢量的幅度的比值,两个因式比的相位等于分子与分母相位的差。为了考察 $|V(s)|$ 随着 ω 变化的曲线,可以从原点出发,将 s 沿着 $j\omega$ 轴向上移动,然后考察零点到 $s = j\omega$ 的距离与极点到 s 的距离的比值。当 $\omega = 0$ 时,比值为 $2/3$;当 ω 趋于无穷时,比值趋于 1。

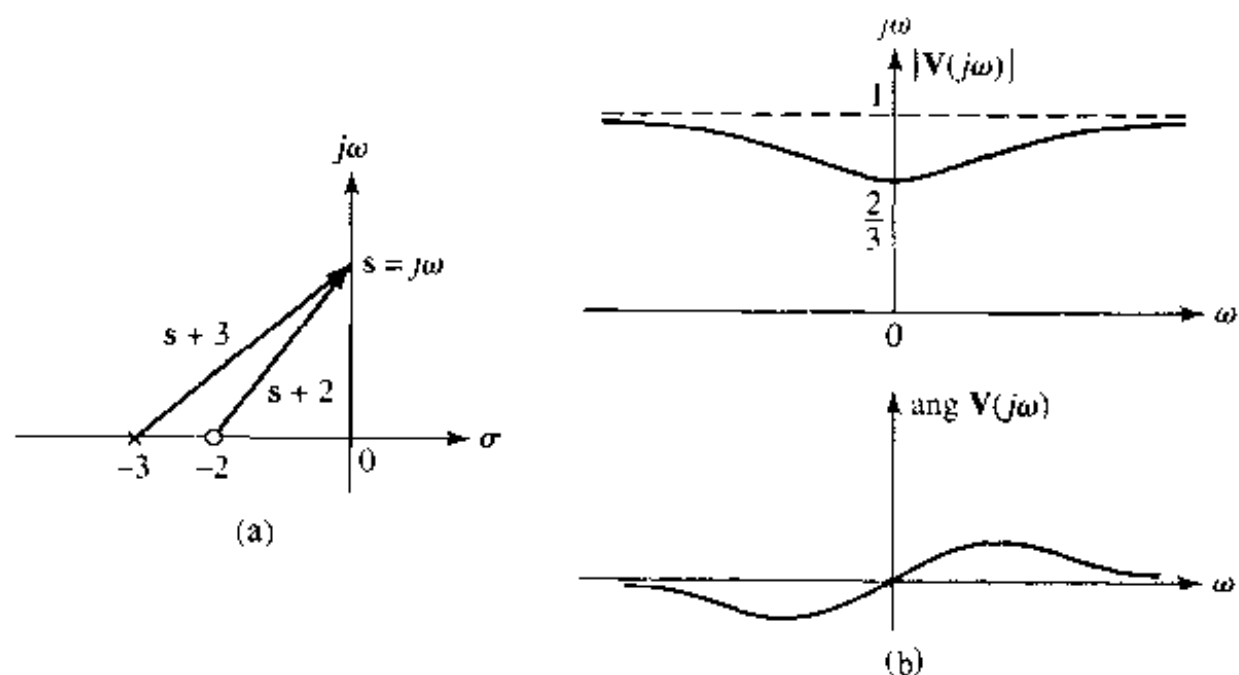


图 15.30 (a)从电压响应 $V(s) = (s+2)/(s+3)$ 的两个临界频率画出的两个矢量;
(b)根据(a)中所示的两个矢量的商画出的 $V(j\omega)$ 的幅度和相位曲线草图

考察两个相位的差可以发现,当 $\omega = 0$ 时, $\text{ang } V(j\omega) = 0^\circ$ 。当 ω 增大时,开始时 $\text{ang } V(j\omega)$ 随着增大,因为矢量 $s+2$ 的相位比 $s+3$ 的相位大;当 ω 进一步增大时,它开始减小;到最后,当 ω 趋于无穷时,它趋于 0° ,因为这时两个矢量的相位都等于 90° 。图 15.30(b)显示了以上得到的结果,虽然图中没有定量地将曲线画出来,但是要做到这一点是很容易的。比如,在 $s = j4$ 处,通过下面比值可以得到响应:

$$\begin{aligned} V(j4) &= \frac{\sqrt{4+16} \angle \tan^{-1}\left(\frac{4}{2}\right)}{\sqrt{9+16} \angle \tan^{-1}\left(\frac{4}{3}\right)} \\ &= \sqrt{\frac{20}{25}} \angle \left(\tan^{-1} 2 - \tan^{-1}\left(\frac{4}{3}\right) \right) \\ &= 0.894 \angle 10.3^\circ \end{aligned}$$

在设计电路中,为了得到某些希望的响应,绘制出从各临界频率出发,到 $j\omega$ 轴上某个公共点的矢量,然后分析这些矢量的特性,这对设计很有帮助。举例来说,比如希望将图 15.30(b)中响应的相位峰抬高一些,可以通过增加两个矢量的相位差来达到这一目的,而这又可以通过将图 15.30(a)中的零点往原点方向移动或者将极点往远离原点的方向移动来达到。

以上讨论的这些方法,即通过图像来确定频域函数的幅度和相位随着频率变化关系的方法,在下面的章节中,考察那些具有高度选择性的滤波器(或者称为谐振电路)的频率特性时将会用到。如果要快速而清楚地理解电路网络和其他工程系统的特性,这些概念都是很基础的。

可以将这种分析过程概括为以下几个步骤:

1. 在 s 平面上画出频域函数的零极点分布图, 然后指定一个测试点, 希望求出这个频率点上的函数值。
2. 从每个零点和极点出发, 画一条指向测试点的箭头。
3. 确定每个箭头的长度和相位。
4. 将所有从零点出发的箭头的长度除以所有从极点出发的箭头的长度, 得到的商即为测试点所对应的频率处频域函数的幅度 [除了一个常数因子外, 因为 $F(s)$ 和 $kF(s)$ 具有相同的零极点分布图]。
5. 将所有从零点出发的箭头的相位的和减去所有从极点出发的箭头的和, 得到的差即为测试点所对应的频率处频域函数的相位。相位与常数因子 k 的值无关。

练习

- 15.12 图 15.31 中给出了三个零极点分布图, 每个对应于一个电压增益 G 。求出每个增益的表达式, 用关于 s 的多项式的比值表示。

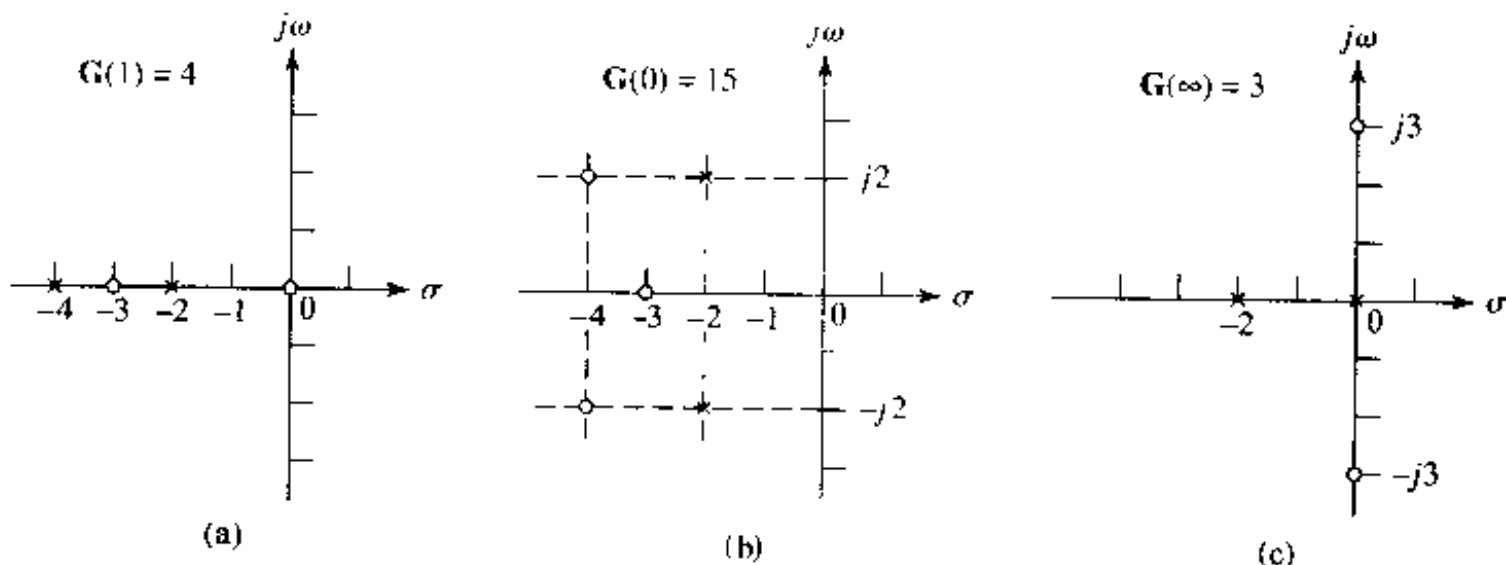


图 15.31

- 15.13 导纳 $Y(s)$ 有一个极点 $s = -10 + j0$ ^① 和一个零点 $s = z_1 + j0, z_1 < 0$; 设 $Y(0) = 0.1$ S。分别求出当 (a) $\arg Y(j5) = 20^\circ$ 和 (b) $|Y(j5)| = 0.2$ S 时的 z_1 值。

答案: 15.12: $(15s^2 + 45s)/(s^2 + 6s + 8)$; $(2s^3 + 22s^2 + 88s + 120)/(s^2 + 4s + 8)$; $(3s^2 + 27)/(s^2 + 2s)$ 。 15.13: -4.73 Np/s; -2.50 Np/s

15.8 自由响应与 s 平面

从上面的章节可以知道, s 平面的零极点分布图包含了大量的关于受激响应的信息。在本节中, 考察在给定初始条件时, 如何从电流受激响应的零极点图出发很快地写出在任意激励函数输入下电流的完全响应 (即自由响应加上受激响应)。对于求解任意输入下电路电压的完全响应, 也可以采用类似的方法。

考虑一个最简单的例子, 如图 15.32 所示, 这是一个串联 RL 电路。在 $t = 0$ 时刻合上开关

^① 原文这里多了一个“ $s-1$ ”, 有误——译者注。

后,在电压源 $v_s(t)$ 的作用下产生了电流 $i(t)$ 。 $t > 0$ 时, $i(t)$ 的完全响应由自由响应和受激响应组成:

$$i(t) = i_n(t) + i_f(t)$$

通过变换到频域,可以求出受激响应,当然其前提条件是可以将 $v_s(t)$ 变换到频域中。例如,对于 $v_s(t) = 1/(1+t^2)$, 因为不能把它变换到频域中,所以必须从基本的差分方程出发来求解。对于图 15.32 中的电路,有:

$$\mathbf{I}_f(\mathbf{s}) = \frac{\mathbf{V}_s}{R + \mathbf{s}L}$$

或者写为:

$$\mathbf{I}_f(\mathbf{s}) = \frac{1}{L} \frac{\mathbf{V}_s}{\mathbf{s} + R/L} \quad (15.18)$$

代入 \mathbf{V}_s , L 和 R 各自的值,再做拉普拉斯逆变换,即可以求出 $i_f(t)$ 。

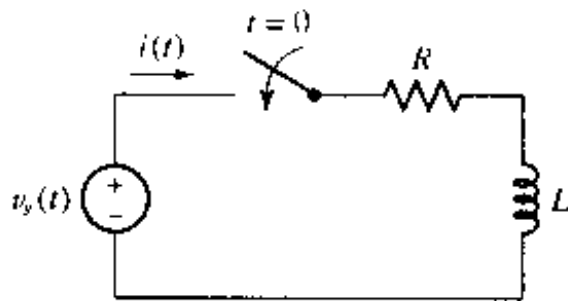


图 15.32 求解完全响应的一个例子,其中由电源看过去阻抗的临界频率为已知

现在来考虑自由响应,从以前的练习中,已经知道它的形式为以时间常数 L/R 指数衰减的函数。根据定义,自由(与激励源无关)响应的形式与激励函数无关,激励函数只是对自由响应的幅度有影响。为了得到自由响应的函数形式,去掉电路中所有的独立电源,对于本例,可用一根短路线代替 $v_s(t)$ 。然后,试着将自由响应看做是受激响应的一种极限情况来考虑。回到频域表达式(15.18),令 $\mathbf{V}_s = 0$,表面上看, $\mathbf{I}(\mathbf{s})$ 必须等于零,但在复频率上分析,对于只有一个极点的 $\mathbf{I}(\mathbf{s})$ 来说,情况未必如此。也就是说,分子和分母可能全部为零,从而导致 $\mathbf{I}(\mathbf{s})$ 不一定为零。

下面从一个稍微不同的但更好的出发点来思考这个新问题,将注意力集中到所求的受激响应与激励函数的比值上,称之为 $\mathbf{H}(\mathbf{s})$ 并将其定义为电路的传递函数,即:

$$\frac{\mathbf{I}_f(\mathbf{s})}{\mathbf{V}_s} = \mathbf{H}(\mathbf{s}) = \frac{1}{L(\mathbf{s} + R/L)}$$

“工作在复频率”是什么意思?如何在实验室中做到这一点?这时,要记住复频率是如何引入的:它是描述频率为 ω 的正弦函数与指数函数 $e^{\sigma t}$ 相乘的一种方法。在实验室中很容易产生(不是想像)这种信号。因此,为了在频率 $s = \sigma + j\omega$ 下“工作”,只需设置 σ 和 ω 的值即可。

在本例中,传递函数是从 \mathbf{V}_s 看过去的输入导纳。为了求出自由响应,令 $\mathbf{V}_s = 0$,但 $\mathbf{I}_f(\mathbf{s}) = \mathbf{V}_s \mathbf{H}(\mathbf{s})$,如果 $\mathbf{V}_s = 0$,则只有在 $\mathbf{H}(\mathbf{s})$ 的极点上,电流才有可能取非零值。因此,传递函数极点具有特别重要的意义。

回到 RL 串联电路,已知其传递函数的极点在 $s = -R/L + j0$ 处,在该点处(也就是说令 $s = -R/L$),电流惟一可能取的有限值是一个 s 域的常数。因此,可以求得自由响应为:

$$I(s) = A \quad \text{H} \quad s = -\frac{R}{L} + j0$$

其中 A 是一个未知的常数。下一步,需要将这个自由响应变换到时域中。这时,首先想到的办法可能是使用拉普拉斯逆变换,但是,由于已经事先指定了一个特定的 s 值,因此,这种方法不可行。不妨看看 e^s 的实部:

$$i_n(t) = \text{Re} \{ Ae^{st} \} = \text{Re} \{ Ae^{-Rt/L} \}$$

这时,可以得到:

$$i_n(t) = Ae^{-Rt/L}$$

因此,总的响应为:

$$i(t) = Ae^{-Rt/L} + i_f(t)$$

当电路的初始条件给定后,就可以求出 A 。

15.8.1 更一般的情形

图 15.33(a)和图 15.33(b)画出了单个电源接到不含独立电源电路中的情况。要求的响应可能是电流 $I_1(s)$ 或者电压 $V_2(s)$,它们都可以通过以临界频率为根的一次因式连乘而得到的传递函数来表示。特别是,以图 15.33(a)中的响应 $V_2(s)$ 为例:

$$\frac{V_2(s)}{V_1} = H(s) = k \frac{(s-s_1)(s-s_3)\cdots}{(s-s_2)(s-s_4)\cdots} \quad (15.19)$$

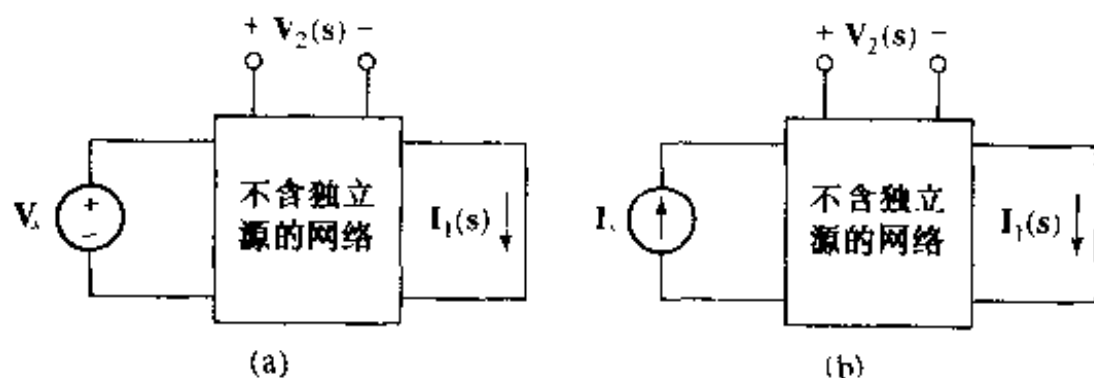


图 15.33 由(a)电压源 V_1 或(b)电流源 I_1 产生的响应 $I_1(s)$ 或 $V_2(s)$ 的极点, 这些极点决定了自由响应 $i_{1n}(t)$ 或 $v_{2n}(t)$ 的形式。当电路具有初始能量存储时,用短路线代替 V_1 或者将 I_1 开路时就产生了自由响应

$H(s)$ 的极点为 $s = s_2, s_4, \dots$, 在每个这些频率处,有限的电压值 $V_2(s)$ 均必须是可能的自由响应形式。因此,考虑在输入端接入一个 0 V 的电压源(也就是说将输入端短路)的情况,此时,自由响应的形式必然可以表示为:

$$v_{2n}(t) = A_2 e^{s_2 t} + A_4 e^{s_4 t} + \dots$$

这里的每个 A 都必须根据初始条件计算出来(初始条件包括任何接入输入端的电压源的初始值)。

为了求出图 15.33(a)中的自由响应 $i_{1n}(t)$ 的形式,需要知道传递函数 $H(s) = I_1(s)/V_1$ 的所有极点。对于图 15.33(b)的电路,传递函数为 $I_1(s)/I_1$ 和 $V_2(s)/I_1$, 它们的极点分别决定了

自由响应 $i_{1n}(t)$ 和 $v_{2n}(t)$ 的形式。

如果网络中不包含任何独立电源,那么在求解自由响应时,可以将 V_s 和 I_s 插入到网络中任何合适的地方(其前提条件是去掉它们之后可以恢复原来的网络),然后就可以求出传递函数及其极点,这些极点决定了自由响应的频率。需要注意的是,不管将电源插入什么地方,求出的自由响应的频率都必须是一样的。如果网络已经包含了一个电源,则可以将这个电源置为零,并将另一个电源插到一个更合适的地方。

15.8.2 特殊情况

从完整性的角度来说,在举例说明上述方法之前,首先来看一种可能发生的特殊情况。这种情况发生在当图 15.33(a)或者 15.33(b)中的网络包含两个或几个相互隔离的部分时。举个例子来说,假定一个电路由三个网络并联而成,这三个网络分别是: R_1 与 C 组成的串联网络; R_2 与 L 组成的串联网络;一个短接的电路。很明显,在 $R_1 C$ 串联支路上串接一个电压源不会在 R_2 和 L 上产生任何电流,因此其传递函数为零。如果希望求出电感上的电压的自由响应形式,那么必须将电压源置于 $R_2 L$ 网络中。如果在放置电源前先考察一下网络,通常可以发现这种特殊的情况,但是如果没发现,那么将得到一个等于零的传递函数。当 $H(s) = 0$ 时,不会得到任何表征自由响应特性的频率信息,这时,必须选择一个更加合适的电源放置点。

例题 15.10 对于图 15.34 所示的无源电路,求出当 $t > 0$ 时 i_1 和 i_2 的表达式。给定初始条件为 $i_1(0) = i_2(0) = 11 \text{ A}$

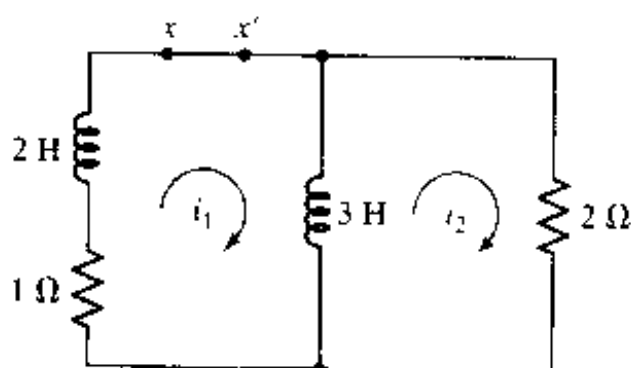


图 15.34 求电路的自由响应 i_1 和 i_2

在点 x 和 x' 之间放置一个电压源 V_s , 其传递函数为 $H(s) = I_1(s)/V_s$, 它就是从电压源处看到的输入导纳。有:

$$I_1(s) = \frac{V_s}{2s + 1 + 6s/(3s + 2)} = \frac{(3s + 2)V_s}{6s^2 + 13s + 2}$$

或者:

$$H(s) = \frac{I_1(s)}{V_s} = \frac{\frac{1}{2} \left(s + \frac{2}{3} \right)}{(s + 2) \left(s + \frac{1}{6} \right)}$$

根据经验,容易看出 i_1 必然是下面这样的形式:

$$i_1(t) = Ae^{-2t} + Be^{-1/6t}$$

根据给定的初始条件,就可以求出 A 和 B 的值。已经给出 $i_1(0)$ 为 11 A :

$$11 = A + B$$

沿电路的边界,写出 KVL 方程,可以得到下面这个必要的附加条件:

$$i_1 + 2 \frac{di_1}{dt} + 2i_2 = 0$$

从中解出导数:

$$\left. \frac{di_1}{dt} \right|_{t=0} = -\frac{1}{2} [2i_2(0) + 1i_1(0)] = -\frac{22 + 11}{2} = -2A - \frac{1}{6}B$$

联立两个方程,可以求出 $A = 8, B = 3$ 。因此,所求的响应为:

$$i_1(t) = 8e^{-2t} + 3e^{-0.6t} \text{ A}$$

i_2 的固有频率与 i_1 相同,可以用类似的方法求出其中的待定常数,最后得到:

$$i_2(t) = 12e^{-2t} - e^{-0.6t} \text{ A}$$

练习

- 15.14 在图 15.35 所示的电路的 ab 端接上一个电流源 $i_1(t) = u(t) \text{ A}$,其中电流源的方向指向 a ,求 $\mathbf{H}(s) = \mathbf{V}_{cd}/\mathbf{I}_1$,并指出 $v_{cd}(t)$ 的固有频率。

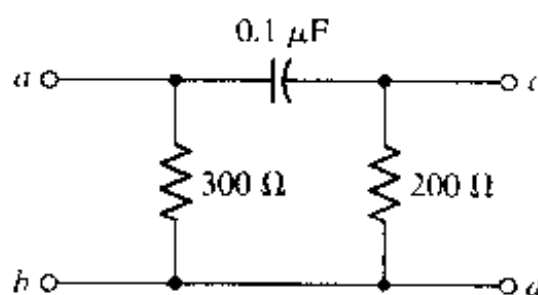


图 15.35

答案: $120s/(s + 20\,000) \Omega$; $-20\,000 \text{ s}^{-1}$

除了当所求响应的初始值及其导数都很明显时,求解自由响应的幅度系数要简单一些,一般情况下都是比较复杂的。但是,确定出自由响应的形式却是非常容易的事情。

实际应用

振荡电路的设计

在本书的很多个地方,考察了各种电路在正弦激励下的特性,但是,正弦波的产生本身就是一个很有意思的问题。很强的正弦电压或者电流可以用磁铁和旋转的线圈直接产生,但这种方法不适用于产生小信号波形。

对于弱电流的应用(指数量级为几个安培或者更小),较好的办法是使用合适的正反馈放大电路。例如图 15.36 的电路,称为文氏桥振荡器(Wien-bridge oscillator)。

这是一个同相运放电路,其中电阻 R_i 接在反相输入端和地之间,电阻 R_f 接在输出端和反相输入端之间。电阻 R_f 构成了负反馈通路,因为它将放大器的输出端与反相输入端连接起来,输出的任何增量 ΔV_o 都将导致输入的减小,从而使得输出减小,这样增加了输出电压 V_o 的稳定性。运算放大器的增益定义为 V_o 与 V_i 的比值,它由 R_i 和 R_f 的相对大小来决定。

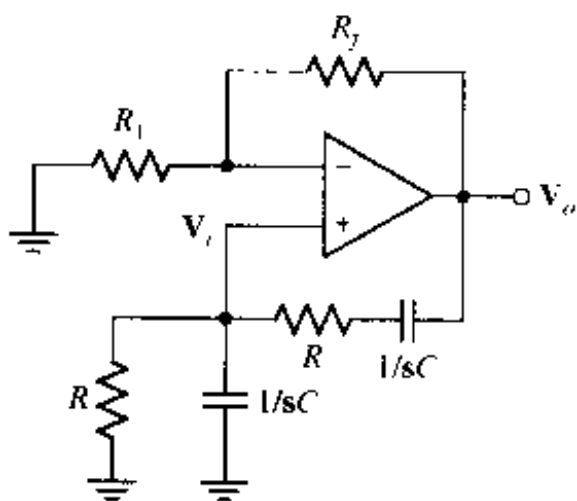


图 15.36 文氏振荡电路

正反馈环由两个独立的电阻-电容组合构成,定义为 $Z_s = R + 1/sC$ 和 $Z_p = R \parallel (1/sC)$ 。可以通过选择 R 和 C 的值,使得振荡器的振荡频率为所希望的频率(运算放大器本身的内电容限制了振荡器所能产生的最大频率)。为了确定 R 和 C 的值与振荡频率的关系,首先来求放大器的增益 V_o/V_i 的表达式。

回忆第 6 章中所讨论的两个理想运放的定义,然后仔细考察图 15.36 所示的电路,注意到 Z_s 和 Z_p 构成分压器,因此:

$$V_i = V_o \frac{Z_p}{Z_p + Z_s} \quad (15.20)$$

化简 Z_p 和 Z_s 的表达式,得 $Z_p = R \parallel (1/sC) = R/(1 + sRC)$, $Z_s = R + 1/sC = (1 + sRC)/sC$, 于是:

$$\frac{V_i}{V_o} = \frac{\frac{R}{1 + sRC}}{\frac{1 + sRC}{sC} + \frac{R}{1 + sRC}} = \frac{sRC}{1 + 3sRC + s^2 R^2 C^2} \quad (15.21)$$

因为只对放大器的正弦稳态情况感兴趣,因此将 s 替换为 $j\omega$, 得到:

$$\begin{aligned} \frac{V_i}{V_o} &= \frac{j\omega RC}{1 + 3j\omega RC + (j\omega)^2 R^2 C^2} \\ &= \frac{j\omega RC}{1 - \omega^2 R^2 C^2 + 3j\omega RC} \end{aligned} \quad (15.22)$$

只有当 $\omega = 1/RC$ 时,这个增益才是实数。因此,通过选择 R 和 C 的值,可以设计一个工作在特定频率 $f = \omega/2\pi = 1/2\pi RC$ 下的放大器。

作为一个例子,来设计一个文氏桥振荡器,使之产生频率为 20 Hz 的正弦信号,这是普遍认可的音频信号的下界频率。需要的频率 $\omega = 2\pi f = (6.28) \times (20) = 125.6 \text{ rad/s}$ 。一旦取定了 R 的值,那么 C 的值也就知道了(反之亦然)。假设手头正有一个 $1 \mu\text{F}$ 的电容,这时,可以

算出需要的电阻值为 $R = 7962 \Omega$, 因为这不是一个标准的电阻值, 所以必须使用几个电阻的串联及(或)并联的组合来得到这个电阻值。在使用 PSpice 来进行模拟之前, 再来看一下图 15.36, 注意到 R_f 和 R_1 的值是未知的。

虽然式(15.20)正确地描述了 V_o 和 V_i 的关系, 但是还可以写出另一个与这两个量相关的方程:

$$0 = \frac{V_i}{R_1} + \frac{V_i - V_o}{R_f}$$

整理后得:

$$\frac{V_o}{V_i} = 1 + \frac{R_f}{R_1} \quad (15.23)$$

令 $\omega = 1/RC$, 代入式(15.22)中, 得到:

$$\frac{V_i}{V_o} = \frac{1}{3}$$

因此, 选取的 R_1 和 R_f 的值必须满足关系 $R_f/R_1 = 2$ 。遗憾的是, 如果选取 $R_f = 2 \text{ k}\Omega$, $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$, 使用 PSpice 对电路进行瞬态分析的话, 很可能对结果感到失望。为了保证电路处于不稳定状态(这正是产生振荡的必要条件), 必须使 R_f/R_1 稍大于 2。最后设计($R = 7962 \Omega$, $C = 1 \mu\text{F}$, $R_f = 2.2 \text{ k}\Omega$, $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$)的仿真结果如图 15.37 所示。注意到, 图中振荡的幅度正在增大。在实际设计时, 为了使电路的输出电压幅度稳定, 还需要用到非线性元件。

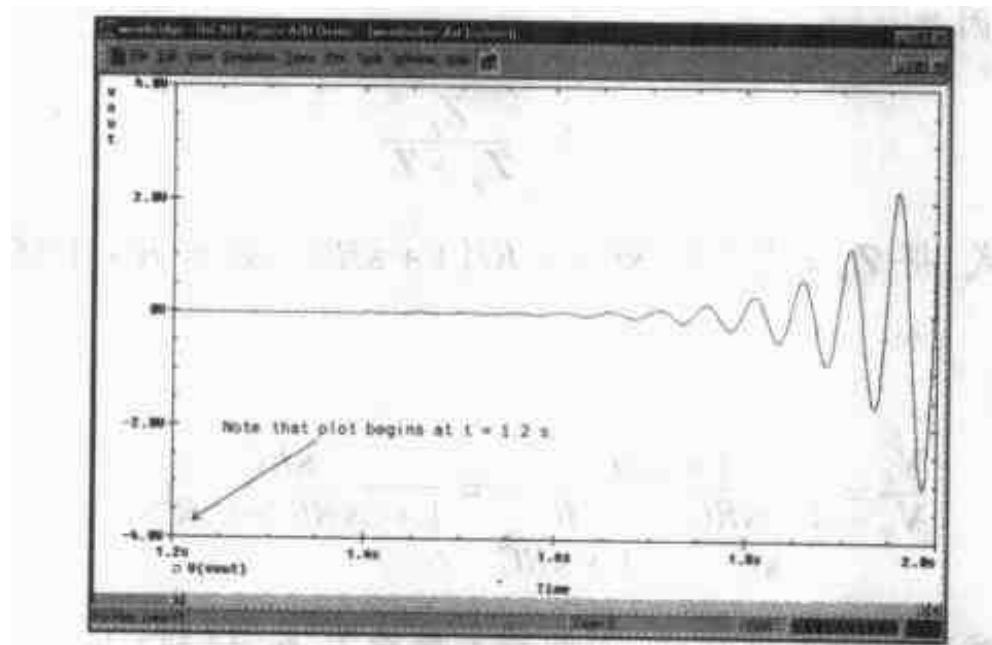


图 15.37 仿真振荡器输出

15.9 $H(s) = V_{\text{out}}/V_{\text{in}}$ 的综合方法

本章主要讨论了与传递函数的极点和零点相关的问题。我们已经学会了如何在复平面上表示极点和零点, 并根据它们将传递函数表示为 s 域中的若干个因式(或者说是多项式)的比值, 根据它们计算出了受迫响应, 而且, 在上一节中, 利用传递函数的极点确定出自由响应的形式。

现在来看如何构造一个网络, 使之产生希望的传递函数。这里只考虑这个一般性问题的

一小部分,即只考虑传递函数的形式为 $\mathbf{H}(s) = \mathbf{V}_{\text{out}}(s)/\mathbf{V}_{\text{in}}(s)$ 的情形,如图 15.38 所示。为简单起见,将 $\mathbf{H}(s)$ 的临界频率限制在 σ 轴的负半轴上(包括原点),也就是说,只考虑如下形式的传递函数:

$$\mathbf{H}_1(s) = \frac{10(s+2)}{s+5}$$

或者:

$$\mathbf{H}_2(s) = \frac{-5s}{(s+8)^2}$$

或者:

$$\mathbf{H}_3(s) = 0.1s(s+2)$$



图 15.38 给定 $\mathbf{H}(s) = \mathbf{V}_{\text{out}}/\mathbf{V}_{\text{in}}$, 求传递函数为 $\mathbf{H}(s)$ 的网络

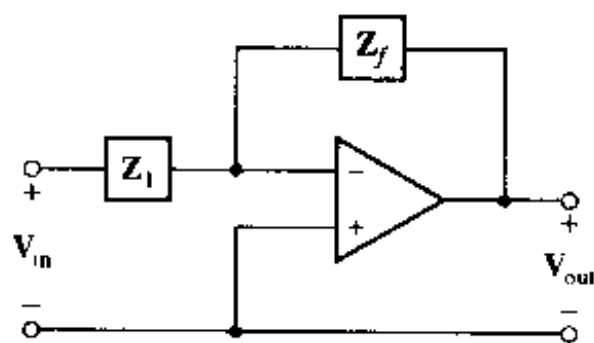


图 15.39 对理想运放, $\mathbf{H}(s) = \mathbf{V}_{\text{out}}/\mathbf{V}_{\text{in}} = -\mathbf{Z}_f/\mathbf{Z}_1$

首先来求图 15.39 所示的网络的电压增益。网络中含有一个理想运放,运放的两个输入端之间的电压为零,其输入阻抗为无穷大,因此,流入运算放大器反相输入端的电压为零:

$$\frac{\mathbf{V}_{\text{in}}}{\mathbf{Z}_1} + \frac{\mathbf{V}_{\text{out}}}{\mathbf{Z}_f} = 0$$

即:

$$\frac{\mathbf{V}_{\text{out}}}{\mathbf{V}_{\text{in}}} = -\frac{\mathbf{Z}_f}{\mathbf{Z}_1}$$

如果 \mathbf{Z}_f 和 \mathbf{Z}_1 都是电阻,那么这是一个反向放大器或者是一个阻尼器(如果比值小于 1 的话)。然而,现在感兴趣的是这两个阻抗其中之一为电阻,而另外一个为 RC 网络的情形。

图 15.40(a)中,令 $\mathbf{Z}_1 = R_1$,而令 \mathbf{Z}_f 为 R_f 和 C_f 的并联,那么:

$$\mathbf{Z}_f = \frac{R_f/sC_f}{R_f + (1/sC_f)} = \frac{R_f}{1 + sC_fR_f} = \frac{1/C_f}{s + (1/R_fC_f)}$$

则:

$$\mathbf{H}(s) = \frac{\mathbf{V}_{\text{out}}}{\mathbf{V}_{\text{in}}} = -\frac{\mathbf{Z}_f}{\mathbf{Z}_1} = -\frac{1/R_1 C_f}{s + (1/R_f C_f)}$$

得到一个传递函数,它只有一个(有限的)临界频率,这个临界频率为极点 $s = -1/R_f C_f$ 。

现在来看图 15.40(b),将 \mathbf{Z}_f 取为电阻,而 \mathbf{Z}_1 为一个 RC 并联电路:

$$\mathbf{Z}_1 = \frac{1/C_1}{s + (1/R_1 C_1)}$$

则:

$$\mathbf{H}(s) = \frac{\mathbf{V}_{out}}{\mathbf{V}_{in}} = -\frac{\mathbf{Z}_f}{\mathbf{Z}_i} = -R_f C_1 \left(s + \frac{1}{R_1 C_1} \right)$$

它唯一的有限的临界频率为一个零点 $s = -1/R_1 C_1$ 。

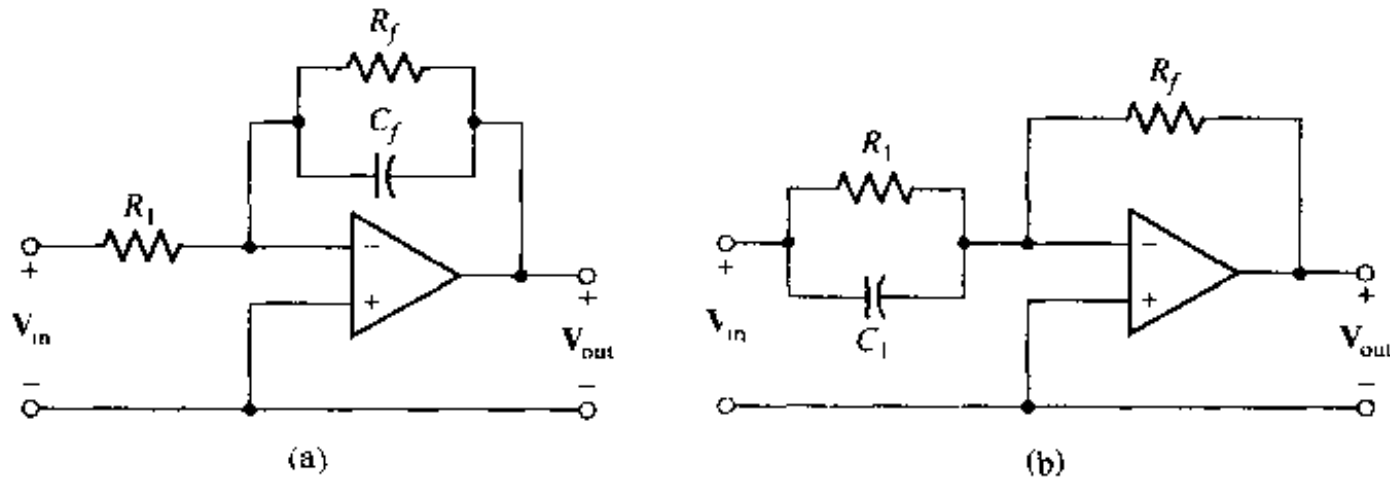


图 15.40 (a) 传递函数 $\mathbf{H}(s) = \mathbf{V}_{out}/\mathbf{V}_{in}$ 在 $s = -1/R_f C_f$ 处有一个极点; (b) 此时在 $s = -1/R_1 C_1$ 处有一个零点

对理想运放, 其输出阻抗或者说戴维南阻抗为零, 所以 \mathbf{V}_{out} 与 $\mathbf{V}_{out}/\mathbf{V}_{in}$ 均不是任何接在输出端的负载 \mathbf{Z}_L 的函数(这里的负载当然也包括另一个运放的输入)。因此, 可以将几个运放电路级联起来, 也就是说将一个运放电路的输出端接到另一个运放的输入端, 而每个运放电路具有指定的极点和零点, 这样就可以得到希望得到的任何传递函数。

例题 15.11 设计一个电路, 使其传递函数为 $\mathbf{H}(s) = \mathbf{V}_{out}/\mathbf{V}_{in} = 10(s+2)/(s+5)$

在 $s = -5$ 处的极点可以通过图 15.40(a) 所示的网络来产生, 不妨称这个网络为 A, 有 $1/R_{fA} C_{fA} = 5$ 。取定 $R_{fA} = 100 \text{ k}\Omega$, 则, $C_{fA} = 2 \mu\text{F}$, 对于这部分电路, 有:

$$\mathbf{H}_A(s) = -\frac{1/R_{fA} C_{fA}}{s + (1/R_{fA} C_{fA})} = -\frac{5 \times 10^5 / R_{fA}}{s + 5}$$

下一步, 考虑在 $s = -2$ 处的零点。根据图 15.40(b), 有 $1/R_{1B} C_{1B} = 2$, 取定 $R_{1B} = 100 \text{ k}\Omega$, 则 $C_{1B} = 5 \mu\text{F}$, 因此:

$$\begin{aligned} \mathbf{H}_B(s) &= -R_{fB} C_{1B} \left(s + \frac{1}{R_{1B} C_{1B}} \right) \\ &= -5 \times 10^{-6} R_{fB} (s + 2) \end{aligned}$$

于是:

$$\mathbf{H}(s) = \mathbf{H}_A(s) \mathbf{H}_B(s) = 2.5 \times \frac{R_{fB} s + 2}{R_{1A} s + 5}$$

最后令 $R_{fB} = 100 \text{ k}\Omega$, $R_{1A} = 25 \text{ k}\Omega$, 就完成了整个设计, 如图 15.41 所示。本电路中, 电容的值相当大, 这是因为 $\mathbf{H}(s)$ 的极点和零点的频率取得小的缘故; 如果 $\mathbf{H}(s)$ 变为 $10(s + 2000)/(s + 5000)$, 那么就可以用 $2 \text{ nF} \sim 5 \text{ nF}$ 的电容器了。

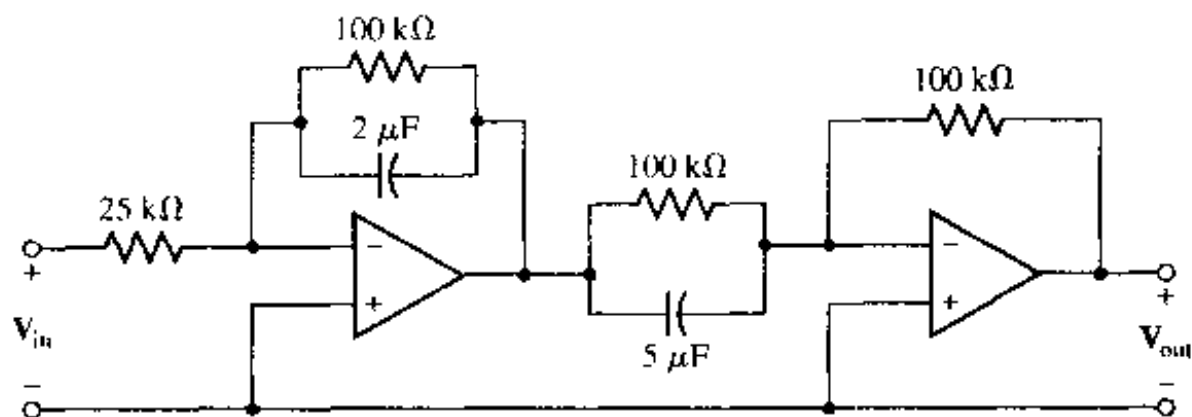


图 15.41 含有两个理想运放的网络,其电压传递函数为 $H(s) = V_{out}/V_{in} = 10(s+2)/(s+5)$

练习

15.15 使用级联方法实现传递函数 $H(s) = -20s^2/(s+1000)$, 分别求出三个级联电路的 Z_i 和 Z_f 的值。

答案: $1 \mu\text{F} \parallel \infty, 100 \text{ k}\Omega$; $1 \mu\text{F} \parallel \infty, 100 \text{ k}\Omega$; $100 \text{ k}\Omega \parallel 10 \text{ nF}, 50 \text{ k}\Omega$

15.10 小结与复习

- 在频域中,电阻可以用相同大小的阻抗来表示。
- 在频域中,电感可以用阻抗 sL 来表示。如果电感的初始电流不为 0,那么必须将这个阻抗替换为它与电压源 $-Li(0^-)$ 的串联或者是它与电流源 $i(0^-)/s$ 的并联。
表 15.1 中总结了这些模型。
- 在频域中,电容可以用阻抗 $1/sC$ 来表示。如果电容的初始电压不为 0,那么必须将这个阻抗替换为它与电压源 $v(0^-)/s$ 的串联或者是它与电流源 $Cv(0^-)$ 的并联。
- s 域中的节点分析和网孔分析可以得到关于 s 的多项式的联立方程组,对于求解这样的方程组, MATLAB 是一个特别有用的工具。
- 叠加原理、电源变换、戴维南等效定理和诺顿等效定理均适用于 s 域。
- 电路的传递函数定义为 s 域的输出与 s 域的输入的比值,这两个量可以是电压或者电流。
- $H(s)$ 的零点为那些使其幅度值为零的 s 的值,而 $H(s)$ 的极点则为使其幅度为无穷大的 s 的值。
- 当已知电路的冲激响应 $h(t)$ 时,卷积提供了解析和图解的方法。
- 有几种根据极点和零点来表示 s 域表达式的图形表示方法,可以借助这些方法来进行电路综合,以得到希望的响应。

习题

1. 画出图 15.42 所示电路所有可能的 s 域等效电路。
2. 画出图 15.43 所示电路所有可能的 s 域等效电路。

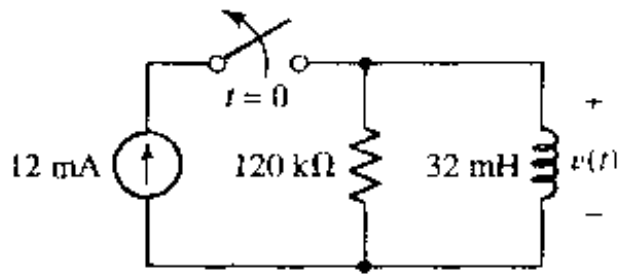


图 15.42

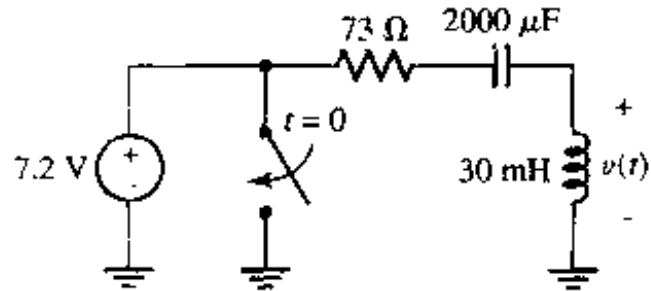


图 15.42

3. 参看图 15.44, 求 (a) $Z_{in}(s)$, 写成关于 s 的两个多项式的比的形式; (b) $Z_{in}(-80)$; (c) $Z_{in}(j80)$; (d) RL 分支的导纳 $Y_{RL}(s)$, 写成关于 s 的两个多项式的比的形式; (e) RC 分支的导纳 $Y_{RC}(s)$; (f) 证明 $Z_{in}(s) = (Y_{RL} + Y_{RC}) / Y_{RL} Y_{RC}$ 。
4. 如图 15.45 所示电路, 求从左端看进去的戴维南等效阻抗。

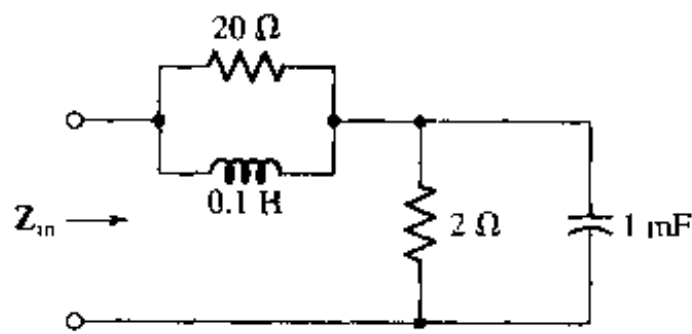


图 15.44

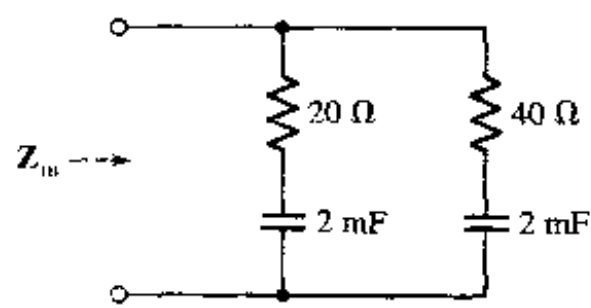


图 15.45

5. (a) 求图 15.46 中的 $Z_{in}(s)$, 写成关于 s 的两个多项式的比的形式; (b) 求 $Z_{in}(j8)$, 写成直角坐标形式; (c) 求 $Z_{in}(-2 + j6)$, 写成极坐标形式; (d) 将 16Ω 的电阻改为何值时, 使得在 $s = -5 + j0$ 处 $Z_{in} = 0$? (e) 将 16Ω 的电阻改为何值时, 使得在 $s = -5 + j0$ 处 $Z_{in} = \infty$?
6. (a) 对于图 15.47 所示的电路, 求从左端看进去的戴维南等效阻抗; (b) 画出在 $\sigma = 0$ 的条件下, 阻抗的幅度关于频率 ω 变化的曲线。

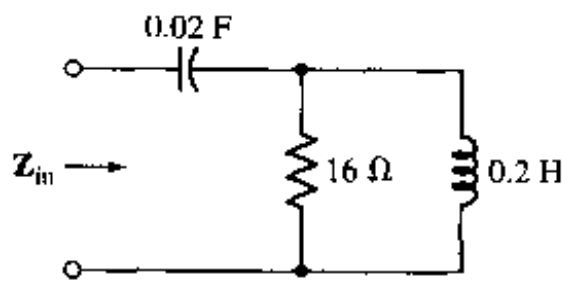


图 15.46

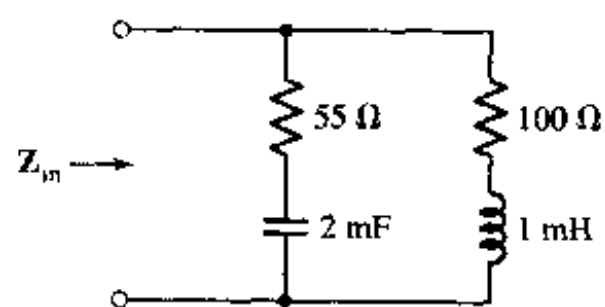


图 15.47

7. 求出图 15.48 所示的电路的输入阻抗 Z_{in} , 这是一个共发射极双极型晶体管放大器的线性电路模型, 其有效频率范围可达数 MHz。将解表示为关于 s 的多项式的比值形式。

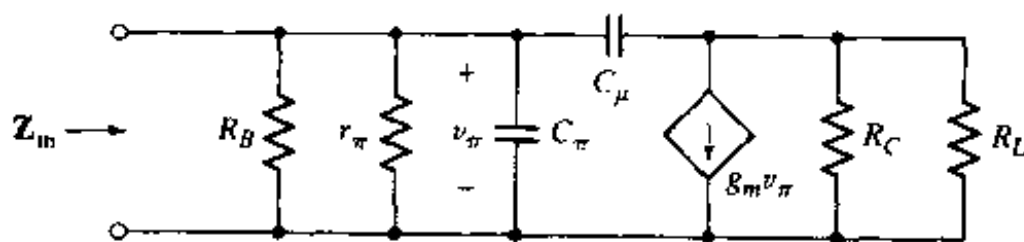


图 15.48

8. 求出图 15.49 所示电路中的 $v(t)$ 的表达式, 要求转换到 s 域中求解。
9. 使用 s 域分析方法, 求出图 15.50 中通过电容的电流 $i(t)$ 。
10. (a) 将图 15.51 的电路转化为正确的 s 域表示方式; (b) 求电阻吸收的功率 $p(t)$ 的表达式。

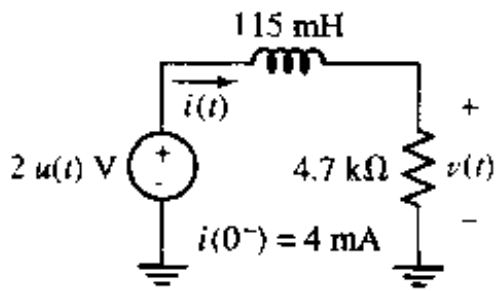


图 15.49

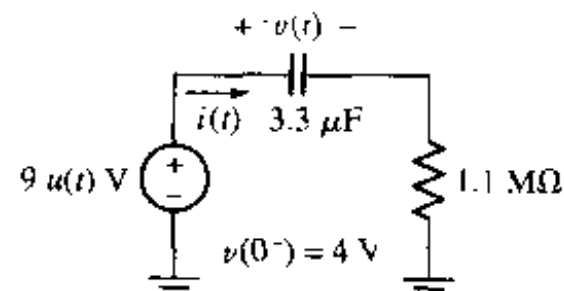


图 15.50

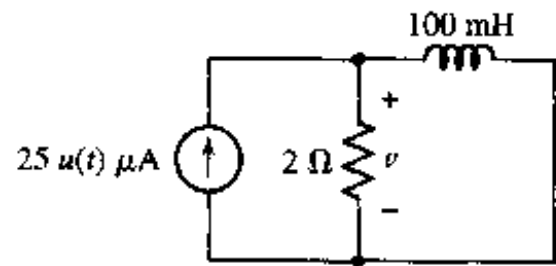


图 15.51

11. (a) 如图 15.52 所示电路, 令 $v_s = 10e^{-2t} \cos(10t + 30^\circ) u(t)$ V, 求 I_x , 要求在频域中进行求解; (b) 求 $i_x(t)$ 。
12. 求图 15.53 所示电路的节点电压 $v_1(t)$, 假定初始能量为 0。

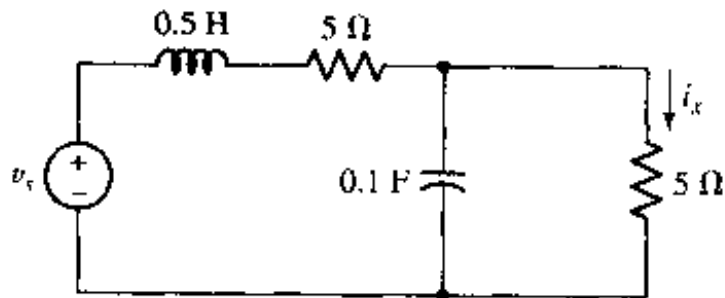


图 15.52

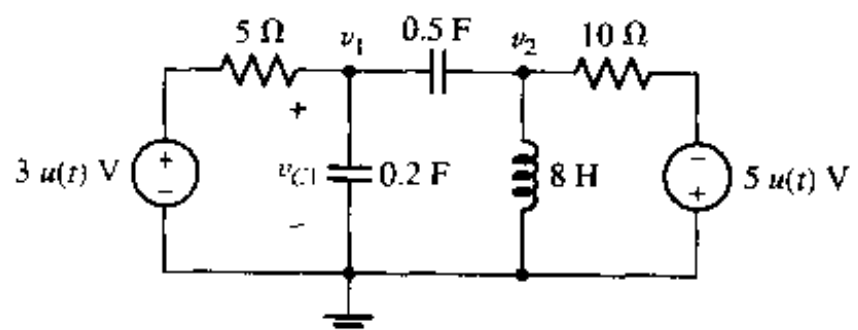


图 15.53

13. 对于图 15.53 的电路, 求出中间那个网孔的网孔电流的时域表达式。假定初始能量为 0。
14. 求图 15.53 所示电路的节点电压 $v_1(t)$, 设电容的初始电压为 $v_{C1}(0^-) = 9$ V, 而其他元件没有存储能量。
15. 如图 15.54 所示电路, 令 $i_{s1} = 20e^{-3t} \cos 4tu(t)$ A, $i_{s2} = 30e^{-3t} \sin 4tu(t)$ A。 (a) 求 V_x , 要求在频域中求解; (b) 求 $v_x(t)$ 。
16. (a) 对于图 15.55 所示的电路, 求 $v(t)$ 的时域表达式, 设 $v(0^-) = 75$ V, 假定初始时刻电感中没有存储能量; (b) 根据 (a) 的结果, 确定流过 115 V 均方根 (rms) 电源的稳态电流; (c) 采用相量分析法验证 (b) 的结果。

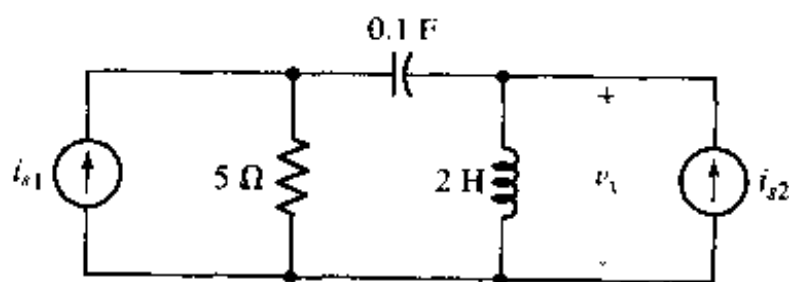


图 15.54

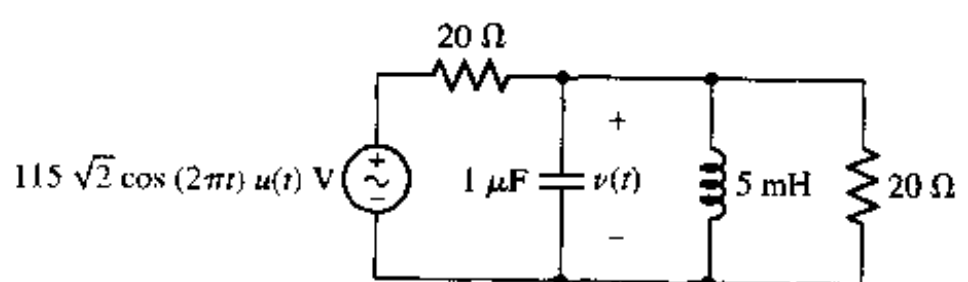


图 15.55

17. 求图 15.56 中的网孔电流 $i_1(t)$ 与 $i_2(t)$, 假定 $t = 0^-$ 时流过 1 mH 的电感的电流 ($i_2 - i_4$) 为 1 A, 并用相量分析法验证你的结果在电路趋于稳态时是正确的。
18. 假定图 15.57 的电路在初始时刻没有存储能量, 求当 t 等于下列时刻时 v_2 的值:

(a) 1 ms; (b) 100 ms; (c) 10 s。

19. 假定图 15.56 所示电路的受控电压源在雷电中被损坏而不能工作(也就是说, 可以将它看做开路), 求 $2\ \Omega$ 的电阻所吸收的功率的表达式。你应该假定初始时刻电路所有能量均存储在电感上, 因此, 在 $t = 0^-$ 时, 流过 $1\ \text{mH}$ 的电感的电流($i_2 - i_4$)为 $1\ \text{mA}$ 。

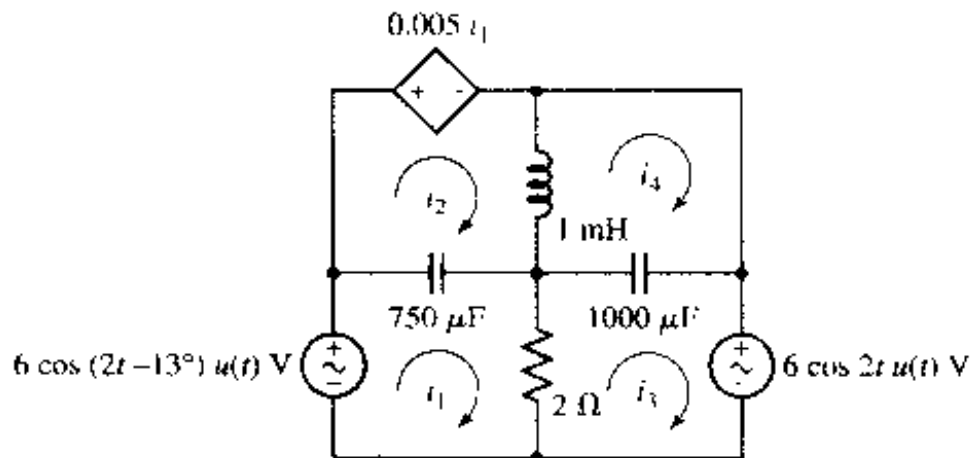


图 15.56

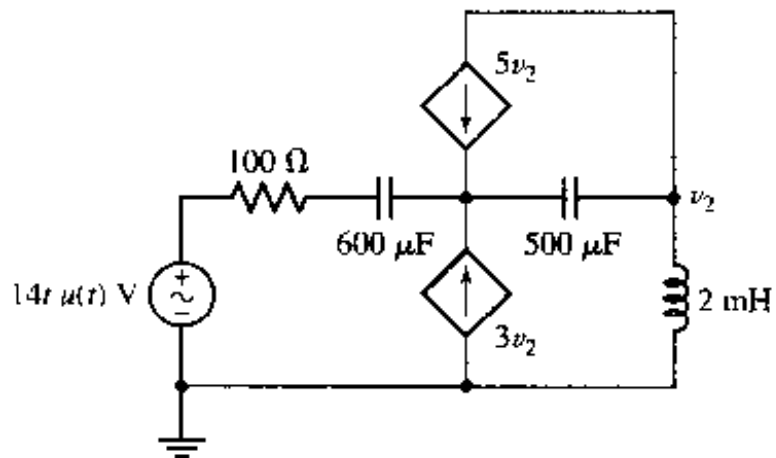


图 15.57

20. (a) 图 15.58 为共发射极双极型晶体管放大器的线性电路模型, 求电压增益 V_o/V_i 的表达式。假定初始时刻电容所存储的能量为 0; 将你的答案写成关于 s 的多项式的比值的形式; (b) 这个传递函数一共有几个极点?

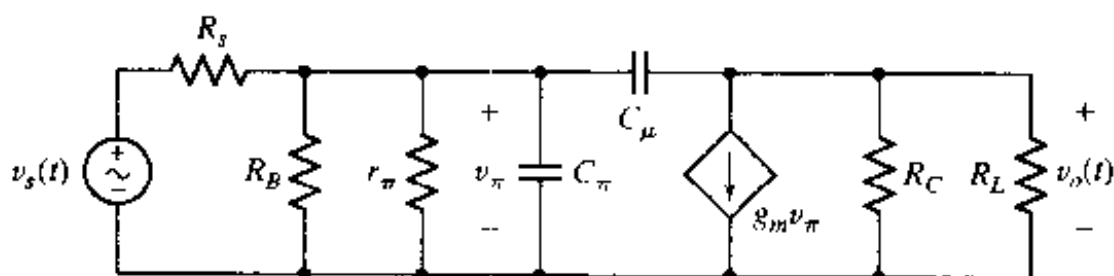


图 15.58

21. (a) 将图 15.59 所示的电路转化为 s 域等效电路; (b) 求从 $1\ \Omega$ 电阻看过去的戴维南等效电路; (c) 根据化简后的电路, 求流过 $1\ \Omega$ 电阻的瞬态电流 $i(t)$ 的表达式。
 22. 将图 15.59 中的电流源用一个 $20u(t)\ \text{V}$ 的电压源代替, 上端为正的参考方向。(a) 将图 15.59 所示的电路转化为 s 域等效电路; (b) 求从 $1\ \Omega$ 电阻看过去的诺顿等效电路; (c) 根据化简后的电路, 求 $i_c(t)$ 的表达式。

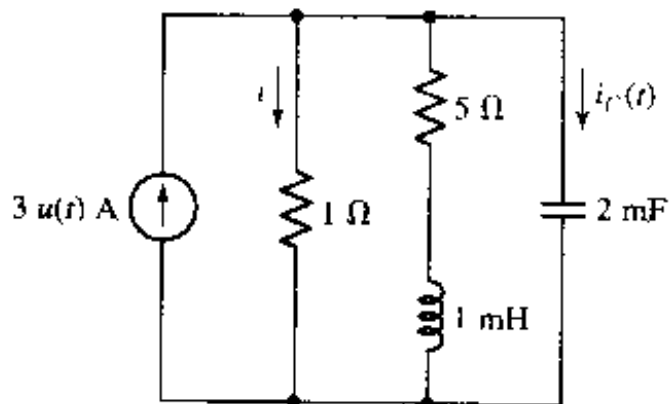


图 15.59

23. (a) 在 s 域中使用叠加原理, 求解图 15.60 所示电路中 $V_1(s)$ 和 $V_2(s)$ 的表达式; (b) 求 $v_1(t)$ 与 $v_2(t)$ 。

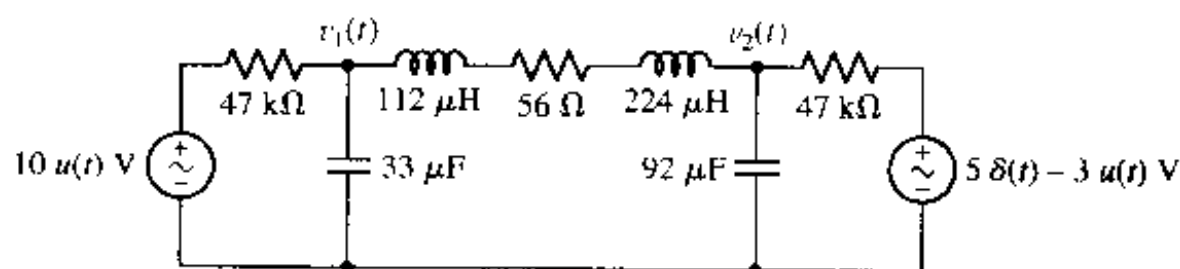


图 15.60

24. 对于图 15.60 的电路,求解图中 56Ω 的电阻所吸收的功率,要求使用 s 域中的电源变换来求解。
25. (a)求图 15.60 中从 $10u(t)$ V 的电源看过去的 s 域诺顿等效电路;(b)求当 $t = 1.5 \text{ ms}$ 时,流出 $10u(t)$ V 的电流。
26. (a)在 s 域中使用叠加原理求解图 15.61 中 $V_1(s)$ 的表达式;(b)求 $v_1(t)$ 。
27. (a)使用 s 域中的电源变换,求图 15.62 所示电路的 $I(s)$;(b)求 $i(t)$;(c)求 $i(t)$ 的稳态值。

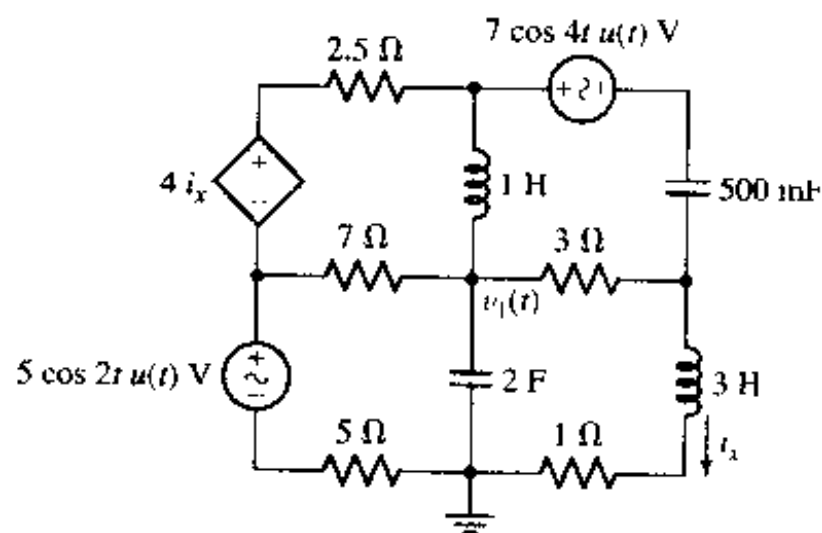


图 15.61

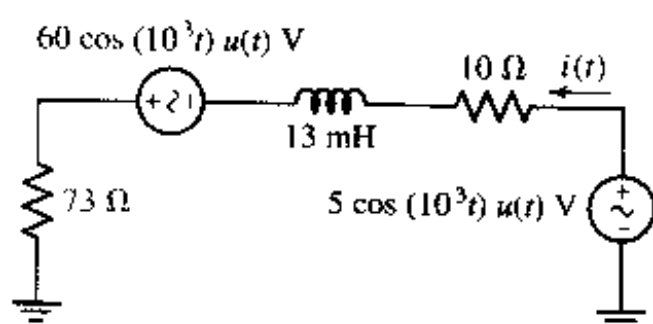


图 15.62

28. 将 5Ω 电阻与 0.2 F 的电容串联,再用 2Ω 电阻与 5 H 电感相串联,然后将这两个串联电路并联起来。(a)求这个并联电路的输入导纳 $Y_1(s)$,将其写成两个关于 s 的多项式比值的形式;(b)求出 $Y_1(s)$ 的所有极点和零点;(c)如果用一个 10Ω 的电阻与 $Y_1(s)$ 并联,求出这时输入导纳的所有极点;(d)如果用 10Ω 的电阻与 $Y_1(s)$ 串联,求出这时输入导纳的所有零点。
29. 求出(a)图 15.45 所示的电路的输入阻抗的所有极点和零点;(b)图 15.47 所示的电路的所有极点和零点。
30. 导纳 $Y(s)$ 在 $s = 0$ 和 $s = -10$ 处各有一个零点,在 $s = -5$ 和 $s = -20$ 处各有一个极点。如果 $s \rightarrow \infty$ 时, $Y(s) \rightarrow 12 \text{ S}$,求(a) $Y(j10)$;(b) $Y(-j10)$;(c) $Y(-15)$;(d) $5 + Y(s)$ 的极点和零点。
31. 如图 15.63 所示的网络,(a)求 $Z_n(s)$;(b)求 $Z_n(s)$ 的临界频率。
32. 某电路的传递函数为 $H(s) = (s+2)/[(s+5)(s^2+6s+25)]$ 。当输入下列信号时,求输出响应的 s 域表达式:(a) $\delta(t)$;(b) $e^{-4t}u(t)$;(c) $[2 \cos 15t]u(t)$;(d) $te^{-t}u(t)$;(e)指出每个输出响应的极点和零点。
33. 某个线性系统的冲激响应为 $h(t) = 5 \sin \pi t [u(t) - u(t-1)]$ 。设输入信号为 $x(t) =$

- $2[u(t) - u(t-2)]$, 使用卷积, 求输出 $y(t)$, 并画出它的草图。
34. 令 $f_1(t) = e^{-5t}u(t)$, $f_2(t) = (1 - e^{-2t})u(t)$, 求 $y(t) = f_1(t) * f_2(t)$, 要求(a)在时域中求卷积; (b)使用 $\mathcal{L}^{-1}\{F_1(s)F_2(s)\}$ 。
35. 将冲激 $\delta(t)$ V 接到某个双端口网络时, 输出电源为 $v_o(t) = 4u(t) - 4u(t-2)$ V, 求当输入为 $2u(t-1)$ V 时的输出, 并画出它的草图
36. 令 $h(t) = 2e^{-3t}u(t)$, $x(t) = u(t) - \delta(t)$, 求 $y(t) = h(t) * x(t)$, 要求(a)在时域中求卷积; (b)求出 $\mathbf{H}(s)$ 和 $\mathbf{X}(s)$, 然后求 $\mathcal{L}^{-1}\{\mathbf{H}(s)\mathbf{X}(s)\}$ 。
37. 某电路的冲激电压响应为 $h(t) = 5u(t) - 5u(t-2)$, 求下列输入电压 $v_{in}(t)$ 下的 s 域与时域响应: (a) $3\delta(t)$ V; (b) $3u(t)$ V; (c) $3u(t) - 3u(t-2)$ V; (d) $3\cos 3t$ V; (e) 画出(a)~(d)中求出的时域电压响应的草图。
38. 求图 15.64 所示的网络的 $\mathbf{H}(s) = \mathbf{V}_{out}/\mathbf{V}_{in}$, 并找出它的所有临界频率。

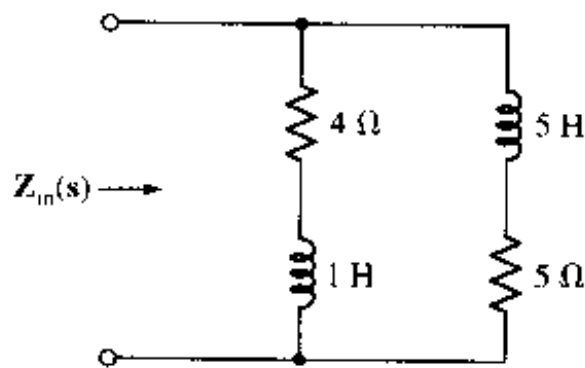


图 15.63

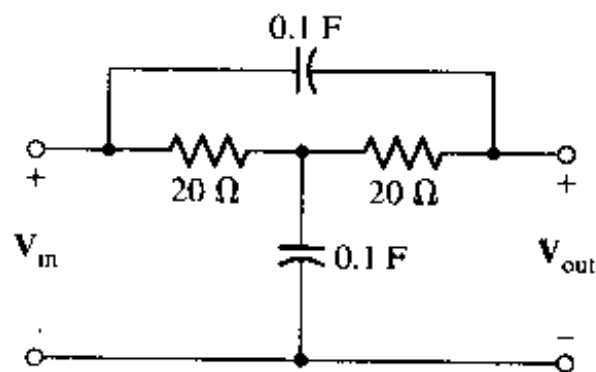


图 15.64

39. $\mathbf{H}(s) = \mathbf{V}_2(s)/\mathbf{V}_1(s)$ 的零极点分布图如图 15.65 所示, 令 $\mathbf{H}(0) = 1$ 。(a) 画出当 $\omega = 0$ 时, $\mathbf{H}(s)$ 随 σ 变化的草图; (b) 画出当 $\sigma = 0$ 时, $\mathbf{H}(s)$ 随着 ω 变化的草图; (c) 求 $|\mathbf{H}(j\omega)|_{max}$ 。
40. 一个电力机械的输入阻抗有一个二重零点 $s = -1$; 有两个极点, 分别为 $s = -0.5 + j\sqrt{3}/2$ 和 $s = -0.5 - j\sqrt{3}/2$; 并且当 $s = 0$ 时, 输入阻抗为 1。(a) 画出这个阻抗的零极点分布图; (b) 画出阻抗幅度的弹性薄层模型; (c) 用若干电阻、电感和电容, 构造一个具有相同阻抗的电路(提示: 根据 s 域表达式进行反推)。
41. 给定电压增益 $\mathbf{H}(s) = (10s^2 + 55s + 75)/(s^2 + 16)$ 。(a) 在 s 平面上画出临界频率; (b) 计算 $\mathbf{H}(0)$ 与 $\mathbf{H}(\infty)$; (c) 如果使用一种标度模型, 使得在原点处 $|\mathbf{H}(s)|$ 的高度为 3 cm, 那么在 $s = j3$ 处的高度等于多少? (d) 大致画出 $|\mathbf{H}(\sigma)|$ 随 σ 变化的图形以及 $|\mathbf{H}(\omega)|$ 随着 ω 变化的图形。
42. 在一个最高机密的政府实验室的屋子后角, 一个研究人员发现了一个样子古怪的金属盒子, 他的午餐被恶作剧的同事们藏了起来, 显然他的同事们具有足够的空闲时间来“作弄”他。因为找不到食物, 他决定测量盒子的导纳, 发现这个导纳值可以用模型表示为 $\mathbf{Y}(s) = (5s^2 + 5s + 2)/(5s^2 + 15s + 2)$ S。(a) 画出导纳的零极点分布图。(b) 画出导纳幅度的弹性薄层模型图; (c) 如果分母多项式的系数对应于午餐位置的纬度(度、分、秒), 分子多项式的系数对应于午餐位置的经度(度、分、秒)。很显然, 这个研究人员的同事们有太多的空闲时间了。

43. 图 15.66 为电流增益 $\mathbf{H}(s) = \mathbf{I}_{\text{out}}/\mathbf{I}_{\text{in}}$ 的零极点分布图, 令 $\mathbf{H}(-2) = 6$ 。(a) 将 $\mathbf{H}(s)$ 表示为关于 s 的多项式比值的形式; (b) 求 $\mathbf{H}(0)$ 与 $\mathbf{H}(\infty)$; (c) 确定从每个临界频率出发到 $s = j2$ 的箭头的幅度和方向。

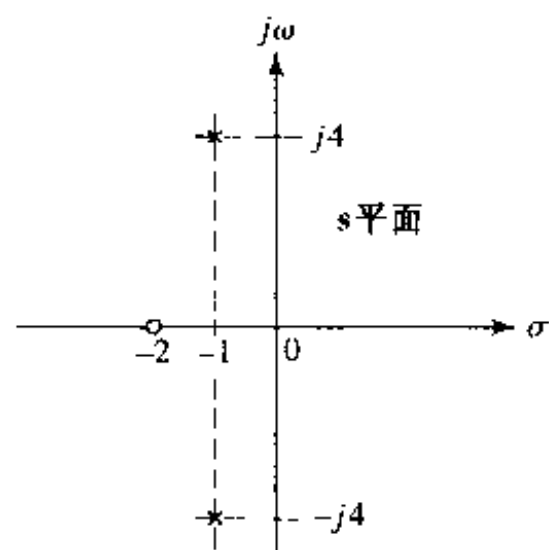


图 15.65

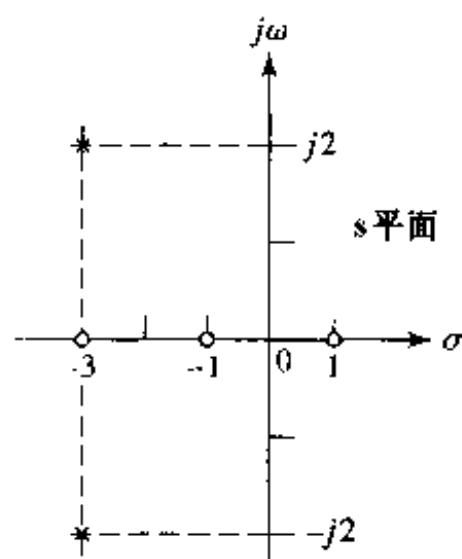


图 15.66

44. 图 15.57 所示的三元件网络的输入阻抗 $\mathbf{Z}_i(s)$ 在 $s = -10 + j0$ 处有一个极点。如果用 一个 20Ω 的电阻与这个网络串联后, 所得到电路的输入阻抗零点为 $s = -3.6 + j0$, 求 R 与 C 的值。
45. 令 $\mathbf{H}(s) = 100(s + 2)/(s^2 + 2s + 5)$, (a) 画出 $\mathbf{H}(s)$ 的零极点图; (b) 求 $\mathbf{H}(j\omega)$; (c) 求 $|\mathbf{H}(j\omega)|$; (d) 画出 $|\mathbf{H}(j\omega)|$ 随 ω 变化的曲线; (e) 求当 $|\mathbf{H}(j\omega)|$ 取最大值时相应的频率值 ω_{max} 。
46. 在图 15.68 中, $\mathbf{Z}_{\text{in}}(s) = (5s + 20)/(s + 2) \Omega$, 求 (a) 开路端的电压 $v_{ab}(t)$, 设 $v_{ab}(0) = 25 \text{ V}$; (b) ab 端的短路电流 $i_{ab}(t)$, 设 $i_{ab}(0) = 3 \text{ A}$ 。
47. 图 15.68 所示的无源网络中, $\mathbf{Z}_{\text{in}}(s) = 5(s^2 + 4s + 20)/(s + 1) \Omega$ 。求当 $v_{ab}(t)$ 等于下列情况时, 流入端点 a 的瞬态电流 $i_a(t)$: (a) $160e^{-6t} \text{ V}$; (b) $160e^{-6t} u(t) \text{ V}$, $i_a(0) = 0$, 且 $t = 0$ 时, $di_a/dt = 32 \text{ A/s}$ 。
48. (a) 对图 15.69 所示电路, 求 $\mathbf{H}(s) = \mathbf{I}_c/\mathbf{I}_i$; (b) 求 $\mathbf{H}(s)$ 的极点。(c) 求 RLC 电路的 α , ω_0 与 ω_d ; (d) 求受迫响应 $i_{c,f}(t)$; (e) 求自由响应的形式 $i_{c,n}(t)$; (f) 求 $i_c(0^+)$ 及 $t = 0^+$ 时 di_c/dt 的值; (g) 求完全响应 $i_c(t)$ 。

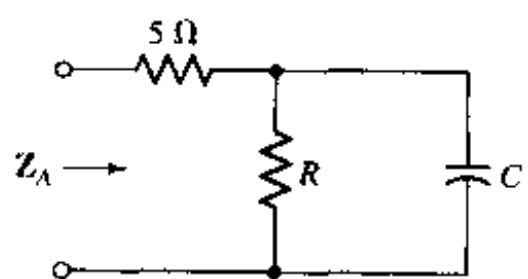


图 15.67



图 15.68

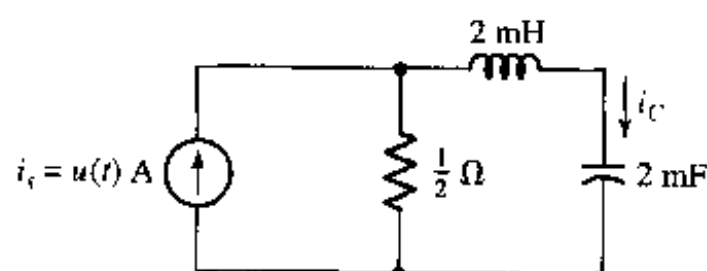


图 15.69

49. 对图 15.70 所示的电路: (a) 求出 $\mathbf{H}(s) = \mathbf{I}_n/\mathbf{V}_n$ 的极点; (b) 令 $i_1(0^+) = 5 \text{ A}$, $i_2(0^+) = 2 \text{ A}$, 求当 $v_n(t) = 500u(t) \text{ V}$ 时 $i_n(t)$ 的表达式。

50. (a) 对图 15.71 所示电路, 求 $\mathbf{H}(s) = \mathbf{V}(s)/\mathbf{I}(s)$, 然后求出当 $i_s(t)$ 等于下列情况时 $v(t)$ 的表达式: (b) $2u(t)$ A; (c) $4e^{-10t}$ A; (d) $4e^{-10t}u(t)$ A.

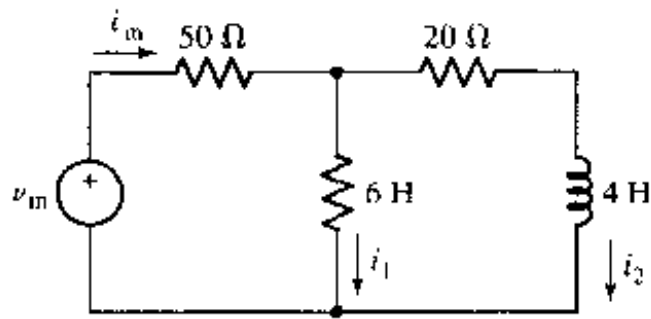


图 15.70

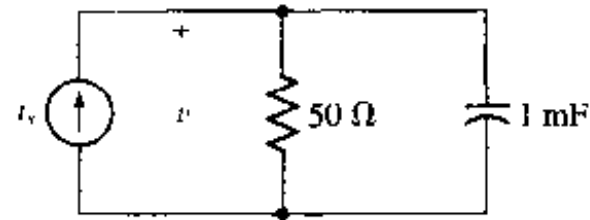


图 15.71

51. 对图 15.72 所示电路: (a) 求 $\mathbf{H}(s) = \mathbf{V}_{C2}/\mathbf{V}_s$; (b) 令 $v_{C1}(0^+) = 0, v_{C2}(0^+) = 0$, 求当 $v_s(t) = u(t)$ V 时 $v_{C2}(t)$ 的表达式:

52. 如图 15.73 所示, 求从电源看过去的阻抗 $\mathbf{Z}_m(s)$, 根据所求的结果求出 $t > 0$ 时 $v_m(t)$ 的表达式。

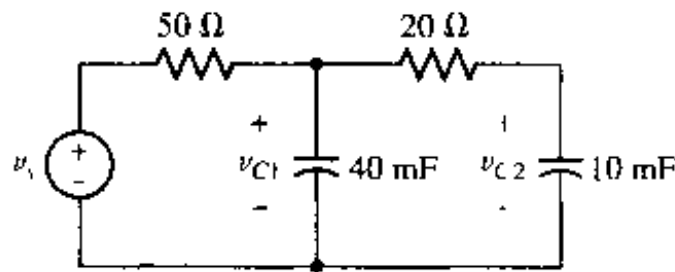


图 15.72

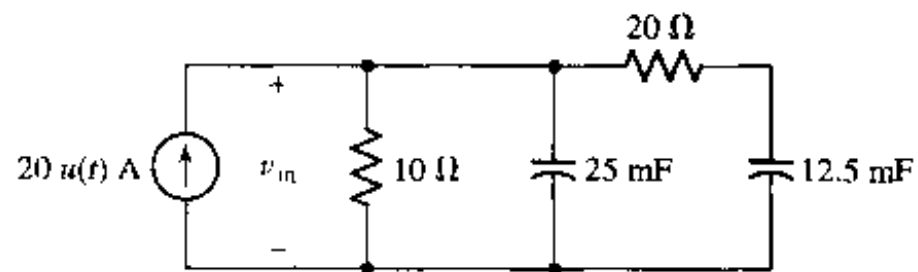


图 15.73

53. 如图 15.39 所示的运放电路, 在阻抗为下列值(单位为 Ω)的情况下, 分别求出 $\mathbf{H}(s) = \mathbf{V}_{out}/\mathbf{V}_{in}$, 将其写成关于 s 的多项式比的形式: (a) $\mathbf{Z}_1(s) = 10^3 + (10^3/s), \mathbf{Z}_f(s) = 5000$; (b) $\mathbf{Z}_1(s) = 5000, \mathbf{Z}_f(s) = 10^3 + (10^8/s)$; (c) $\mathbf{Z}_1(s) = 10^3 + (10^8/s), \mathbf{Z}_f(s) = 10^4 + (10^8/s)$ 。

54. 对于图 15.40(b)所示电路, 令 $R_f = 20 \text{ k}\Omega$, 求出 R_1 和 C_f 的值, 使得 $\mathbf{H}(s) = \mathbf{V}_{out}/\mathbf{V}_{in}$ 分别为下列值: (a) -50 ; (b) $-10^{-3}(s + 10^4)$; (c) $-10^{-4}(s + 10^3)$; (d) $10^{-3}(s + 10^5)$, 分两步完成。

55. 如图 15.40(a)所示的运放电路, 令 $R_f = 20 \text{ k}\Omega$, 求出 R_1 和 C_1 的值, 使得 $\mathbf{H}(s) = \mathbf{V}_{out}/\mathbf{V}_{in}$ 分别为下列值: (a) -50 ; (b) $-10^3(s + 10^4)$; (c) $-10^4(s + 10^3)$; (d) $100(s + 10^5)$ 。分两步完成。

56. 用几个运放的级联实现传递函数 $\mathbf{H}(s) = \mathbf{V}_{out}/\mathbf{V}_{in} = -10^{-4}s(s + 10^2)/(s + 10^3)$, 要求只使用 $10 \text{ k}\Omega$ 的电阻, 以及开路电路或短路电路, 并标出所使用电容的值。

57. 设计一个振荡频率为 1 kHz 的文氏桥振荡电路。电阻值只使用本书最后给出的标准电阻值。用 PSpice 进行仿真, 验证你的结果。

58. 设计一个振荡频率为 60 Hz 的文氏桥振荡电路。用 PSpice 进行仿真, 验证你的结果。

59. 设计一个产生振荡频率为 440 Hz 正弦信号的文氏桥振荡电路。要求只使用本书最后给出的标准电阻值。用 PSpice 进行仿真, 验证你的结果。设计的这个电路将产生什么样的音符。

60. 设计一个电路, 使之产生的输出电压由频率为 220 Hz 和 440 Hz 的两种正弦波组成。用 PSpice 进行仿真, 验证你的结果。这两个正弦波是否同相?

第16章 频率响应

本章要点:

- 计算含有电感和电容电路的谐振频率
- 计算网络的品质因数
- 计算网络的带宽
- 掌握频率缩放和幅度缩放方法
- 学会使用波特(Bode)图来对频率响应曲线进行近似
- 介绍简单滤波器电路的设计

16.1 引言

前面几章中已经出现过了频率响应的概念,读者可能会觉得奇怪,为什么现在要用一章的篇幅来讲述它。在所有的科学和工程领域中,频率响应这个概念都非常重要,因为它是理解决定系统稳定性(或不稳定性)因素的基础,这里说的系统可以是电气系统、机械系统、化学系统或者生物系统等等。在电气工程应用中,当涉及到稳定性的问题时,通常需要用到频率响应的概念。比如,在通信系统中,常常碰到需要将感兴趣的频率分离出来的情况(例如单个电台信号),只有对滤波器电路深刻理解了之后才能做得到这一点。简而言之,可以用很长的篇幅来阐述学习频率响应的好处;不过,还是言归正传,下面从最简单的并联电路着手分析谐振的概念,然后再讨论日常应用(如音频放大器)中的基本滤波器电路的设计问题。

16.2 并联谐振

虽然实际中很少遇到正弦激励函数,但为什么我们会对正弦激励函数的响应那么感兴趣呢?电力工业是一个例外,除了有时需要考虑由于一些非线性设备导致的其他频率成分以外,电流始终都是以正弦波的形式传播的。在其他大多数电气系统中,激励函数和受迫响应均不是正弦波的形式。对任何用来传递信息的系统来说,正弦波本身几乎没有什么价值;它包含了很有限的信息,因为它将来的值可以根据过去的值精确地估计出来。不仅如此,对任何非正弦的周期信号而言,当一个周期过去以后,剩下的信号也同样不包含任何信息。

设某激励函数含有频率为 10 Hz ~ 100 Hz 的正弦成分,现在,假定将它作用于一个网络,这个网络的特性为:频率为 0 Hz ~ 200 Hz 的所有正弦电压信号从输入端输入后,在输出端它们的幅度均变为原来的两倍,但相角不发生变化。这时,除了输出函数幅度为输入函数幅度的两倍外,前者为后者的无失真精确复制。然而,如果该网络对频率为 10 Hz ~ 50 Hz 的正弦信号和对频率为 50 Hz ~ 100 Hz 的正弦信号分别放大不同倍数,那么,一般情况下输出将会变形,不再是放大的输入。在某些情况下可能希望输出产生变形,而在另一些情况下可能不希望这样。也就是说,通过精心地设计网络的频率响应,以滤去激励函数的某些频率成分,或者放大某些频率成分。