

多重帰還回路によるLCシミュレーション形 能動RCフィルタの構成法

正員 早原 悦朗[†] 正員 内匠 逸^{††}

Synthesis of Multifeedback Active Filters Based on the Simulation of LC Filters

Etsuro HAYAHARA[†] and Ichi TAKUMI^{††}, Members

あらまし 本論文は従来縦続構成法の基本区間に用いられてきた2次能動RCフィルタ回路を変形し多重帰還構造としたLCシミュレーション形能動RCフィルタの構成法を示すものである。原LCフィルタの節点方程式を求め、次に各節点電圧を既知の2次能動RC回路を変形した多入力回路でシミュレートして目的のフィルタ回路を得ている。元となる2次能動RC回路には本論文では従来広く知られているSallen-Key回路とFriendのSAB回路を用いた。これらの場合の回路の設計法は設計公式として表にまとめられている。次に本構成の素子感度は抵抗両終端形LCフィルタの低素子感度性をそのまま保ち、とくに薄膜ハイブリッドIC回路のようにR素子、C素子の相対誤差が少ない場合は非常に低素子感度である。最後に5次の連立チェビシェフ低域フィルタについて構成例および実験結果を示し、回路が理論通りに動作することを確かめた。

1. ま え が き

能動RCフィルタの構成法の中で古くから用いられているものに縦続構成法がある。これは実現すべき伝達関数を2次伝達関数の積に分解し、そのおのおのを能動RC回路で実現した後、それらを縦続接続する構成法である。この方法の特徴は回路設計が簡単で、回路素子数も比較的少ないため広く用いられているが、反面、素子感度はそれ程低くないので高次の伝送関数の実現には適さない。さてZentirmaiはもともと縦続構成に用いられていたBiquad回路を複数個用いて抵抗終端形LCフィルタの動作をシミュレートするように多重帰還構造に変形し、低素子感度フィルタが実現できることを示した⁽¹⁾。このことはBiquad回路を縦続構成に用いるよりも多重帰還形回路に用いる方が素子数はほとんどかわらないにもかかわらず低素子感度フィルタが実現できることを意味する。従ってBiquad回路にかぎらず従来よく知られている各種の2次能動RCフィルタ回路を多重帰還構造にし、LCシミュレーション

形フィルタを実現すれば比較的少ない素子数で低素子感度フィルタが実現できる^{(2),(3)}。この場合、回路設計は縦続構成にくらべてやや複雑になるが、一度設計法が確立すれば計算機を用いることによりそれ程面倒ではない。本論文はこのような多重帰還回路による能動RCフィルタの実現法を示すもので、従来縦続構成法に用いられていた2次伝送回路は回路を少し変形すれば本構成法に適用できることを示し、しかも素子数がほぼ同数であるにもかかわらず、本構成法の方が本質的に低素子感度であることをのべている。最後に実験例によっても本構成が理論通りに動作することを示している。

2. 回路構成の原理

線形素子で構成された回路の節点方程式は一般に

$$J = Y \cdot V \quad (1)$$

で与えられる。ここに $J = [J_1, \dots, J_n]^t$ は駆動電流ベクトル、 Y はアドミタンス行列、 $V = [V_1, \dots, V_n]^t$ は節点電圧ベクトルである。いま独立な入力電圧源が1個で $[J_1, \dots, J_n] = [EY_1, \dots, EY_n]$ の場合を考える。このとき式(1)は少し変形して次のように表わすことができる。

[†]名古屋工業大学工学部電気情報工学科, 名古屋市
Faculty of Engineering, Nagoya Institute of Technology,
Nagoya-shi, 466 Japan

^{††}沖電気工業株式会社基盤技術研究所, 東京都
Research Laboratory, Oki Electric Industry Co., Ltd., Tokyo,
108 Japan

$$V_k = \frac{\begin{bmatrix} EY_k - Y_{k,1}V_1 - \dots - Y_{k,k-1}V_{k-1} \\ -Y_{k,k+1}V_{k+1} - \dots - Y_{k,n}V_n \end{bmatrix}}{Y_{k,k}} \quad (2)$$

$$(k=1, 2, \dots, n)$$

ただし $Y_{i,j}$ は行列 Y の i, j 要素である。さて、入力電圧 $E, V_1, \dots, V_{k-1}, V_{k+1}, \dots, V_n$ に対し式(2)を満足する補助回路網 N_k ($k=1, \dots, n$) が実現できるものとして、それらを図1のように相互接続すれば全体の回路は式(1)を満足するから、原回路をシミュレートした回路になる。次に補助回路網 N_k について考える前に入力電圧 V_I 、出力電圧 V_O をもつ図2の回路を考えよう。図2の回路はさらに l 個の入力端子をもつ部分回路 N'_k と残りの部分にわけられ、 N'_k の節点方程式は

$$I' = y \cdot V' \quad (3)$$

で与えられるものとする。ここに $I' = [I'_1, \dots, I'_l]^t$ は駆動電流ベクトル、 y はアドミタンス行列、 $V' = [V'_1, \dots, V'_l]^t$ は端子電圧ベクトルである。 N'_k の出力電圧 V_O は定電圧制御電源からとり出されるものとする V_O は出力電流とは無関係に V'_1, \dots, V'_l によってきまり

$$V_O = K_1 V'_1 + \dots + K_l V'_l \quad (4)$$

で与えられる。さて図2より次式が成立する。

$$I' = y' \cdot (V_I - V') \quad (5)$$

ここに

$$y' = \begin{bmatrix} y_1 & & 0 \\ & \ddots & \\ 0 & & y_l \end{bmatrix}, \quad V_I = [V_1, \dots, V_l]^t$$

である。式(3)と式(5)より I' を消去すると

$$y' \cdot V_I = (y + y') \cdot V' \quad (6)$$

となる。これよりこの回路の出力電圧 V_O は

$$V_O = \frac{N}{D} V_I = \frac{\begin{bmatrix} y_1 (K_1 A_{1,1} + \dots + K_l A_{1,l}) + \dots \\ + y_l (K_1 A_{l,1} + \dots + K_l A_{l,l}) \end{bmatrix}}{D} V_I \quad (7)$$

で与えられる。

ただし $A_{i,j}$ はそれぞれ行列 $y + y'$ の行列式およびその余因子である。次に図2を少し変形した図3の

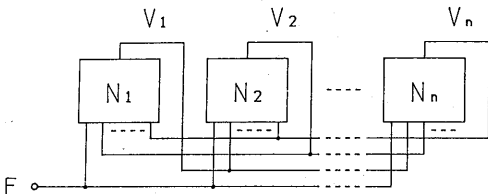


図1 多重帰還回路
Fig.1 Multifeedback circuit.

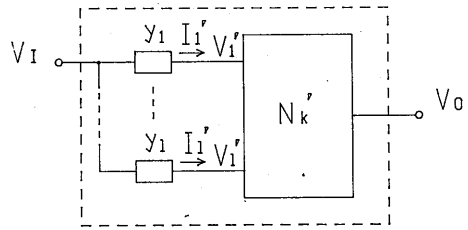


図2 補助回路 N_k
Fig.2 Subnetwork N_k .

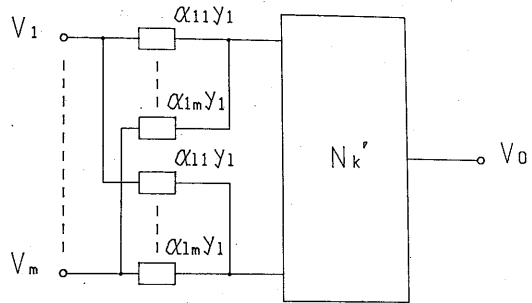


図3 N_k の変形回路
Fig.3 Modified circuit of N_k .

回路を考える。ここに $\alpha_{i,j}$ は

$$\alpha_{j,1} + \dots + \alpha_{j,m} = 1 \quad (j=1, \dots, l) \quad (8)$$

を満足する定数であり、 V_1, \dots, V_n のうちいくつかは零でもよいものとする。従って図3の回路は式(5)の V_I の代りに $V_a = [\alpha_{1,1}V_1 + \dots + \alpha_{1,m}V_m, \dots, \alpha_{l,1}V_1 + \dots + \alpha_{l,m}V_m]^t$ において計算すると V_O は

$$V_O = \frac{N_1}{D} V_1 + \dots + \frac{N_m}{D} V_m \quad (9)$$

ここで

$$N_i = \alpha_{1,i} y_1 (K_1 A_{1,1} + \dots + K_l A_{1,l}) + \dots + \alpha_{l,i} y_l (K_1 A_{l,1} + \dots + K_l A_{l,l}) \quad (10)$$

となる。このとき式(7), (8), (10)より

$$N_1 + \dots + N_m = N \quad (11)$$

が成立する。従って式(9)を満足するような多入力伝達関数を実現するにはまず式(11)を用いて得られた1入力伝達関数 N/D を実現し、この入力端子を式(8)を満足する適当な $\alpha_{1,1}, \dots, \alpha_{l,m}$ を用いて多入力とすれば希望の回路が得られることがわかる。

3. 抵抗両終端形 LC フィルタのシミュレーション

前章の方法の応用で最も重要なのは抵抗両終端 LC はしご形フィルタのシミュレーションによる低素子感

度フィルタの実現である。このとき、基本2次フィルタをどのような回路形式を採用するかで回路の素子感度、構成の容易さがきまる。従来よく知られている2次能動RCフィルタの中で本構成法に適用できるものにSallen-Key回路、FriendのSAB回路、Biquad回路などがあるが、本文ではSallen-Key回路およびSAB回路を用いた場合について説明する。

3.1 Sallen-Key回路による全極形伝達関数の実現

Sallen-Key回路⁽⁴⁾は回路構成が比較的簡単で低域通過形、高域通過形、帯域通過形および、ノッチ形の各伝達関数が実現できるが、このうちノッチ形はCRの素子数も多く設計もやや面倒なので、ここではまず図4の全極形低域フィルタをシミュレートする場合について考える。この回路の節点方程式は

$$\begin{bmatrix} G_0 E \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} sC_1 + G_0 + \frac{1}{sL_1} & -\frac{1}{sL_{1,2}} & & 0 & \dots \\ -\frac{1}{sL_{1,2}} & sC_2 + \frac{1}{sL_2} & -\frac{1}{sL_{2,3}} & & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & -\frac{1}{sL_{n-1,n}} & sC_n + G_0 + \frac{1}{sL_n} & & \dots \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ \vdots \\ V_n \end{bmatrix} \quad (12)$$

ただし

$$L_1 = L_{1,2}, \quad \frac{1}{L_k} = \frac{1}{L_{k-1,k}} + \frac{1}{L_{k,k+1}}, \quad L_n = L_{n-1,n} \quad (13)$$

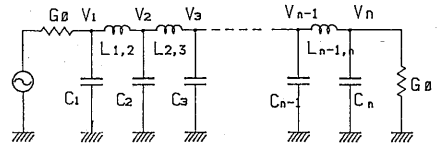
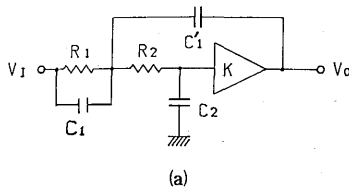


図4 全極形低域LCフィルタ
Fig.4 All-pole lowpass LC filter.

である。式(12)をかきかえると

$$V_1 = \frac{sG_0 L_1 E + V_2}{s^2 L_1 C_1 + sG_0 L_1 + 1} \quad (14a)$$

$$V_k = \frac{\frac{L_k}{L_{k-1,k}} V_{k-1} + \frac{L_k}{L_{k,k+1}} V_{k+1}}{s^2 L_k C_k + 1} \quad (k=2, \dots, n-1) \quad (14b)$$

$$V_n = \frac{V_{n-1}}{s^2 L_n C_n + sG_0 L_n + 1} \quad (14c)$$

となる。次に式(14a)~(14c)をシミュレートする回路を考える。図5(a)は変形Sallen-Key回路、図5(b)はこれを多入力形に変形した回路である。これらの回路の入力電圧に対する出力電圧は図5(a)の場合は

$$V_0 = \frac{K(sC_1 R_1 + 1) V_1}{s^2 (C_1 + C_1') C_2 R_1 R_2 + s \{ (1-K) C_1' R_1 + C_1 R_1 + C_2 R_1 + C_2 R_2 \} + 1} \quad (15a)$$

図5(b)の場合は

$$V_0 = \frac{\frac{KR_1}{R_a} V_a + \frac{KR_1}{R_b} V_b + sKC_c R_1 V_c}{s^2 (C_c + C_d) C_2 R_1 R_2 + s \{ (1-K) C_d R_1 + C_c R_1 + C_2 R_1 + C_2 R_2 \} + 1} \quad (15b)$$

$$\left(\frac{1}{R_1} = \frac{1}{R_a} + \frac{1}{R_b} + \frac{1}{R_d} \right)$$

である。次に図5(b)を用いて(14a)~(14c)をシミュ

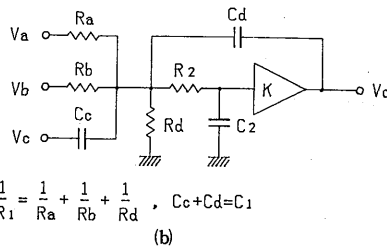


図5 Sallen-Key回路とその多入力化回路
Fig.5 Sallen-Key circuit and its multi-input circuit.

レートすることを考えよう。ただし $K=3, R_1=R_2=R, C_c+C_d=C_2=C$ (任意) とする。まず式 (14a) は $V_0=V_1, V_a=V_2, V_c=E$ において式 (15b) と比較すると、

$$R_a=3R, R_b=\infty, C_c=\frac{G_0 L_1}{3R}, RC=\sqrt{L_1 C_1} \quad (16)$$

となる。また式 (14b) は $V_0=V_k, V_a=V_{k-1}, V_b=V_{k+1}$ において式 (15b) と比較すると

$$\left. \begin{aligned} R_a &= \frac{3L_{k-1,k}}{L_k} R, R_b = \frac{3L_{k,k+1}}{L_k} R \\ C_c &= 0, RC = \sqrt{L_k C_k} \end{aligned} \right\} \quad (17)$$

となる。最後に式 (14c) は $V_0=V_n, V_a=V_{n-1}, V_c=0$ において式 (15b) と比較すると

$$R_a=3R, R_b=\infty, C_c=\frac{G_0 L_n}{3R}, RC=\sqrt{L_n C_n} \quad (18)$$

となる。以上の結果を総合して各素子の値は表 1 のように選ばれよいことがわかる。表 1 により素子値を決定した図 5 (b) の回路を図 1 のように相互接続すれば希望のフィルタ回路が実現できる。

3.2 SAB 回路による零点をもつ伝達関数の実現
伝達関数が有限周波数上に伝送零点をもつ LC フィルタは図 6 のような回路形式となり、その節点方程式は

$$\begin{bmatrix} G_0 E \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} sC_{1,1} + G_0 + \frac{1}{sL_{1,1}} & -\left(sC_{1,2} + \frac{1}{sL_{1,2}}\right) & \cdots \\ -\left(sC_{1,2} + \frac{1}{sL_{1,2}}\right) & sC_{2,2} + \frac{1}{sL_{2,2}} & \cdots \\ \cdots & \cdots & \cdots \\ 0 & \cdots & \cdots \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} \cdots & 0 \\ \cdots & \cdots \\ \cdots & \cdots \\ \cdots & \cdots \\ \cdots & sC_{n,n} + G_0 + \frac{1}{sL_{n,n}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ \vdots \\ V_n \end{bmatrix} \quad (19)$$

ただし

$$C_{k,k} = C_{k-1,k} + C_k + C_{k,k+1}, \quad \frac{1}{L_{k,k}} = \frac{1}{L_{k-1,k}} + \frac{1}{L_{k,k+1}} \quad (20)$$

で与えられる。式 (19) をかきかえると

$$V_1 = \frac{sG_0 L_{1,1} E + (s^2 L_{1,2} C_{1,2} + 1) V_2}{s^2 L_{1,1} C_{1,1} + sL_{1,1} G_0 + 1} \quad (21a)$$

$$V_k = \frac{\left[\frac{L_{k,k}}{L_{k-1,k}} (s^2 C_{k-1,k} L_{k-1,k} + 1) V_{k-1} + \frac{L_{k,k}}{L_{k,k+1}} \cdot (s^2 C_{k,k+1} L_{k,k+1} + 1) V_{k+1} \right]}{s^2 L_{k,k} C_{k,k} + 1} \quad (21b)$$

$$(k=2, 3, \dots, n-1)$$

$$V_n = \frac{(s^2 L_{n-1,n} C_{n-1,n} + 1) V_{n-1}}{s^2 L_{n,n} C_{n,n} + sL_{n,n} G_0 + 1} \quad (21c)$$

となる。次に式 (21a) ~ (21c) をシミュレートする回路を考える。この場合は基本 2 次フィルタに図 7 (a) の SAB 回路⁽⁵⁾を用いる。この回路の入力電圧 V_I に対する出力電圧 V_0 はオペアンプの利得を無限大とすると

$$V_0 = \frac{n_2 s^2 + n_1 s + n_0}{d_2 s^2 + d_1 s + d_0} V_I \quad (22)$$

ただし

表 1 設計公式(I)

k	V_0	V_a	V_b	V_c	R_a	R_b	R_d	C_c	R
1	V_1	V_2	-	E	$3R$	∞	$\frac{3}{2}R$	$\frac{G_0 L_1}{3R}$	$\frac{\sqrt{L_1 C_1}}{C}$
2, ..., n-1	V_k	V_{k-1}	V_{k+1}	-	$\frac{3L_{k-1,k}}{L_k} R$	$\frac{3L_{k,k+1}}{L_k} R$	$\frac{3}{2}R$	0	$\frac{\sqrt{L_k C_k}}{C}$
n	V_n	V_{n-1}	-	接地	$3R$	∞	$\frac{3}{2}R$	$\frac{G_0 L_n}{3R}$	$\frac{\sqrt{L_n C_n}}{C}$

(注) C は任意

$$\begin{aligned}
 n_2 &= C_1 C_2 G_c & (23a) \\
 n_1 &= G_c [C_1 G_1 + (C_1 + C_2)(G_2 + G_3)] - C_1 G_4 (G_a + G_b) \\
 &\quad - G_6 (C_1 + C_2)(G_a + G_b) & (23b) \\
 n_0 &= G_1 [G_c (G_2 + G_3) - G_6 (G_a + G_b)] & (23c) \\
 d_2 &= C_1 C_2 G_a & (23d) \\
 d_1 &= (C_1 + C_2)(G_a G_2 - G_b G_3) - C_1 G_1 G_b & (23e) \\
 d_0 &= G_1 (G_a G_2 - G_b G_3) & (23f) \\
 G_a &= G_c + G_d & (23g) \\
 G_1 &= G_4 + G_5 & (23h) \\
 G_3 &= G_6 + G_7 & (23i)
 \end{aligned}$$

である。図7(b)は図7(a)を多入力形に変形した回路である。このときの入力電圧 V_{I1} , V_{I2} に対する出力電圧 V_O は

$$V_O = \frac{\left[(n_{21}s^2 + n_{11}s + n_{01})V_{i1} + (n_{22}s^2 + n_{12}s + n_{02})V_{i2} \right]}{d_2 s^2 + d_1 s + d_0} \quad (24)$$

ただし

$$n_{2i} = C_1 C_2 G_{ci} \quad (25a)$$

$$\begin{aligned}
 n_{1i} &= G_{ci} [C_1 G_1 + (C_1 + C_2)(G_2 + G_3)] - C_1 G_{4i} \\
 &\quad \cdot (G_a + G_b) - G_{6i} (C_1 + C_2)(G_a + G_b) & (25b)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 n_{0i} &= G_1 [C_{ci} (G_2 + G_3) - G_{6i} (G_a + G_b)] & (25c) \\
 &\quad (i = 1, 2)
 \end{aligned}$$

$$G_a = G_d + G_{e1} + G_{e2} \quad (25d)$$

$$G_1 = G_{4,1} + G_{4,2} + G_5 \quad (35e)$$

$$G_3 = G_{6,1} + G_{6,2} + G_7 \quad (25f)$$

かつ d_2 , d_1 , d_0 はそれぞれ式(23d), (23e), (23f)で与えられる。各素子の値は式(21a)~(21c)を式(23d)~(23f), (25a)~(25f)を用いて、順次比較して、3.1でのべた方法と同様に順次求めることができる。いま、 $C_1 = C_2 = C$ とおき、かつ G_a , G_b , G_2 を任意に選ぶと残りの素子は表2のようなになる。表2により素子値を決定した図7(b)の回路を図1のように相互接続すれば希望のフィルタが実現できる。

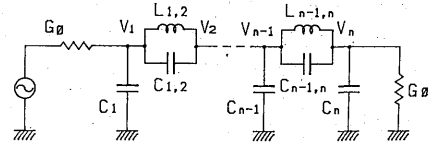
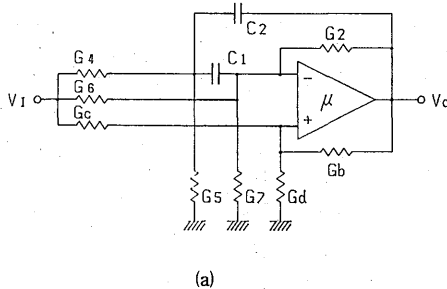


図6 伝送零点をもつ低域LCフィルタ
Fig.6 Lowpass LC filter with transmission zeros.

4. 素子変動の影響と実験結果

抵抗両終端形LCフィルタではリアクタンス素子の素子値の変動に対する振幅特性の変動はわずかであるが、リアクタンス素子の損失分に対する振幅特性の変動はかなり大きい。従ってLCシミュレーション形能動RCフィルタの構成においては、回路素子の変動はできるだけ原LCフィルタの損失分に対応しないようにしなければならない。図5(b)あるいは図7(b)の回路の出力電圧は式(15b)あるいは式(24)で与えられるが、いまこれを

$$\begin{aligned}
 V_O &= \frac{N(s, V_a, V_b, V_c)}{D(s)} \\
 &= \frac{N(s, V_a, V_b, V_c)}{\left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2 + \frac{1}{Q}\left(\frac{s}{\omega_0}\right) + 1} & (26)
 \end{aligned}$$

と表す。このとき Q (式(14b)あるいは式(21b)では無限大)の変動は原LCフィルタの各節点と接地点間の損失に対応するのでできるだけ Q の変動を少なくしなければならないが、 ω_0 の変動は原LCフィルタのインダクタンス分の変動に対応するので伝達関数への影響はそれ程大きくはならない。さて能動RCフィルタの素子変動にはRC素子の変動、オペアンプの直流利得、オペアンプの利得帯域幅積(GB積)の影響などが考えられる。このうち、通常のオペアンプの直流利

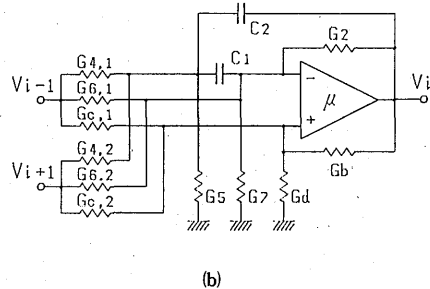


図7 SAB回路とその多入力化回路
Fig.7 SAB circuit and its multi-input circuit.

得は十分大きいので、無限大と考えてもほとんど問題ない。次にGB積の影響は一般に式(6)の分母多項式に3次の項を生じ、式(6)の分母多項式は

$$D(s) = a \left(\frac{s}{\omega_0} \right)^3 + \left(\frac{s}{\omega_0} \right)^2 + \frac{1}{Q} \left(\frac{s}{\omega_0} \right) + 1$$

となる。このとき3次の項は原RCフィルタの各節点と接地間にFDNRを生ずることに対応し、伝達関数へ与える影響はかなり大きいので、使用周波数帯域をGB積よりも十分低く、通常は0.1パーセント以下に制限する必要がある。最後にRC素子の変動の影響は原則的には従来よく知られている素子感度の計算方法を用いて量的に計算できるが、かなり複雑になるので

ここでは省略する。ただし次の点には注意する必要がある。いまフィルタを薄膜ハイブリッドIC回路のように回路内のR素子あるいはC素子の相対誤差はほとんど無視できる場合を考える。すなわちこの場合のR素子、C素子の素子変動はすべて等しいのでそれぞれ x_R パーセント、 x_C パーセントとする。このとき、 Q は無次元の値だから、RC素子の変動の影響はかならず打消し合い、 Q の変動は零パーセントである。これに対し ω_0 は周波数の次元をもつため、RC素子の変動の影響を受け、 ω_0 の変動は $-(x_R+x_C)$ パーセントとなる。さて、先にも述べたように本構成法によるフィルタの伝達関数は Q の変動の影響は受けやすいが ω_0

表2 設計公式(III)

i	1	2, 3, ..., n-1	n
G_1	$\frac{-rG_0 + \sqrt{r^2G_0^2 + 8rC_{1,1}/L_{1,1}}}{2C_{1,1}} C$	$\sqrt{\frac{2r}{L_{i,i}C_{i,i}}} C$	$\frac{-rG_0 + \sqrt{r^2G_0^2 + 8rC_{n,n}/L_{n,n}}}{2C_{n,n}} C$
G_3	$rG_2 - \frac{1}{2}G_1 - \frac{rG_0C}{2C_{1,1}}$	$rG_2 - \frac{1}{2}G_1$	$rG_2 - \frac{1}{2}G_1 - \frac{rG_0C}{2C_{n,n}}$
$G_{4,1}$	$\frac{r}{r+1} G_0 \frac{C}{C_{1,1}}$	$\frac{r}{r+1} \left(\frac{C_{i-1,i}G_1 + \frac{2C^2}{L_{i-1,i}C_{i,i}G_1} \right)$	$\frac{r}{r+1} \left(\frac{C_{n-1,n}G_1 + \frac{2C^2}{L_{n-1,n}C_{n,n}G_1} \right)$
$G_{4,2}$	$\frac{r}{r+1} \left(\frac{C_{1,2}}{C_{1,1}} G_1 + \frac{2C^2}{L_{1,2}C_{1,1}G_1} \right)$	$\frac{r}{r+1} \left(\frac{C_{i,i+1}}{C_{i,i}} G_1 + \frac{2C^2}{L_{i,i+1}C_{i,i}G_1} \right)$	0
G_5	$G_1 - G_{4,1} - G_{4,2}$	$G_1 - G_{4,1} - G_{4,2}$	$G_1 - G_{4,1}$
$G_{6,1}$	0	$\frac{r}{r+1} \left(\frac{C_{i-1,i}}{C_{i,i}} (G_2 + G_3) - \frac{C^2}{L_{i,i+1}C_{i,i}G_1} \right)$	$\frac{r}{r+1} \left(\frac{C_{n-1,n}}{C_{n,n}} (G_2 + G_3) - \frac{C^2}{L_{n-1,n}C_{n,n}G_1} \right)$
$G_{6,2}$	$\frac{r}{r+1} \left(\frac{C_{1,2}}{C_{1,1}} (G_2 + G_3) - \frac{C^2}{L_{1,2}C_{1,1}G_1} \right)$	$\frac{r}{r+1} \left(\frac{C_{i,i+1}}{C_{i,i}} (G_2 + G_3) - \frac{C^2}{L_{i,i+1}C_{i,i}G_1} \right)$	0
G_7	$G_3 - G_{6,2}$	$G_3 - G_{6,1} - G_{6,2}$	$G_3 - G_{6,1}$
$G_{c,1}$	0	$r \frac{C_{i-1,i}}{C_{i,i}} G_b$	$r \frac{C_{n-1,n}}{C_{n,n}} G_b$
$G_{c,2}$	$r \frac{C_{1,2}}{C_{1,1}} G_b$	$r \frac{C_{i,i+1}}{C_{i,i}} G_b$	0
G_d	$rG_b - G_{c,2}$	$rG_b - G_{c,1} - G_{c,2}$	$rG_b - G_{c,1}$

(注) $r, G_2, G_b, C_1=C_2=C$ は任意
 $V_{-1}=E, V_{n+1}=0$

の変動の影響は受けにくい。したがってQの変動より ω_0 の変動の影響を受けやすい縦続構成⁽⁶⁾にくらべ、本構成の方がRC素子の変動に対し本質的に低素子感度である。

(構成例)

図8は遮断周波数10 kHz, 通過域リップル0.3 dB, 阻止域減衰量50 dBの連立チェビシェフ低域フィルタである。この回路の節点方程式は

$$V_1 = \frac{15.06sE + (97.82s^2 + 1)V_2}{375.6s^2 + 15.06sE + 1}$$

$$V_2 = \frac{\left[0.5529(97.82s^2 + 1)V_1 + 0.4471(42.84s^2 + 1)V_3 \right]}{330.6s^2 + 1}$$

$$V_3 = \frac{(42.84s^2 + 1)V_2}{447.1s^2 + 18.62s + 1}$$

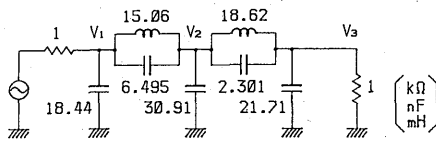


図8 5次連立チェビシェフLCフィルタ
Fig.8 Fifth-order elliptic lowpass LC filter.

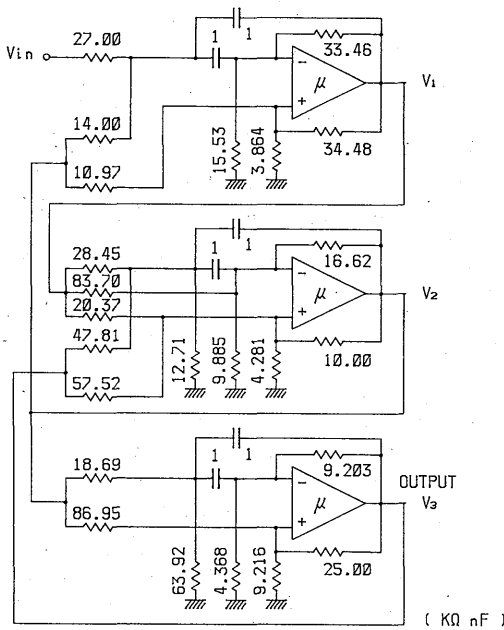


図9 図8の能動RC回路による実現
Fig.9 Realization of Fig.8 with an active RC circuit.

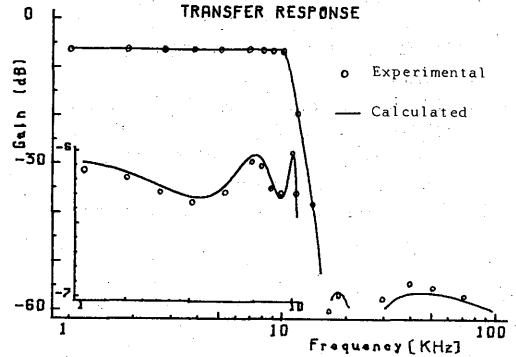


図10 実験結果
Fig.10 Experimental results.

となるから、これらをシミュレートする回路は図9のようになる。この回路を実際に構成し、その振幅特性を測定した結果を図10に示す。これよりこの回路はほぼ理論通りに動作していることがわかる。ただしRC素子の精度は0.5パーセント以内、オペアンプはLF356を用いた。なお、3.1でのべた全極形低域フィルタについても同様の実験を行い、回路が理論通り動作することも確めた。

5. む す び

多重帰還回路を用いたLCシミュレーション形能動RCフィルタの一構成法を示した。本構成法には2次能動RC回路を多入力形に変形した基本回路を用いるが、本論文では元となる2次能動RC回路にSallen-Key回路とSAB回路を用いた場合について設計法を示した。しかし、この他に従来発表されている2次能動RC回路形成の中には本構成に適用できるものもいくつかあるものと思われる。また素子感度についてはR素子、C素子の変動の相対値が少ない場合は非常に低素子感度であるが、そうでない場合やオペアンプのGB積に対してはかならずしも低素子感度ではないので、これらの場合についての検討が今後の課題である。

文 献

- (1) G. S. Zentirmai: "Synthesis of multiple feedback active filters", Bell Syst. Tech. J., 52, pp. 527-555 (April 1973).
- (2) 吉弘, 西原, 柳沢: "低感度能動およびデジタルフィルタ-LCはしご形回路の節点電圧シミュレーション", 信学論(A), J60-A, 7, pp. 661-668 (昭52-07).

- (3) 早原, 出口: “節点方程式あるいは網目方程式のシミュレーションによる能動RCフィルタの構成”, 信学論(A), J64-A, 9, pp.775-780 (昭56-09).
- (4) R. P. Sallen and E.L. Key: “A Practical Method of Designing RC Active Filters”, IRE Trans. Circ. Theory, CT-2, 1, pp.74-85 (March 1955).
- (5) J. J. Friend, C. A. Harris and D. Hilberman: “STAR: An Active Biquadratic Filter Section”, IEEE Trans. Circ. Syst., CAS-22, 2, pp.115-121 (Feb. 1975).
- (6) D. Hilberman: “An Approach to the Sensitivity and Statistical Variability of Biquadratic Filters”, IEEE Trans. Circ. Theory, CT-20, 4, pp.382-390 (July 1973).
- (昭和59年12月17日受付)
-