ИНЕРЦИОННЫЕ СВОЙСТВА УПРАВЛЯЕМЫХ УПТ

В. М. Фисенко

Киев

Частотные характеристики усилителей постоянного тока с преобразованием входного сигнала достаточно хорошо описаны в литературе [1, 2]. Большой интерес представляет исследование инерционных свойств управляемых УПТ (УУПТ), т. е. усилителей, коэффициент передачи которых изменяется с помощью управляющего напряжения постоянного тока. Подобные исследования в отечественной литературе не описаны.

Инерционные характеристики УУПТ определяются инерционными свойствами его блоков — модулятора, усилителя переменного тока и демодулятора. Известно [3, 4], что при построении управляемых УПТ используются управляемые блоки усиления по переменному току или регулируемые импульсные делители напряжения, функции которых выполняют модемы (модулятор и демодулятор). Поскольку инерционные свойства транзисторных ключей при изменении их временных параметров рассмотрены в литературе, исследование инерционности УУПТ будет состоять в анализе зависимости переходных процессов тракта передачи УПТ по переменному току от сопротивления управляемого элемента для управляемых усилителей переменного тока и скважности работы транзисторных ключей χ для УУПТ с регулируемыми модемами.

С этой целью рассмотрим схему управляемого усилителя переменного тока в общем виде (рис. 1), во входной и выходной цепях которого имеются сопротивления транзисторного ключа (в замкнутом $R_з$ или разомкнутом $R_р$ состояниях), построенного по параллельной схеме в инверсном включении. При этом следует учесть, что модулятор и демодулятор УУПТ работают в синфазном режиме.

Динамические характеристики управляемого усилителя можно оценивать одним из способов анализа переходных процессов, в частности операторным методом.

Матрица приведенной схемы управляемого усилителя переменного тока для случая разомкнутого состояния транзисторных ключей будет иметь вид

$$
\begin{array}{c|c|c|c|c|}
 & 1 & 2 & 3 & 4 \\
1 & pC_1 + Y_p & -pC_1 & & \\
2 & -pC_1 & pC_1 + Y_{22} & Y_{23} & \\
3 & & Y_{32} & pC_2 + Y_{33} & -pC_2 \\
4 & & & -pC_2 & pC_2 + Y_p
\end{array}
$$

Здесь Y_{22}, Y_{23}, Y_{32}, Y_{33} — параметры трехполюсника, эквивалентного усилителю переменного тока; Y_p — проводимость транзисторного ключа в закрытом состоянии.

Временные характеристики исследуемого усилителя найдем, анализируя его передаточную функцию, представляющую собой дробно-рациональное выражение:

$$K(p) = \frac{\Delta_{14}(p)}{\Delta_{11}(p)}, \tag{1}$$

где

$$\Delta_{14}(p) = -p^2 C_1 C_2 Y_{32};$$

$$\Delta_{11}(p) = p^2 C_1 C_2 Y_{33} + p\,(C_1 Y_p Y_{33} + C_2 Y_{22} Y_{33} - {}$$
$$- C_2 Y_{23} Y_{32}) + \Delta Y_p.$$

При этом учитывается, что $Y_p < Y_{33}$, $\Delta = (Y_{22} Y_{33} - Y_{23} Y_{32})$.

Подставив значения алгебраических дополнений Δ_{14} и Δ_{11} в выражение (1), найдем

$$K_1(p) = \frac{-p^2 C_1 C_2 Y_{32}}{p^2 C_1 C_2 Y_{33} + p\,(C_1 Y_p Y_{33} + C_2 \Delta) + \Delta Y_p}.$$

Аналогичное выражение может быть получено и для случая замкнутого состояния транзисторных ключей:

$$K_2(p) = \frac{-p^2 C_1 C_2 Y_{32}}{p^2\,(C_1 C_2 Y_{33} + C_1 C_2 Y_з) + p\,(C_1 Y_з Y_{33} + C_2 \Delta) + \Delta Y_з},$$

где $Y_з$ — проводимость транзисторного ключа в замкнутом состоянии.

Передаточную функцию $K(p)$ можно выразить в общем виде через параметры эквивалентной трехполюсной схемы замещения усилителя переменного тока посредством следующих соотношений [5]:

$$Y_{22}=\frac{\Delta_{bb}}{\Delta_{aa,\,bb}},\quad Y_{23}=\frac{\Delta_{ba}}{\Delta_{aa,\,bb}},\quad Y_{32}=-\frac{\Delta_{ab}}{\Delta_{aa,\,bb}},\quad Y_{33}=\frac{\Delta_{aa}}{\Delta_{aa,\,bb}},$$

где Δ_{aa}, Δ_{bb}, Δ_{ba}, Δ_{ab}, $\Delta_{aa,\,bb}$ — алгебраические дополнения определителя матрицы схемы усилителя переменного тока.

Тогда выражения для передаточных функций $K_1(p)$, $K_2(p)$ примут вид

$$K_1(p)=\frac{\Delta_{ab}}{\Delta_{aa}}\,\frac{p^2}{p^2+p\left(\dfrac{Y_p}{C_2}+\dfrac{\Delta}{C_1\Delta_{aa}}\right)+\dfrac{\Delta Y_p}{C_1C_2\Delta_{aa}}};$$

$$K_2(p)=\frac{\Delta_{ab}}{\Delta_{aa}}\,\frac{p^2}{p^2\left(1+Y_э\dfrac{\Delta_{ab}}{\Delta_{aa}\Delta_{aabb}}\right)+p\left(\dfrac{Y_э}{C_2}+\dfrac{\Delta}{C_1\Delta_{aa}}+\dfrac{Y_э\Delta_{bb}}{C_1\Delta_{aa}}+\dfrac{\Delta Y_э}{C_1C_2\Delta_{aa}}\right)},$$

где $K_0=\dfrac{\Delta_{ab}}{\Delta_{aa}}$ — коэффициент передачи $K(p)$ на частотах, при которых можно пренебречь влиянием переходных емкостей C_1 и C_2.

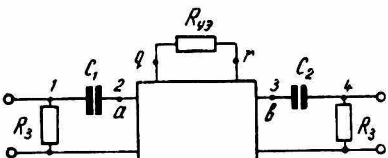

Рис. 1.

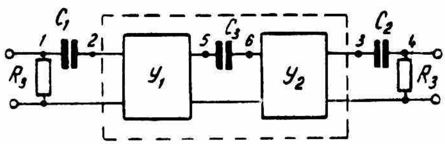

Рис. 2.

Поскольку качественное отличие переходных процессов, происходящих в УПТ типа МДМ для случая разомкнутого и замкнутого состояния транзисторных ключей, достаточно хорошо описано в работе [2], в дальнейшем для анализа свойств управляемого усилителя при изменении его регулируемых параметров будем рассматривать одно из состояний — разомкнутое. Для получения же общей картины переходного процесса УУПТ можно воспользоваться полученными выше выражениями для $K_1(p)$ и $K_2(p)$ соотношениями, приведенными в работах [1, 2].

При анализе переходных процессов усилительных схем удобно пользоваться понятием относительного операторного коэффициента передачи:

$$K_1(p)=\frac{K_1(p)}{K_0}=\frac{p^2}{p^2+p\left(\dfrac{Y_p}{C_2}+\dfrac{\Delta}{C_1\Delta_{aa}}\right)+\dfrac{\Delta Y_p}{C_1C_2\Delta_{aa}}}. \qquad (2)$$

Для многокаскадного усилителя переменного тока эквивалентные Y_{ik}-параметры, и, следовательно, определитель Δ и алгебраическое дополнение Δ_{aa} могут быть представлены суммой вещественной и мнимой составляющих. В этом случае матрица эквивалентной трехполюсной схемы замещения усилителя запишется в виде матриц, определители которых Δ''_{aa} и Δ''', а также алгебраические дополнения Δ''_{aa} и Δ'''_{aa} будут связаны между собой соотношениями

$$\Delta = \Delta'' + p\Sigma M_1^{\Delta'''} A_1^{\Delta''} + p^2\Sigma M_2^{\Delta'''} A_2^{\Delta''} + p^3\Sigma M_3^{\Delta'''} A_3^{\Delta''} + (p)^l\Delta''';$$

$$\Delta_{aa} = \dot{\Delta}_{aa} + p\Sigma M_1^{\overset{'''}{\Delta}_{aa}} A_1^{\overset{''}{\Delta}_{aa}} + p^2\Sigma M_2^{\overset{'''}{\Delta}_{aa}} A_2^{\dot{\Delta}_{aa}} +$$

$$+ p^3\Sigma M_3^{\overset{'''}{\Delta}_{aa}} A_3^{\overset{''}{\Delta}_{aa}} + \ldots + (p)^l \Delta_{aa},$$

которые приводятся к виду

$$\Delta = \sum_{m=0}^{n} p^{2m} (-1)^m \Sigma M_{2m}^{\Delta'''} A_{2m}^{\Delta''} + \sum_{m=0}^{n_1} p^{2m+1} (-1)^m \Sigma M_{2m+1}^{\Delta'''} A_{2m+1}^{\Delta''};$$

$$\Delta_{aa} = \sum_{m=0}^{n} p^{2m} (-1)^m \Sigma M_{2m}^{\overset{'''}{\Delta}_{aa}} A_{2m}^{\overset{''}{\Delta}_{aa}} + \sum_{m=0}^{n''} p^{2m+1} (-1)^m \Sigma M_{2m+1}^{\overset{'''}{\Delta}_{aa}} A_{2m+1}^{\overset{''}{\Delta}_{aa}},$$

где $M_{2m}^{\Delta'''} A_{2m}^{\Delta''}$, $M_{2m+1}^{\overset{'''}{\Delta}_{aa}} A_{2m+1}^{\overset{''}{\Delta}_{aa}}$ — привязки $2m$ и $(2m+1)$ порядка определителей Δ''' и Δ'''_{aa} к определителям Δ'' и Δ''_{aa} при $m = 1, 2, \ldots$; $M_{2m}^{\Delta'''}$, $A_{2m}^{\Delta''}$ — соответственно минор $2m$ порядка определителя Δ''' и алгебраическое дополнение соответствующего минора определителя Δ'';

$$n = \frac{l}{2}, \quad n' = \frac{l}{2} - 1, \quad n + n' = l - 1.$$

Тогда выражение (2) запишется в виде зависимости:

$$K_1(p) = \frac{C_1C_2\left[\sum_{m=0}^{n'} p^{2m+3} (-1)^m \Sigma M_{2m+1}^{\overset{'''}{\Delta}_{aa}} A_{2m+1}^{\overset{'''}{\Delta}_{aa}} + \right.}{C_1C_2\left[\sum_{m=0}^{n'} p^{2m+3} (-1)^m \Sigma M_{2m+1}^{\overset{'''}{\Delta}_{aa}} A_{2m+1}^{\overset{''}{\Delta}_{aa}} + \right.} \rightarrow$$

$$\rightarrow \frac{+ \sum_{m=0}^{n} p^{2m+2} (-1)^m \Sigma M_{2m}^{\overset{'''}{\Delta}_{aa}} A_{2m}^{\overset{''}{\Delta}_{aa}}}{\left. + \sum_{m=0}^{n} p^{2m+2} (-1)^m \Sigma M_{2m}^{\overset{'''}{\Delta}_{aa}} A_{2m}^{\Delta_{aa}} \right] +} \rightarrow$$

$$\rightarrow \frac{}{+ C_2 \sum_{m=0}^{n} p^{2m+2} (-1)^m \Sigma M_{2m}^{\Delta'''} A_{2m}^{\Delta''} +} \rightarrow$$

$$\rightarrow \frac{}{+ \sum_{m=0}^{n} p^{2m+1} (-1)^m \left(C_1 \dot{Y}_p \Sigma M_{2m}^{\overset{'''}{\Delta}_{aa}} A_{2m}^{\overset{''}{\Delta}_{aa}} + \right.} \rightarrow$$

$$\rightarrow \overline{+ C_2 \Sigma M_{2m}^{\Delta'''} A_{2m}^{\Delta''} \Big) + \sum_{m=0}^{n'} p^{2m+1} (-1)^m Y_p \Sigma M_{2m+1}^{\Delta'''} + A_{2m+1}^{\Delta''} +} \rightarrow$$

$$\rightarrow \frac{}{+ Y_p \sum_{m=0}^{n} p^{2m+2} (-1)^m \Sigma M_{2m}^{\Delta'''} A_{2m}^{\Delta''}} . \qquad (3)$$

Введем следующие обозначения:

$$(-1)^m \Sigma M_{2m+1}^{\Delta'''aa} A_{2m+1}^{\Delta'' aa} = D_{2m+1}^{\Delta aa}, \quad (-1)^m \Sigma M_{2m+1}^{\Delta'''} A_{2m+1}^{\Delta''} = D_{2m+1}^{\Delta};$$

$$(-1)^m \Sigma M_{2m}^{\Delta''' aa} A_{2m}^{\Delta'' aa} = D_{2m}^{\Delta aa}, \quad (-1)^m \Sigma M_{2m}^{\Delta'''} A_{2m}^{\Delta''} = D_{2m}^{\Delta};$$

тогда выражение (3) запишется в упрощенном виде:

$$K_1(p) = \frac{C_1 C_2 \left(\sum_{m=0}^{n'} p^{2m+3} D_{2m+1}^{\Delta aa} + \sum_{m=0}^{n} p^{2m+2} D_{2m}^{\Delta aa} \right.}{C_1 C_2 \Big) \sum_{m=0}^{n'} p^{2m+3} D_{2m+1}^{\Delta aa} + \sum_{m=0}^{n} p^{2m+2} D_{2m}^{\Delta aa} +} \rightarrow$$

$$\rightarrow \frac{}{+ C_2 \sum_{m=0}^{n'} p^{2m+2} D_{2m+1}^{\Delta} + \sum_{m=0}^{n} p^{2m+1} \left(C_1 Y_p D_{2m}^{\Delta aa} + \right.} \rightarrow$$

$$\rightarrow \frac{}{\left. + C_2 D_{2m}^{\Delta} \right) + Y_p \Big) \sum_{m=0}^{n'} p^{2m+1} D_{2m+1}^{\Delta} + \sum_{m=0}^{n} p^{2m} D_{2m}^{\Delta}} .$$

Таким образом, передаточная характеристика управляемого УПТ для случая разомкнутого состояния транзисторных ключей представляет собой схемную функцию $(2m+3)$ порядка. Так как выражение (3) представлено в общем виде, то из него можно получить передаточные функции одного-, двух- и т. д. каскадных усилителей, раскрыв выражения многочленов D_{2m}^{Δ}, $D_{2m}^{\Delta aa}$, D_{2m+1}^{Δ}, $D_{2m+1}^{\Delta aa}$. Так, для двухкаскадного усилителя переменного тока, содержащего одну переходную емкость (рис. 2), выражение (3) может быть найдено путем анализа следующей матрицы:

	2	3	5	6
2	Y'_{22}		Y'_{25}	
3		Y'_{33}		Y'_{36}
5	Y'_{52}		$Y'_{55} + pC_3$	$-pC_3$
6		Y'_{63}	$-pC_3$	$Y'_{66} + pC_2$

Здесь Y'_{ik}-параметры — активные составляющие эквивалентных проводимостей схем усилителей Y_1 и Y_2.

Образуем из приведенной матрицы два определителя, один из которых (Δ'') содержит вещественные, а другой (Δ''') — мнимые составляющие элементы матрицы, т. е.

$$\Delta'' = \begin{vmatrix} Y'_{22} & 0 & Y'_{25} & 0 \\ 0 & Y''_{33} & 0 & Y'_{36} \\ Y'_{52} & 0 & Y'_{55} & 0 \\ 0 & Y'_{53} & 0 & Y'_{66} \end{vmatrix}, \quad \Delta''' = \begin{vmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & pC_3 & -pC_3 \\ 0 & 0 & -pC_3 & pC_3 \end{vmatrix}.$$

Тогда уравнение (3) запишется в виде

$$C_1(p) = \frac{p^3\left(C_1C_2\Sigma M_1^{\Delta'''_{aa}} A_1^{\Delta''_{aa}}\right) +}{p^3\left(C_1C_2\Sigma M_1^{\Delta'''_{aa}} A_1^{\Delta''_{aa}}\right) + p^2\left(C_1C_2\Sigma M_0^{\Delta'''_{aa}} A_0^{\Delta''_{aa}} +\right.} \rightarrow$$

$$\rightarrow \frac{+\, p^2\left(C_1C_2\Sigma M_0^{\Delta'''_{aa}} A_0^{\Delta''_{aa}}\right.}{+\, C_1Y_p\Sigma M_1^{\Delta'''_{aa}} A_1^{\Delta''_{aa}} + C_2\Sigma M_1^{\Delta'''} A_1^{\Delta''}\Big) +} \rightarrow$$

$$\rightarrow \frac{}{+\, p\Big)\, C_1Y_p\Sigma M_0^{\Delta'''_{aa}} A_0^{\Delta''_{aa}} + C_2\Sigma M_0^{\Delta'''_{aa}} A_0^{\Delta''_{aa}} +} \rightarrow$$

$$\rightarrow \frac{}{+\, Y_p\Sigma M_1^{\Delta'''} A_1^{\Delta''}\Big) + Y_p\Sigma M_0^{\Delta'''} A_0^{\Delta''}},$$

где соответствующие значения сумм привязок нулевого и первого порядков определителей Δ''' и Δ'''_{aa} к определителям Δ'' и Δ''_{aa}

$$\Sigma M_0^{\Delta'''_{aa}} A_0^{\Delta''_{aa}} = \Delta''_{aa} = Y'_{33}Y'_{55}Y'_{66} - Y'_{36}Y'_{55}Y'_{63};$$

$$\Sigma M_1^{\Delta'''_{aa}} A_1^{\Delta''_{aa}} = C_3\left(Y'_{33}Y'_{55} + Y'_{33}Y'_{66} - Y'_{36}Y'_{63}\right);$$

$$\Sigma M_0^{\Delta'''} A_0^{\Delta''} = \Delta'' = Y'_{25}Y'_{36}\left(Y'_{52} + Y'_{63}\right) - Y'_{22}Y'_{36}Y'_{55} -$$

$$- Y'_{25}Y'_{33}Y'_{66};$$

$$\Sigma\Delta M_1^{\Delta'''} A_1^{\Delta''} = C_3\left(Y'_{22}Y'_{33}Y'_{55} + Y'_{22}Y'_{33}Y'_{66} - Y'_{22}Y'_{36}Y'_{63}\right).$$

Проанализировать влияние регулируемых параметров управляемого усилителя переменного тока на передаточную функцию УУПТ легче всего на примере однокаскадной схемы усилителя. Для такой схемы определители Δ и Δ_{aa} будут содержать только вещественные части, вследствие чего справедливы неравенства

$$M_{2m+1}^{\Delta'''_{aa}} = 0; \; M_{2m+1}^{\Delta'''} = 0.$$

При этом будут существовать только привязки нулевого порядка определителей Δ''' и Δ'''_{aa}, отличные от нуля и равные соответственно

$$\Sigma M_{2m}^{\Delta'''} A_{2m}^{\Delta''} = M_0^{\Delta'''} A_0^{\Delta''} = \Delta'' = \Delta;$$

$$\Sigma M_{2m}^{\Delta'''_{aa}} A_{2m}^{\Delta''_{aa}} = M_0^{\Delta'''_{aa}} A_0^{\Delta''_{aa}} = \Delta''_{aa} = \Delta_{aa}.$$

Нетрудно заметить, что в этом случае выражение (3) приводится к виду передаточной характеристики, описываемой зависимостью (2).

Проанализируем переходные процессы, происходящие в таком управляемом усилителе при подаче на его вход единичной функции. С этой целью найдем переходную характеристику исследуемого усилителя по изображению его схемной передаточной функции, описываемой выражением (2):

$$h(t) = L^{-1}\left[\frac{1}{p} K_1(p) = L^{-1}[h(p)\right] =$$

$$= L^{-1}\left[\frac{p}{p^2 + p\left(\frac{Y_p}{C_2} + \frac{\Delta}{C_1\Delta_{aa}}\right) + \frac{\Delta Y_p}{C_1 C_2 \Delta_{aa}}}\right].$$

Определяя корни характеристического уравнения

$$p^2 + p\left(\frac{Y_p}{C_2} + \frac{\Delta}{C_1\Delta_{aa}}\right) + \frac{\Delta Y_p}{C_1 C_2 \Delta_{aa}} = 0,$$

равные соответственно

$$p_1 = -\frac{\Delta}{C_1\Delta_{aa}}, \quad p_2 = \frac{Y_p}{C_2},$$

приведем функцию $h(p)$ к виду

$$h(p) = \frac{p}{\left(p + \frac{\Delta}{C_1\Delta_{aa}}\right)\left(p + \frac{Y_p}{C_2}\right)}.$$

Осуществим обратное преобразование этой функции, пользуясь теоремой разложения на простые дроби [6]:

$$h(t) = \left(-\frac{e^{-\frac{t}{\tau_1}}}{\tau_1(\tau_1 - \tau_2)} + \frac{e^{-\frac{t}{\tau_2}}}{\tau_2(\tau_1 - \tau_2)}\right)\tau_1\tau_2, \tag{4}$$

где $\tau_1 = \frac{C_1\Delta_{aa}}{\Delta}$, $\tau_2 = \frac{C_2}{Y_p}$ — постоянные времени входной и выходной цепей управляемого усилителя переменного тока. Нетрудно заметить, что в момент времени $t = 0$ $h(t) = 1$, т. е. усилитель представляет собой дифференцирующее звено.

Характер изменения переходной характеристики (4) в функции сопротивления управляемого элемента можно получить, пользуясь соотношениями работы [7] и учитывая, что $\tau_2 \gg \tau_1$, $C_2 = C_1$, а узлы, между которыми расположен управляемый элемент q и r

$$h(t) = e^{-t\left[\frac{\Delta' + Y_{\text{у. э}}\Delta'_{(q+r)(q+r)}}{C_1\left(\Delta'_{aa} + Y_{\text{у. э}}\Delta'_{aa(q+r)(q+r)}\right)}\right]} -$$

$$- Y_p\left[\frac{\Delta'_{aa} + Y_{\text{у. э}}\Delta'_{aa,(q+r)(q+r)}}{\Delta' + Y_{\text{у. э}}\Delta'_{(q+r)(q+r)}}\right] e^{-t\frac{Y_p}{C_2}},$$

где $\Delta' = \Delta$ (при $Y_{\text{у. э}} = 0$) и т. п.

Так как управляемым элементом схемы усилителя в частном случае может быть сопротивление $p - n$-перехода транзистора, диод или какое-либо другое регулируемое сопротивление, о качественном изменении переходной характеристики $h(t)$ при изменении сопротивления $R_{\text{у. э}}$ можно судить лишь при исследовании конкретной схемы. Для этого достаточно воспользоваться приведенными выше соотношениями.

О характере переходного процесса, происходящего в управляемом УПТ при изменении скважности работы транзисторных ключей $\varkappa$

$$\varkappa = \frac{T_2}{T} = 1 - \frac{T_1}{T},$$

где T, T_1, T_2 — соответственно период, длительность импульса и паузы напряжения преобразования $U_{\text{пр}}$, можно судить по изображению его выходного напряжения:

$$U_{\text{вых}}(p) = U_{\text{вх}}(p)\, K_1(p).$$

При этом операторное выражение для входного напряжения усилителя переменного тока имеет вид

$$U_{\text{вх}}(p) = \frac{U_{\text{пр}}}{(1 + e^{-pT_1})\, p}.$$

Оригинал выходного напряжения $U_{\text{вых}}(t)$ находится согласно методике

$$U_{\text{вых}}(t) = L^{-1}\left[U_{\text{вых}}(p)\right].$$

Следует учесть, что $U_{\text{вых}}(p) = \dfrac{U_{\text{вых}}(p)}{K_0 U_{\text{пр}}}$ представляет собой значение относительного операторного выходного напряжения $U_{\text{вых}}(p)$.

Выражение для $U_{\text{вых}}(p)$ можно записать в виде произведения следующих сомножителей:

$$U_{\text{вых}}(p) = \frac{p^2}{\left(p + \frac{Y_p}{C_2}\right)\left(p + \frac{\Delta}{C_1\Delta_{aa}}\right)} \frac{1}{p\,(1 + e^{-pT_1})}.$$

Используя зависимость (4) и учитывая, что

$$L^{-1}\left[\frac{1}{p\left(1-e^{-pT_1}\right)}\right]=\sum_{\rho=0}^{\infty}(-1)^{\rho}(t-\rho T_1),$$

где $\rho=0, 1, 2, 3, \ldots$, на основе метода вещественного свертывания получаем

$$U_{\text{вых}}(t)=\frac{\frac{1}{\tau_2}\left(e^{-\frac{T_1}{\tau_2}}-1\right)\sum\limits_{\rho=0}^{\infty}(-1)^{\rho}e^{-\frac{t-\rho T_1}{\tau_2}}-\frac{1}{\tau_1}\left(e^{-\frac{T_1}{\tau_1}}-1\right)\sum\limits_{\rho=0}^{\infty}\times}{(\tau_1-\tau_2)}\rightarrow$$

$$\rightarrow\frac{\times(-1)^{\rho}e^{-\frac{t-\rho T_1}{\tau_1}}}{(\tau_1-\tau_2)}.$$

Приведем это выражение к более простому виду, пользуясь при суммировании формулой для бесконечной геометрической прогрессии:

$$U_{\text{вых}}(t)=\frac{\frac{1}{\tau_2}e^{-\frac{t+T_1}{\tau_2}}-\frac{1}{\tau_1}e^{-\frac{t+T_1}{\tau_1}}}{(\tau_1-\tau_2)}.$$

Нетрудно заметить, что характеристика переходного процесса при изменении скважности $\varkappa$ будет смещаться относительно оси времен на величину $\varkappa T$ при $T=\text{const}$.

Условие максимума передаточной функции исследуемого усилителя можно найти, дифференцируя выражение для частотной характеристики схемы по частоте преобразования $\omega_{\text{пр}}$

$$K_1(\omega_{\text{пр}})=\frac{\Delta_{ab}}{\Delta_{aa}}\frac{1}{\sqrt{\left(1-\frac{1}{\omega_{\text{пр}}\tau_1\tau_2}\right)^2-\left(\frac{1}{\omega_{\text{пр}}\tau_1}+\frac{1}{\omega_{\text{пр}}\tau_2}\right)^2}} \tag{5}$$

и приравнивая производную $\delta K_1/\delta\omega_{\text{пр}}$ нулю:

$$\omega_{\text{пр max}}=\frac{1{,}4}{\left(\frac{C_1\left(\Delta'_{aa}+Y_{\text{у. э}}\Delta'_{aa,\,(l+r)(q+r)}\right)}{\Delta'+Y_{\text{у. э}}\Delta'_{(q+r)(q+r)}}+\frac{C_2}{Y_p}\right)}.$$

Аналогично можно определить и другие параметры, характеризующие инерционные свойства управляемых усилителей.

Проведенное исследование инерционных свойств управляемых УПТ в общем виде позволит использовать полученные выражения для определения динамических характеристик усилителей при изменении как временных параметров УУПТ, так и выделенных в схеме управляемого переменного тока управляемых элементов, функции которых могут выполнять параметры усилительного элемента либо какие-нибудь внешние регулируемые элементы усилителя.

ЛИТЕРАТУРА

1. Б. И. Беленький, М. Б. Минц. Высокочувствительные усилители постоянного тока с преобразователями. Л., изд-во «Энергия», 1970.

2. В. И. Анисимов. Транзисторное модулирование. Л., изд-во «Энергия», 1964.

3. В. М. Фисенко, Л. Я. Ильницкий. Усилитель постоянного тока с управляемым коэффициентом передачи. Сб. «Приборы и системы автоматики», вып. 8. Харьков, изд-во ХГУ, 1968

4. В. М. Фисенко. Функционально-управляемый усилитель. «Изв. вузов, Приборостроение», № 10, 1970.

5. Л. Я. Ильницкий. Применение дробно-рациональных приближений в теории функциональных преобразователей. Киев, изд-во «Наукова думка», 1971.

6. В. П. Сигорский, А. И. Петренко. Основы теории электронных схем. Киев, изд-во «Техніка», 1967.

7. В. М. Фисенко. Методы построения управляемых усилителей постоянного тока. Сб. «Реферативная информация по радиоэлектронике», НИИЭИР, 1969.