

НЕКОТОРЫЕ ВОПРОСЫ ТЕОРИИ И ПРАКТИЧЕСКОЙ РЕАЛИЗАЦИИ СТРУКТУРНЫХ МЕТОДОВ ПОВЫШЕНИЯ ТОЧНОСТИ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

М. С. РОЙТМАН, В. М. СЕРГЕЕВ, В. А. БУТЕНКО

Введение

Известные ограничения, присущие методу отрицательной обратной связи (ООС), во многих случаях уже не позволяют обеспечить необходимые метрологические характеристики современных измерительных усилителей (ИУ).

Большими потенциальными возможностями повышения точности ИУ обладают структурные методы построения последних, реализующих принцип инвариантности.

Необходимым условием достижения инвариантности является принцип двухканальности (многоканальности), когда основной канал (ОК) выполняет функцию усиления мощности, а дополнительный канал является корректирующим (КК).

Известные двухканальные ИУ удобно классифицировать по способу суммирования сигналов ОК и КК на системы с внешним (внутренним) сумматором на выходе и внешним (внутренним) сумматором на входе.

Несмотря на высокую эффективность двухканальных систем ИУ, они еще не нашли широкого практического применения. Это объясняется тем, что интерес к известным идеям принципа инвариантности применительно к ИУ возник сравнительно недавно и у разработчиков еще нет достаточной информации как по теоретическим основам, так и по вопросам практической реализации двухканальных ИУ.

Большая заслуга в развитии теории и практики инвариантных систем применительно к построению высокоточных широкодиапазонных вольтметров эффективных значений и измерительных преобразователей принадлежит коллективу кафедры информационно-измерительной техники Киевского политехнического института (работы Ю. М. Туз, Л. М. Гапченко, К. Л. Серпилина, Е. Т. Володарского и др.).

Исключительно высокие требования, предъявляемые к высоковольтным ИУ, выполняющим функции масштабных устройств в многозначных мерах переменных напряжений*), привели нас к необходимости выяснения возможностей многоканальных структур и обратить особое внимание на вопросы их эффективной практической реализации.

В настоящей работе рассматриваются лишь методы стабилизации мгновенного значения коэффициента передачи ИУ, когда возможно существенное снижение как линейных, так и нелинейных искажений.

*) При выходном напряжении до 300 в эфф. значения погрешность высоковольтных ИУ в диапазоне частот 20 гц ÷ 200 кц не должна превышать 0,01 ÷ 0,05% при коэффициенте нелинейных искажений $\leq 0,03\%$.

Исходные предпосылки к сравнительному анализу метрологических возможностей одноканальных и двухканальных ИУ

Если применение двухканальной структуры рассматривать как дополнительную меру повышения точности исходного ИУ, предварительно стабилизированного введением предельно глубокой ООС, то появляется необходимость в определении критерия эффективности двухканальных систем.

На наш взгляд, определить указанный критерий можно путем сравнения погрешности двухканальной системы и исходного усилителя с ООС, амплитудно-фазо-частотные характеристики (АФЧХ) петлевого усиления которого соответствуют идеальным [1].

При идеально скорректированных АФЧХ модуль петлевого усиления не зависит от частоты в расчетной рабочей полосе частот. В этом случае при частотонезависимой β -цепи модуль усиления с ООС будет определяться выражением

$$K_0(\omega) = \frac{K'_0}{\sqrt{1 + 2K'_0 \beta \cos \varphi'_0(\omega) + (K'_0 \beta)^2}}, \quad (1)$$

где K'_0 — модуль усиления без ООС,

$K'_0 \beta = T_0$ — модуль петлевого усиления.

$\varphi'_0(\omega)$ — фаза петлевого усиления.

Погрешность модуля $K_0(\omega)$ будет определяться как изменениями $K'_0(\omega)$ из-за дестабилизирующих факторов, так и наличием фазового сдвига петлевого усиления. Однако, если ограничение дестабилизирующих факторов в принципе возможно, то фазовый сдвиг в случае идеальных АФЧХ строго определен принятым запасом по фазе

$$\varphi'_0(\omega) = 2(1 - y) \operatorname{arctg} \frac{x}{\sqrt{1 - x^2}},$$

здесь y — запас по фазе; $x = \omega/\omega_0$ — нормированная частота; ω, ω_0 — текущая частота и верхняя частота рабочего диапазона соответственно. Это обстоятельство позволяет считать погрешность модуля, вызываемую наличием фазы, минимально возможной в диапазоне частот для ИУ с ООС. Для предельных значений фазы погрешность определяется из (1) как

$$\delta(\varphi) = \frac{K(\omega) - K(0)}{K(0)} = \frac{1}{1 - \frac{2T_0(1 - \cos \varphi'_0)}{(1 + T_0)^2}} - 1. \quad (2)$$

Пренебрегая T -погрешностью, для $\varphi'_0 \leq 60^\circ$ выражение (2) можно упростить:

$$\delta(\varphi) \simeq \frac{1 - \cos \varphi'_0}{T_0} \simeq \frac{1}{2} \frac{\varphi_0'^2}{T_0}. \quad (3)$$

Выражение (3) и будет использоваться для сравнения с погрешностью двухканальных систем.

Система с внешним сумматором на выходе

Функциональная схема (ФС) и граф системы (ГС) приведены на рис. 1

Передача системы определяется выражением

$$K_z = K_0 + \alpha K - \gamma K_0 K, \quad (4)$$

где K_0 — передача ОК, K — передача КК. Для случая инвертирующего ОК устройство выделения ошибки (УВО) может быть выполнено в виде пассивного резистивного делителя ($R_1 - R_2$). При бесконечном входном сопротивлении КК коэффициенты α и γ определяются выражениями: $\alpha = R_2/(R_1 + R_2)$; $\gamma = R_1/(R_1 + R_2)$. При выполнении условия настройки (выделения ошибки) $K_0 \gamma = \alpha$ (5) и условия инвариантности $\alpha K = K_0$ (6) усиление системы при введении КК остается равным усилению ОК, т. е. $K_\Sigma = K_0$, а погрешность системы определяется произведением погрешностей обоих каналов $\delta_\Sigma = \delta_0 \delta$ (7). При этом входное сопротивление системы равно $R_{11} = R_1 \parallel R_0$, где R_0 — входное сопротивление ОК, а выходное сопротивление системы практически равно выходному сопротивлению сумматора. Учет конечного значения входного сопротивления КК не меняет условия настройки (5) и приводит лишь к необходимости увеличения усиления $K: K = 1 + K_0 + R_2/R'_{11}$, где R'_{11} — входное сопротивление КК. Точное соблюдение условий (5) и (6) возможно лишь на частоте, где фазовые сдвиги обоих каналов и УВО равны нулю. Поскольку применение КК рассматривается как дополнительная мера повышения точности ИУ, то, как правило, и ОК и КК охвачены глубокой ООС. Считая, как и прежде, что потенциальные погрешности каждого канала обусловлены фазовыми сдвигами, определим погрешность системы для такого случая. Из (4) с учетом фазового сдвига ОК и КК с ООС соответственно φ_0 , φ получим

$$\delta_\Sigma(\varphi) = \sqrt{3 - 2 \cos(\varphi_0 - \varphi) - 2 \cos \varphi - 2 \cos \varphi_0} - 1,$$

$$\text{или для } \varphi \leq 60^\circ \text{ приближенно } \delta_\Sigma(\varphi) \simeq -\varphi_0 \varphi. \quad (8)$$

Известно, что фазовый сдвиг усилителя с ООС (при частотонезависимой β -цепи) определяется соотношением

$$\varphi_0 = \arctg \sin \varphi'_0 (\cos \varphi'_0 + T_0)^{-1}$$

или для малых значений φ'_0

$$\varphi_0 \simeq \varphi'_0 (1 + T_0)^{-1} \simeq \varphi'_0 T_0^{-1}.$$

Тогда с учетом значений петлевого усиления ОК— T_0 и КК— T выражение (8) примет вид

$$\delta_\Sigma(\varphi) \simeq -\varphi'_0 \varphi (T_0 T)^{-1}. \quad (9)$$

Отношение погрешностей, определяемых соотношениями (3) и (9), показывает выигрыш в точности, получаемый за счет введения КК

$$Q = \frac{\varphi'_0}{\varphi'} \cdot \frac{T}{2}. \quad (10)$$

Очевидно, что определяемый выражением (10) выигрыш следует считать действительным только для случая, когда в ОК применено оптимальное число каскадов (согласно соотношениям Боде), так что введение дополнительных каскадов невозможно или дает несущественный выигрыш в допустимой величине петлевого усиления. В противном случае можно было полезное усиление КК использовать в ОК для значительного повышения T_0 . Так, если предположить, что $T_0 = T$, и в исходный ОК возможно включение дополнительных каскадов с усилением, равным усилению КК без ООС, то результирующее петлевое усиление стало бы равным $T'_0 = T_0 K_0 (1 + T_0)$ и отношение погрешностей такого усиления и исходной двухканальной системы определялось бы как $Q' = 0,5 \varphi'^2_0 / \varphi' K_0$.

Таким образом, получить выигрыш путем распределения оптимального числа каскадов между ОК и КК практически невозможно. Однако

известно, что при широкой требуемой полосе частот ОК оптимальное число каскадов невелико и составляет, как правило, не более 3—4. В этих условиях существенной возможностью повышения точности ИУ является введение КК.

Вернемся к выражению (10). Поскольку максимальное выходное напряжение КК определяется абсолютной величиной ошибки ОК, то мощность КК невелика и он может быть выполнен на более качественных (широкополосных) элементах, чем в ОК. При этом, очевидно, правомочность неравенства $\varphi' \ll \varphi_0'$. Тогда даже при отсутствии ООС в КК выигрыш, определяемый отношением $Q'' = 0,5 \varphi_0' / \varphi$, может быть существенным. Легко показать, что для малых значений фазовых сдвигов ОК и КК результирующий фазовый сдвиг системы определяется как $\varphi_{\Sigma} = \varphi_0 \delta + \varphi_0 \delta_0$, что также свидетельствует о высокой эффективности двухканальной системы.

Все предыдущие выкладки были сделаны в предположении идеальности УВО и сумматора. Очевидно, что погрешность УВО полностью входит в результирующую погрешность системы; другими словами, предельная точность двухканальной системы не может быть сделана выше точности УВО. Поэтому тщательное выполнение УВО является одной из важнейших задач при практической реализации системы. Применение УВО в виде делителя R_1 — R_2 (см. рис. 1) не позволяет обеспечить необходимую его точность в широком диапазоне частот. Стремление обеспечить высокое входное сопротивление при сохранении условия (5) приводит к большим значениям R_2 , что при наличии входной емкости КК обуславливает значительную величину фазового сдвига УВО. Более приемлемое построение УВО приведено на рис. 2. В этом случае выбирается $R_1 = R_2 = R$, что при любом R обеспечивает частотонезависимость этой цепи. Делитель R_3, R_4 выбирается из условий $R_4 \ll R$, $K_0 R_4 = R_3$. Пунктиром на рисунке обозначен корректирующий конденсатор, выравнивающий постоянные времени резисторов R_3 и R_4 . При таком выполнении УВО необходимое усиление КК должно быть увеличено по сравнению с выражением (6) в два раза.

Существенную роль в реализации потенциальных метрологических возможностей системы играет выходной сумматор. В случае высоковольтных ИУ практически единственным видом сумматора (при необходимости сохранения информации о мгновенном значении коэффициента передачи ОК) является трансформатор (рис. 3).

Наличие индуктивности рассеивания обуславливает значительную дополнительную погрешность при изменении нагрузки, особенно имеющей емкостный характер. Межвитковая емкость приводит к ухудшению АФЧХ ОК и к дополнительным потерям полезной мощности. В мощных высоковольтных ИУ последний фактор иногда является определяющим. Приемлемое разрешение известных противоречий при желании одновременного уменьшения индуктивности рассеивания и межвитковой емкости удастся получить или путем применения нескольких трансформаторов, работающих в узком диапазоне частот, или путем снижения коэффициента трансформации, что приводит к необходимости увеличения усиления КК.

Принципиальная схема разработанного на кафедре радиотехники Томского политехнического института высоковольтного ИУ по схеме рис. 3 приведена на рис. 4. Пунктиром обозначен ОК, схема которого приведена на рис. 16.

Усилитель имеет следующие характеристики: коэффициент усиления (K_0) = 30, выходное напряжение (U_2) = 300 в эфф., выходная мощность (P) = 15 Вт., выходное сопротивление (R_{22}) = 10 Ом, входное сопротивление (R_{11}) = 30 ком, нестабильность коэффициента переда-

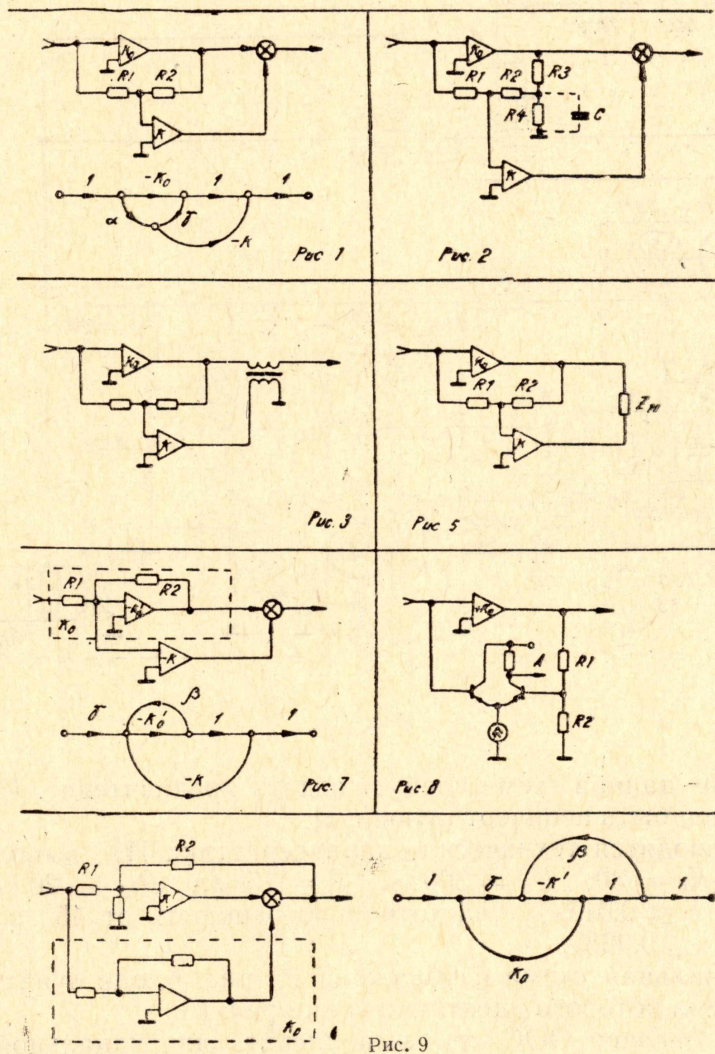
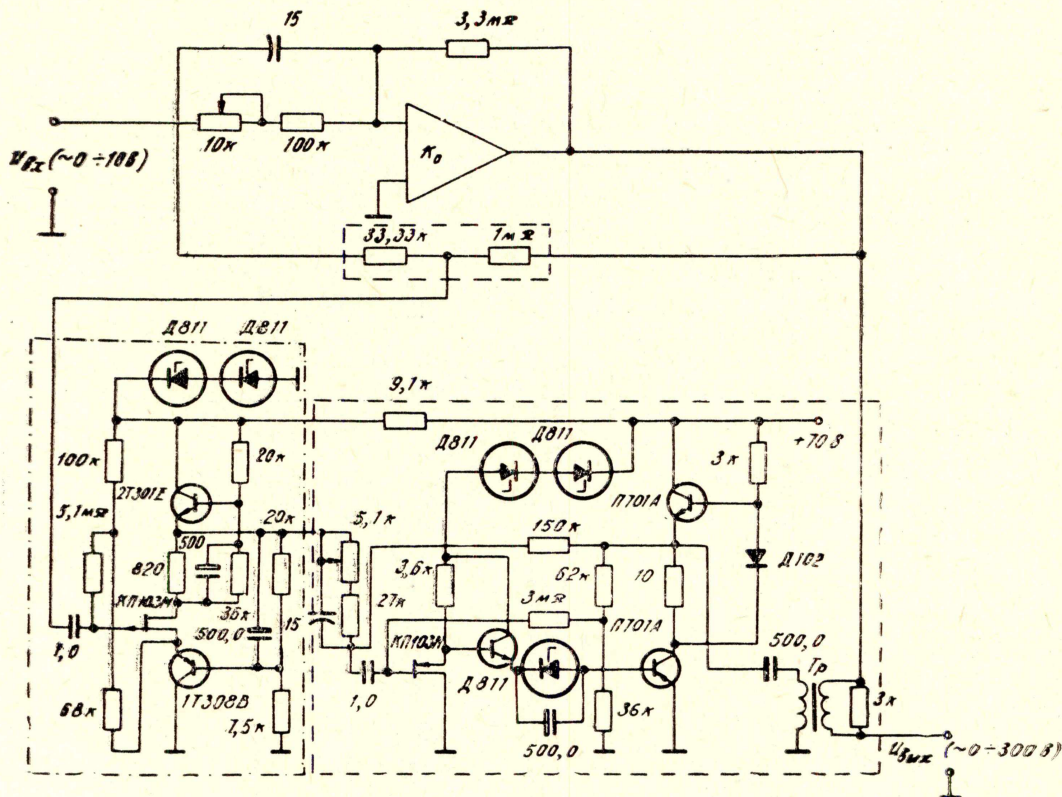


Рис. 9

От недостатков, присущих схеме с суммирующим трансформатором, свободна схема рис. 5. Однако отсутствие общего провода между «землей» ИУ и нагрузкой не всегда допустимо, тем не менее в специфици-

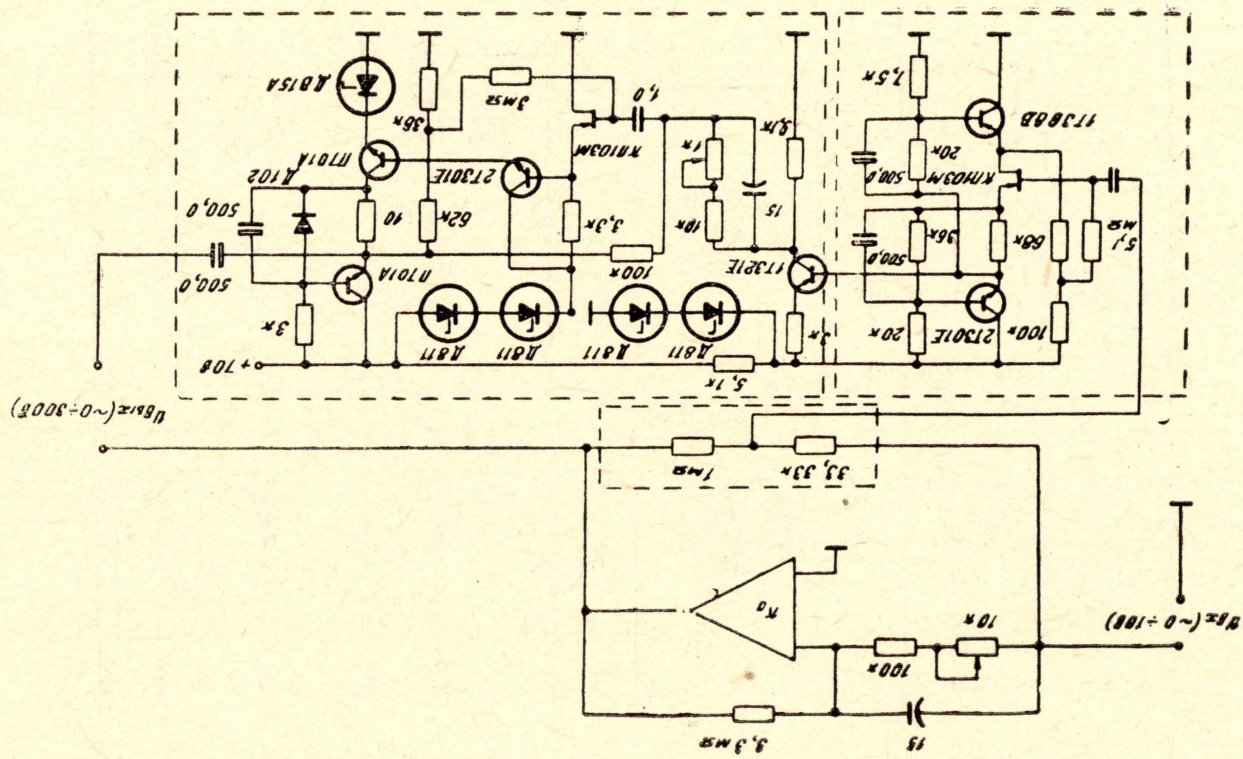


ческих случаях данной схеме следует отдать предпочтение. (КК в такой системе должен быть неинвестирующим).

Принципиальная схема изображена на рис. 6, где пунктиром обозначен ОК, схема которого идентична схеме рис. 16.

$$K_{\Sigma} = \frac{\gamma (K'_0 + K)}{1 + K'_0 \beta},$$
$$\delta_{\Sigma} = \frac{\delta}{1 + K'_0 \beta}, \quad (11)$$

Рис. 6



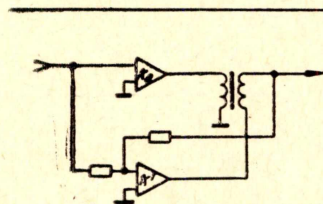


Fig. 10

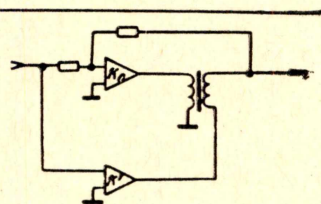


Fig. 11

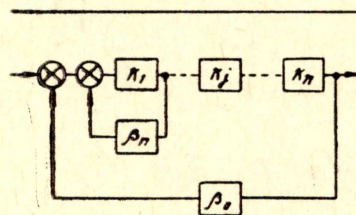


Fig. 12

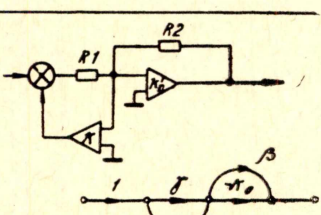


Fig. 13

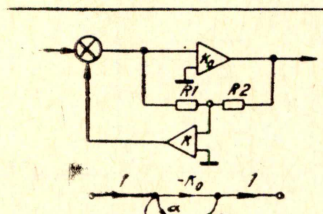


Fig. 14

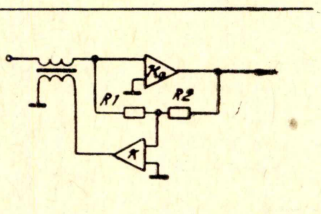


Fig. 15

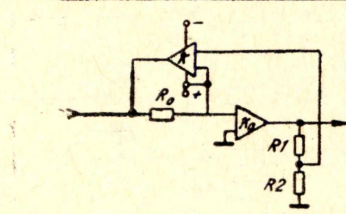


Fig. 17

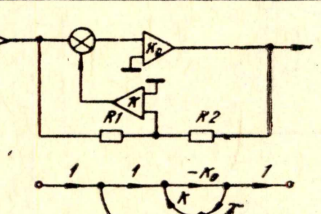


Fig. 18

т. е. погрешность ОК исключается (при $\varphi = 0$). При этом T -погрешность системы равна нулю и усиление строго определяется отношением $K_{\Sigma} = \gamma\beta - 1$. Значение $\delta_{\Sigma}(\varphi)$ равно

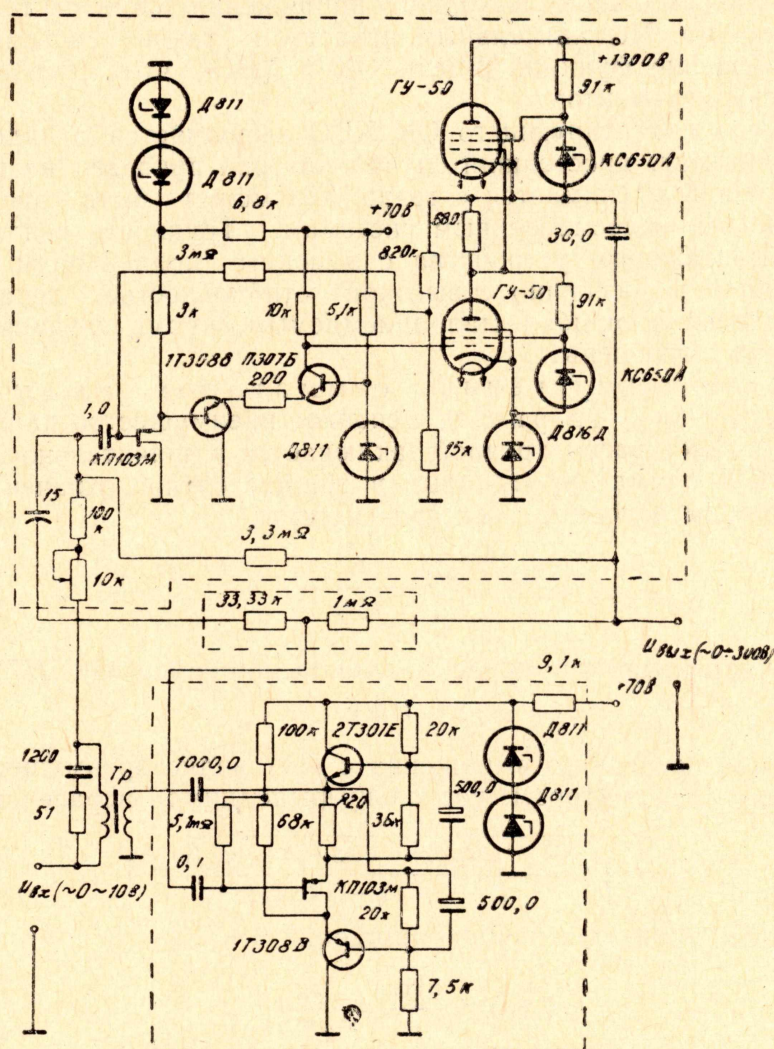


Рис. 16

$$\delta_{\Sigma}(\varphi) = \sqrt{\frac{1 - 2A[1 - \cos(\varphi'_0 - \varphi)]}{1 - 2A(1 - \cos \varphi'_0)}} - 1.$$

Здесь $A = T_0 / (1 + T_0)^2 \approx T_0^{-1}$.

Для малых значений углов можно получить

$$\delta_{\Sigma}(\varphi) \approx \frac{\varphi'_0 \varphi}{T_0} - \frac{\varphi^2}{2T_0}.$$

Если в КК введено ООС с петлевым усилением T , то

$$\delta_{\Sigma}(\varphi) \approx \frac{\varphi'_0 \varphi'}{T_0 T} - \frac{\varphi'^2}{2T_0 T^2} \approx \frac{\varphi'_0 \varphi'}{T_0 T}$$

(так как легко выполнимо условие $\varphi' < \varphi'_0$).

Сравнение выражений для погрешностей системы с выделением ошибки и с компенсацией статизма говорит о практической их идентичности по потенциальным возможностям. На средних частотах большей

эффективностью обладает первая система, где имеет место произведение погрешностей обоих каналов. Кроме того, напряжение статизма превышает напряжение ошибки, что несколько увеличивает требуемую величину максимального выходного напряжения КК в системе компенсации статизма. Положительным качеством такой системы остается лишь совмещение функций β -цепи ОК и УВО, что сокращает число прецизионных элементов.

В случае инвертирующего ОК УВО выполняется в виде активной схемы вычитания, простейший случай которой приведен на рис. 8. Напряжение ошибки снимается с точки А и может быть введено в ОК аналогично вышерассмотренным системам. Трудность реализации активного вычитающего устройства с высоким подавлением синфазной составляющей и особенно с высокой стабильностью делают такой способ выделения ошибки малоприменимым, кроме случаев, которые будут особо оговорены.

Система с внутренним сумматором на выходе ФС и ГС приведены на рис. 9. Основное преимущество данной структуры перед ранее рассмотренной заключается в значительном снижении требований к сумматору, который в данном случае охвачен ООС.

Рассмотрим основные свойства системы:

$$K_{\Sigma} = \frac{K_0 + K^1 \gamma}{1 + K^1 \beta}.$$

Условие инвариантности определяется соотношением $\beta = \gamma K_0^{-1}$, при этом

$$\delta_{\Sigma} = \delta_0 (1 + K^1 \beta)^{-1}.$$

Из сравнения последнего выражения с (11) видно преимущество системы с внешним сумматором, поскольку выполнимо неравенство $\delta \ll \delta_0$

$$\delta_{\Sigma}(\varphi) = \sqrt{\frac{1 - 2A[1 - \cos(\varphi^1 - \varphi_0)]}{1 - 2A(1 - \cos \varphi^1)}} - 1.$$

или с учетом принятых ранее упрощений

$$\delta_{\Sigma}(\varphi) \simeq \frac{\varphi^1 \varphi_0}{T} - \frac{\varphi_0^2}{2T}.$$

Здесь $A = T/(1 + T)^2 \simeq T^{-1}$; $T = K^1 \beta$.

Для ОК с ООС окончательно имеем

$$\delta_{\Sigma}(\varphi) \simeq \frac{\varphi^1 \varphi_0^1}{TT_0} - \frac{\varphi_0^{12}}{2TT_0^2}.$$

В данном случае последнее слагаемое может иметь более существенное значение, чем в случае системы компенсации статизма с внешним сумматором, поскольку практически $\varphi_0^1 \gg \varphi'$, что свидетельствует о несколько меньших предельных погрешностях последней системы.

Следует подчеркнуть то обстоятельство, что, если в системах с внешним сумматором КК в принципе может быть и не охвачен ООС, то в рассматриваемой системе это обязательно. Очевидно, что при значительном усилении в ОК могут возникнуть известные трудности в смысле обеспечения достаточно большого петлевого усиления в КК. Тем не менее охват сумматора ООС в рассматриваемой схеме является достаточно веским основанием для ее практического применения.

Известная реализация рассмотренной структуры приведена в [2] рис. 10. Здесь ОК нагружен на суммирующий трансформатор, что является неприемлемым в случае мощных высоковольтных ИУ, для которых

можно рекомендовать схему рис. 11. Рассмотренные структуры с компетенцией статизма являются частными случаями итерационных систем [3]. Существенным недостатком рассмотренных выше систем является необходимость в значительном усилении КК.

Высокими метрологическими характеристиками при почти единичном усилении КК обладают двухканальные системы с внешним сумматором на входе, в которых реализуется положительная обратная связь (ПОС).

Хотя первые работы, посвященные применению ПОС в ИУ появились около 40 лет назад [4,5] и в дальнейшем этим вопросам было уделено значительное внимание во многих работах советских и зарубежных авторов, ИУ с ПОС не нашли до сих пор практического применения. Основной причиной такого положения, на наш взгляд, является отсутствие четко разработанной теории устойчивости таких устройств. Так, некоторые авторы [6, 7], приводя практические схемы ИУ с ПОС, вопросы устойчивости вообще не рассматривают, другие же [8, 9] ограничиваются утверждением, что петлевое усиление канала ПОС должно быть меньше единицы. Неправомочность такого утверждения доказана еще в работе [1], где показано, что система, неустойчивая в разомкнутом состоянии (введена ПОС с единичным петлевым усилением), становится при определенных условиях устойчивой при замыкании общей петли ООС. Можно указать практически единственную работу [10], в которой теория усилителей с ПОС рассмотрена на высоком научном уровне. В этой работе доказывается, что применение ПОС дает существенный выигрыш в точности ИУ в очень узком диапазоне частот (в сравнении с полосой частот спроектированного по Бode усилителя с ООС). Но в этой работе рассмотрен только случай комбинированной связи, когда ПОС введена внутри усилителя, охваченного общей ООС. Практическое применение в последнее время нашли ИУ с внешним каналом ПОС, в которых благодаря отсутствию корреляции АФЧХ ОК и КК в последнем возможна коррекция, обеспечивающая устойчивую работу системы при широкополосном канале ПОС.

Рассмотрим основные свойства и возможные варианты практической реализации ИУ с ПОС.

Система с внутренним каналом ПОС ФС приведена на рис. 12. Передача системы определяется выражением

$$K_{\Sigma} = \frac{\prod_{i=1}^n K_i}{1 - K_1 \beta_n + \prod_{i=1}^n K_i \beta_0}.$$

Здесь β_0 — коэффициент ООС, β_n — коэффициент ПОС. Если под чувствительностью обратной связи понимать отношение

$$D = \frac{dK_i}{K_i} / \frac{dK_{\Sigma}}{K_{\Sigma}},$$

то при выполнении условия $K_1 \beta_n = 1$, (12) для всех каскадов, не охваченных ПОС, $D = \infty$, а для каскада, охваченного ПОС,

$$D_1 = \prod_{i=1}^n K_i \beta_0 = T_0,$$

т. е. равна петлевому усилению системы без ПОС. Если в качестве каскада K_1 выбран маломощный каскад предварительного усиления, имеющий малый уровень нелинейных искажений и стабилизацию которого легко осуществить, то эффект уменьшения погрешности при введе-

нии ПОС может быть значительным. Результирующая погрешность при этом равна $\delta_{\Sigma} = \delta_1 T_0^{-1}$, (13) где δ_1 — погрешность каскада, охваченного ПОС. В данной системе T — погрешность равна нулю и передача системы при выполнении условия (12) равна $K_{\Sigma} = \beta_0^{-1}$. Точное выполнение условия (12) возможно лишь при нулевом фазовом сдвиге каскада, охваченного ПОС. Для сохранения указанного условия в широком диапазоне частот необходимо увеличивать широкополосность каскада с ПОС, которая ограничивается, как будет показано, условием устойчивости.

Для примера рассмотрим случай усилителя, состоящего из трех каскадов: K_1, K_2, K_3 , каждый из которых представлен звеном первого порядка. Каскад K охвачен ПОС.

С учетом равенства (12) характеристическое уравнение такой системы, охваченной общей ООС с петлевым усилением, примет вид

$$p^3 \tau_1 \tau_2 \tau_3 + p^2 \tau_1 (\tau_2 + \tau_3) + p \tau_1 + T_0 = 0.$$

Согласно критерию Рауса-Гурвица условие устойчивости определится неравенством

$$\tau_1 > T_0 \frac{\tau_2 \tau_3}{\tau_2 + \tau_3},$$

из которого следует, что широкополосность каскада с ПОС коррелирована с широкополосностью остальных каскадов и при больших величинах T_0 совершенно неудовлетворительна.

Система с внешним сумматором на входе

ФС и ГС приведены на рис. 13. Передача системы определяется выражением

$$K_{\Sigma} = \frac{\gamma K_0^1}{1 - \gamma K + K_0^1 \beta}, \quad (14)$$

где K — усиление КК; γ, β — ранее определенные величины. При выполнении условия $K\gamma = 1$ результирующая погрешность системы равна

$$\delta_{\Sigma} = \delta_0 T_0^{-1}, \quad (15)$$

где δ — погрешность КК. Хотя формально формулы (13) и (15) идентичны, в системе с внешним каналом благодаря практически единичному усилению КК ($\gamma \simeq 1$) последний может быть охвачен глубокой собственной ООС, так что будет иметь место неравенство $\delta \ll \delta_1$, что свидетельствует о более высокой эффективности рассматриваемой схемы. Очевидно, что и в этом случае определяющее значение принимает погрешность модуля от фазы, которую можно получить из (14) с учетом равенства $K\gamma = 1$

$$\delta_{\Sigma}(\varphi) = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{2}{T_0} \left[\cos \varphi_0^1 - \cos (\varphi_0^1 - \varphi) + \frac{2(1 - \cos \varphi)}{T_0^2} \right]}} - 1$$

Погрешность от фазы отсутствует только при $\varphi = 0$. Однако в отличие от ранее рассмотренных систем минимум фазового сдвига КК ограничивается условием устойчивости. Некоррелированность частотных характеристик ОК и КК в данной системе позволяет тем не менее трансформировать необходимым образом характеристики КК, сохраняя оптимальными характеристики ОК.

Для примера была рассмотрена система, в которой для наглядности в качестве ОК выбран классический усилитель, оптимально скорректированный по Боде [1, стр. 548].

Частота среза усилителя 1 Мгц, запас по фазе 30°, запас по амплитуде 6 дб.

Корректирующая цепь вводится последовательно с КК. При этом сам КК принят идеальным в полосе контролируемых частот ОК, т. е. считается, что АФЧХ КК определяется только корректирующей цепью.

В качестве корректирующей выбрана оптимальная по Боде межкаскадная корректирующая цепь, определяемая соотношениями

$$K = -20 \lg [V \overline{x^2 - 1} + x]; \quad \varphi = \arctg \frac{x}{V \overline{1 - x^2}},$$

где $x = \frac{\omega}{\omega_0}$, ω_0 — частота среза корректирующей цепочки.

Предельное значение петлевого усиления ОК при указанных запасах по амплитуде и фазе составляет 29 дб. С целью сохранения прежних запасов по амплитуде и фазе результирующей системы с КК запас по фазе ОК был увеличен на 10° и составил 40°. При этом предельное значение петлевого усиления, согласно известным соотношениям Боде, снижается до 25,4 дб. Частота среза корректирующей цепочки была принята равной 6 Мгц, т. е. в 6 раз выше частоты среза ОК. Результирующий годограф системы с КК при этом остался таким же, как у исходного усилителя ОК, т. е. устойчивость системы не ухудшилась.

Полученные при этом значения погрешности модуля от фазы исходного усилителя и системы с КК приведены в таблице.

Т а б л и ц а

f	1 Мгц	850 кгц	800 кгц	700 кгц	500 кгц	200 кгц	100 кгц	50 кгц
φ_0	150°		90°	74°12'	50°	19°	10°	
φ	9°36'	8°3'	7°35'	6°35'	4°46'	1°54'	57'	
$\delta_0(\varphi_0)$, %	7,35	3,6	3,56	2,82	1,92	0,345	0,268	
$\delta_\Sigma(\varphi)$, %	0,63	0,735	0,7	0,575	0,31	0,038	0,011	
Выигрыш в точности системы с ПОС	11,7	4,9	5,1	4,9	6,2	8,8	24	>50

Полученные результаты показывают, что оптимальная коррекция позволяет сохранить значительную эффективность системы во всей полосе оптимально скорректированного ОК (даже с учетом снижения предельного значения петлевого усиления последнего из-за увеличения запаса по фазе).

Хотя приведенные рассуждения не претендуют на строгость, они позволяют говорить о перспективности применения ПОС с внешним каналом.

Система с внешним сумматором на входе с выделением ошибки ФС и ГС приведена на рис. 14. Передача системы определяется выражением

$$K_\Sigma = \frac{K_0}{1 - \alpha K + \gamma K_0 K}. \quad (16)$$

При выполнении условий настройки $\gamma K_0 = \alpha$ и инвариантности $\alpha K = 1$ усиление при введении КК остается неизменным, т. е. $K_\Sigma = K_0$, а погрешность (при $\varphi = 0$) $\delta_\Sigma \simeq -\delta_0\delta$.

При одинаковых глубинах ООС в ОК погрешность данной системы значительно меньше, чем системы по рис. 13. В смысле устойчивости обе системы практически идентичны.

Погрешность модуля от фазы определяется выражением

$$\delta_{\Sigma}(\varphi) = \frac{1}{\sqrt{3 - 2[\cos \varphi - \cos(\varphi + \varphi_0) + \cos \varphi_0]}} - 1,$$

которое для малых углов принимает вид $\delta_{\Sigma}(\varphi) \approx \varphi \varphi_0$.

Хотя в принципе минимальное значение фазы КК φ в данной системе ограничено условиями устойчивости, в потенциальном смысле эта система почти идентична системе с внешним сумматором на выходе, поскольку в последней из-за большого требуемого усиления добиться малого фазового сдвига в КК затруднительно. Практически единичное усиление КК и отсутствие выходного сумматора является неоспоримым преимуществом двухканальной системы с ПОС в случае больших усилений в ОК и работе последнего на нагрузке с большой реактивной составляющей. Рекомендации по выбору одной из двух систем с внешним сумматором идентичны ранее приведенным для систем с внешним выходным сумматором, поскольку они зеркальны.

Простейшая реализация указанной схемы изображена на рис. 15 [11]. При большом входном сопротивлении ОК индуктивность рассеивания трансформатора оказывает незначительное влияние, однако межвитковая емкость сильно снижает входное сопротивление на высоких частотах. Поэтому указанная схема эффективна лишь при работе от источников сигнала с малым выходным сопротивлением. В противном случае необходимо введение буферного повторителя. Высоковольтный ИУ по схеме рис. 15, принципиальная схема которого приведена на рис. 16, имеет следующие характеристики:

$K_0 = 30$, $U_2 = 300$ в, $P = 15$ вт, $R_{22} \leq 6$ ом (до 100 кГц), $R_{11} = 30$ ком, частотная погрешность до 100 кГц $\leq 0,1\%$, $K_{\Gamma} \leq 0,01\%$ (до 20 кГц), $\delta \leq 0,01\%$.

При инвертирующем ОК можно применить оригинальное решение, предложенное в [7] (рис. 17). Здесь усилитель одновременно выполняет роль УВО и КК. КК может быть охвачен ООС, а в простейшем случае выполнен в виде повторителя, поскольку необходимое усиление КК в данной схеме строго равно единице. Недостатком такой реализации является необходимость в «подвешенном» источнике, емкость которого относительно земли также шунтирует входное сопротивление.

Система с внутренним сумматором на входе ФС и ГС на рис. 18.

Передача устройства определяется выражением

$$K_{\Sigma} = \frac{K_0(1 + \alpha K)}{1 + \gamma K_0 K}.$$

При выполнении условия настройки $\gamma K_0 = \alpha$ усиление системы при введении КК остается равным K_0 , а погрешность определяется выражением

$$\delta_{\Sigma} = \frac{\delta_0}{1 + K}.$$

В системе реализована ООС по ошибке. Нетрудно, убедиться, что практически такого же снижения погрешности можно было добиться путем добавления в тракт ОК дополнительного каскада с усилением K с последующим введением такой ООС, при которой сохраняется исходное

значение усиления K_0 . При этом возникают проблемы обеспечения устойчивости, идентичные для обоих вариантов.

ЛИТЕРАТУРА

1. Г. Боде. Теория цепей и проектирование усилителей с обратной связью. М., ИЛ, 1948.
 2. R. Richman. Recent advances in high-frequency performance of feedback amplifier—transformer combinations, IEEE Transactions, IM-15, 1966, № 4.
 3. П. Ф. Осмоловский. Итерационные многоканальные системы автоматического управления. М., Изд-во «Советское радио», 1969.
 4. W. Baggally. Grid current compensation in power amplifiers. Wir. Eng., № 2, February, 1933.
 5. E. Giurton. Balanced feedback amplifiers PIRE, November, 1938.
 6. Г. Я. Гурович. Усилитель мощности низкой частоты с компенсацией искажений. «Радиотехника», т 13, № 8, 1958.
 7. В. С. Попов, Ю. С. Ямпольский. Измерительный усилитель, «Автоматика», № 1, Киев, 1969.
 8. Я. Т. Загорский. К вопросу повышения точности измерительных усилителей. Известия СО АН СССР, серия техн. наук, вып. 2, № 6.
 9. Л. И. Волгин. Методы построения высокостабильных усилительных устройств. ЭИКА, вып. 12, 1969.
 10. А. М. Горовиц. Синтез систем с обратной связью. Изд-во «Советское радио», М., 1970.
 11. В. М. Сергеев, М. С. Ройтман, А. И. Крамнюк. Самонастраивающийся измерительный усилитель». Решение о выдаче авторского свидетельства по заявке № 134716 от 9.07.69 г.
-