

Е. В. АЛИМОВА, Б. А. МЕНДЕЛЕВ, Б. В. ЮДАНОВ
 (Москва)

О РАСШИРЕНИИ РАБОЧЕГО ДИАПАЗОНА ЛОГАРИФМИЧЕСКОГО УСИЛИТЕЛЯ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Логарифмические усилители постоянного тока (УПТ) в настоящее время получили широкое распространение в системах автоматического пуска и защиты физических и энергетических ядерных реакторов [1].

Становится весьма актуальным построение УПТ, способных к логарифмическому преобразованию входных токов, достигающих значений $(3 \cdot 5) \cdot 10^{-3} a$, тогда как минимальные входные токи усилителя могут составлять $10^{-10} - 10^{-12} a$ [2].

Как известно, логарифмический УПТ может быть построен путем включения логарифмирующего элемента (вакуумного или полупроводникового диода) на входе или в цепи

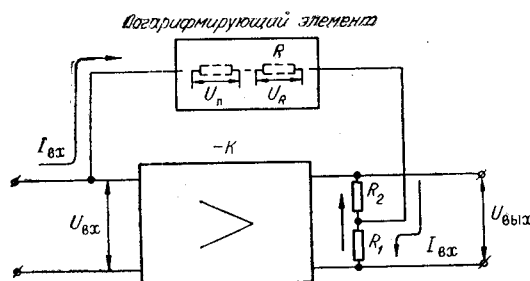


Рис. 1.

обратной связи УПТ. В настоящее время считается общепризнанным, что в области малых токов лучшие результаты дает схема (рис. 1) с включением логарифмирующего элемента в цепи обратной связи, хотя точность ее в области больших токов, вообще говоря, несколько хуже, чем точность схемы с логарифмирующим элементом на входе.

Рассмотрим, чем ограничен диапазон логарифмирования УПТ с обратной связью в области больших токов. Для схемы, приведенной на рис. 1, пренебрегая входным сопротивлением усилителя, а также его дрейфом, справедливо

$$U_{\text{вых}} = - \frac{k}{1 + \beta k} (a \lg I_{\text{вх}} + b) - \frac{k(R + R_1)}{1 + \beta k} I_{\text{вх}}, \quad (1)$$

где a, b — параметры логарифмирующего элемента; β — коэффициент обратной связи; R — линейная составляющая вольт-амперной характеристики логарифмирующего элемента. Как следует из уравнения (1), выходное напряжение пропорционально не только логарифму входного тока, но и самому входному току (второй член в правой части уравнения). Эта составляющая выходного напряжения дает ошибку логарифмического преобразования.

Если за идеальное значение выходного напряжения принять

$$U_{\text{вых}}^{\text{ид}} = - \frac{k}{1 + \beta k} (a \lg I_{\text{вх}} + b), \quad (2)$$

то относительная погрешность выходного напряжения может быть представлена в виде

$$\Delta = \frac{U_{\text{вых}} - U_{\text{вых}}^{\text{ид}}}{U_{\text{вых}}^{\text{ид}}} = \frac{R + R_1}{a \lg I_{\text{вх}} + b} I_{\text{вх}}. \quad (3)$$

Из формулы (3) следует, что погрешность пропорциональна измеряемому току и сопротивлению цепи обратной связи. Для уменьшения погрешности необходимо выбирать логарифмирующий элемент с малым значением сопротивления R и уменьшать сопротивление делителя обратной связи R_1 . Отметим, что уменьшение сопротивления R_1 при неизменном коэффициенте передачи логарифмического УПТ потребует пропорционального уменьшения сопротивления R_2 , что, очевидно, ограничено выходной мощностью УПТ. Иногда для уменьшения влияния R_1 на точность работы в цепь обратной связи логарифмического УПТ включают усилитель-повторитель [3]. Однако и в этом случае характеристика усилителя будет иметь искажения в области больших токов в связи с несовершенством логарифмирующего элемента. Для логарифмического УПТ, работающего в канале измерения периода разгона ядерного реактора [2], существенно определить погрешность по крутизне логарифмической характеристики.

Крутизна характеристики усилителя равна

$$S = \frac{d U_{\text{вых}}}{d \lg I_{\text{вх}}} = - \frac{ak}{1 + \beta k} - \frac{k}{1 + \beta k} 2,3 (R + R_1) I_{\text{вх}}. \quad (4)$$

В идеальном случае (при малом $I_{\text{вх}}$)

$$S^{\text{ид}} = - \frac{ak}{1 + \beta k}.$$

Относительная погрешность усилителя по крутизне характеристики

$$\Delta_S = \frac{S - S^{\text{ид}}}{S^{\text{ид}}} = 2,3 \frac{R + R_1}{a} I_{\text{вх}}$$

также оказывается пропорциональной входному току и сопротивлению цепи обратной связи.

На рис. 2 представлены логарифмические характеристики усилителя, имеющего следующие параметры: $k=950$; $a=0,078$; $\beta=0,0156$; $b=0,86$ в; $R+R_1=380$ ом. Кривая 1 рассчитана по формуле (1), кривая 3 — по формуле (4), а кривая 2 получена экспериментально. Для расчетов принималось $\beta k \gg 1$ и $U_{\text{вых}} = 0$ при $I_{\text{вх}} = 3 \cdot 10^{-10}$ а.

Как видно из приведенных графиков, при входном токе 1 ма крутизна логарифмической характеристики усилителя увеличилась по сравнению с идеальной более чем в

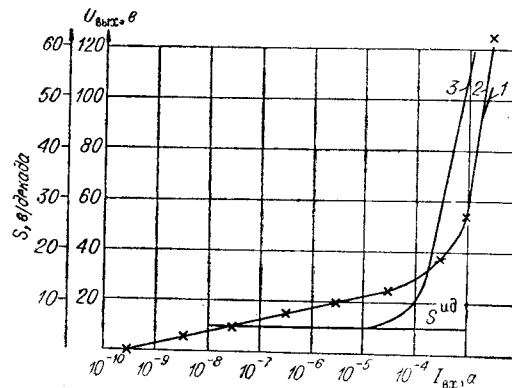


Рис. 2.

10 раз, что, безусловно, является недопустимым, т. е. может привести к выдаче ложных аварийных сигналов.

Устранить погрешность логарифмического усилителя в области больших токов принципиально возможно с помощью отдельного развязывающего усилителя [4] или с помощью схемы, приведенной на рис. 3. В этой схеме на выходе усилителя включен дополнительный делитель

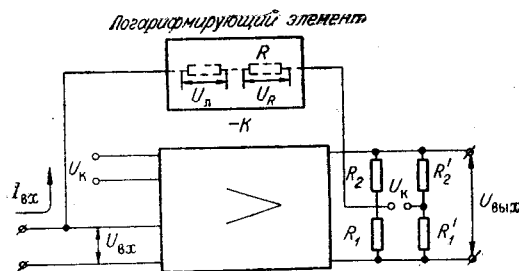


Рис. 3.

напряжения, состоящий из сопротивлений R_1 и R_2 . Если выполнить условие $\frac{R_1}{R_2} = \frac{R_1'}{R_2'}$, то напряжение компенсации $U_к$ будет пропорционально падению напряжения на сопротивлении R_1 , вследствие протекания по нему входного тока. Подавая напряжение $U_к$ на отдельный вход логарифмического усилителя, при правильно выбранном коэффициенте усиления $K_к$ по этому входу можно полностью скомпенсировать погрешность усилителя на больших токах. Для схемы рис. 3 приведем основные соотношения, характеризующие точность ее работы:

$$U_{\text{вых}} = - \frac{k}{1 + \beta k} (a \lg I_{\text{вх}} + b) - \frac{k}{1 + \beta k} \left(R_1 + R - \frac{K_к}{k} R_1 \right) I_{\text{вх}};$$

$$S = - \frac{k}{1 + \beta k} \left[a + 2,3 \left(R + R_1 - \frac{K_к}{k} R_1 \right) I_{\text{вх}} \right].$$

Из этих выражений следует, что при условии $R + R_1 = R_1 \frac{K_к}{k}$ влияние сопротивлений цепи обратной связи на точность работы усилителя исключается независимо от величины входного тока. Это условие можно записать иначе:

$$\frac{R_1 + R}{R_1} = \frac{K_к}{k}.$$

Таким образом, введение компенсирующей цепи в схему усилителя позволяет исключить ошибку, обусловленную сопротивлением R_1 делителя обратной связи, а также линейной составляющей вольт-амперной характеристики логарифмирующего элемента. Следовательно, приведенная схема компенсации позволяет получить точность логарифмической характеристики усилителя при больших входных токах лучше точности логарифмирующего элемента. Кроме того, появляется возможность увеличить сопротивления R_1 и R_2 , а следовательно, использовать УПТ с меньшей выходной мощностью.

Весьма удобным оказывается использование рассмотренного выше способа компенсации в том случае, если основное усиление УПТ осуществляется с помощью магнитного усилителя. При этом компенсация погрешности логарифмической характеристики в области больших токов может быть получена благодаря включению в цепь обратной связи последовательно с логарифмирующим элементом управляющей обмотки магнитного усилителя [5]. Входной же каскад усилителя для обеспечения чувствительности в области малых токов может быть выполнен на электронной лампе. Схема такого усилителя приведена на рис. 4.

Зависимость между выходным напряжением и входным током для этой схемы может быть записана в виде

$$U_{\text{вых}} = - \frac{k}{1 + \beta k} (a \lg I_{\text{вх}} + b + A I_{\text{вх}}), \quad (5)$$

где

$$A = R_{0.c} + R_1 - \frac{R_y W_k}{K_1 W_y}; \quad (6)$$

$k = k_1 K_k \frac{W_y}{W_k R_y}$; k_1 — коэффициент усиления первого каскада усилителя по напряжению; K_k — коэффициент усиления магнитного усилителя по обмотке компенсации (в омах); R_y — сопротивление обмотки

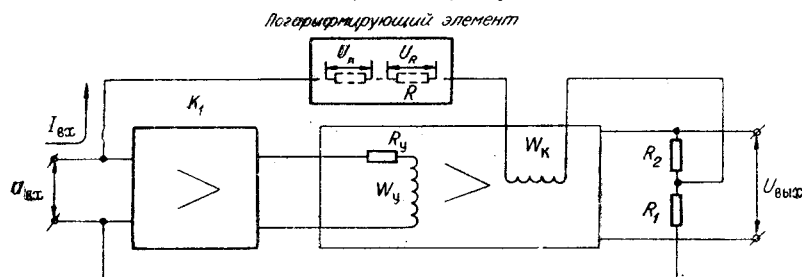


Рис. 4.

управления; $R_{0.c}$ — сопротивление цепи обратной связи, равное сумме $R + R_k$; R_k — сопротивление обмотки компенсации. Как следует из соотношения (5), в зависимости от величины и знака коэффициента A может иметь место недокомпенсация ($A > 0$), компенсация ($A = 0$) и перекомпенсация ($A < 0$) ошибки.

Если в качестве первого каскада логарифмического УПТ использован катодный повторитель ($k_1 \approx 1$), то условие компенсации может быть записано так:

$$\frac{R_{0.c} + R_1}{R_y} = \frac{W_k}{W_y}. \quad (7)$$

Формулы относительных ошибок по выходному напряжению и крутизне характеристики усилителя можно получить из (5):

$$\Delta_u = \frac{A}{a \lg I_{\text{вх}} + b} I_{\text{вх}}; \quad (8)$$

$$S = \frac{k}{1 + \beta k} (a + 2,3 A I_{\text{вх}}); \quad (9)$$

$$\Delta_S = \frac{2,3}{a} A I_{\text{вх}}. \quad (10)$$

На рис. 5 приведены экспериментальные (штриховые линии) и расчетные (сплошные линии) характеристики усилителя, выполненного по схеме рис. 4, для различных значений коэффициента A (степени компенсации). Изменение степени компенсации производилось путем шунтирования обмотки компенсации W_k сопротивлением $R_{ш}$. Исследованный усилитель имел следующие параметры: $k = 760$; $k_1 = 0,496$; $\beta = 0,048$; $W_y = 6000$; $W_k = 12000$; $R_y = 1500 \text{ ом}$; $R_k = 2500 \text{ ом}$; $R_1 = 400 \text{ ом}$. В качестве логарифмирующего элемента в усилителе использовался

диод типа 6Д16Д с параметрами: $a=0,24$ вольт/декада; $b=1,15$ в; $R=300$ ом. Построение расчетных кривых производилось в соответствии с формулой (5) при тех же допущениях, что и при расчете кривых рис. 2. С учетом сопротивления $R_{ш}$ коэффициент A определяется

$$A = R + R_1 + \frac{R_{ш}}{R_{ш} + R_k} \left(R_k - \frac{R_y W_k}{k_1 W_y} \right).$$

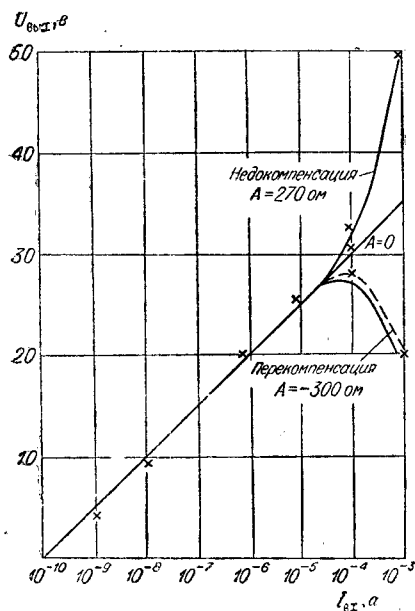


Рис. 5.

Как следует из приведенного анализа и данных эксперимента, рассмотренные схемы компенсации позволяют исключить погрешности усилителя, вследствие нелогарифмичности элемента обратной связи и влияния сопротивлений схемы усилителя, и таким образом расширить рабочий диапазон логарифмического усилителя в области больших токов.

При проведенном выше рассмотрении предполагалось, что основные элементы усилителя стабильны. Очевидно, что изменение параметров усилителя, вследствие временной и температурной нестабильности, приведет к раскомпенсации усилителя, а следовательно, к сужению его рабочего диапазона.

Относительная ошибка по крутизне характеристики усилителя при изменении k_1 на величину Δk_1 может быть определена из выражения

$$\Delta_S^{k_1} = \frac{S^{k_1} - S^{нд}}{S^{нд}} \approx \frac{2,3}{a} \frac{\Delta k_1}{k_1^0 + \Delta k_1} \frac{W_k R_y^0}{W_y k_1^0} I_{вх}, \quad (11)$$

где S^{k_1} — крутизна логарифмической характеристики усилителя при коэффициенте усиления входного каскада, равном $k_1^0 + \Delta k_1$; $S^{нд}$ — крутизна логарифмической характеристики усилителя при номинальных значениях параметров k_1^0 , R_y^0 , R_1^0 , R , т. е. при $A=0$.

Соответственно относительные ошибки по крутизне характеристики при изменении R_y на ΔR_y , R_1 на ΔR_1 и $R_{о.с}$ на $\Delta R_{о.с}$ будут равны:

$$\Delta_S^{R_y} \approx \frac{2,3}{a} \frac{\Delta R_y W_k}{k_1^0 W_y} I_{вх}; \quad (12)$$

$$\Delta_S^R \approx \frac{2,3}{a} \Delta R_1 I_{вх}; \quad (13)$$

$$\Delta_S^{R_{о.с}} \approx \frac{2,3}{a} \Delta R_{о.с} I_{вх}. \quad (14)$$

Как следует из формулы (11), 10% изменение k_1 приведет к значительной раскомпенсации усилителя. В результате этого протяженность логарифмической характеристики сокращается более чем на порядок по сравнению с протяженностью характеристики, полученной при условии компенсации. Расчеты показывают, что для обеспечения стабильности

характеристики по крутизне с погрешностью не более $\pm 10\%$ при измеряемом токе $I_{вх} = 10^{-3}$ а необходимо, чтобы в процессе эксплуатации усилителя коэффициент k_1 изменялся не более чем на $\pm 1\%$. Это обстоятельство необходимо учитывать при проектировании логарифмического УПТ. В качестве входного каскада УПТ поэтому целесообразно использовать катодный повторитель.

Аналогичное влияние на характеристики усилителя оказывают изменения сопротивлений обмотки управления R_y и обмотки компенсации R_k магнитного усилителя. Существенно отметить, что увеличение R_k вызывает недокомпенсацию усилителя, а увеличение R_y — перекомпенсацию. Учет этого при проектировании усилителя позволяет значительно снизить влияние их температурной нестабильности на логарифмическую характеристику усилителя. Приведенные формулы (6), (10)—(14) позволяют рассчитать схему усилителя с заданной нестабильностью крутизны логарифмической характеристики.

Выводы

Рабочий диапазон логарифмического УПТ ограничен вследствие влияния сопротивлений цепи обратной связи; возникающие при этом погрешности пропорциональны входному току и сопротивлению цепи обратной связи.

Расширение рабочего диапазона логарифмического усилителя в области больших токов может быть достигнуто с помощью схем компенсации, приведенных на рис. 3 и 4. Благодаря этим схемам удастся расширить диапазон входного тока на порядок и более и получить логарифмическую характеристику лучшую, чем характеристика логарифмирующего элемента.

При проектировании компенсированных логарифмических УПТ необходимо учитывать нестабильность их параметров, поскольку влияние нестабильности параметров возрастает пропорционально измеряемому току.

ЛИТЕРАТУРА

1. М. А. Шульц. Регулирование энергетических ядерных реакторов. М., Изд-во иностр. лит., 1957.
2. М. Гози, Т. Кохан. Управление ядерными реакторами. М., Атомиздат, 1960.
3. I. Izumi and M. Okano. An Improved Solid-State Logarithmic Amplifier.— IEEE Transactions on Nuclear Science, 1963, v. NS-10, № 3.
4. Е. И. Кузнецов, И. Б. Негневицкий, С. Б. Негневицкий. Логарифмические магнитные усилители (ЛМУ).— Автоматика и телемеханика, 1966, № 5.
5. Е. В. Алимова, Б. А. Менделев, Б. В. Юданов. Логарифмический усилитель постоянного тока. Авторское свидетельство № 240025.— ОИПОТЗ, 1969, № 12.

Поступила в редакцию
17 октября 1969 г.