

А. Д. Азаров, д. т. н, проф.; В. А. Гарнага

## МЕТОДЫ СИММЕТРИРОВАНИЯ КОЭФФИЦИЕНТОВ ПЕРЕДАЧИ ПРОМЕЖУТОЧНЫХ КАСКАДОВ ДВУХТАКТНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ ПОСТОЯННОГО ТОКА

*Некоторые ведущие компании в области микроэлектроники, такие как: Analog Device, ON Semiconductor, Intersil и др. [1 – 4], выпускают двухтактные усилители постоянного тока (УПТ). Преимуществами таких устройств является высокая линейность передаточной характеристики, высокие показатели быстродействия, а также симметричность переходной характеристики на входной двухполярный импульсный сигнал. Вместе с тем в серийных двухтактных УПТ существуют проблемы установления рабочей точки их промежуточных каскадов. Указанная особенность мешает строить схемы операционных усилителей с высоким общим коэффициентом передачи.*

**Ключевые слова:** усилитель постоянного тока, симметрирование коэффициентов передачи.

### Актуальность

Следует отметить, что известные двухтактные симметричные УПТ, построенные как на полевых [4], так и на биполярных [1 – 3] транзисторах, имеют общий недостаток – низкий коэффициент усиления. Традиционно эта проблема решается путем дополнительного введения промежуточных отражателей тока и наращиванием количества выходных каскадов. Тем не менее такой подход приводит к уменьшению эффективного усиления на каскад и увеличению потребляемой мощности микросхем. Это значительно ограничивает номенклатуру, а также статические характеристики микросхем двухтактных УПТ, которые выпускаются серийно [1, 4]. Термин «симметричный» означает равенство коэффициентов передачи верхнего и нижнего трактов усиления, несмотря на то, что они построены на транзисторах разных типов проводимости, имеющих различные коэффициенты усиления по току. Вместе с тем использование двухтактных структур потенциально может быть перспективным для построения операционных усилителей при условии решения проблемы обеспечения рабочих точек промежуточных усилительных каскадов. Это позволило бы увеличить коэффициент усиления, а также сохранить высокую линейность передаточной характеристики и симметричность переходной характеристики.

Решать указанную проблему авторы предлагают с помощью двух методов, суть которых состоит в:

а) переводе входного двухтактного каскада в режим микротоков [5, 6] с дополнительной подачей на вход разностного тока смещения, а также заменой промежуточных отражателей тока усилительными каскадами с коэффициентами передачи на уровне  $\beta$ ;

б) замене промежуточных отражателей тока на промежуточные усилительные каскады, рабочие точки которых обеспечиваются применением компенсационных токов, формируемых с помощью двухконтурных симметричных обратных связей на основе двунаправленного отражателя тока (ДОТ) [7, 8].

Тем не менее для указанных подходов отсутствуют основательные научные работы, описывающие такие методы. Именно поэтому тема статьи, посвященная решению этой проблемы, является актуальной. Цель исследований – анализ методов симметрирования коэффициентов передачи промежуточных усилительных каскадов двухтактных усилителей постоянного тока.

Задачи исследований:

1. Сделать обзор известных схем двухтактных УПТ с симметричными усилительными трактами.
2. Проанализировать предложенные методы симметрирования промежуточных каскадов двухтактных УПТ.
3. Получить аналитические выражения для малосигнальных коэффициентов передачи.

**Решение задач**

Анализ схем существующих двухтактных УПТ, выпускаемых ведущими компаниями в области микроэлектроники, в частности такими как: Analog Device, ON Semiconductor, Intersil и др. [1 – 4] демонстрирует, что эти устройства имеют похожую четырехкаскадную структуру. Это можно проиллюстрировать на примере модели NCS2535 фирмы ON Semiconductor [9]. Вместе с тем, главным недостатком таких схем, несмотря на увеличенное число каскадов, являются низкий коэффициент усиления, который к тому же зависит от сопротивления нагрузки. Указанная проблема порождается неидентичностью коэффициентов передачи по току  $\beta$  для n-p-n и p-n-p транзисторов, а также применением последовательной структуры выходных каскадов, в частности таких, которые используют двухтактную самодополнительную схему составленных транзисторов Шиклаи.

Вместе с тем, отказавшись от использования в промежуточных каскадах отражателей тока, имеющих низкие коэффициенты передачи по току (на уровне  $\sim 1,0$ ), и применяя предложенные авторами методы, можно достичь значительно лучших результатов. Так, проанализируем функционирование схемы, приведенной на рис. 1, которая реализует первый метод. Его суть состоит в переводе входного каскада, который выполняет функцию распределителя фазоделителя (РФД) входного тока в микрорежиме. При этом на вход РФД обязательно подается ток смещения  $\Delta I_{см}$ . Это позволяет задавать коэффициенты передачи РФР таким образом, чтобы они были обратно пропорциональны  $\beta'$  и  $\beta''$ , где  $\beta'$  и  $\beta''$  – коэффициенты усиления по току транзисторов  $Q'$  и  $Q''$  соответственно.

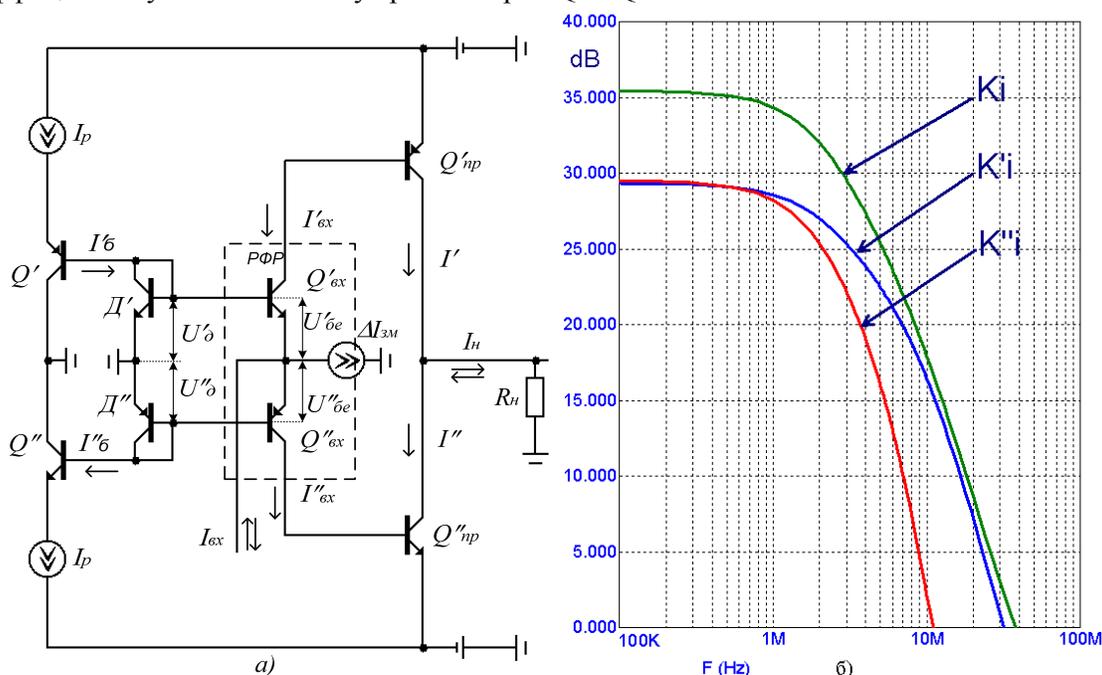


Рис. 1. Схема двухтактного симметричного УПТ с входным каскадом в режиме микротоков (а) и его АЧХ (б)

Здесь  $D'$  и  $D''$  – транзисторы в диодном включении, которые задают рабочие точки РФД, а транзисторы  $Q'$  и  $Q''$  генерируют для них соответствующие базовые токи:

$$I'_{\delta} = \frac{I_p}{B'}; \quad I''_{\delta} = \frac{I_p}{B''},$$

где  $B'$  и  $B''$  – статические коэффициенты усиления соответственно транзисторов  $Q'$  и  $Q''$ ,  $I_p$  – ток рабочей точки для номинального режима работы  $Q'$  и  $Q''$ .

Оценим напряжение на диодах  $D'$  и  $D''$ :

$$U'_{\delta} = \varphi_T \cdot \ln\left(\frac{I'_{\delta}}{I'_0}\right), \quad U''_{\delta} = \varphi_T \cdot \ln\left(\frac{I''_{\delta}}{I''_0}\right),$$

где  $I'_0$  и  $I''_0$  – начальные тепловые токи [11] соответственно  $T_1$  и  $T_2$ . При этом суммарное напряжение на диодах определяется в виде:

$$U'_{\delta} + U''_{\delta} = \varphi_T \cdot \ln\left(\frac{I'_{\delta} \cdot I''_{\delta}}{I'_0 \cdot I''_0}\right).$$

При условии, что  $I_{вх}=0$  и  $I_{см}=0$ , а  $I'_{вх} = I''_{вх} = I_{скв}$  (сквозной ток рабочей точки), будем иметь

$$U'_{\delta e} + U''_{\delta e} = \varphi_T \cdot \ln\left(\frac{I_{скв} \cdot I_{скв}}{I'_0 \cdot I''_0}\right).$$

Вместе с тем  $U'_{\delta} + U''_{\delta} = U'_{\delta e} + U''_{\delta e}$ , поэтому, приравняв правые части соответствующих уравнений, получим:

$$\varphi_T \cdot \ln\left(\frac{I'_{\delta} \cdot I''_{\delta}}{I'_0 \cdot I''_0}\right) = \varphi_T \cdot \ln\left(\frac{I_{скв} \cdot I_{скв}}{I'_0 \cdot I''_0}\right).$$

После упрощения имеем:

$$I'_{\delta} \cdot I''_{\delta} = I_{скв}^2. \tag{1}$$

Из (1) вытекает такое соотношение:

$$\frac{I'_{\delta}}{I_{нск}} = \frac{I_{нск}}{I''_{\delta}},$$

При  $I_{вх} \neq 0$  равенство  $|I_{нск}| = |I'_{вх}| = |I''_{вх}|$  нарушается, и будем иметь  $|I'_{вх}| \neq |I''_{вх}|$ , тем не менее при этом выполняется соотношение:

$$I_{нск}^2 = I'_{вх} \cdot I''_{вх}. \tag{2}$$

Дальше по первому закону Киргофа получим:

$$\begin{cases} I'_{вх} = I''_{вх} + \tilde{I}_{вх}; \\ I''_{вх} = I'_{вх} - \tilde{I}_{вх}, \end{cases} \tag{3}$$

где  $\tilde{I}_{вх} = I_{вх} + \Delta I_{см}$  общий входной ток,  $I_{вх}$  – ток от генератора входного информационного сигнала.

Подставим значение  $I'_{вх}$  и  $I''_{вх}$  в (2) и имеем:

$$\begin{cases} (I'_{вх})^2 - \tilde{I}_{вх} \cdot I'_{вх} - I_{скв}^2 = 0; \\ (I''_{вх})^2 + \tilde{I}_{вх} \cdot I''_{вх} - I_{скв}^2 = 0. \end{cases}$$

Находя положительные действительные корни уравнений, получим:

$$\begin{cases} I'_{\text{ex}} = \frac{1}{2} \tilde{I}_{\text{ex}} + \sqrt{\frac{\tilde{I}_{\text{ex}}^2}{4} + I_{\text{ck6}}^2}, \\ I''_{\text{ex}} = -\frac{1}{2} \tilde{I}_{\text{ex}} + \sqrt{\frac{\tilde{I}_{\text{ex}}^2}{4} + I_{\text{ck6}}^2}. \end{cases}$$

Вычтем почленно из первого уравнения второе и определим  $\tilde{I}_{\text{ex}}$ :

$$\tilde{I}_{\text{ex}} = I'_{\text{ex}} - I''_{\text{ex}}.$$

Условием баланса схемы будет равенство токов  $I' = I''$ . Это возможно, если  $I'_{\text{вх}}=I''_{\text{вх}}$ , а  $I'_{\text{вх}}=I''_{\text{вх}}$ , поэтому необходимо выполнение соотношения  $\tilde{I}_{\text{ex}} = I'_{\text{б}} - I''_{\text{б}}$ .

При  $I_{\text{вх}}=0$  имеем  $\tilde{I}_{\text{ex}} = \Delta I_{\text{см}} = I'_{\text{б}} - I''_{\text{б}}$ . Таким образом, для баланса схемы необходимо, чтобы  $\Delta I_{\text{см}} = I'_{\text{б}} - I''_{\text{б}}$ .

Проанализируем малосигнальные коэффициенты передачи  $K_i'$  и  $K_i''$ , которые в общем виде определяются как:

$$\begin{cases} K_i' = k_i' \cdot \beta', \\ K_i'' = k_i'' \cdot \beta''. \end{cases}$$

Для этого надо дополнительно найти коэффициенты передачи РФД в форме:

$$k_i' = \frac{I'_{\text{ex}}}{I_{\text{ex}}} \text{ и } k_i'' = \frac{I''_{\text{ex}}}{I_{\text{ex}}}.$$

Это можно сделать, анализируя входные сопротивления  $r'_{\text{вх}}$  и  $r''_{\text{вх}}$  транзисторов  $Q'_{\text{вх}}$  и  $Q''_{\text{вх}}$ , определяющие общее входное сопротивление схемы, как показано на рис. 2.

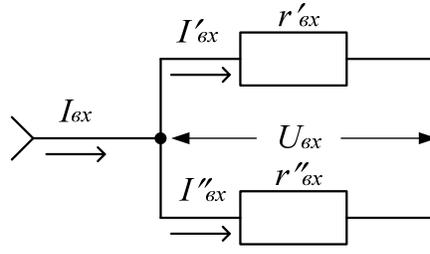


Рис. 2. Эквивалентная схема входного сопротивления РФД

При этом входное напряжение определяется в форме:

$$U_{\text{ex}} = I_{\text{ex}} \cdot r_{\text{ex}} = I_{\text{ex}} \cdot (r'_{\text{ex}} \parallel r''_{\text{ex}}). \tag{4}$$

Вместе с тем  $r'_{\text{вх}}$  и  $r''_{\text{вх}}$  задается соотношениями:

$$r'_{\text{ex}} = \frac{\varphi_T}{i'_{\text{б}}} = \frac{\varphi_T \cdot \beta'}{I_p} \text{ и } r''_{\text{ex}} = \frac{\varphi_T}{i''_{\text{б}}} = \frac{\varphi_T \cdot \beta''}{I_p}, \tag{5}$$

где  $\beta'$  и  $\beta''$  – дифференциальные коэффициенты усиления по току соответственно р-п-р и п-р-п транзисторов.

Подставим в (5) в (4) и определим эквивалентное входное сопротивление:

$$r_{\text{ex}} = \frac{\frac{\varphi_T \cdot \beta'}{I_p} \cdot \frac{\varphi_T \cdot \beta''}{I_p}}{\frac{\varphi_T \cdot \beta'}{I_p} + \frac{\varphi_T \cdot \beta''}{I_p}} = \frac{\varphi_T \cdot \beta' \cdot \beta''}{I_p (\beta' + \beta'')}. \tag{6}$$

При этом входное напряжение с учетом (4) и (6) будет определяться:

$$U_{\text{ex}} = I_{\text{ex}} \cdot r_{\text{ex}} = I_{\text{ex}} \cdot \frac{\varphi_T \cdot \beta' \cdot \beta''}{I_p (\beta' + \beta'')}.$$

Вместе с тем:

$$I'_{\text{ex}} = \frac{U_{\text{ex}}}{r'_{\text{ex}}} = I_{\text{ex}} \frac{\beta''}{\beta' + \beta''}, \quad I''_{\text{ex}} = \frac{U_{\text{ex}}}{r''_{\text{ex}}} = I_{\text{ex}} \frac{\beta'}{\beta' + \beta''}.$$

Подставляя  $I'_{\text{ex}}$  и  $I''_{\text{ex}}$  в выходные соотношения для  $K'_i$  и  $K''_i$ , имеем:

$$k'_i = \frac{\beta''}{\beta' + \beta''}, \quad k''_i = \frac{\beta'}{\beta' + \beta''}.$$

Учитывая значение  $k'_i$  и  $k''_i$  получим:

$$K'_i = k'_i \cdot \beta' = \frac{\beta'' \cdot \beta'}{\beta' + \beta''} \quad \text{и} \quad K''_i = k''_i \cdot \beta'' = \frac{\beta'' \cdot \beta'}{\beta' + \beta''}.$$

Сравнивая  $K'_i$  и  $K''_i$ , можно сделать вывод о том, что они являются симметричными, т.е. равными, а именно:  $K'_i = K''_i = \frac{\beta'' \cdot \beta'}{\beta' + \beta''}$ .

При этом общий коэффициент усиления схемы будет определяться в форме:

$$K_i = K'_i + K''_i = 2 \frac{\beta'' \cdot \beta'}{\beta' + \beta''}.$$

На рис. 1 б представлен график АЧХ соответствующего симметричного двухтактного УПТ, полученного путем компьютерного моделирования, которое подтверждает адекватность полученного результата.

Вместе с тем следует отметить, что с ростом частоты входного сигнала симметрия коэффициентов передачи  $K'_i$  и  $K''_i$  ухудшается. Кроме того быстродействие схемы снижается, поскольку РФД функционирует в микрорежиме.

Для достижения большего быстродействия и симметрии промежуточных коэффициентов передачи в диапазоне частот вплоть до единичного усиления рассмотрим второй метод симметрирования коэффициентов передачи. Он основывается на функционировании РФД в номинальном режиме, а для задания рабочих точек промежуточных каскадов также использует компенсационные токи (КмТ). Принципиальная схема, которая реализующая этот метод, приведена на рис. 3 а. Для упрощения анализа рассмотрим схему, которая не содержит выходного каскада. При этом значения компенсационных токов  $I'_{\text{к}}$ ,  $I''_{\text{к}}$  постоянно регулируются с помощью двухконтурной обратной связи, в состав которой введен двунаправленный отражатель тока (ДОТ). Указанный ДОТ построен с помощью двух комплементарно соединенных токовых зеркал, собранных на транзисторах, соответственно  $T_6$  и  $T_{10}$  и  $T_7$  и  $T_{11}$ . Выходы ДОТ через первый и второй компенсаторы токов (КмТ', КмТ'') подключены к входам промежуточных усилительных каскадов, построенных на транзисторах  $T_9$  и  $T_{12}$ .

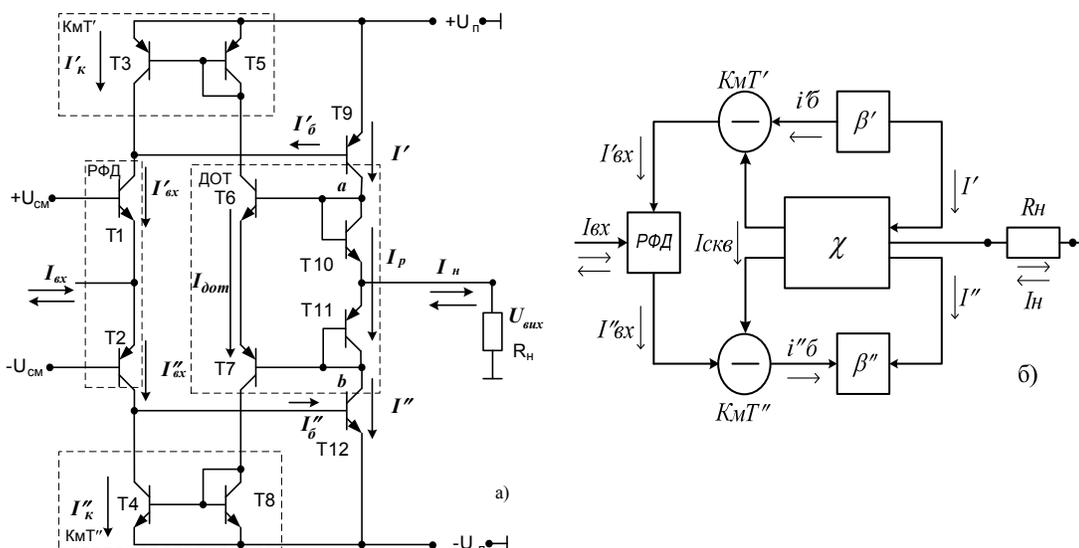


Рис. 3. Двухтактный симметричный УПТ с ДОТ: а) упрощенная принципиальная схема; б) функциональная схема

Такой подход позволяет формировать постоянную составляющую рабочего тока независимо от изменения  $I'$  и  $I''$ . При этом пропорциональные приросты  $\Delta I'$  и  $\Delta I''$  практически не влияют на значение тока  $I_{\text{ДОТ}}$ . Действие обратных связей приводит к поддержанию в схеме балансового соотношения:

$$\frac{I'}{I_p} = \frac{I''}{I''} \quad (7)$$

Из последнего вытекает такое уравнение:

$$I' \cdot I'' = I_p^2$$

Анализ влияния обратных связей целесообразно объяснить на основе функциональной схемы, приведенной на рис. 3 б. При этом, если  $I_{\text{вх}}=0$ , то входные токи РФД  $I'_{\text{вх}}$  и  $I''_{\text{вх}}$  равны, а выходные токи в первый момент времени являются неравными. Вместе с тем в точках а и б формируется напряжение  $U_{\text{аб}}$ , которое задает сквозной ток  $I_{\text{ДОТ}}$ . Последний в свою очередь задает  $I'_k$  и  $I''_k$ , которые регулируют базовые и соответствующие коллекторные токи  $I'$  и  $I''$  транзисторов промежуточных каскадов. Схема балансируется, когда формируется равенство  $I'$  и  $I''$ .

Если же на входе схемы РФД будет протекать ненулевой ток  $I_{\text{вх}}$ , то в базовых токах  $T_9$  и  $T_{12}$  будут возникать такие сменные приросты:

$$\begin{cases} i'_\delta = I'_{\text{вх}} \pm \Delta I_{\text{ДОТ}}; \\ i''_\delta = I''_{\text{вх}} \pm \Delta I_{\text{ДОТ}} \end{cases}$$

где  $I'_{\text{вх}}$  и  $I''_{\text{вх}}$  определяются в виде [10]:

$$I'_{\text{вх}} = -\frac{1}{2} I_{\text{вх}} + \sqrt{\frac{I_{\text{вх}}^2}{4} + I_p^2}; \quad I''_{\text{вх}} = \frac{1}{2} I_{\text{вх}} + \sqrt{\frac{I_{\text{вх}}^2}{4} + I_p^2}$$

При малосигнальном режиме работы усилителя выполняется неравенство  $I_{\text{вх}} \ll I_p$ , поэтому для оценивания коэффициентов передачи РФД целесообразно использовать соотношение:

$$\begin{cases} k' \approx 0.5 \cdot \alpha''; \\ k'' \approx 0.5 \cdot \alpha'. \end{cases}$$

где –  $k'$  и  $k''$  – малосигнальные коэффициенты передачи РФД соответственно для верхнего и нижнего трактов усиления, а  $\alpha'$  и  $\alpha''$  – коэффициенты передачи схем с общей базой, 0.5 – коэффициент передачи  $I_{вх}$  на коллекторы транзисторов Т1 и Т2.

Следует отметить, что оценить промежуточные коэффициенты передачи для верхнего и нижнего трактов промежуточных каскадов схемы можно основываясь на теории усилительных электронных схем с обратными связями (ОС) [11]. При этом известно, что общий коэффициент передачи в схеме с ОС можно определить в форме [12]:

$$K_{i\text{заг}} = \frac{I_{\text{вих}}}{I_{\text{вх}}} = \frac{K}{1 + \chi K}, \quad (8)$$

где  $K$  – коэффициент передачи при разорванной петле ОС,  $\chi$  – петлевое усиление. Следует отметить, что если  $\beta' < \beta''$ , то по верхнему контуру действует положительная ОС, а по нижнему – отрицательная, если же  $\beta' > \beta''$ , то наоборот. С учетом действия контуров положительной и отрицательной ОС для трактов симметричного УПТ на основе соотношения (8) имеем такие коэффициенты передачи для промежуточных каскадов:

$$K'_i = \frac{\beta'}{1 + \eta} \quad \text{и} \quad K''_i = \frac{\beta''}{1 - \eta},$$

где  $\eta = \chi K$  – коэффициент петлевого усиления.

Учитывая (7), в зоне малого сигнала имеем  $K'_i \approx K''_i$ , поэтому, сравнивая  $K'$  и  $K''$ , получим:

$$\frac{\beta'}{1 + \eta} = \frac{\beta''}{1 - \eta},$$

откуда

$$\eta = \frac{\beta'' - \beta'}{\beta'' + \beta'}.$$

Таким образом, коэффициенты передачи по верхнему и нижнему трактам промежуточного каскада будут определяться соотношениями:

$$K'_i = \frac{\beta'}{1 + \alpha'' \cdot \frac{\beta' - \beta''}{\beta' + \beta''}}, \quad K''_i = \frac{\beta''}{1 + \alpha' \cdot \frac{\beta'' - \beta'}{\beta' + \beta''}}.$$

Следует отметить, что независимо от значений  $\beta'$  и  $\beta''$ , которые всегда значительно отличаются между собой [2], в малосигнальной зоне имеет место равенство  $K'_i \approx K''_i$ . Именно поэтому в схеме 2 есть симметричность коэффициентов передачи. Учитывая коэффициенты передачи РФД для верхнего и нижнего трактов, будем иметь:

$$\begin{cases} \tilde{K}'_i = K'_i \cdot k'; \\ \tilde{K}''_i = K''_i \cdot k''. \end{cases} \quad (9)$$

Подставив в (6) значение коэффициентов передачи по верхнему и нижнему тракту двухтактного УПТ, а также учитывая обратную реакцию ДОТ, получим общий коэффициент усиления в малосигнальной зоне:

$$(K_i)_2 = \tilde{K}'_i + \tilde{K}''_i,$$

$$(K_i)_2 = \frac{1}{2} \cdot \left( \alpha'' \frac{\beta'}{1 + \alpha'' \cdot \frac{\beta' - \beta''}{\beta' + \beta''}} + \alpha' \frac{\beta''}{1 + \alpha' \cdot \frac{\beta'' - \beta'}{\beta' + \beta''}} \right)$$

На рис. 4 представлено АЧХ, полученная путем компьютерного моделирования для схемы двухтактного симметричного УПТ, которая реализует II метод. Как видно из графиков, усилитель имеет симметрию промежуточных коэффициентов усиления и практически одинаковую частоту единичного усиления. Общий коэффициент усиления  $K_i$  будет в два раза (на 6 дБ) больше, чем коэффициенты передачи верхнего и нижнего трактов.

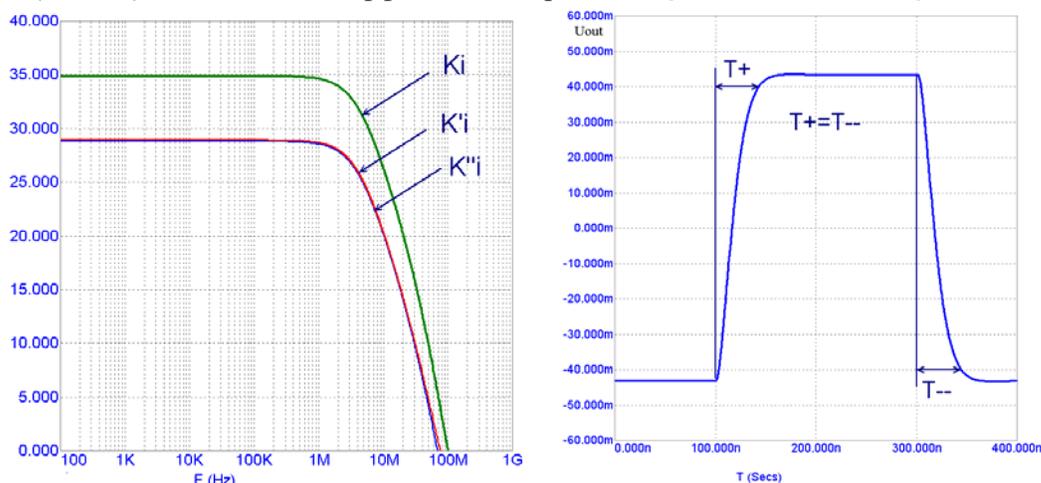


Рис. 4. АЧХ и переходная характеристика двухтактного симметричного УПТ с ДОТ  
Для переходной характеристики можно определить постоянные времени в форме:

$$\begin{cases} \tau' = \frac{1}{2\pi f'_{cp}}, \\ \tau'' = \frac{1}{2\pi f''_{cp}}, \end{cases}$$

где  $f'_{cp}$  и  $f''_{cp}$  – частоты среза на уровне «-3 дБ».

Поскольку графики АЧХ промежуточных трактов усиления практически накладываются, т.е.  $f'_{cp} \approx f''_{cp}$ , поэтому  $\tau' = \tau''$ , а это означает, что продолжительности переднего и заднего фронтов переходной характеристики являются одинаковыми. Таким образом, указанный двухтактный симметричный УПТ имеет как одинаковые коэффициенты передачи по верхнему и нижнему трактам, так и симметричную переходную характеристику.

### Выводы

1. Осуществлен анализ существующих схем с симметричными коэффициентами передачи по току. Предложено два метода относительно обеспечения рабочих точек промежуточных каскадов УПТ, которые потенциально позволяют строить операционные усилители с высокими коэффициентами передачи.
2. Проанализированы предложенные методы симметрирования коэффициентов передачи промежуточных каскадов. Доказано, что эти методы разрешают автоматически поддерживать номинальные режимы рабочих точек промежуточных каскадов.
3. Получены аналитические соотношения, которые доказывают возможность выравнивания промежуточных коэффициентов усиления, несмотря на существенный разброс значений  $\beta'$  и  $\beta''$  n-p-n и p-n-p транзисторов, на основе которых построены

промежуточные каскады. Доказано, что переходная характеристика таких усилителей будет симметричной при подаче на вход двуполярного импульсного сигнала.

### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Walt Kesler. ANALOG-DIGITAL CONVERSION. ADI Central Application Department. – March.–2004.– 1127 p.
2. Alan B. Grebene Bipolar and MOS analog integrated circuit design: Wiley Classic Library New Jersey, 2003.– 915 p.
3. United States Patent №3852678 George Joseph Frye Push-pull amplifier with current mirrors for determining the quiescent operating point. Dec. 3, 1974.
4. Jung, Walter G. Op Amp applications handbook. Analog Devices series. 2004. – 895 p. ISBN 0-7506-7844-5.
5. Пат. 17239, МПК H03F3/26. Двотактний симетричний підсилювач струму / Азаров О. Д., Лукашук О. О., Гарнага В. А., Решетнік О. О., Снігур А. В.; заявник та патентовласник Вінницький нац. техн. ун-т. – опубл. 15.09.2006, Бюл. №9. 6 с.
6. Пат. 20246, МПК H03F3/26. Вхідний пристрій схеми порівняння струмів / Азаров О. Д., Лукашук О. О., Гарнага В. А., Решетнік О. О., Богомолів С. В.; заявник та патентовласник Вінницький нац. техн. ун-т. – опубл. 15.01.2007, Бюл. №1. 7 с.
7. Пат. 18466, МПК H03F3/26. Підсилювач постійного струму / Азаров О. Д., Лукашук О. О., Гарнага В. А., Решетнік О. О., заявник та патентовласник Вінницький нац. техн. ун-т. – опубл. 15.11.2006, Бюл. №11. 7 с.
8. Пат. 18599, МПК H03F3/26. Двотактний симетричний підсилювач струму / Азаров О. Д., Лукашук О. О., Гарнага В. А., Решетнік О. О., заявник та патентовласник Вінницький нац. техн. ун-т. – опубл. 15.11.2006, Бюл. №11. 7 с.
9. Triple 1.4 GHz Current Feedback Op Amp with Enable Feature. Publication Order Number: NCS2535/D. 2006. – 13 p.
10. Аналіз передатної характеристики двотактного симетричного підсилювача постійного струму / Азаров О. Д., Гарнага В. А., Решетнік О. О., Богомолів С. В. // Наукові праці Вінницького національного технічного університету. Електронне наукове фахове видання – 2007. – № 1 (1).–8 с.– Режим доступу до журналу: [www.nbu.gov.ua/e-journals/VNTU/2007-1/vyp1.html](http://www.nbu.gov.ua/e-journals/VNTU/2007-1/vyp1.html).
11. Степаненко И. П. Основы микроэлектроники: Учеб. пособие для вузов. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Лаборатория базовых знаний, 2003. – 488 с.: ил.
12. Титце У., Шенк К. Полупроводниковая схемотехника: Справочное руководство. Пер. с нем. – М., 1982. – 512 с.: ил.

*Азаров Алексей Дмитриевич* – д. т. н., профессор, директор института информационных технологий и компьютерной инженерии, заведующий кафедрой вычислительной техники, тел. 51-32-93.

*Гарнага Владимир Анатолиевич* – аспирант кафедры вычислительной техники. Винницкий национальный технический университет.