

А. Д. Азаров, д. т. н., проф.; М. Е. Теплицкий

МОДЕЛЬ ПЕРЕДАТОЧНОЙ ХАРАКТЕРИСТИКИ ДВУХТАКТНОГО УСИЛИТЕЛЯ ТОКА С ВЫБОРОЧНОЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ

В статье разработана математическая модель характеристики вход-выход двухтактного усилителя постоянного тока, а также аналитические соотношения для коэффициента передачи в диапазоне входного сигнала. Показано, что использование двухступенчатых промежуточных каскадов усиления позволяет значительно повысить линейность передаточной характеристики усилителя.

Ключевые слова: двухтактный усилитель тока, передаточная характеристика, погрешность линейности, промежуточный каскад, отражатель тока, управляемый генератор тока.

Введение

Последние два десятилетия характеризуются повышением интереса разработчиков аналоговых устройств к двухтактным усилителям постоянного тока (ДУПТ). Их преимуществами перед однотактными структурами, в первую очередь, является высокая линейность передаточной характеристики, а также симметричность фронтов переходной характеристики во время реакции на прямоугольный импульс. Отличительной особенностью двухтактных схем является также широкий диапазон частот максимальной неискаженной мощности синусоидального сигнала.

Актуальность

Первым вариантом построения ДУПТ можно считать схему [1], предложенную американским исследователем Фраем еще в 1976 году. Она содержит входной двухтактный каскад в виде самодополнительной схемы с общей базой на биполярных транзисторах разного типа проводимости, а также два однотактных тракта промежуточного противофазного усиления. Недостатком этой схемы является сложность задания рабочих точек транзисторов промежуточных каскадов, а также высокий уровень тока смещения нуля. Дальнейшее развитие ДУПТ – введение в структуры отражателей тока и двухтактного тракта промежуточного усиления, который может содержать также и выходной каскад [2, 3].

Отдельным направлением в этом плане являются так называемые «конвейеры тока», на базе которых можно построить ряд операционных преобразователей токов и напряжений. Общим недостатком указанных схем является чрезмерное увеличение числа каскадов при необходимости достижения большого коэффициента передачи на уровне 100 – 120 дБ и, соответственно, значительное фазовое смещение между входным и выходным сигналами, что приводит к снижению быстродействия. Кроме того, при росте сопротивления нагрузки в таких устройствах снижается усиление схем.

Следует отметить, что впервые решение проблемы самобалансирования рабочих точек промежуточных каскадов усиления было предложено в ВНТУ [4]. При этом указанное самобалансирование осуществляется путем использования выборочной обратной связи (ВОС). Кроме того, при этом симметрируются коэффициенты передачи промежуточных каскадов, построенных на транзисторах разного типа проводимости. В то же время, несмотря на наличие определенных элементов теории в этом направлении, до сих пор еще отсутствуют обобщенные математические модели передаточных характеристик ДУПТ, которые позволяют оценить их линейность во время проектирования. Учитывая всё вышеизложенное, тема статьи «Модель передаточной характеристики двухтактного усилителя тока с выборочной обратной связью» является актуальной.

Цель исследований

Выведение математической модели статической передаточной характеристики ДУПТ, построенного с введением выборочной обратной связи в промежуточные каскады усиления.

Задачи исследований

1. Получить аналитические соотношения характеристики выход-вход ДУПТ с выборочной обратной связью, структурно-функциональная модель которого построена с использованием управляемых и функциональных генераторов тока.
2. Оценить адекватность моделей передаточных характеристик ДУПТ путем сравнения результатов, полученных при помощи аналитических соотношений, а также полученных компьютерным анализом предложенных схемных решений.
3. Предложить рекомендации относительно структурно-функциональной организации ДУПТ с выборочной обратной связью для одно- и многоступенчатых промежуточных каскадов, а также рекомендации по повышению линейности передаточной характеристики.

Решение задач

Рассмотрим обобщенную структурно-функциональную схему двухтактного симметричного УПТ (рис. 1а), которая реализует метод балансного задания токов рабочих точек промежуточных усилительных каскадов. Суть метода состоит в введении двух интегрированных контуров выборочной обратной связи в промежуточные каскады усиления, при помощи которых симметрируются выходные токи противофазных каналов усиления, реализованных на транзисторах разного типа проводимости, и задаются рабочие точки трактов промежуточного усиления. Указанная схема усилителя состоит из двухтактного входного каскада, построенного на транзисторах VT1 и VT2, двух трактов промежуточного противофазного усиления с коэффициентами передачи K'_i и K''_i и выходного каскада, реализованного на отражателях тока OTI и OTII. Эти интегрированные контуры (обозначены пунктиром) состоят из двунаправленного отражателя тока (ДОТ), а также компенсаторов тока КТИ и КТII. При этом балансирование рабочих точек осуществляется при помощи компенсаторов тока $I'_{кнт}$ и $I''_{кнт}$.

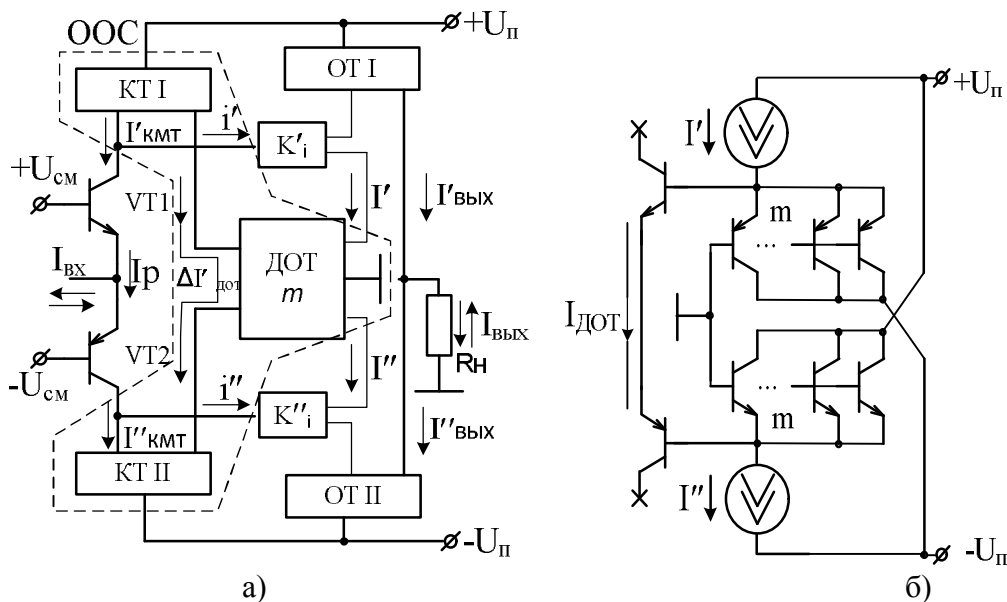


Рис. 1. ДУПТ с выборочной обратной связью:

а) структурно-функциональная схема; б) двунаправленный отражатель тока

Выборочность контура обратной связи означает его способность реагировать только на

непропорциональные приросты токов промежуточных каскадов противофазного усиления и формировать соответствующие компенсационные токи $I'_{кнт}$ и $I''_{кнт}$ с помощью компенсаторов КТІ та КТІІ. Введение в структуру усилителя ДОТ позволяет формировать непрерывные сигналы о соотношении I' и I'' , а также соответственно регулировать компенсационные токи до достижения балансирования схемы по контурам обратной связи. Одним из возможных вариантов реализации ДОТ является схема, представленная на рисунке 1б, которая построена на комплементарных транзисторах с общей базой [5].

Действие обратных связей приводит к поддержанию в схеме балансового соотношения:

$$\frac{I'}{I_p} = \frac{I_p}{I''}. \quad (1)$$

Причем в случае наличия этого баланса $I'_{кнт} \approx I''_{кнт} \approx I_p$, где I_p – ток рабочей точки.

Параметр m определяет глубину обратной связи ДОТ. Ток $I_{дом}$, который формируется на выходах ДОТ, равен:

$$I_{дом} = I_p = \frac{\sqrt{I' \cdot I''}}{m}. \quad (2)$$

Оценить потенциальные характеристики ДУПТ можно путем замены реальных элементов схемы на идеальные (транзисторы меняют на управляемые генераторы тока). Для этого была предложена эквивалентная схема усилителя, построенная на управляемых генераторах тока (линейных и функциональных), которая приведена на рис. 2 [6].

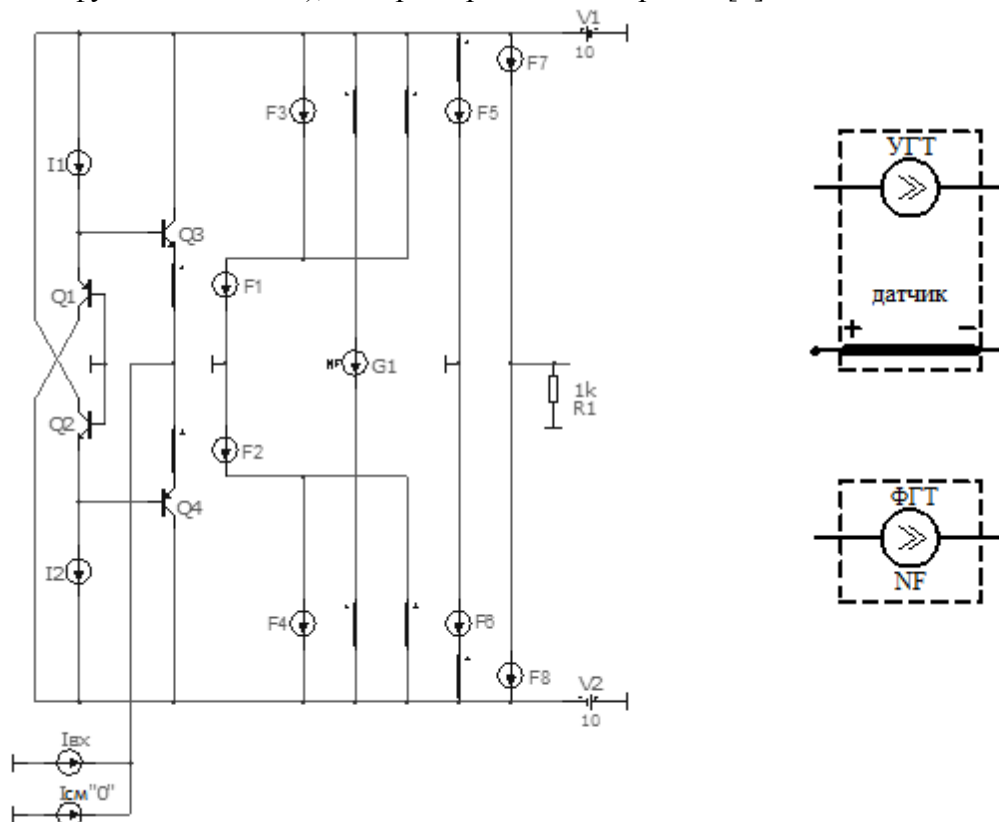


Рис. 2. ДУПТ на управляемых и функциональных генераторах тока

Проанализируем токи, которые протекают в этой схеме. Входной ток $I_{вх}$ и ток смещения нуля $I_{см}$ разветвляются во входном каскаде и в сумме с током $\Delta I_{дом}$ образуют приросты

входного тока по верхнему и нижнему каналах $i'_{\text{вх}}$ и $i''_{\text{вх}}$. При этом можно составить систему уравнений:

$$\begin{cases} i'_{\text{вх}} = -\frac{1}{2}(I_{\text{вх}} + I_{\text{см}}) + \Delta I_{\text{доп}}, \\ i''_{\text{вх}} = \frac{1}{2}(I_{\text{вх}} + I_{\text{см}}) + \Delta I_{\text{доп}}. \end{cases} \quad (3)$$

Далее приросты $i'_{\text{вх}}$ и $i''_{\text{вх}}$ усиливаются в промежуточном каскаде с соответствующими коэффициентами передачи K'_i и K''_i . Учитывая то, что прирост тока на выходе ДОТ $\Delta I_{\text{доп}} = \sqrt{I' \cdot I''} - I_p$, получим такую систему уравнений:

$$\begin{cases} I' = (-\frac{1}{2}(I_{\text{вх}} + I_{\text{см}}) + \sqrt{I' \cdot I''} - I_p)K', \\ I'' = (\frac{1}{2}(I_{\text{вх}} + I_{\text{см}}) + \sqrt{I' \cdot I''} - I_p)K'', \end{cases} \quad (4)$$

где I' и I'' – выходные токи верхнего и нижнего каналов усиления.

Для того, чтобы получить уравнение передаточной характеристики ДУПТ, нужно решить систему уравнений (4) относительно токов I' и I'' . Сначала поделим первое уравнение на K'_i и второе – на K''_i и получим:

$$\begin{cases} \frac{I'}{K'} = -\frac{1}{2}(I_{\text{вх}} + I_{\text{см}}) + \sqrt{I' \cdot I''} - I_p, \\ \frac{I''}{K''} = \frac{1}{2}(I_{\text{вх}} + I_{\text{см}}) + \sqrt{I' \cdot I''} - I_p. \end{cases} \quad (5)$$

Из второго уравнения вычтем первое и получим:

$$I_{\text{вх}} + I_{\text{см}} = \frac{I''}{K''} - \frac{I'}{K'}. \quad (6)$$

Из выражения (2) получим значения токов I' и I'' :

$$I' = \frac{I_p^2 m^2}{I''}, \quad (7)$$

$$I'' = \frac{I_p^2 m^2}{I'}. \quad (8)$$

Далее подставим выражение (8) в (6) и получим:

$$I_{\text{вх}} + I_{\text{см}} = \frac{I_p^2 m^2 K' - I'^2 K''}{I' K' K''}. \quad (9)$$

Решая уравнение (9) относительно I' , получим такие действительные корни:

$$\begin{aligned} I'_1 &= \frac{-(I_{\text{вх}} + I_{\text{см}})K'K'' - \sqrt{((I_{\text{вх}} + I_{\text{см}})K'K'')^2 + 4I_p^2 m^2 K'K''}}{2K''}, \\ I'_2 &= \frac{-(I_{\text{вх}} + I_{\text{см}})K'K'' + \sqrt{((I_{\text{вх}} + I_{\text{см}})K'K'')^2 + 4I_p^2 m^2 K'K''}}{2K''}. \end{aligned}$$

Аналогично, подставляя (7) в (6), получим корни уравнения для I'' :

$$I_1'' = \frac{(I_{\text{вх}} + I_{\text{см}})K'K'' - \sqrt{((I_{\text{вх}} + I_{\text{см}})K'K'')^2 + 4I_p^2 m^2 K'K''}}{2K'},$$

$$I_2'' = \frac{(I_{\text{вх}} + I_{\text{см}})K'K'' + \sqrt{((I_{\text{вх}} + I_{\text{см}})K'K'')^2 + 4I_p^2 m^2 K'K''}}{2K'}.$$

Учитывая физический принцип действия усилителя, а именно – явление, при котором, если ток втекает в схему, то он вытекает в ее выход из нагрузки, для токов I' и I'' можно составить общее уравнение передаточной характеристики в диапазоне входного сигнала в виде:

$$\begin{aligned} I_{\text{вых}}(I_{\text{вх}}) &= I_2' - I_1'' = \\ &= \frac{-(I_{\text{вх}} + I_{\text{см}})K'K'' + \sqrt{((I_{\text{вх}} + I_{\text{см}})K'K'')^2 + 4I_p^2 m^2 K'K''}}{2K''} - \\ &- \frac{(I_{\text{вх}} + I_{\text{см}})K'K'' - \sqrt{((I_{\text{вх}} + I_{\text{см}})K'K'')^2 + 4I_p^2 m^2 K'K''}}{2K'}. \end{aligned} \quad (10)$$

Следует также обратить внимание на такое важное свойство схемы, как наличие определенной нелинейности в зависимости $I_{\text{вых}} = f(I_{\text{вх}})$. При этом абсолютная и относительная погрешности линейности ДУПТ определяют через токи I' и I'' по формулам:

$$\Delta I_{\text{нл}} = |I'| - |I''|, \quad (11)$$

$$\delta I_{\text{нл}} = \frac{\Delta I_{\text{нл}}}{\max(I', I'')} \cdot 100\%. \quad (12)$$

Наличие погрешности линейности усилителя можно иллюстрировать при помощи графика передаточной характеристики, приведенного на рис. 3.

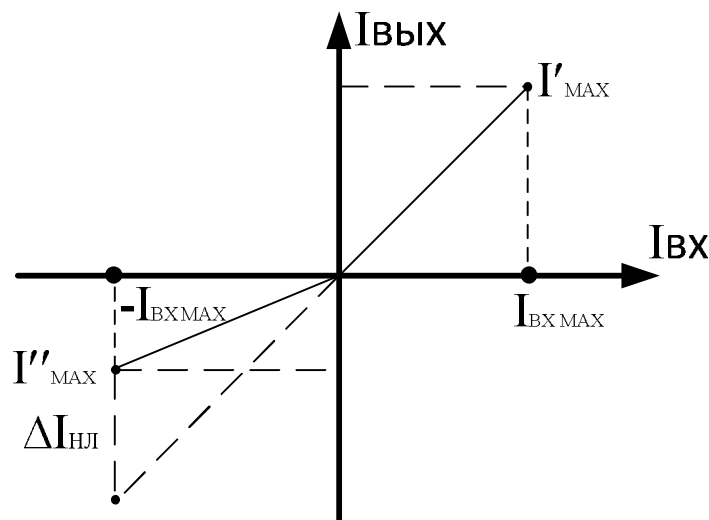


Рис. 3. График погрешности линейности передаточной характеристики УПТ

Коэффициент передачи $K_{i_{\text{вых}}}$ можно найти через производную уравнения (10) передаточной характеристики в виде:

$$K_{i\text{ вых}} = \frac{dI_{\text{вых}}(I_{\text{вх}})}{dI_{\text{вх}}} =$$

$$= - \frac{K'K'' + \frac{2K'^2K''^2(I_{\text{вх}} + I_{\text{см}})}{2\sqrt{K'K''(4I_p^2m^2 + K'K''I_{\text{вх}}^2 + 2K'K''I_{\text{вх}}I_{\text{см}} + K'K''I_{\text{см}}^2)}}}{2K'}$$

$$- \frac{\frac{K'K''}{2} - \frac{2K'^2K''^2(I_{\text{вх}} + I_{\text{см}})}{4\sqrt{K'K''(4I_p^2m^2 + K'K''I_{\text{вх}}^2 + 2K'K''I_{\text{вх}}I_{\text{см}} + K'K''I_{\text{см}}^2)}}}{K''}.$$

График зависимости $K_{i\text{ вых}}$ от входного тока приведен на рис. 4. Как видно из данного рисунка, $K_{i\text{ вых}}$ меняется в диапазоне входного сигнала, что дополнительно свидетельствует о наличии погрешности линейности.

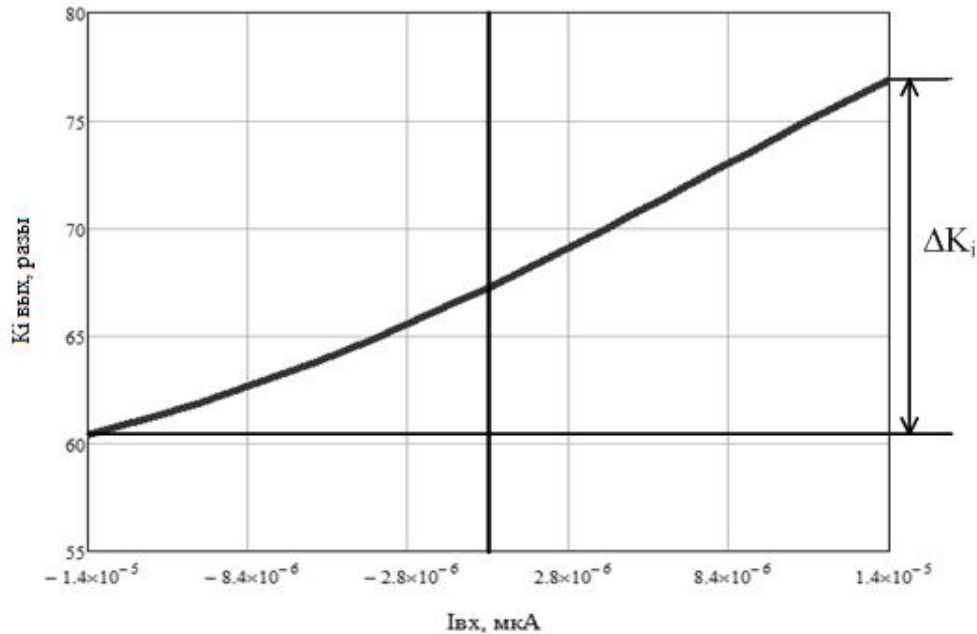
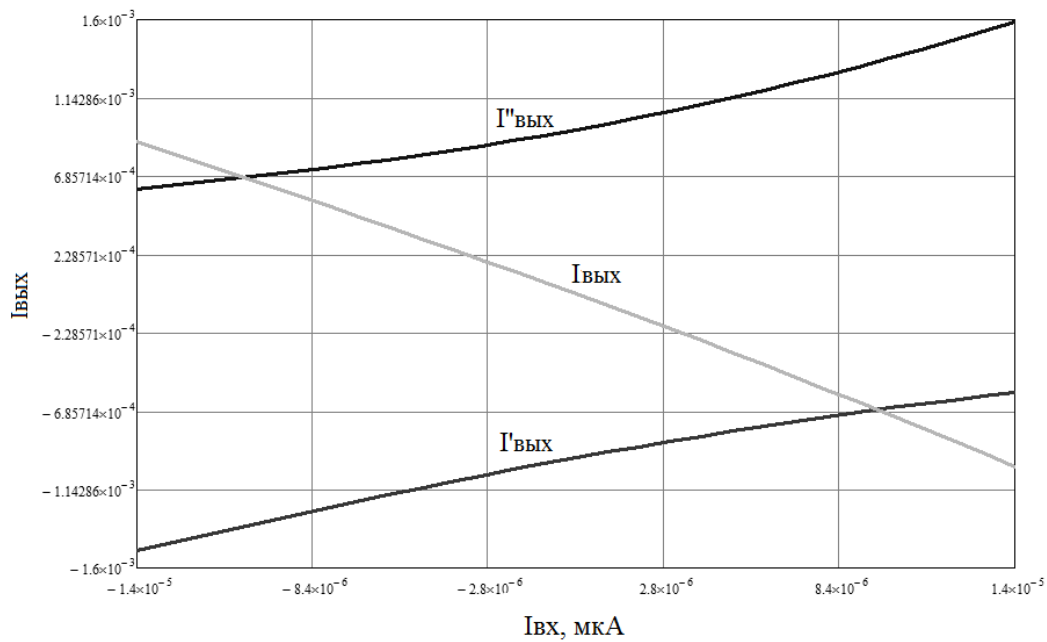
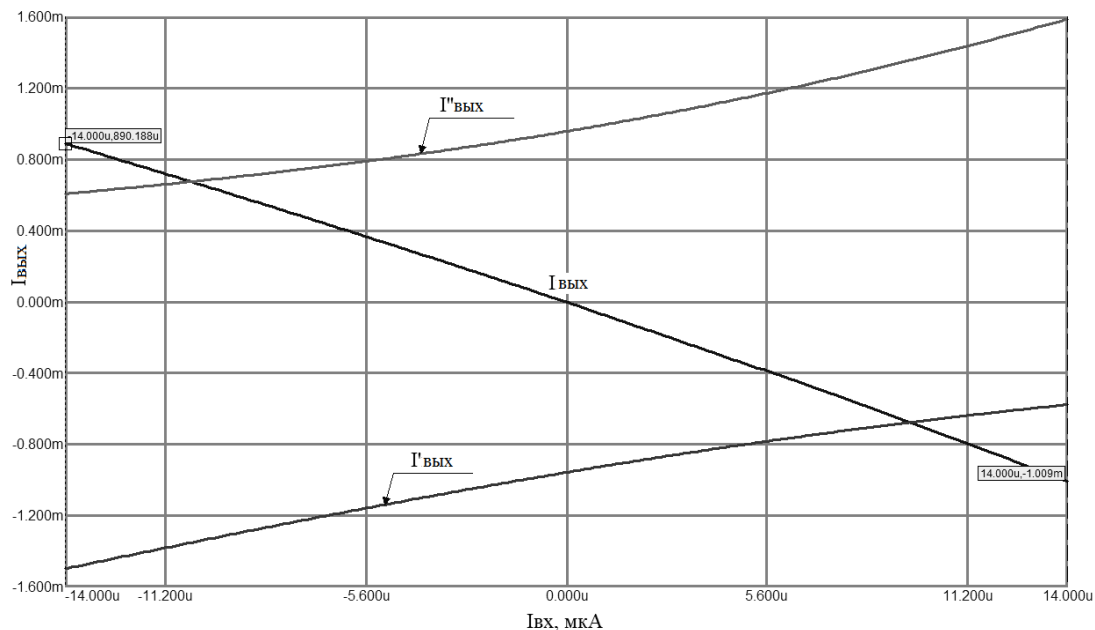


Рис. 4. Зависимость $K_{i\text{ вых}} = f(I_{\text{вх}})$ от входного тока

Одним из факторов, которые влияют на погрешность линейности усилителя, является неидентичность коэффициентов усиления K_i' и K_i'' промежуточных каскадов. Например, для схемы, приведенной на рис. 2, погрешность линейности составляет ≈ 90 мкА при $K_i' = 52$ и $K_i'' = 93$ (при условии использования моделей биполярных транзисторов Intersil NFA 3178) [7]. Графики передаточной характеристики для указанной идеализированной схемы, в которой соответствующие узлы, такие, как: отражатели и компенсаторы тока, ДОТ и промежуточные усилительные каскады заменены на управляемые и функциональные генераторы тока, приведенные на рис. 5.



а)



б)

Рис. 5. Передаточные характеристики идеализированного УПТ, полученные:

а) в среде Mathcad;

б) по итогам компьютерного моделирования в Microcap

Надо подчеркнуть при этом наличие сходимости результатов математического и компьютерного моделирования, что подтверждает адекватность полученной модели передаточной характеристики ДУПТ.

Следует отметить, что важной является задача уменьшения погрешности линейности. Первым из путей ее решения будет выравнивание коэффициентов усиления K_i' и K_i'' промежуточных каналов противофазного усиления [8]. Для этого целесообразно использовать построение промежуточных каскадов с m -кратным запараллеливанием усилительных транзисторов, а также запараллеливанием транзисторов ДОТ, как показано на рис. 6.

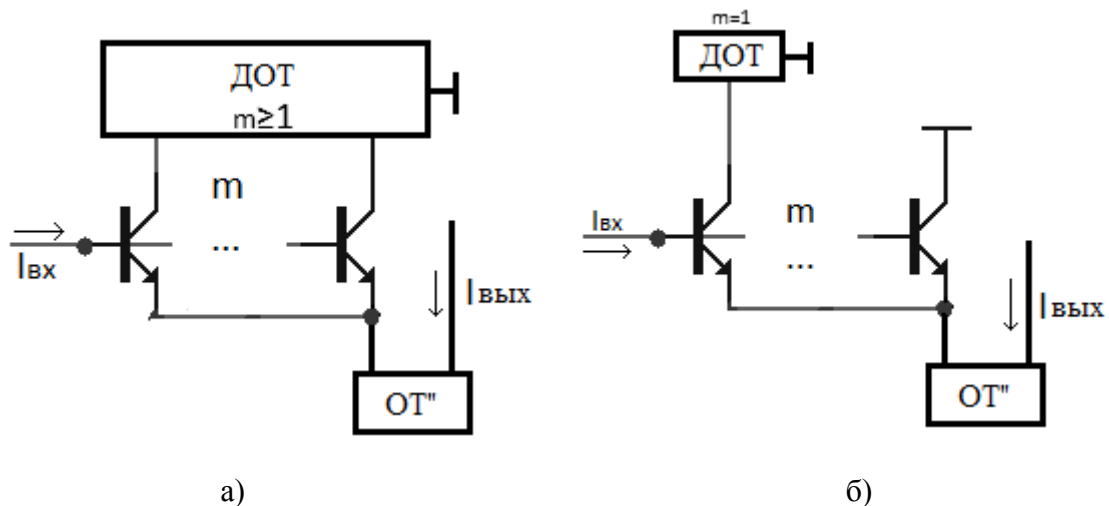


Рис. 6. Варианты подключения одноступенчатых промежуточных каскадов к ДОТ:
 а) с сосредоточенными транзисторами;
 б) с разветвлением транзисторов

Использование параметра m , то есть m пар параллельно подключенных транзисторов в ДОТ (см. рис. 6а), позволяет уменьшить глубину внутренней обратной связи усилителя и предотвратить генерацию схемы, однако (по сравнению с другим вариантом (рис. 6б)) требует больших аппаратных затрат. Второй путь – это использование в каждом канале промежуточного усиления двухступенчатых схем с использованием комбинаций n - p - n - и p - n - p -транзисторов.

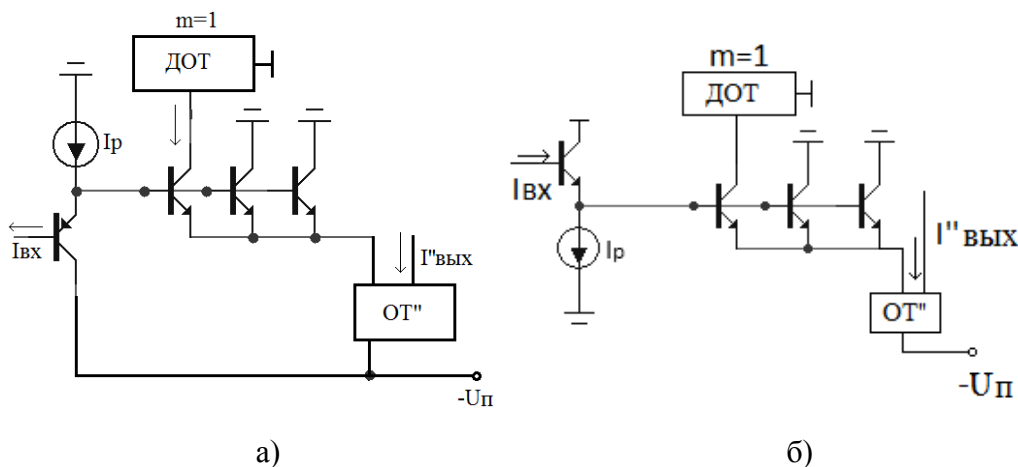


Рис. 7. Подключение двухступенчатых промежуточных каскадов к ДОТ:
 а) с комбинацией транзисторов p - n - p и n - p - n ;
 б) с комбинацией транзисторов одного типа проводимости (на примере n - p - n)

Следует отметить, что использование ДОТ с параметром $m > 1$, кроме уменьшения погрешности линейности и повышения коэффициента передачи, позволяет также уменьшить ток смещения 0 в m раз.

Рассмотрим несколько принципиальных схем ДУПТ и сравним их характеристики. На рис. 8 приведена упрощенная схема и передаточная характеристика УПТ с одноступенчатым промежуточным каскадом, в котором выходные транзисторные отражатели тока заменены на управляемые генераторы тока.

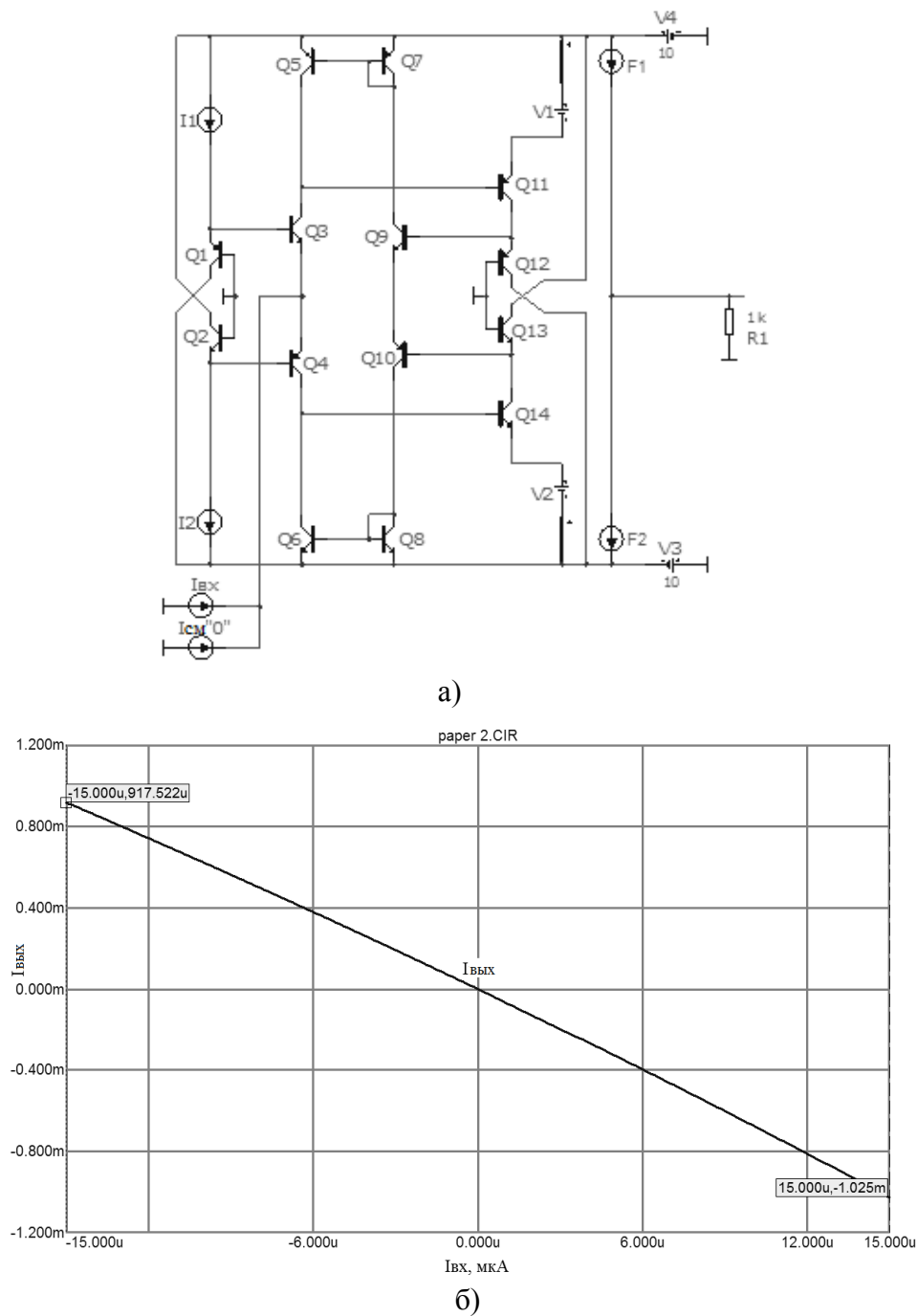


Рис. 8. Двухтактный УПТ:
 а) упрощенная принципиальная схема;
 б) передаточная характеристика $I_{вых} = f(I_{вх})$

Как можно вычислить из графика, погрешность линейности рассмотренной схемы составляет $\Delta I_{нл} = 104$ мкА, или 10,4 % при условии, что $K_i' = 52$, $K_i'' = 93$ и $\Delta I_p = 104$ мА.

Рассмотрим схему УПТ с двухступенчатыми рассредоточенными промежуточными каскадами усиления (рис. 9). Коэффициенты усиления K_i' и K_i'' такой схемы значительно выше по сравнению с предыдущей схемой и соответственно равны 63,8 дБ и 62,6 дБ, параметр $m=3$.

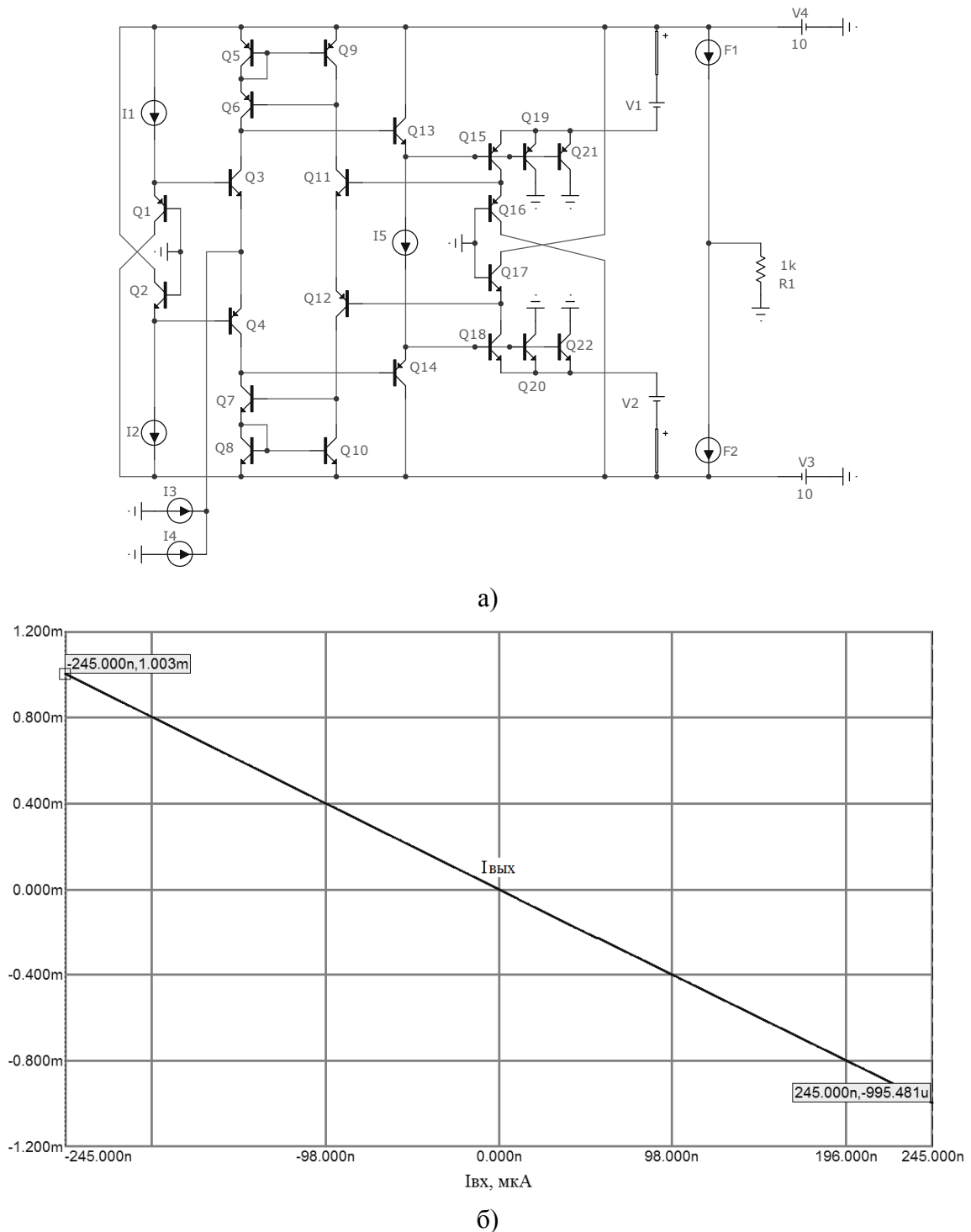


Рис. 9. УПТ с двухступенчатыми промежуточными каскадами:

- а) принципиальная схема;
 б) передаточная характеристика

Полученные результаты свидетельствуют об эффективности использования двухступенчатых промежуточных каскадов. Это позволяет, в частности, увеличить усиление схемы, расширить полосу пропускания, что приведёт к повышению точности. Погрешность линейности данной схемы составляет 8 мкА, то есть 0,8% при рабочем токе 1 мА. Следовательно, данный подход имеет все преимущества перед схемами УПТ с одноступенчатыми промежуточными каскадами.

Выводы

1. Получена математическая модель статической передаточной характеристики ДУПТ, что позволяет определить значение $I_{вых}$ при заданном $I_{вх}$, а также оценить ее линейность.
2. Сравнение результатов исследования передаточной характеристики с использованием аналитических выражений и компьютерного моделирования подтверждает их сходимость, что свидетельствует об адекватности полученных соотношений.
3. Предложены рекомендации относительно структурно-функциональной организации схем усилителей. Доказано, что использование параметра m и композиции n - p - n - и p - n - p -транзисторов позволяет повысить линейность передаточной характеристики.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Patent 3852678 USA, МПК Н 03F 3/26. Push-pull amplifier with current mirrors for determining the quiescent operating point / George Joseph Frye; Claimer and patent holder George Joseph Frye. – № 358152; claimed 07.05.73; published 12.10.76.
2. Patent 4274059 USA, МПК Н 03F 3/30. Single ended push-pull amplifier / Claimer and patent holder Yasuhisa Okabe assignor to Victor Company of Japan. – № 963901; claimed 27.11.78; published 16.06.81.
3. Patent 6734720 USA, МПК Н 03F 3/45. Operational amplifier in which the idle current of its output push-pull transistors is substantially zero / Claimer and patent holder Hiroshi Imai, assignor to Denso Corporation. – № 10/223702; claimed 20.08.02; published 11.03.04.
4. Азаров О. Д. Двотактні підсилювачі постійного струму для багато розрядних перетворювачів інформації, що самокалібруються : монографія / О. Д. Азаров, В. А. Гарнага. – Вінниця: ВНТУ, 2011. – 156 с.
5. Теплицький М. Ю. Двотактні підсилювачі постійного струму на базі двонаправлених відбивачів струму / О. Д. Азаров, В. А. Гарнага // Проблеми інформатизації та управління. – Київ, 2011. – № 2 (34). – С. 15 – 22.
6. Амелина М. А. Программа схемотехнического моделирования Micro-Cap 8. / М. А. Амелина, С. А. Амелин. – М.: Горячая линия-Телеком, 2007. – 464 с.
7. Технічний опис HFA3046/3096/3127/3128 Transistor Array SPICE Models: Application Note, Intersil, 1994. – 5 р.
8. Гарнага В. А. Методи завдання робочих точок проміжних каскадів двотактних підсилювачів постійного струму / О. Д. Азаров, В. А. Гарнага // Проблеми інформатизації та управління. – Київ, 2009. – № 1(25). – С. 6 – 14.

Азаров Алексей Дмитриевич – д. т. н., профессор, заведующий кафедрой вычислительной техники.

Теплицький Михаил Ефимович – аспирант кафедры вычислительной техники.
Винницкий национальный технический университет.