

3. Г. И. Сканава. Физика диэлектриков. М.—Л., 1949.
 4. П. Л. Калантаров и Л. А. Цейтлин. Расчет индуктивности. М.—Л., Госэнергоиздат, 1955.

Поступило в редакцию
 27 января 1969 г.,
 окончательный вариант —
 23 июля 1969 г.

УДК 621.375 621.317

Л. И. ВОЛГИН
 (Таллин)

К АНАЛИЗУ ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ С ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫМ ВХОДОМ

Усилительные устройства с дифференциальным входом (ДУ) (дифференциальные усилители) находят широкое применение в контрольно-измерительной, в счетно-решающей и моделирующей технике. В связи с выпуском промышленностью интегральных кристаллических ДУ область применения дифференциальных усилителей непрерывно расширяется. Целью настоящей работы является вывод основных расчетных соотношений для операционных усилителей, построенных на базе ДУ.

В известных работах (см. например, [1]) анализ операционных усилителей проводится исходя из предположения, что коэффициенты усиления ДУ по фазоинверсному k_1 и нефазоинверсному k_2 входам равны. Практически всегда имеет место неравенство $k_1 \neq k_2$, т. е. [2]

$$E = k_2 U_2 - k_1 U_1 = K_- (U_2 - U_1) + K_+ \frac{U_1 + U_2}{2}, \quad (1)$$

где $K_- = \frac{k_1 + k_2}{2}$; $K_+ = k_2 - k_1$ — соответственно коэффициенты усиления полусуммы и разности сигналов U_1 и U_2 . Отношение $Q = K_- / K_+$ называется коэффициентом режекции [3] (в зарубежной литературе — коэффициентом подавления синфазных сигналов) и характеризует способность ДУ выделять полезный (дифференциальный) сигнал на фоне синфазной помехи. При абсолютной симметрии ДУ $k_1 = k_2 = k$, $K_+ = 0$, $K_- = k$, $Q = \infty$, т. е. выходное напряжение пропорционально только разности сигналов U_1 и U_2 .

Схема фазоинверсного операционного усилителя дана на рис. 1. Здесь входные сопротивления ДУ представлены в виде трехлучевой звезды. Так как входные дифференциальное и синфазные сопротивления ДУ отличаются примерно на два порядка и более, то в дальнейшем изложении влиянием сопротивления R_c будем пренебрегать (считаем, что $R_c = \infty$). В отличие от операционного усилителя, построенного на базе недифференциального усилителя, здесь к инверсному входу ДУ подключен резистор R_1 . Резистор R_1 для ДУ без завала частотной характеристики в области низких частот выбирается исходя из условия компенсации влияния токовых составляющих дрейфа нулевого уровня, т. е. $R_1 = (R_0 \parallel R_{o,c}) I_- / I_+$, где I_- и I_+ — токовые составляющие дрейфа, приведенные соответственно к инверсному и неинверсному входам ДУ (обычно полагают $I_- = I_+$). Выходной сигнал эквивалентного источника напряжения E определяется выражением (1). Опуская промежуточные выкладки, для функции преобразования операционного усилителя (ОУ) найдем следующее выражение:

$$U_B = - \frac{R_{o,c}}{R_0} \frac{1 - \frac{1}{K_- \beta_1} + \frac{1}{2Q\gamma}}{1 + \frac{1}{K_- \beta_2} + \frac{1}{2Q\gamma}} U = - \frac{R_{o,c}}{R_0} U (1 \pm \Delta), \quad (2)$$

где

$$\Delta = -\frac{1}{K_-} \frac{\frac{1}{\beta_1} + \frac{1}{\beta_2}}{1 + \frac{1}{K_- \beta_2} + \frac{1}{2Q\gamma}} \approx -\frac{1}{K_-} \left(\frac{1}{\beta_1} + \frac{1}{\beta_2} \right) \quad (3)$$

(приближенное равенство выполняется при $K_- \beta_2 \gg 1$, $2Q\gamma \gg 1$). Здесь

$$\frac{1}{\gamma} = 1 + \frac{2R_1}{R}, \quad \frac{1}{\beta_2} = \frac{r}{R_{o.c}} \frac{R^*}{R},$$

$$\frac{1}{\beta_2} = \left(1 + \frac{R_{o.c}}{R_0} + \frac{r}{R_0} + \frac{r}{R_H} + \frac{r}{R^*} + \frac{R_{o.c}}{R^*} + \frac{r R_{o.c}}{R^* R_H} + \frac{r R_{o.c}}{R_0 R_H} \right) \frac{R^*}{R},$$

где r и R — соответственно выходное и дифференциальное входное сопротивление ДУ; $R^* = R_1 + R$. Подставив значения β_1 и β_2 в приближенное равенство (3), получим

$$\Delta \approx -\frac{1}{K_-} \left(1 + \frac{R_{o.c}}{R_0} + \frac{R_{o.c}}{R^*} \right) \left(1 + \frac{r}{R_H} + \frac{r}{R_{o.c}} \right) \frac{R^*}{R}. \quad (4)$$

Входное сопротивление фазоинверсного операционного усилителя:

$$R_{вх} = R_0 + \frac{R_{o.c}}{K_- \beta_{вх}} \frac{1}{1 + \frac{1}{K_- \beta_{вх}^*} + \frac{1}{2Q\gamma}}, \quad (5)$$

где $\beta_{вх}^*$ — значение коэффициента β_2 при $R_0 = \infty$;

$$\frac{1}{\beta_{вх}} = \left(\frac{R_0}{\beta_2 R_{o.c}} \right)_{R_0 = \infty} = \left(1 + \frac{r}{R_H} + \frac{r}{R_{o.c}} \right) \frac{R^*}{R}.$$

Выходное сопротивление ОУ:

$$r_{вых} = \frac{r}{K_- \beta_1^*} \frac{1}{1 + \frac{1}{K_- \beta_2^*} + \frac{1}{2Q\gamma}}, \quad (6)$$

где β_1^* определяется выражением для β_2 при $r=0$, а коэффициент β_2^* — значение β_2 при $R_H = \infty$. При $K_- \beta_{вх}^*$, $K_- \beta_2^*$, $2Q\gamma \gg 1$, согласно (5) и (6), можем записать:

$$R_{вх} = R_0 + \frac{R_{o.c}}{K_- \beta_{вх}} \approx R_0; \quad r_{вых} = \frac{r}{K_- \beta_1^*}.$$

Согласно (3) и (4), при достаточно большом коэффициенте режекции влиянием асимметрии ДУ на коэффициент передачи $S = U_n/U$ фазоинверсного ОУ можно пренебречь. Отметим, что при $R_1=0$ ($R^*=R$, $Q=\infty$) приведенные выражения справедливы для операционных усилителей, построенных с использованием недифференциальных усилительных устройств [4—6].

Рассмотрим нефазоинверсный операционный усилитель [7], схема которого представлена на рис. 2. Функция преобразования ОУ

$$U_B = \left(1 + \frac{R_{o.c}}{R_0} \right) \frac{1 + \frac{1}{K_- \beta_1} + \frac{1}{2Q\gamma_1}}{1 + \frac{1}{K_- \beta_2} - \frac{1}{2Q\gamma}} U = \left(1 + \frac{R_{o.c}}{R_0} \right) U (1 + \Delta), \quad (7)$$

$$\Delta \approx -\frac{1}{K_-} \left(\frac{1}{\beta_2} - \frac{1}{\beta_1} \right) + \frac{1}{2Q} \left(\frac{1}{\gamma} + \frac{1}{\gamma_1} \right). \quad (8)$$

Выражение (8) справедливо при $K_- \beta_2 \gg 1$, $2Q\gamma \gg 1$. Здесь

$$\frac{1}{\beta_1} = \frac{r}{R} \frac{R_0}{R_0 + R_{o.c}} = \frac{1}{\gamma_1} = 1 + \frac{2R_0 R_{o.c}}{R(R_0 + R_{o.c})}$$

Коэффициенты β_2 и γ определяются приведенными выше выражениями, полученными для фазоинверсного ОУ. Если сопротивление R_1 выбрано исходя из условия компенсации влияния токовых составляющих дрейфа ($K_1 = R_0 \parallel R_{o.c}$), то $\gamma = \gamma_1$.

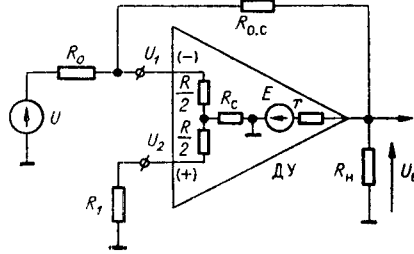


Рис. 1.

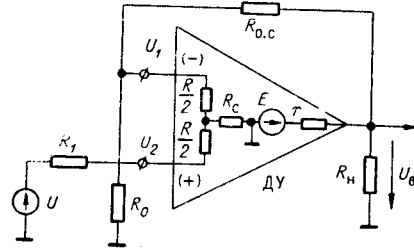


Рис. 2.

Входное сопротивление нефазоинверсного ОУ:

$$R_{вх} = \frac{K_- \beta_{вх} R}{1 + \frac{R_{o.c}}{R_0} + \frac{r}{R_0}} \left(1 + \frac{1}{K_- \beta_2} - \frac{1}{2Q\gamma} \right). \quad (9)$$

где

$$\frac{1}{\beta_{вх}} = 1 + \frac{r}{R_n} \frac{R_0 + R_{o.c}}{r + R_0 + R_{o.c}} - K_+ \frac{R_0}{r + R_0 + R_{o.c}}$$

Выходное сопротивление ОУ

$$r_{вых} = \frac{r}{K_- \beta^*} \left(1 + \frac{R_{o.c}}{R_0} \right) \frac{1}{1 + \frac{1}{K_- \beta_2^*} - \frac{1}{2Q\gamma}}, \quad (10)$$

где

$$\frac{1}{\beta^*} = \left(1 + \frac{R_0 R_{o.c}}{R^*(R_0 + R_{o.c})} \right) \frac{R^*}{K^-};$$

β_2^* — значение β_2 при $R_n = \infty$. При $K_- \beta_2$, $K_- \beta_2^*$, $2Q\gamma \gg 1$ выражения (9) и (10) можно записать в более простой форме:

$$R_{вх} = \frac{K_- \beta_{вх} R}{1 + \frac{R_{o.c}}{R_c}}; \quad r_{вых} = \frac{r}{K_- \beta^*} \left(1 + \frac{R_{o.c}}{R_0} \right).$$

При $R_{o.c} = 0$ и $R_0 = \infty$ нефазоинверсный ОУ используется в качестве повторителя напряжения или как развязывающий усилитель. В этом случае коэффициент передачи $S = 1 + \Delta$, где, согласно (8),

$$\Delta = - \frac{1}{K_-} \left(1 + \frac{r}{R_n} - \frac{K_-}{Q} \right) \frac{R^*}{R} \approx - \frac{1}{K_-} (1 - K_+) \frac{R^*}{R} \quad (11)$$

(последнее равенство выполняется при $r/R_n \ll 1$). В данном случае R_1 является внутренним сопротивлением источника входного напряжения.

Перейдем к обсуждению полученных результатов. При точном определении коэффициента передачи нефазоинверсного ОУ, согласно (7), необходимо учитывать асимметрию ДУ. В зависимости от соотношений сопротивлений, коэффициентов усиления и режекции параметр Δ может иметь как положительный, так и отрицательный знак. При доминирующем влиянии асимметрии ($\Delta > 0$) имеем увеличение коэффициента передачи нефазоинверсного ОУ. Для симметричного ДУ (при пренебрежимо малом влиянии асимметрии ДУ) $\Delta < 0$, т. е. имеем уменьшение коэффициента передачи ОУ.

Если паспортная функция преобразования нефазоинверсного ОУ задана коэффициентом передачи пассивной цепи обратной связи $\left(S_0 = 1 + \frac{R_{o,c}}{R_0}\right)$, то параметр Δ является относительной погрешностью, обусловленной отличием реальной функции преобразования от паспортной. В данном случае для нефазоинверсного ОУ возможна взаимная компенсация первого и второго слагаемых в (8), так как, согласно (8), $\Delta = 0$ при

$$\frac{1}{K_-} \left(\frac{1}{\beta_2} - \frac{1}{\beta_1} \right) = \frac{1}{2Q} \left(\frac{1}{\gamma} + \frac{1}{\gamma_1} \right). \quad (12)$$

Практически условие (12) может быть обеспечено путем введения нормированной асимметрии ДУ. Для нефазоинверсного ОУ, работающего в режиме повторителя напряжения, условие (12), согласно (11), имеет вид: $K_+ = K_- / Q = 1$ или $k_1 + 1 = k_2$; при выполнении (12) коэффициент передачи повторителя S строго равен единице. Если $K_+ > 1$, то $S = 1 + \Delta > 1$; если $K_+ < 1$, то $S < 1$. Отметим, что для повторителей напряжения, построенных с использованием недифференциальных усилителей, охваченных стопроцентной отрицательной обратной связью, коэффициент передачи всегда меньше единицы.

Для фазоинверсного операционного усилителя параметр Δ всегда имеет отрицательное значение. При достаточно большом значении коэффициента режекции влиянием асимметрии ДУ на коэффициент передачи фазоинверсного ОУ можно пренебречь.

В заключение отметим, что в ДУ с передачей сигнала U_2 на инверсный вход через входной повторитель напряжения коэффициент режекции $Q = K_- / K_+$ не может быть увеличен путем повышения коэффициента усиления K_- (коэффициентов усиления k_1 и k_2). Действительно, в данном случае $K_- \approx k_1(1 + k_n)/2$ и $K_+ \approx k_1(1 - k_n)$ [8], т. е. коэффициент режекции $Q = \frac{1 + k_n}{2(1 - k_n)}$ не зависит от k_1 и k_2 , а определяется только коэффициентом передачи k_n входного повторителя напряжения ДУ.

ЛИТЕРАТУРА

1. G. Keyzers. Grundlagen des integrierten Operationsverstärker.— Funk-Technik, 1968, № 7.
2. А. А. Соколов. Электронные усилители постоянного тока.— Электричество, 1949, № 10.
3. А. В. Лебедев, Е. М. Толчинский. К анализу измерительной схемы аналого-цифрового преобразователя с дифференциальным усилителем.— Приборостроение, 1963, № 12.
4. Л. И. Волгин. К вопросу линеаризации передаточных характеристик измерительных преобразователей.— Автометрия, 1967, № 4.
5. Л. И. Волгин. Методы построения высокостабильных усилительных устройств.— ЭИКА, вып. 12. М., «Энергия», 1969.
6. В. А. Истюфеев. Расчет операционного усилителя.— Радиотехника, 1970, № 1.
7. А. Н. Лебедев. Счетно-решающие устройства. М., Машгиз, 1958.
8. В. К. Захаров. Электронные элементы автоматики. Л., «Энергия», 1967.

Поступило в редакцию
11 марта 1970 г.,
окончательный вариант —
12 мая 1970 г.