

*Л. В. Гринченко*

**К ИСПОЛЬЗОВАНИЮ ДВУХ КАНАЛОВ ОПЕРАЦИОННОГО УСИЛИТЕЛЯ ПРИ СИНТЕЗЕ ЧАСТОТООИЗБИРАТЕЛЬНЫХ ЦЕПЕЙ**

Операционный усилитель (ОУ) широко применяется в качестве активного элемента при синтезе частотоизбирательных цепей. В ряде случаев предлагаемые схемные решения [1] содержат по два, три и более ОУ, в которых, как правило, задей-

ствован только один усилительный канал, в то время как более эффективное использование ОУ привело бы к упрощению схемы.

В настоящей статье поставлена задача — распространить известную методику синтеза с использованием одного ОУ при его четырехполюсном включении [2] на случай произвольного количества ОУ.

Если считать ОУ идеальным элементом ( $\mu = \infty$ ,  $R_{вх} = \infty$ ,  $R_{вых} = 0$ ), то коэффициент передачи цепи, содержащей один операционный усилитель, при его четырехполюсном включении (рис. 1), имеет вид

$$K(p) = \frac{\Delta'_{\alpha\beta, r(q+p), zz}}{\Delta_{\alpha\alpha, r(q+p), zz}}, \quad (1)$$

где

$$\Delta'_{\alpha\beta, r(q+p), zz}, \Delta_{\alpha\alpha, r(q+p), zz} —$$

суммарные алгебраические дополнения пассивной части  $y$ -матрицы схемы [2], полученные при суммировании столбцов и вычеркивании строк и столбцов, номера которых определяются номерами узлов, обозначенных на рис. 1.

Для получения формулы передаточной функции схемы, содержащей произвольное число ОУ, обратимся сначала к анализу схемы с двумя ОУ в четырехполюсном включении. Коэффициент передачи такой схемы в общем виде выразим следующим соотношением:

$$K(p) = \frac{\Delta_{\alpha\beta, zz}}{\Delta_{\alpha\alpha, zz}},$$

где  $\Delta_{\alpha\beta, zz}$ ,  $\Delta_{\alpha\alpha, zz}$  — алгебраические дополнения матрицы проводимостей схемы, номера вычеркиваемых строк и столбцов которых определяются номерами входного узла  $\alpha$ , выходного  $\beta$  и общего для входа и выхода узла  $z$ .

Используемые в схеме ОУ можно охарактеризовать следующими матрицами проводимостей:

$$\begin{array}{l} p \quad q \quad r \\ p \left[ \begin{array}{ccc} y_{pp}, & y_{pq}, & y_{pr} \\ y_{qp}, & y_{qq}, & y_{qr} \\ y_{rp}, & y_{rq}, & y_{rr} \end{array} \right] \quad s \left[ \begin{array}{ccc} y_{ss}, & y_{st}, & y_{su} \\ y_{ts}, & y_{tt}, & y_{tu} \\ y_{us}, & y_{ut}, & y_{tt} \end{array} \right] \\ q \quad r \quad s \quad t \quad u \end{array}$$

Представим  $y$ -матрицу в виде суммы двух матриц, в одной из которых содержатся элементы пассивной части схемы, в другой — параметры операционных усилителей.

На основании теоремы об определителе суммы матриц [3]  $\Delta_{\alpha\beta, zz}$  и  $\Delta_{\alpha\alpha, zz}$  можно вычислить, перебрав миноры всех порядков из матрицы, содержащей параметры двух ОУ, с алгебраическими

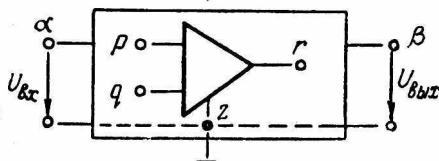


Рис. 1.

ческими дополнениями соответствующих миноров, взятыми из пассивной части [y].

При переходе к параметрам идеального ОУ наиболее быстро стремятся к бесконечности  $Y_{rp}, Y_{rq}, Y_{us}, Y_{ut}$ , ( $Y_{rp}, Y_{us} \rightarrow \infty$ , а  $Y_{rq}, Y_{ut} \rightarrow \infty$ ), поэтому существенную роль в передаточной функции будут играть только члены, содержащие в качестве множителей миноры второго порядка из перечисленных параметров:

$$Y_{rp}Y_{us}\Delta'_{\alpha\beta}, rp, us, zz; \quad Y_{rp}Y_{ut}\Delta'_{\alpha\beta}, rp, ut, zz;$$

$$Y_{rq}Y_{us}\Delta'_{\alpha\beta}, rq, us, zz; \quad Y_{rq}Y_{ut}\Delta'_{\alpha\beta}, rq, ut, zz.$$

Выполнив предельный переход, получим

$$\Delta_{\alpha\beta}, zz = \Delta'_{\alpha\beta}, rp, us, zz - \Delta'_{\alpha\beta}, rp, ut, zz - \Delta'_{\alpha\beta}, rq, us, zz +$$

$$+ \Delta'_{\alpha\beta}, rq, ut, zz = -\Delta'_{\alpha\beta}, rp, u(t+s), zz + \Delta'_{\alpha\beta}, rq, u(t+s), zz =$$

$$= \Delta'_{\alpha\beta}, r(q+p), u(t+s), zz;$$

$$\Delta_{\alpha\alpha}, zz = \Delta'_{\alpha\alpha}, r(q+p), u(t+s), zz.$$

Таким образом, передаточная функция схемы с двумя ОУ при их четырехполюсном включении имеет вид

$$K(p) = \frac{\Delta'_{\alpha\beta}, r(q+p), u(t+s), zz}{\Delta'_{\alpha\alpha}, r(q+p), u(t+s), zz}. \quad (2)$$

В формуле (2) номера первой и последней групп индексов определяются номерами входного  $\alpha$ , выходного  $\beta$  и общего  $z$  узлов. Номера двух внутренних групп индексов определяются номерами узлов, к которым подключаются выводы ОУ. В каждой группе первый индекс соответствует выходному полюсу ОУ, а два суммирующихся индекса — входным полюсам.

Если приведенные рассуждения распространить на схему, содержащую  $n$  ОУ в четырехполюсном включении, то получим приведенную ниже формулу для передаточной функции:

$$K(p) = \frac{\Delta'_{\alpha\beta}, r(q+p), u(t+s), \dots, y[(y-2)+(y-1)], zz}{\Delta'_{\alpha\alpha}, r(q+p), u(t+s), \dots, y[(y-2)+(y-1)], zz}. \quad (3)$$

В формуле (3)  $\Delta'_{\alpha\beta}, \dots, zz$  и  $\Delta'_{\alpha\alpha}, \dots, zz$  — суммарные алгебраические дополнения пассивной части [y]:  $\alpha, \beta, z$  соответственно номера входного, выходного и общего узла. Количество внутренних групп индексов соответствует количеству ОУ, используемых при синтезе цепи. Одинарный индекс в каждой группе определяется номером выходного полюса ОУ ( $r, u, \dots, y$ ), суммирующиеся индексы — номерами входных полюсов того же ОУ ( $p$  и  $q, s$  и  $t, \dots, y-1$  и  $y-2$ ).

При выбранном положении ОУ размещение пассивных элементов при формировании  $K(p)$  по формулам (2) и (3) проводится так же, как в [4].

В качестве примера, иллюстрирующего применение формулы (2), выполнен синтез звена ФНЧ с нулем передачи [5], передаточная функция которого

$$K(p) = \frac{p^2 + 1}{p^2 + \frac{2}{3}p + \frac{2}{3}}. \quad (4)$$

Схема, реализующая функцию (4), приведена на рис. 2. Параметры схемы:

$$R_1 = \frac{1}{3}; R_2 = 0,5; R_3 = 0,4; R_4 = 1; R_5 = 0,5;$$

$$C_1 = 1; C_2 = 2; C_3 = 2.$$

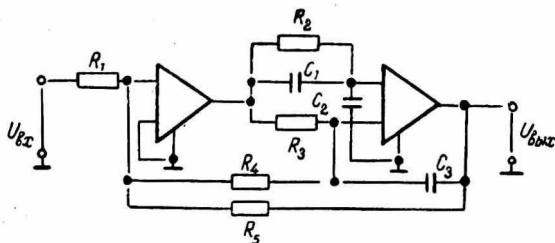


Рис. 2.

## ЛИТЕРАТУРА

1. Лундин В. З. Электронное моделирование в приложении к реализации линейных цепей в микронэлектронике. Автореф. канд. дис., Л., 1970. 18 с.
2. Рысин В. С. К оптимальному разбиению схемной функции при синтезе электронных RC-схем.— «Радиотехника», 1971, № 11, с. 28—31.
3. Сигорский В. П. Теорема об определителе суммы матриц и ее применение для выражения коэффициентов полиномов функций электронной схемы.— «Радиотехника», 1968, 2, № 9, с. 87—91.
4. Свірцова Е. О., Грінченко Л. В. Прямий синтез RLC-схем. В кн.: Матеріали Харківської науково-технічної конференції з радіоелектроніки і керування. Харків, 1972, с. 10—19.
5. Знаменский А. Е., Теплюк И. Н. Активные RC-фильтры. М., «Связь», 1970, с. 75—78.