

Схемотехника аналоговых электронных устройств

МЕТОДИЧЕСКИЕ УКАЗАНИЯ

*к выполнению лабораторной работы № 4
для студентов специальности 11.05.01
«Радиоэлектронные системы и комплексы»
очной формы обучения*

Воронеж 2022

МИНИСТЕРСТВО НАУКИ И ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ
РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ

Федеральное государственное бюджетное образовательное
учреждение высшего образования

«Воронежский государственный технический университет»

Кафедра радиоэлектронных устройств и систем

Схемотехника аналоговых электронных устройств

МЕТОДИЧЕСКИЕ УКАЗАНИЯ

*к выполнению лабораторной работы № 4
для студентов специальности 11.05.01
«Радиоэлектронные системы и комплексы»
очной формы обучения*

Воронеж 2022

УДК 721:53(073)
ББК 38.113я7-5

Составители: Ю. В. Худяков, А. В. Русанов

Схемотехника аналоговых электронных устройств: методические указания к выполнению лабораторной работы № 4 для студентов специальности 11.05.01 «Радиоэлектронные системы и комплексы» очной формы обучения / ФГБОУ ВО «Воронежский государственный технический университет» ; сост.: Ю. В. Худяков, А. В. Русанов. – Воронеж: Изд-во ВГТУ, 2022.– 48 с.

В методических указаниях рассматриваются вопросы моделирования режимов работы усилительных элементов однокаскадного резистивного усилителя на биполярных транзисторах при малых уровнях выходного сигнала. Тематика лабораторной работы соответствует рабочей программе дисциплины «Схемотехника аналоговых электронных устройств».

Предназначены для студентов 2 курса специальности 11.05.01 «Радиоэлектронные системы и комплексы» очной формы обучения.

Методические указания подготовлены в электронном виде и содержатся в файле СхАЭУ_УМД_ЛР4.pdf.

Ил. 45. Табл. 11. Библиогр.: 4 назв.

УДК 721:53(073)
ББК 38.113я7-5

Рецензент – А. В. Останков, д-р техн. наук, профессор
кафедры радиотехники ВГТУ

*Издается по решению редакционно-издательского совета
Воронежского государственного технического университета*

ВВЕДЕНИЕ

Данные методические указания к выполнению лабораторной работы составлены в соответствии с программой курса «Основы теории радиосистем передачи информации» для специальности 11.05.01 «Радиоэлектронные системы и комплексы».

Лабораторная работа посвящена изучению режимов работы усилительных элементов однокаскадного резистивного усилителя на биполярных транзисторах при малых уровнях выходного сигнала. Моделирование осуществляется в программном обеспечении EWB5.12 и Micro-CaP8.

Методические указания содержат авторские иллюстрации.

1. МОДЕЛИРОВАНИЕ РЕЖИМОВ РАБОТЫ УСИЛИТЕЛЬНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ ОДНОКАСКАДНОГО РЕЗИСТИВНОГО УСИЛИТЕЛЯ НА БИПОЛЯРНЫХ ТРАНЗИСТОРАХ ПРИ МАЛЫХ УРОВНЯХ ВЫХОДНОГО СИГНАЛА

1.1. ЦЕЛЬ ЛАБОРАТОРНОЙ РАБОТЫ

Целью лабораторной работы является исследование поведения основных параметров резистивных усилителей ОЭ в режиме малых сигналов в зависимости от положения рабочей точки.

1.2. СОДЕРЖАНИЕ РАБОТЫ

Содержанием практической части работы является измерение исходных данных

Тип транзистора такой же как в лабораторной работе №1.

Выполнение лабораторной работы проводится на ПЭВМ с использованием прикладных программ «EWB5.12» и «Micro-CaP8».

Правила безопасности при выполнении лабораторной работы являются типовыми.

2. КРАТКИЕ ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ СВЕДЕНИЯ

2.1. СХЕМЫ ЗАМЕЩЕНИЯ ТРАНЗИСТОРА

Транзистор состоит из двух противоположно включенных диодов, которые обладают одним общим *n*- или *p*- слоем. Электрод, связанный с ним, называется базой Б. Два других электрода называются коллектором К и эмиттером Э (рисунок 1).

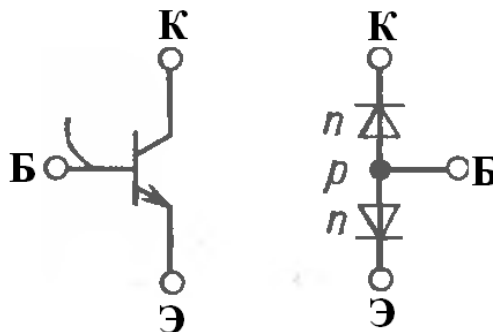


Рис. 1. N-P-N транзистор и его диодная эквивалентная схема

Характеристику диода можно аппроксимировать с помощью экспоненциальной функции

$$I = I_S(T)(e^{U_d/mU_T} - 1), \quad (1)$$

где I_S - ток, протекающий через запрещенную зону при обратном смещении диода; U_T - термический потенциал.

В свою очередь

$$U_T = \frac{kT}{e_0}, \quad (2)$$

где k - постоянная Больцмана;

e_0 - заряд электрона.

При комнатной температуре

$$U_T = \frac{kT}{e_0} = \frac{1,38 \cdot 10^{-23} \text{ Дж / К} \cdot 296 \text{ К}}{1,60 \cdot 10^{-19} \text{ кулон}} = 25,5 \text{ мВ}. \quad (3)$$

Поправочный коэффициент m учитывает отклонения от теории Шокли. Он находится в пределах от 1 до 2.

Уравнение (1) описывает характеристику реального диода только в прямом направлении и для небольших токов. Реальный обратный ток диода значительно больше, чем I_S , а обратное напряжение необходимо определять на основании поверхностного эффекта.

Особенностью активного режима транзистора является то, что малого изменения входного напряжения оказывается достаточно для того, чтобы вызвать относительно большое изменение коллекторного тока. Это видно на передаточной (проходной) характеристике, изображенной на рисунке 2, которая представляет собой зависимость I_k от $U_{бэ}$; при этом $U_{кэ}$ варьируется как параметр.

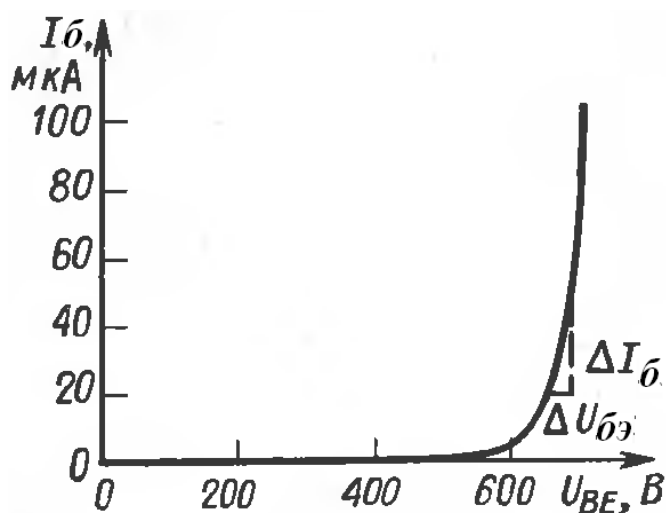


Рис. 2. Входная характеристика

Известно, что передаточная характеристика транзистора, как и диода, имеет вид экспоненциальной функции. Однако в отличие от формулы (1) поправочный коэффициент τ в этом случае с большой точностью равен единице.

Тогда

$$I_K = I_S(T, U_{KЭ}) e^{U_{БЭ}/U_T}, \quad (4)$$

так что I_K больше обратного тока I_S .

2.2. УСИЛИТЕЛЬ КАК ЛИНЕЙНАЯ СИСТЕМА

Часто транзистор можно рассматривать как линейный усилитель. Это справедливо в рабочей точке O (I_{K0} , $U_{KЭ0}$), в окрестности которой осуществляется управление малым сигналом. При расчете схем характеристика заменяется касательной в рабочей точке. Увеличение тангенса угла наклона касательной означает увеличение дифференциального параметра (параметра малого сигнала).

Изменение коллекторного тока I_K в зависимости от $U_{KЭ}$ характеризуется крутизной S :

$$S = \left. \frac{\partial I_K}{\partial U_{БЭ}} \right|_{U_{KЭ}=\text{const}}. \quad (5)$$

Эту величину можно рассчитать, используя выражение (6)

$$S = \frac{\partial I_K}{\partial U_{БЭ}} = \frac{I_S}{U_T} e^{U_{БЭ}/U_T} = \frac{I_K}{U_T}. \quad (6)$$

Таким образом, крутизна пропорциональна коллекторному току и не зависит от индивидуальных свойств каждого транзистора. Поэтому для ее определения не требуется измерений.

Зависимость коллекторного тока от напряжения коллектор - эмиттер характеризуется дифференциальным выходным сопротивлением

Из рисунка 3 видно, что с увеличением коллекторного тока оно уменьшается, так как наклон характеристики увеличивается.

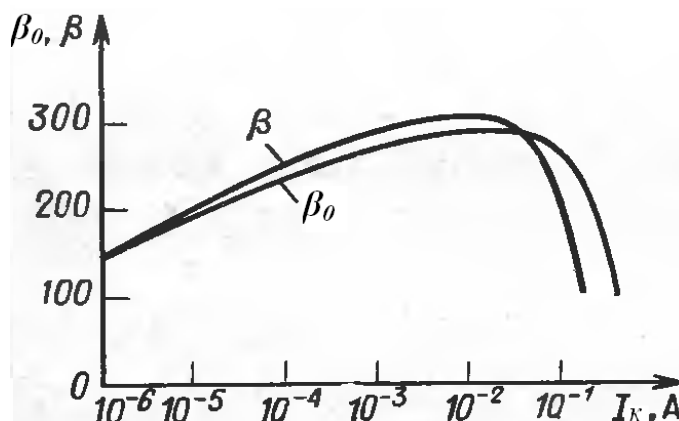


Рис. 3. Типовые зависимости коэффициентов статического и динамического усиления по току от коллекторного тока для маломощного транзистора

С высокой точностью сопротивление $R_{кэ}$ обратно пропорционально I_k т.е.

$$R_{кэ} = U_Y / I_k \quad (7)$$

Коэффициент пропорциональности U_Y называется напряжением Эрли.

Его можно определить, измерив $R_{кэ}$. Тогда несложно рассчитать выходное сопротивление для любого коллекторного тока. Типовое значение U_Y находится в пределах 80-200 В для п-р-п-транзисторов и 40 -150 В для р-п-р-транзисторов.

Для описания входной цепи транзистора как нагрузки, соединенной с входным источником напряжения, вводят дифференциальное входное сопротивление

$$R_{бэ} = \left. \frac{\partial U_{бэ}}{\partial I_б} \right|_{U_{кэ} = \text{const}} \quad (8)$$

Его можно определить по входной характеристике $I_k = f(U_{бэ})$ приведенной на рисунке 3.

Эта характеристика, как и передаточная характеристика (рисунок 4), описывается экспоненциальной функцией.

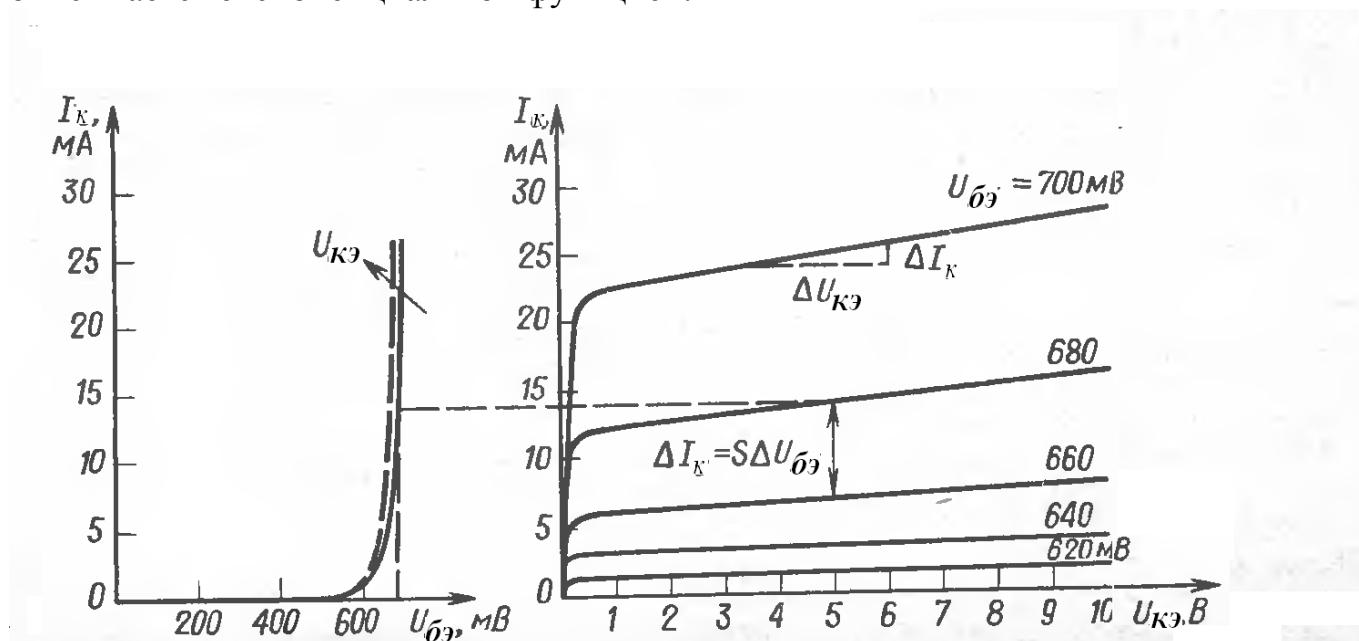


Рис. 4. Проходная и выходная характеристики транзистора

Таким образом, коллекторный ток пропорционален базовому току. Коэффициент пропорциональности $\beta_0 = I_k / I_б$ называют коэффициентом статического усиления по току. Однако пропорциональность имеет место только в ограниченной области тока, так как β_0 зависит от I_k .

Дифференциальный коэффициент усиления по току в рабочей точке определяется выражением

$$\beta = \left. \frac{\partial I_K}{\partial I_6} \right|_{U_{K3} = \text{const}} \quad (9)$$

Зависимость этой величины от I_K тоже представлена на рисунке 4. У мощных транзисторов максимум коэффициента усиления соответствует диапазону токов, измеряемых в амперах, а абсолютное его значение значительно ниже, чем у маломощных транзисторов. Зная β и крутизну, можно рассчитать входное сопротивление R_{63}

$$R_{63} = \frac{\partial U_{63}}{\partial I_6} = \frac{\partial U_{63}}{\partial I_K / \beta} = \frac{\beta}{S} = \frac{\beta U_T}{I_K} \quad (10)$$

В координатах рисунка 2 можно изобразить семейство кривых при разных значениях U_{K3} . Однако зависимость от U_{K3} так незначительна, что кривые практически совпадают. При малых сигналах эта зависимость характеризуется коэффициентом обратной передачи по напряжению A_r и обратной крутизной S_r

$$A_r = \left. \frac{\partial U_{63}}{\partial U_{K3}} \right|_{I_6 = \text{const}},$$

$$S_r = \left. \frac{\partial I_6}{\partial U_{K3}} \right|_{U_{63} = \text{const}} = -\frac{A_r}{R_{63}}.$$

При малых коллекторных токах коэффициент обратной передачи по напряжению положителен, при больших - отрицателен. Абсолютное значение его не превышает 10^{-4} . Поэтому влиянием обратной передачи практически можно пренебречь. При высоких частотах обратную передачу все же приходится учитывать. Ее же следует принимать во внимание при рассмотрении влияния емкости коллектор-база.

Параметром, который можно положить в основу рассмотрения работы усилителя, является напряжение база-эмиттер в рабочей точке U_{630} составляющее для кремниевых транзисторов — 0,6 В, а для германиевых - примерно 0,2 В.

2.3. АНАЛИТИЧЕСКИЕ ВЫРАЖЕНИЯ ДЛЯ ОПИСАНИЯ ПРИНЦИПА РАБОТЫ УСИЛИТЕЛЯ

Для анализа схемы с общим эмиттером (рисунок 5) приложим такое входное напряжение $U_{вх0} = 0,6$ В, чтобы мог протекать коллекторный ток порядка миллиампер.

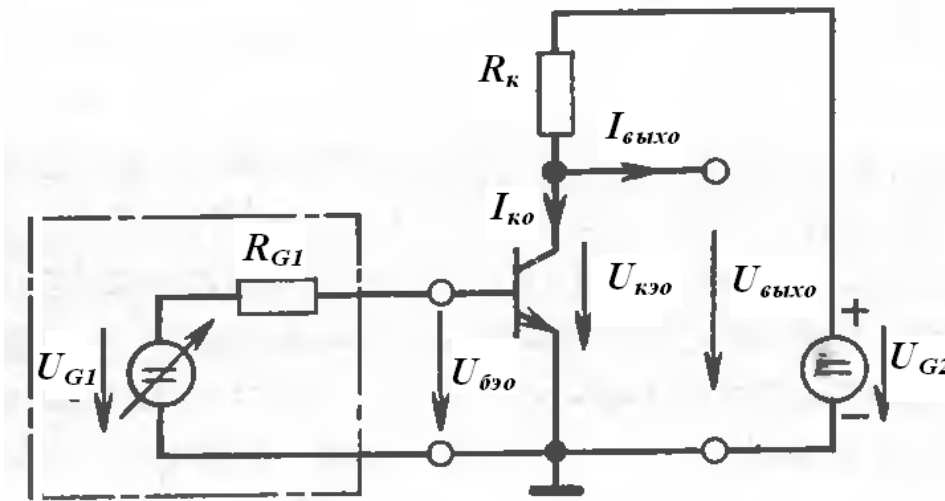


Рис. 5. Полная схема резистивного усилителя на транзисторе ОЭ

Коэффициент усиления по напряжению

$$K_U = \frac{\Delta U_{\text{выхо}}}{\Delta U_{\text{бэо}}} = -S(R_K \parallel R_{\text{кэ}}). \quad (11)$$

Входное сопротивление $R_{\text{вхо}} = R_{\text{бэо}}$. Выходное сопротивление $R_{\text{выхо}} = R_K \parallel R_{\text{кэ}}$.

Если входное напряжение повысить на небольшую величину $\Delta U_{\text{вхо}}$, то коллекторный ток увеличится (рисунок 2). Поскольку выходные характеристики проходят почти горизонтально, можно сделать допущение о том, что ток I_K зависит только от $U_{\text{бэо}}$, но не зависит от $U_{\text{кэ}}$. Тогда увеличение I_K составит

$$\Delta I_K = S \cdot \Delta U_{\text{бэо}} = S \cdot \Delta U_{\text{вхо}}. \quad (12)$$

Так как коллекторный ток источника напряжения протекает через сопротивление R_K , то падение напряжения на R_K тоже повышается и выходное напряжение $U_{\text{выхо}}$ возрастает на величину

$$\Delta U_{\text{выхо}} = -\Delta I_K \cdot R_K \approx -S \cdot R_K \cdot \Delta U_{\text{вхо}}. \quad (13)$$

Таким образом, схема обеспечивает коэффициент усиления по напряжению

$$K_U = \frac{\Delta U_{\text{выхо}}}{\Delta U_{\text{бэо}}} = -S(R_K \parallel R_{\text{кэ}}). \quad (14)$$

Для анализа схемы установим взаимосвязь между входными и выходными величинами транзистора

$$I_{\text{б}} = f_1(U_{\text{бэ}}, U_{\text{кэ}}), I_K = f_2(U_{\text{бэ}}, U_{\text{кэ}}). \quad (15)$$

Полные дифференциалы равны

$$dI_{\bar{6}} = \left. \frac{\partial I_{\bar{6}}}{\partial U_{\bar{6}\bar{3}}} \right|_{U_{\bar{к}\bar{3}}} \cdot dU_{\bar{6}\bar{3}} + \left. \frac{\partial I_{\bar{6}}}{\partial U_{\bar{к}\bar{3}}} \right|_{U_{\bar{6}\bar{3}}} \cdot dU_{\bar{к}\bar{3}},$$

$$dI_{\bar{к}} = \left. \frac{\partial I_{\bar{к}}}{\partial U_{\bar{6}\bar{3}}} \right|_{U_{\bar{к}\bar{3}}} \cdot dU_{\bar{6}\bar{3}} + \left. \frac{\partial I_{\bar{к}}}{\partial U_{\bar{к}\bar{3}}} \right|_{U_{\bar{6}\bar{3}}} \cdot dU_{\bar{к}\bar{3}}$$

Учитывая введенные выше обозначения и пренебрегая обратной передачей ($S_r = \partial I_{\bar{6}} / \partial U_{\bar{к}\bar{3}} \approx 0$), получим основные уравнения

$$dI_{\bar{6}} = (1/R_{\bar{6}\bar{3}}) \cdot dU_{\bar{6}\bar{3}}, \quad (16)$$

$$dI_{\bar{к}} = S \cdot dU_{\bar{6}\bar{3}} + (1/R_{\bar{к}\bar{3}}) \cdot dU_{\bar{к}\bar{3}}. \quad (17)$$

Эту систему уравнений можно записать в матричной форме

$$\begin{bmatrix} dI_{\bar{6}} \\ dI_{\bar{к}} \end{bmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{1}{R_{\bar{6}\bar{3}}} & 0 \\ S & \frac{1}{R_{\bar{к}\bar{3}}} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} dU_{\bar{6}\bar{3}} \\ dU_{\bar{к}\bar{3}} \end{pmatrix}.$$

Согласно теории четырехполюсников, приведенная выше матрица коэффициентов называется Y-матрицей. Наряду с ней используется также H-матрица

Между элементами этих матриц существуют следующие взаимосвязи:

$$1/R_{\bar{6}\bar{3}} = y_{11\bar{3}} = 1/h_{11\bar{3}};$$

$$S_r = y_{12\bar{3}} = -h_{12\bar{3}}/h_{11\bar{3}} \approx 0;$$

$$S = y_{22\bar{3}} = -h_{21\bar{3}}/h_{11\bar{3}} = \beta/R_{\bar{6}\bar{3}};$$

$$1/R_{\bar{к}\bar{3}} = y_{22\bar{3}} = (1/h_{11\bar{3}})(h_{11\bar{3}} \cdot h_{22\bar{3}} - h_{21\bar{3}} \cdot h_{12\bar{3}}) \approx h_{22\bar{3}}.$$

В дальнейшем будут использованы только основные уравнения (16) и (17). Для точного расчета коэффициента усиления по напряжению воспользуемся выражением (17) и перепишем соотношения, вытекающие из рисунка 6, для случая $I_{\text{выхо}} = 0$.

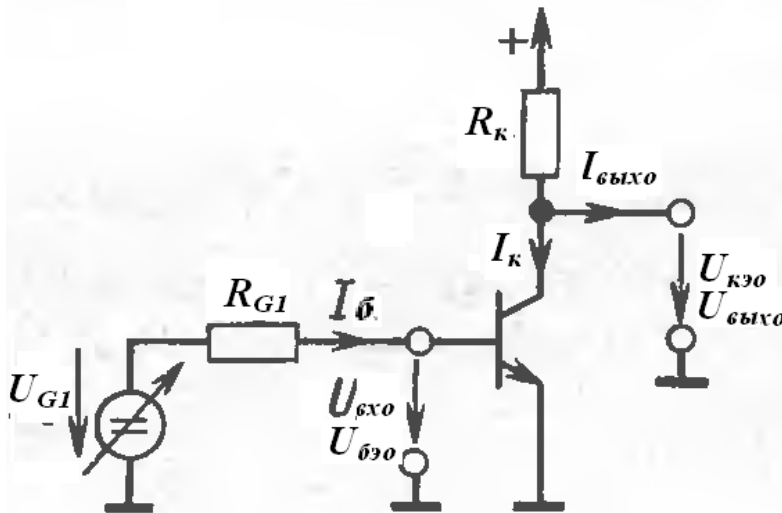


Рис. 6. Неполная схема резистивного усилителя на транзисторе ОЭ

$$U_{бэо} = U_{вхо}, U_{кэо} = U_{выхо}, dU_{выхо} = -dI_K \cdot R_K. \quad (18)$$

При этом получим

$$dU_{выхо} / R_K = S dU_{вхо} + dU_{выхо} / R_{кэ}. \quad (19)$$

Разрешив это уравнение относительно $dU_{выхо}$, определим коэффициент усиления по напряжению

$$K_U = dU_{выхо} / dU_{вхо} = -S(R_K / R_{кэ}) / (R_K + R_{кэ}) = S(R_K \parallel R_{кэ}). \quad (20)$$

Для граничного случая, когда $R_K \ll R_{кэ}$ находим $K_U = SR_K$, что совпадает

с (14). С учетом формулы (6) $S = \frac{I_K}{U_T}$ получаем

$$K_U = -I_K R_K / U_T. \quad (21)$$

Таким образом, коэффициент усиления по напряжению пропорционален падению напряжения на коллекторном сопротивлении.

Рассмотрим граничный случай: $R_K \gg R_{кэ}$. Это неравенство трудновыполнимо при использовании омического коллекторного сопротивления – резистора так как падение напряжения на R_K , согласно формуле (6), должно быть велико по сравнению с $U_Y \sim 100$ В. Указанный выше случай можно реализовать, применив источник стабильного тока в качестве коллекторного сопротивления. Это достигается при $R_K \gg R_{кэ}$ высоком дифференциальном сопротивлении и малом абсолютном падении напряжения. Из формулы (20) при находим коэффициент максимального усиления

$$\mu = \lim_{R_K \rightarrow \infty} |K_U| = S \cdot R_{кэ} \quad (22)$$

Этот коэффициент не зависит от коллекторного тока, потому что величина S прямо пропорциональна, а $R_{кэ}$ обратно пропорциональна I_K . С учетом формул (6) и (7) окончательно получаем

$$\mu = SR_{кэ} = \frac{I_K}{U_T} \cdot \frac{U_Y}{I_K} = \frac{U_Y}{U_T}. \quad (23)$$

Типовые значения коэффициента усиления для п-р-п транзисторов находятся в пределах от 3000 до 7500, а для р-п-р-транзисторов они составляют 1500 - 5500.

2.4. КОЭФФИЦИЕНТ НЕЛИНЕЙНЫХ ИСКАЖЕНИЙ ВЫХОДНОГО СИГНАЛА УСИЛИТЕЛЯ КАК ИНДИКАТОР ИСКАЖЕНИЯ ГАРМОНИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ

Нелинейные искажения вызваны нелинейностью системы обработки и передачи сигнала. Эти искажения вызывают появление в частотном спектре выходного сигнала составляющих, отсутствующих во входном сигнале. Нелинейные искажения представляют собой изменения формы колебаний, проходящих через электрическую цепь (например, через усилитель или трансформатор), вызванные нарушениями пропорциональности между мгновенными значениями напряжения на входе этой цепи и на её выходе. Это

происходит, когда характеристика выходного напряжения нелинейно зависит от входного. Количественно нелинейные искажения оцениваются коэффициентом нелинейных искажений или коэффициентом гармоник.

Коэффициент нелинейных искажений (КНИ или КН) — величина для количественной оценки нелинейных искажений.

Коэффициент нелинейных искажений равен отношению среднеквадратичной суммы спектральных компонентов выходного сигнала, отсутствующих в спектре входного сигнала, к среднеквадратичной сумме всех спектральных компонент входного сигнала

$$K_H = \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + U_4^2 + \dots + U_n^2 + \dots}}{\sqrt{U_1^2 + U_2^2 + U_3^2 + \dots + U_n^2 + \dots}}. \quad (24)$$

КНИ — безразмерная величина и выражается обычно в процентах. Кроме КНИ, уровень нелинейных искажений часто выражают и через коэффициент гармонических искажений (КГИ или K_Γ) — величину, выражающую степень нелинейных искажений устройства (усилителя и др.) и равную отношению среднеквадратичного напряжения суммы высших гармоник сигнала, кроме первой, к напряжению первой гармоники при воздействии на вход устройства синусоидального сигнала.

$$K_\Gamma = \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + U_4^2 + \dots + U_n^2 + \dots}}{U_1}. \quad (25)$$

Очевидно, что для малых значений КГИ и КНИ совпадают в первом приближении

$$K_\Gamma = \frac{K_H}{\sqrt{1 - K_H^2}}. \quad (26)$$

Интересно, что в западной литературе обычно пользуются КГИ, тогда как в отечественной литературе традиционно предпочитают КНИ.

Важно также отметить, что КНИ и КГИ — это лишь количественные меры искажений, но не качественные. Например, значение КНИ (КГИ), равное 3% ничего не говорит о характере искажений, т.е. о том, как в спектре сигнала распределены гармоники, и каков, например, вклад НЧ или ВЧ составляющих. Так, в спектрах ламповых УМЗЧ обычно преобладают низшие гармоники, что часто воспринимается на слух как «тёплый ламповый звук», а в транзисторных УМЗЧ искажения более равномерно распределены по спектру, и он более плоский, что часто воспринимается как «типичный транзисторный звук» (хотя спор этот во многом зависит от личных ощущений и привычек человека).

2.5 ПРИМЕРЫ РАСЧЁТА КГИ

Очень часто в электронике используется прямоугольный сигнал, показанный на рисунке 7.

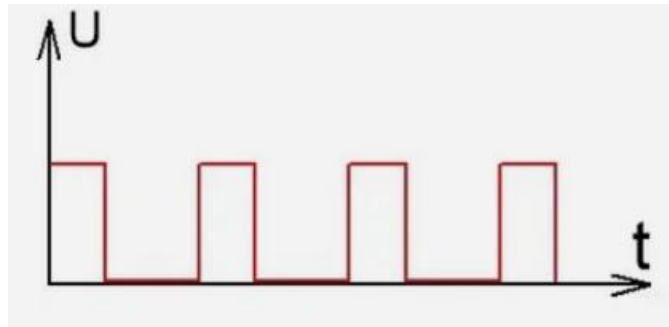


Рис. 7. График сигнала прямоугольной формы

Прямоугольный сигнал на рисунке 8, где время паузы и время длительности сигнала равны, называется меандром.

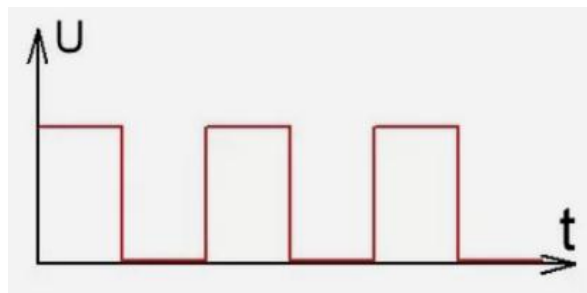


Рис. 8. График сигнала прямоугольной формы в виде меандра

Близкий по форме к синусоидальному сигналу – это треугольный сигнал, показанный на рисунке 9.

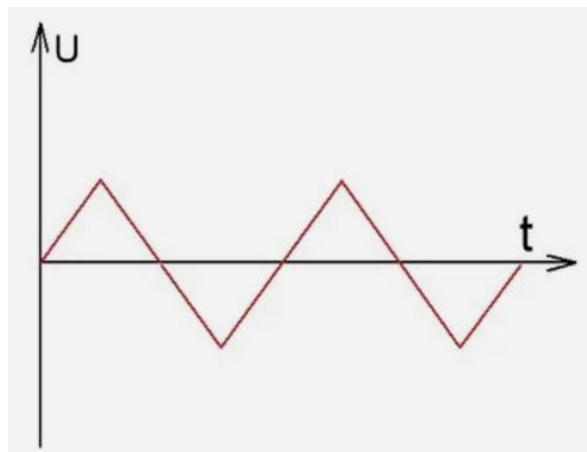


Рис. 9. График треугольного сигнала

На треугольный сигнал очень похож пилообразный сигнал, показанный на рисунке 10.

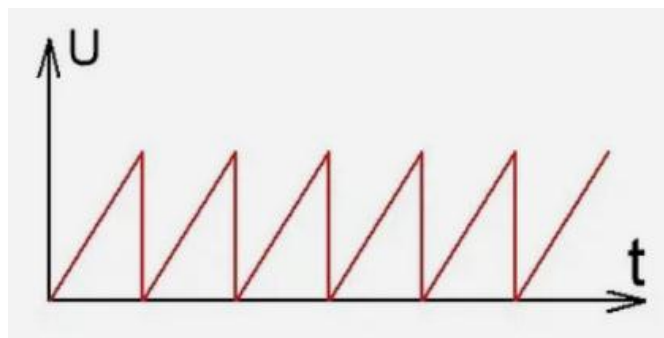


Рис. 10. График пилообразного сигнала

В электронике также используются сложные сигналы, один из вариантов которых представлен на рисунке 11.

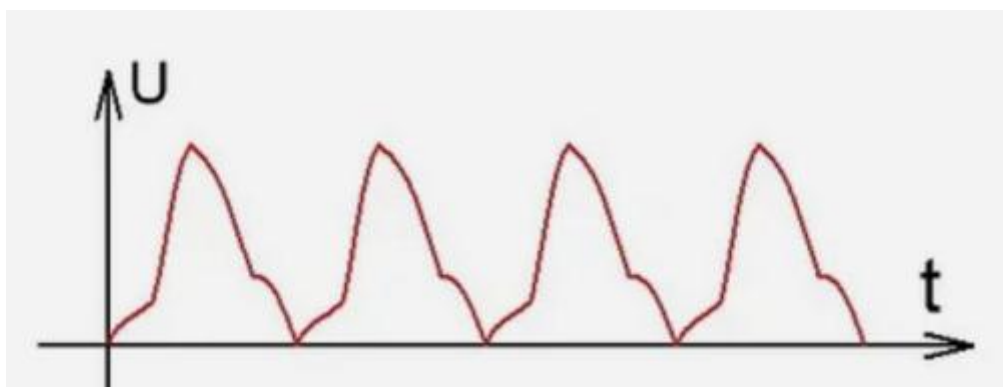


Рис. 11. График сигнала сложной формы

Именно сигналы сложной формы получаются на выходе усилителя в режиме больших сигналов из-за нелинейности характеристик транзистора.

Для многих стандартных сигналов КГИ может быть подсчитан аналитически.

Так, для симметричного прямоугольного сигнала (меандра)

$$K_{\Gamma} = \sqrt{\frac{\pi^2}{8}} - 1 \approx 0.483 = 48.3\%$$

Идеальный пилообразный сигнал имеет КГИ

$$K_{\Gamma} = \sqrt{\frac{\pi^2}{6}} - 1 \approx 0.803 = 80.3\%$$

а симметричный треугольный

$$K_{\Gamma} = \sqrt{\frac{\pi^2}{96}} - 1 \approx 0.121 = 12.1\%$$

Кстати, фильтрованием можно добиться значительного снижения КГИ этих сигналов, и таким образом получать сигналы, близкие по форме к синусоидальным. Изначальным КГИ в 48.3%, после прохождения через фильтр Баттерворта второго порядка (с частотой среза, равной частоте основной гармоники) имеет КГИ уже в 5.3%, а если фильтр четвёртого порядка — то

КГИ = 0.6%. Следует отметить, что чем более сложный сигнал на входе фильтра и чем более сложный сам фильтр (а точнее, его передаточная функция), тем более громоздкими и трудоёмкими будут вычисления КГИ. Так, стандартный пилообразный сигнал, прошедший через фильтр Баттерворта первого порядка, имеет КГИ уже не 80,3 % а 37.0 %, который в точности даётся следующим выражением

$$K_{\Gamma} = \sqrt{\frac{\pi^2}{3} - \pi \cdot \operatorname{cth} \pi} \approx 0.370 = 37.0\%.$$

В низкочастотном (НЧ) диапазоне для измерения КНИ применяются измерители нелинейных искажений (измерители коэффициента гармоник). На более высоких частотах (СЧ, ВЧ) используют косвенные измерения с помощью анализаторов спектра или селективных вольтметров.

Ниже приведены некоторые типовые значения для КНИ, и в скобках, для КГИ:

- 0% (0%) — форма сигнала представляет собой идеальную синусоиду.
- 3% (3%) — форма сигнала отлична от синусоидальной, но искажения незаметны на глаз.
- 5% (5%) — отклонение формы сигнала от синусоидальной заметны на глаз по осциллограмме.
- 10% (10%) — стандартный уровень искажений, при котором считают реальную мощность (RMS) УМЗЧ, заметен на слух.
- 12% (12%) — идеально симметричный треугольный сигнал.
- 21% (22%) — «типичный» сигнал трапецеидальной или ступенчатой формы.[3]
- 43% (48%) — идеально симметричный прямоугольный сигнал (меандр).
- 63% (80%) — идеальный пилообразный сигнал.

При малом уровне входного сигнала $dU_{\text{вх}}$ окрестности любой точки на входной, проходной и амплитудной характеристик можно заменить отрезком касательной с определенным углом K_U наклоном, в частности, для амплитудной характеристике согласно теореме о ряде Тейлора

$$\operatorname{tg} K_U = dU_{\text{вых}} / dU_{\text{вх}}. \quad (27)$$

Так как зависимость между выходным и входным сигналами линейная, то гармонические составляющие в выходном сигнале отсутствуют и, следовательно, КНИ или КГИ равен нулю.

В первом приближении доказано, что КНИ пропорционален величине входного сигнала и не зависит от положения рабочей точки $K_{\text{НИ}} = U_{\text{вх}} / 4 \cdot U_T$.

Рассчитаем для примера значение выходного сигнала, при котором КНИ не превышает 1 % или 0,01

$$U_{\text{вх}} = 4 \cdot U_T \cdot 0,01 = 4 \cdot 25 \text{ мВ} \cdot 0,01 = 1 \text{ мВ}. \quad (28)$$

При усилению по напряжению $K_U = 200$ выходное напряжение составляет 200 мВ.

3. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНАЯ ЧАСТЬ

3.1. ИССЛЕДОВАНИЕ ЗАВИСИМОСТИ КОЭФФИЦИЕНТА УСИЛЕНИЯ ПО НАПРЯЖЕНИЮ K_U ОТ ВЕЛИЧИНЫ ПОСТОЯННОЙ СОСТАВЛЯЮЩЕЙ ТОКА КОЛЛЕКТОРА $I_{K0}(I_{ВЫХО})$ ОДНОКАСКАДНОГО РЕЗИСТИВНОГО УСИЛИТЕЛЯ ОЭ НА БИПОЛЯРНЫХ ТРАНЗИСТОРАХ ПРИ МАЛЫХ УРОВНЯХ ВЫХОДНОГО СИГНАЛА

На рисунке 12 представлена электрическая схема для измерения исходных данных характеристик $K_U = f(I_{ВЫХО})$, $K_U = f(E_{CM})$ и $U_T = f(E_{CM})$.

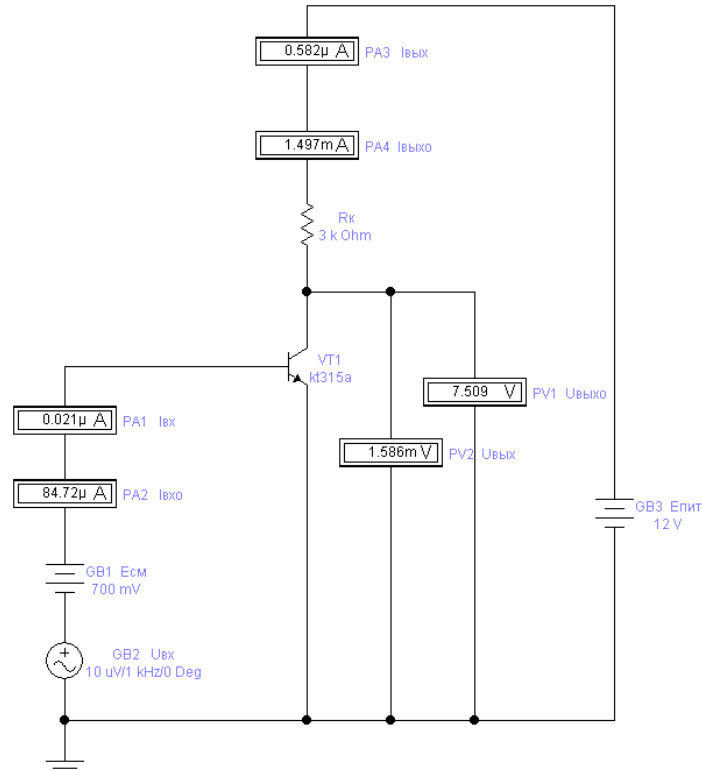


Рис. 12. Снимок с экрана универсальной схемы для измерения параметров в режиме слабых сигналов

Исследуем зависимость $K_U = - I_{K0} R_K / U_T$ при $R_K = \text{const}$. Все данные сведем в таблицы 1- 3.

Таблица 1

Исходные и расчетные параметры при $R_K = 3 \text{ кОм}$ и $U_{ВХ} = 10 \text{ мкВ}$

$E_{num} = 12 \text{ В}$ $R_K = 3 \text{ кОм}$ $U_{\hat{a}\hat{o}} = 10 \text{ мкВ}$	$E_{CM}, \text{ мВ}$	600	620	640	660	680	700	710	720	730	740	750	760	780
	$I_{\text{вых}}, \text{ мА}$	0,045	0,084	0,17	0,35	0,72	1,49	2,1	3,00	3,96	3,98	3,98	3,99	3,99
	$I_{\text{вых}} R_K, \text{ мВ}$	135	252	510	1050	2160	4470	6300	9000	11880				
	$U_{\hat{a}\hat{o}}, \text{ мкВ}$	38,6	83,3	179	380	791	1587	2202	3000	171	17	6,6	2,7	0,6
	K_U	3,9	8,3	17,9	38	79	159	220	300	17,1	1,7	0,7	0,3	0,1
	$U_T, \text{ мВ}$	34	30,3	28,5	27,6	27,3	28,1	28,6	30	694				

Таблица 2

Исходные и расчетные параметры при $R_k = 1 \text{ кОм}$ и $U_{BX} = 10 \text{ мкВ}$

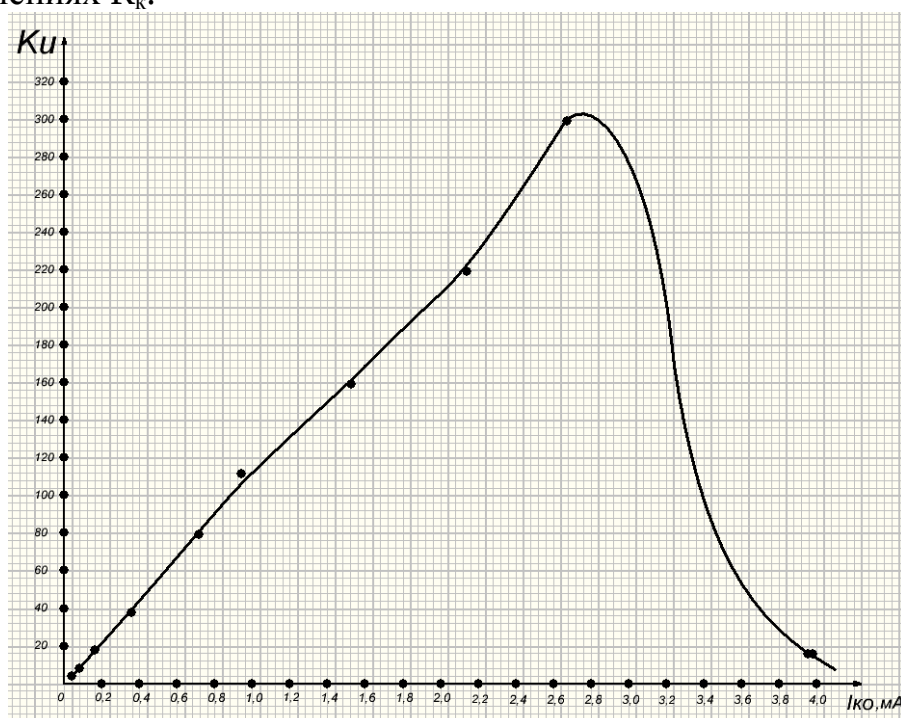
$E_{num} = 12 \text{ В}$ $R_k = 1 \text{ кОм}$ $U_{\hat{a}\hat{u}\hat{o}} = 10 \text{ мкВ}$	$E_{cm}, \text{ мВ}$	600	620	640	660	680	700	710	720	730	740	750	760	780
	$I_{вых}, \text{ мА}$	0,067	0,096	0,18	0,36	0,74	1,5	2,14	3	4,2	5,73	7,75	10,4	12
	$I_{вых} R_k, \text{ мВ}$	67	96	180	360	740	1500	2140	3000	4200	5730	7750	10400	12000
	$U_{\hat{a}\hat{u}\hat{o}}, \text{ мкВ}$	12,9	28	60	127	265	531	738	1008	1350	1775	2294	2917	11
	K_U	1,3	2,8	6	12,7	26,5	53	74	101	135	178	300	292	1,1
	U_T	52	34	30	28	28	28	29	30	31	32	33,7	35,6	1090

Таблица 3

Исходные и расчетные параметры при $R_k = 100 \text{ Ом}$ и $U_{BX} = 10 \text{ мкВ}$

$E_{num} = 12 \text{ В}$ $R_k = 100 \text{ Ом}$ $U_{\hat{a}\hat{u}\hat{o}} = 10 \text{ мкВ}$	$E_{cm}, \text{ мВ}$	640	660	680	700	720	740	760	780	800	820	840	860	880
	$I_{вых}, \text{ мА}$	0,18	0,36	0,76	1,5	3	5,7	10,4	17,9	29,3	46,5	72	110	119
	$I_{вых} R_k, \text{ мВ}$	18	36	76	150	300	570	1040	1790	2930	4650	7200	11000	11900
	$U_{\hat{a}\hat{u}\hat{o}}, \text{ мкВ}$	6	13	27	53	101	178	294	460	700	1043	1543	2272	9
	K_U	0,6	1,3	2,7	5,3	10	18	29	46	70	104	154	227	0,9
	U_T	30	27,6	28,1	28,3	30	31,7	35,9	38,9	41,9	44,7	46,8	48,4	

На рисунках 13 – 15 представлены графики зависимостей $K_U = f(I_{вых})$ при разных значениях R_k .

Рис. 13. График зависимости $K_U = f(I_{вых})$ при $R_k = 3 \text{ кОм}$ и $U_{BX} = 10 \text{ мкВ}$

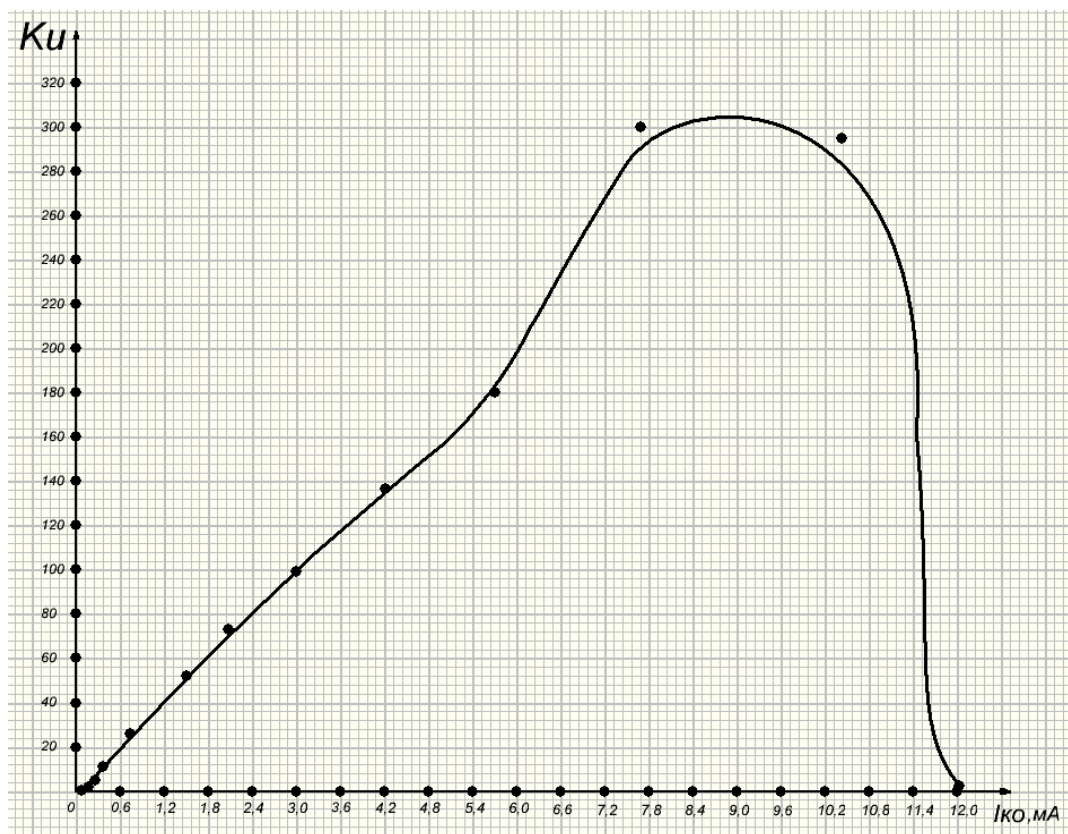


Рис. 14. График зависимости $K_U = f(I_{\text{выхо}})$ при $R_K = 1 \text{ кОм}$ и $U_{\text{вх}} = 10 \text{ мВ}$

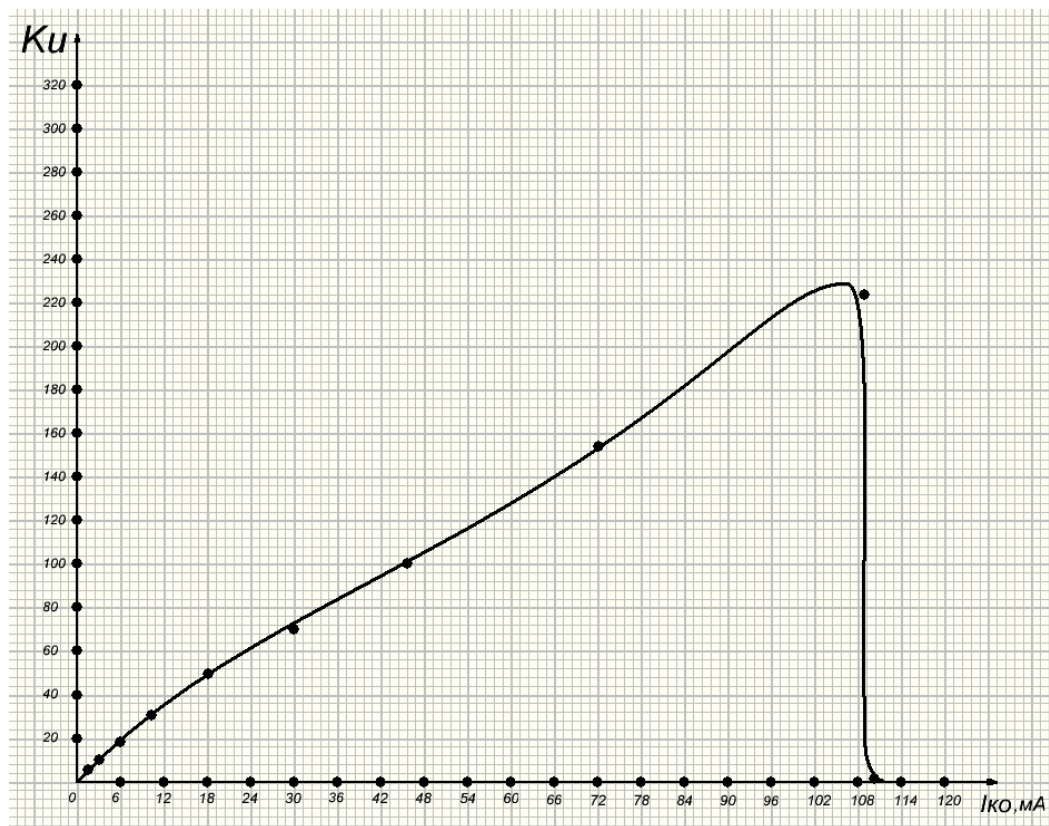


Рис. 15. График зависимости $K_U = f(I_{\text{выхо}})$ при $R_K = 100 \text{ Ом}$ и $U_{\text{вх}} = 10 \text{ мВ}$

Коэффициент усиления практически линейно зависит от величины постоянного тока коллектора $I_{\text{выхо}}$ согласно формуле $K_U = - I_{\text{ко}} R_k / U_T$ до значений, когда транзистор переходит в режим насыщения.

Максимально возможный коэффициент усиления практически не зависит от величины R_k , однако этому значению $K_{U\text{max}}$ соответствует свое значение постоянного тока коллектора $I_{\text{выхо}}$, чтобы произведение $I_{\text{коmax}} R_k$ было неизменным. Из графиков на рисунках 13-14 следует:

- при $R_k = 3 \text{ кОм}$ произведение $I_{\text{коmax}} R_k = 8,4 \text{ В}$;
- при $R_k = 1 \text{ кОм}$ произведение $I_{\text{коmax}} R_k = 9 \text{ В}$;
- при $R_k = 100 \text{ Ом}$ произведение $I_{\text{коmax}} R_k = 10 \text{ В}$.

3.2. ИССЛЕДОВАНИЕ ЗАВИСИМОСТИ КОЭФФИЦИЕНТА УСИЛЕНИЯ ПО НАПРЯЖЕНИЮ K_U ОТ ВЕЛИЧИНЫ НАПРЯЖЕНИЯ СМЕЩЕНИЯ $K_U = F(E_{\text{см}})$ ОДНОКАСКАДНОГО РЕЗИСТИВНОГО УСИЛИТЕЛЯ ОЭ НА БИПОЛЯРНЫХ ТРАНЗИСТОРАХ ПРИ МАЛЫХ УРОВНЯХ ВЫХОДНОГО СИГНАЛА

На рисунке 16 показаны графики зависимостей $K_U = f(E_{\text{см}})$ при разных значениях коллекторных резисторов. В отличие от зависимости $K_U = f(I_{\text{выхо}})$ функция $K_U = f(E_{\text{см}})$ представляет собой экспоненту потому, что связь между линейной функцией $K_U = f(I_{\text{выхо}})$ и функцией $K_U = f(E_{\text{см}})$ осуществляется через экспоненциальную функцию входной характеристики транзистора $I_{\text{бэ}} = f(E_{\text{см}})$.

Графики зависимостей $K_U = f(E_{\text{см}})$ представляют собой графики производной $(dU_{\text{выхо}} / dE_{\text{см}})$ от амплитудной характеристики $U_{\text{выхо}} = f_1(E_{\text{см}})$ с противоположным знаком.

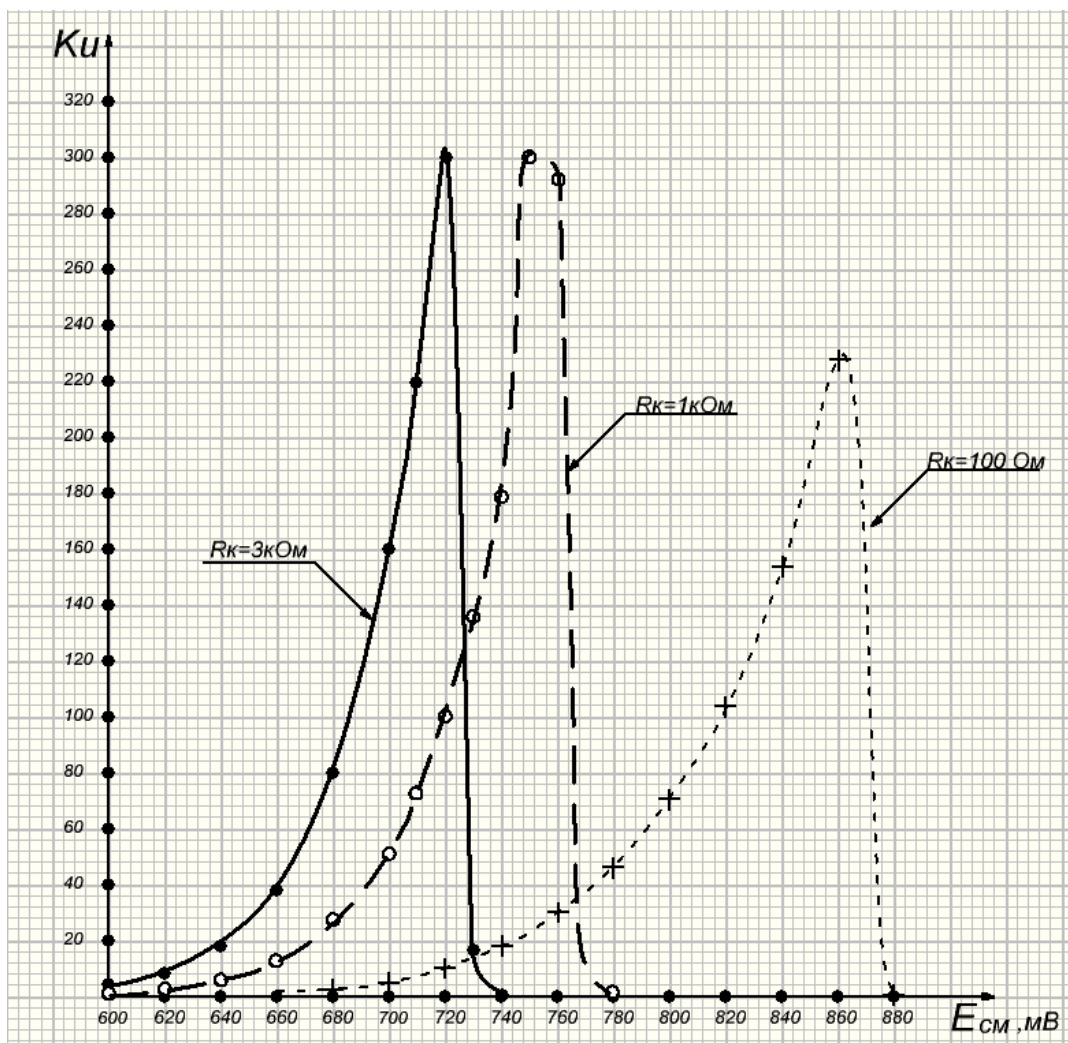


Рис. 16. Графики зависимостей $K_u = f(E_{cm})$ при разных значениях коллекторных резисторов

3.3. ИССЛЕДОВАНИЕ ЗАВИСИМОСТИ РАСЧЕТНОГО ЗНАЧЕНИЯ ТЕРМИЧЕСКОГО ПОТЕНЦИАЛА $U_{трас}$ - ОТ ВЕЛИЧИНЫ НАПРЯЖЕНИЯ СМЕЩЕНИЯ $K_u = f(E_{cm})$ ОДНОКАСКАДНОГО РЕЗИСТИВНОГО УСИЛИТЕЛЯ ОЭ НА БИПОЛЯРНЫХ ТРАНЗИСТОРАХ ПРИ МАЛЫХ УРОВНЯХ ВЫХОДНОГО СИГНАЛА

На рисунке 17 представлен график зависимостей расчетного значения термического потенциала $U_{трас} = f(E_{cm})$ при разных значениях коллекторных резисторов, построенных на основании данных из таблиц 1 – 3.

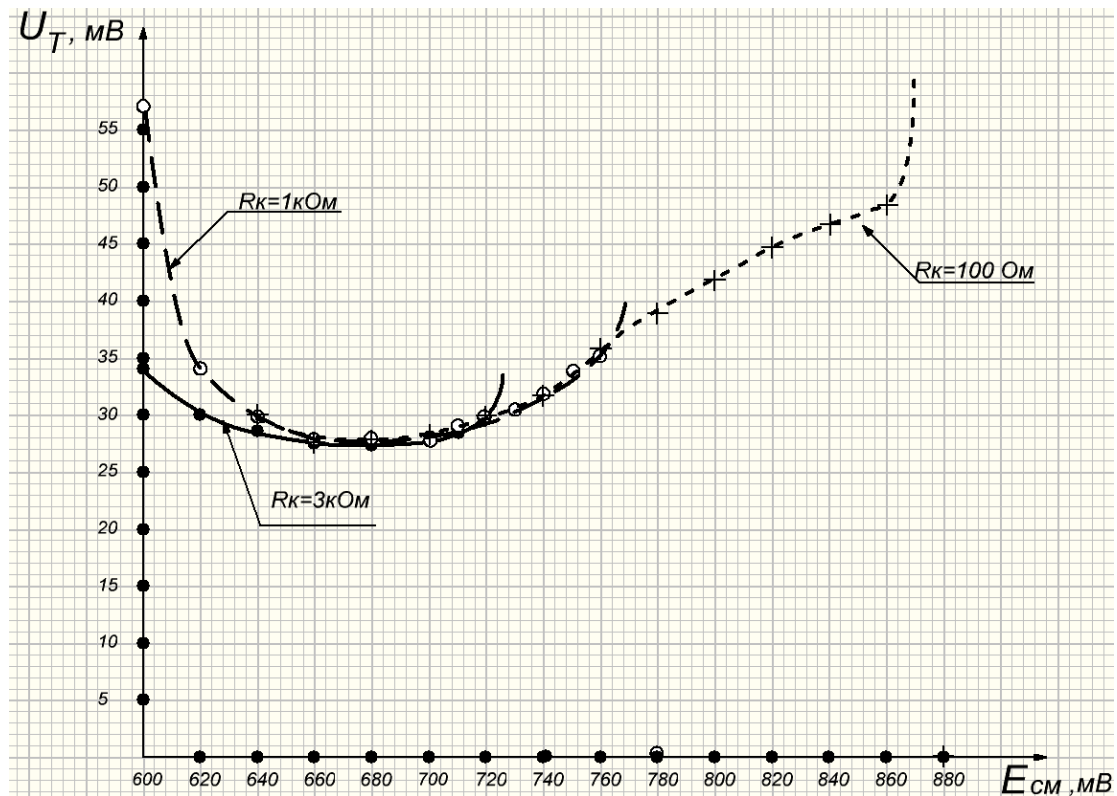


Рис. 17. Графики зависимостей расчетного значения термического потенциала $U_{T\text{рас}} = f(E_{\text{см}})$ при разных значениях коллекторных резисторов

Термический потенциал не зависит от режима работы транзистора

$$U_T = \frac{kT}{e_0}, \quad (29)$$

где k - постоянная Больцмана;
 e_0 - заряд электрона.

При комнатной температуре он равен

$$U_T = \frac{kT}{e_0} = \frac{1,38 \cdot 10^{-23} \text{ Дж / К} \cdot 296 \text{ К}}{1,60 \cdot 10^{-19} \text{ кулон}} = 25,5 \text{ мВ}.$$

Поправочный коэффициент m учитывает отклонения от теории Шокли. Он находится в пределах от 1 до 2.

Из уравнения $K_U = -I_{\text{ко}} R_K / U_T$ следует

$$U_T = -I_{\text{ко}} R_K / K_U. \quad (30)$$

Изменение коллекторного тока I_K в зависимости от $U_{\text{кэ}}$ характеризуется крутизной S :

$$S = \left. \frac{\partial I_K}{\partial U_{\text{бэ}}} \right|_{U_{\text{кэ}} = \text{const}}.$$

Эту величину можно рассчитать, используя выражение (31)

$$S = \frac{\partial I_K}{\partial U_{\text{бэ}}} = \frac{I_S}{U_T} e^{U_{\text{бэ}}/U_T} = \frac{I_K}{U_T}. \quad (31)$$

Таким образом, крутизна пропорциональна коллекторному току и не зависит от индивидуальных свойств каждого транзистора. Поэтому для ее определения не требуется измерений.

Зависимость коллекторного тока от напряжения коллектор - эмиттер характеризуется дифференциальным выходным сопротивлением

Из рисунка 2 видно, что с увеличением коллекторного тока оно уменьшается, так как наклон характеристики увеличивается. С высокой точностью сопротивление $R_{кэ}$ обратно пропорционально I_k т.е.

$$R_{кэ} = U_Y / I_k.$$

Коэффициент пропорциональности U_Y называется напряжением Эрли.

Его можно определить, измерив $R_{кэ}$. Тогда несложно рассчитать выходное сопротивление для любого коллекторного тока. Типовое значение U_Y находится в пределах 80-200 В для п-р-п-транзисторов и 40 -150 В для р-п-р-транзисторов.

Расчетного значения термического потенциала $U_{Трас} = f(E_{см})$ определяется как

$$U_T = \frac{I_k}{S}.$$

Можно обозначить $I_k = f(E_{см})$, тогда S является производной по $E_{см}$ от этой функции. Тогда можно записать

$$U_T = \frac{I_k}{S} \sim \frac{I_{выхо}}{I_{вых}}. \quad (32)$$

Проведем с помощью модели на рисунке 12 при $R_k = 100$ Ом и $U_{вх} = 10$ мкВ соответствующие измерения и данные внесем в таблицу.

Таблица 4

Исходные и расчетные данные по постоянному и переменному и их отношению токам

$E_{num} = 12$ В	$E_{см},$ мВ	640	660	680	700	720	740	760	780	800	820	840	860
$R_k = 100$ Ом	$I_{выхо},$ мА	0,18	0,36	0,76	1,5	3	5,7	10,4	17,9	29,3	46,5	72	110
$U_{âô} =$	$I_{âûô},$ мкА	0,056	0,113	0,290	0,6	1,0	1,7	3	4,6	7,1	10,6	15,3	22,7
10 мкВ	$\frac{I_{âûô}}{I_{âûô}} \cdot 10^{-3}$	3,2	3,19	2,62	2,5	3	3,35	3,46	3,9	4,13	4,38	4,7	4,85

На рисунке 18 представлен график зависимости отношения постоянного тока и переменной составляющей от положения рабочей точки, а для сравнения – поведение расчетного теплового потенциала.

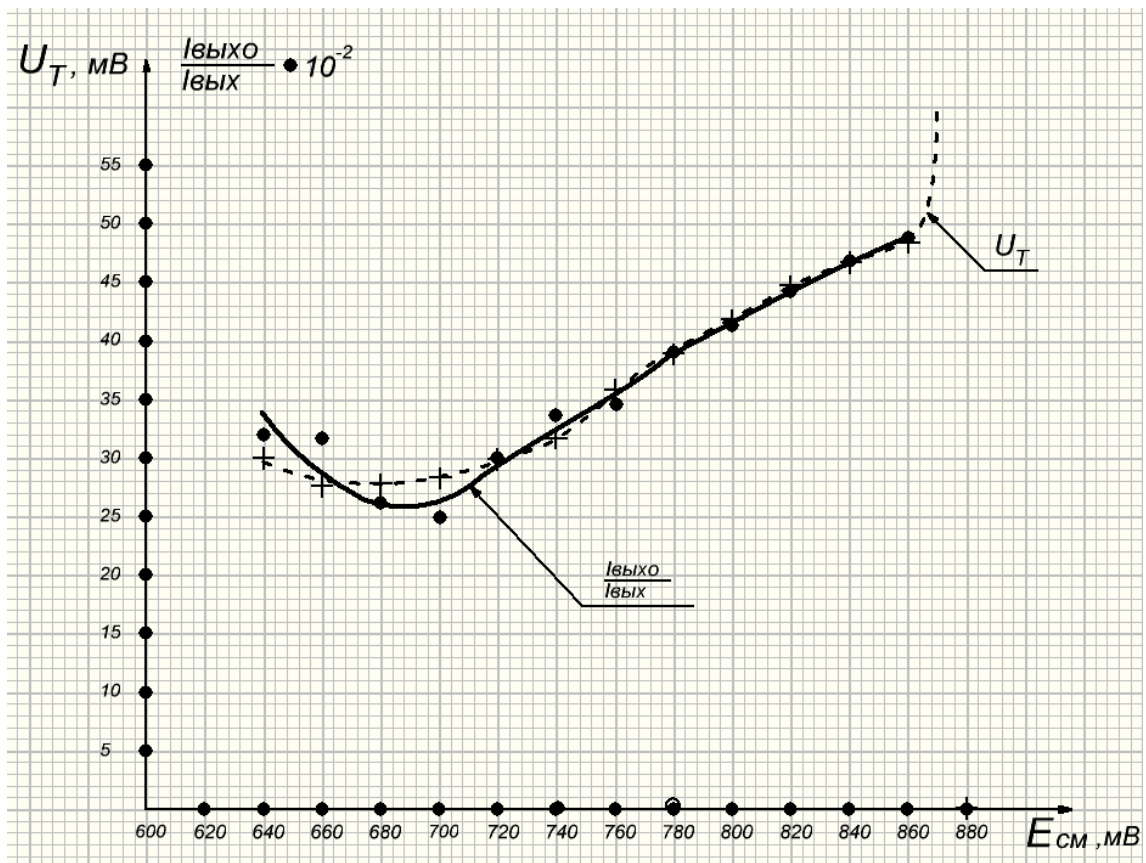


Рис. 18. График зависимости отношения постоянного тока и переменной составляющей и расчетного теплового потенциала от положения рабочей точки

Сравнение этих графиков показывает на сильную корреляцию между представленными функциями и сильно напоминают поведение обратной величины от коэффициента усиления по току β .

3.4. ИССЛЕДОВАНИЕ ЗАВИСИМОСТИ КОЭФФИЦИЕНТА ГАРМОНИЧЕСКИХ ИСКАЖЕНИЙ K_T ОТ ВЕЛИЧИНЫ НАПРЯЖЕНИЯ СМЕЩЕНИЯ $K_U = F(E_{см})$ ОДНОКАСКАДНОГО РЕЗИСТИВНОГО УСИЛИТЕЛЯ ОЭ НА БИПОЛЯРНЫХ ТРАНЗИСТОРАХ ПРИ МАЛЫХ УРОВНЯХ ВЫХОДНОГО СИГНАЛА

3.4.1. МЕТОДИКА ИЗМЕРЕНИЯ КОЭФФИЦИЕНТА ГАРМОНИЧЕСКИХ ИСКАЖЕНИЙ

В программе EWB нет измерителя коэффициента гармонических искажений. Поэтому создадим его модель, основываясь на принципе измерения этого параметра.

Как указывалось выше коэффициент гармонических искажений K_T равен отношению среднеквадратичного напряжения суммы высших гармоник сигнала, кроме первой, к напряжению первой гармоники при воздействии на вход устройства синусоидального сигнала (25).

Поэтому из выходного сигнала нужно сначала выделить значение среднеквадратичного напряжения суммы высших гармоник сигнала с помощью ФВЧ, затем - первую гармонику с помощью ФНЧ и определить их отношение.

В качестве тестового используется гармонический сигнал с частотой 1 кГц. Гармоники будут иметь частоты 2,3, 4 и т.д. кГц. Поэтому частоты среза фильтров должны лежать между 1 и 2 кГц. Для ФНЧ выберем частоту среза 1,2 кГц, а для ФВЧ – 1,8 кГц, а порядок этих фильтров - седьмой

В online калькуляторе рассчитаем параметры этих фильтров. На рисунке 19 показаны схемы этих фильтров.

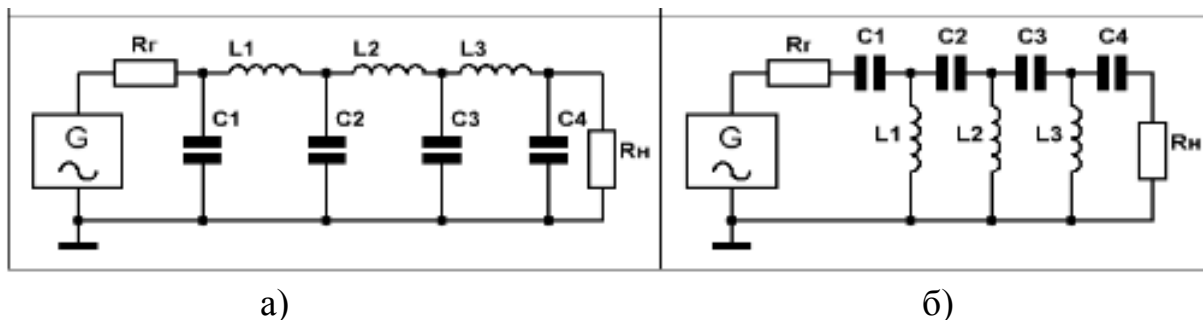


Рис. 19. Снимок с экрана схем фильтров Чебышева седьмого порядка: а) ФНЧ; б) ФВЧ

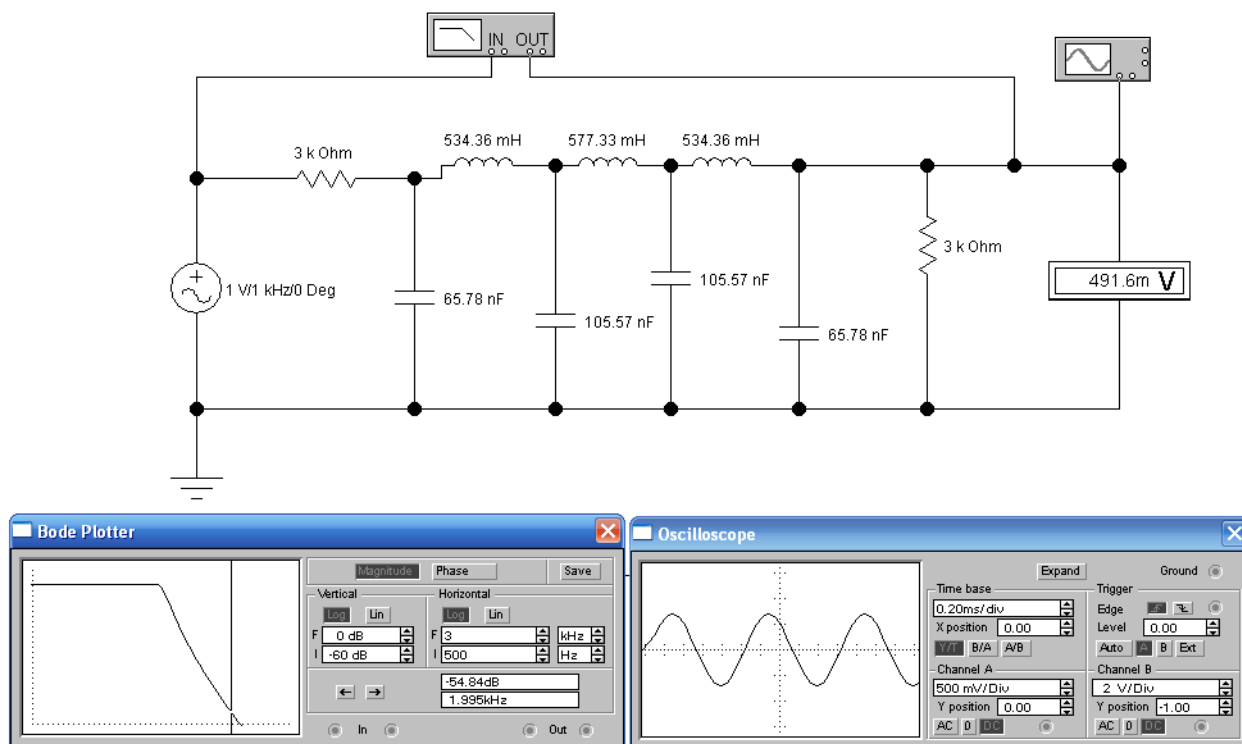
Результаты расчета сведены в таблицу 5.

Таблица 5

Результаты расчета фильтров

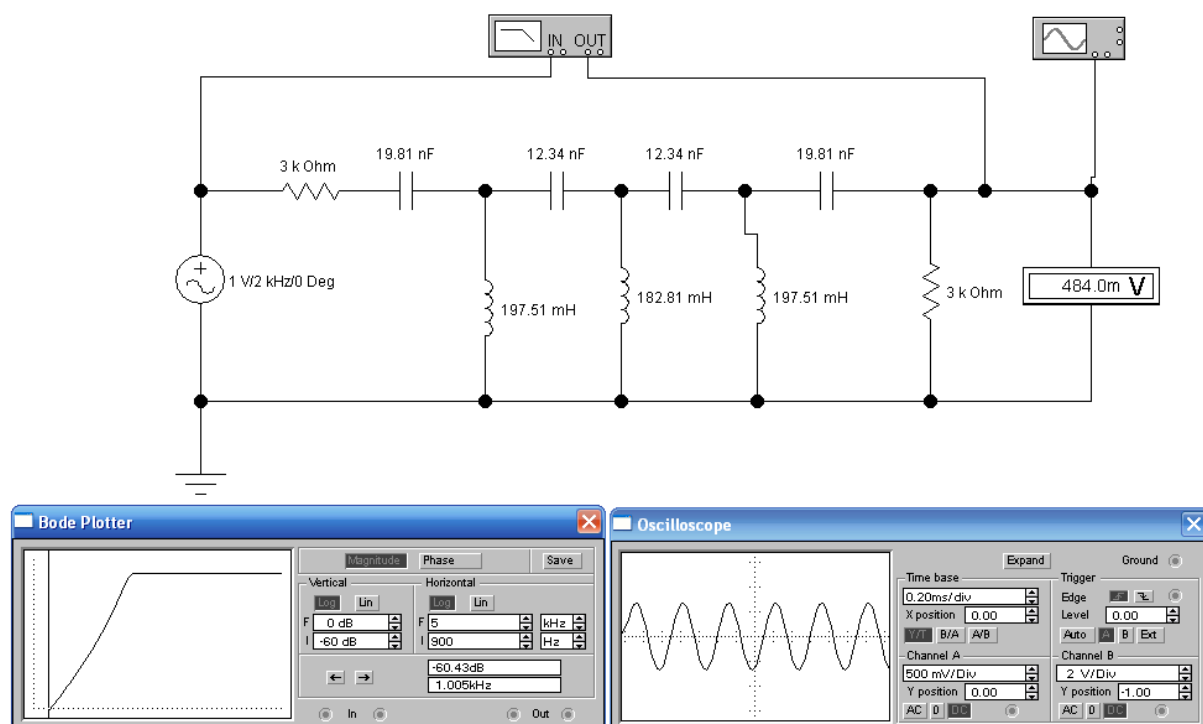
Характеристика фильтра	Частота среза, кГц	Сопротивление R_r и R_n , кОм	Порядок фильтра	C1, нФ	C2, нФ	C3, нФ	C4, нФ	L1, мГн	L2, мГн	L3, мГн
ФНЧ	1,2	3	7-ой	65.78	105.57	105.57	65.78	534.36	577.33	534.36
ФВЧ	1,8	3		19.81	12.34	12.34	19.81	197.51	182.81	197.51

Соберем схемы ФНЧ и ФВЧ в EWB и проверим их АЧХ (рисунок 20 – 25).



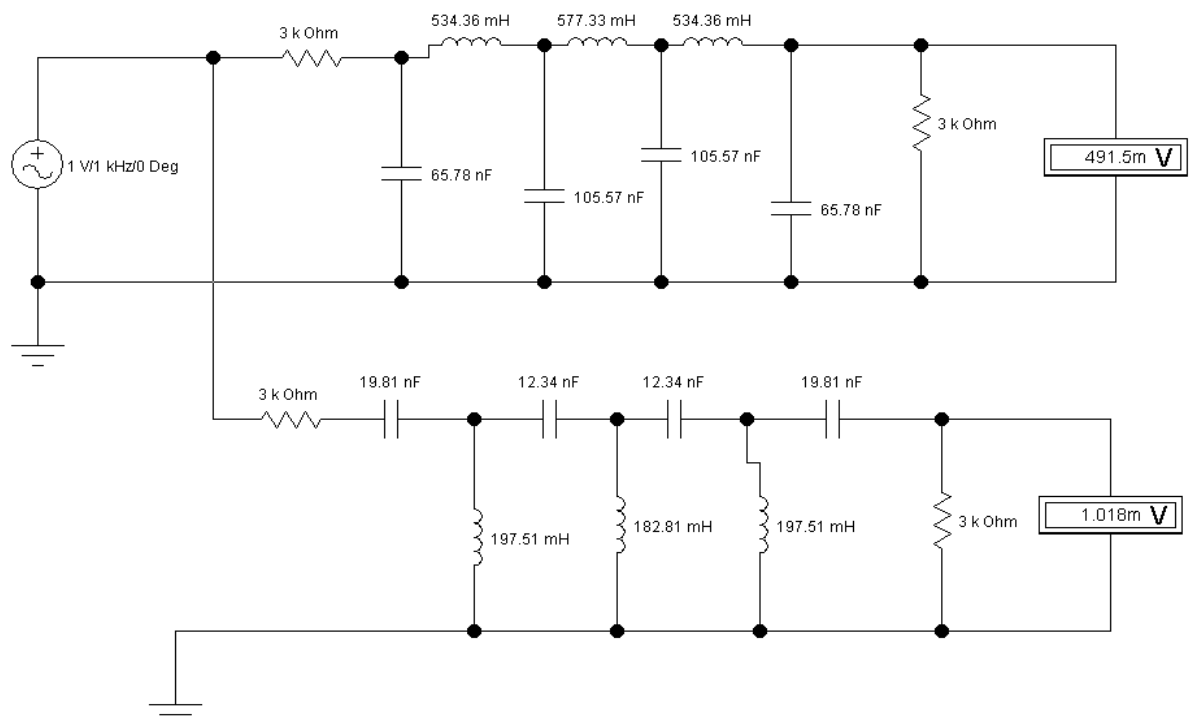
Подавление второй гармоники – 55 дБ

Рис. 20. Снимок с экрана модели схемы ФНЧ, его АЧХ и напряжение на выходе



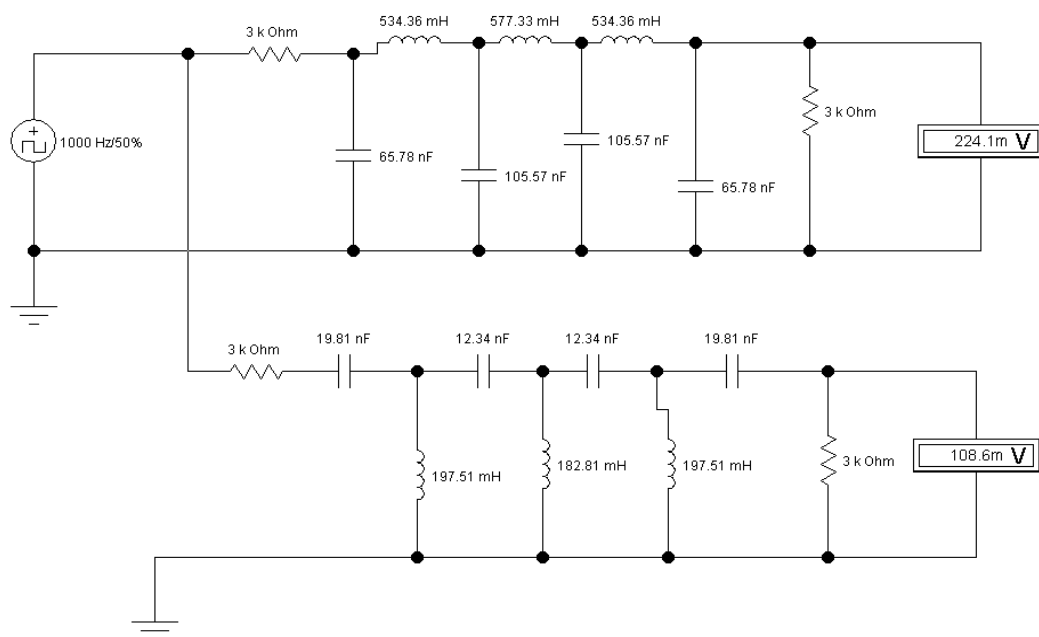
Подавление первой гармоники –60 дБ

Рис. 21. Снимок с экрана модели схемы ФВЧ, его АЧХ и напряжение на выходе



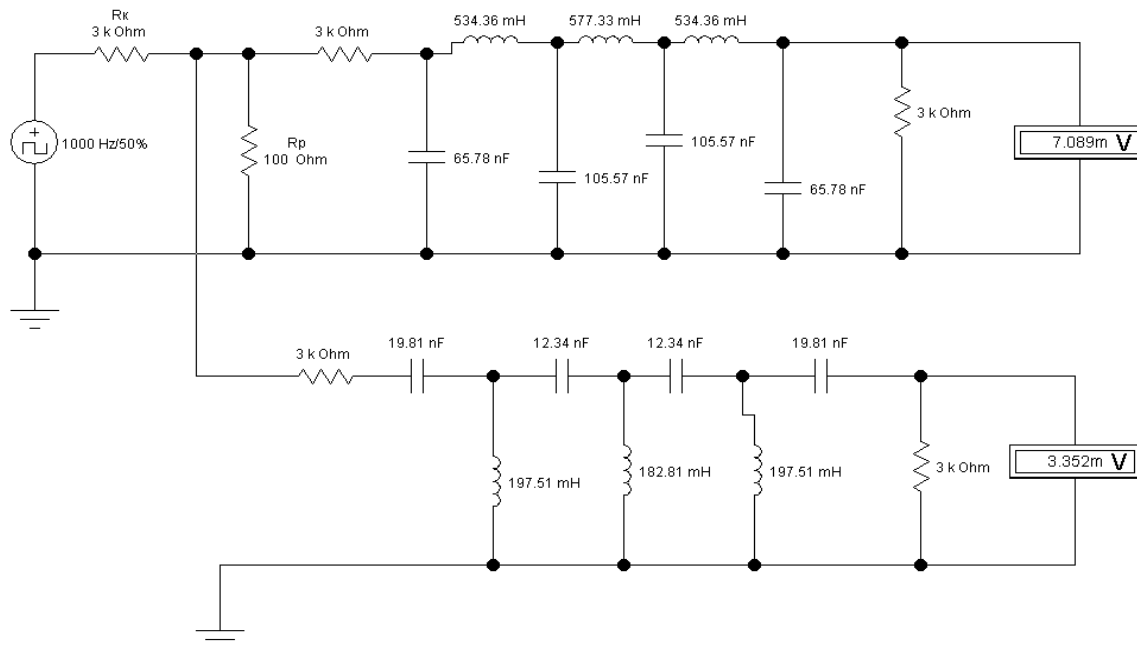
Внутреннее сопротивление источника сигнала равно нулю

Рис. 22. Снимок с экрана модели идеального варианта подключения схем ФНЧ и ФВЧ к одному источнику сигнала



Сигнал в форме меандра. $K_T = 108,6 / 224,1 = 48,5 \%$, по теории 48,3 %. Полное совпадение эксперимента и расчета

Рис. 23. Снимок с экрана проверки на достоверность результатов измерения исходных данных для расчета коэффициента гармонических искажений модели идеального варианта подключения схем ФНЧ и ФВЧ к одному источнику сигнала



$K_T = 3,352 / 7,089 = 47,2$. по теории 48,3 %; Небольшая часть R_p нагрузочного сопротивления используется как развязка между входами фильтров

Рис. 24. Снимок с экрана проверки на достоверность результатов измерения исходных данных для расчета коэффициента гармонических искажений модели реального варианта подключения схем ФНЧ и ФВЧ к одному источнику сигнала

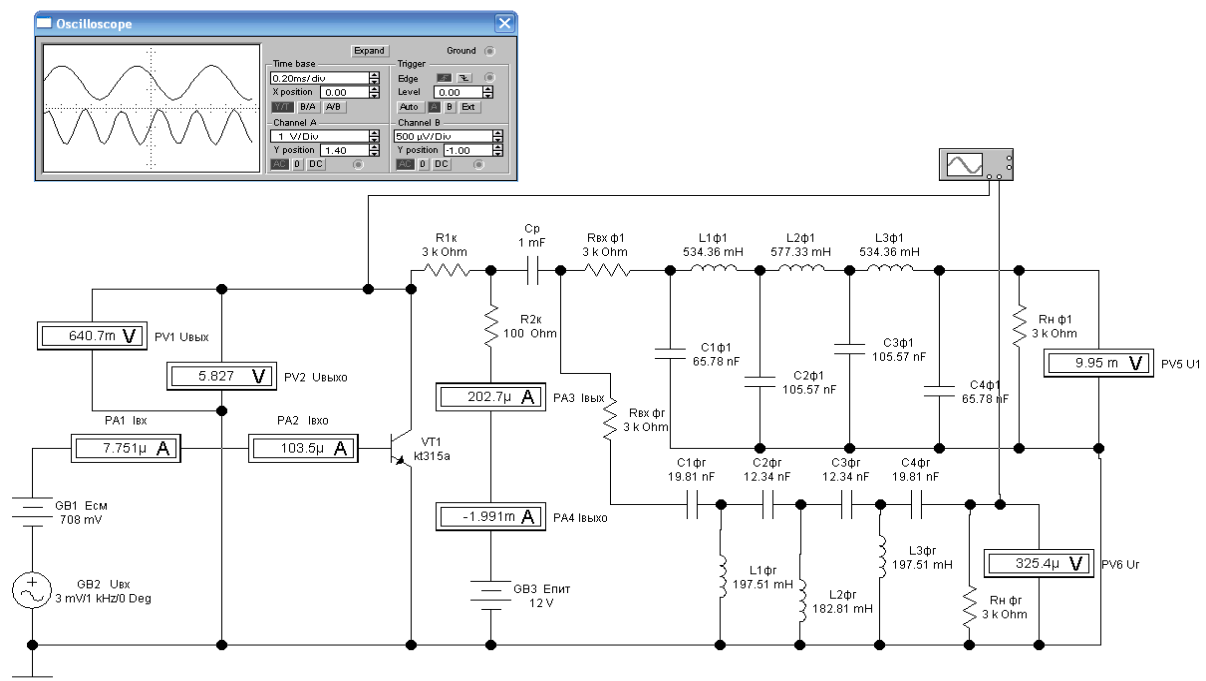


Рис. 25. Снимок с экрана схемы измерения исходных данных для расчета коэффициента гармонических искажений однокаскадного резистивного усилителя ОЭ на биполярных транзисторах при малых уровнях выходного сигнала

3.4.2. ИССЛЕДОВАНИЕ ЗАВИСИМОСТИ КГИ ОТ ВЕЛИЧИНЫ ВХОДНОГО СИГНАЛА

Из рисунка 20 лабораторной работы №1 находим три точки на амплитудной характеристики при R_k равного 3 кОм.: верхний перегиб, середина линейного участка и нижний перегиб. Этим точкам соответствуют напряжения смещения 670 мВ, 708 мВ и 735 мВ. Для этих трех точек снимем зависимости $K_U = f(U_{вх})$ и $K_T = f(U_{вх})$. Исходные и расчетные данные для построения графика этих зависимостей для верхнего перегиба представлены в таблице 6.

Таблица 6

Исходные и расчетные данные при $E_{см} = 670$ мВ

$U_{вх},$ мкВ	100	200	300	500	1000	2000	3000	5000	10 мВ	20 мВ	30 мВ	50 мВ	100 мВ
$lg U_{вх},$ мкВ	2	2,3	2,47	2,7	3	3,3	3,47	3,7	4	4,3	4,47	4,7	5
$U_{ббх},$ мВ	5,7	11,4	17,0	28,4	56,8	114	171	287	592	1327	2359	4718	5488
K_U	57	57	57	57	57	57	57	57,4	59,2	66	79	94	55
$U_{с},$ мкВ	0,213	0,57	1,14	2,7	11,2	43,4	99,2	275	1128	4828	11920	27180	29000
$U_L,$ мкВ	88,3	177	265	441	883	1768	2656	4456	9132	20040	34550	68210	80120
КГИ, %	0,24	0,32	0,43	0,61	1,26	2,45	3,73	6,17	12,4	24,1	34,5	39,8	36,3

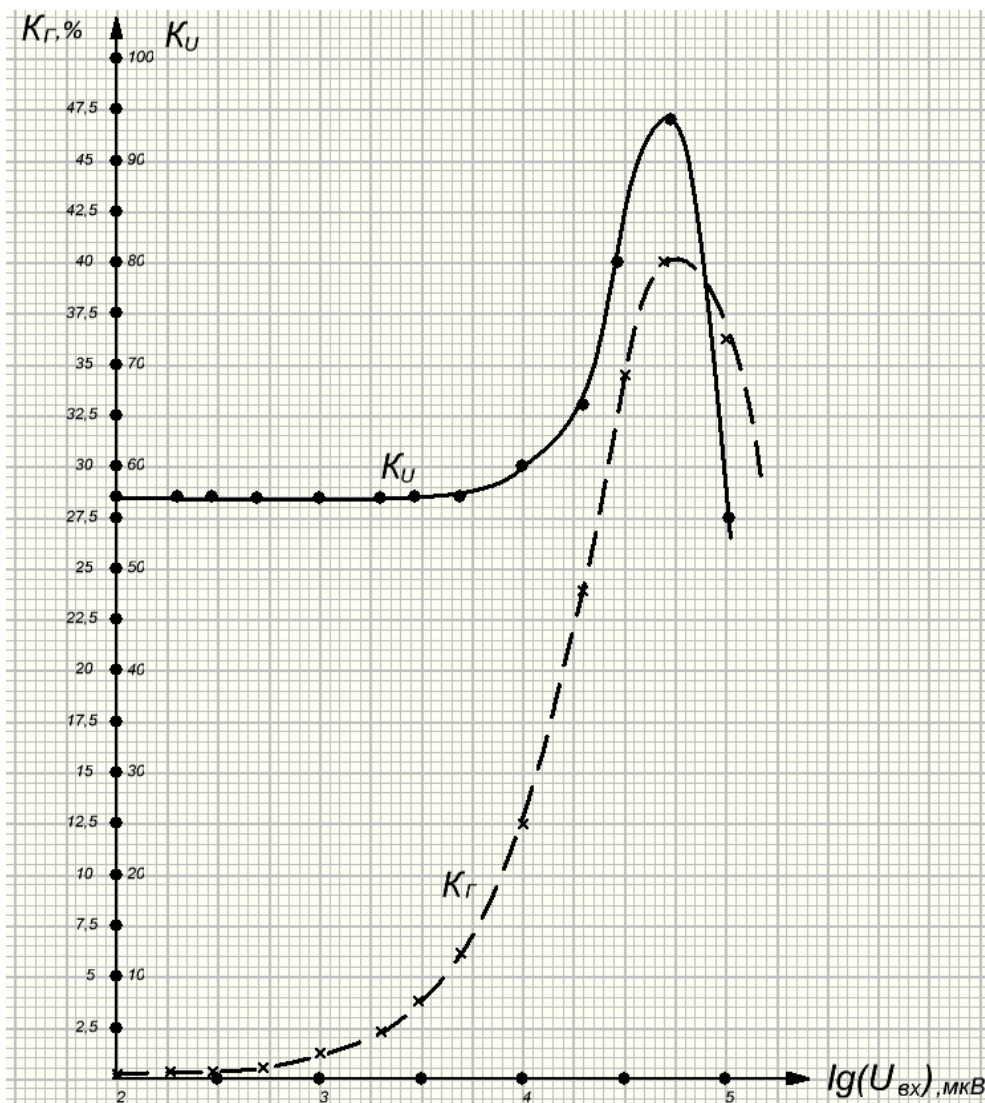


Рис. 26. График зависимостей $K_U = f(U_{вх})$ и $K_G = f(U_{вх})$ на верхнем перегибе амплитудной характеристики при $E_{см} = 670$ мВ

Зависимость $K_U = f(U_{вх})$, представленную на рисунке 26, можно разбить на три участка:

- первый до 5 мВ, где коэффициент усиления K_U слабо зависит от величины входного напряжения;
- второй от 5 до 50 мВ, где коэффициент усиления K_U резко растет и достигает максимума;
- третий более 50 мВ, где коэффициент усиления K_U начинает резко падать.

В начале первого участка (рисунок 28) коэффициент гармонических искажений K_G мал, затем растет (рисунок 29), а в конце достигает заметных, но приемлемых для звуковых усилителей, значений от 0,24 % до 6,17 %.

На протяжении всего второго участка коэффициент гармонических искажений K_G вместе с коэффициентом усиления растет и достигает очень высоких значений (рисунок 31) 39,9 %. В УНЧ звук искажается до неузнаваемости.

На третьем участке наблюдается незначительное уменьшение коэффициент гармонических искажений K_{Γ} .

Такое поведение коэффициентов усиления K_U и гармонических искажений K_{Γ} объяснить, рассмотрев прохождение сигнала через усилитель, воспользовавшись его амплитудной характеристикой. Амплитудная характеристика представлена на рисунке 27.

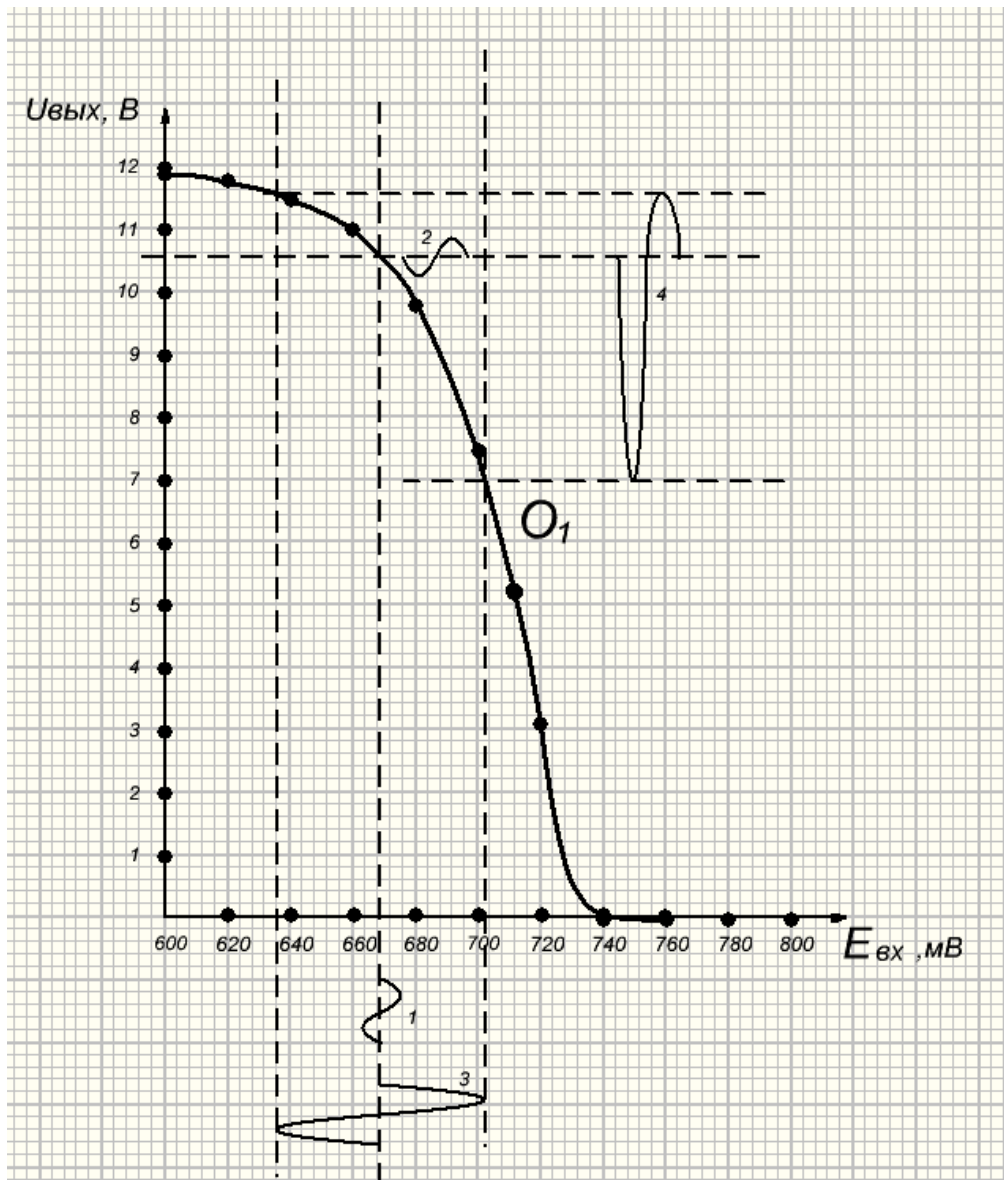


Рис. 27. Прохождение сигналов разных уровней через усилитель: 1 – малый сигнал на входе; 2 – малый сигнал на выходе; 3 – большой сигнал на входе; 4 – большой сигнал на выходе;

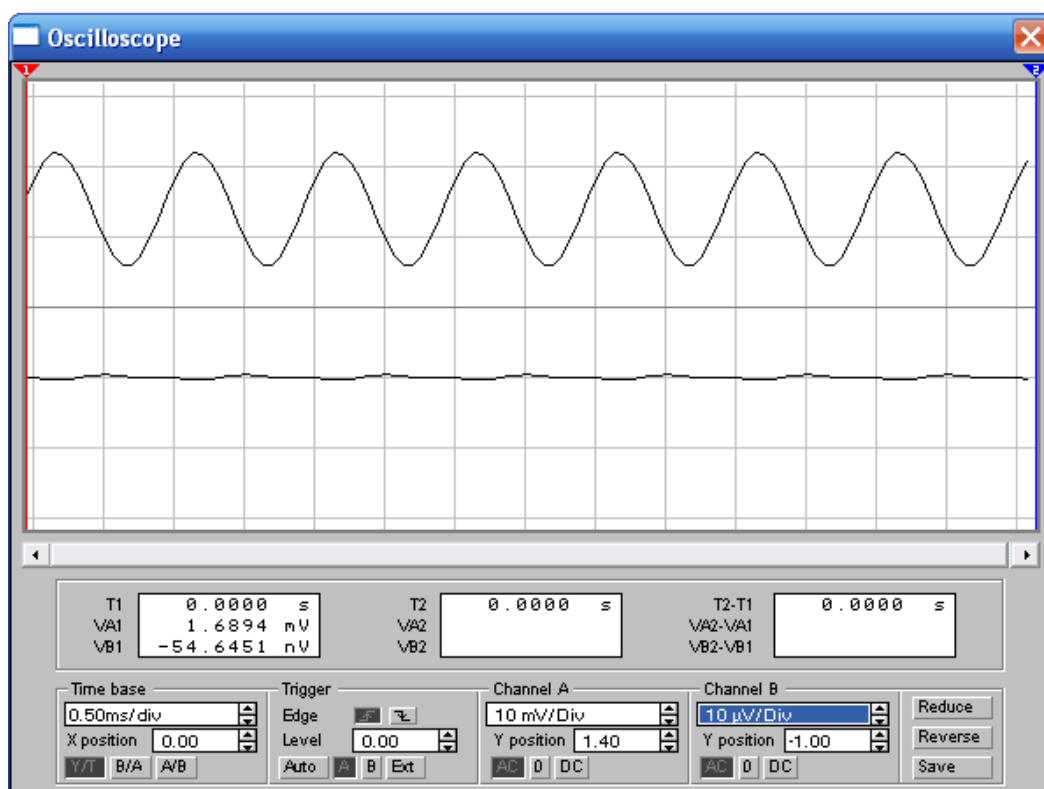


Рис. 28. Осциллограммы на выходе усилителя и выходе ФВЧ на верхнем перегибе амплитудной характеристики (в начале первого участка) при $E_{cm} = 670$ мВ и $U_{\alpha x} = 100$ мкВ

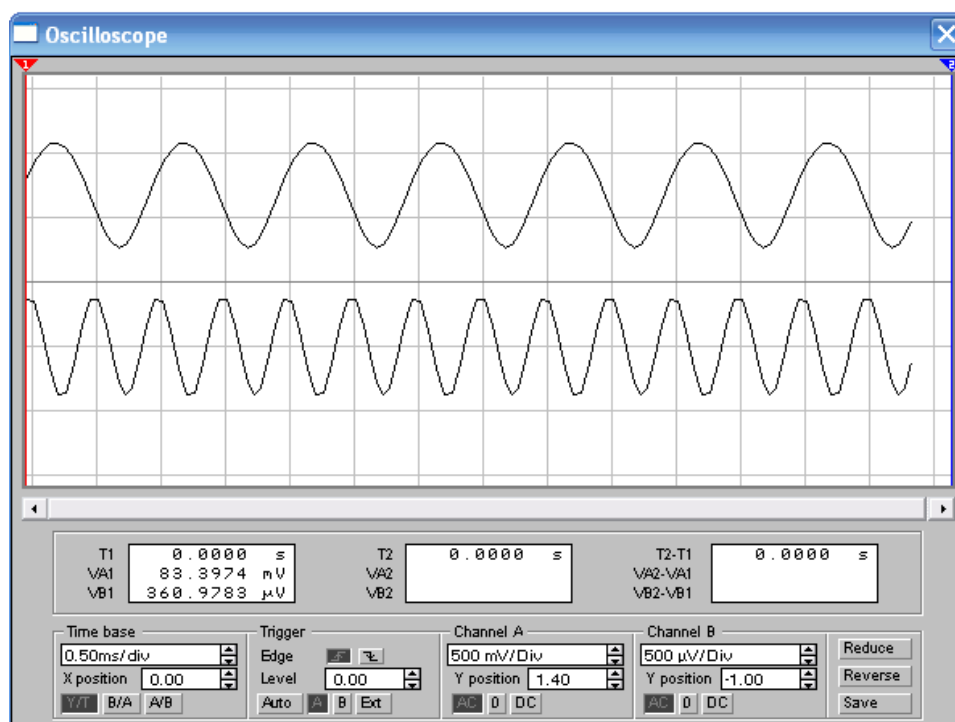


Рис. 29. Осциллограммы на выходе усилителя и выходе ФВЧ на верхнем перегибе амплитудной характеристики (в начале второго участка) при $E_{cm} = 670$ мВ и $U_{\alpha x} = 5$ мВ

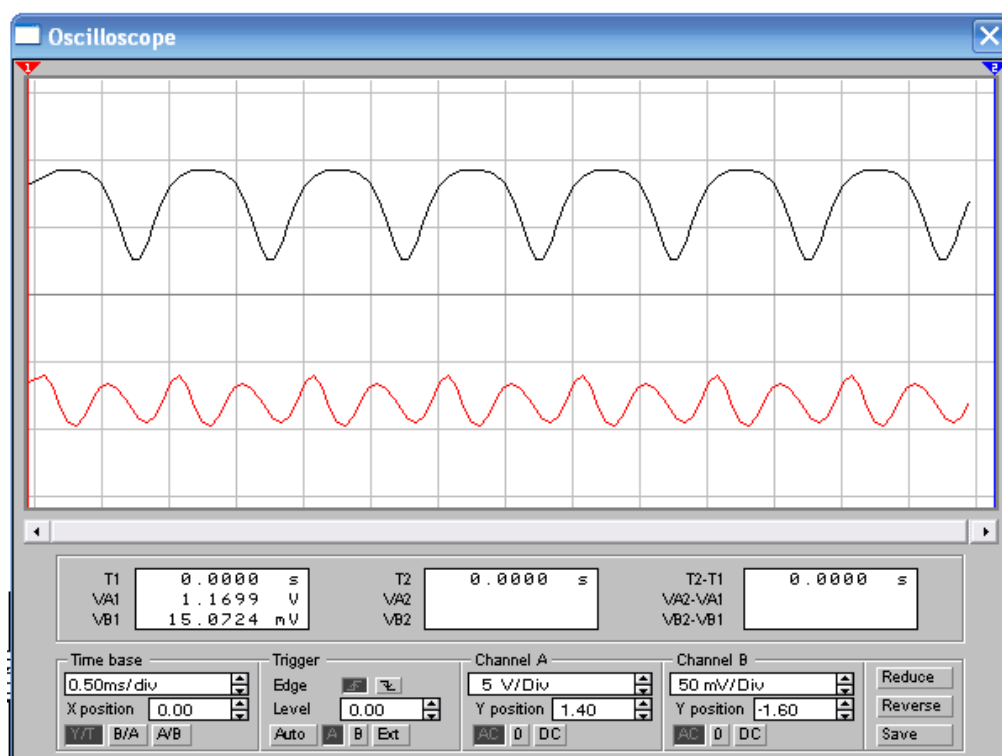


Рис. 30. Осциллограммы на выходе усилителя и выходе ФВЧ на верхнем перегибе амплитудной характеристики (в конце второго участка) при $E_{cm} = 670$ мВ и $U_{bx} = 30$ мВ

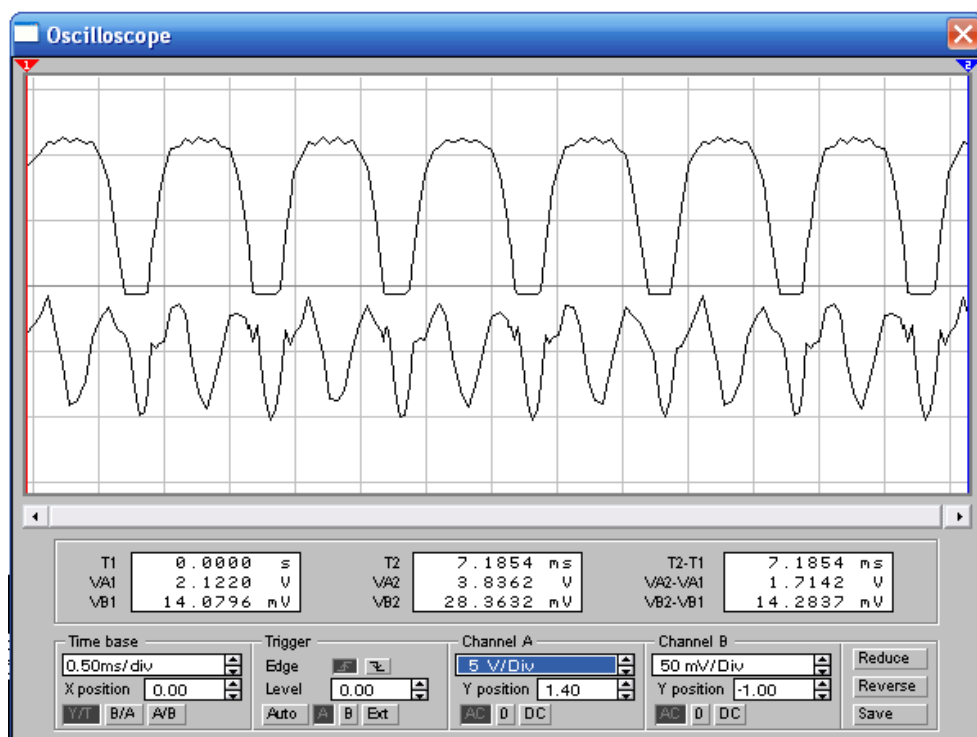


Рис. 31. Осциллограммы на выходе усилителя и выходе ФВЧ на верхнем перегибе амплитудной характеристики (в начале третьего участка) при $E_{cm} = 670$ мВ и $U_{bx} = 50$ мВ

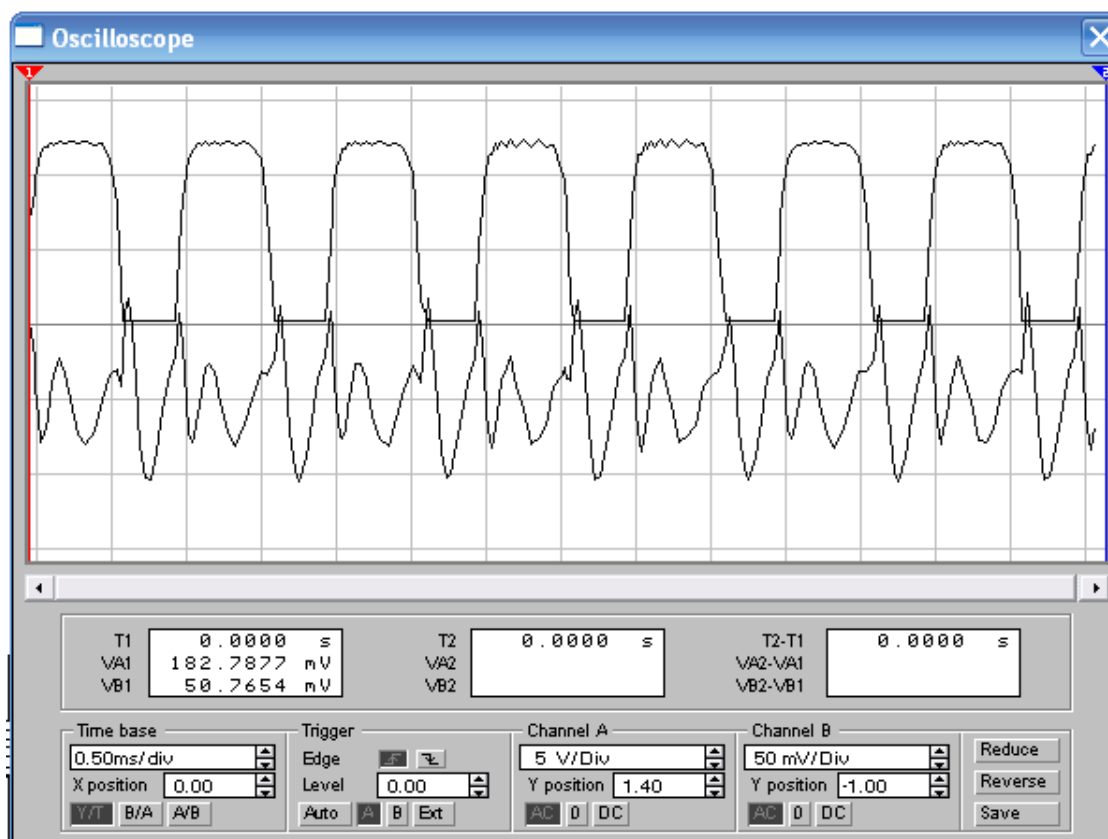


Рис. 32. Осциллограммы на выходе усилителя и выходе ФВЧ на верхнем перегибе амплитудной характеристики (в конце третьего участка) при $E_{cm} = 670$ мВ и $U_{\text{ex}} = 100$ мВ

Как видно из рисунков 27, 28 и 29 малый сигнал практически не искажается, а коэффициент усиления определяется наклоном касательной к рабочей точке. Наклон касательной на перегибе амплитудной характеристики меньше, чем на линейном участке и, поэтому, коэффициент усиления меньше. По мере роста сигнала на входе нижний полупериод синусоиды на выходе начинает заходит на линейный участок, где наклон касательной и K_U выше. Поэтому эта часть синусоиды усиливается сильнее (рисунок 30).

При измерении напряжения в программе EWB используются вольтметры среднего квадратического значения, которые измеряют эффективные или действующие значения U для любых форм сигнала согласно выражению

$$U = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T u^2(t) dt}, \quad (33)$$

где $u(t)$ - мгновенное значение напряжения периодически повторяющегося сигнала произвольной формы с периодом T .

Графическая интерпретация U представляет собой площадь под графиком $u^2(t)$.

Площадь под нижней бóльшей по амплитуде полуволной вследствие возведения в квадрат будет больше увеличивать свой вклад в общую площадь. Поэтому нижняя полуволна сигнала на выходе определяет показания

вольтметра PV1 (рисунок 25), на основании показаний которого определяется K_U .

При увеличении уровня сигнала на входе бóльшая часть нижней полуволны на выходе скатывается на линейный участок, тем больше она отличается по форме от верхней ограниченной полуволны (рисунок 30), тем больше искажения формы синусоиды в целом.

Нижняя полуволна, по мере своего дальнейшего роста, дойдя до нижнего перегиба амплитудной характеристики начнет ограничиваться (рисунок 31). Прирост выходного напряжения замедлится по сравнению с ростом входного напряжения и K_U начнет падать.

По мере роста выходного сигнала из-за увеличения ограничения снизу (рисунок 32) форма нижней полуволны начинает приближаться к форме верхней полуволны, уже сильно ограниченной. Сигнал становится более симметричным относительно временной оси и K_U падает.

Посмотрим как будут себя вести функции $K_U = f(U_{вх})$ и $K_{Г} = f(U_{вх})$ для середины линейного участка амплитудной характеристики. Исходные данные представлены в таблице 7, а графики этих функций - на рисунке 33.

Таблица 7

Исходные и расчетные данные для середины линейного участка амплитудной характеристики при $E_{см} = 708$ мВ

$U_{вх},$ мкВ	100	200	300	500	1000	2000	3000	5000	10 мВ	20 мВ	30 мВ	50 мВ	100мВ
$lg U_{вх},$ мкВ	2	2,3	2,47	2,7	3	3,3	3,47	3,7	4	4,3	4,47	4,7	5
$U_{огр},$ мВ	21,3	42,8	64	106	213	426	640	1074	2200	3600	Огран.	Огран.	Огран.
K_U	213	214	213	212	213	213	213	215	220	180			
$U_{с},$ мкВ	0,8	2	3,9	9,4	37	142	325	904	3700	8300	12,9 мВ	19мВ	28 мВ
$U_L, мВ$	0,33	0,67	1	1,7	3,3	6,6	10	16,7	33,9	60	68	76	81
КГИ, %	0,24	0,29	0,39	0,55	1,1	2,2	3,3	5,4	11	13,8	19	25	35

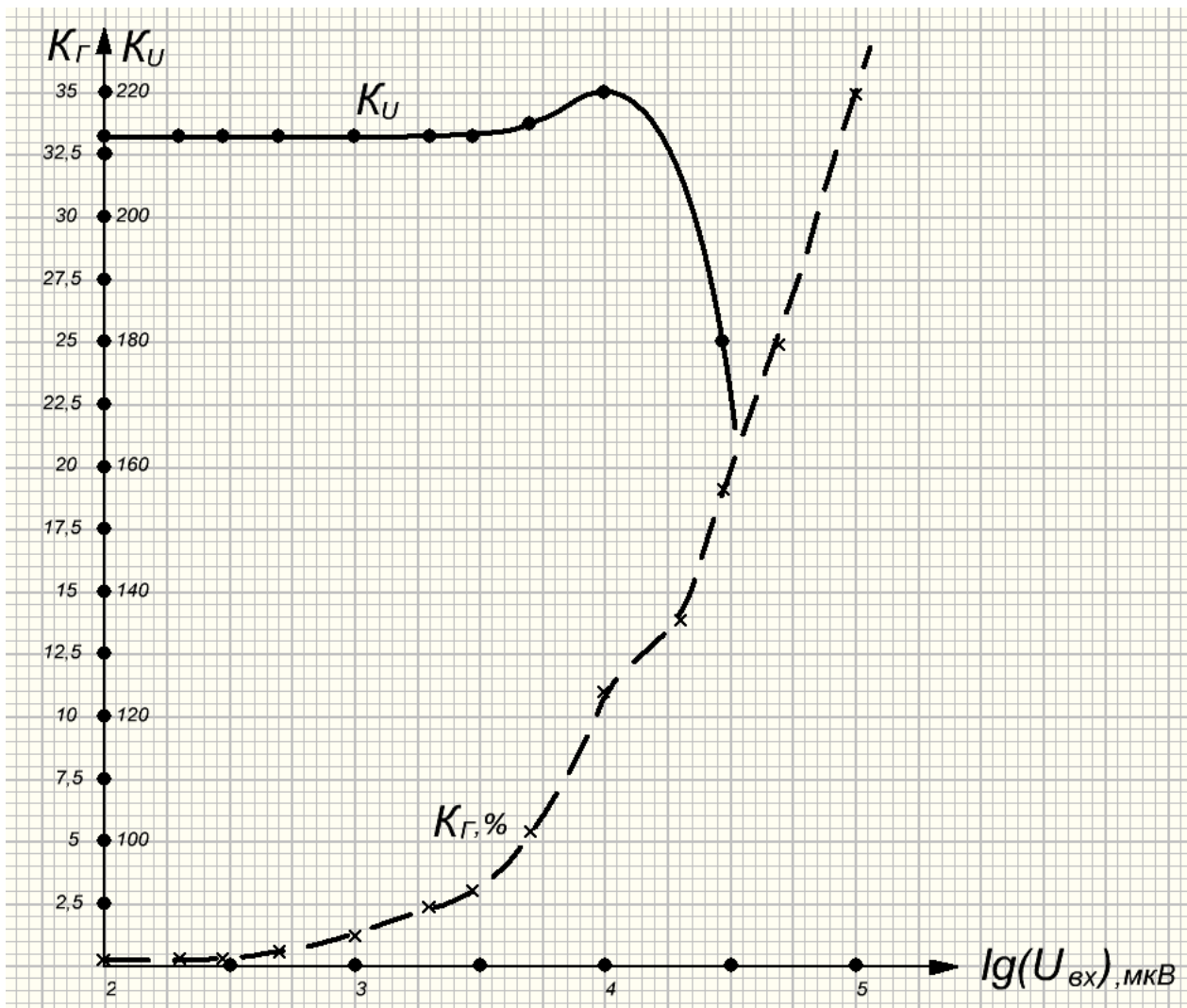


Рис. 33. График зависимостей $K_U = f(U_{вх})$ и $K_Г = f(U_{вх})$ на середине линейного участка амплитудной характеристики при $E_{см} = 708$ мВ

Зависимость $K_U = f(U_{вх})$, представленную на рисунке 33, можно также разбить на три участка:

- первый до 3 мВ, где коэффициент усиления K_U слабо зависит от величины входного напряжения;
- второй от 3 до 10 мВ, где коэффициент усиления K_U слабо растет и достигает максимума;
- третий от 10 мВ до 100 мВ, где коэффициент усиления K_U начинает резко падать.

В начале первого участка коэффициент гармонических искажений $K_Г$ мал, затем растет (рисунок 34), а в конце достигает заметных но приемлемых для звуковых усилителей, значений от 0,24 % до 3,3 %. Относительно низкое значение $K_Г$ объясняется относительно высокой линейностью этого участка амплитудной характеристики.

На протяжении всего второго участка (рисунок 35), коэффициент гармонических искажений $K_Г$ несколько увеличивает свой прирост

На третьем участке коэффициент гармонических искажений K_{Γ} продолжает расти.

Второй участок по сравнению с ранее рассмотренным вариантом положения рабочей точки менее выражен потому, что прирост верхней и нижней полуволны более-менее симметричен (рисунок 35). Однако, по мере роста сигнала вершины верхней и нижней полуволн приближаются к верхней и нижней точкам перегиба, где уже проявляется существенная нелинейность амплитудной характеристики.

На третьем участке эта нелинейность еще больше и проявляется эффект ограничения сигнала как сверху так и особенно снизу (рисунок 36). А это приводит к уменьшению K_U и увеличению K_{Γ} .

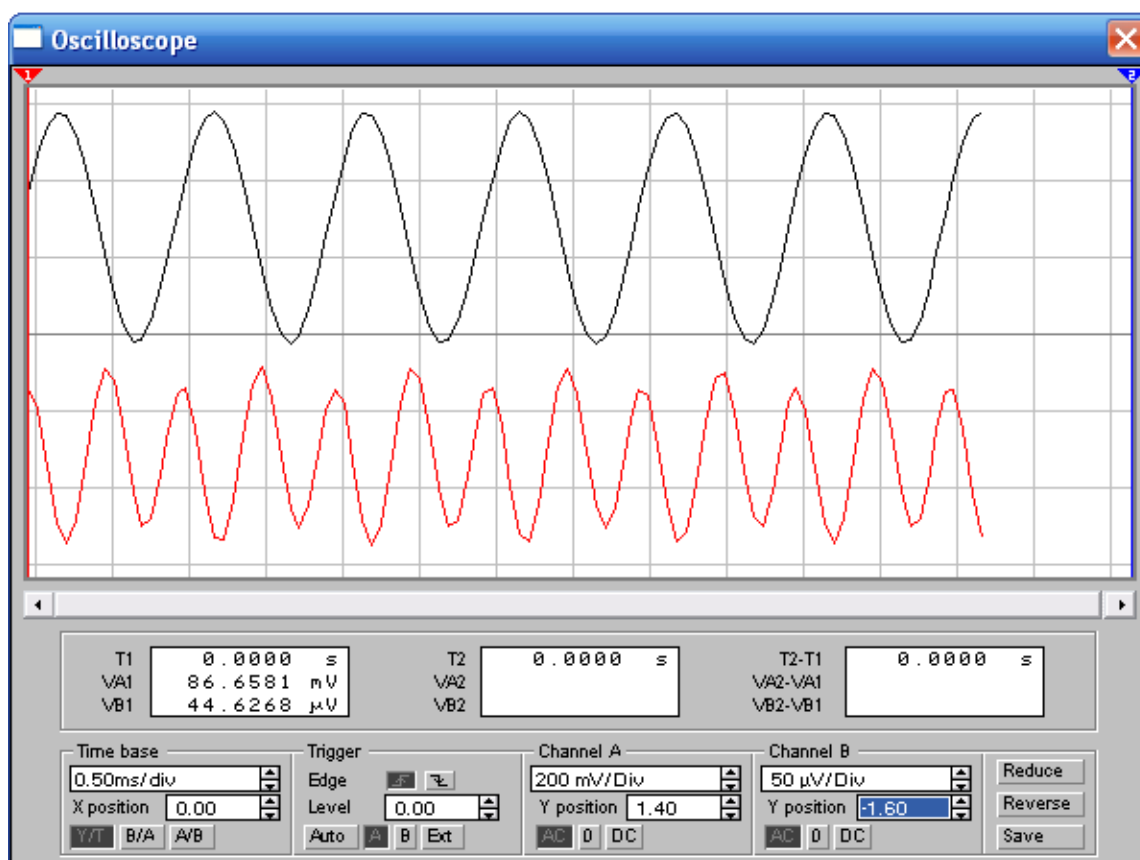


Рис. 34. Осциллограммы на выходе усилителя и выходе ФВЧ для середины линейного участка амплитудной характеристики (на середине первого участка) при $E_{\text{см}} = 708 \text{ мВ}$ и $U_{\text{вх}} = 1 \text{ мВ}$

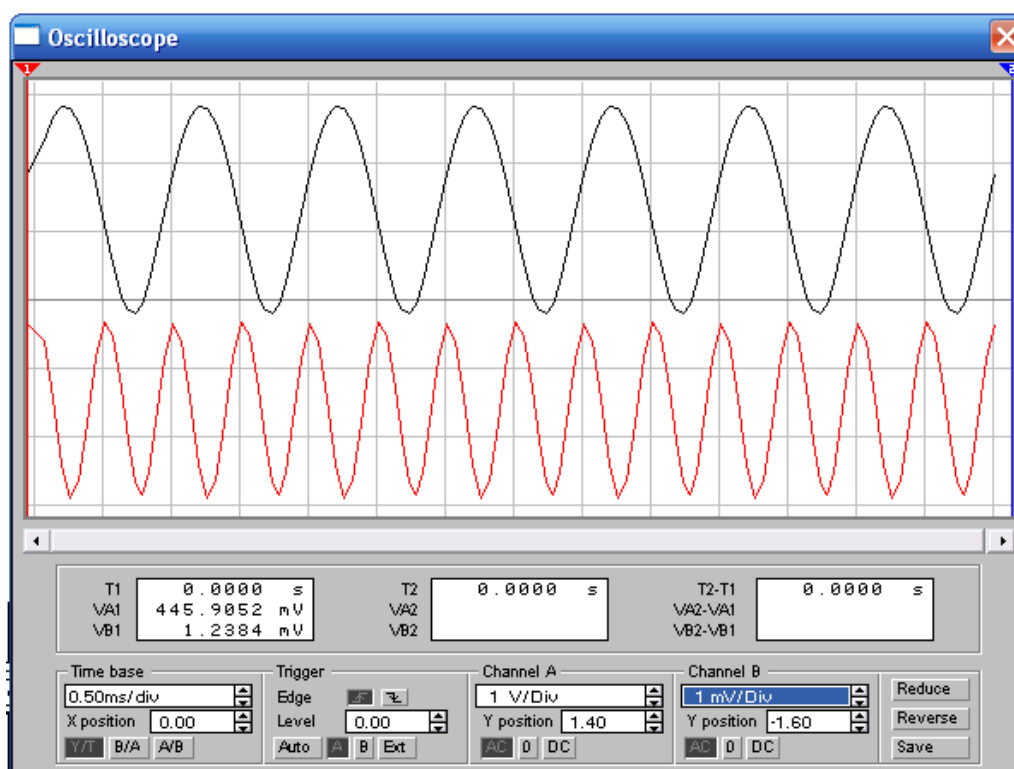


Рис. 35. Оциллограммы на выходе усилителя и выходе ФВЧ для середины линейного участка амплитудной характеристики (на середине второго участка) при $E_{см} = 708 \text{ мВ}$ и $U_{вх} = 1 \text{ мВ}$

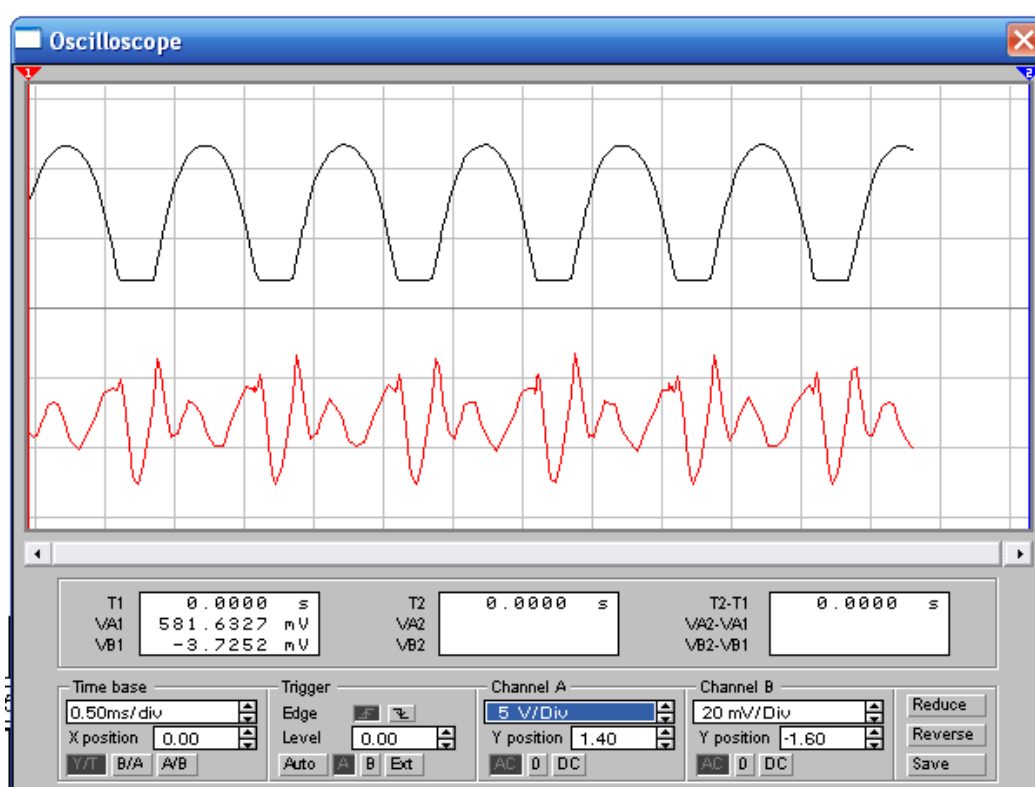


Рис. 36. Оциллограммы на выходе усилителя и выходе ФВЧ для середины линейного участка амплитудной характеристики (на середине третьего участка) при $E_{см} = 708 \text{ мВ}$ и $U_{вх} = 20 \text{ мВ}$

Рассмотрим поведение функций $K_U = f(U_{вх})$ и $K_\Gamma = f(U_{вх})$ для нижнего перегиба участка амплитудной характеристики. Исходные данные представлены в таблице 8, а графики этих функций – на рисунке 37.

Таблица 8

Исходные и расчетные данные при $E_{см} = 735$ мВ

$U_{вх},$ мкВ	100	200	300	500	1000	2000	3000	5000	10 мВ	20 мВ	30 мВ	50 мВ	100 мВ
$lg U_{вх},$ мкВ	2	2,3	2,47	2,7	3	3,3	3,47	3,7	4	4,3	4,47	4,7	5
$U_{вых},$ мВ	0,3	0,59	0,89	1,48	3,0	6,2	10,1	25,9	860	2356	3376	4548	5431
K_U	3	3	3	3	3	3,1	3,4	5,2	86	117	113	91	54
$U_\Sigma,$ мкВ	0,025	0,1	0,23	0,64	2,55	11	28	159	8031	17520	22500	26820	30600
$U_I,$ мкВ	4,6	9,2	13,8	23,0	46,5	96	154	367	10640	32260	47600	65290	78880
КГИ, %	0,54	1,1	1,7	2,8	5,5	11,5	18,2	43	80	54	47	42	39

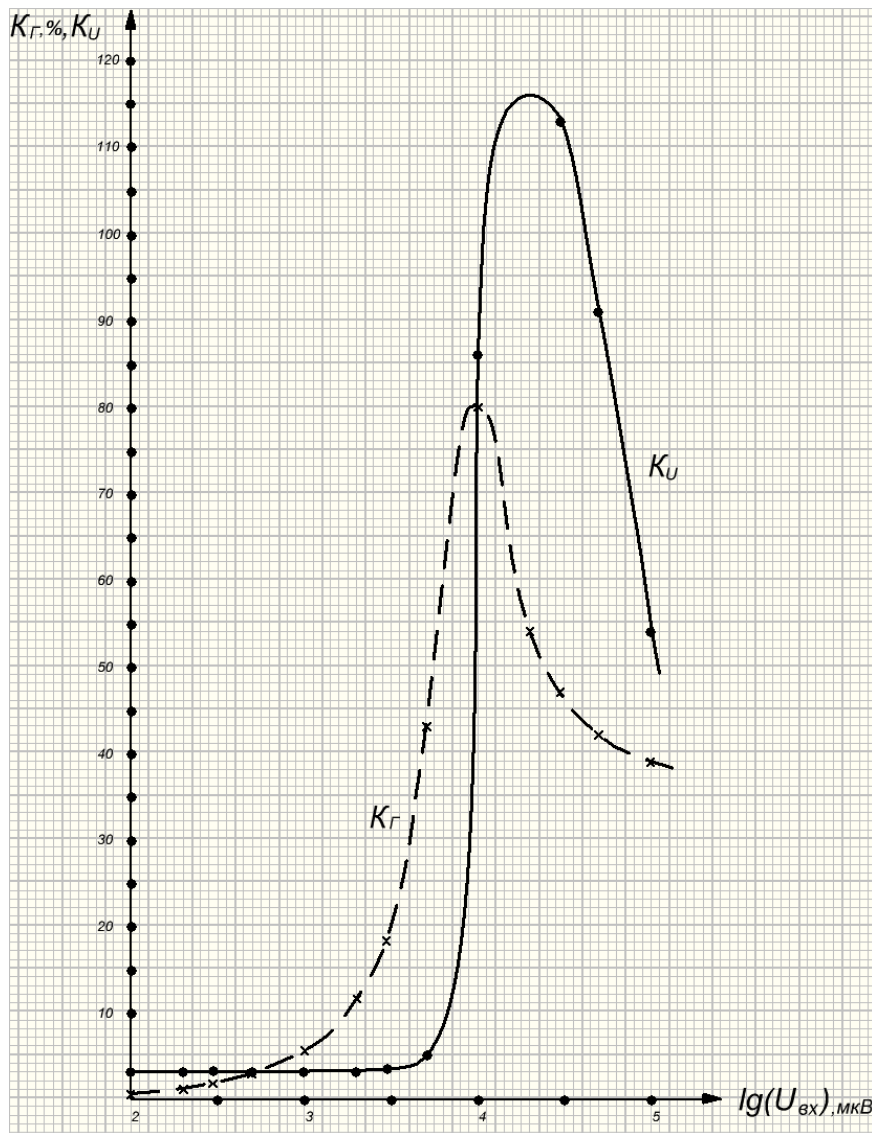


Рис. 37. График зависимостей $K_U = f(U_{вх})$ и $K_{Г} = f(U_{вх})$ для нижнего перегиба участка амплитудной характеристики при $E_{см} = 735 \text{ мВ}$

Зависимость $K_U = f(U_{вх})$, представленную на рисунке 28, можно снова разбить на три участка:

- первый до 2 мВ, где коэффициент усиления K_U мал и слабо зависит от величины входного напряжения;
- второй от 2 до 20 мВ, где коэффициент усиления K_U резко растет за счет попадания выходного сигнала на линейную область с высокой крутизной и достигает максимума;
- третий, где коэффициент усиления K_U начинает резко падать из-за ограничения выходного сигнала верхним перегибом амплитудной характеристики.

В начале первого участка коэффициент гармонических искажений $K_{Г}$ мал, затем растет (рисунок 38), а в конце достигает заметных, но приемлемых для УНЧ, значений от 0,54 % до 11,5 %. Нижний перегиб сильнее выражен (более нелинеен) по сравнению с верхним, поэтому и абсолютные значения $K_{Г}$

больше. Низкий K_U объясняется низким коэффициентом усиления по току транзистора в режиме, близком к насыщению.

На протяжении всего второго участка коэффициент гармонических искажений K_{Γ} резко увеличивается (рисунок 39) и достигают очень высоких абсолютных значений (80 %) опять-таки за счет повышенной нелинейности нижнего перегиба. Резкий рост K_U объясняется заходом верхней полувольты на линейный участок амплитудной характеристики, поэтому на рисунке 39 выражена в основном верхняя полувольты.

На третьем участке коэффициент гармонических искажений K_{Γ} начинает падать из-за ограничения выходного сигнала верхней полувольты верхним перегибом (рисунок 40) амплитудной характеристики, а сигнал по форме начинает приближаться к более симметричной относительно оси времени. K_U падает за счет двустороннего ограничения сигнала.

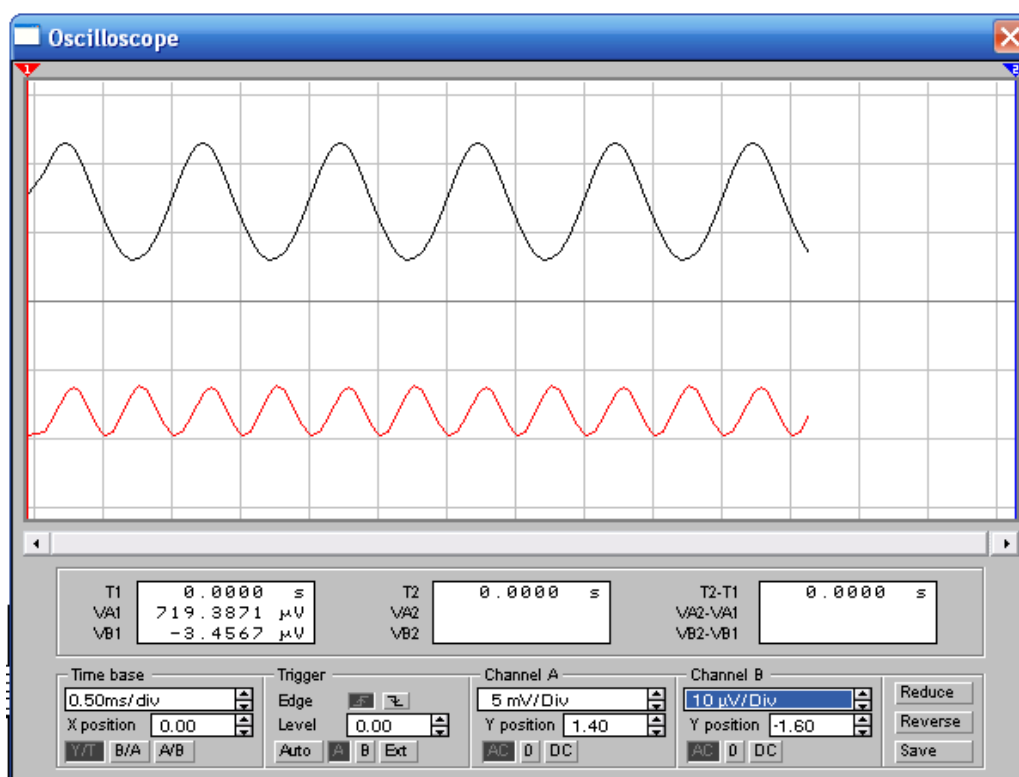


Рис. 38. Осциллограммы на выходе усилителя и выходе ФВЧ на нижнем перегибе амплитудной характеристики (на середине первого участка) при

$$E_{\text{CM}} = 735 \text{ мВ и } U_{\text{BX}} = 1 \text{ мВ}$$

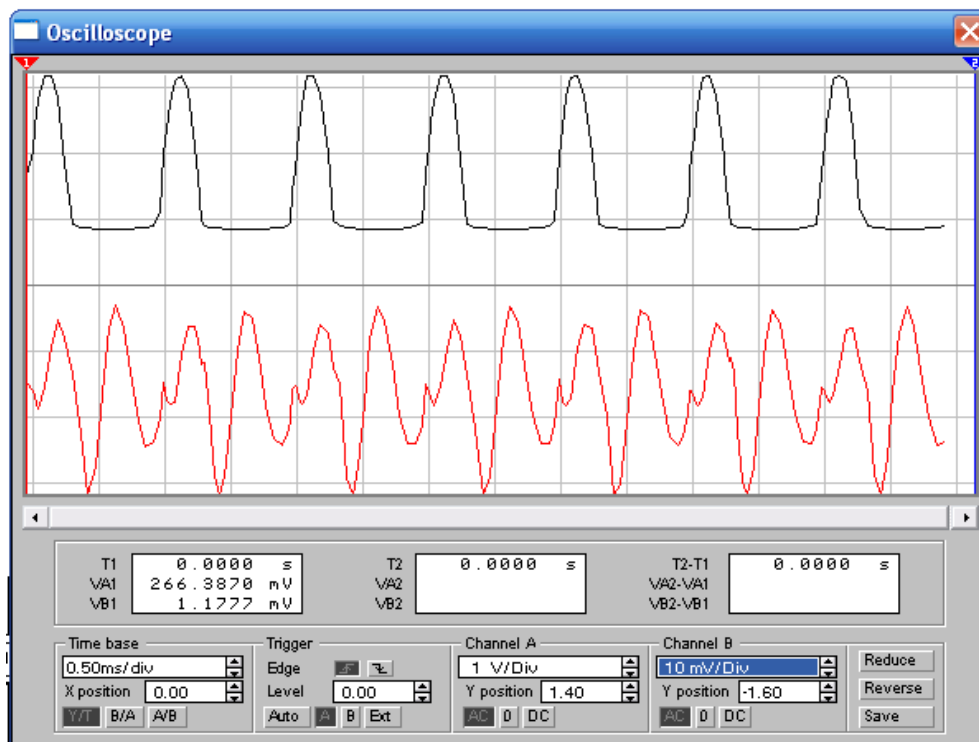


Рис. 39. Осциллограммы на выходе усилителя и выходе ФВЧ на нижнем перегибе амплитудной характеристике (на середине второго участка) при $E_{cm} = 735$ мВ и $U_{bx} = 10$ мВ

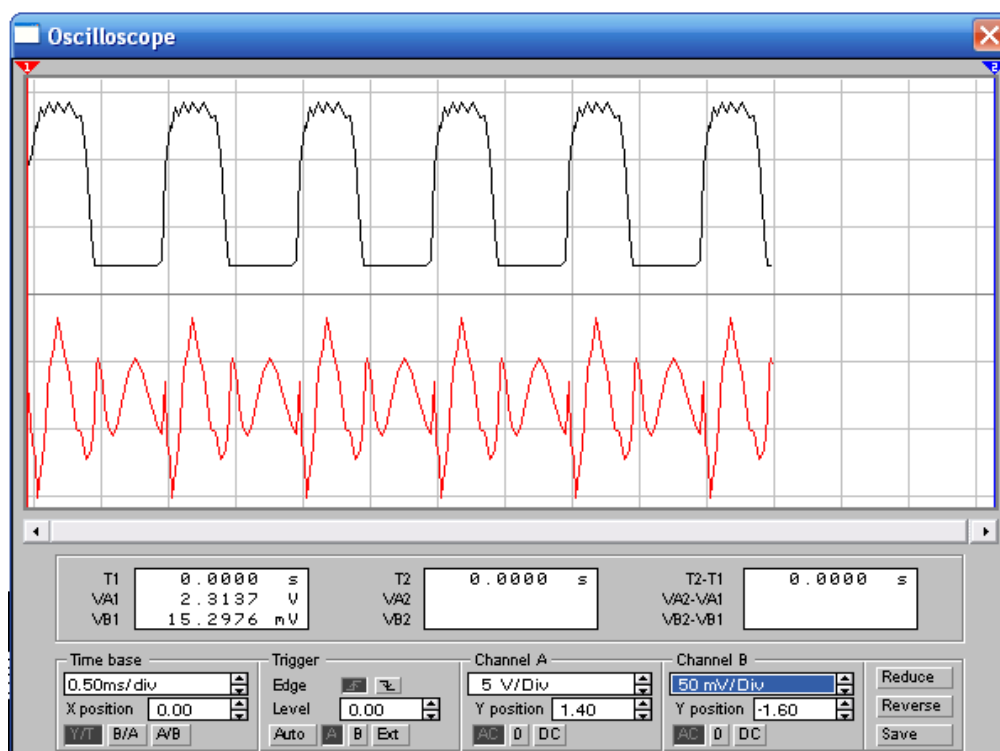


Рис. 40. Осциллограммы на выходе усилителя и выходе ФВЧ на нижнем перегибе амплитудной характеристике (на середине третьего участка) при $E_{cm} = 735$ мВ и $U_{ax} = 100$ мВ

3.4.3. ИССЛЕДОВАНИЕ ЗАВИСИМОСТИ КГИ ОТ ПОЛОЖЕНИЯ РАБОЧЕЙ ТОЧКИ

Для трех уровней входного сигнала $U_{вх}$. 100 мкВ, 3 мВ и 30 мВ снимем зависимости $K_U = f(E_{см})$ и $K_{Г} = f(E_{см})$. Исходные и расчетные данные для построения графиков этих зависимостей представлены в таблицах 9 – 11.

Таблица 9

Исходные и расчетные данные при $U_{вх} = 100$ мкВ

$E_{вх}$, мВ	600	620	640	660	680	700	720	740	760
$U_{вх}$, мкВ	400	860	1846	3924	8166	6,4 мВ	31 мВ	153	25
K_U	4	8,6	18,5	39	81	64	310	1,5	0,25
$U_{сз}$, мкВ	0,015	0,03	0,07	0,15	0,3	0,6	1,1	0,01	0,02
$U_{л}$, мкВ	6,2	13,4	28,7	61	127	255	482	2,4	0,38
КГИ, %	0,24	0,22	0,24	0,25	0,24	0,24	0,23	0,4	5,2

На рисунке 41 представлены график зависимостей $K_U = f(E_{см})$ и $K_{Г} = f(E_{см})$ при очень малом входном сигнале $U_{вх} = 100$ мкВ. При таком уровне сигнала кривизна амплитудной характеристики для верхнего перегиба, и тем более линейного участка, практически не чувствуется, поэтому искажения синуса малы, что выражается малым значением $K_{Г}$. Однако, нижний перегиб имеет такую большую нелинейность, что даже этот малый сигнал начинает ее чувствовать, что выражается в росте $K_{Г}$.

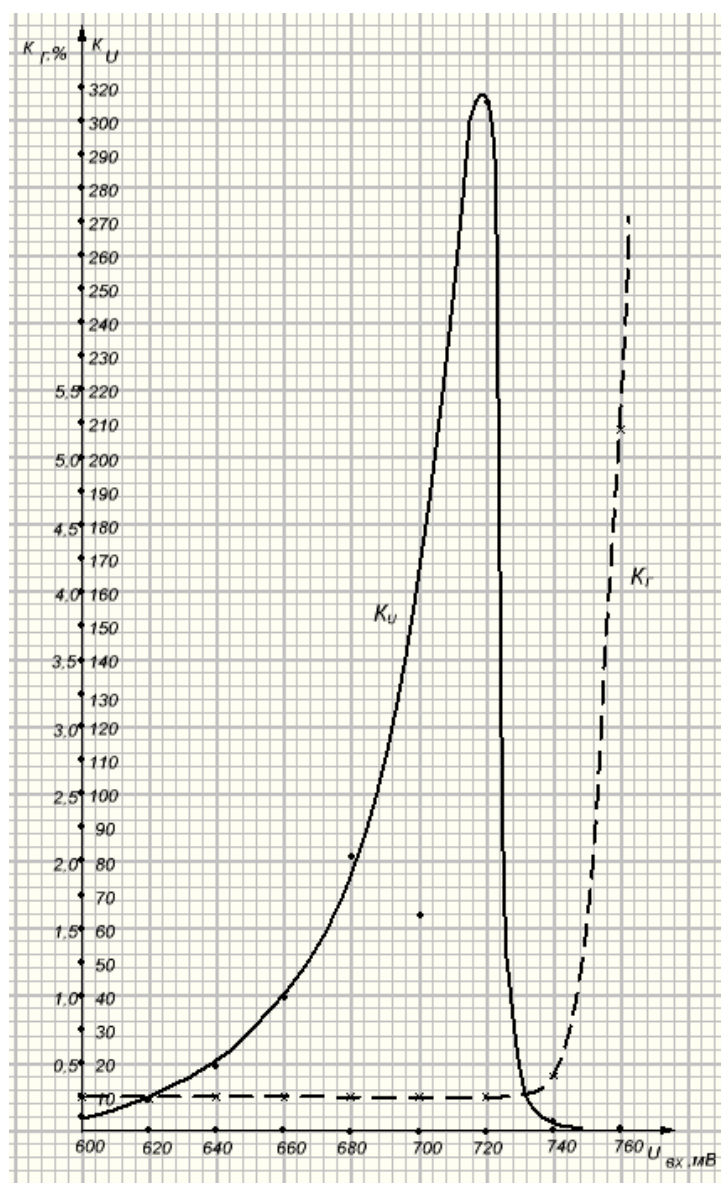


Рис. 41. График зависимостей $K_U = f(E_{см})$ и $K_I = f(E_{см})$ при $U_{вх} = 100$ мкВ

Таблица 10

Исходные и расчетные данные при $U_{вх} = 3$ мВ

$E_{вх}$, мВ	600	620	640	660	680	700	720	740	760
$U_{вх}$, мВ	12	25,6	56	181	246	493	931	4,8	0,75
K_U	4	8,5	18,7	60	82	164	310	1,6	0,25
U_2 , мкВ	7,3	16	33	70	139	260	440	8,7	1,2
U_1 , мкВ	186	402	864	1835	3819	7651	14460	75	11,7
КГИ, %	3,9	3,9	3,8	3,8	3,6	3,4	3,0	11,6	10,2

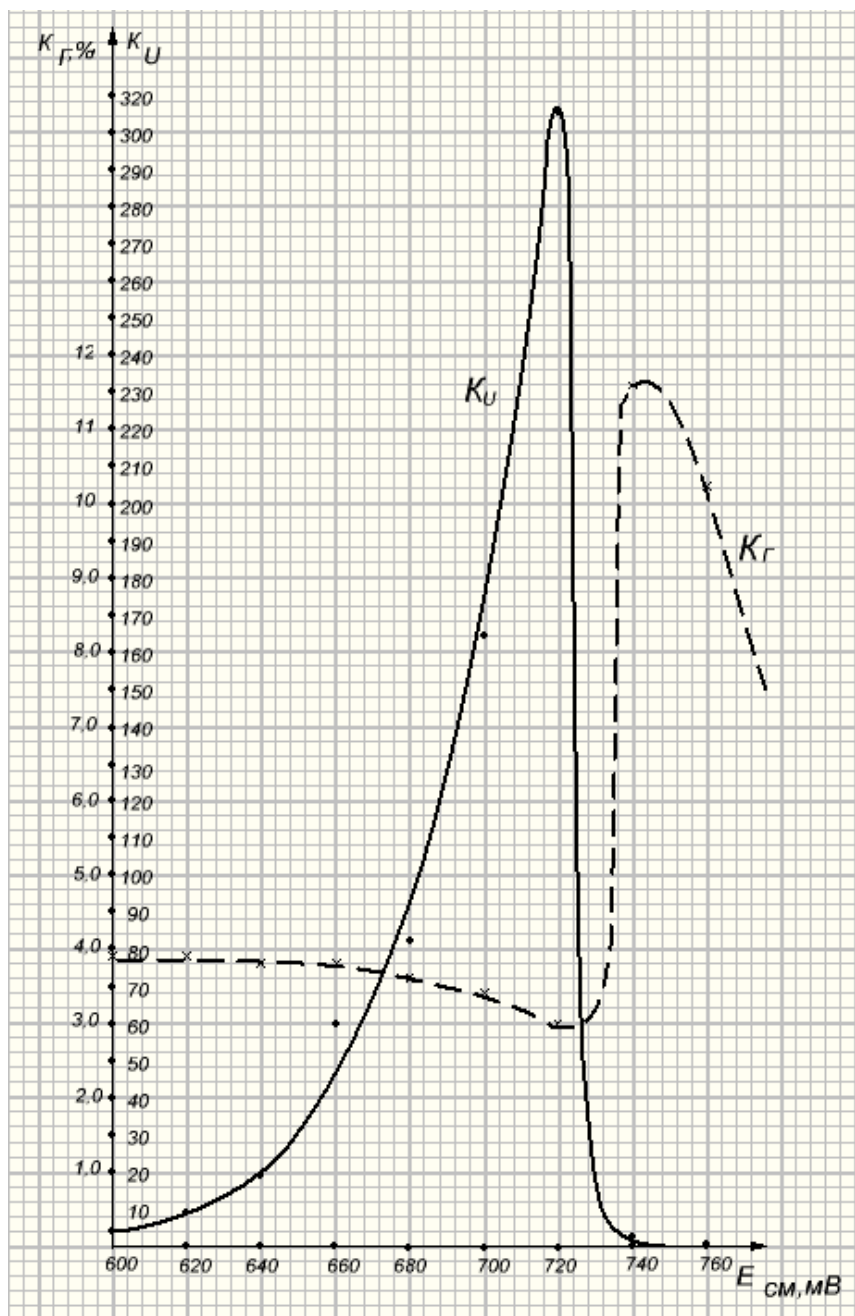


Рис. 42. График зависимостей $K_U = f(E_{CM})$ и $K_{\Gamma} = f(E_{CM})$ при $U_{BX} = 3$ мВ

При бóльшем уровне входного сигнала 3 мВ интервал перемещения точек мгновенного значения сигнала по амплитудной характеристике становится больше. При этом сильнее проявляется отличие этой линии перемещения от прямой линии, поэтому синус искажается сильнее, что приводит к росту K_{Γ} .

Перемещая рабочую точку по амплитудной характеристике обнаруживаем такой участок, где нелинейность минимальна. На рисунке 42 этот участок находится при 720 мВ, то есть вплотную к нижнему перегибу. Стоит переместиться еще в сторону увеличения напряжения смещения как мы попадаем на нижний перегиб, который характеризуется очень высокой нелинейностью, и K_{Γ} резко вырастает.

За нижним перегибом нелинейность несколько уменьшается и K_{Γ} начинает падать.

Причем участок амплитудной характеристики в районе 720 мВ имеет наибольшую крутизну, что выражается в максимальном K_U . Минимальная крутизна находится левее верхнего и правее нижнего перегибов на амплитудной характеристике, что проявляется в величине K_U . Однако верхний перегиб и участок слева за ним более плавные, чем аналогичные для нижнего перегиба, что хорошо видно на графике $K_U = f(E_{cm})$.

Таблица 11

Исходные и расчетные данные при $U_{вх} = 30$ мВ

$E_{вх}, \text{ мВ}$	600	620	640	660	680	700	720	740	760
$U_{ввх}, \text{ мВ}$	176	376	798	1660	3320	4490	4147	3022	1090
K_U	5,9	12,5	26,6	55,3	111	150	138	101	36
$U_{с}, \text{ мВ}$	0,94	2	4,2	8,5	16,4	13,5	16,8	23	12,5
$U_1, \text{ мВ}$	2,55	5,5	11,6	24,2	48,8	68,7	62,3	41	11,3
КГИ, %	37	36	36	35	33,6	19,6	27	56	111

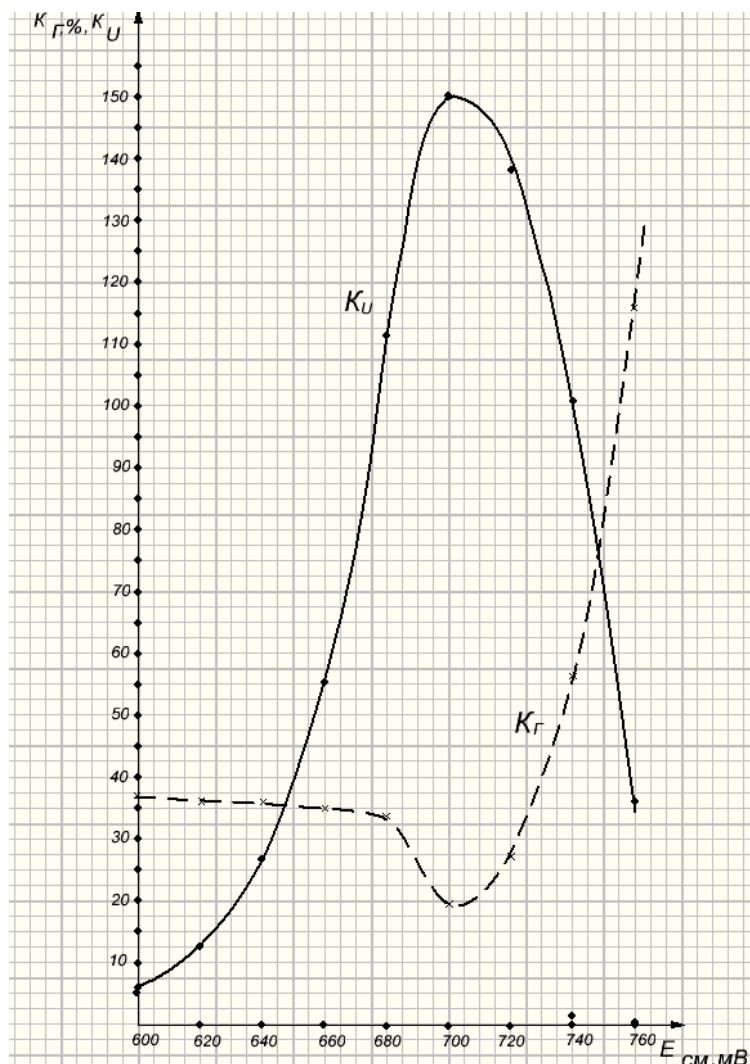


Рис. 43. График зависимостей $K_U = f(E_{cm})$ и $K_{\Gamma} = f(E_{cm})$ при $U_{вх} = 30$ мВ

Ход графиков на рисунке 43 при $U_{\text{вх}} = 30$ мВ синбаден с графиками на рисунке 42 при $U_{\text{вх}} = 3$ мВ. Количественны различия связаны с увеличением интервала перемещения точек мгновенного значения сигнала по амплитудной характеристике, который становится больше и, значит, сильнее отличается от прямой линии. Поэтому синус искажается сильнее, что приводит к росту K_{Γ} , а уменьшение максимального значения K_U связано с ограничением сигнала, что следует из рисунков 44 и 45.

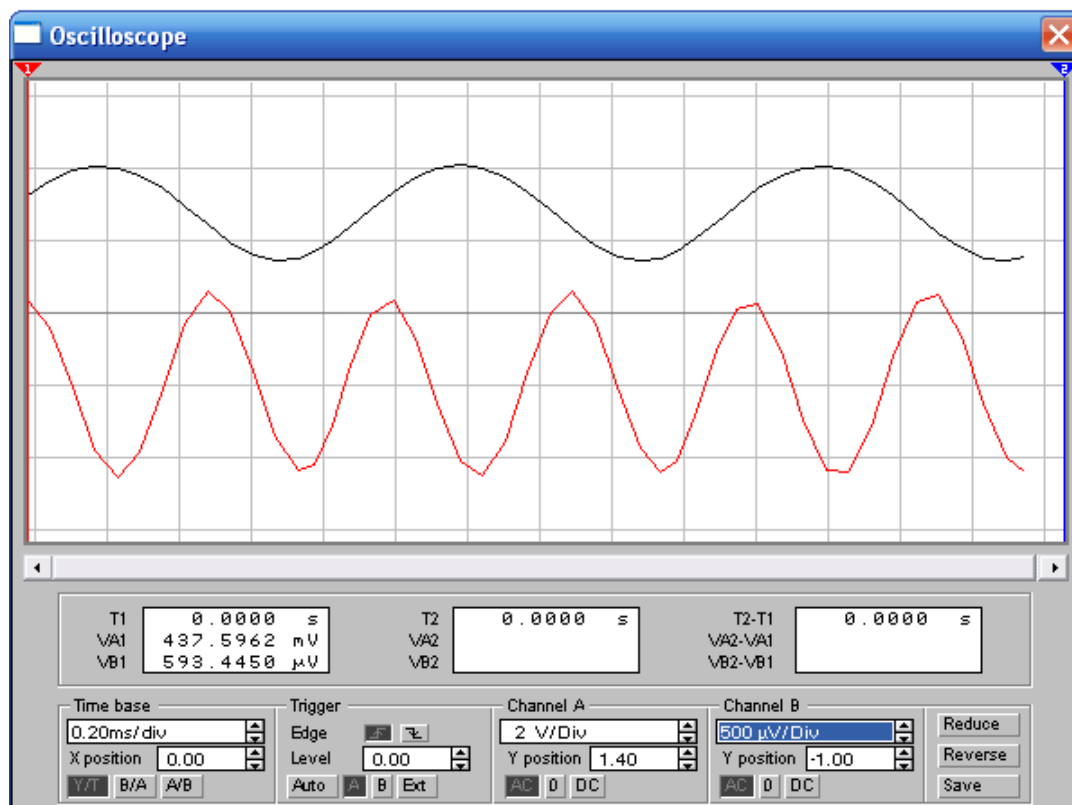


Рис. 44. Осциллограммы на выходе усилителя и выходе ФВЧ при максимальном значении K_U , $E_{\text{см}} = 720$ мВ и $U_{\text{вх}} = 3$ мВ

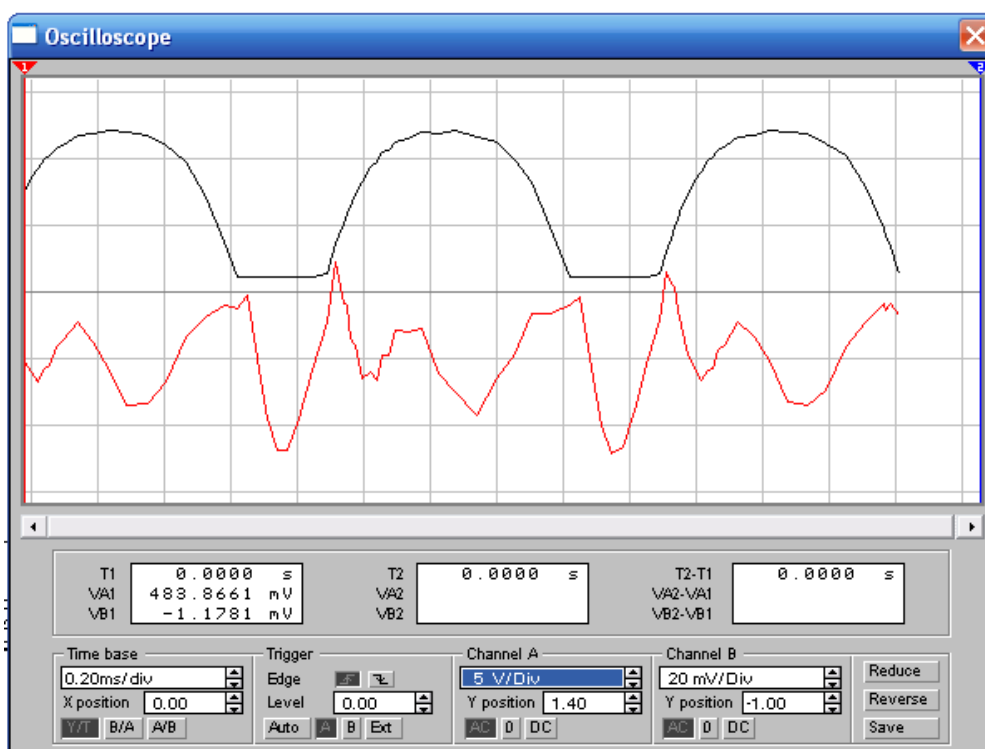


Рис. 45. Осциллограммы на выходе усилителя и выходе ФВЧ при максимальном значении K_U , $E_{cm} = 700$ мВ и $U_{bx} = 30$ мВ

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Данные методические указания направлены на изучение режимов работы усилительных элементов однокаскадного резистивного усилителя на биполярных транзисторах при малых уровнях выходного сигнала. Производится сравнение значений, полученных при моделировании с теоретическими. При необходимости углубить теоретические знания по рассмотренным темам следует обратиться к библиографическому списку.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. СТП ВГТУ 62-2007 Текстовые документы. Правила оформления. - Воронеж: ВГТУ, 2007. – 53 с.
2. Малахов В.П. Схемотехника аналоговых устройств: пособие для вузов [Электронный ресурс] / В.П. Малахов – Режим доступа: <https://kurskelectronic.ru/library/sxemotexnika-analogovyx-ustrojstv-v-p-malaxov/>
3. Чижма, С.Н. Основы схемотехники; Учебное пособие для вузов. [Электронный ресурс] / С.Н. Чижма - Электрон. дан. – Режим доступа: <https://studizba.com/files/show/pdf/15828-1-chizhma-s-n--osnovy-shemotehniki-2008.html>
4. Хоровиц, П. Искусство схемотехники. В 2-х томах с дополнением. [Электронный ресурс] / П. Хоровиц, У.Хилл - пер с англ. под. ред. канд. техн. наук М.В. Гальперина - Издание 3-е стереотипное - М.; Мир 1986 - Т.1 - 596 с.

ОГЛАВЛЕНИЕ

ВВЕДЕНИЕ.....	3
1. Моделирование режимов работы усилительных элементов однокаскадного резистивного усилителя на биполярных транзисторах при малых уровнях выходного сигнала.....	3
1.1. Цель лабораторной работы	3
1.2. Содержание работы	3
2. Краткие теоретические сведения.....	3
2.1.Схемы замещения транзистора.....	3
2.2. Усилитель как линейная система	5
2.3. Аналитические выражения для описания принципа работы усилителя	7
2.4. Коэффициент нелинейных искажений выходного сигнала усилителя как индикатор искажения гармонических сигналов	10
2.5. Примеры расчёта КГИ.....	11
3. Экспериментальная часть.....	15
3.1. Исследование зависимости коэффициента усиления по напряжению K_U от величины постоянной составляющей тока коллектора $I_{ко}(I_{выхо})$ однокаскадного резистивного усилителя ОЭ на биполярных транзисторах при малых уровнях выходного сигнала	15
3.2. Исследование зависимости коэффициента усиления по напряжению K_U от величины напряжения смещения $K_U = f(E_{см})$ однокаскадного резистивного усилителя ОЭ на биполярных транзисторах при малых уровнях выходного сигнала	18
3.3. Исследование зависимости расчетного значения термический потенциал $U_{Трас}$ - от величины напряжения смещения $K_U = f(E_{см})$ однокаскадного резистивного усилителя ОЭ на биполярных транзисторах при малых уровнях выходного сигнала	19
3.4. Исследование зависимости коэффициента гармонических искажений $K_Г$ от величины напряжения смещения $K_U = f(E_{см})$ однокаскадного резистивного усилителя ОЭ на биполярных транзисторах при малых уровнях выходного сигнала	22
3.4.1. Методика измерения коэффициента гармонических искажений	22
3.4.2. Исследование зависимости КГИ от величины входного сигнала	27
3.4.3. Исследование зависимости КГИ от положения рабочей точки	41
Заключение	46
Библиографический список	47

Схемотехника аналоговых электронных устройств

МЕТОДИЧЕСКИЕ УКАЗАНИЯ

*к выполнению лабораторной работы № 4
для студентов специальности 11.05.01
«Радиоэлектронные системы и комплексы»
очной формы обучения*

Составители:
Худяков Юрий Васильевич
Русанов Александр Валерьевич

В авторской редакции

Подписано к изданию 19.09.2022.
Уч.-изд. л. 2,6.

ФГБОУ ВО «Воронежский государственный технический университет»
394006 Воронеж, ул. 20-летия Октября, 84