

С. М. КАЗАКОВ, В. И. НИКУЛИН  
(Новосибирск)

### УСИЛИТЕЛЬ С ОТРИЦАТЕЛЬНОЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ КАК ЭЛЕМЕНТ УРАВНОВЕШИВАЕМЫХ ИЗМЕРИТЕЛЕЙ КОМПЛЕКСНЫХ ВЕЛИЧИН

В настоящее время в качестве важнейшего элемента аппаратуры для измерения комплексных величин все более широкое применение (см., например, [1—5]) находит усилитель с отрицательной обратной связью (ООС), который выполняет функцию преобразователя пассивных комплексных величин (сопротивлений, проводимостей, коэффициентов передачи многополюсников) в напряжение (ток), электродвижущей силы в ток или задающего тока в напряжение. Такой усилитель обеспечивает также токовый вход указателей измерительных состояний [6] и улучшает характеристики амплитудных и фазочувствительных детекторов [7].

Общим вопросам теории и анализу различных типов усилителей с ООС посвящено большое количество работ (см., например, [8—12]). В настоящей же статье усилитель с ООС рассматривается как элемент уравниваемых измерителей комплексных величин, специфической особенностью которого является изменение в широких пределах параметров цепей прямой и обратной связей, что может привести к неустойчивой работе усилителя. Кроме того, к такому усилителю, как и к обычному измерительному преобразователю, предъявляется требование погрешности преобразования.

### ОБ УСТОЙЧИВОСТИ УСИЛИТЕЛЕЙ С ООС КАК ЭЛЕМЕНТОВ УРАВНОВЕШИВАЕМЫХ ИЗМЕРИТЕЛЕЙ КОМПЛЕКСНЫХ ВЕЛИЧИН

Влияние изменения параметров цепей прямой и обратной связей на устойчивость усилителей с ООС удобно характеризовать чувствительностью петлевого усиления  $\tilde{T}$  (в литературе (см., например, [12]) его часто называют еще возвратным отношением) к изменению соответствующего параметра.

Поскольку применяемые в качестве элементов измерителей комплексных величин усилители с ООС по напряжению (рис. 1, а) и по току (см. рис. 1, б) дуальны, достаточно провести анализ только одного из них. Для усилителя с ООС по напряжению, например, выражение для

$\tilde{T}$ , полученное путем расчета коэффициента передачи разомкнутой системы [12], можно записать в виде

$$\tilde{T} = \frac{\dot{A}}{Z_{11\beta} + Z_3 + Z_{22\beta}} \frac{Z_{11\beta}}{Z_{11}} \frac{Z_{22\beta}}{Z_{22}},$$

где  $Z_{11}$ ,  $Z_{22}$  — входное и выходное сопротивления усилителя;

$$Z_{11\beta} = \frac{Z_1 Z_{11}}{Z_1 + Z_{11}}; \quad Z_{22\beta} = \frac{Z_2 Z_{22}}{Z_2 + Z_{22}};$$

$\dot{A}$  — комплексная величина, характеризующая усиление усилителя. Значения  $\dot{A}$  для различных типов усилителей приведены в таблице ( $\tilde{K}_U$  и  $\tilde{K}_I$  — коэффициенты усиления по напряжению и по току;  $Z_{12}$  и  $Y_{12}$  — проходные сопротивление и проводимость усилителя).

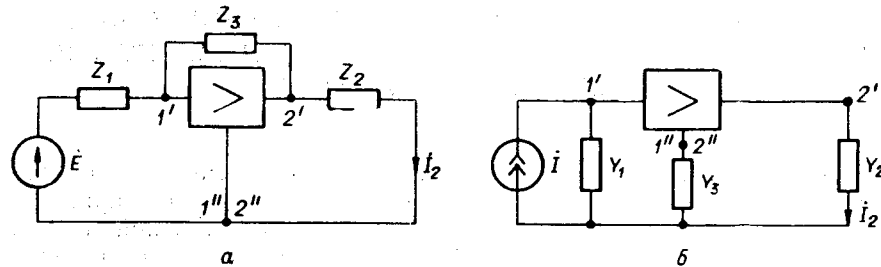


Рис. 1.

Выражения для чувствительности петлевого усиления к изменению сопротивлений  $Z_1$ ,  $Z_2$  и  $Z_3$  удобно представить в виде:

$$S_{T1} = \frac{\partial \tilde{T}}{\partial Z_1} Z_1 = -\dot{A} Z_{11\beta} \frac{Z_{22\beta} (Z_{22\beta} + Z_3)}{Z_{22} (Z_{11} + Z_1) (Z_{11\beta} + Z_3 + Z_{22\beta})^2};$$

$$S_{T2} = \frac{\partial \tilde{T}}{\partial Z_2} Z_2 = -\dot{A} Z_{22\beta} \frac{Z_{11\beta} (Z_{11\beta} + Z_3)}{Z_{11} (Z_{22} + Z_2) (Z_{11\beta} + Z_3 + Z_{22\beta})^2};$$

$$S_{T3} = \frac{\partial \tilde{T}}{\partial Z_3} Z_3 = \dot{A} Z_3 \frac{Z_{11\beta} Z_{22\beta}}{Z_{11} Z_{22} (Z_{11\beta} + Z_3 + Z_{22\beta})^2}.$$

Анализ этих выражений показывает, что равенство  $S_{T1} = 0$  возможно только в усилителях тока и сопротивления при  $\frac{Z_{11}}{Z_1} \rightarrow 0$ , а равенство  $S_{T2} = 0$  — только в усилителях напряжения и усилителях сопротивления при  $\frac{Z_{22}}{Z_2} \rightarrow 0$  (см. таблицу). Обеспечить  $S_{T3} = 0$  выбором только усилителя невозможно, для этого необходимо дополнительно выполнить условие  $Z_1 \rightarrow \infty$  в усилителях напряжения или  $Z_2 \rightarrow \infty$  — в усилителях тока. В усилителях напряжения имеется возможность одновременного исключения влияния на устойчивость вариаций  $Z_2$  и  $Z_3$ , в усилителях тока  $Z_1$  и  $Z_3$ , в усилителях сопротивления  $Z_1$  и  $Z_2$ . Выражения для петлевого усиления  $\tilde{T}$ , получающиеся при этом, сведены в таблицу.

При рассмотрении устойчивости элемента немаловажное значение имеет также вопрос о влиянии сопротивлений  $Z_1$ ,  $Z_2$  и  $Z_3$  на фазовый угол петлевого усиления. Очевидно, что для обеспечения максимального

Параметр	Тип усилителя			
	напряжения	тока	сопротивления	проводимости
$\frac{Z_{11}}{Z_{22}}$	$\rightarrow \infty$ $\rightarrow 0$	$\rightarrow 0$ $\rightarrow \infty$	$\rightarrow 0$ $\rightarrow 0$	$\rightarrow \infty$ $\rightarrow \infty$
$A$	$\dot{K}_U Z_{11}$	$\dot{K}_I Z_{22}$	$Z_{12}$	$Y_{12} Z_{11} Z_{22}$
$S_{T1}$	—	$\frac{Z_{11} Z_2 \dot{K}_I}{Z_1 Z_2 + Z_3}$	$\frac{Z_{11} Z_{12}}{Z_1 Z_3}$	—
$S_{T2}$	$\frac{Z_{22} Z_1 \dot{K}_U}{Z_2 Z_1 + Z_3}$	—	$\frac{Z_{22} Z_{12}}{Z_2 Z_3}$	—
$S_{T3}$	$\frac{Z_3 \frac{Z_{22} \dot{K}_U}{Z_{22}}}{Z_1 \left(1 + \frac{Z_3}{Z_1}\right)^2}$	$\frac{Z_3 \frac{Z_{11} \dot{K}_I}{Z_{11}}}{Z_2 \left(1 + \frac{Z_3}{Z_2}\right)^2}$	—	$\frac{Y_{12} Z_1 Z_2 Z_3}{(Z_1 + Z_2 + Z_3)^2}$
$T$	$\frac{\dot{K}_U Z_1}{Z_1 + Z_3}$	$\frac{\dot{K}_I Z_2}{Z_2 + Z_3}$	$\frac{Z_{12}}{Z_3}$	$\frac{Y_{12} Z_1 Z_2}{Z_1 + Z_2 + Z_3}$
$\alpha$	$\frac{Z_1 Z_{22}}{Z_1 + Z_3}$	$\frac{Z_2 Z_{11}}{Z_2 + Z_3}$	$\frac{Z_{11} Z_{22}}{Z_3}$	$\frac{Z_1 Z_2}{Z_1 + Z_2 + Z_3}$

запаса устойчивости по фазе необходимо усилитель выполнить таким образом, чтобы  $\arg \tilde{T} = 0$ .

К сужению рабочего частотного диапазона и к затруднению обеспечения устойчивой работы элемента приводит также частотная зависимость сопротивлений  $Z_1$ ,  $Z_2$  и  $Z_3$ . Наилучшим способом исключения влияния на устойчивость элемента двух последних факторов является проектирование самого усилителя таким образом, чтобы его коэффициент передачи был обратно пропорционален коэффициенту передачи звена обратной связи. Для этой цели входной каскад может быть выполнен также в виде усилителя с ООС, во внешние цепи которого включаются сопротивления, равные или пропорциональные сопротивлениям  $Z_1 - Z_3$ . Поскольку к этим усилителям жесткие требования не предъявляются, глубина ООС в них может быть небольшой. На практике это могут быть обычные каскады с общей базой (сеткой) и общим коллектором (анодом). Схемные варианты получения звена с передачей, обратной звену обратной связи, весьма разнообразны. На рис. 2, а и б в качестве примера приведены схемы двух звеньев, первое из которых имеет высокоомный вход и коэффициент передачи по напряжению  $\tilde{K}_U \cong \frac{Z_1 + Z_3}{Z_1}$ , а второе — низкоомный вход и коэффициент передачи по току  $\tilde{K}_I \cong \frac{Z_2 + Z_3}{Z_2}$ . На рис. 3 приведена схема интегрирующе-

го усилителя на транзисторах, в которой сам усилитель выполнен в виде усилителя сопротивления, имеющего на входе каскад с общей базой  $Y_1$ , а на выходе эмиттерный повторитель  $Y_3$ . При условии, что вход усилителя  $Y_2$  не шунтирует конденсатор  $C_2$ , и пренебрегая погрешностями статизма усилителей  $Y_1$  и  $Y_3$  и трансформатора  $Tr$ , выражение для петлевого усиления такой системы можно записать (см. таблицу) так:

$$\tilde{T} = Z_{12} j \omega C_1$$

или

$$\tilde{T} = \frac{n_1}{n_2} \frac{\tilde{K}_{U2} C_1}{C_2},$$

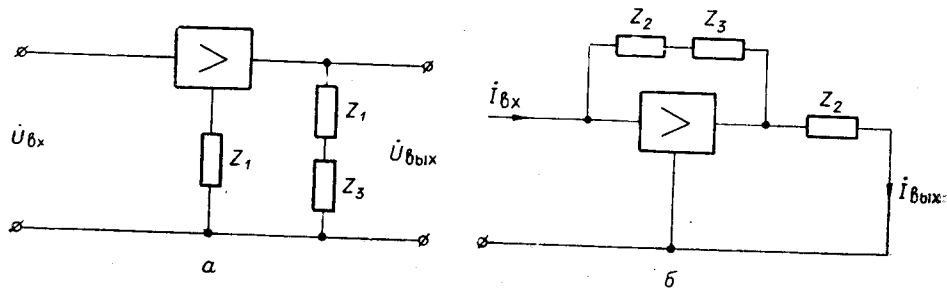


Рис. 2.

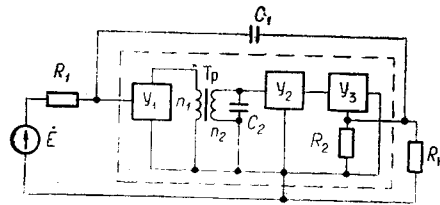


Рис. 3.

где  $\tilde{K}_{U2}$  — коэффициент усиления по напряжению усилителя  $Y_2$ . Как видно, здесь в отличие от схемы, описанной в [13], глубина обратной связи не зависит от частоты [разумеется, если  $\tilde{K}_{U2} \neq \varphi(\omega)$ ], а фазовый угол петлевого усиления равен нулю.

### ПОГРЕШНОСТИ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ УСИЛИТЕЛЕЙ С ООС

Точность усилителя с ООС как измерительного преобразователя обычно характеризуют либо коэффициентом погрешности преобразования  $\tilde{K}_\Delta$ , либо самой погрешностью преобразования  $\Delta$  или  $\delta$ . Величины эти находят из выражений:

$$\tilde{K}_\Delta = \frac{\dot{A}_{2n}}{\dot{A}_2}; \quad \Delta = \dot{A}_{2n} - \dot{A}_2; \quad \delta = \frac{\dot{A}_{2n} - \dot{A}_2}{\dot{A}_2},$$

где  $\dot{A}_{2n}$  и  $\dot{A}_2$  — активные комплексные величины (напряжения, токи) на выходе соответственно реального (с погрешностью) и идеального.

преобразователей. Приведенные выражения определяют погрешность преобразования вектора в вектор [14]. При раздельном измерении отдельных параметров комплексных величин необходимо также знать точность преобразования по модулю, фазе и компонентам (синфазной и квадратурной составляющим вектора исследуемой величины относительно вектора опорной). Такие скалярные погрешности могут быть получены из выражений:

$$K_{\Delta L} = \frac{L(\dot{A}_{2n})}{L(\dot{A}_2)}; \quad \Delta_L = L(\dot{A}_{2n}) - L(\dot{A}_2); \quad \delta_L = \frac{L(\dot{A}_{2n}) - (\dot{A}_2)}{L(\dot{A}_2)},$$

где  $L$  означает операцию преобразования вектора в скаляр. В соответствии с последними выражениями получим:

а) для модульной погрешности

$$K_{\Delta M} = \frac{|\dot{A}_{2n}|}{|\dot{A}_2|} = |\tilde{K}_{\Delta}|; \quad \Delta_M = |\dot{A}_{2n}| - |\dot{A}_2|; \quad \delta_M = \frac{|\dot{A}_{2n}| - |\dot{A}_2|}{|\dot{A}_2|};$$

б) для фазовой погрешности

$$K_{\Delta \Phi} = \frac{\varphi_{2n}}{\varphi_2}; \quad \Delta_{\Phi} = \varphi_{2n} - \varphi_2 = \arg \tilde{K}_{\Delta}; \quad \delta = \frac{\varphi_{2n} - \varphi_2}{\varphi_2},$$

где  $\varphi_{2n} = \arg \dot{A}_{2n}$ ;  $\varphi_2 = \arg \dot{A}_2$ ;

в) для компонентной синфазной погрешности

$$K_{\Delta \text{КС}} = \operatorname{Re} \tilde{K}_{\Delta} (1 - \operatorname{tg} \varphi_2 \operatorname{tg} \Delta_{\Phi});$$

$$\Delta_{\text{КС}} = \operatorname{Re} \dot{A}_2 (\operatorname{Re} \tilde{K}_{\Delta} - 1) - \operatorname{Im} \dot{A}_2 \operatorname{Im} \tilde{K}_{\Delta};$$

$$\delta_{\text{КС}} = \operatorname{Re} \delta (1 - \operatorname{tg} \varphi_2 \operatorname{tg} \varphi_{\delta}),$$

где  $\varphi_{\delta} = \arg \delta$ ;

г) для компонентной квадратурной погрешности

$$K_{\Delta \text{КК}} = \operatorname{Re} \tilde{K}_{\Delta} (1 + \operatorname{ctg} \varphi_2 \operatorname{tg} \Delta_{\Phi});$$

$$\Delta_{\text{КК}} = \operatorname{Im} \dot{A}_2 (\operatorname{Re} \tilde{K}_{\Delta} - 1) + \operatorname{Re} \dot{A}_2 \operatorname{Im} \tilde{K}_{\Delta};$$

$$\delta_{\text{КК}} = \operatorname{Re} \delta (1 + \operatorname{ctg} \varphi_2 \operatorname{tg} \varphi_{\delta}).$$

При анализе метрологических характеристик усилителей с ООС источник напряжения с сопротивлением  $Z_1$  для усилителя (см. рис. 1, а) и источник тока с проводимостью  $Y_1$  для усилителя (см. рис. 1, б) удобно заменить эквивалентными соответственно источником тока  $I_1$  с внутренним сопротивлением  $Z_1$  и источником напряжения  $E_1$  с внутренней проводимостью  $Y_1$ . При этом все возможные коэффициенты преобразования могут быть сведены к двум: коэффициенту передачи тока  $I_1$  в напряжение  $U_2$  на сопротивлении  $Z_2$  для усилителя с ООС по напряжению и напряжения  $E_1$  в ток  $I_2$  через проводимость  $Y_2$  для усилителя с ООС по току и коэффициенту передачи тока  $I_2$  в ток  $I_3$  через сопротивление  $Z_3$  для усилителя с ООС по напряжению и э. д. с.  $E_1$  в напряжение  $U_3$  на проводимости  $Y_3$  для усилителя с ООС по току. Очевидно, что и здесь анализ можно вести только для одного из типов усилителей.

Так, для усилителя с ООС по напряжению указанные коэффициенты и соответствующие им векторные погрешности имеют вид:

$$\begin{aligned}\tilde{K}_{12} &= \frac{U_2}{I_1} = -Z_3(1 + \delta_{U12}); & \tilde{K}_{13} &= \frac{I_3}{I_1} = -(1 + \delta_{13}); \\ \tilde{K}_{\Delta 12} &= \frac{\tilde{T}}{\tilde{T}-1} \left(1 + \frac{\alpha}{Z_3 \tilde{T}}\right); & K_{\Delta 13} &= \frac{T}{\tilde{T}-1} \left(1 - \frac{\alpha}{Z_{223} \tilde{T}}\right); \\ \delta_{12} &= \frac{1}{\tilde{T}-1} \left(1 + \frac{\alpha}{Z_3}\right); & \delta_{13} &= \frac{1}{\tilde{T}-1} \left(1 - \frac{\alpha}{Z_{223}}\right),\end{aligned}$$

где

$$\alpha = \frac{Z_{113} Z_{223}}{Z_{113} + Z_3 + Z_{223}}.$$

Анализ выражения для  $\alpha$  показывает, что вносимая ею составляющая погрешности, имеющая второй порядок малости, минимальна для усилителей сопротивления и максимальна для усилителей проводимости (см. таблицу). При дальнейшем анализе погрешностей этой составляющей мы будем пренебрегать. Приняв  $\alpha=0$ , скалярные погрешности преобразования можно найти из следующих выражений:

$$\begin{aligned}\delta_m &= \frac{|\tilde{T}| - |\tilde{T}-1|}{|\tilde{T}-1|}; \\ \Delta_\phi &= \arg \tilde{T} - \arg(\tilde{T}-1); \\ \Delta_{kc} &= \operatorname{Re} \dot{A}_2 \frac{\operatorname{Re} \tilde{T}-1}{|\tilde{T}-1|^2} + \operatorname{Im} \dot{A}_2 \frac{\operatorname{Im} \tilde{T}}{|\tilde{T}-1|^2}; \\ \delta_{kc} &= \frac{\operatorname{Re} \tilde{T}-1}{|\tilde{T}-1|^2} \left(1 + \frac{\operatorname{Im} \tilde{T}}{\operatorname{Re} \tilde{T}-1} \operatorname{tg} \varphi_2\right); \\ \Delta_{kk} &= \operatorname{Im} \dot{A}_2 \frac{\operatorname{Re} \tilde{T}-1}{|\tilde{T}-1|^2} - \operatorname{Re} \dot{A}_2 \frac{\operatorname{Im} \tilde{T}}{|\tilde{T}-1|^2}; \\ \delta_{kk} &= \frac{\operatorname{Re} \tilde{T}-1}{|\tilde{T}-1|^2} \left(1 - \frac{\operatorname{Im} \tilde{T}}{\operatorname{Re} \tilde{T}-1} \operatorname{ctg} \varphi_2\right).\end{aligned}$$

Анализируя эти выражения, нетрудно прийти к выводу, что оптимальным, с точки зрения максимального запаса устойчивости и минимальной постоянной погрешности преобразования, будет такое построение усилителя, при котором  $\arg T=0$ . При этом

$$\delta_m = \delta_{kc} = \delta_{kk} = \frac{1}{T-1}; \quad \Delta_\phi = 0; \quad \Delta_{kc} = \frac{\operatorname{Re} \dot{A}_2}{T-1}; \quad \Delta_{kk} = \frac{\operatorname{Im} \dot{A}_2}{T-1}.$$

Как уже указывалось, все выводы относительно построения усилителей с ООС по напряжению однозначно могут быть справедливы для дуальных им усилителей с ООС по току.

Так, например, если в усилителях с ООС по напряжению для обеспечения независимости запаса устойчивости от изменения  $Z_1$  необходимо сам усилитель выполнить с  $Z_{11} \rightarrow 0$ , то в усилителе с ООС по току при изменении  $Y_1$  необходимо сам усилитель выполнить с  $Y_{11} \rightarrow 0$ .

## ВЫВОДЫ

Очевидно, что дать точные рекомендации для всех встречающихся на практике случаев невозможно, да и вряд ли целесообразно. Эти рекомендации могут быть легко получены из анализа выражений, сведенных в таблицу. Здесь мы отметим только некоторые, встречающиеся наиболее часто.

В преобразователях с меняющимися  $Z_1$ ,  $Y_1$  и  $Z_2$ ,  $Y_2$  и использованием ООС по напряжению лучше всего применять усилитель сопротивления с проходным сопротивлением, прямо пропорциональным сопротивлению  $Z_3$ , а при использовании ООС по току — усилитель проводимости с  $Y_{12} = KY_3$ .

В преобразователях с меняющимися  $Z_1$ ,  $Y_1$  и  $Z_3$ ,  $Y_3$  при использовании ООС по напряжению лучшие результаты дает усилитель тока с  $Z_2 \rightarrow \infty$ , а при использовании ООС по току — усилитель напряжения с  $Y_2 \rightarrow \infty$ .

Для расширения рабочего частотного диапазона преобразователя целесообразно сам усилитель проектировать таким образом, чтобы его коэффициент передачи был обратно пропорционален коэффициенту передачи звена обратной связи. Это легко обеспечить применением во входном каскаде ООС с требуемой схемой делителей тока или напряжения.

## ЛИТЕРАТУРА

1. Г. Л. Грин. Активные устройства в точных мостовых схемах.— Измерительная техника, 1963, № 1.
2. R. Calvert, I. Mildwater. Self balancing Transformer Ratio Arm Bridges.— Electron. Engng., 1963, v. 35, № 430.
3. К. М. Соболевский. Электроизмерительные цепи уравнивания и элементов общей теории.— Автометрия, 1965, № 2.
4. Ф. Б. Григневич, Е. Е. Добров, К. Б. Карандеев. Автокомпенсационные мостовые цепи.— Автометрия, 1965, № 5.
5. А. Л. Грохольский, В. И. Никулин, К. М. Соболевский. Самоуравниваемые мостовые цепи.— Тезисы докладов на Первой Всесоюзной межвузовской конференции по автоматическим измерениям комплексных величин переменного тока. Баку, 1966.
6. Ю. В. Братусь, В. П. Карпенко, И. С. Сериков. Схемы мостов с тесной индуктивной связью между плечами для измерения параметров феррокатушек.— Методы и аппаратура для измерения электрических и магнитных величин. Киев, «Наукова думка», 1966.
7. Peter Richman. Elektronik bei Präzisionsmessungen elektrischer Größen im Frequenzbereich 0 bis 100 khz.— Messen. Registrieren. Steuern. Regeln, 1967, Bd. 3—4.
8. Г. Боде. Теория цепей и проектирование усилителей с обратной связью. М., Изд-во иностр. лит., 1948.
9. R. Jenings. Negative Feedback in Voltage Amplifiers.— Electro-Technology, 1962, v. 70, № 6.
10. R. Jenings. Negative Feedback in Current Amplifiers.— Electro-Technology, 1963, v. 72, № 1.
11. R. Jenings. Negative Feedback in Transconductance and Transresistance Amplifier.— Electro-Technology, 1964, v. 74, № 1.
12. Б. Я. Лурье. Проектирование транзисторных усилителей с глубокой обратной связью. М., «Связь», 1965.
13. Ю. Н. Евланов. Некоторые вопросы теории измерительного интегрирующего усилителя на транзисторах.— Измерительная техника, 1965, № 11.
14. В. Ю. Кончаловский, Я. А. Купершмидт, П. Я. Сыропятова, Р. Р. Харченко. Электрические измерительные преобразователи. М.—Л., «Энергия», 1967.

Поступила в редакцию  
2 сентября 1968 г.