

教师阅览室

492478

模拟和数字滤波器设计和实现

第二册

HARRY Y-F. LAM 著 同茂达 译



中国科学技术大学

一九八一年

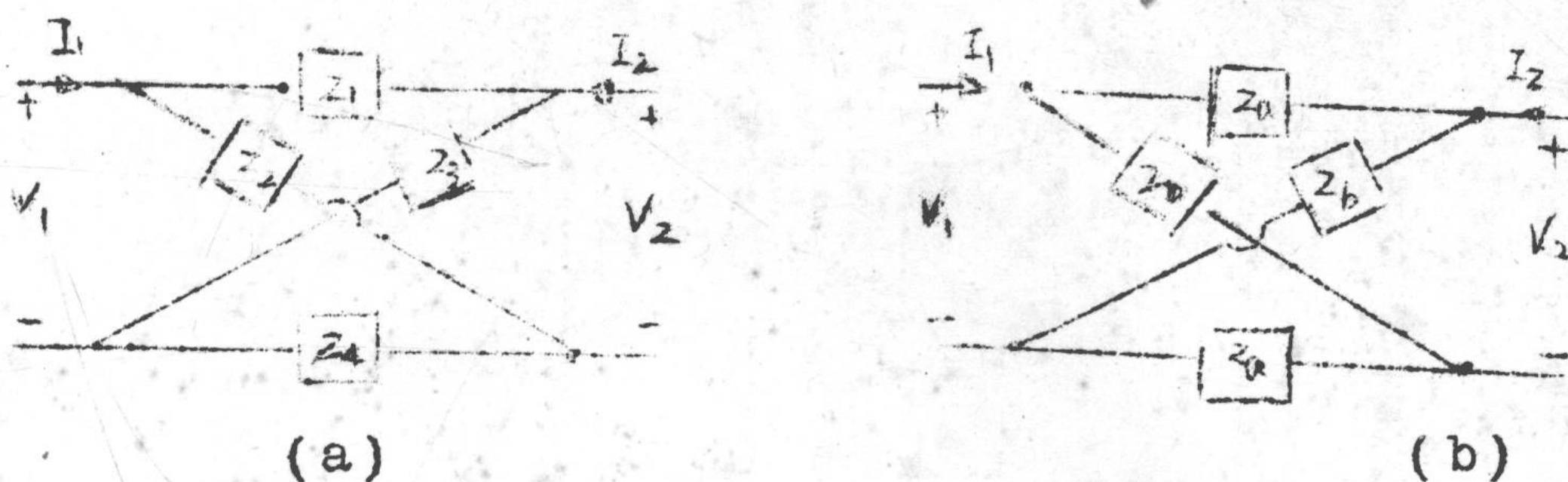


Fig 7-20 (a) 一般X形网络
(b) 对称X形网络.

大家知道，图7-20(b)中电路结构为对称X形网络。

简单地分析对称X形网络，得出双口网络Z参数表达式是

$$V_1 = \frac{z_a + z_b}{2} I_1 + \frac{z_a - z_b}{2} I_2 \quad (7-80)$$

和

$$V_2 = \frac{z_b - z_a}{2} I_1 + \frac{z_a + z_b}{2} I_2 \quad (7-81)$$



如果采用对称X形网络综合电压比传递函数，则

$$H(s) = \frac{V_2}{V_1} \Big|_{I_2=0} = \frac{z_b - z_a}{z_b + z_a} \quad (7-82)$$

方程式(7-82)为实现全通传递函数指出了一条道路。

表征全通网络的传递函数形如下式

$$H(s) = \frac{p(-s)}{p(s)} \quad (7-83)$$

其中 $p(s)$ 是霍尔维兹多项式。将 $p(s)$ 偶部 $m(s)$ 和奇部 $n(s)$ 分开写，有

$$p(s) = m(s) + n(s), \quad (7-84)$$

(7-83)式变成



90032210

$$H(s) = \frac{m(s) - n(s)}{m(s) + n(s)} = \frac{\frac{m(s)}{n(s)} - 1}{\frac{m(s)}{n(s)} + 1} \quad (7-85a)$$

$$= \frac{1 - \frac{n(s)}{m(s)}}{1 + \frac{n(s)}{m(s)}} \quad (7-85b)$$

因为 $p(s)$ 是霍尔维兹多项式。定理 4-4 指明 $m(s)/n(s)$ 和 $n(s)/m(s)$ 都可认作为 LC 策动点阻抗函数。比较 (7-85a) 和 (7-82) 两式，我们能够断言：全通电压比传递函数总是可以用图 7-20(b) 中对称 X 形网络实现，网络中 $z_b = m(s)/n(s)$ ， $z_a = n(s)/m(s)$ 是 LC 单口阻抗函数， z_a 、 z_b 只不过是一欧姆的电阻器。所以实现全通传递函数的问题归结为实现 LC 策动点阻抗函数的问题。

例 7-11 实现

$$H(s) = \frac{V_o}{V_i} = \frac{s^2 - s + 1}{s^2 + s + 1} \quad (7-86)$$

解：(7-86) 式 $H(s)$ 可以写成

$$H(s) = \frac{\frac{s^2 + 1}{s} - 1}{\frac{s^2 + 1}{s} + 1} \quad (7-87)$$

比较 (7-82) 两式中各项，看出

$$z_b = \frac{s^2 + 1}{s} = s + \frac{1}{s} \quad (7-88a)$$

和

$$z_a = 1$$

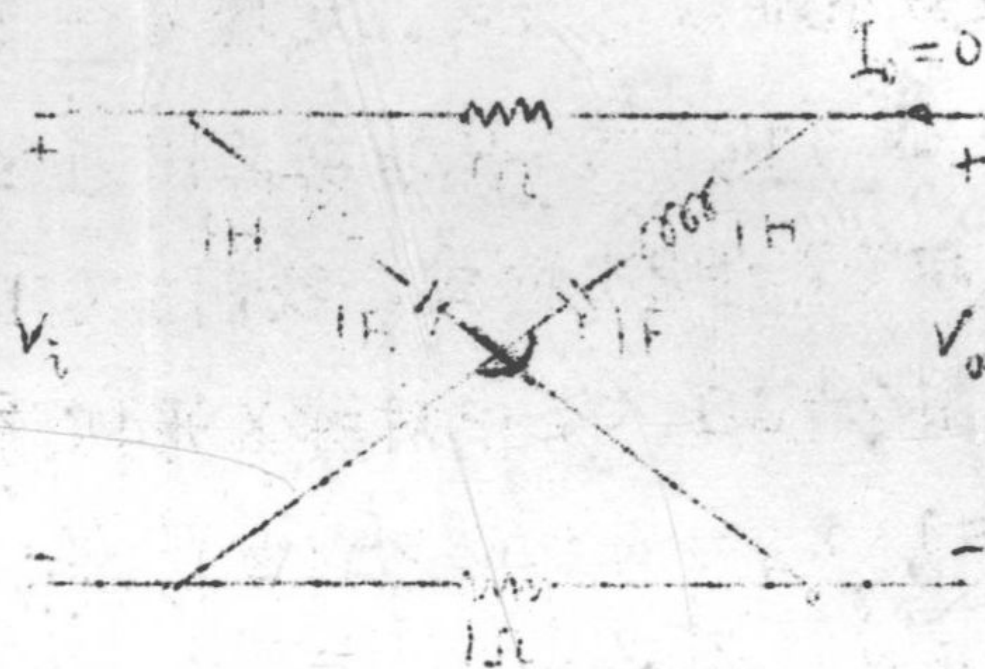
(7-88b)

现在实现传递函数(7-86)式归结为实现(7-88a)式中LC策动点阻抗函数 $z_b(s)$ 。最后结果如图7-21(a)所示。

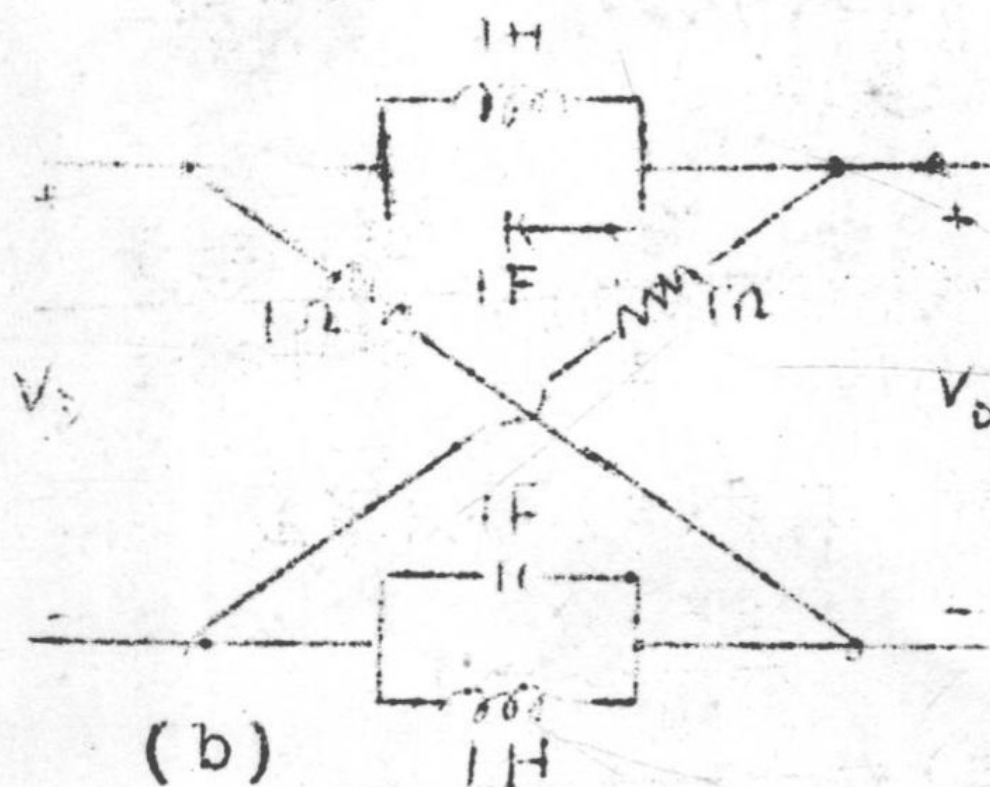
如果我们将 $H(s)$ 写成

$$H(s) = \frac{1 - \frac{s}{s^2 + 1}}{1 + \frac{s}{s^2 + 1}}, \quad (7-89)$$

用另外一种方法实现(7-86)式也是可能的。



(a)



(b)

Fig 7-21 实现全通函数式(7-86)的两个电路。

比较(7-89)式和(7-82)式, 得到

$$z_a = \frac{s}{s^2 + 1} = \frac{1}{s + \frac{1}{s}}, \quad z_b = 1 \quad (7-90)$$

实现(7-90)式的电路如图7-21(b)

7-3. 达林顿实现法

达林顿应用终端配接电阻的无损耗双口网络解决了实现传递函数的一般问题⁽¹⁸⁾。图7-22展示的电路形式都叫做达林顿网络。

我们在这一节并不打算从本质上讨论达林顿综合法，我们只讨论一些简化的达林顿法。这些方法适用的传递函数虽然有限，然而却都是经常用到的。在我们着手介绍特定场合下的达林顿综合法之前，让我们先研究无损耗双口网络Z参数、Y参数以及在它们基础上实现的电压传递函数的性质。

设描述图7-22中无损耗双口网络的阻抗参数表达式是

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (7-91a)$$

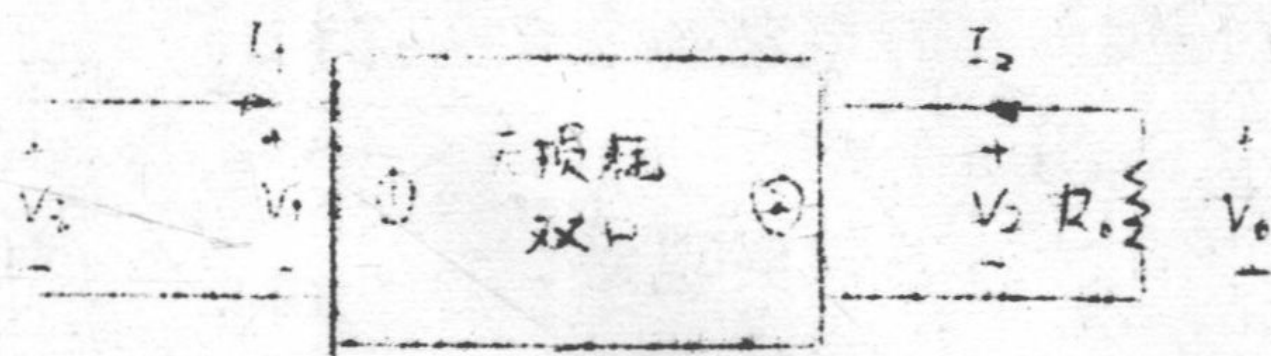
导纳参数表达式是

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} \quad (7-91)$$

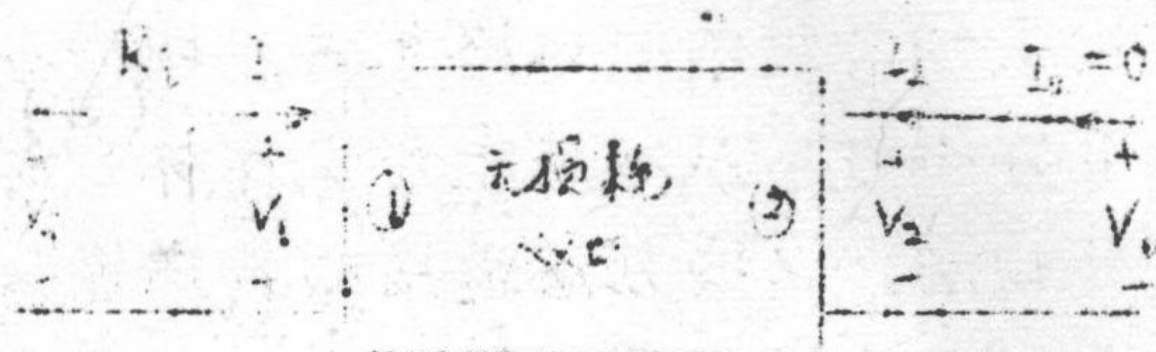
其中 $Z_{12} = Z_{21}$ 和 $Y_{12} = Y_{21}$ 。因为 Z_{11} 和 Z_{22} { Y_{11} 和 Y_{22} } 是 LC 单口网络的策动点阻抗 { 导纳 } 函数。它们是奇有理数。它们的零、极点交替地排列在 S 平面的虚轴上且是单重的。这种无损耗双口网络是无源的。所以它们在极点 p_j 处的留数矩阵 ϵ^j 是

$$\epsilon^j = \begin{bmatrix} \epsilon_{11}^j & \epsilon_{12}^j \\ \epsilon_{21}^j & \epsilon_{22}^j \end{bmatrix} \quad (7-92)$$

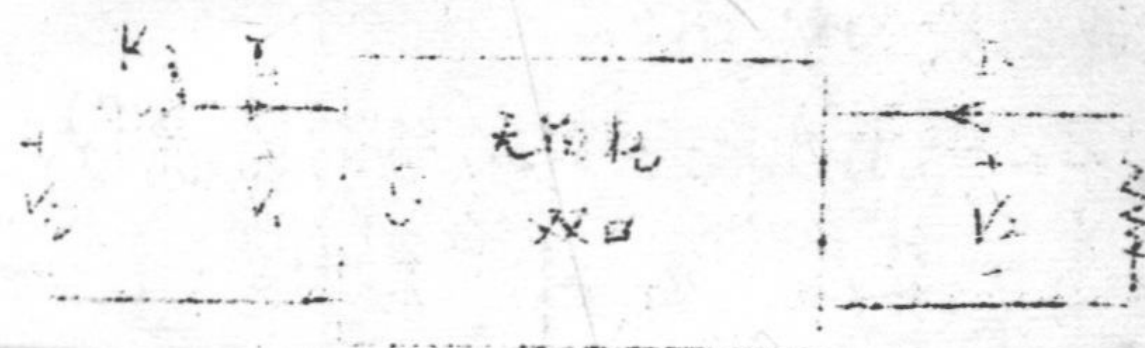
(18) 参考文献 [4] 和 [5]



(a)



(b)



(c)

Fig 7-22 达林顿电路 (a) 端接负载电阻的无损耗双口网络 (b) 端接源电阻的无损耗双口网络 (c) 两端分别端接负载电阻和源电阻的无损耗双口网络。

这是一个实的半正定矩阵，其中

$$\epsilon_{ik}^j = z_{ik} \{ y_{ik} \} \text{在极点 } p_j \text{ 处留数。 } i, k = 1, 2$$

四个 Z 参数 $\{ Y$ 参数 $\}$ 中任何一个参数的极点都是该双口网络的极点。如果 p 是 $z_{12} \{ y_{12} \}$ 的极点，但并不是 z_{11} 或 $z_{22} \{ y_{11}$ 或 $y_{22} \}$ 的极点；那末 ϵ_{11}^j 或 ϵ_{22}^j 就是零。结果式 (7-92) 中 ϵ^j 就不是半正定矩阵。所以我们断定 $z_{12} \{ y_{12} \}$ 的全部极点都是 z_{11} 和 $z_{22} \{ y_{11}$ 和 $y_{22} \}$ 的极点。这意味着 $z_{12} \{ y_{12} \}$ 的部分分式展

(19) 注意，并非 z_{11} 或 $z_{22} \{ y_{11}$ 或 $y_{22} \}$ 的全部极点都是

$z_{12} \{ y_{12} \}$ 的极点。

开式和 Z_{11} 或 Z_{22} Y_{11} 或 Y_{22} 的部分分式展开式具有相同的形式:

$$Z_{12} \{ Y_{12} \} = \frac{\xi_{12}^{(0)}}{s} + \xi_{12}^{(\infty)} s + \sum_{i=1}^n \frac{\xi_{12}^{(i)} s}{s^2 + \omega_i^2} \quad (7-93)$$

所以 $Z_{12} \{ Y_{12} \}$ 就象 Z_{11} 或 $Z_{22} \{ Y_{11}$ 或 $Y_{22} \}$ 一样, 是奇有理数
即

$$Z_{12}(s) = \frac{m(s)}{n(s)} \quad \text{或} \quad \frac{n(s)}{m(s)} \quad (7-94a)$$

$$\{ Y_{12}(s) = \frac{m(s)}{n(s)} \quad \text{或} \quad \frac{n(s)}{m(s)} \} \quad (7-94b)$$

这里 $m(s)$ 和 $n(s)$ 分别是偶和奇多项式。

下面我们接着研究图 7-22 中传递函数。对于图 7-22(a) 来说, 无损耗双口网络的导纳表达式和下面式 (7-95)

$$V_2 = -R_0 I_2 \quad (7-95)$$

给出

$$H(s) = \frac{\Delta V_0}{V_i} = \frac{-Y_{12}}{\frac{1}{R_0} + Y_{22}} \quad (7-96)$$

对于图 7-22(b), 由于 $I_2 = 0$, 无损耗双口网络阻抗表达式和下面式 (7-97)

$$V_i = R_1 I_1 + V_1 \quad (7-97)$$

导致

$$H(s) = \frac{V_0}{V_i} = \frac{Z_{12}}{R + Z_{11}} \quad (7-98)$$

最后, 对于图 7-22(c), 我们有

$$H(s) = \frac{\Delta V_o}{V_i} = \frac{-Y_{12}}{\frac{1}{R_o} + Y_{22}} \cdot \frac{1}{R_i \left(Y_{11} - \frac{Y_{12}^2}{\frac{1}{R_o} + Y_{22}} \right) + 1} \quad (7-99)$$

给定传递函数 $H(s)$ ，假定我们能找到合适的多项式 $P(s)$ 使得

$$H(s) = \frac{A(s)}{B(s)} = \frac{A(s)/P(s)}{B(s)/P(s)} = \frac{C(s)}{k+D(s)} \quad (7-100)$$

式中 k 是常数， $C(s)$ 和 $D(s)$ 是奇有理函数。如果采用图 7-22 (a)，比较式 (7-96) 和 (7-100) 我们很容易识别出 Y_{12} 和 Y_{22} 。这样问题就简化为同时实现 Y_{12} 和 Y_{22} 的方法。在 § 7-1-3 中，已经讨论过同时实现 Y_{12} 和 Y_{22} 的方法。如果应用图 7-22 (b)，比较式 (7-98) 和 (7-100) 我们可以识别出 Z_{12} 和 Z_{11} 。这样，实现式 (7-100) 就简化成实现 $Z_{11}(s)$ 和 $Z_{12}(s)$ ，这一点在 § 7-1-2 中已介绍过了。对于图 7-22 (a) 和 (b) 来说，识别是很容易的，然而对于图 7-22 (c)，情况就大不一样了。比较式 (7-99) 和 (7-100)，可看出识别 Y 参数很不容易。所以我们将分别讨论图 7-22 (a) 和 (b) 一个端口接有电阻的情况，以及图 7-22 (c) 两个端口接有电阻的情况。

7-3-1. 单边端接电阻无损耗网络

为方便起见，我们令图 7-22 (a) 中 R_o 和图 7-22 (b) 中 R_i 的阻值都是 1Ω 。如果我们需要不同阻值的 R_o 和 R_i ，可以对所得到的网络进行阻抗比例换算⁽²⁰⁾（在第八章讨论）。在这种简化的

(20) 注意，阻抗比例换算后的网络与原网络具有相同的电压比传递函数。

* 这里将 impedance scaling 译成阻抗比例变换，有人译作阻抗标定。译者注。

情况下，式(7-96)和(7-98)彼此十分相似，因为 z_{12} 和 z_{11} 分别同 $-y_{12}$ 和 y_{22} 相对应。我们首先详细讨论^图7-22(a)和式(7-96)，然后概略地叙述关于图7-22(b)和式(7-98)的综合方法。

由于 $R_0 = 1 \Omega$ ，式(7-96)变成

$$H(s) = \frac{V_0}{V_i} = \frac{-y_{12}}{1+y_{22}} \quad (7-101)$$

因为 y_{12} 和 y_{22} 是分母相同的奇有理函数，让我们将它们写成

$$y_{12}(s) = \frac{n_{12}(s)}{d_{22}(s)} \quad \text{和} \quad y_{22}(s) = \frac{n_{22}(s)}{d_{22}(s)} \quad (7-102)$$

倘若 $d_{22}(s)$ 为偶多项式， $n_{12}(s)$ 和 $n_{22}(s)$ 就是奇多项式，如果 $d_{22}(s)$ 为奇多项式， $n_{12}(s)$ 和 $n_{22}(s)$ 便是偶多项式。

将式(7-102)代入(7-101)式中，我们得到

$$H(s) \triangleq \frac{A(s)}{B(s)} = -\frac{n_{12}(s)}{n_{22}(s)+d_{22}(s)} \quad (7-103)$$

由(7-103)式，我们看出 $A(s)$ 是 y_{12} 的分子，所以它不是奇多项式便是偶多项式。此外，还看出 $B(s)$ 是LC策动点导纳函数 $y_{22}(s)$ 的分子与分母的和。根据定理4-4知， $B(s)$ 是霍尔维兹多项式。这意味着图7-22(a)和(b)只能实现这样的传递函数，它的分子可以是奇次或偶次多项式，分母一定是霍尔维茨多项式，即

$$H(s) = \frac{A(s)}{B(s)} = \frac{M_1(s)}{M_2(s)+N_2(s)} \quad (7-104)$$

或

$$H(s) = \frac{A(s)}{B(s)} = \frac{N_1(s)}{M_2(s)+N_2(s)} \quad (7-105)$$

式中 $M_1(s)$ 和 $M_2(s)$ 是偶次多项式, $N_1(s)$ 和 $N_2(s)$ 是奇次多项式, $B(s) = M_2(s) + N_2(s)$ 是霍尔维茨多项式。

我们首先研究 (7-104) 式, 将 $H(s)$ 写成

$$H(s) = \frac{M_1(s)/N_2(s)}{[M_2(s)/N_2(s)] + 1} \quad (7-106)$$

由式 (7-106) 和 (7-101) 鉴别出

$$y_{12}(s) = -\frac{M_1(s)}{N_2(s)} \quad (7-107)$$

和

$$y_{22}(s) = \frac{M_2(s)}{N_2(s)} \quad (7-108)$$

类似地, 如果 $H(s)$ 由式 (7-105) 给出, 那末 $H(s)$ 可写成

$$H(s) = \frac{\frac{N_1(s)}{M_2(s)}}{1 + \frac{N_2(s)}{M_2(s)}} \quad (7-109)$$

比较式 (7-109) 和 (7-101), 我们得到

$$y_{12}(s) = -\frac{N_1(s)}{M_2(s)} \quad (7-110)$$

和

$$y_{22}(s) = \frac{N_2(s)}{M_2(s)} \quad (7-111)$$

所以, 实现电压比传递函数的问题归结为同时实现 $y_{22}(s)$ 和

$Y_{12}(s)$ 的问题。⁽²⁾ 如果给定 $A(s)$ 是

$$A(s) = ks^m \quad (7-112)$$

那末 § 7-1-2 和 § 7-1-3 中叙述的方法可解决同时实现 $Y_{12}(s)$ 和 $Y_{22}(s)$ 的问题。

例 7-12 用终端^端接 1Ω 负载电阻器的无损耗双口网络实现

$$H(s) \triangleq \frac{V_0}{V_i} = \frac{1}{s^2 + s + 1} \quad (7-113)$$

解: 因为 (7-113) 式 $H(s)$ 的分子是偶次多项式, $H(s)$ 具有式 (7-104) 的形式。根据式 (7-106), 将 $H(s)$ 写成

$$H(s) = \frac{1}{s + (s^2 + 1)} = \frac{1/s}{1 + [(s^2 + 1)/s]} \quad (7-114)$$

对照 (7-101) 式和 (7-114) 式中对应的项, 识别出

$$Y_{12} = -\frac{1}{s} \quad \text{和} \quad Y_{22} = \frac{s^2 + 1}{s} \quad (7-115)$$

$H(s)$ 所有的传输零点均位于 $s = \infty$, 所以我们用考尔一型电路实现 Y_{22} 。这需要将 $Y_{22}(s)$ 在 $s = \infty$ 展开连分式:

根据 (7-56) 式, 同时实现 $Y_{12}(s)$ 和 $Y_{22}(s)$ 等价于单独实现无损耗双口网络的电压比传递系数 $F(s)$, $F(s)$ 由下面式子决定对于 (7-104) 式

$$F(s) = -\frac{Y_{12}(s)}{Y_{22}(s)} = \frac{M_1(s)}{M_2(s)}$$

对于 (7-105) 式

$$F(s) = -\frac{Y_{12}(s)}{Y_{22}(s)} = \frac{N_1(s)}{N_2(s)}$$

注意, $F(s)$ 和 $H(s)$ 的传输零点要求是一样的, 这在实际上也讲通。因为实现 $H(s)$ 的电路与实现 $F(s)$ 的电路只相差一个电阻器。

$$y_{22}(s) = \frac{s^2 + 1}{s} = s + \frac{1}{s} \quad (7-116)$$

利用(7-116)式 $y_{22}(s)$ 实现(7-113)式的电路如图7-23所示。为了看清图7-23确实实现了电压比传递函数(7-113)式, 我们应用分压公式得到

$$V_o = \frac{1/(s+1)}{[1/(s+1)] + s} V_i$$

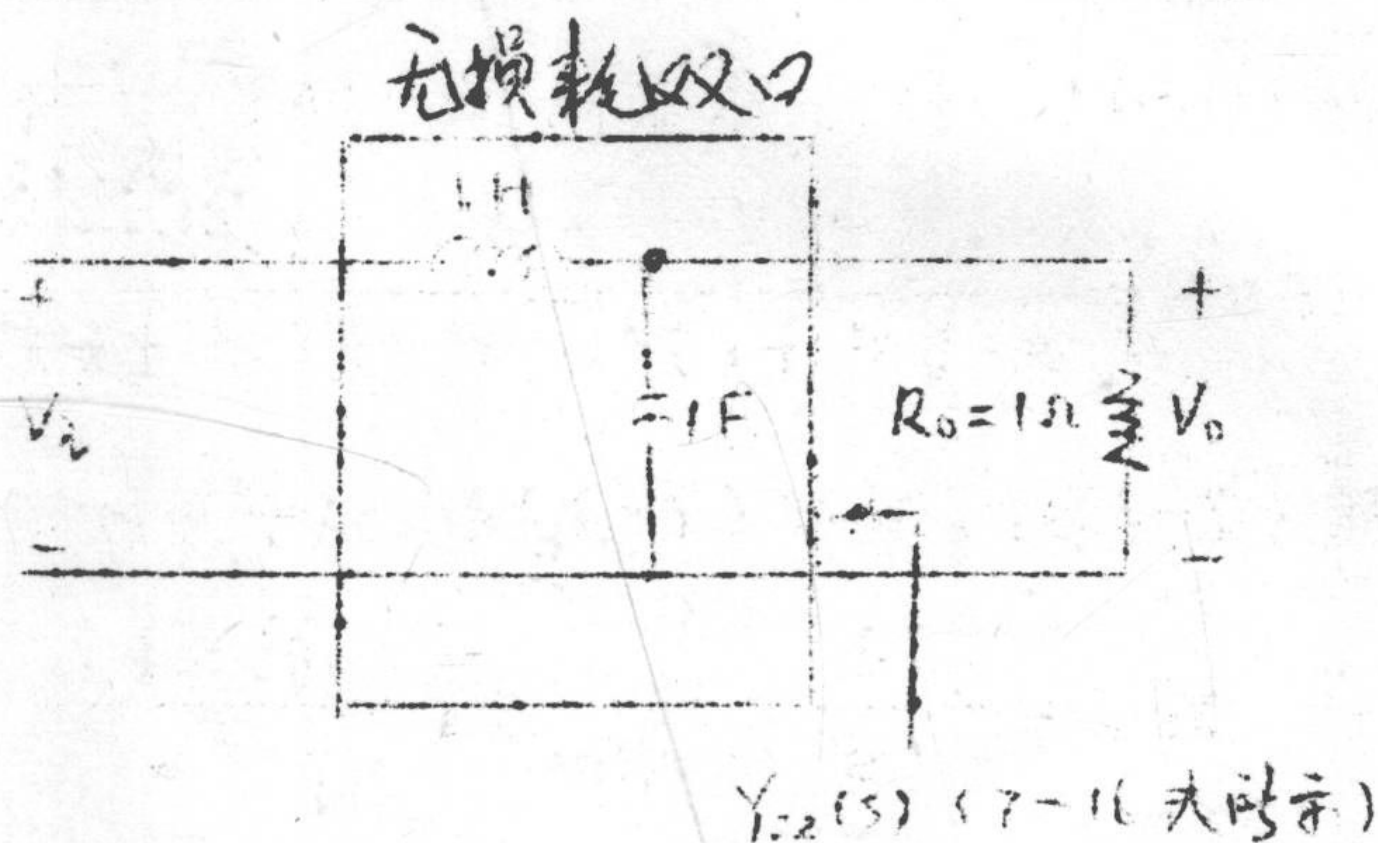


Fig 7-23 实现式(7-113) $H(s)$ 的电路

所以

$$H(s) = \frac{1}{s^2 + s + 1},$$

它正是希望实现的传递函数。注意, 若所有的传输零点均在 $s = \infty$, 应当用考尔一型电路实现 $y_{22}(s)$ 。

例7-13 用终端端接 1Ω 负载电阻的无损耗双口网络实现

$$H(s) \triangleq \frac{V_o}{V_i} = \frac{s^2}{s^2 + 3s + 1} \quad (7-117)$$

解: 和例7-12一样, 这一问题归结为同时实现

$$Y_{12}(s) = -\frac{s^2}{3s} = -\frac{s}{3} \text{ 和 } Y_{22}(s) = \frac{1+s^2}{3s} \quad (7-118)$$

(7-117) 式的传输零点全部落在 $s=0$ ，所以采用考尔二型电路实现式 (7-118) Y_{22} 。图 7-24 画出了实现 (7-117) 式的电路，图中 $Y_{22}(s)$ 在 $s=0$ 展开成

$$Y_{22}(s) = \frac{1}{3s} + \frac{1}{3/s} \quad (7-119)$$

为了说明图 7-24 中电路确实实现了所希望的函数，应用分压公式得到

$$V_o = \frac{\frac{1}{\frac{1}{3s} + 1}}{\frac{1}{\frac{1}{3s} + 1} + \frac{3}{s}} V_i = \frac{3s^2}{3s^2 + 3(3s+1)} V_i$$

所以

$$H(s) = \frac{s^2}{s^2 + 3s + 1}$$

确为所求



$Y_{22}(s)$ (7-119 式所示)

Fig 7-24 实现式 (7-117) $H(s)$ 的电路

例7-4 用终端端接 1Ω 负载电阻器的无损耗双口网络实现

$$H(s) = \frac{V_0}{V_i} = \frac{s}{s^3 + s^2 + 3s + 1} \quad (7-120)$$

解：本例中 $H(s)$ 的分子是奇次多项式，按照 (7-109)、(7-110) 和 (7-111) 三式，可以将 $H(s)$ 写成

$$\begin{aligned} H(s) &= \frac{s}{(s^2 + 1) + (s^3 + 3s)} \\ &= \frac{s}{s^2 + 1} \cdot \frac{1}{1 + \frac{s^3 + 3s}{s^2 + 1}} \end{aligned} \quad (7-121)$$

令 (7-121) 式和 (7-101) 式对应项相等，得到

$$y_{12} = \frac{s}{s^2 + 1} \quad \text{和} \quad y_{22} = \frac{s^3 + 3s}{s^2 + 1} \quad (7-122)$$

现在问题归结为同时实现 y_{12} 和 y_{22} 。因为在 $s = 0$ 点有一个传输零点、在 $s = \infty$ 点有两个传输零点，我们必须将考尔型电路结合起来使用。

一般来说，最好是先实现数量较少的那个传输零点后实现数量较多的另一个传输零点。所以，我们先实现 $s = 0$ 的单个传输零点。这要求我们将 $y_{22}(s)$ 在 $s = 0$ 处展开成部分连分式，直到电容器抽出来为止：

$$y_{22}(s) = \frac{s^3 + 3s}{s^2 + 1} = \frac{1}{(1/3s) + z_R(s)} \quad (7-123)$$

式中剩余阻抗函数 $z_R(s)$ 用考尔一型电路实现，产生出位于 $s = \infty$ 处的传输零点：

$$\begin{aligned}
 z_R(s) &= \frac{\Delta (2/3)s^2}{s^3 + 3s} = \frac{(2/3)s}{s^2 + 3} \\
 &= \frac{1}{\frac{3}{2}s + \frac{1}{\frac{2}{9}s}} \quad (7-124)
 \end{aligned}$$

按照 (7-123) 和 (7-124) 两式实现 $Y_{22}(s)$ ，从而实现传递函数 (7-120) 式的电路如图 7-25 所示

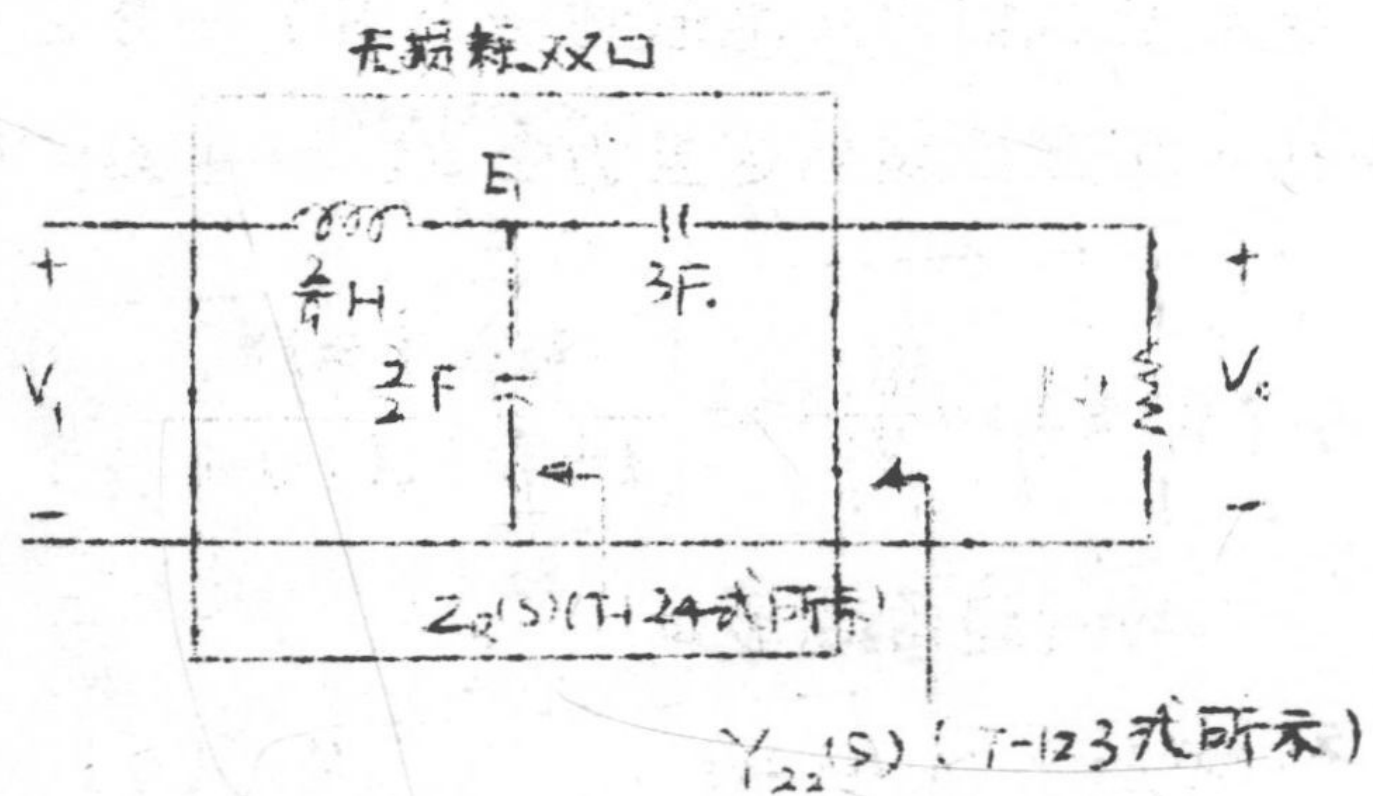


Fig 7-25 实现式 (7-120) 的电路

为了说明图 7-25 实现了传递函数 (7-120) 式，我们令 $V = 1$ 并对图中电路进行节点分析，得到方程式

$$\begin{bmatrix} \frac{9}{2s} + \frac{3}{2}s + 3s & -3s \\ -3s & 1 + 3s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_1 \\ V_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{9}{2s} \\ 0 \end{bmatrix}$$

所以，

$$\begin{aligned}
 V_0 &= \frac{\frac{27}{2}}{\left(\frac{9}{2}s + \frac{9}{2s}\right)(1+3s) - 9s^2} = \frac{\frac{27}{2}}{\frac{9}{2}s^2 + \frac{9}{2}s + \frac{27}{2} + \frac{9}{2s}} \\
 &= \frac{3s}{s^3 + s^2 + 3s + 1} \triangleq \hat{H}(s) \quad (7-125)
 \end{aligned}$$

因为 $V_i = 1$ ，所以式 (7-125) 给出的 $H(s)$ 便是图 7-25 中网络的传递函数。将 (7-125) 式和 (7-120) 式相比较，说明 $\hat{H}(s)$ 是 (7-120) 式中 $H(s)$ 的三倍，所以图 7-25 实现了希望的 $H(s)$ 。

现在让我们简短地叙述一下图 7-22 (b) 和式 (7-98) 的情况，为方便起见这里仍令 $R_i = 1 \Omega$ ，得到

$$H(s) = \frac{V_0}{V_i} = \frac{z_{12}(s)}{1+z_{11}(s)} \quad (7-126)$$

假定给出的传递函数形如

$$H(s) = \frac{A(s)}{B(s)} = \frac{M_1(s)}{M_2(s) + N_2(s)} \quad (7-127)$$

或

$$H(s) = \frac{A(s)}{B(s)} = \frac{N_1(s)}{M_2(s) + N_2(s)} \quad (7-128)$$

其中 $M_1(s)$ 和 $M_2(s)$ 是偶次多项式， $N_1(s)$ 和 $N_2(s)$ 是奇次多项式， $B(s) = M_2(s) + N_2(s)$ 是霍尔维茨多项式， $B(s) = M_2(s) + N_2(s)$ 是霍尔维茨多项式。如果给定的电压比传递函数形如 (7-127) 式，那末实现 (7-127) 的问题简化为同时实现



$$z_{11}(s) = \frac{M_2(s)}{N_2(s)} \quad \text{和} \quad z_{12}(s) = \frac{M_1(s)}{N_2(s)} \quad (7-129)$$

类似地，实现(7-128)式的 $H(s)$ 简化为同时实现

$$z_{11}(s) = \frac{N_2(s)}{M_2(s)}, \quad z_{12}(s) = \frac{N_1(s)}{M_2(s)} \quad (7-130)$$

实现方法和 § 7-1-2 中讨论的一样。

例 7-15 用图 7-22(b) 形式的电路实现

$$H(s) = \frac{V_0}{V_i} = \frac{1}{s^2 + s + 1} \quad (7-131)$$

解：因为分子是偶次多项式，应当用(7-127)和(7-129)两式。所以，我们将 $H(s)$ 写成

$$H(s) = \frac{1}{s + (s^2 + 1)} = \frac{1/s}{1 + \frac{s^2 + 1}{s}} \quad (7-132)$$

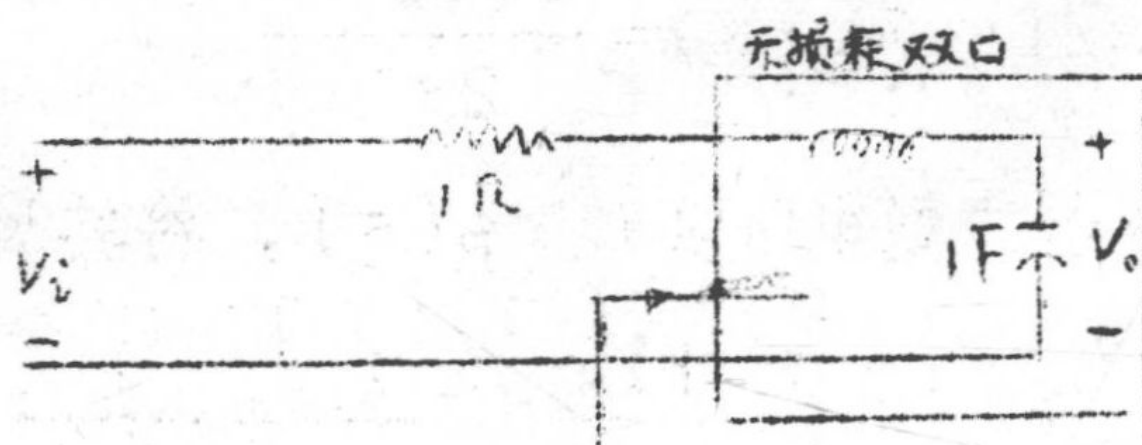
令(7-126)和(7-132)两式间对应项相等，得到

$$z_{11}(s) = \frac{s^2 + 1}{s}, \quad z_{21}(s) = \frac{1}{s} \quad (7-133)$$

因为全部传输零点都在 $s = \infty$ 点，我们用考尔一型电路实现 $z_{11}(s)$ 。这意味着将 $z_{11}(s)$ 在 $s = \infty$ 处展开：

$$z_{11}(s) = s + \frac{1}{s} \quad (7-134)$$

因而，实现传递函数 $H(s)$ (7-131)式的电路如图 7-26 所示



$z_{11}(s)$ (7-133 式所示)

Fig 7-26 实现式(7-131)的电路