

ПРОЕКТИРОВАНИЕ ЭЛЕКТРОННЫХ ФИЛЬТРОВ МЕТОДОМ ПОДСХЕМ

В. Ф. Лисица, Ю. М. Калашников, Ю. В. Королев

Киев

Сложные радиоэлектронные цепи описываются матрицами большого порядка, в связи с чем трудно организовать вычислительный процесс нахождения их схемных функций даже при использовании ЭВМ. Для преодоления их вычислительных трудностей широко используется метод подсхем, когда сложная линейная схема расщепляется на многополюсные подсхемы [1] с минимальным количеством связей.

В качестве многополюсных подсхем можно рассматривать отдельные части, из которых обычно составляется блок-схема линейного устройства.

Каждую часть блок-схемы считаем подсхемой, описываемой соответствующей матрицей проводимости [1]. Таким образом, по известной блок-схеме устройства можно в дальнейшем составить матрицу всей схемы и найти требуемые схемные функции.

Считаем также, что блок-схема проектируемого электронного фильтра известна. Электронную часть схемы рассматриваем как отдельную подсхему. В отличие от косвенных методов синтеза [3], основанных на использовании отрицательных сопротивлений, ПОС (преобразователи отрицательного сопротивления), гираторов и других идеальных элементов, в качестве электронной части схемы выберем реальный широкополосный усилитель, схема которого может считаться достаточно отработанной.

Рассмотрим три типа блок-схем (рис. 1). В каждом случае электронный блок

представлен своей эквивалентной схемой, параметры которой считаются известными численно. Для каждой блок-схемы найдем передаточную функцию по напряжению $K(p)$.

Технические условия на проектируемые электронные фильтры должны обеспечить аппроксимацию их частотных, фазовых или переходных характеристик дробно-рациональной функцией комплексной частоты, с тем чтобы получить схемные функции, которые должны реализовать проектируемая цепь. Далее путем отождествления аппроксимирующей функции с соответствующей схемной функцией, полученной в символическом виде

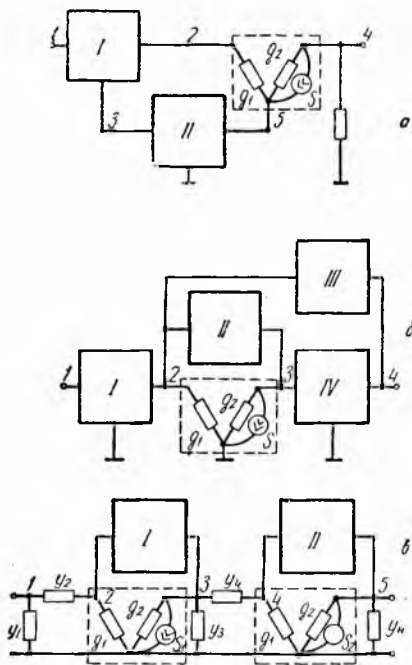


Рис. 1.

из анализа выбранной блок-схемы фильтра, составляются уравнения. Их решение дает возможность найти параметры отдельных подсхем, которые затем могут быть синтезированы известными методами [2, 3]. Наибольшая трудность при таком подходе состоит в правильном выборе блок-схемы, реализующей требуемые схемные функции, а также в решении системы уравнений, получаемых для параметров подсхем.

В качестве примера рассмотрим первую блок-схему (рис. 1, а). Матрицы подсхем I и II для нее записываются следующим образом [1]:

$$[Y_I] = \frac{1}{\Delta_{11,22}^I} \begin{bmatrix} \Delta_{22}^I & -\Delta_{21}^I & \Delta_{2(1+2)}^I \\ -\Delta_{12}^I & \Delta_{11}^I & \Delta_{1(2+1)}^I \\ \Delta_{(1+2)2}^I & \Delta_{(2+1)1}^I & \Delta_{(1+2)(2+1)}^I \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$[Y_{II}] = \frac{1}{\Delta_{33,55}^{II}} \begin{bmatrix} \Delta_{55}^{II} & -\Delta_{53}^{II} \\ -\Delta_{35}^{II} & \Delta_{33}^{II} \end{bmatrix} \quad (2)$$

С учетом (1) и (2) матрица проводимости всей блок-схемы рис. 1, а запишется так:

$$[Y] = \begin{array}{c|ccccc} & 1 & 2 & 3 & 4 & 5 \\ \hline 1 & \frac{\Delta_{22}^I}{\Delta_{11,22}^I} & -\frac{\Delta_{12}^I}{\Delta_{11,22}^I} & \frac{\Delta_{2(1+2)}^I}{\Delta_{11,22}^I} & & \\ 2 & -\frac{\Delta_{12}^I}{\Delta_{11,22}^I} & \frac{\Delta_{11}^I}{\Delta_{11,22}^I} + g_1 & \frac{\Delta_{1(2+1)}^I}{\Delta_{11,22}^I} & & -g_1 \\ 3 & \frac{\Delta_{(1+2)2}^I}{\Delta_{11,22}^I} & \frac{\Delta_{(2+1)1}^I}{\Delta_{11,22}^I} & \frac{\Delta_{(1+2)(2+1)}^I}{\Delta_{11,22}^I} + \frac{\Delta_{55}^{II}}{\Delta_{33,55}^{II}} & & -\frac{\Delta_{53}^{II}}{\Delta_{33,55}^{II}} \\ 4 & & S & & g_2 + G_H & -(S + g_2) \\ 5 & & -(g_1 + S) & -\frac{\Delta_{35}^{II}}{\Delta_{33,55}^{II}} & -g_2 & \frac{\Delta_{33}^{II}}{\Delta_{33,55}^{II}} + g_1 + g_2 + S \end{array} \quad (3)$$

Поскольку нагрузка включена в схему, то

$$K(p) = \frac{\Delta_{14}}{\Delta_{11}} =$$

$$= - \frac{g_1 g_2 \left(\frac{\Delta_{12}^I}{\Delta_{11,22}^I} \cdot \frac{\Delta_{35}^{II}}{\Delta_{33,55}^{II}} - \frac{\Delta_{11}^I}{\Delta_{11,22}^I} - \frac{\Delta_{12}^I}{\Delta_{11,22}^I} \cdot \frac{\Delta_{55}^{II}}{\Delta_{33,55}^{II}} - \frac{\Delta_{22}^I}{\Delta_{11,22}^I} \cdot \frac{\Delta_{35}^{II}}{\Delta_{33,55}^{II}} \right) +}{[g_H (S + g_1 + g_2) + g_1 - g_2] \left(\frac{\Delta_{55}^{II}}{\Delta_{33,55}^{II}} \cdot \frac{\Delta_{11}^I}{\Delta_{11,22}^I} + \frac{\Delta_{11}^I}{\Delta_{11,22}^I} \right) +} \dots >$$

$$\begin{aligned}
& + S \left(\frac{\Delta^I}{\Delta_{11,22}^I} \cdot \frac{\Delta_{33}^{II}}{\Delta_{33,55}^{II}} + \frac{\Delta_{33}^{II}}{\Delta_{33,55}^{II}} \cdot \frac{\Delta_{12}^I}{\Delta_{11,22}^I} - \frac{\Delta^I}{\Delta_{11,22}^I} \cdot \frac{\Delta_{35}^{II}}{\Delta_{33,55}^{II}} \right) - g_2 \frac{\Delta^I}{\Delta_{11,22}^I} \cdot \frac{\Delta_{35}^{II}}{\Delta_{33,55}^{II}} \dots > \\
& + g_H g_1 g_2 \left(\frac{\Delta_{55}^{II}}{\Delta_{33,55}^{II}} + \frac{\Delta_{11}^I - 2\Delta_{12}^I + \Delta_{22}^I}{\Delta_{11,22}^I} \right) + (g_2 + g_H) \left(\frac{\Delta_{33}^{II}}{\Delta_{33,55}^{II}} \cdot \frac{\Delta^I}{\Delta_{11,22}^I} + \right. \\
& < \dots < \dots > \\
& + g_1 \frac{\Delta_{33}^{II}}{\Delta_{33,55}^{II}} \cdot \frac{\Delta_{11}^I - 2\Delta_{12}^I + \Delta_{22}^I}{\Delta_{11,22}^I} + \frac{\Delta_{11}^I}{\Delta_{11,22}^I} \cdot \frac{\Delta_{33}^{II}}{\Delta_{33,55}^{II}} + g_1 \frac{\Delta_{35}^{II}}{\Delta_{33,55}^{II}} + \\
& < \dots < \dots > \\
& + g_1 \frac{\Delta_{35}^{II}}{\Delta_{33,55}^{II}} \cdot \frac{\Delta_{22}^I}{\Delta_{11,22}^I} - g_1 \frac{\Delta_{35}^{II}}{\Delta_{33,55}^{II}} \cdot \frac{\Delta_{11}^I}{\Delta_{11,22}^I} \Big) + S g_H \frac{\Delta_{35}^{II}}{\Delta_{33,55}^{II}} \cdot \frac{\Delta_{11}^I}{\Delta_{11,22}^I} \quad (4)
\end{aligned}$$

где

$$\begin{aligned}
\Delta^I &= \frac{\Delta_{11}^I \Delta_{22}^I - (\Delta_{12}^I)^2}{\Delta_{11,22}^I}, \\
\Delta^{II} &= \frac{\Delta_{33}^{II} \Delta_{55}^{II} - (\Delta_{35}^{II})^2}{\Delta_{33,55}^{II}}. \quad (4a)
\end{aligned}$$

Для блок-схемы рис. 1, б и рис. 1, в выражения для $K(p)$ приведены в приложении I. Поскольку $K(p)$ для каждой блок-схемы выражены как функции параметров пассивных подсхем, то определители и алгебраические дополнения обладают следующими свойствами [1, 4, 5]*:

$$\begin{aligned}
\Delta_{ij} &= \Delta_{ji}, \\
\Delta_{ij} \in \Delta_{ii}; \quad \Delta_{ij} \in \Delta_{jj}, \\
\Delta_{ij} &= \Delta_{ii} \cap \Delta_{jj}, \\
\Delta_{ii} &= \frac{\partial \Delta}{\partial y_{i0}}; \quad \Delta_{ii, jj} = \frac{\partial^2 \Delta}{\partial y_{i0} \partial y_{j0}}, \quad (5)
\end{aligned}$$

где символ $\cap$ означает, что из множеств элементов, стоящих справа и слева, выбираются только общие; y_{i0} — проводимость между i -м узлом и базисным.

Кроме того, в числителе и знаменателе $K(p)$ стоят отношения алгебраических дополнений, имеющие вполне определенный физический смысл.

Действительно, $\frac{\Delta_{ii}}{\Delta_{ii, jj}}$ представляет собой функцию входной (выходной) проводимости при закороченном на базисный узле i . Для пассивных схем эта функция является отношением двух полиномов комплексной частоты p . Степень полинома знаменателя равна или на единицу меньше степени полинома числителя. Для RC -схем корни полиномов числителя и знаменателя простые, вещественные и чередуются, причем наименьший по абсолютной величине принадлежит числителю [4].

Отношения вида $\frac{\Delta_{ij}}{\Delta_{ii, jj}}$ (приложение I) представляют собой продольные проводимости от i -го узла к j -му при закороченном на базисный j -м узле. Функции продольной проводимости для пассивных RC -схем

* Δ_{ii} , Δ_{ij} и т. д. рассматриваются здесь как некоторые множества субдеревьев.

являются рациональной дробью, у которой степень полинома знаменателя не превышает степени полинома числителя, корни знаменателя простые, вещественные и отрицательные [4].

В выражения для $K(p)$ входит также Δ^k — определитель матрицы параметров пассивной подсхемы. Его можно представить в виде полинома от комплексной частоты p [4], степень которого для RC -схем равна рангу матрицы $[C]$. Все отличные от нуля коэффициенты этого полинома положительны и расположены подряд по степеням p . Корни данного полинома вещественны и неположительны, причем кратность нулевого корня равна дефекту матрицы $[G]$.

Рассмотренные свойства известны как условия физической осуществимости и будут использованы при решении вопроса о возможности реализации заданной схемой функции той или иной блок-схемой.

Для синтеза подсхем необходимо найти описывающие их алгебраические дополнения в виде полиномов комплексной частоты, т. е. следует определить коэффициенты полиномов вида

$$\begin{aligned}\Delta^k &= \lambda_{\mu}^k p^{\mu} + \lambda_{\mu-1}^k p^{\mu-1} + \dots + \lambda_0^k, \\ \Delta_{ij}^k &= \lambda_{\mu}^{ij} p^{\mu} + \lambda_{\mu-1}^{ij} p^{\mu-1} + \dots + \lambda_0^{ij}, \\ \Delta_{ii, jj}^k &= \lambda_{\mu}^{ii, jj} p^{\mu} + \lambda_{\mu-1}^{ii, jj} p^{\mu-1} + \dots + \lambda_0^{ii, jj},\end{aligned}\quad (6)$$

где

$k =$	I	II	III	IV
μ	x	y	z	ξ
λ	a	b	c	α

Свойства (5) остаются справедливыми и для коэффициентов при одинаковых степенях p , соответствующих определителей и алгебраических дополнений. Подставим (6) в выражения для $K(p)$, предварительно избавившись от дробей в числителе и знаменателе. Тогда получим соотношения, представленные в приложении II, где для соотношения 1) $i + j = n$; $i(j) \leq x(y)$; $0 \leq n \leq x + y$. Аналогичные обозначения введены для соотношений 2) и 3). Несмотря на то, что формулы приложения II сложные, их анализ необходимо выполнить в общем виде, чтобы выяснить возможность реализации заданной схемой функции той или иной блок-схемой.

Если корни полиномов числителя и знаменателя можно расположить в любой точке на комплексной плоскости (схема, разумеется, должна оставаться устойчивой), то реализуются любые численные значения коэффициентов полиномов. Алгебраические дополнения и определители пассивных подсхем связаны рассмотренными свойствами. Чтобы исследовать возможность получения требуемых численных значений коэффициентов при степенях p , будем изменять параметр S , характеризующий усилительные свойства электронной части схемы. При $S = 0$ вся схема становится пассивной, а коэффициенты числителя по абсолютной величине не больше, чем соответствующие им коэффициенты знаменателя [4]. При изменении S от 0 до ∞ знаки коэффициентов полиномов в числителе и знаменателе изменяются так, как показано в таблице (знаки при

S -выбраны в соответствии с направлением зависимых источников, изображенных на рис. 1).

Блок-схема	Знаки коэффициентов при:	$S = S_1 = 0$	$S = S_1 \rightarrow \infty$	$S_2 = 0$	$S_2 \rightarrow \infty$	$S_1 = 0, S_2 = 0$	$S_1 \rightarrow \infty, S_2 \rightarrow \infty$
Рис. 1, а	Числитель	+	-				
	Знаменатель	+	+				
Рис. 1, б	Числитель	+	-				
	Знаменатель	+	+				
Рис. 1, в	Числитель	$\begin{matrix} + \\ \text{при } S_2 \rightarrow \\ \rightarrow \infty \end{matrix}$ -	$\begin{matrix} - \\ \text{при } S_2 \rightarrow \\ \rightarrow \infty \end{matrix}$ +	$\begin{matrix} + \\ \text{при } S_1 \rightarrow \\ \rightarrow \infty \end{matrix}$ -	$\begin{matrix} - \\ \text{при } S_1 \rightarrow \\ \rightarrow \infty \end{matrix}$ +	+	+
	Знаменатель	+	+	+	+	+	+

Таблица показывает, что обычно знаки у всех (или некоторых) коэффициентов полинома числителя можно изменить на противоположные ввиду увеличения S , т. е. по крайней мере есть достаточные условия для перемещения корней полинома числителя из одной полуплоскости p в другую [6].

Известно, что даже для пассивных схем корни Δ_i могут располагаться и в левой, и в правой полуплоскостях p [4], поэтому в нашем случае есть достаточные условия для перемещения корней числителя в любую точку p -плоскости.

Если при $S \rightarrow \infty K(p) \rightarrow 1$, то полюсы $K(p)$ стремятся к нулям $K(p)$. Если же данные нули можно располагать в любой точке p -плоскости, то сказанное справедливо и в отношении полюсов. Когда изменяется знак при S (т. е. когда изменяется направление зависимых источников на рис. 1, что соответствует введению четного числа каскадов в электронную часть схемы), знаменатель $K(p)$ можно представить в виде разности двух полиномов с отрицательными вещественными нулями. Это позволяет поместить полюсы в любой точке на левой полуплоскости комплексной частоты [3].

Исследуем с рассмотренной точки зрения $K(p)$ для блок-схемы рис. 1, а. Каждый коэффициент при p в числителе состоит из положительной и отрицательной части, причем положительные части преобладают при малых S , а отрицательные — при больших S .

Таким образом, при изменении S от 0 до ∞ все коэффициенты изменяют знаки на противоположные. Однако рассматриваемые коэффициенты изменяют знак не одновременно, т. е. не при одном значении S , так как в противном случае значение $K(p)$ равнялось бы нулю, что невозможно. Отсюда можно сделать вывод, что исследуемая блок-схема позволяет реализовать любые значения коэффициентов полиномов числителя.

Если направление S соответствует рис. 1, а, то все коэффициенты полинома знаменателя $K(p)$ (при любом S) положительные. Кроме того, коэффициент при S будет достаточно мал из-за компенсирующего дей-

ствия образующих его слагаемых. При $S = 0$ все корни знаменателя вещественны и отрицательны; с увеличением S заметного изменения их положения получить не удастся. Разность между соответствующими коэффициентами полиномов числителя и знаменателя с учетом (5)

$$\sum a_{x-i}^{12} (b_{y-i}^{11} - b_{y-j}^{35}) + \sum a_{x-i}^1 (b_{y-i}^{33} - b_{y-j}^{33,55}) + \sum a_{x-i} b_{y-i}^{55}$$

— всегда положительная величина, причем достаточно большая благодаря последней сумме.

Таким образом, блок-схема рис. 1, а пригодна для реализации схемной функции $K(p)$, имеющей отрицательные вещественные полюсы и комплексно-сопряженные нули. Нетрудно показать с учетом (5), что заменяя знак при S на противоположный знаменатель $K(p)$, можно представить как разность двух полиномов с отрицательными вещественными корнями. Однако такой способ реализации весьма чувствителен к изменению параметров схемы [3].

Аналогичный анализ блок-схем рис. 1, б и рис. 1, в показывает, что с их помощью можно реализовать комплексно-сопряженные нули в левой и правой полуплоскостях, а также комплексно-сопряженные полюсы в любой точке левой полуплоскости комплексной частоты.

Следует отметить, что блок-схема рис. 1, б требует для реализации одной и той же схемной функции меньшее число электронных элементов, чем блок-схема рис. 1, в. Но для ее реализации нужен усилитель с большим, чем для схемы рис. 1, в коэффициентом усиления, а многопетлевая обратная связь обуславливает сложность настройки фильтра.

После выбора блок-схемы фильтра получаем функцию $K(p)$ в двух формах: с численными и буквенными коэффициентами полиномов. Ранги матриц емкостей каждой подсхемы остаются еще неизвестными. На основании свойств физической осуществимости для RC -схем можно записать [4]

$$r_{cii, jj} = r_{cii},$$

$$r_{cii, jj} \leq r_{cii}$$

или

$$r_{cii, jj} = r_{cii} - 1, \quad (7)$$

где r_c — ранг матрицы емкостей $[C]$.

Минимальное необходимое число емкостей для проектируемого фильтра определяется в соответствии с [4]:

$$N_{\min} = \begin{cases} l & \text{при } f_e = h_e \text{ или } f_e = 0, \\ l + 1 & \text{при } f_e \neq h_e, \end{cases} \quad (8)$$

где l — максимальная степень полинома знаменателя;

f_e — коэффициент полинома числителя при p^l ;

h_e — коэффициент полинома знаменателя при p^l .

По конструктивным соображениям распределяем эти емкости по подсхемам и согласно (7) выбираем ранги алгебраических дополнений (6), где старшая степень определяется рангом матрицы $[C]$ соответствующей подсхемы. Выбор того или иного сочетания рангов при выполнении (7) должен облегчить условия численной реализации коэффициентов полиномов числителя и знаменателя $K(p)$ и обеспечить выполнение определенных конструктивных требований, а именно:

а) наличие разделяющих емкостей в местах связи электронного блока с остальной частью схемы;

б) нежелательность наличия емкостей большого номинала в цепях обратной связи и целесообразность включения таких емкостей между определенными выводами электронных приборов и землей;

в) учет конфигурации типичных RC -секций, применяемых при синтезе подсхем (например, секции, реализующие комплексно-сопряженные нули, содержат не менее трех емкостей [2]).

Приравнивая коэффициенты при одинаковых степенях p в числителе и знаменателе $K(p)$, получаем систему уравнений относительно неизвестных λ_{α}^{ij} ($\lambda_{\alpha}^{ij} = a_{\alpha}^{ij}, b_{\alpha}^{ij}, C_{\alpha}^{ij}, d_{\alpha}^{ij}$).

Кроме того [1],

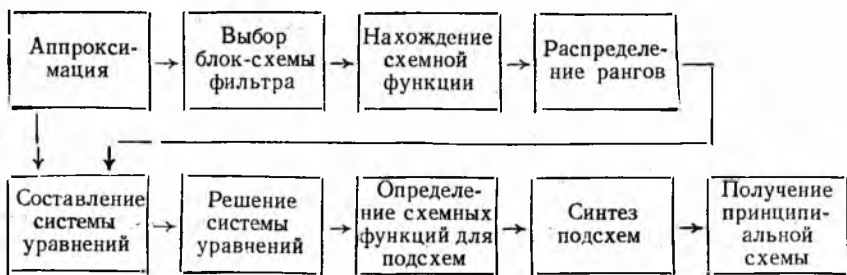
$$\Delta^k \Delta_{ii, jj} = \Delta_{ii}^k \Delta_{jj}^k - (\Delta_{ij}^k)^2,$$

что позволяет дополнительно составить уравнения, связывающие рассматриваемые неизвестные. Обычно число последних больше числа уравнений. Поэтому с учетом условий физической осуществимости [4] и соотношений (5) некоторыми неизвестными необходимо задаться. В простейших случаях можно положить равными нулю отдельные неизвестные либо проинтегрировать четвертные выражения из (5). Тогда

$$\Delta = y_{i0} \Delta_{ii} + C_{ii}, \quad \Delta_{ii} = y_{j0} \Delta_{jj} + C_{jj}.$$

Здесь постоянные a_i и C_{ij} считаем равными нулю, величинами y_{i0} и y_{j0} задаемся.

Решение указанной системы уравнений часто представляет собой сложную задачу и требует применения ЭВМ. Один из способов ее решения — метод наискорейшего спуска [7]. Его и предлагается использовать в данном случае. Определив коэффициенты полиномов (6), мы получим параметры пассивных подсхем, которые являются исходными для их синтеза.



Итак, вычислительный процесс при проектировании электронных фильтров можно организовать так, как показано на схеме.

В отличие от [8] предлагаемый метод предусматривает известной не всю принципиальную схему фильтра, а только блок-схему. Поэтому при синтезе отдельных подсхем имеется большая свобода выбора, что дает возможность провести оптимизацию фильтра по тем или иным критериям перед окончательной схемной реализацией.

ПРИЛОЖЕНИЕ 1

1) Для блок-схемы рис. 1, б

$$K(p) = - \frac{\Delta_{11}^I \left(S \frac{\Delta_{34}^{IV}}{\Delta_{33,44}^{IV}} - \frac{\Delta_{34}^{IV}}{\Delta_{33,44}^{IV}} \cdot \frac{\Delta_{23}^{II}}{\Delta_{22,33}^{II}} - \frac{\Delta_{22}^{II}}{\Delta_{22,33}^{II}} \cdot \frac{\Delta_{24}^{III}}{\Delta_{22,44}^{III}} - \right. \\ \left. S \left(\frac{\Delta_{23}^{II}}{\Delta_{22,33}^{II}} \cdot \frac{\Delta_{22}^{II}}{\Delta_{22,44}^{II}} + \frac{\Delta_{23}^{II}}{\Delta_{22,33}^{II}} \cdot \frac{\Delta_{33}^{IV}}{\Delta_{33,44}^{IV}} + \frac{\Delta_{34}^{IV}}{\Delta_{33,44}^{IV}} \cdot \frac{\Delta_{24}^{III}}{\Delta_{22,44}^{III}} \right) + \right. \\ \left. \frac{\Delta_{23}^{II}}{\Delta_{22,33}^{II}} \cdot \frac{\Delta_{22}^{II}}{\Delta_{22,44}^{II}} + \frac{\Delta_{23}^{II}}{\Delta_{22,33}^{II}} \cdot \frac{\Delta_{33}^{IV}}{\Delta_{33,44}^{IV}} + \frac{\Delta_{34}^{IV}}{\Delta_{33,44}^{IV}} \cdot \frac{\Delta_{24}^{III}}{\Delta_{22,44}^{III}} \right) + \dots >$$

$$\begin{aligned}
& - \frac{\Delta_{24}^{III}}{\Delta_{22,44}^{III}} \cdot \frac{\Delta_{44}^{IV}}{\Delta_{33,44}^{IV}} \Big) \\
< \dots & + \frac{\Delta_{22}^{II}}{\Delta_{22,33}^{II}} \left(\frac{\Delta_{22}^{III}}{\Delta_{22,44}^{III}} + \frac{\Delta_{33}^{IV}}{\Delta_{33,44}^{IV}} \right) + \frac{\Delta_{22}^{III}}{\Delta_{22,44}^{III}} \left(\frac{\Delta_{22}^{II}}{\Delta_{22,33}^{II}} + \frac{\Delta_{44}^{III}}{\Delta_{22,24}^{III}} \right) + \frac{\Delta_{44}^{IV}}{\Delta_{33,44}^{IV}} \left(\frac{\Delta_{33}^{II}}{\Delta_{22,33}^{II}} + \right. \\
& \left. + \frac{\Delta_{44}^{III}}{\Delta_{22,44}^{III}} \right) + \frac{\Delta_{22}^{III}}{\Delta_{22,44}^{III}} \cdot \frac{\Delta_{44}^{IV}}{\Delta_{33,44}^{IV}} \cdot \frac{\Delta_{33}^{II}}{\Delta_{22,33}^{II}} + \frac{\Delta_{33}^{IV}}{\Delta_{33,44}^{IV}} \cdot \frac{\Delta_{22}^{II}}{\Delta_{22,33}^{II}} \cdot \frac{\Delta_{44}^{III}}{\Delta_{22,24}^{III}} + \\
& \left. + 2 \frac{\Delta_{24}^{III}}{\Delta_{22,44}^{III}} \cdot \frac{\Delta_{34}^{IV}}{\Delta_{33,44}^{IV}} \cdot \frac{\Delta_{23}^{II}}{\Delta_{22,33}^{II}} + \frac{\Delta_{11}^{I}}{\Delta_{11,22}^{I}} \left(\frac{\Delta_{22}^{III}}{\Delta_{22,44}^{III}} \cdot \frac{\Delta_{22}^{II}}{\Delta_{22,33}^{II}} + \right. \right. \\
& \left. \left. + \frac{\Delta_{22}^{III}}{\Delta_{22,44}^{III}} \cdot \frac{\Delta_{44}^{IV}}{\Delta_{33,44}^{IV}} + \frac{\Delta_{33}^{IV}}{\Delta_{33,44}^{IV}} \cdot \frac{\Delta_{22}^{II}}{\Delta_{22,33}^{II}} + \frac{\Delta_{44}^{IV}}{\Delta_{33,44}^{IV}} \right) \right)
\end{aligned}$$

2) Для блок-схемы рис. 1, в

$$\begin{aligned}
K(p) = & - \frac{y_2 y_4 \left(S_1 \frac{\Delta_{45}^{II}}{\Delta_{44,55}^{II}} + S_2 \frac{\Delta_{23}^I}{\Delta_{22,33}^I} - \frac{\Delta_{23}^I}{\Delta_{22,33}^I} \cdot \frac{\Delta_{45}^{II}}{\Delta_{44,55}^{II}} - S_1 \cdot S_2 \right)}{y_2 y_4 \frac{\Delta_{22}^I}{\Delta_{22,33}^I} \cdot \frac{\Delta_{44}^{II}}{\Delta_{44,55}^{II}} + y_2 \frac{\Delta_{22}^I}{\Delta_{22,33}^I} \cdot \frac{\Delta_{44}^{II}}{\Delta_{44,55}^{II}} + S_2 y_2 \frac{\Delta_{22}^I}{\Delta_{22,33}^I} \cdot \frac{\Delta_{46}^{II}}{\Delta_{44,55}^{II}} +} \\
& + S_1 y_4 \frac{\Delta_{23}^I}{\Delta_{22,33}^I} \cdot \frac{\Delta_{44}^{II}}{\Delta_{44,55}^{II}} + S_1 \frac{\Delta_{23}^I}{\Delta_{22,33}^I} \cdot \frac{\Delta_{44}^{II}}{\Delta_{44,55}^{II}} + S_1 S_2 \frac{\Delta_{23}^I}{\Delta_{22,33}^I} \cdot \frac{\Delta_{45}^{II}}{\Delta_{44,55}^{II}} + \\
& + y_4 \frac{\Delta_{23}^I}{\Delta_{22,33}^I} \cdot \frac{\Delta_{44}^{II}}{\Delta_{44,55}^{II}} + \frac{\Delta_{23}^I}{\Delta_{22,33}^I} \cdot \frac{\Delta_{44}^{II}}{\Delta_{44,55}^{II}} + S_2 \frac{\Delta_{23}^I}{\Delta_{22,33}^I} \cdot \frac{\Delta_{45}^{II}}{\Delta_{44,55}^{II}}
\end{aligned}$$

ПРИЛОЖЕНИЕ II

1) Для блок-схемы рис. 1, а

$$\begin{aligned}
K(p) = & - \frac{\sum_{n=0}^{x+y} p^{x+y-n} \left\{ \sum_{i=0}^n b_{y-i}^{35} [g_1 g_2 (a_{x-i}^{12} - a_{x-i}^{22}) - (S + g_2) a_{x-i}^I] + \right.} \\
& \left. \sum_{n=0}^{x+y} p^{x+y-n} \left\{ g_H g_1 g_2 \sum_{i=0}^n a_{x-i}^{11,22} b_{y-i}^{55} + (g_2 + g_H) \sum_{i=0}^n a_{x-i}^I b_{y-i}^{33} + \right. \right. \\
& \left. \left. + \sum_{i=0}^n a_{x-i}^{12} (S b_{y-i}^{II} - g_1 g_2 b_{y-i}^{55}) \right\} \right. \\
& + [g_1 (g_2 + g_H) + S g_H] \sum_{i=0}^n b_{y-i}^{35} (a_{x-i}^{12} - a_{x-i}^{11}) + \sum_{i=0}^n b_{y-i}^{II} (a_{x-i}^{11} + g_1 a_{x-i}^{11,22}) + \\
& + [g_H (S + g_1 + g_2) + g_1 g_2] \left(\sum_{i=0}^n b_{y-i}^{55} a_{x-i}^{11} + \sum_{i=0}^n a_{x-i}^I b_{y-i}^{33,55} + \right. \\
& \left. + \sum_{i=0}^n (a_{x-i}^{11} - 2a_{x-i}^{12} + a_{x-i}^{22}) [g_1 g_2 g_H b_{y-i}^{33,55} + g_1 (g_2 + g_H) b_{y-i}^{33}] \right\}
\end{aligned}$$

2) Для блок-схемы рис. 1, б

$$\begin{aligned}
 K(p) = & - \frac{\sum_{n=0}^{x+y+z+u} p^{x+y+z+u-n} \sum_{i=0}^n a_{x-i}^{11,22} \left(S \sum_{(j,k,\xi)=0}^n b_{y-j}^{22,33} C_{z-k}^{22,44} d_{u-\xi}^{34} - \right. \\
 & \left. \sum_{(j,k,\xi)=0}^n b_{y-j}^{23} C_{z-k}^{22,44} d_{u-\xi}^{34} - \sum_{(i,k,\xi)=0}^n b_{y-j}^{22} C_{z-k}^{24} d_{u-\xi}^{33,44} - \sum_{(j,k,\xi)=0}^n b_{y-j}^{22,33} C_{z-k}^{24} d_{u-\xi}^{44} \right) \\
 & + \sum_{(j,k,\xi)=0}^n b_{y-j}^{23} C_{z-k}^{22,44} d_{u-\xi}^{33} + \sum_{(j,k,\xi)=0}^n b_{y-\xi}^{22,33} C_{z-k}^{24} d_{u-\xi}^{34} + \sum_{(j,k,\xi)=0}^n b_{y-j}^{11} C_{z-k}^{22} d_{u-\xi}^{33,44} + \\
 & + \sum_{(j,k,\xi)=0}^n b_{y-j}^{11} C_{z-k}^{22,44} d_{u-\xi}^{33} + \sum_{(j,k,\xi)=0}^n b_{y-j}^{22} C_{z-k}^{111} d_{u-\xi} + \sum_{(j,k,\xi)=0}^n b_{y-j}^{22,33} C_{z-k}^{111} d_{u-\xi} + \\
 & + \sum_{(j,k,\xi)=0}^n b_{y-j}^{33} C_{z-k}^{22,44} d_{u-\xi}^{IV} + \sum_{(j,k,\xi)=0}^n b_{y-j}^{22,33} C_{z-k}^{44} d_{u-\xi}^{IV} + \sum_{(j,k,\xi)=0}^n b_{y-j}^{33} C_{z-k}^{22} d_{u-\xi}^{44} + \\
 & + \sum_{(j,k,\xi)=0}^n b_{y-j}^{22} C_{z-k}^{44} d_{u-\xi}^{33} - 2 \sum_{(j,k,\xi)=0}^n b_{y-j}^{23} C_{z-k}^{24} d_{u-\xi}^{34} \Big] + \sum_{i=0}^n d_{k-i}^{11} \times \\
 & \times \left(\sum_{(j,k,\xi)=0}^n b_{y-j}^{22} C_{z-k}^{22} d_{u-\xi}^{33,44} + \sum_{(j,k,\xi)=0}^n b_{y-j}^{22,33} C_{z-k}^{22} d_{u-\xi}^{44} + \right. \\
 & \left. + \sum_{(j,k,\xi)=0}^n b_{y-j}^{22} C_{z-k}^{22,44} d_{u-\xi}^{33} + \sum_{(j,k,\xi)=0}^n b_{y-j}^{22,33} C_{z-k}^{22,44} d_{u-\xi}^{IV} \right) \Big\}
 \end{aligned}$$

3) Для блок-схемы рис. 1, в

$$\begin{aligned}
 K(p) = & - \frac{\sum_{n=0}^{x+y} p^{x+y-n} \left(\sum_{(i,j)=0}^n a_{x-i}^{23} b_{y-j}^{45} - S_1 \sum_{(i,j)=0}^n a_{x-i}^{22,33} b_{y-j}^{45} - S_2 \sum_{(i,j)=0}^n a_{x-i}^{23} b_{y-j}^{44,55} + \right. \\
 & \left. \sum_{(i,j)=0}^n a_{x-i}^1 b_{y-j}^{11} + y_2 \sum_{(i,j)=0}^n a_{x-i}^{22} b_{y-j}^{11} + S_1 \sum_{(i,j)=0}^n a_{x-i}^{23} b_{y-j}^{11} + \right. \\
 & \left. + S_1 S_2 \sum_{(i,j)=0}^n a_{x-i}^{22,33} b_{y-j}^{44,55} \right) y_2 y_4}{\sum_{n=0}^{x+y} p^{x+y-n} \left(\sum_{(i,j)=0}^n a_{x-i}^1 b_{y-j}^{44} + y_2 y_4 \sum_{(i,j)=0}^n a_{x-i}^{22} b_{y-j}^{44} + S_1 y_4 \sum_{(i,j)=0}^n a_{x-i}^{23} b_{y-j}^{44} + \right. \\
 & \left. + S_2 \sum_{(i,j)=0}^n a_{x-i}^1 b_{y-j}^{45} + S_2 y_2 \sum_{(i,j)=0}^n a_{x-i}^{22} b_{y-j}^{45} + S_1 S_2 \sum_{(i,j)=0}^n a_{x-i}^{23} b_{y-j}^{45} \right)}
 \end{aligned}$$

ЛИТЕРАТУРА

1. В. П. Сигорский. Анализ электронных схем. Гостехиздат УССР, 1963.
 2. W. K. Chen. Network dising and sinthesis, N. Y., 1964.
 3. K. L. Su. Active network sinthesis, N. Y., 1965.
 4. О. С. Бандман. Синтез электронных RC -схем. Изд-во «Наука», 1966.
 5. W. H. Kim. Topological Evaluation of network funktions, J. F. I., v. 268, april 1959.
 6. А. П. Мишина, И. В. Проскуров. Высшая алгебра. Изд-во «Наука», 1965.
 7. S. Bellert. Topological analysis and sinthesis of linear sistems, J. F. I., Dec. 1962, v. 274, N 6, p. 425.
 8. Г. Н. Славский. Активные RC и RLC -фильтры и избирательные усилители. Изд-во «Связь», 1965.
-