

一种新的梯型有源带通滤波器 ——结合使用频变负阻嵌入法 和负阻抗变换器*

李文哲 胡筠
(北京邮电学院)

提 要

本文提出了一种新的椭圆函数梯型有源带通滤波器实现法。与同类方法相比较,具有使用运算放大器数量较少,降低电路功耗,电路调整容易的优点;同时还保持着梯型网络的低灵敏度特性。文中对基本支路的稳定性和产生的误差作了详细的分析,并用此方法实现了一个六阶带通电路。实验结果与理论分析相当吻合。

一、引 言

采用级联方法实现高阶 RC 有源滤波器,有通带元件灵敏度过高的缺点^[1]。故近几年来,无源梯型网络的有源模拟方式得到重视。Orchard^[2,3]曾阐明,双端终接电阻的 LC 梯型网络具有最低的通带元件灵敏度。按设计梯型无源 LC 滤波器的方法进行设计,并用有源方法模拟其元件,可得到接近 LC 滤波器的低灵敏度^[4]。

模拟电感是最直接的模拟方法,但模拟接地电感较易,模拟浮地电感则较复杂,使用元件数也较多^[5-8]。用频变负阻模拟,在有些情况下,如在低通滤波器中,可避免浮地元件^[9],较为简便。但在有些情况下,如在椭圆型带通滤波器中,如果在串臂中有电感电容串联体或并联体,就难以完全避免浮地元件。采用 GIC 嵌入法^[10,11],可以把电路转换成没有浮地元件的电路,但往往需要使用较多的运算放大器^[12],成本将增高。虽然随着集成电路的发展,运放成本会逐渐降低,但数量增多时,功耗增加,容易出现过度发热^[13],不利于集成,且噪声也随之增大。因此,在保持电路结构不变的同时,仍应力求减少使用的运放数。

通常一个广义导抗变换器(GIC)需要两个运放**,而一个负阻抗变换器(NIC)只需要一个运放,因此用 NIC 转换较为经济。但引入 NIC,必然要引入负元件。若运放特性不理想,则容易产生电路不稳定等麻烦。不过,如果我们选择好电路结构,是既可以做到节省运放数,从而得到低灵敏度高选择性的椭圆函数滤波器,又不致于使电路不稳定的。

* 1984年5月3日收到,1984年8月10日修改定稿。

** 也有使用单运放的 GIC^[18],但由于其质量不如双运放的好,使用也不如后者灵便,故应用较少。

一般的 GIC 标定变比为 $K^{\pm 1}(S) = k\left(\frac{S}{\omega_0}\right)^n$, ($n = 1, 2$); 可以把它推广为 $K^{\pm 1}(S) = k\left[1 + \left(\frac{S}{\omega_0}\right) + \left(\frac{S}{\omega_0}\right)^2 + \dots + \left(\frac{S}{\omega_0}\right)^n\right]$ 或者 $K^{\pm 1}(S) = k\left[1 + \left(\frac{\omega_0}{S}\right) + \left(\frac{\omega_0}{S}\right)^2 + \dots + \left(\frac{\omega_0}{S}\right)^n\right]$ 的多项式形式, 其中 k 为标定常量. 本文采用 $K(S) = k / \left(1 + \frac{S}{\omega_0}\right)$ 作为标定因子, 并为简便计, 令 $k = 1$, 则 $K(S) = \left(1 + \frac{S}{\omega_0}\right)^{-1}$. 文献 [14] 中则是用 $K(S) = \left(1 + \frac{\omega_0}{S}\right)$ 作为标定因子的.

二、电路变换

NIC 的构成示于图 1. $Y_2(S), Y_3(S)$ 为纯电阻时, 称为负阻抗变换器 (NIC). $Y_2(S), Y_3(S)$ 为 RC 元件时, 称为频变负阻抗变换器 (FDNIC).

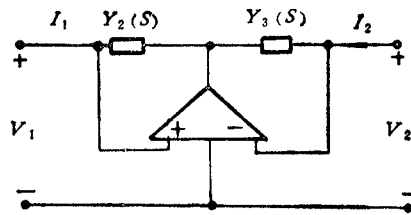


图 1 NIC(FDNIC)

用 $K(S) = \left(1 + \frac{S}{\omega_0}\right)^{-1}$ 作为标定因子, 对阻抗 $Z(S)$ 标定得表 1, 其中元件满足以下

表 1

$Z(S)$	$K(S)Z(S)$

关系:

$$\left. \begin{aligned} R_\alpha &= \omega_0 L, \\ R_\beta &= 1/\omega_0 C, \\ R_{\alpha\beta} &= \omega_0 L + 1/\omega_0 C, \\ R &= 1/\omega_0 C_r, \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

式中 ω_0 为归一化角频率.

图 2 电路为一个六阶椭圆函数梯型带通滤波器 (图中标出的是归一化元件值). 容易证明^[12], 电路中的每个阻抗用 $K(S)$ 标定后, 并不改变其任何一点的电

压传递函数. 用 $K(S)$ 标定的电路如图 3 所示, 根据表 1 和(1)式中的变换关系, 得到图 3 和图 2 中对应的参数值如下:

$$\left. \begin{aligned} -r_s &= r_s - \left(\alpha_1 + \frac{1}{\beta_1}\right), \quad r_{\alpha_1} = \alpha_1, \quad r_{\alpha_2} = \alpha_2, \quad -r_{22} = -\left(\alpha_2 + \frac{1}{\beta_2}\right), \\ r_{\alpha_3} &= \alpha_3, \quad -r_{33} = -\left(\alpha_3 + \frac{1}{\beta_3}\right), \quad r_{\alpha_4} = \alpha_4, \quad -r'_{44} = 2r_L - \left(\alpha_4 + \frac{1}{\beta_4}\right). \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

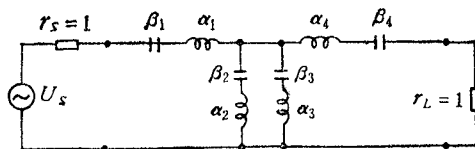


图 2 六阶椭圆函数带通滤波器

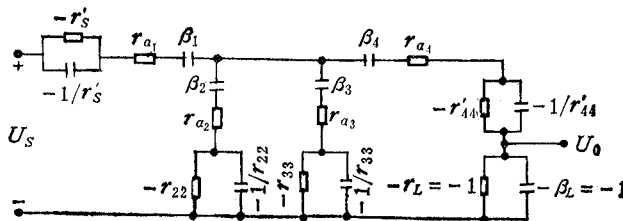


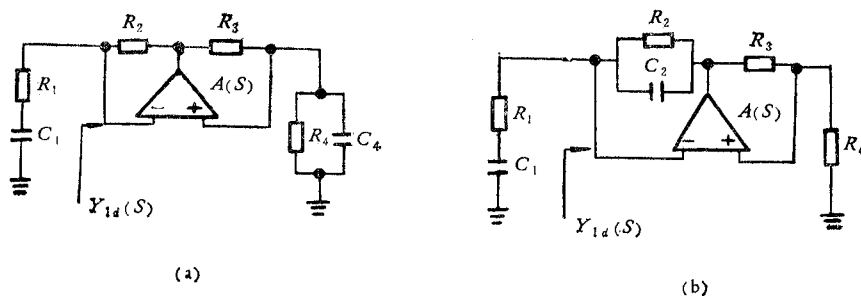
图 3 $K(s) = (1 + \frac{s}{\omega_0})^{-1}$ 的标定电路

电路中代替电感出现了负元件,这正是引入 NIC 或 FDNIC 使电路减少有源元件数的一个途径。应注意,变换过程中已把终端负载 r_s, r_L 考虑到 $-r'_s$ 和 $-r'_{44}$ 中去。由此,电路实现可归纳成以下步骤:

- (1) 用无源 LC 滤波器设计方法,求出 LC 滤波器原型。
- (2) 用 $K(s) = (1 + \frac{s}{\omega_0})^{-1}$ 对电路标定。
- (3) 对标定后的网络进行正、负元件子网络划分。
- (4) 在 +RC 元件子网络和 -RC 元件子网络的连接处分别用 NIC (或 FDNIC) 嵌入实现。

三、支路稳定性分析

不同于用 GIC 嵌入的方法,此处采用 NIC 或 FDNIC 作为基本变换器件。它们能



(a)

(b)

图 4 基本支路

(a) NIC 实现 (b) FDNIC 实现

否应用在具体电路中,关键在于电路的稳定性问题^[15-17].关于实变换系数和虚变换系数的 NIC 稳定性研究,文献[12]中已有结论.但关于具有复变换系数的 NIC 稳定性研究,尚需根据不同的电路结构具体分析.当以图 1 变换器实现图 3 电路时,我们分别以图 4 (a), (b) 作为基本支路进行稳定性分析.

1. NIC 支路稳定性分析 ($R_2 = R_3$) 由图 4 可得

$$Y_{1d}(S) = -\frac{Y_2 Y_4}{Y_3} \cdot \frac{1 - A^{-1}(S) \left(1 + \frac{Y_3}{Y_4}\right)}{1 + A^{-1}(S) \left(1 + \frac{Y_4}{Y_3}\right)}. \quad (3)$$

设运放采用单极点模型,则 $A(S) = -\frac{GB}{S + \omega_a}$; 而 GB 为运放单位增益带宽乘积, ω_a 为运放开环 3dB 带宽 (rad/s).

定义 $\Delta(S) \triangleq Y_1 + Y_{1d}(S)$, 令 $\Delta(S) = 0$, 即

$$-\frac{1}{R_1 + \frac{1}{SC_1}} - (G_4 + SC_4) \frac{1 + \frac{S + \omega_a}{GB} \left(1 + \frac{G_3}{G_4 + SC_4}\right)}{1 - \frac{S + \omega_a}{GB} \left(1 + \frac{G_4 + SC_4}{G_3}\right)} = 0$$

或

$$a_3 S^3 + a_2 S^2 + a_1 S + a_0 = 0 \quad (4)$$

其中

$$\begin{aligned} a_3 &= \frac{R_1 C_1 C_4}{GB} + \frac{R_3 C_1 C_4}{GB}, \\ a_2 &= R_1 C_1 C_4 + \frac{C_1 R_1 (G_3 + G_4)}{GB} + \frac{C_4}{GB} + \frac{C_1}{GB} \left(1 + \frac{G_4}{G_3}\right) \\ &\quad + \frac{R_1 C_1 C_4 \omega_a}{GB} + \frac{R_3 C_1 C_4 \omega_a}{GB}, \\ a_1 &= R_1 C_1 G_4 + C_4 + \frac{G_3 + G_4}{GB} - C_1 + \frac{\omega_a C_4}{GB} + \frac{C_1 R_1 \omega_a (G_3 + G_4)}{GB} \\ &\quad + \frac{C_1 \omega_a}{GB} \left(1 + \frac{G_4}{G_3}\right), \\ a_0 &= G_4 + \frac{\omega_a (G_3 + G_4)}{GB}. \end{aligned}$$

设支路的等效串联谐振频率为 ω_∞ , 则 $\omega_\infty = \left(\frac{\omega_0}{R_1 C_1}\right)^{1/2}$. 由(1)式可推导出以下关系: R_4

$$= R_1 \left(1 + \frac{\omega_\infty^2}{\omega_0^2}\right), \quad C_4 = \frac{1}{R_1 \omega_0 \left(1 + \frac{\omega_\infty^2}{\omega_0^2}\right)}, \quad R_3 = R_4/2 \text{ (见后面的误差分析), 代入(4)式, 得}$$

$$\frac{1}{R_1} \left[\left(\frac{1}{GB \omega_\infty^2 \left(1 + \frac{\omega_\infty^2}{\omega_0^2}\right)} + \frac{1}{2GB \omega_\infty^2} \right) S^3 + \left(\frac{1 + \frac{3\omega_0}{GB}}{\omega_\infty^2 \left(1 + \frac{\omega_\infty^2}{\omega_0^2}\right)} + \frac{1}{GB \omega_0 \left(1 + \frac{\omega_\infty^2}{\omega_0^2}\right)} \right) \right]$$

$$\begin{aligned}
 & + \frac{3\omega_0}{2GB\omega_\infty^2} + \frac{\omega_a}{GB\omega_\infty^2 \left(1 + \frac{\omega_\infty^2}{\omega_0^2}\right)} + \frac{\omega_a}{2GB\omega_\infty^2} \Big) S^2 + \left(\frac{3}{GB \left(1 + \frac{\omega_\infty^2}{\omega_0^2}\right)} \right. \\
 & + \frac{\omega_a}{GB\omega_0 \left(1 + \frac{\omega_\infty^2}{\omega_0^2}\right)} + \frac{3\omega_0\omega_a}{\omega_\infty^2 \left(1 + \frac{\omega_\infty^2}{\omega_0^2}\right)} + \frac{3\omega_0\omega_a}{2GB\omega_\infty^2} \Big) S \\
 & \left. + \frac{1}{1 + \frac{\omega_\infty^2}{\omega_0^2}} + \frac{3\omega_a}{GB \left(1 + \frac{\omega_\infty^2}{\omega_0^2}\right)} \right] = 0.
 \end{aligned}$$

$\Delta(S)$ 的根随 ω_∞ 变化的轨迹如图 5(a) 所示。

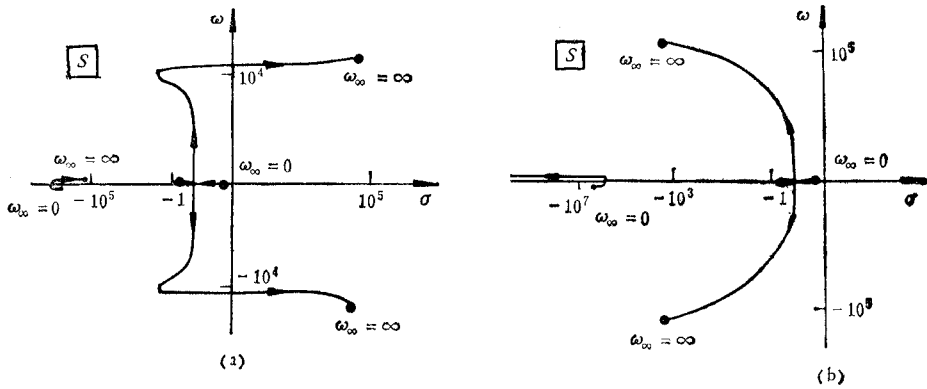


图 5 基本支路根轨迹图

(a) NIC (b) FDNIC

$$GB = 2\pi \times 10^6 \text{rad/s}, \omega_0 = 2\pi \times 2000 \text{rad/s}, \omega_a = 100 \text{rad/s}$$

2. FDNIC 支路稳定性分析 ($R_2 = R_3$) 与前同理, 由 (1) 式可得以下关系: $R_1 C_1 = \frac{\omega_0}{\omega_\infty^2}$, $R_4 = R_1 \left(1 + \frac{\omega_\infty^2}{\omega_0^2}\right)$, $C_2 = \frac{1}{R_1 \omega_0 \left(1 + \frac{\omega_\infty^2}{\omega_0^2}\right)}$, $R_3 = R_4$ (见后面的误差分析)。令 $\Delta(S)$

$= 0$, 得

$$\begin{aligned}
 & \left[\frac{2}{GB\omega_\infty^2} s^3 + \left(\frac{1}{\omega_\infty^2} + \frac{4 \left(\frac{\omega_0}{\omega_\infty^2} + \frac{1}{\omega_0} \right)}{GB} + \frac{2\omega_a}{GB\omega_\infty^2} \right) s^2 + \left(\frac{2}{GB} \right. \right. \\
 & \left. \left. + \frac{4\omega_a \left(\frac{\omega_0}{\omega_\infty^2} + \frac{1}{\omega_0} \right)}{GB} \right) s + 1 + \frac{2\omega_a}{GB} \right] = 0.
 \end{aligned}$$

$\Delta(S)$ 的根随 ω_∞ 变化的轨迹如图 5(b) 所示。

以上稳定性分析说明, 从电路的局部稳定性 (即支路稳定性) 来说, FDNIC 法优于 NIC 法, 当 ω_∞ 变化时, 前者的根总是在左半平面, 绝对稳定; 而后的根, 随着 ω_∞ 的增大, 会从左半平面转移到右半平面。虽然后者的局部稳定性不如前者, 但在有源滤波器实际

使用的频率范围内, ω_∞ 不会很高, 而且在设计椭圆函数滤波器时, 滤波器的过渡带越陡, ω_∞ 越接近中心频率, 支路一般总是稳定的. 在下面给出的设计例子中, 通过计算得知每个支路都是稳定的, 即它们对应 $\Delta(S)$ 的根都在左半平面. 由实验可知总体电路也是稳定的. 关于总体电路的稳定性条件, 我们将另文分析. 容易证明, 在分析基本支路的稳定性时, 若把运放的正、负输入端倒相, 得出 $\Delta(S)$ 的简化式不是霍氏多项式, 即局部不稳定. 这在实验中也得到证实.

四、误差分析

文中的变换方法引入了 NIC 和 FDNIC 作为基本的变换器件, 由于运放的不理想特性(如有限的单位增益带宽乘积 GB), 必然会给电路的嵌入模拟带来误差. GB 越小, 误差越大. 事实上, 这种误差不仅与运放本身的参数有关, 而且与连接的外部电路的参数有关. 基本支路中的 R_2, R_3, C_2 是外部自由参数, 只要它们之间满足一定的比例关系, 其值是可以按需要选取的. 但从下面的分析看出, 当运放不理想时, 选取不同的自由参数, 对支路的误差有较大的影响.

由图 4 和(3)式, 定义相对误差函数 $|N(S)|$:

$$|N(S)| \triangleq \left| \frac{-(Y_2 Y_4 / Y_3) - Y_{1d}(S)}{Y_{1d}(S)} \right| = \left| \frac{A^{-1}(S) \left(2 + \frac{Y_3}{Y_4} + \frac{Y_4}{Y_3} \right)}{1 - A^{-1}(S) \left(1 + \frac{Y_3}{Y_4} \right)} \right|. \quad (5)$$

为分析方便起见, 用归一化参数表示 $|N(S)|$, 且 $A(S) \triangleq -\frac{GB}{S}$.

对于图 4(a) 支路, 有

$$\begin{aligned} |N(j\Omega)| &= \left| \frac{\frac{2\Omega^2\lambda}{B}(1+\lambda) - j\frac{\Omega}{B}(1+2\lambda+\lambda^2(1-\Omega^2))}{\lambda\left(1-\frac{\Omega^2}{B}\right) + j\Omega\left(\lambda + \frac{1}{B}(1+\lambda)\right)} \right| \\ &= \Omega \left\{ \frac{\Omega^2}{B^2} [1 + \lambda(3+B) + \lambda^2(3+\Omega^2) + \lambda^3(1+\Omega^2)(1-B)]^2 \right. \\ &\quad \left. + \lambda^2 \left[1 - \frac{3\Omega^2}{B} + \lambda \left(1 - 2\Omega^2 - \frac{5\Omega^2}{B} \right) + \lambda^2 \left(1 - 3\Omega^2 - \frac{3\Omega^2}{B} + \frac{\Omega^4}{B} \right) \right]^2 \right\}^{1/2} / B \left\{ \lambda^2 \left(1 - \frac{\Omega^2}{B} \right)^2 + \Omega^2 \left[\lambda \left(1 + \frac{1}{B} \right) + \frac{1}{B} \right]^2 \right\}, \quad (6) \end{aligned}$$

$$\angle N(j\Omega) = \pi + \operatorname{tg}^{-1} \frac{B\lambda \left[1 - \frac{3\Omega^2}{B} + \lambda \left(1 - 2\Omega^2 - \frac{5\Omega^2}{B} \right) + \lambda^2 \left(1 - 3\Omega^2 - \frac{3\Omega^2}{B} + \frac{\Omega^4}{B} \right) \right]}{\Omega [1 + \lambda(3+B) + \lambda^2(3+\Omega^2) + \lambda^3(1+\Omega^2)(1-B)]}, \quad (7)$$

其中 $\Omega = \frac{\omega}{\omega_0}$, $B = \frac{GB}{\omega_0}$, $\lambda = \frac{g_4}{g_3} = \frac{\beta_4}{g_3}$.

对于图 4(b) 支路, 有

$$|N(j\Omega)| = |N(j\omega)| = \left| \frac{j \frac{\omega}{GB} \left(2 + \frac{G_3}{G_4} + \frac{G_4}{G_3} \right)}{1 + j \frac{\omega}{GB} \left(1 + \frac{G_3}{G_4} \right)} \right| = \left| \frac{-j\mu(2 + \lambda + \lambda^{-1})}{1 + j\mu(1 + \lambda^{-1})} \right|$$

$$= \frac{\mu(2 + \lambda + \lambda^{-1})}{[1 + \mu^2(1 + \lambda^{-1})^2]^{1/2}}, \quad (8)$$

$$\angle N(j\Omega) = \frac{3\pi}{2} - \operatorname{tg}^{-1} \frac{1}{\mu(1 + \lambda^{-1})}, \quad (9)$$

其中 $\mu = \frac{\omega}{GB} = \frac{\Omega}{B}$, $\lambda = \frac{G_1}{G_3} = \frac{g_1}{g_3}$.

(6), (8) 式表明, $|N(j\Omega)|$ 既是归一化频率 Ω 的函数, 又是电导比 λ 的函数. 我们选取不同点 Ω_i 时, 得出两组 $|N(j\Omega_i, \lambda)| - \lambda$ 曲线如图 6 所示. 比较这两组曲线可见, 当频率一定时, 选取不同的 λ 值, 误差大不相同. 无论是 NIC 支路, 还是 FDNIC 支路, 当

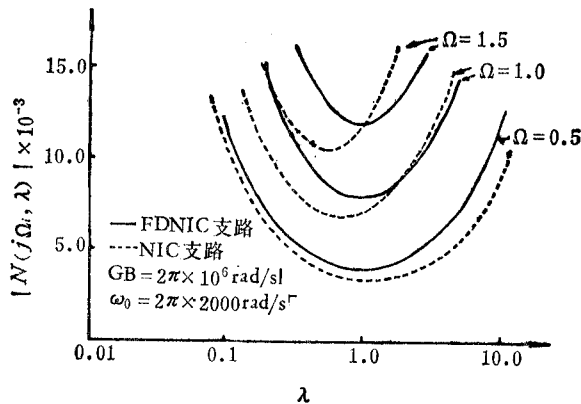


图 6 相对误差函数幅度特性曲线

λ 变化时都有一个最小误差值, 我们称这时的 λ 值为最小幅度误差参数. 显然, 在最小幅度误差参数条件下, NIC 支路要比 FDNIC 支路的误差小, 所以前者比后者优越. 另外应注意到, 此处讨论的仅是频率为某一个值时的情况, 在实际应用中频率大都不是单一的而有不同的分量. 对于不同的频率, 误差最小值所对应的 λ 值也不同, 如何选取 λ 值应根据具体情况而定. 一种比较简单的方法是取 λ 的平均值 (在所考虑的频率范围内); 另一种比较复杂的方法是取 λ 的加权平均值. 因为在实现带通滤波器时, 在通带边缘相位变化比较剧烈, 不理想因素引起的误差也最严重^[12], 所以采取加权平均时, 对误差较大的频率点取较大的加权因子. 如何选择加权因子是一个优化问题, 在此不作分析. 在稳定性分析中自由参数的选择是根据第一种方法, 以通带和上阻带某几点的误差最小为判据近似地选取的.

从误差分析来看, NIC 法要稍优于 FDNIC 法, 当归一化频率 Ω 在 0.5—1.5 之间变化时, 前者的最小幅度误差参数下的最大误差值为 1.06%, 而后者为 1.2%. 存在误差的结果是造成等效串联谐振回路的谐振频率偏低, 并且使谐振回路的 Q 值下降. 产生误差的

主要原因是运放的单位增益带宽乘积 GB 是有限的。具体表现是使等效串联谐振回路中的电感值增大。电感的相对误差与 GB 的一次方成反比。这个结论与用 GIC 模拟接地电感时的结论^[12]是一致的。

五、设计举例

在以上分析的基础上，我们设计了一个六阶椭圆函数梯型带通滤波器。中心频率 $f_0 = 2\text{kHz}$ ，带宽 $\Delta f = 400\text{Hz}$ (1810—2210Hz)，通带波动 $A_{\max} = 0.2803\text{dB}$ ，阻带衰减 $A_{\min} = 39.48\text{dB}$ 。原型带通电路同图 2，元件值列于表 2。实现的电路如图 7 所示。运放的型号为 F007C，元件偏差小于 5%，此时取 $\lambda = 0.5$ 。元件的设计和调整值列于表 3。

表 2 LC 带通电路元件

$R_s(\text{k}\Omega)$	10	$C_2(\text{nF})$	6.4701
$R_L(\text{k}\Omega)$	10	$L_3(\text{H})$	0.979
$L_1(\text{H})$	5.1	$C_3(\text{nF})$	12.495
$C_1(\text{nF})$	1.2415	$L_4(\text{H})$	5.1
$L_2(\text{H})$	0.507	$C_4(\text{nF})$	1.2415

表 3 RC 有源电路元件值

R	设计值(k Ω)	调整值(k Ω)	C	设计值(nF)	调整值(nF)
R'_s	118.18		C'_s	0.6734	
R_1	64.09		C_1	1.2417	
R_{10}	59.09		C_2	6.4701	
R_2	6.3686	6.273	C_{32}	4.2628	
R_{20}	9.334		C_3	12.495	
R_{22}	18.668		C_{33}	4.2628	
R_3	12.299	12.26	C_4	1.2417	
R_{30}	9.334		C'_{44}	0.7356	
R_{33}	18.668		C_L	7.9578	
R_4	64.09				
R_{40}	59.09				
R'_{44}	108.18				
R_L	10				

电路的理论和实测特性如图 8 所示。可见理论分析与实验结果是相当吻合的。

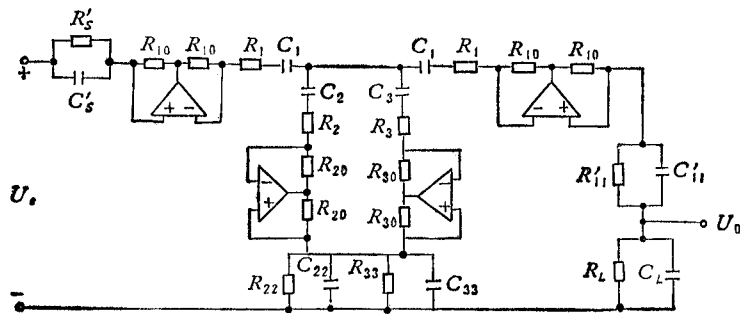


图 7 图 2 电路的有源实现(用 NIC)

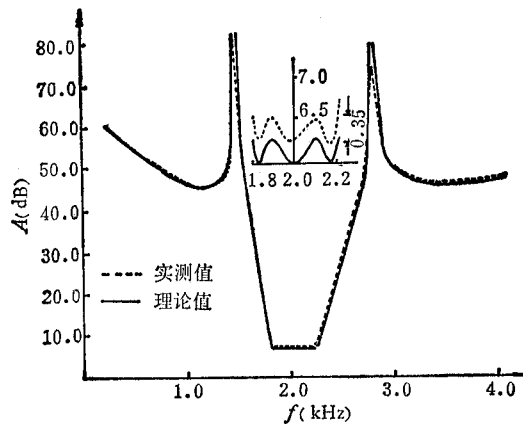


图 8 图 7 电路的幅频响应特性

六、结 论

本文提出了一种新的椭圆函数梯型带通电路的模拟法。与现有的方法相比较,它具有使用运放数量较少的优越性。我们分别比较了几种方法实现图 2 的六阶电路所使用的元件数量,结果列于表 4。此外,原型网络中的每个串联谐振回路都被变换成基本支路。这些支路在有源实现时可以单独调整;嵌入电路后,其自由参数还可微调;以使电路达到要求指标。由于这个方法完全是由无源梯型网络推导出来的,故可全部沿用无源梯型滤波器的设计图表,并且电路仍保持低灵敏度特性。

表 4 六阶带通不同实现方法元件数比较

	NIC 嵌入	FDNIC 嵌入	FDNR 法	GIC 嵌入
运放数	4	4	8	8
电容数	9	8	10	8
电阻数	17	17	12	12

文献[14]采用 $(1 + \frac{\omega_0}{S})$ 作标定因子,对模拟 LC 并联体较便利,但不利于模拟 LC 串联体. 在模拟并联体中,由于运放是非理想的,产生的并联损耗电阻是难于消除的. 用本文的标定法,模拟 LC 串联体是便利的,如果是非理想情况,产生的等效损耗电阻则可以与串联的元件合并或部分相消,所以易于调整. 文献[14]采用 FDNIC 嵌入,产生的误差比采用 NIC 时的大.

本文工作进行中,得到李远文同志的帮助,特别是在实验方面提出了有益的建议,在此表示感谢.

参 考 文 献

- [1] R. Schaumann, M. A. Soderstrand, K. R. Laker, Modern Active Filter Design, IEEE Press, Inc. New York, 1981.
- [2] H. J. Orchard, *Electron. Lett.*, **2**(1966), 224.
- [3] H. J. Orchard, *IEEE Trans. on CAS*, CAS-26 (1979), 293.
- [4] M. S. Ghauri and K. R. Laker, Modern Filter Design: Active RC and Switched Capacitor, Prentice-Hall, Inc., Englewood Cliffs, NJ, 1981.
- [5] Raj Senani, *Electron. Lett.*, **14** (1978), 828.
- [6] L. Q. The and T. Yanagisawa, *Proc. IEEE*, **65**(1977), 1071.
- [7] M. A. Reddy, *IEEE Trans. on CAS*, CAS-23 (1976), 171.
- [8] D. Patranabis, M. P. Tripathi and S. B. Roy, *ibid*, CAS-26 (1979), 892.
- [9] L. T. Bruton, *IEEE Trans. on CT*, CT-16 (1969), 406.
- [10] A. S. Sedra and P. O. Brakett, Filter Theory and Design: Active and Passive, Matrix Publishers, Inc., Portland, 1978, Sec. 11-4.
- [11] K. Martin and A. S. Sedra, *IEEE Trans on CAS*, CAS-24 (1977), 495.
- [12] L. T. Bruton, RC-Active Circuits Theory and Design, Prentice-Hall, Inc., Englewood Cliffs, New Jersey, 1980. 427, 448, 415, 147, 158.
- [13] 石桥幸男, 電子通信学会論文誌 **J60-A**(1977), 1089.
- [14] Esturo Hayahara, Active RC Filter Design Using Impedance Transformation, Proc. of ISCAS' 79, pp. 34—35.
- [15] J. D. Brownlie, *IEEE Trans. on CT*, CT-13 (1966), 98.
- [16] A. C. Davis, *ibid*, CT-15 (1968), 80.
- [17] Y. W. Li, F. Lin, Y. Hu and Y. Lou, A Novel Investigation on NIC, IEEE ISCAS' 84, Montreal, p. 642.
- [18] H. J. Orchard and A. N. Willson, Jr., *Electron. Lett.*, **10**(1974), 261.

A NEW LADDER-TYPE ACTIVE BANDPASS FILTER BY USE OF FDNR EMBEDDING AND NIC

Li Wenzhe, Hu Yun

(Beijing Institute of Posts and Telecommunications)

A new method of realizing elliptic ladder-type active bandpass filters is proposed. Comparing with the methods of the same category, it has the advantage of using fewer operational amplifiers, so the power consumption can be reduced. It also has the advantage of ease in adjustment. The low sensitivity property of ladder networks is maintained. The stability and the error of the fundamental circuits are analysed in detail. A sixth-order bandpass circuit is realized with this method and it shows that the experimental results agree pretty well with the theoretical design.