

УДК 681.3:621.375

**А. Д. Азаров, д. т. н., проф.; В. А. Гарнага; А. А. Решетник; С. В. Богомолов, студ.**

## **АНАЛИЗ ПЕРЕДАТОЧНОЙ ХАРАКТЕРИСТИКИ ДВУХТАКТНОГО СИММЕТРИЧНОГО УСИЛИТЕЛЯ ПОСТОЯННОГО ТОКА**

*Рассматриваются принципы построения двухтактных симметрических усилителей постоянного тока. Указанный подход, в отличие от использования традиционной асимметрической структуры, предполагает присутствие двухтактного входного каскада в виде самодополняющейся схемы с общей базой, двух симметрических промежуточных усилительных каскадов, а также двухтактного симметрического выходного каскада. Выводятся аналитические соотношения для коэффициентов передачи по току в отдельных каналах усиления двухтактных симметрических усилителей постоянного тока, общего коэффициента передачи по току для малосигнальной зоны и зоны большого сигнала, нелинейности передаточной характеристики.*

*Приведена упрощенная принципиальная схема усилителя постоянного тока с симметрической структурой. Доказано, что схемы двухтактных симметрических усилителей постоянного тока с симметрической структурой имеют меньшую погрешность линейности передаточной характеристики.*

**Ключевые слова:** УПТ, симметрическая структура.

### **Введение**

Определяющим компонентом аналоговой схемотехники являются усилители, отдельную нишу среди которых занимают усилители постоянного тока (УПТ), что в свою очередь является основой операционных усилителей для аналоговых и гибридных вычислительных машин и измерительных информационных систем [1]. Исторически сложилось так, что первые УПТ строили на электронных лампах [2]. Вместе с тем перенесение подходов и принципов построения структурных схем ламповых усилителей на транзисторные привело к тому, что интегральные транзисторные схемы УПТ, которые появились в 60-х и 70-х годах прошлого века, в значительной степени напоминали ламповые схемы. Это значительно ограничивало достижение потенциальных возможностей в рамках динамических и статических характеристик, поскольку не разрешало использовать частотные свойства транзисторов вплоть до предельной частоты  $f_T$ , а также ограничивало линейность передаточной характеристики и ряд других параметров.

### **Актуальность**

Значительное количество современных усилителей постоянного тока применяют преимущественно одноканальную асимметрическую структуру с дифференциальным усилительным каскадом на входе и двухтактным симметричным каскадом на выходе. При этом предусматривают использование принципа усиления и преобразование напряжений [3]. Преимуществами такого подхода является функциональная универсальность этих схем, которая разрешает использовать их в разных устройствах (операционные усилители, буферные устройства, устройства выборки-хранения аналоговых сигналов, компараторы и т.д.). Тем не менее усилители на базе дифференциального каскада с одноканальной структурой имеют определенные недостатки: низкая скорость нарастания выходного сигнала, значительный коэффициент нелинейных искажений, особенно при увеличении частоты входного сигнала, асимметричность входного сигнала при работе по прямоугольным двополярным входным импульсом.

Особенно следует отметить, что чрезвычайно высокие требования выдвигаются к УПТ, применяющимся в многоразрядных АЦП и ЦАП, которые входят в состав высокоточных информационно-измерительных систем, а также гибридных вычислительных систем, поскольку от точности обработки входного сигнала усилителем зависит итоговая точность

результатов преобразований. Таким образом, проектируя схемы УПТ, необходимо использовать схемные решения, которые могли бы отвечать таким требованиям: высокая линейность статической передаточной характеристики, коэффициент усиления по току на уровне ( $10^4$ - $10^6$ ), низкий коэффициент нелинейных искажений ( $\leq 0,001\%$ ) при максимальной полосе пропускания, минимальные токи смещения нуля.

Вместе с тем, следует отметить, что еще в 70-х годах прошлого века начали строить двухтактные симметричные усилители тока [4]. Тем не менее они были несовершенными, поскольку имели ограниченное количество (1÷2) усилительных каскадов, низкую линейность и малый коэффициент передачи. Одной из причин этого была и та, что в указанных схемах с многокаскадной структурой (2÷3) сложно задавать нужный режим по постоянному току. Таким образом, не было возможности воспользоваться преимуществами, которые предоставляют двухтактные усилители постоянного тока с симметричной структурой. Поэтому проблема построения двухтактных симметричных усилителей постоянного тока с повышенной линейностью передаточной характеристики является **актуальной**. Термин «двухтактный» означает, что усиление двополярного входного сигнала (тока, напряжения) осуществляется в зависимости от его полярности поочередно I или II каналами усиления.

### Цель

Целью статьи является анализ параметров передаточной характеристики двухтактных усилителей постоянного тока с симметричной структурой.

### Постановка задач

Согласно указанной цели формулируются такие основные задачи:

- а) вывод аналитических соотношений для коэффициентов передачи по току в отдельных каналах усиления двухтактных симметричных УПТ;
- б) анализ общего коэффициента передачи по току для малосигнальной зоны и зоны большого сигнала;
- в) анализ нелинейности передаточной характеристики УПТ в диапазоне малого и большого сигналов.

### Решение задач

Усилитель постоянного тока предоставляет возможность работать с переменным током или напряжением, а также с сигналами, которые изменяются медленно, в частности с сигналами постоянного уровня. В настоящее время много ведущих компаний мира занимается разработкой таких УПТ. Наиболее известные из них: Analog Devices, National Semiconductor, Texas Instruments, Linear Technology, MAXIM, Philips, Pioneer, Inetril и т.д.

Тем не менее структуры усилителей, которые выпускают эти фирмы, преимущественно являются одноканальными, они имеют только один сквозной одноканальный канал усиления и двухтактный входной каскад. Авторы предлагают построение УПТ реализованных по двухтактной симметричной структуре.

Рассмотрим простейшую функциональную схему двухтактного двухкаскадного УПТ с симметричной структурой, которая изображена на рис. 1. Она содержит входной двухтактный каскад, построенный в виде самодополнительной схемы с общей базой на транзисторах  $T_1$  и  $T_2$ . На базы этих транзисторов подаются напряжения смещения  $-U_{см}$  и  $+U_{см}$  для задачи режима рабочей точки. При этом точка объединения эмиттеров транзисторов  $T_1$  и  $T_2$  служит входом схемы. Источники токов  $I_3$  и  $I_4$  задают ток смещения в коллекторах и эмиттерах входных транзисторов соответственно  $T_1$  и  $T_2$ . УПТ также содержит двухтактный двухканальный симметричный усилительный каскад, построенный на транзисторах  $T_3$  и  $T_4$ . Точка объединения коллекторов этих транзисторов служит выходом усилителя. Схему подключено к двум источникам напряжений питания, соответственно  $+U_{ж}$  и  $-U_{ж}$ .

Проанализируем электрические параметры указанного устройства. Общее падение напряжения в цепях смещения I-го каскада будет определяться по формуле  $U_{\Sigma} = U_{см} + |-U_{см}| = U_{бe1} + U_{бe2}$ , т.е. сумме падений напряжения на переходах база-эмиттер транзисторов  $T_1$  и  $T_2$ , которые в приближении Еберса-Молла при  $I_{ex}=0$ ;  $I_1=I_2 \approx I_0$  определяются:

$$U_{бe1} = \varphi_T \ln \frac{I_1}{I_T}, \quad U_{бe2} = \varphi_T \ln \frac{I_2}{I_T},$$

где  $\varphi_T = \frac{kT}{q} \approx 25 мВ$  – термопотенциал;  $I_T \approx 10^{-15} А$  – тепловой ток.

При этом поскольку

$$U_{\Sigma} = U_{бe1} + U_{бe2}, \text{ то}$$

$$U_{\Sigma} = \varphi_T \ln \frac{I_1}{I_T} + \varphi_T \ln \frac{I_2}{I_T} = \varphi_T \ln \frac{I_1 I_2}{I_T^2}. \quad (1)$$

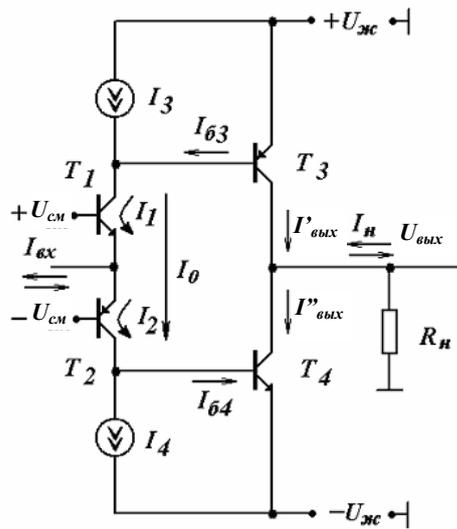


Рис. 1. Упрощенная функциональная схема двухтактного двухканального УПТ с симметричной структурой

При условии  $I_{ex}=0$ , пренебрегая  $I_{B1}$  и  $I_{B2}$ , имеем  $I_1 = I_2 = I_0$ , где  $I_1, I_2$  – коллекторные токи  $T_1$  и  $T_2$ , а  $I_0$  – сквозной ток смещения во входном каскаде. Потенцируя (1) и с учетом  $I_{ex}$ , получим:

$$I_1(I_1 + I_{ex}) = I_T^2 e^{\frac{U_{\Sigma}}{\varphi_T}}. \quad (2)$$

При  $I_{ex}=0$  имеем

$$I_T^2 e^{\frac{U_{\Sigma}}{\varphi_T}} = I_1^2.$$

С учетом последнего выражения и (2) получим:

$$I_1(I_1 + I_{ex}) = I_0^2.$$

Эта формула является основным уравнением, которое описывает приросты токов первого каскада. Отсюда находим:

$$I_1 = -\frac{1}{2}I_{ex} + \sqrt{\frac{I_{ex}^2}{4} + I_0^2} . \quad (3)$$

Аналогично:

$$I_2 = \frac{1}{2}I_{ex} + \sqrt{\frac{I_{ex}^2}{4} + I_0^2} . \quad (4)$$

На рис. 2 приведен график зависимости  $I_1$  и  $I_2$  от  $I_{ex}$ . Он иллюстрирует как делится на составные части входной ток усилителя, который разветвляется в коллекторы  $T_1$  и  $T_2$ . Значения  $I_1$  и  $I_2$  определяются вольт-амперной характеристикой транзисторов и зависят от их мощности.

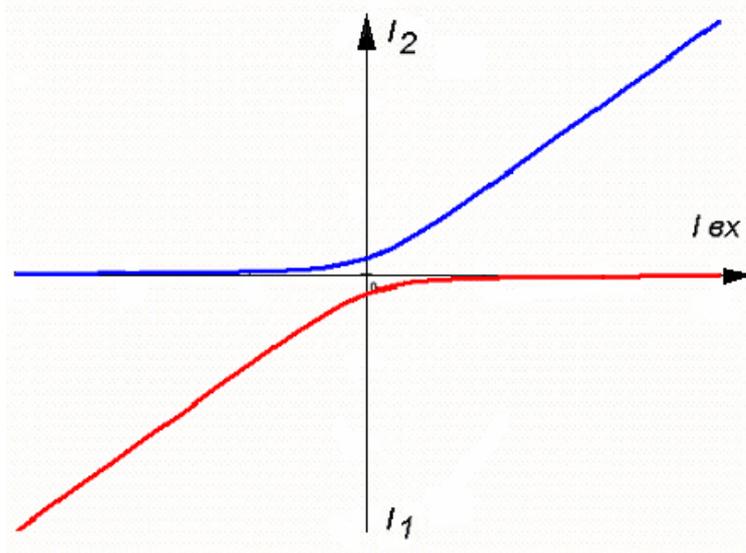


Рис. 2. Зависимость  $I_1$  и  $I_2$  от  $I_{ex}$

Для приростов токов  $\Delta I_2 = I_2 - I_0$  и  $\Delta I_1 = I_1 - I_0$  имеет место зависимость, изображенная на рис. 3.

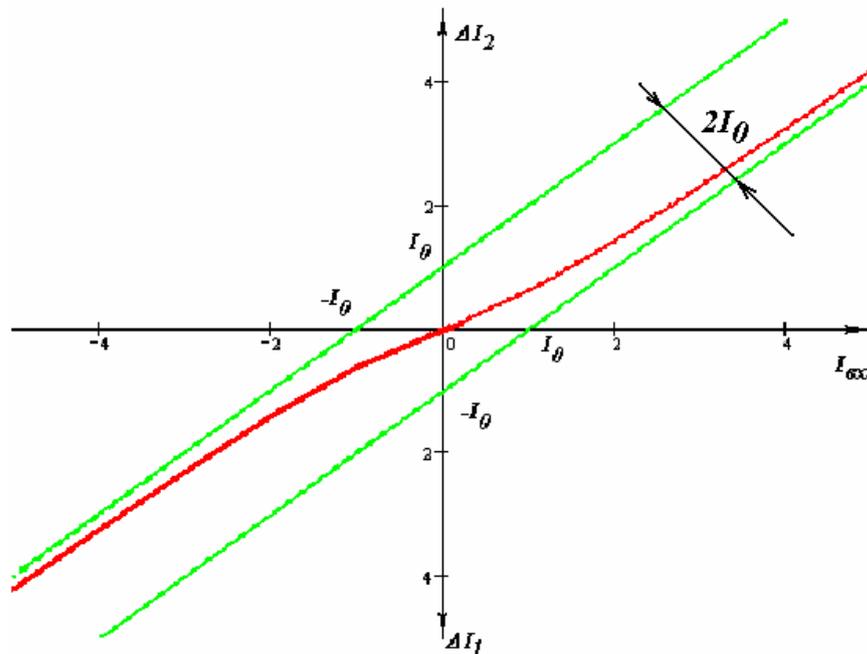


Рис. 3. Зависимость приростов токов  $\Delta I_2$  и  $\Delta I_1$

Следует отметить, что функции  $\Delta I_1=f(I_{ex})$  и  $\Delta I_2=f(I_{ex})$  имеют две зоны:

- 1)  $|I_{ex}| \leq 2I_0$  – малосигнальная зона;
- 2)  $|I_{ex}| \gg 2I_0$  – зона большого сигнала.

В первой зоне:  $\Delta I_2 \approx \frac{1}{2} I_{ex}$ . Во второй зоне:  $\Delta I_2 \approx I_{ex} - I_0$ .

Рассмотрим разветвление  $I_{ex}$  на составные и его дальнейшее прохождение по каналам усиления. При этом:

$$I_{B3} \approx \alpha_1 I_1 - I_3, I_{B4} \approx \alpha_2 I_2 - I_4, I'_{вых} \approx \beta_3 I_{B3}, I'_{вых} \approx \beta_4 I_{B4}.$$

Ток нагрузки формируется как разность двух составляющих:

$$I_H = I'_{вых} - I'_{вых}.$$

Соответственно (4) и с учетом (2) получим:

$$I_H = \beta_4 \alpha_2 I_{ex} + (\beta_4 \alpha_2 - \beta_3 \alpha_1) I_1. \tag{6}$$

Используя (6) и (3), получим:

$$I_H = \frac{\beta_4 \alpha_2 + \beta_3 \alpha_1}{2} I_{ex} + (\beta_4 \alpha_2 - \beta_3 \alpha_1) \sqrt{\frac{I_{ex}^2}{4} + I_0^2}. \tag{7}$$

Выражение (7) показывает, что нелинейность первого каскада передается на выход через асимметричность «плеч» усилителя. При нулевом входном токе имеем:

$$I_H = (\beta_4 \alpha_2 - \beta_3 \alpha_1) I_0 |_{I_{ex}=0}.$$

Поэтому прирост исходного тока, который равняется:

$$\Delta I_H = I_H(I_{ex}) - I'_H(I_{ex}), \text{ где } I'_H(I_{ex}) - \text{значение } I_H \text{ при } I_{ex}=0, \text{ определяется в виде:}$$

$$\Delta I_H = \frac{\beta_4 \alpha_2 + \beta_3 \alpha_1}{2} I + (\beta_4 \alpha_2 - \beta_3 \alpha_1) \left( \sqrt{\frac{I_{ex}^2}{4} + I_0^2} - I_0 \right).$$

Функция  $\Delta I_H$  от  $I_{ex}$  изображена на рис. 5.

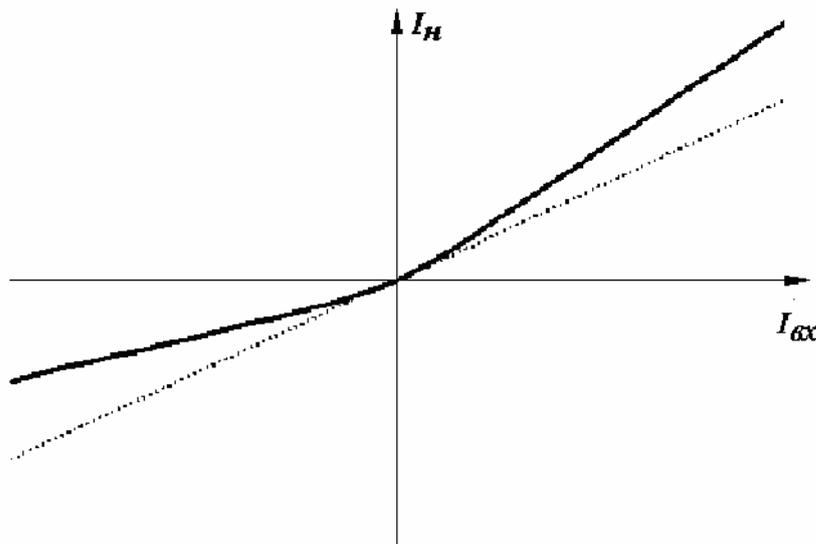


Рис. 4. Зависимость тока нагрузки от  $I_{ex}$

$$\Delta I_n = \frac{\beta_4 \alpha_2 + \beta_3 \alpha_1}{2} I_{ex}.$$

Это равенство имеет место при условии  $|I_{ex}| \leq 2I_0$  при  $|I_{ex}| \ll I_0$ . При этом  $\Delta I_n \approx \beta_4 \alpha_2 I_{ex} - (\beta_4 \alpha_2 - \beta_3 \alpha_1) I_0$ , а при  $|I_{ex}| \ll I_0$ ,  $\Delta I_n \approx \beta_3 \alpha_1 I_{ex} - (\beta_4 \alpha_2 - \beta_3 \alpha_1) I_0$ .

Если принять  $\beta_4 \alpha_2 > \beta_3 \alpha_1$ , то графически это проявляется как подъем коэффициента усиления в зоне больших положительных токов и уменьшение его в зоне больших по абсолютному значению отрицательных токов. Все это сопровождается проявлением малой постоянной составляющей исходного тока.

Следует отметить, что дополнительные токи смещения  $I_3$  и  $I_4$  в цепях баз третьего и четвертого транзисторов могут скомпенсировать лишь статическую долю (4) постоянной составляющей тока нагрузки:

$$\beta_3 I_{\sigma 3} - \beta_4 I_{\sigma 4} = (\beta_4 \alpha_2 - \beta_3 \alpha_1) I_0.$$

Нелинейную же часть постоянной составляющей так скомпенсировать невозможно, т.е. компенсация за счет смещения второго каскада возможна лишь отдельно или для зоны малого, или для зоны большого сигнала.

Упрощенная практическая принципиальная схема УПТ с симметричной структурой [6] изображается на рис. 5. Этот усилитель содержит входной двухтактный каскад, построенный в виде самодополнительной схемы с общей базой на транзисторах  $T_4$  и  $T_5$ . Рабочая точка этого каскада задается падением напряжения на транзисторах  $T_1$  и  $T_2$  в диодном включении, уровень которых обеспечивается значениями токов генераторов токов  $I_1$  и  $I_2$ . Схема также содержит два симметричных усилительных канала на транзисторах  $T_{11}$  и  $T_{14}$ . Рабочие точки этих транзисторов задаются введением в схему парафазного отражателя тока, а также отражателей тока: верхнего – на транзисторах  $T_3$  и  $T_7$  и нижнего – на транзисторах  $T_6$  и  $T_{10}$ .

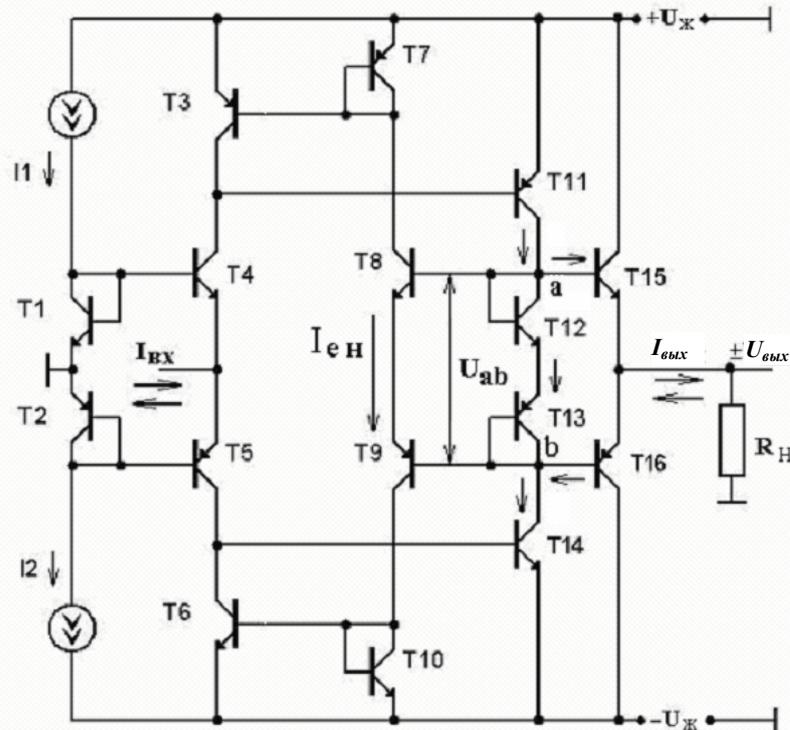


Рис. 5. Упрощенная принципиальная схема УПТ с симметричной структурой

Указанный принцип задачи рабочей точки обеспечивается самобалансированием коллекторных токов транзисторов  $T_{11}$ ,  $T_{14}$  и  $T_7$ ,  $T_{10}$  в диодном включении, а также  $T_3$  и  $T_4$ . Таким образом, при условии  $I_{ex}=0$ ,  $I_{K4} \approx I_{K5} \approx I_{K11} \approx I_{K14} \approx I_{K8} \approx I_{K9} \approx I_{K3} \approx I_{K6} \approx I_1 \approx I_2$ . Исходя из

последнего соотношения, следует отметить, что рабочие точки транзисторов как верхнего, так и нижнего каналов задаются уровнями токов генераторов  $I_1$  и  $I_2$ .

Наличие в схеме парафазного отражателя на транзисторах  $T_8, T_9, T_{12}, T_{13}$  обеспечивает постоянную суммарную разность потенциалов  $U_{ab}$  на переходах база-эмиттер  $T_{12}$  и  $T_{13}$  не только при условии  $I_{ex}=0$ , а и когда  $I_{ex} \neq 0$  и  $I_{K11} \neq I_{K14}$ . Следует отметить, что сквозной  $I_{e.n.}$  ток через переходы коллектор-эмиттер транзисторов  $T_{15}$  и  $T_{16}$  приблизительно равняется  $I_{K8}$  и  $I_{K9}$ . Прирост  $\Delta I_{вых}$  ( $I_{вых} \neq 0$ ) появляется при условии, которое  $I_{ex} \neq 0$  и  $I_{K11} \neq I_{K14}$  и  $I_{K15} \neq I_{K16}$  и на выходе появляется разностный ток  $\Delta I_n$ , что создает ненулевое падение напряжения  $U_{вых}$ .

Коэффициент усиления по току указанной схемы для малосигнальной зоны определяется по формуле:

$$K_i = K_{i_{ex}} \cdot K_{ПК} \cdot K_{i_{вых}},$$

где  $K_{i_{ex}}$  – коэффициент усиления по току входного каскада, который определяется как:

$$K_{i_{ex}} = 0,5.$$

$K_{ПК}$  – суммарный средний коэффициент усиления по току промежуточных каскадов усиления на транзисторах  $T_{11}$  и  $T_{14}$ , который определяется по формуле:

$$K_{ПК} = \beta_{p-n-p} + \beta_{n-p-n};$$

$K_{i_{вых}}$  – коэффициент усиления по току исходного каскада, который определяется в виде:

$$K_{i_{вых}} = \frac{2 \cdot \beta_{p-n-p} \cdot \beta_{n-p-n}}{\beta_{p-n-p} + \beta_{n-p-n}}.$$

Тогда общий коэффициент усиления в малосигнальной зоне определяется по конечной формуле:

$$K_i = \frac{\beta_{p-n-p} + \beta_{n-p-n}}{2} \cdot \frac{2 \cdot \beta_{p-n-p} \cdot \beta_{n-p-n}}{\beta_{p-n-p} + \beta_{n-p-n}} = \beta_{p-n-p} \cdot \beta_{n-p-n}.$$

При этом, например, при  $\beta_{p-n-p}=50$ , а  $\beta_{n-p-n}=100$   $K_i=5000$ , что совпадает с результатами компьютерного моделирования. Нарращивание числа усилительных каскадов, а соответственно и увеличение  $K_i$  можно достичь, используя дополнительные парафазные отражатели тока как отдельно на каждый каскад, так и один общий на несколько каскадов. Применение симметричной структуры построения и парафазных отражателей тока в усилительных каскадах дает возможность строить УПТ с высокими коэффициентами усиления: 100 дБ и больше [6-8].

### Выводы

Выведены аналитические выражения для коэффициентов усиления для входного каскада, каскадов предварительного усиления и выходного каскада двухтактного УПТ, которые позволяют оценить значение этих коэффициентов, используя дифференциальные коэффициенты передачи  $\beta$  по току  $p-n-p$  и  $n-p-n$  транзисторов.

Получены аналитические соотношения для общего коэффициента передачи по току для малосигнальной зоны и зоны большого сигнала, который позволяет анализировать передаточную функцию вход-выход симметричного УПТ в диапазоне входного и исходного сигналов.

Проанализирована нелинейность характеристики вход-выход. Продемонстрировано, что эту характеристику можно разложить на две составляющие: линейную и нелинейную. Это позволяет оценить уровень нелинейности передаточной характеристики в зависимости от расхождений значений  $\beta$  для  $p-n-p$  и  $n-p-n$  транзисторов.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Walt Kesler ANALOG-DIGITAL CONVERSION. ADI Central Application Department March 2004. – 1127 p.
2. United States Patent №3184687 Charles A. Wilkins Push-pull power amplifier May 18, 1965.
3. Alan B. Grebene Bipolar and MOS analog integrated circuit design. Published 2003 John Wiley & Sons Technology & Industrial Arts. – 912 p.
4. United States Patent №3852678 George Joseph Frye Push-pull amplifier with current mirrors for determining the quiescent operating point Dec. 3, 1974
5. Степаненко И. П. Основы микроэлектроники: Учебное пособие для вузов. – 2-е изд. перераб. и доп. – М.: Лаборатория базовых знаний, 2003. – 488 с.
6. Азаров О.Д. Основи теорії аналого-цифрового перетворення на основі надлишкових позиційних систем числення. Монографія. – Вінниця: УНІВЕРСУМ – Вінниця, 2004. – 260с.
7. Патент України №18599 Двотактний симетричний підсилювач струму. – О.Д. Азаров, В.А. Гарнага, О.О. Решетнік, О.О. Лукашук. – 2006.
8. Патент України №18466 Підсилювач постійного струму. – О.Д. Азаров, В.А. Гарнага, О.О. Решетнік, О.О. Лукашук. – 2006.

*Азаров Алексей Дмитриевич* – директор института, заведующий кафедрой;

*Решетник Александр Александрович* – магистрант кафедры;

*Гарнага Владимир Анатольевич* – магистрант кафедры;

*Богомолов Сергей Васильевич* – студент.

Кафедра вычислительной техники, институт информационных технологий и компьютерной инженерии,  
Винницкий национальный технический университет