



МИНОБРНАУКИ РОССИИ
федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение
высшего образования
«Московский государственный технологический университет «СТАНКИН»
(ФГБОУ ВО «МГТУ «СТАНКИН»)

**Институт
информационных
технологий**

**Кафедра
промышленной электроники
и интеллектуальных
цифровых систем**

**ОТЧЕТ О ВЫПОЛНЕНИИ
ЛАБОРАТОРНОЙ РАБОТЫ ПО ДИСЦИПЛИНЕ**

«Электроника, электротехника и схемотехника»

СТУДЕНТА 3 **КУРСА** бакалавриата **ГРУППЫ** ИДБ-20-02
(уровень профессионального образования)

Ердогана Дениза Ердаловича

НА ТЕМУ
Операционный усилитель и устройства на его основе

Вариант 8

Направление: 09.03.01 Информатика и вычислительная техника
Профиль подготовки: «Программное обеспечение средств вычислительной техники и автоматизированных систем»

Отчет сдан «_____» _____ 2022 г.

Оценка _____

Преподаватель

Николай Александрович Хлебалин
(Ф.И.О., должность, степень, звание.)

(подпись)

МОСКВА 2022

1 Исследование статических и динамических характеристик операционного усилителя общего применения без обратных связей

1.1 Используя готовую модель OU-1.ms10, напряжения источников питания V_2 и V_3 выберем в соответствии с 8 вариантом, $V_2 = 7\text{ В}$, $V_3 = 7\text{ В}$:

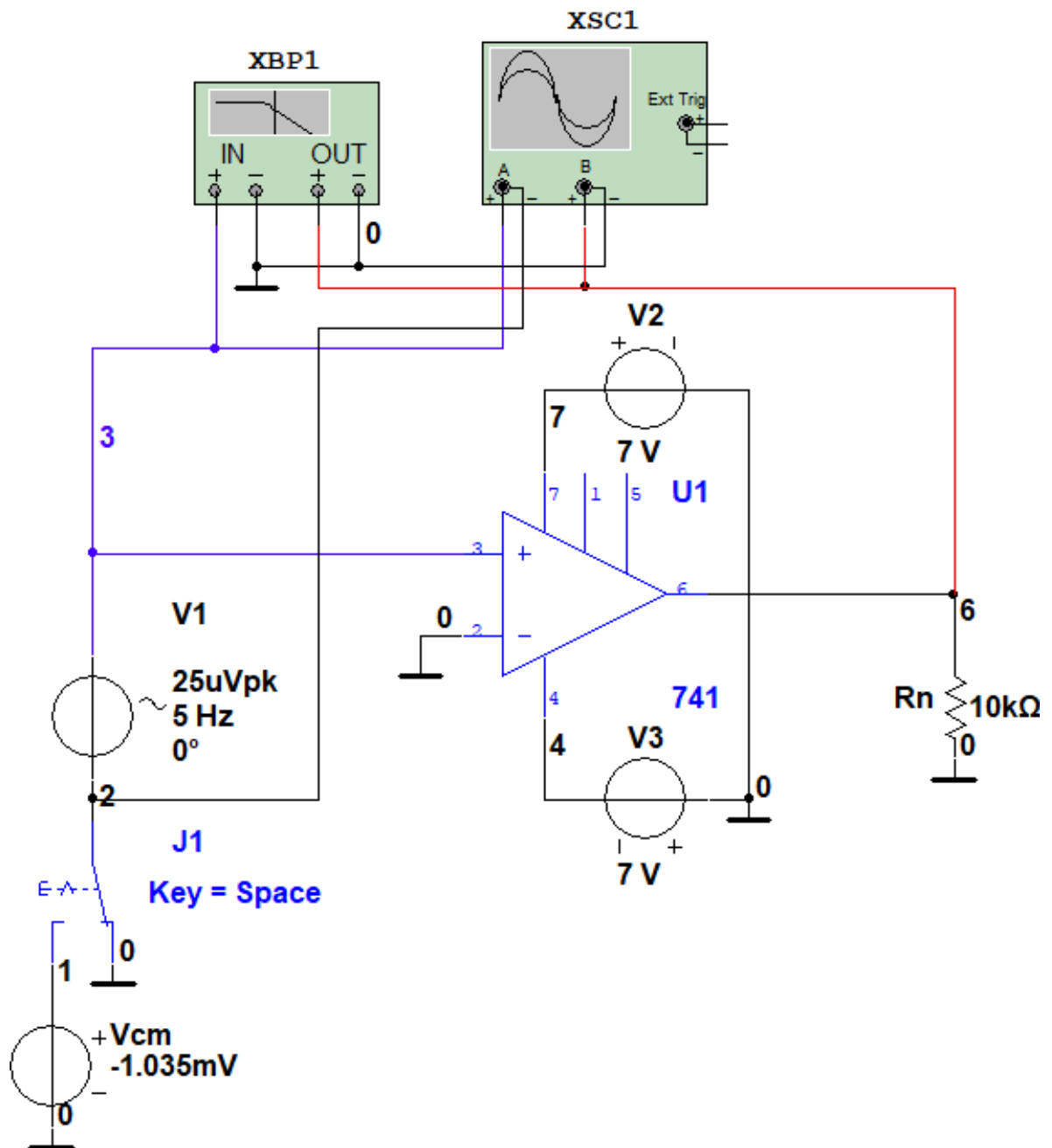


Рисунок 1: схема для исследования характеристик операционного усилителя.

1.2 Снимем передаточную характеристику несбалансированного операционного усилителя:

Для этого нужно:

- Переключатель J_1 перевести в положение 0:

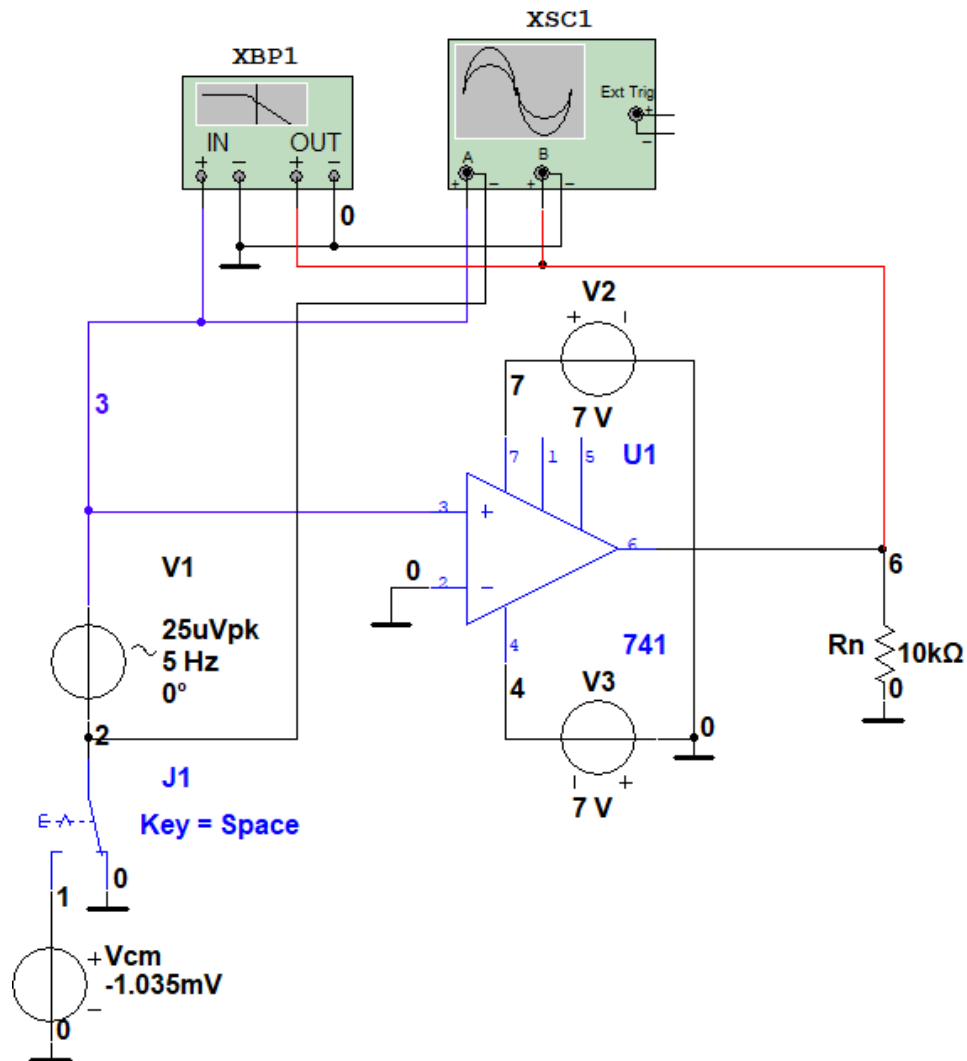


Рисунок 2: схема для исследования характеристик операционного усилителя при положении ключа $J_1 = 0$

- Установить режим расчёта передаточной характеристики и параметры анализа:
 - * Source = VV1;
 - * Start value = -0,0015V;
 - * Stop Value = 0,0015V;
 - * Increment = 1e-007V;
 - * Настройка выходного сигнала = V(6).

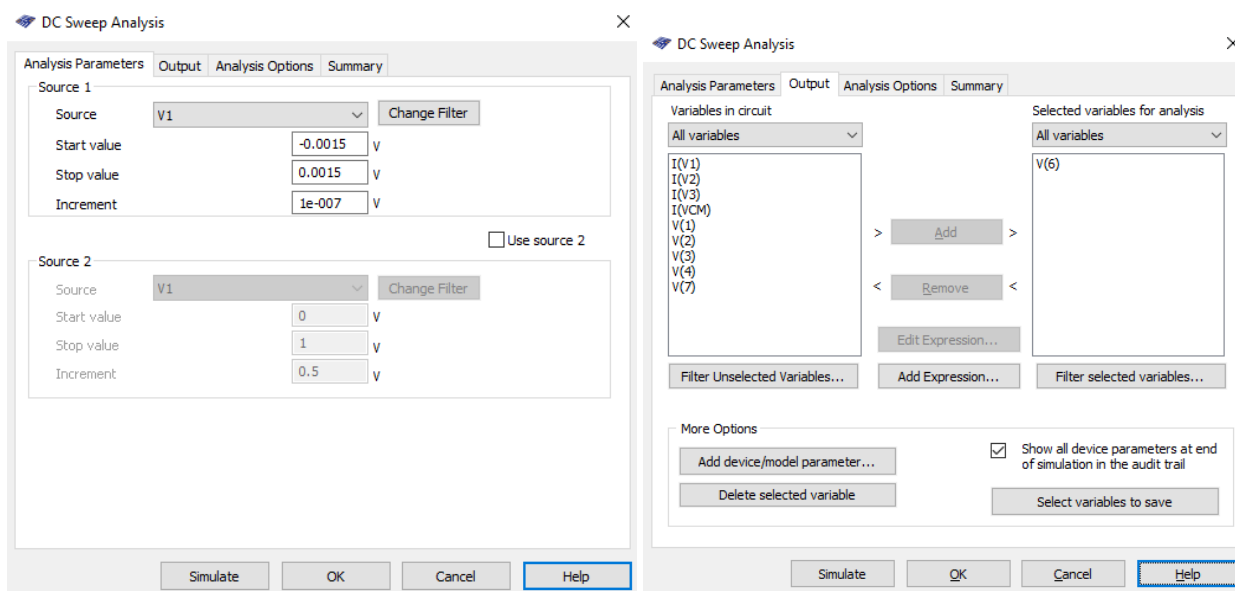


Рисунок 3: установленные необходимые характеристики

- Запустить программу расчёта:

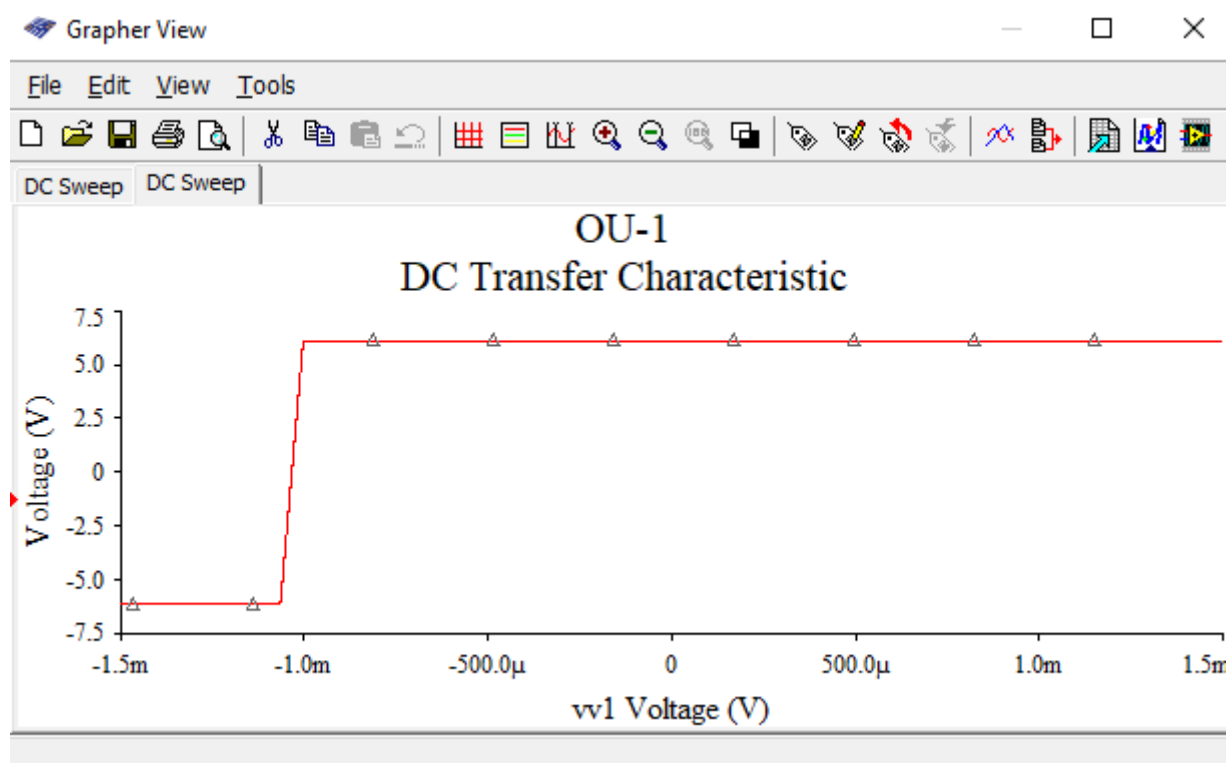


Рисунок 4: график передаточной характеристика несбалансированного операционного усилителя.

- По полученной передаточной характеристике определить напряжение смещения $U_{см}$. При этом передаточную характеристику несбалансированного ОУ зафиксировать:

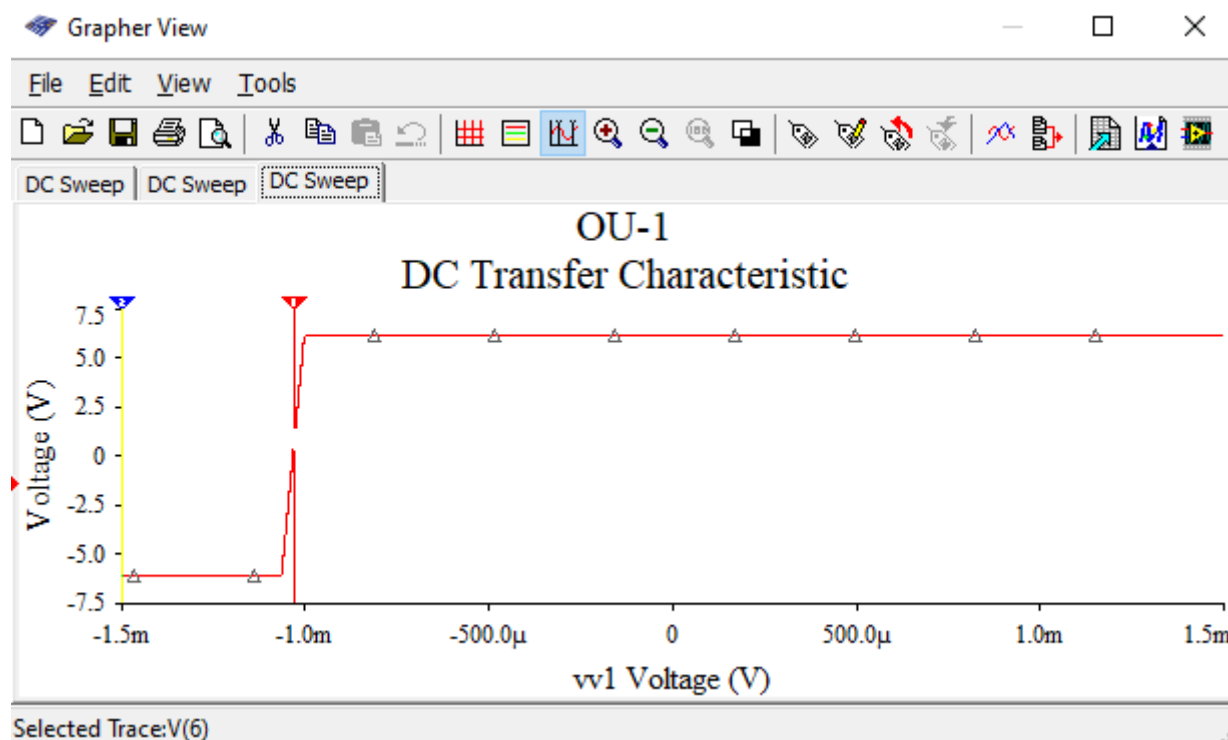


Рисунок 5: график передаточной характеристика несбалансированного операционного усилителя для определения $U_{см}$.

DC Transfer Characteristic	
	V (6)
x1	-1.0335m
y1	1.4743e-014
x2	-1.5000m
y2	-6.1132
dx	-466.4658μ
dy	-6.1132
1/dx	-2.1438k
1/dy	-163.5807m
min x	-1.5000m
max x	1.5000m
min y	-6.1132
max y	6.1147
offset x	0.0000
offset y	0.0000

Рисунок 6: передаточная характеристика несбалансированного операционного усилителя необходимая для определения $U_{см}$.

Тогда из полученной передаточной характеристике смещения $U_{см}$ равно:

$$U_{cm} = -1,0335 \text{ mV}$$

1.3 Снимем передаточную характеристику сбалансированного операционного усилителя:

Для этого:

- Переключатель J_1 переводим в положение 1:

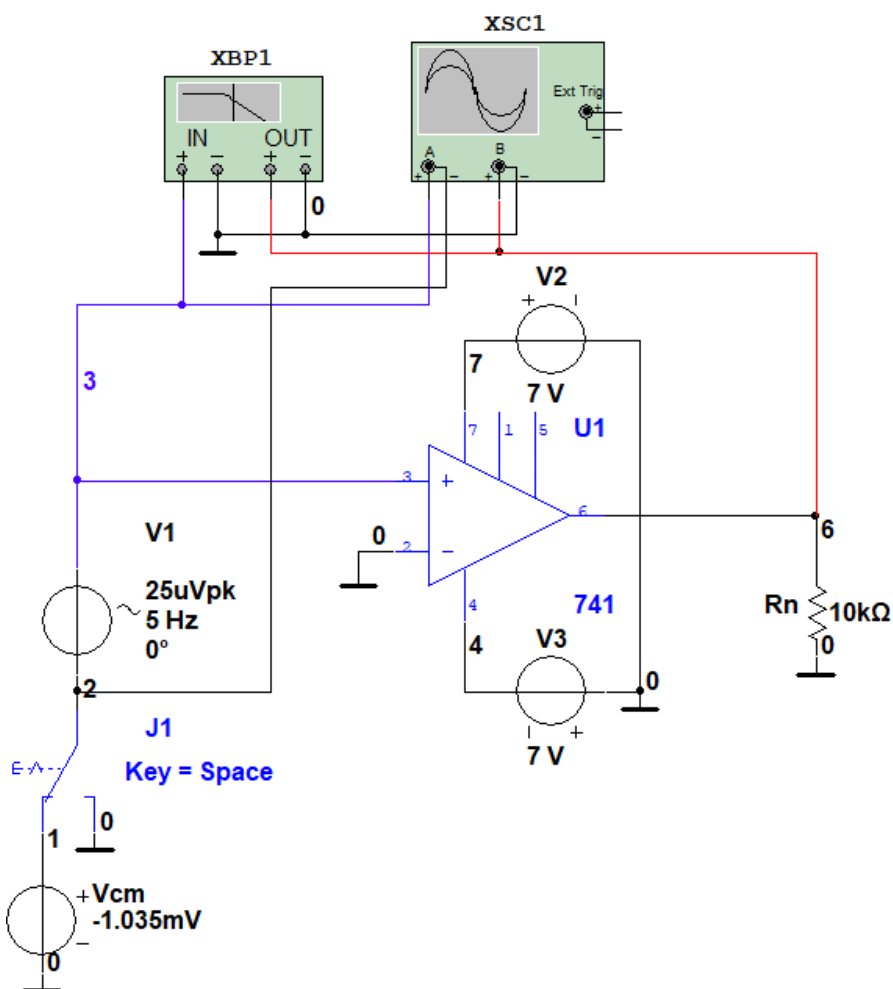


Рисунок 7: схема для исследования характеристик операционного усилителя при положении ключа $J_1 = 1$.

- Установим напряжение смещения (полученное в пункте 1.2) на источнике V_{cm} с учётом полярности:

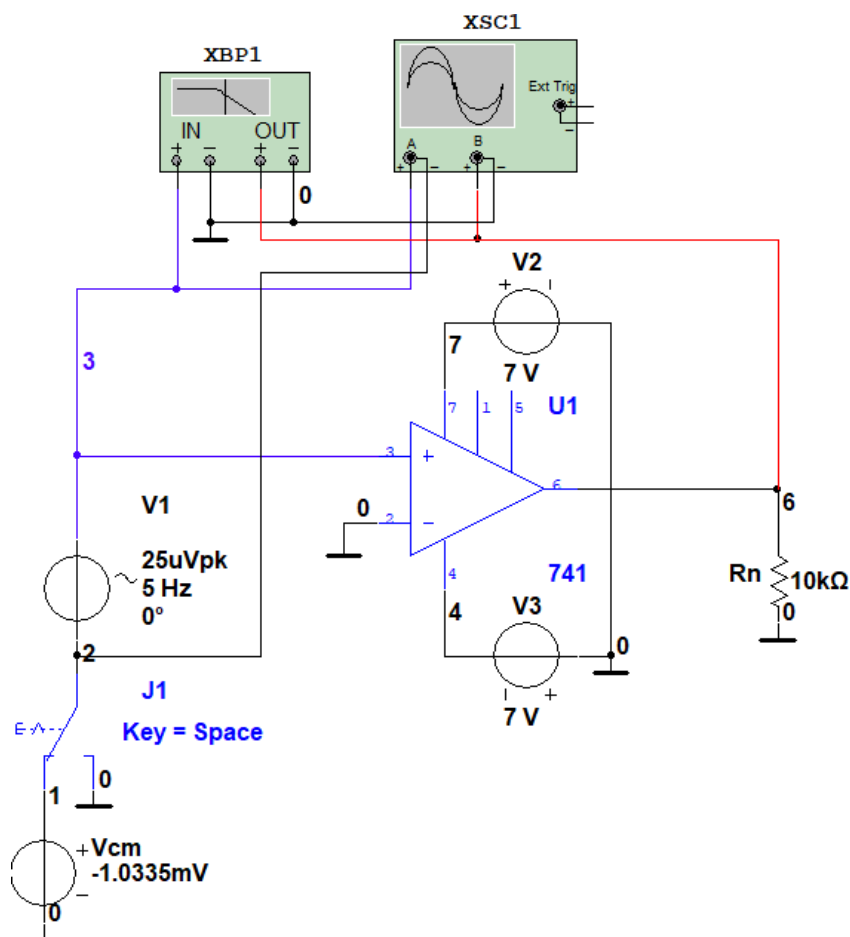


Рисунок 8: схема для исследования характеристик операционного усилителя с установленным напряжением смещения на источнике V_{cm} с учётом полярности.

- Установим режим расчёта передаточной характеристики и параметры анализа:

Source = VV1;

Start value = -0,0005V;

Stop Value = 0,0005V;

Increment = 1e-007V;

Настройка выходного сигнала: V(6).

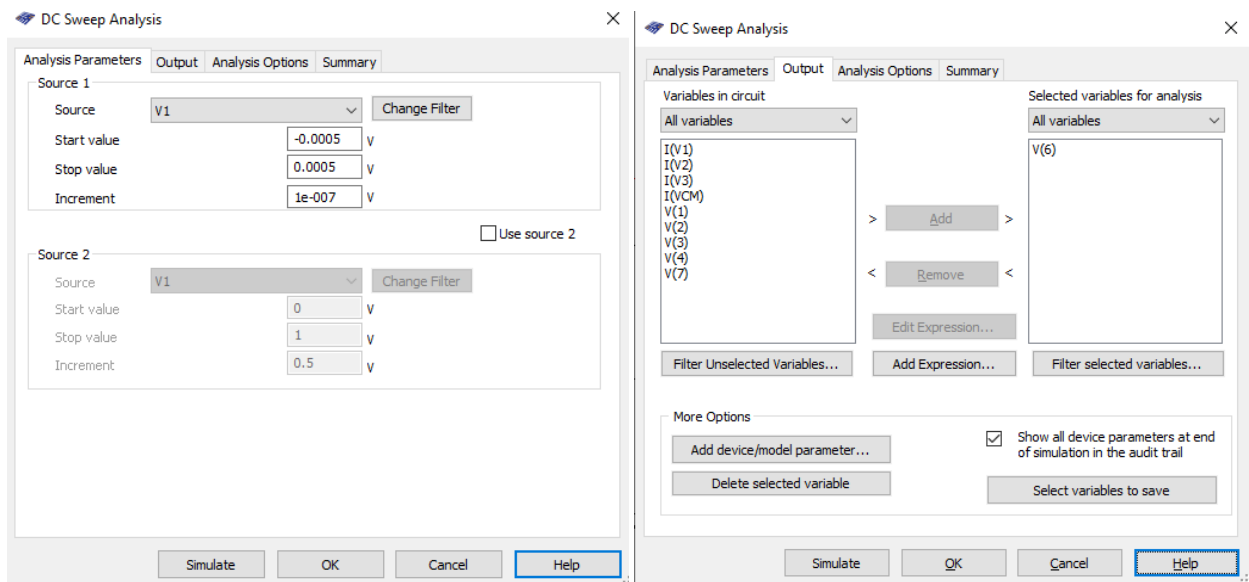


Рисунок 9: установка режима расчёта передаточной характеристики и необходимых характеристик операционного усилителя.

- Запустим программу расчета и зафиксируем передаточную характеристику сбалансированного операционного усилителя:

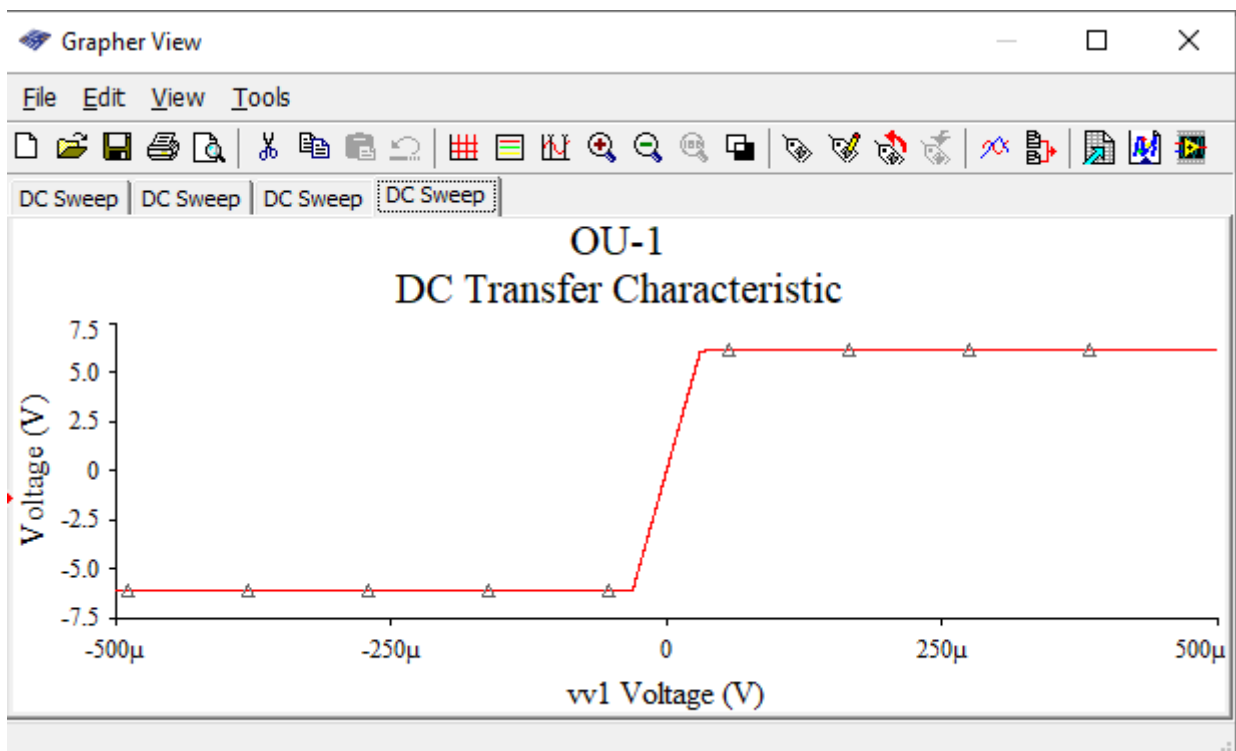


Рисунок 10: график передаточной характеристика сбалансированного операционного усилителя.

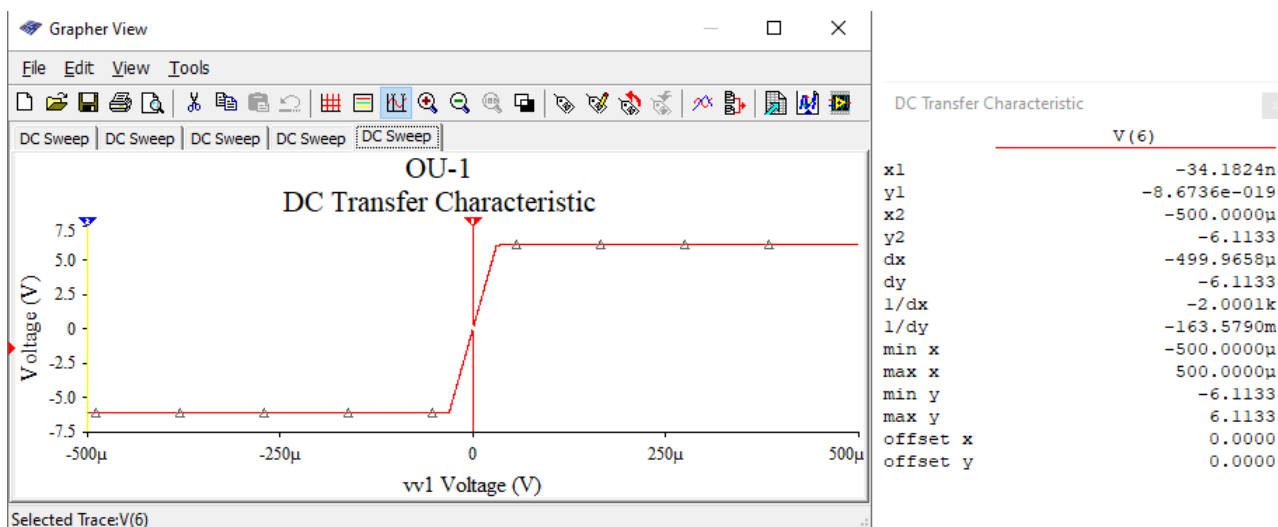


Рисунок 11: график передаточной характеристика сбалансированного операционного усилителя для определения U_{cm} .

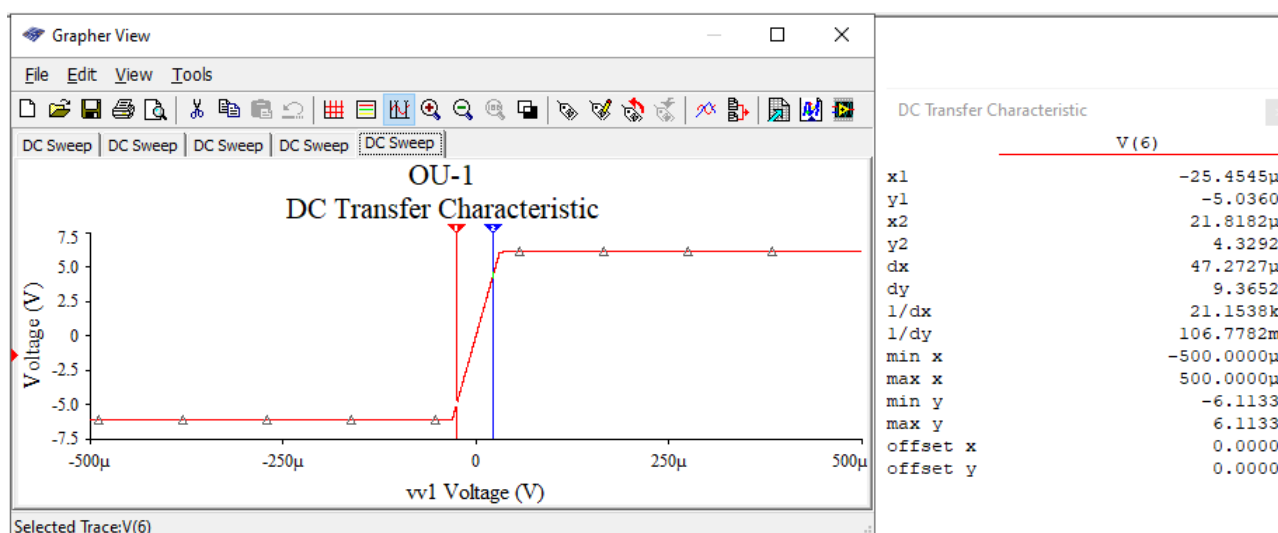


Рисунок 12: график передаточной характеристика сбалансированного операционного усилителя для определения K .

$$K = dy / dx = 9,3652 / 0,0000473 = 197995,773$$

$$K_d = \lg(K) * 20 = 5,296656 * 20 = 105,9331 \text{ Дб}$$

Таблица 1

$U_{\text{макс}+}, \text{В}$	$U_{\text{макс}-}, \text{В}$	K	$K_d, \text{Дб}$	$U_{cm}, \text{mВ}$
6,113	-6,113	197995,773	105,9331	-1,0335

- Проверим успешность балансировки:

Успешность была обеспечена так как при входном напряжении $x_1 \approx 0$, выходное напряжение также $y_1 \approx 0$. (Рисунок № 11)

Также при помощи осциллографа проверим на выходе максимальное и минимальное значения:

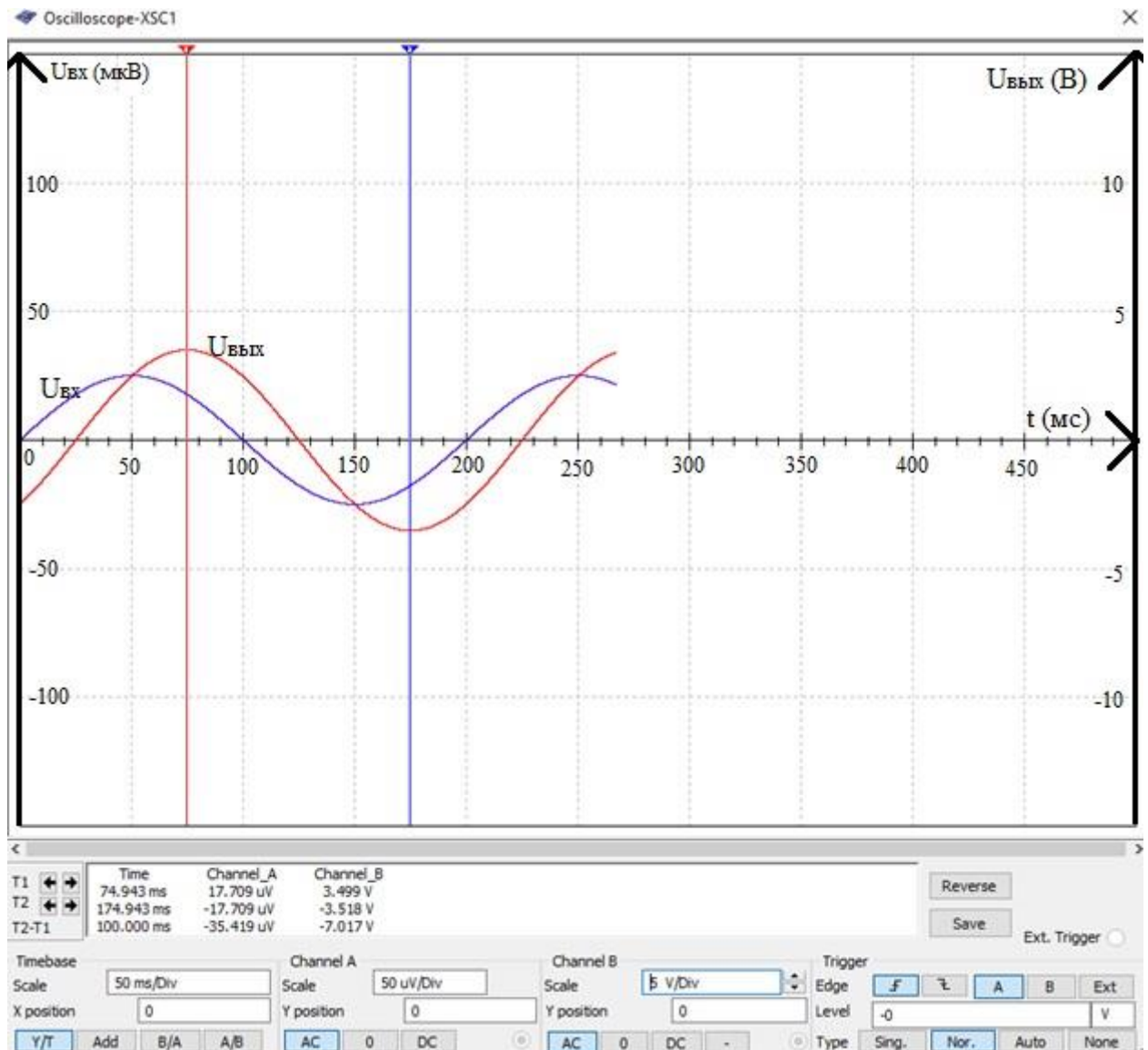


Рисунок 13: график входного и выходного сигнала на осциллографе.

Так как значения сигналов почти одинаковы, то можно считать, что балансировка была проведена успешно.

1.4 Снять частотные характеристики (ЛАЧХ и ФЧХ) сбалансированного операционного усилителя:

Для этого:

- Установим режим расчёта частотных характеристик и параметры анализа:
 - Start frequency = 0.1Hz;
 - Stop frequency = 10MHz;
 - Sweep type – Decade;
 - Number of points per decade – 10;
 - Vertical scale - Decibel.

Настройка выходного сигнала:

- Output - Selected variables for analysis – V(6).

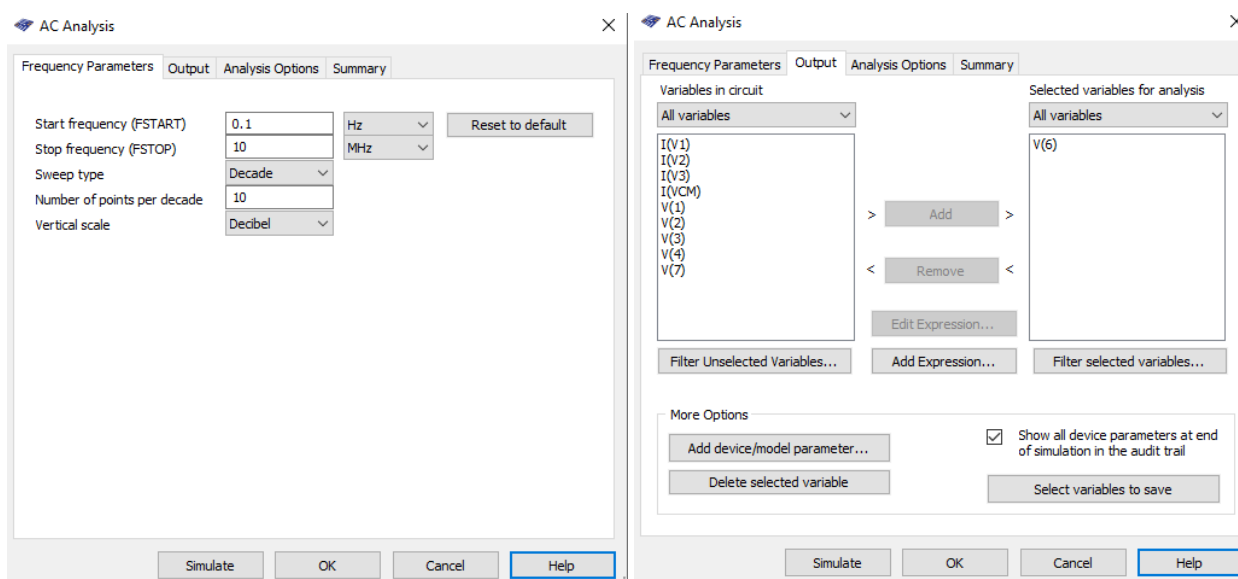


Рисунок 14: установленные необходимые параметры для снятия частотных характеристик.

- Запустим программу расчёта:

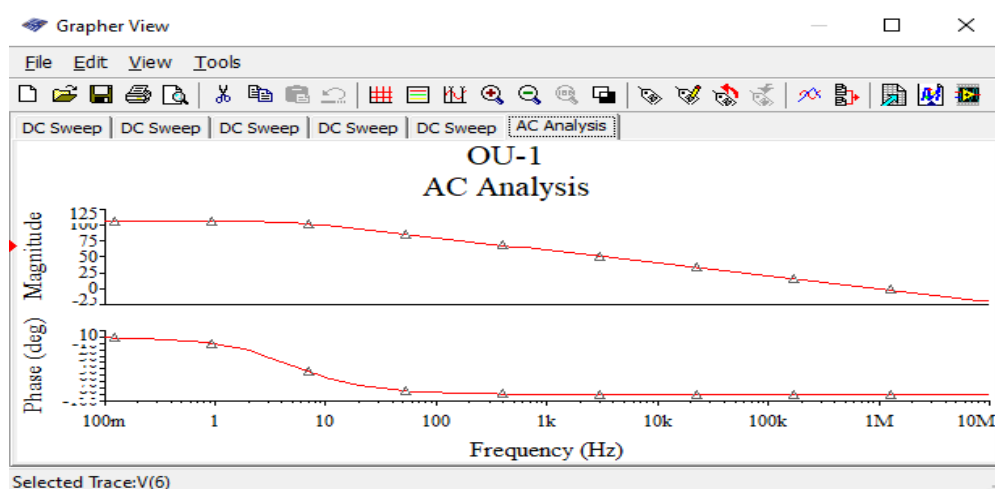


Рисунок 15: полученная частотная характеристика ОУ.

- По полученным частотным характеристикам определим:
 - частоту единичного усиления f_1 как частоту, где $K = 1$:

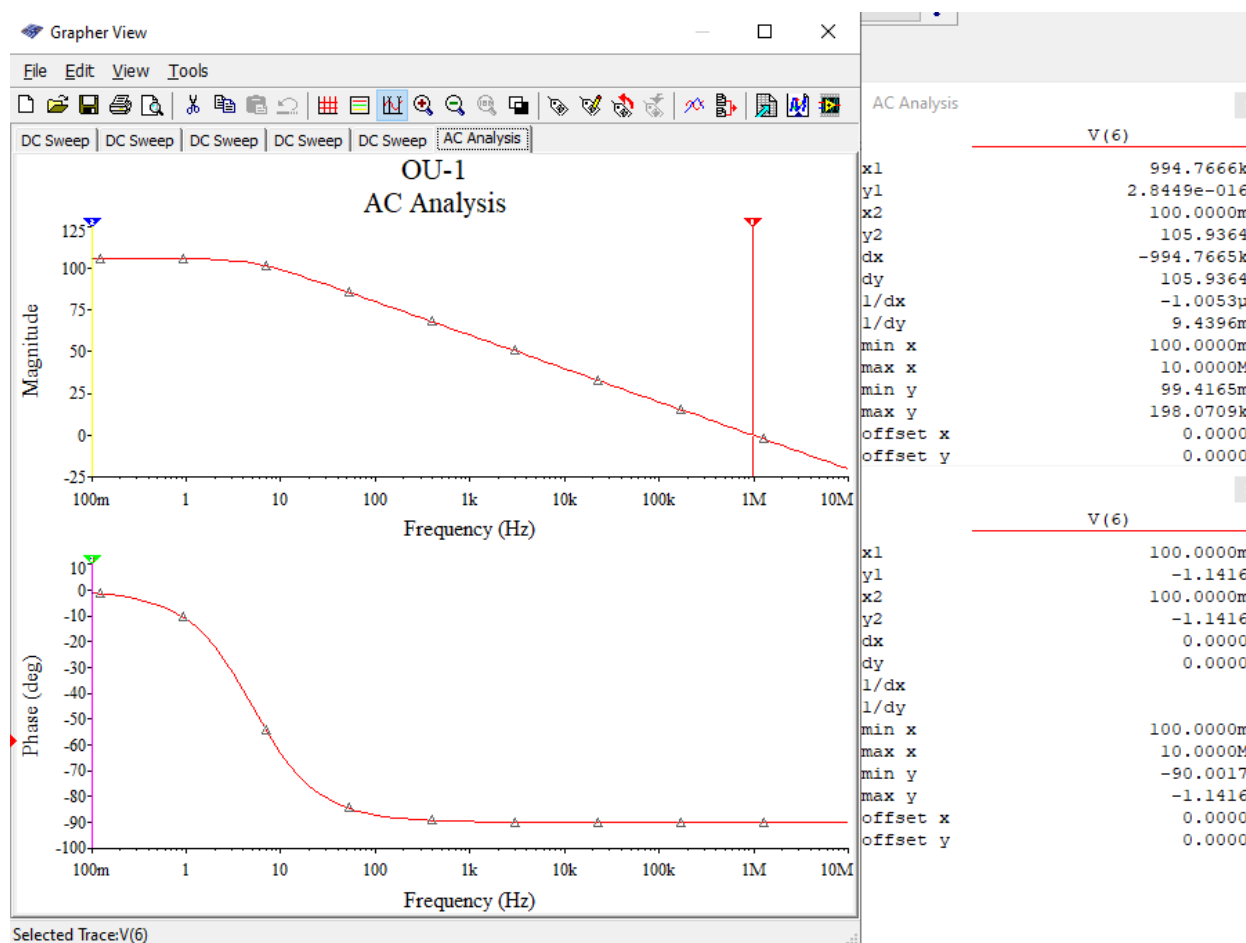


Рисунок 16: полученная частотная характеристика ОУ нужные для определения f_1 .

$$f_1 = 994,7666 \text{ кГц}$$

- Фазовый сдвиг на частоте f_1 :

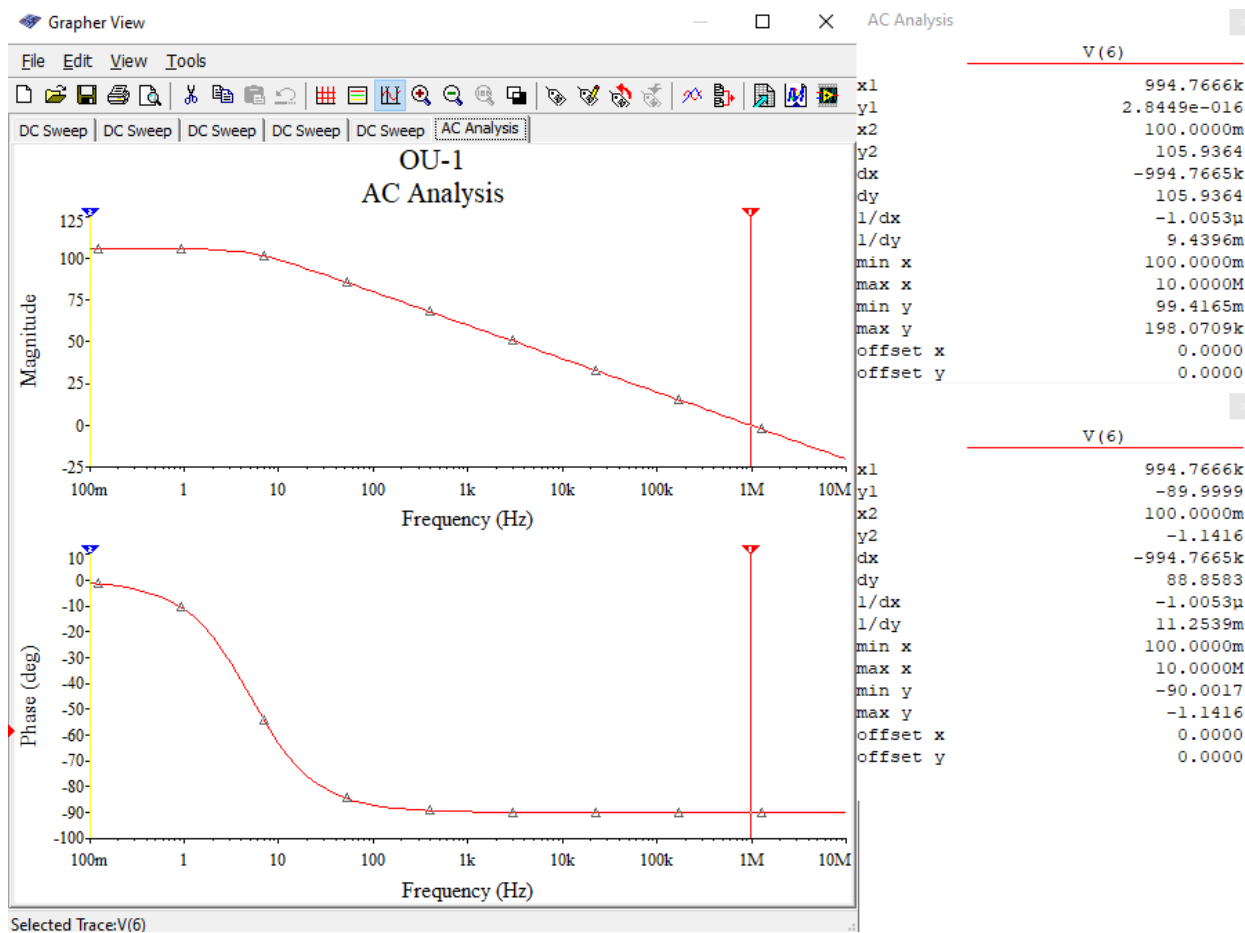


Рисунок 17: полученная частотная характеристика ОУ нужные для определения фазового сдвига на частоте f_i .

По графику определим следующие значения:

$$\text{Фазовый сдвиг} = -89,999^\circ \approx -90^\circ$$

- Коэффициент усиления K_{dc} и фазовый сдвиг на частоте $f_c = 5$ Гц.

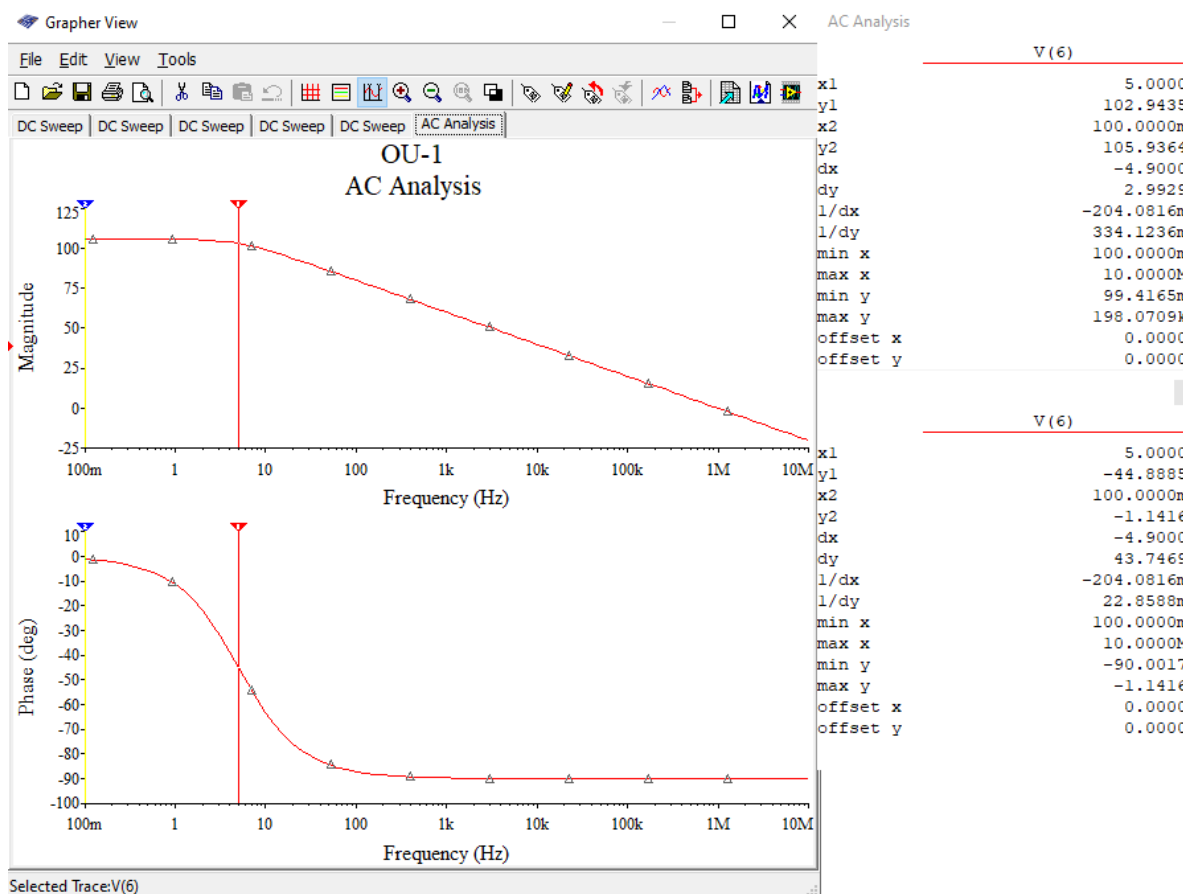


Рисунок 18: частотные характеристики при частоте $f_c = 5$ Гц.

По графику определим следующие значения:

$$K_{dc} = 102,9435$$

$$\text{Фазовый сдвиг} = -44,8885^\circ$$

- Сравним K_{dc} с коэффициентом усиления K_d , полученным в пункте 1.3:

Коэффициент усиления K_d (197995,773) чуть меньше чем в 2 раза больше коэффициента усиления K_d (102,9364).

- Сравним фазовые сдвиги на частотах f_1 и f_c :

Фазовый сдвиг f_1 ($-89,9999^\circ$) в два раза больше по модулю фазового сдвига f_c ($-44,8885^\circ$).

Вывод: Коэффициенты усиления приблизительно равны, фазовый сдвиг уменьшается при увеличении значения коэффициента усиления по напряжению.

1.5 Запустить схему, нажав на кнопку «Run» или клавишу F5:

- Зафиксируем входной и выходной сигналы, полученные на экране осциллографа, а также частотные характеристики (ЛАЧХ и ФЧХ), полученные с помощью Bode Plotter:

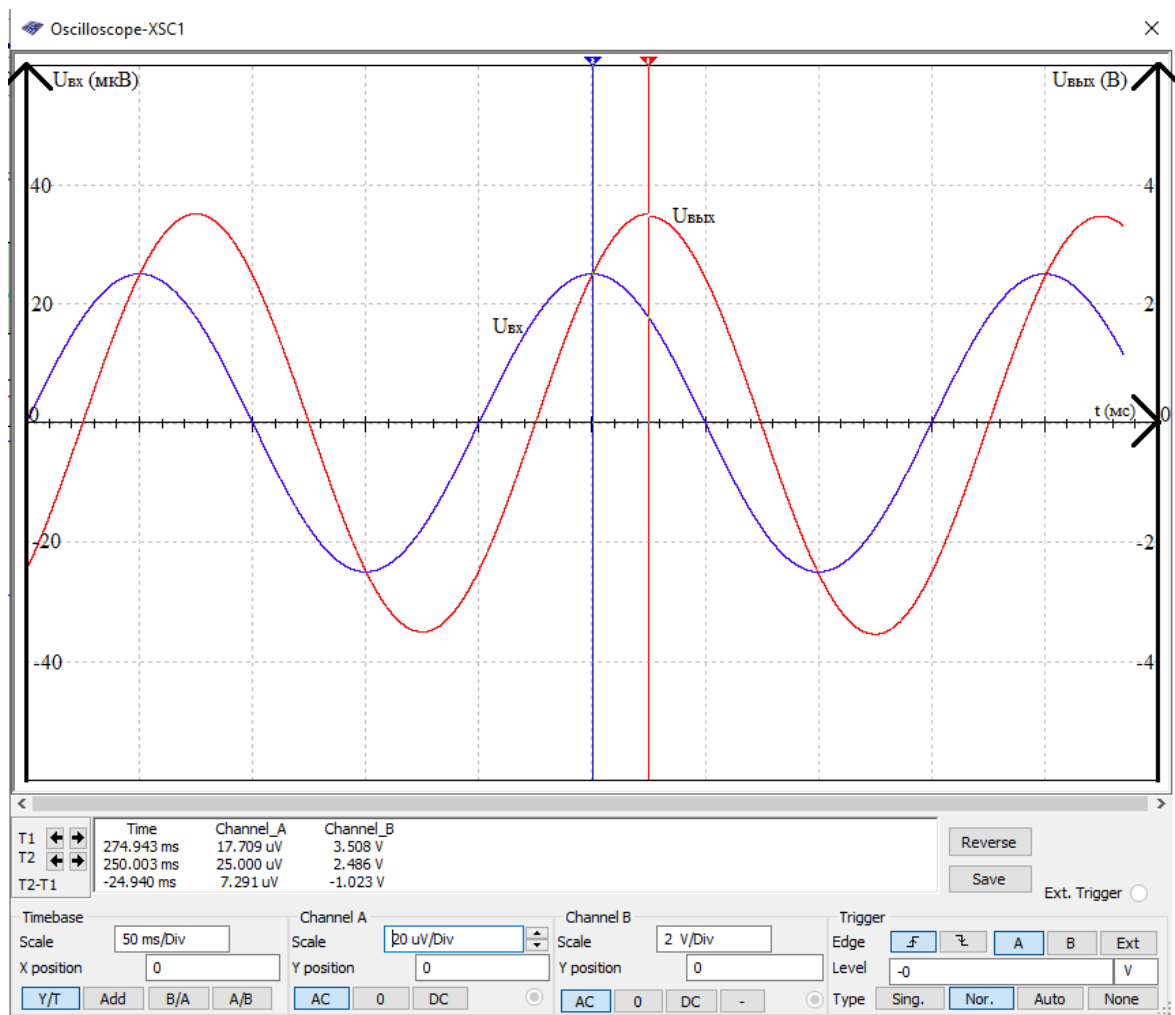


Рисунок 19: график входного и выходного сигнала на осциллографе.

По сигналам на осциллограмме найдём коэффициент усиления по напряжению K :

$$K = U_{вых} / U_{вх} = 3,508 / (17,709 * 10^{-6}) = 198091,365$$

Вывод: Коэффициенты усиления $K_{табл}$ (197995,773) и $K_{расчт}$ (198091,365), довольно, близки по значению, что и должно было быть при проведении правильного опыта.

- Сравним ЛАЧХ и ФЧХ, полученные с помощью Bode Plotter, с частотными характеристиками, построенными в п. 1.4;

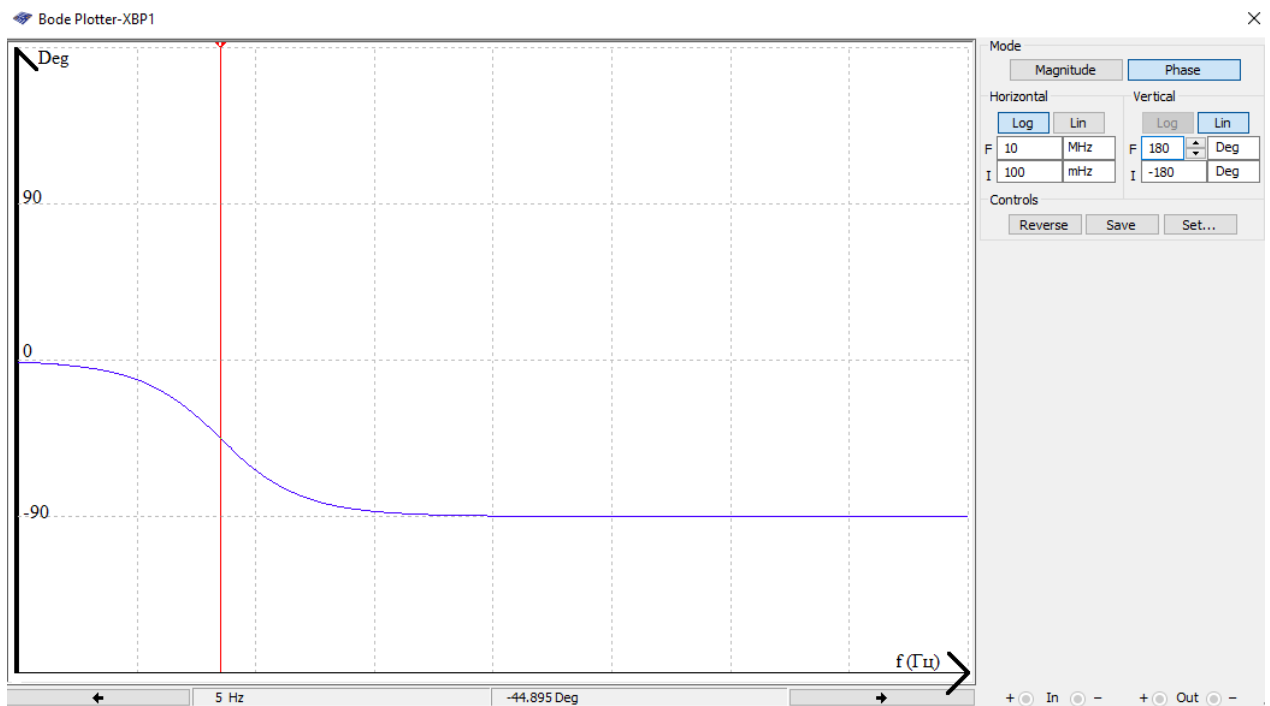


Рисунок 20: частотная характеристика ФЧХ.

При частоте $f = 5 \text{ Гц}$
Фазовый сдвиг = $-44,895^\circ$

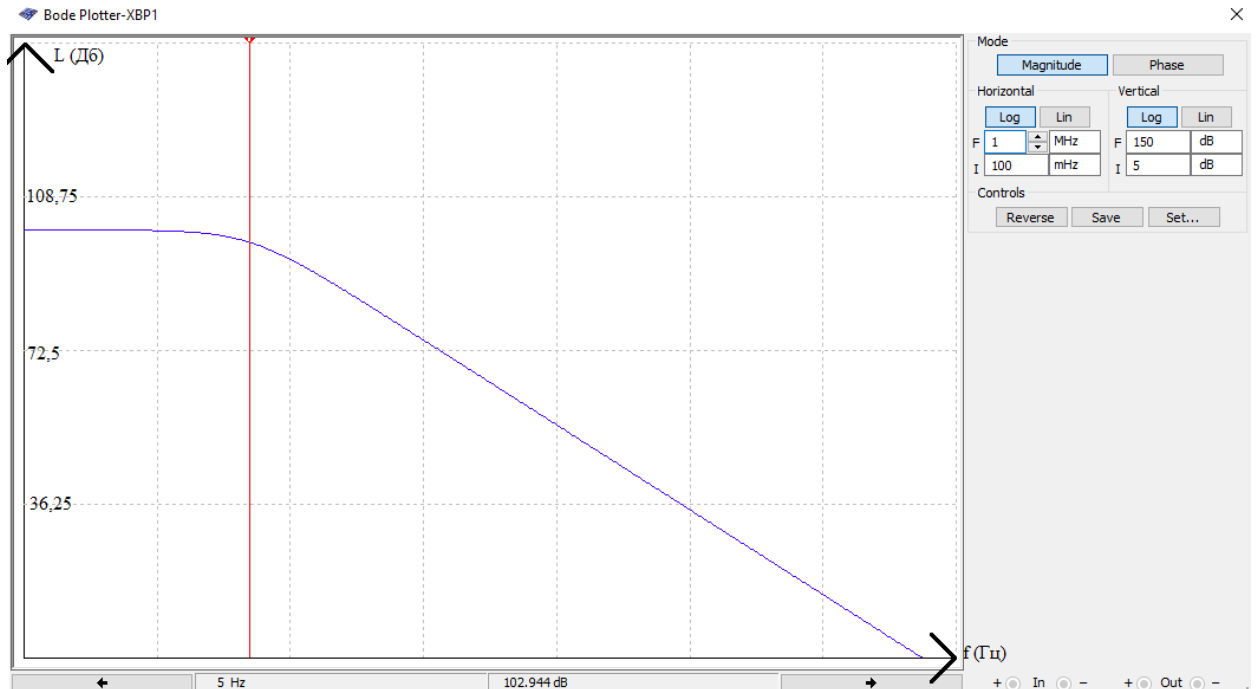


Рисунок 21: частотная характеристика ЛАЧХ.

$L = 102,944 \text{ Дб}$

$f_{\text{BH}} = 5 \text{ Гц}$

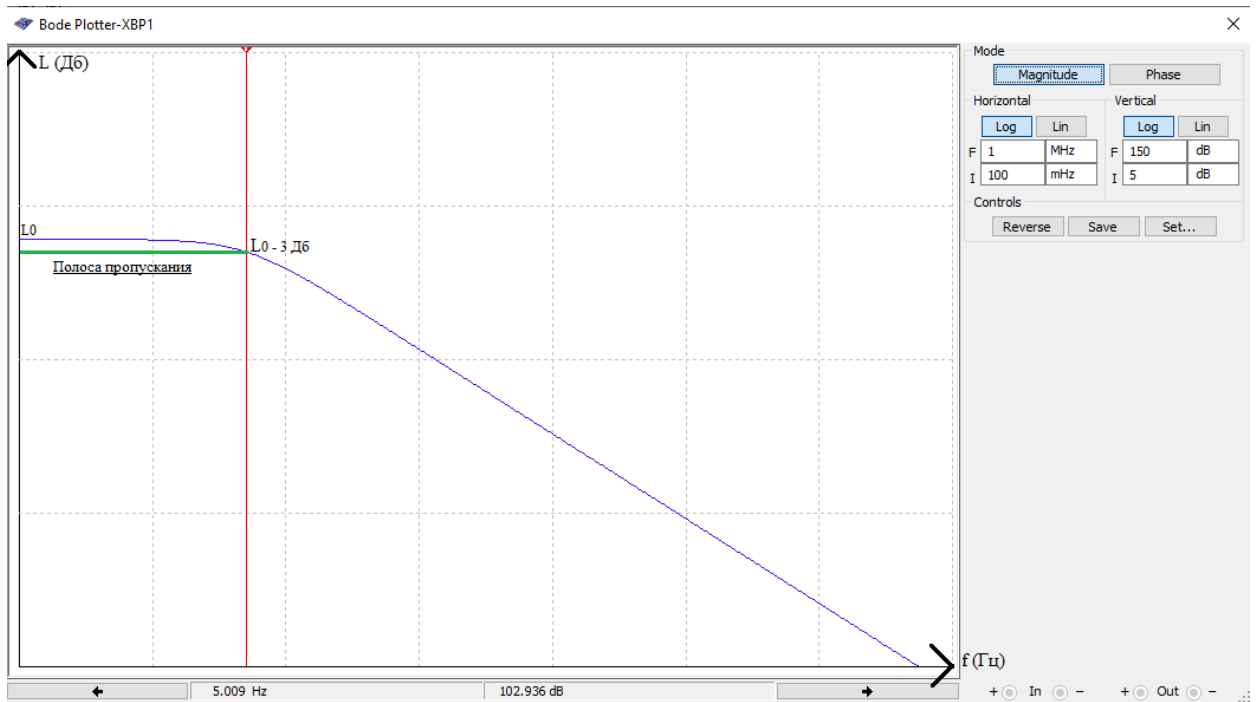


Рисунок 22: частотная характеристика ЛАЧХ для определения линии пропускания.

$$L_0 = 105,936 \text{ Дб}$$

$$L = L_0 - 3 = 102,936 \text{ Дб}$$

- Сделаем вывод:

Вывод: частотные характеристики ЛАЧХ и ФЧХ, полученные с помощью симуляции и эмуляции почти полностью совпадают по значениям. Так: фазовый сдвиг при частоте 5 Гц по ФЧХ ($-44,895^\circ$), а фазовый сдвиг при частоте 5 Гц по п. 1.4 ($-44,8885^\circ$). Коэффициент усиления при частоте 5 Гц по ЛАЧХ (105,936 Дб), а коэффициент усиления при частоте 5 Гц по п. 1.4 (105,9364 Дб). Коэффициенты усиления $K_{\text{табл}}$ (197995,773) и $K_{\text{расчт}}$ (198091,365) отличаются, довольно, на малое значение, что и должно было быть при правильном проведении лабораторной работе.

ОУ необходимо напряжение смещения для того чтобы оно не влияло на усиление входного сигнала, так как даже сигнал в 1 мВ может повлиять на выходной усиленный сигнал, усилив его с коэффициентом в 200 000 раз.

Коэффициент усиления данного ОУ примерно равен 200 000, \rightarrow без обратной связи не имеет смысла использовать данную конфигурацию в кач-ве усилителя сигнала, т.к. при подаче малейшего сигнала на вход, выходной достигает крайнего значения.

До 1 мГц ОУ выступает в качестве усилителя сигнала, в 1 мГц – в качве повторителя, а после – сигнал уменьшается.

Цифровое моделирование предоставляет аналогичные данные, получаемые при эмуляции схемы.

Воспользовавшись таблицей технических характеристик:

```
##### Component #####
Database Name:           Master Database
Family Group:           Analog
Family:                 OPAMP
Name:                   741
Author:                 TL
Date:                   March 09, 1998
Function:                Operational Amplifier
Description:            Input_Voffset=6000.00
:                       Input_Ibias=500.00
:                       Gain_BW=0.437
:                       Slew_Rate=0.50
:                       Number=1
:                       Package=NONE
Thermal resistance junction: 100.00
Thermal resistance case: 0.00
Power dissipation:      0.50
Derating Knee Point:    0.00
Min Operating Temp:     0.00
Max Operating Temp:     70.00
ESD:                    400.00
```

Рисунок 23: подробный отчет о компоненте.

```

Report Window

##### Model #####

Model ID: 741
Model manufacturer: IIT
Model template: x%p %tOUT %tIN- %tIN+ %tVS- %tVS+ %m
Model data:

.SUBCKT 741 1 2 3 4 5
* EWB Version 4 - 5 Terminal Opamp Model
* nodes: 3+= 2=- 1=out 5=V+ 4=V-
* VCC= 15 VEE= -15 CC= 3e-011 A= 200000 RI= 2e+006
* RO= 75 VOS= 0.001 IOS= 2e-008 IBS= 8e-008
* VSW+= 14 VSW=- -14 CMMR= 90
* ISC= 0.025 SR= 0.5 Fu= 1e+006 Pm= 6.09112e-007
VC 5 15 DC 1.68573V
VE 12 4 DC 1.68573V
IEE 10 4 DC 1.516e-005A
R1 10 0 10Gohm
R6 11 0 100Kohm
R7 5 4 1Kohm
Rc1 6 5 5305.16ohm
Rc2 5 7 5305.16ohm
Re1 9 10 1839.19ohm
Re2 8 10 1839.19ohm
Ro1 1 14 37.5ohm
Ro2 14 0 37.5ohm
Ree 10 0 1.31926e+007ohm
Rcc 0 13 2.20906e-005ohm
Cee 0 10 1e-012
Cc 14 11 3e-011
C1 6 7 1e-016
GA 11 0 6 7 0.000188496
GC 0 13 1 0 45268.1
GB 14 0 11 0 282.942
GCM 0 11 10 0 5.96075e-009
D1 14 13 Dopamp1
D2 13 14 Dopamp1
D3 1 15 Dopamp2
D4 12 1 Dopamp2
Qt1 6 2 9 Qopamp1
Qt2 7 3 8 Qopamp2
.MODEL Dopamp1 D (Is=7.53769e-014A Rs=0 Cjo=0F Vj=750mV Tt=0s M=0)
.MODEL Dopamp2 D (Is=8e-016A Rs=0 Cjo=0F Vj=750mV Tt=0s M=0)
.MODEL Qopamp1 NPN (Is=8e-016A BF=83.3333 BR=960m
+ Rb=0ohm Re=0ohm Rc=0ohm Cjs=0F Cje=0F Cjc=0F
+ Vje=750m Vjc=750m Tf=0 Tr=0 mje=0 mjc=0 VA=50)
.MODEL Qopamp2 NPN (Is=8.30948e-016A BF=107.143 BR=960m
+ Rb=0ohm Re=0ohm Rc=0ohm Cjs=0F Cje=0F Cjc=0F
+ Vje=750m Vjc=750m Tf=0 Tr=0 mje=0 mjc=0 VA=50)
.ENDS

```

Рисунок 24: подробный отчет о модели.

Мы имеем следующие:

- 1) Коэффициент усиления напряжения (A) $K_u = 200\,000$ (в моём опыте 140320);
- 2) Входное сопротивление $R_I =$ от 10 до 10 ГОм;
- 3) Выходное сопротивление $R_O = 75$ Ом;
- 4) Максимальное выходное напряжение положительной полярности (V_{SW+}) $+U_{выхм} = 14$ В (в моём опыте 6,113 В);
- 5) Максимальное выходное напряжение отрицательной полярности (V_{SW-}) $-U_{выхм} = -14$ В (в моём опыте -6,113 В);
- 6) Напряжение смещения нуля (VOS) $U_{см} = 1$ мВ (в моём опыте -1,0335 мВ);
- 7) Входные токи, протекающие чрез входные зажимы (IBS) $I_{вх} = 8 * 10^{(-8)}$;
- 8) Разность входных токов (IOS) $\Delta I_{вх} = 8 * 10^{(-8)}$;

- 9) Скорость нарастания входного напряжения (SR) $V_{\text{вых}} = 0,5 \text{ В/мкс}$ (в моём опыте $0,399 \text{ В/мкс}$);
- 10) Частота единичного усиления (F_U) $f_1 = 1 \text{ МГц}$ (в моём опыте $994,7666 \text{ кГц}$);

2.2.2. Дифференциальное входное напряжение E_d . Величина K чрезвычайно велика; часто она составляет 200 000 и более. Напомним, что в соответствии с изложенным в разд. 2.1.2 $U_{\text{вых}}$ в любом случае не может выйти за пределы положительного $+U_{\text{нас}}$ или отрицательного $-U_{\text{нас}}$ напряжений насыщения. При питании $\pm 15 \text{ В}$ напряжения насыщения будут равны приблизительно $\pm 13 \text{ В}$. Таким образом, для того чтобы ОУ действовал как усилитель, E_d должно быть в пределах $\pm 65 \text{ мкВ}$. Этот вывод следует из уравнения (2.2):

$$E_{d,\text{макс}} = \frac{+U_{\text{нас}}}{K} = \frac{13 \text{ В}}{200\,000} = 65 \text{ мкВ},$$

$$-E_{d,\text{макс}} = \frac{-U_{\text{нас}}}{K} = \frac{-13 \text{ В}}{200\,000} = -65 \text{ мкВ}.$$

Зафиксировать напряжение 65 мкВ в условиях лаборатории или производства трудно, поскольку в типичном измерительном приборе напряжения наведенных шумов, сетевого фона и напряжения от токов утечки могут превысить 1 мВ (1000 мкВ). Измерение очень больших коэффициентов усиления поэтому является трудной задачей. Помимо всего прочего, в ОУ имеется некоторая внутренняя асимметрия, которая *проявляется* как смещение уровня входного напряжения; величина этого сдвига может также превышать E_d . Это напряжение сдвига будет рассмотрено в гл. 9.

Операционные усилители и линейные интегральные схемы 1979.djvu Page 25 of 362

2.2.3. Выводы. Из приведенных выше кратких замечаний следуют три вывода. Во-первых, $U_{\text{вых}}$ в схеме рис. 2.4 либо будет иметь одно из предельных значений $+U_{\text{нас}}$ и $-U_{\text{нас}}$, либо будет колебаться между этими предельными значениями. Это не должно вызывать беспокойства, так как такое поведение обычно для усилителя с большим коэффициентом усиления. Во-вторых, чтобы $U_{\text{вых}}$ оставалось между этими предельными значениями, в схему необходимо ввести обратную связь, которая вынудит $U_{\text{вых}}$ зависеть от стабильных прецизионных элементов (например, резисторов) и от напряжения генератора сигналов, а не от K и E_d .

Последний и самый важный вывод заключается в том, что, *если E_d настолько мало, что его трудно измерить, для всех практических целей можно считать E_d равным нулю.* Этот вывод нетривиален.

Операционные усилители и линейные интегральные схемы 1979.djvu Page 25 of 362

Итоги: часть экспериментальных данных совпадает с данными из базы данных Multisim, часть же отличается, связано это с тем, что мы сами устанавливали вручную напряжения отличные от документации.

2 Исследование работы инвертирующего усилителя

2.1 Используем готовую модель (OU-2.ms10). Напряжения источников питания V_2 и V_3 устанавливаются в соответствии с вариантом и номиналы резисторов R_0 и R_1 схемы выбираются в соответствии с номером варианта из таблицы:

Переключатели J_2 и J_3 установить в нижнее положение.

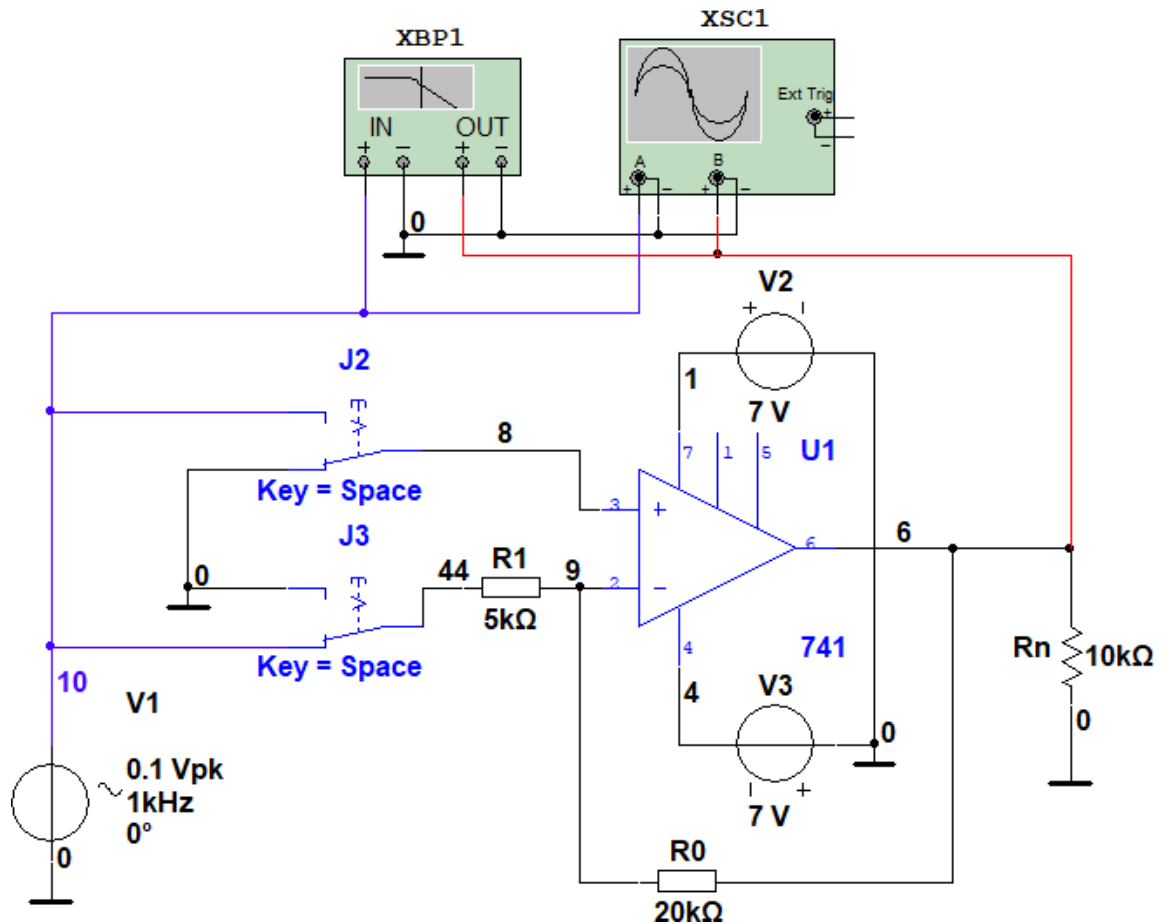


Рисунок 25: схема для исследования инвертирующего усилителя.

2.2. Запустим схему моделирования и по полученной осциллограмме определим амплитуду выходного сигнала $U_{\text{выхн}}$. Вычислим экспериментальный коэффициент усиления инвертирующего усилителя, рассчитаем коэффициент усиления схемы, принимая операционный усилитель идеальным:

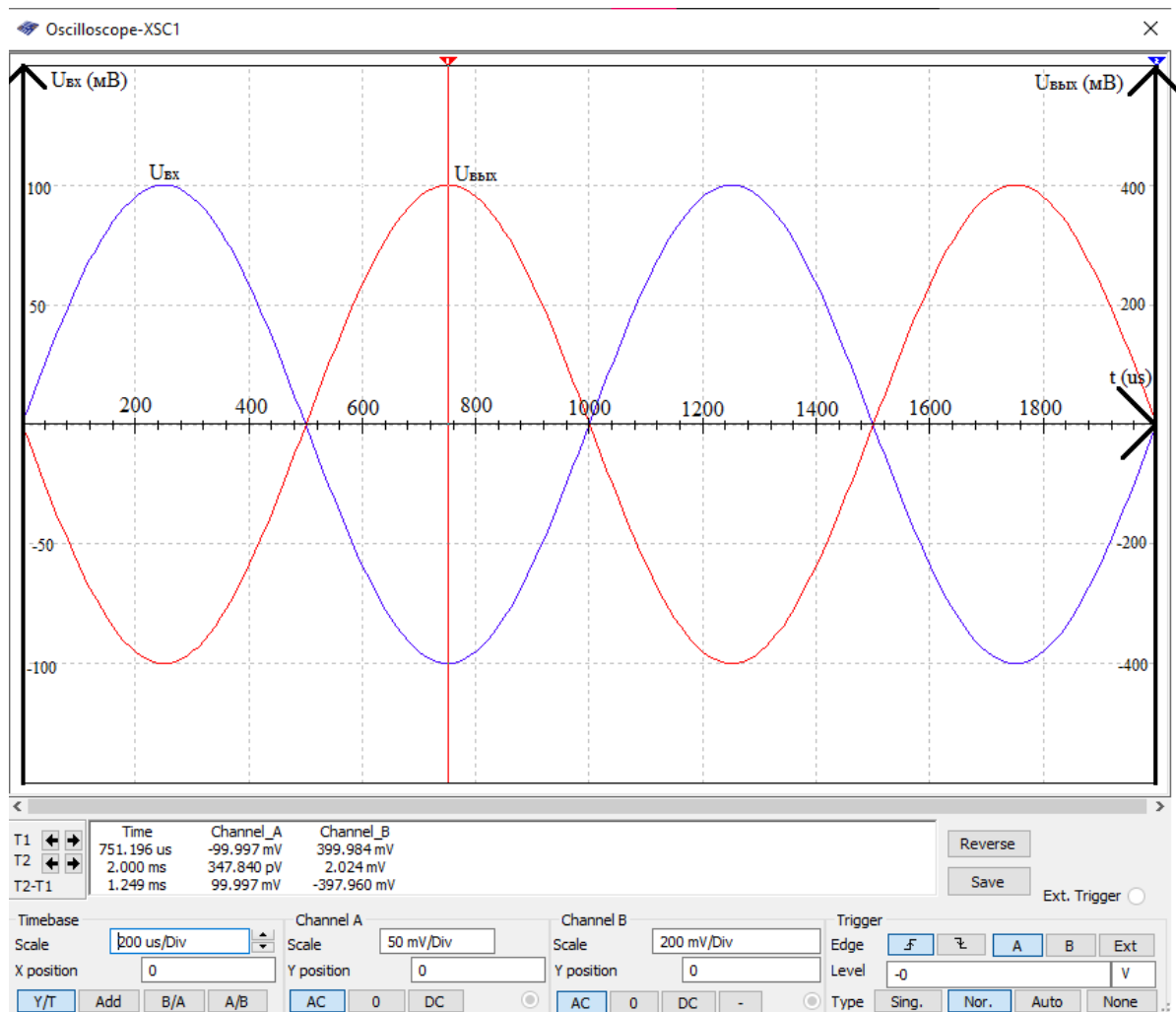


Рисунок 26: осциллограмма инвертирующего усилителя.

$$U_{\text{ВВХм}} = 399,984 \text{ mV}$$

$$K_{\text{из}} = -(U_{\text{ВВХм}} / U_{\text{ВХм}}) = -(399,984 / 99,997) = -3,999 \approx -4$$

$$K_{\text{ир}} = -R_0 / R_1 = -20 / 5 = -4$$

2.3 Проведём динамический анализ инвертирующего усилителя в частотной области при помощи прибора ХВР1 (Bode Plotter). Зафиксируем ЛАЧХ и ФЧХ исследуемой схемы. Определим верхнюю частоту $f_{\text{вн}}$ полосы пропускания инвертирующего усилителя:

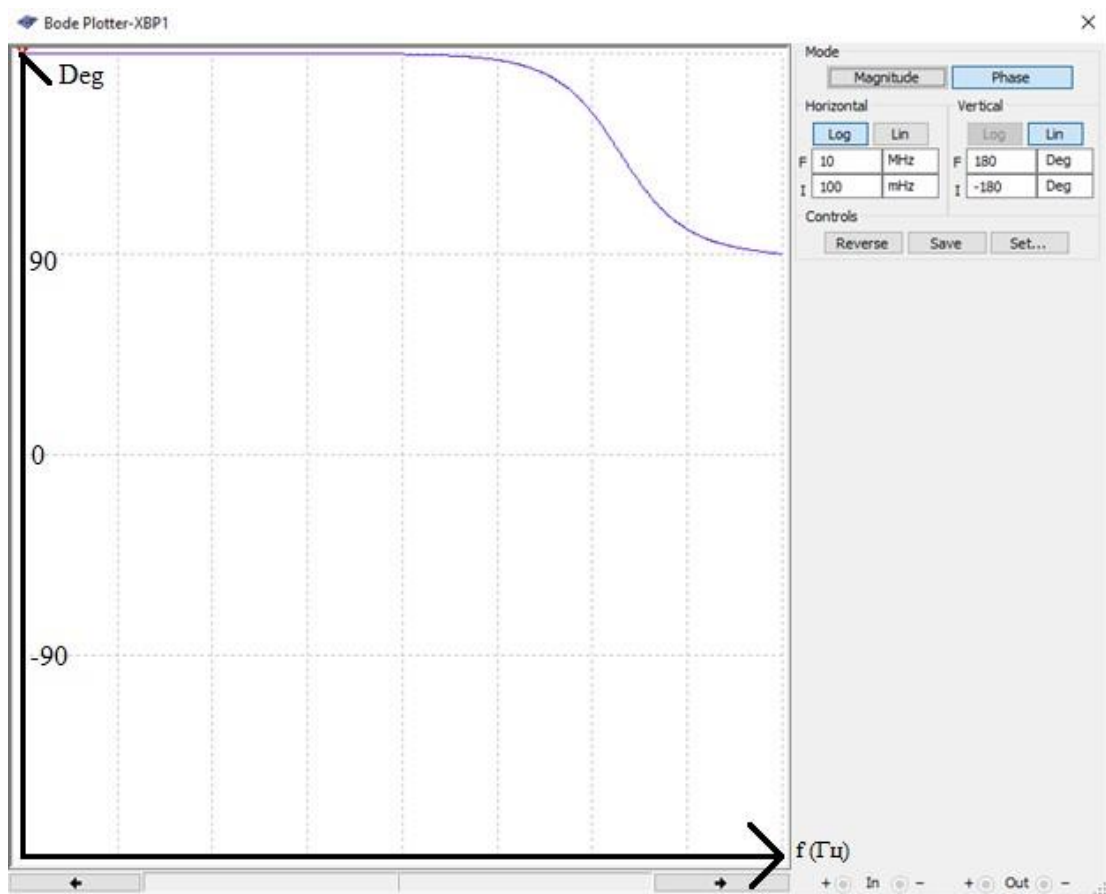


Рисунок 27: частотная характеристика ФЧХ.

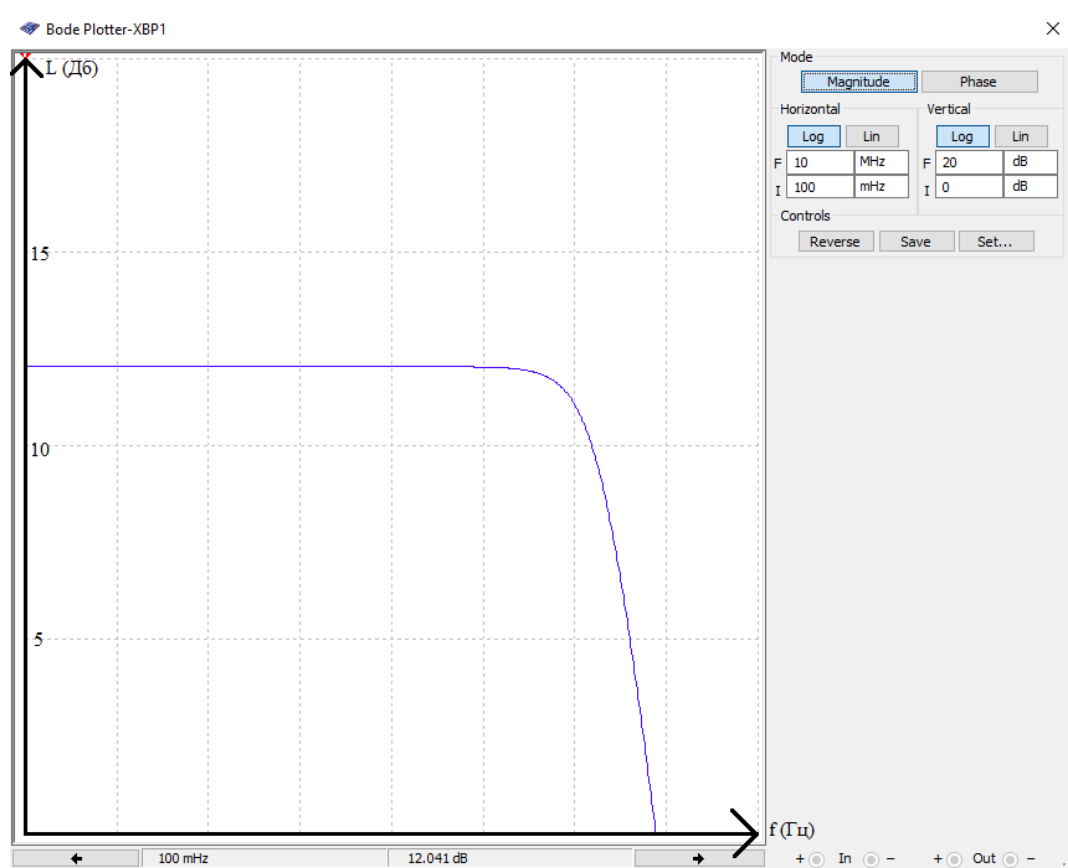


Рисунок 28: частотная характеристика ЛАХЧ.

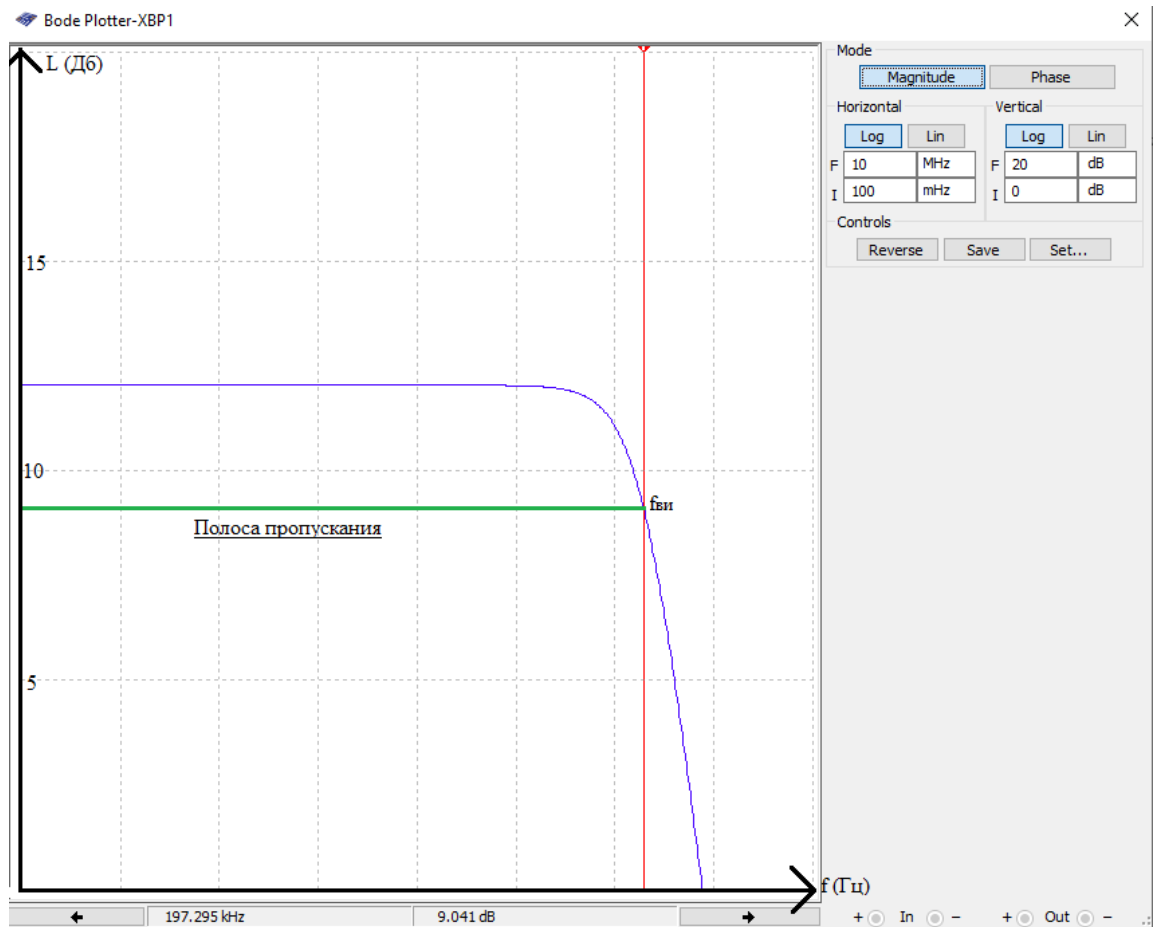


Рисунок 29: частотная характеристика ЛАХЧ с отображением $f_{\text{ни}}$.

$$L_0 = 12,041 \text{ дБ}$$

$$L = L_0 - 3 = 9,041 \text{ дБ}$$

$$f_{\text{вн}} = 197,295 \text{ кГц.}$$

Выводы: амплитуда выходного сигнала = 399,984 мВ, коэффициент усиления = -4 и при экспериментальном и при теоретическом методах расчёта, верхняя частота полосы пропускания = 197,295 кГц, фазовая частотная характеристика = 180°.

Проведём подобную же работу при малой амплитуде входного сигнала, для примера возьмём $U_{\text{вх}} = 1 \text{ мВ}$.

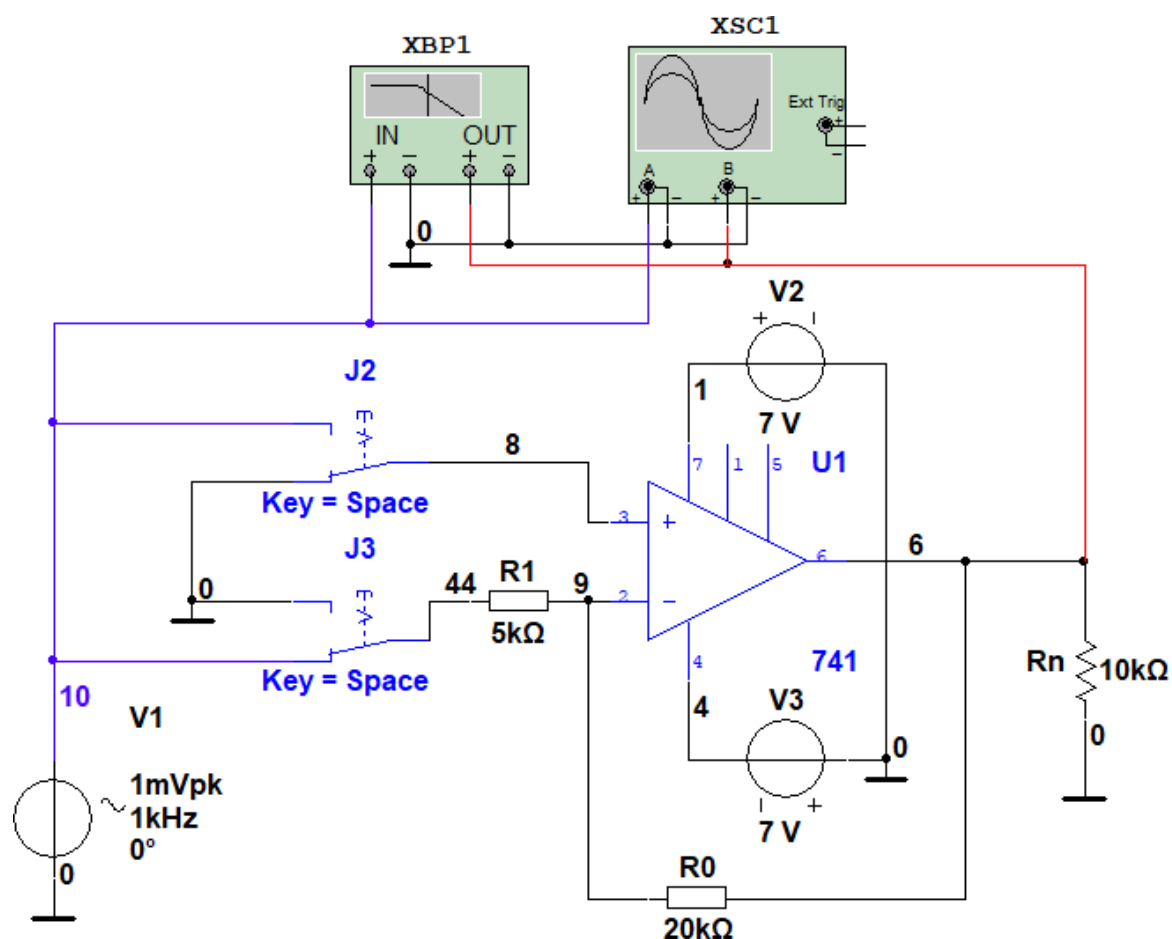


Рисунок 30: схема для исследования инвертирующего усилителя при $U_{\text{вх}} = 1$ мВ.

Запустим схему моделирования и по полученной осциллограмме определим амплитуду выходного сигнала $U_{\text{выхт.}}$. Вычислим экспериментальный коэффициент усиления инвертирующего усилителя, рассчитаем коэффициент усиления схемы, принимая операционный усилитель идеальным:

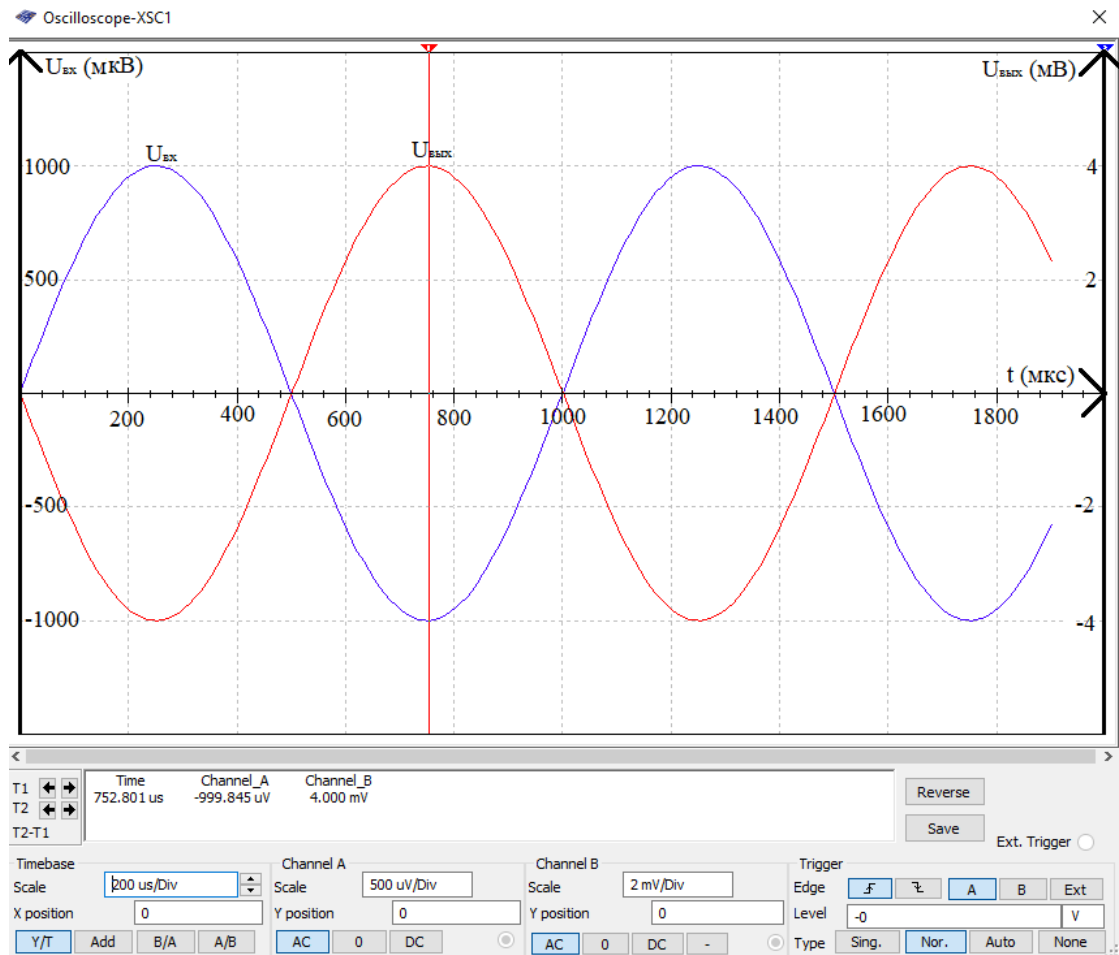


Рисунок 31: осциллограмма инвертирующего усилителя при $U_{вх} = 1 \text{ мВ}$.

$$U_{выхм} = 4,000 \text{ мВ}$$

$$K_{из} = -(U_{выхм} / U_{вхм}) = -(4,000 / 1,000) = -4$$

$$K_{ир} = -R_0 / R_1 = -20 / 5 = -4$$

Проведём динамический анализ инвертирующего усилителя в частотной области при помощи прибора ХВР1 (Bode Plotter). Зафиксируем ЛАЧХ и ФЧХ исследуемой схемы. Определим верхнюю частоту $f_{ви}$ полосы пропускания инвертирующего усилителя:

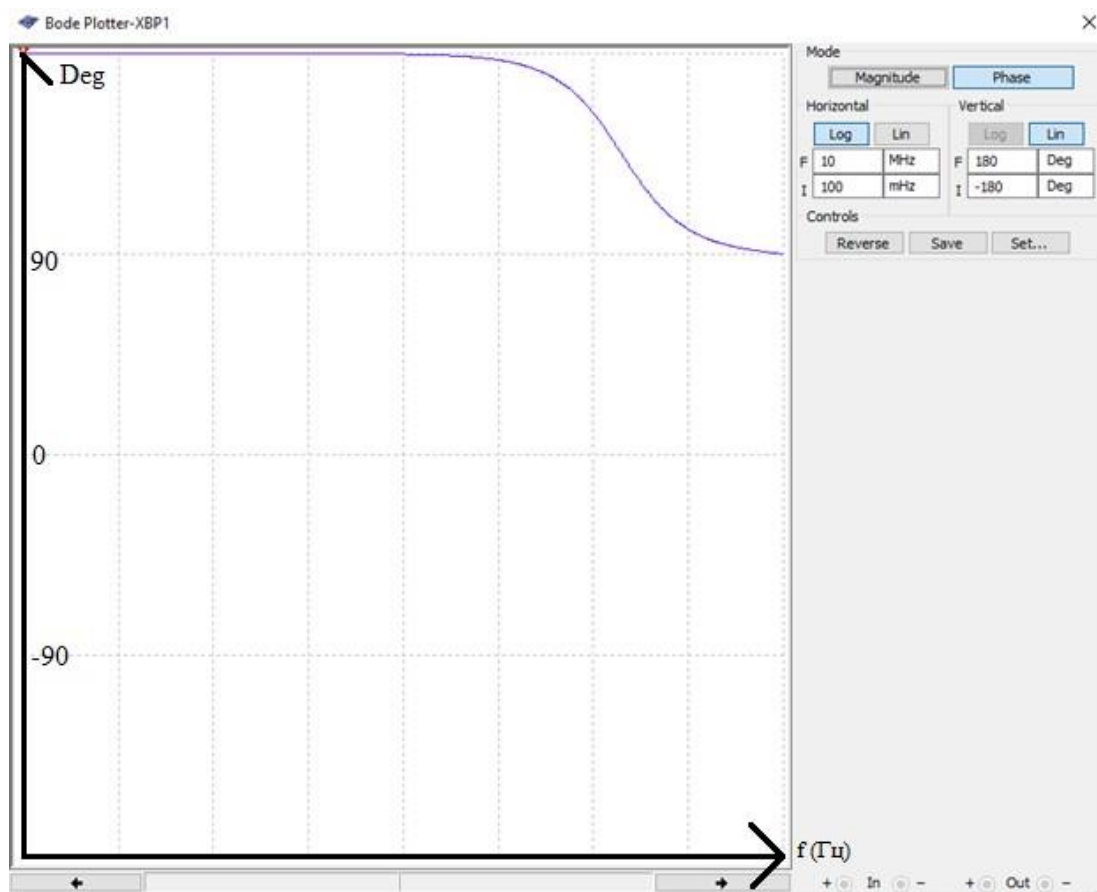


Рисунок 32: частотная характеристика ФЧХ при $U_{6x} = 1 \text{ мВ}$.

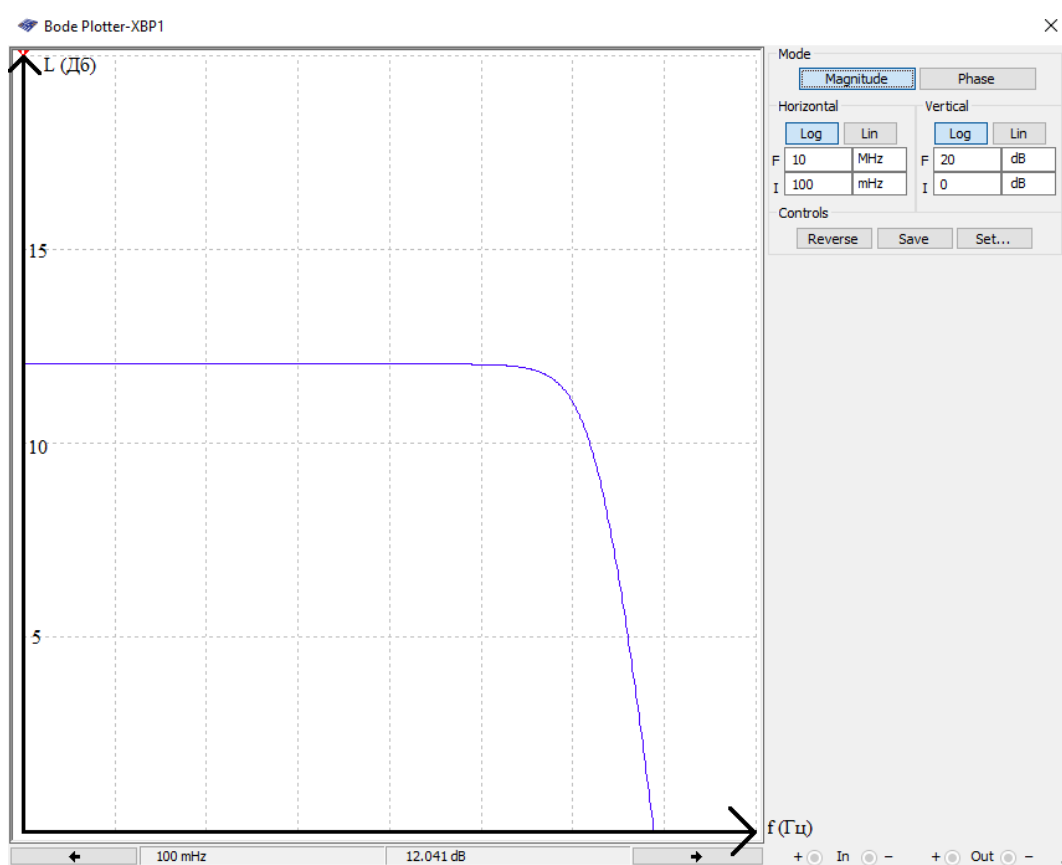


Рисунок 33: частотная характеристика ЛАХЧ при $U_{вх} = 1 \text{ мВ}$.

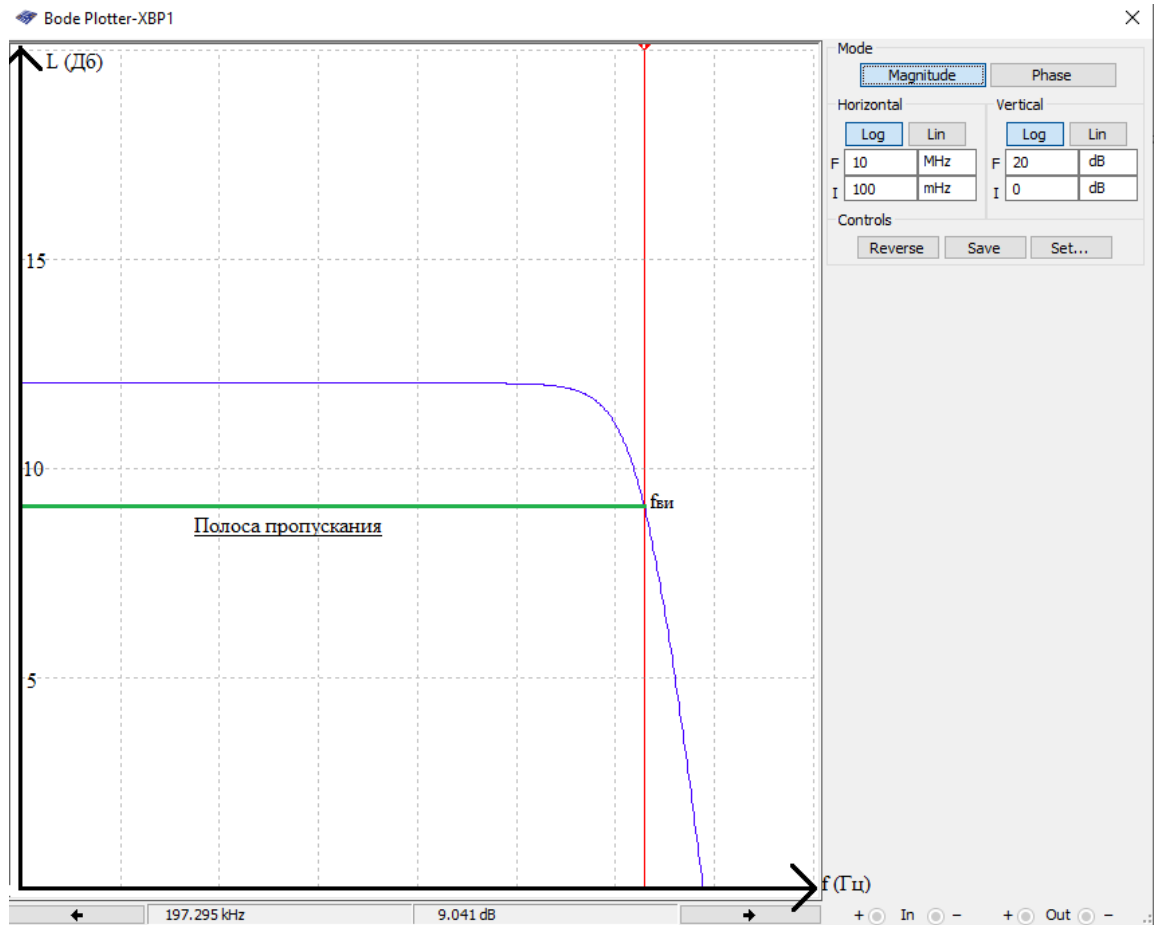


Рисунок 34: частотная характеристика ЛАХЧ с отображением $f_{вн}$ при $U_{вх} = 1 \text{ мВ}$.

$$L_0 = 12,041 \text{ Дб}$$

$$L = L_0 - 3 = 9,041 \text{ Дб}$$

$$f_{вн} = 197,295 \text{ кГц.}$$

Выводы: амплитуда выходного сигнала = 4,000 мВ, коэффициент усиления = -4 и при экспериментальном и при теоретическом методах расчёта, верхняя частота полосы пропускания = 197,295 кГц, фазовая частотная характеристика = 180° . По сравнению с предыдущим опытом, только значения $U_{вых}$ и $U_{вх}$ изменились. Искажений не наблюдается.

Проведём подобную же работу при большой амплитуде входного сигнала, для примера возьмём $U_{вх} = 2 \text{ В}$.

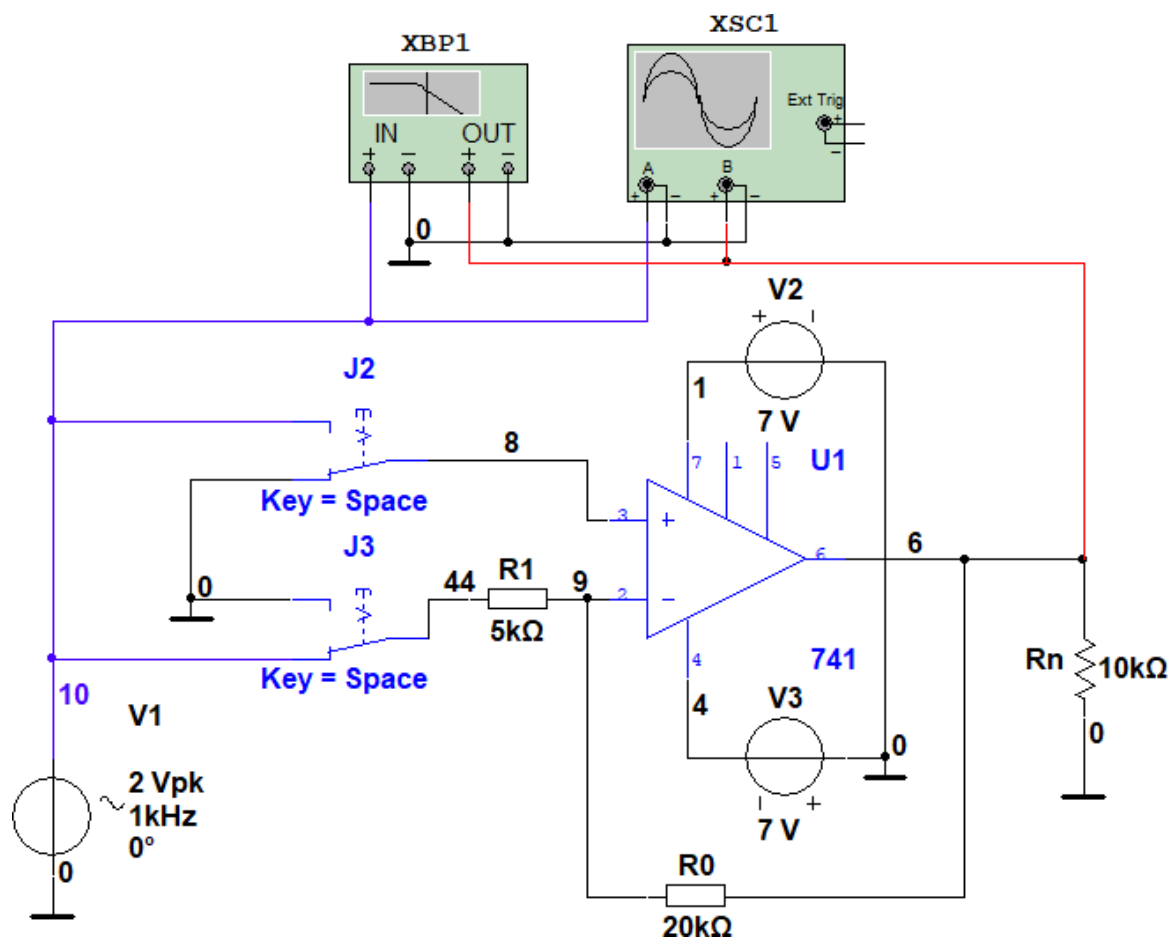


Рисунок 35: схема для исследования инвертирующего усилителя при $U_{\text{ex}} = 2$ В.

Запустим схему моделирования и по полученной осциллограмме определим амплитуду выходного сигнала $U_{\text{выхт.}}$. Вычислим экспериментальный коэффициент усиления инвертирующего усилителя, рассчитаем коэффициент усиления схемы, принимая операционный усилитель идеальным:

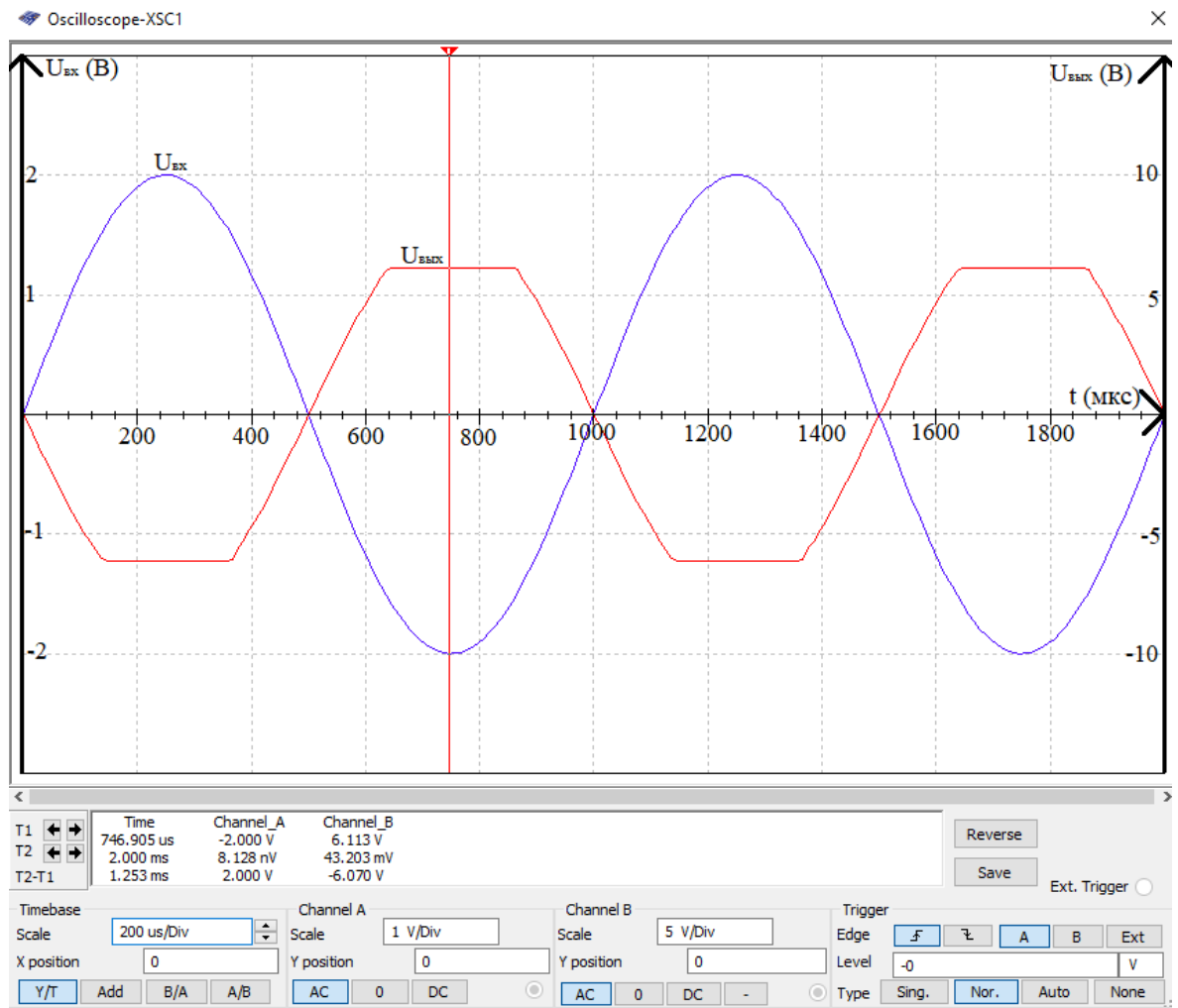


Рисунок 36: осциллограмма инвертирующего усилителя при $U_{вх} = 2 \text{ В}$.

(наблюдаются искажения)

$$U_{\text{выхм}} = 6,113 \text{ В}$$

$$K_{\text{иэ}} = -(U_{\text{выхм}} / U_{\text{вхм}}) = -(6,113 / 2,000) = -3,057 \approx -3$$

$$K_{\text{ир}} = -R_0 / R_1 = -20 / 5 = -4$$

Проведём динамический анализ инвертирующего усилителя в частотной области при помощи прибора ХВР1 (Bode Plotter). Зафиксируем ЛАЧХ и ФЧХ исследуемой схемы. Определим верхнюю частоту $f_{\text{вн}}$ полосы пропускания инвертирующего усилителя:

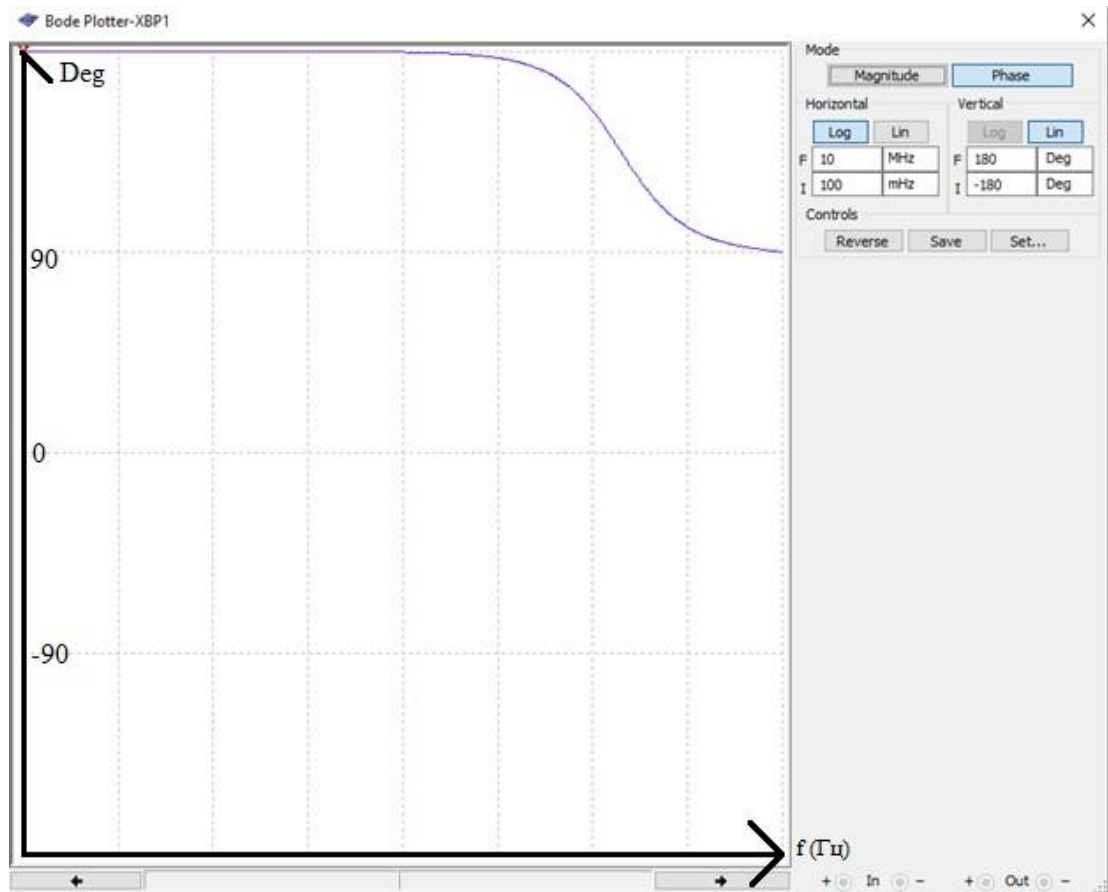


Рисунок 37: частотная характеристика ФЧХ при $U_{\text{вх}} = 2 \text{ В}$.

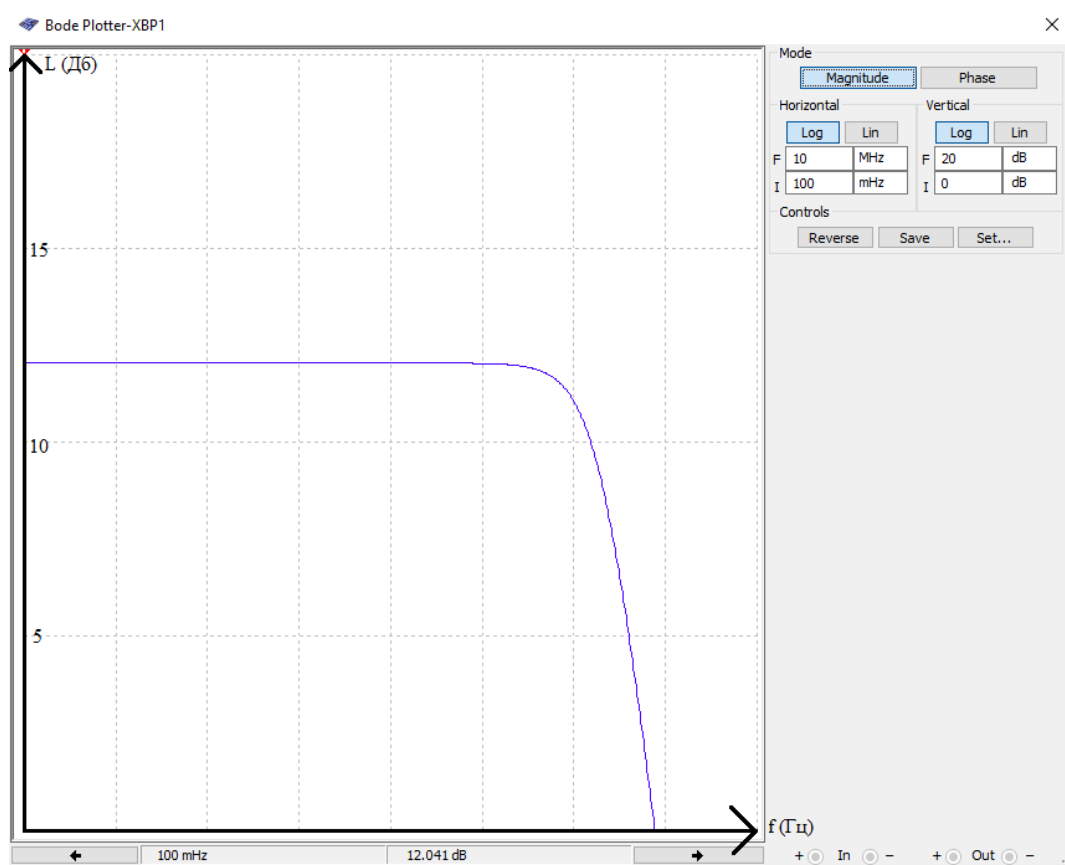


Рисунок 38: частотная характеристика ЛАХЧ при $U_{вх} = 2 В$.

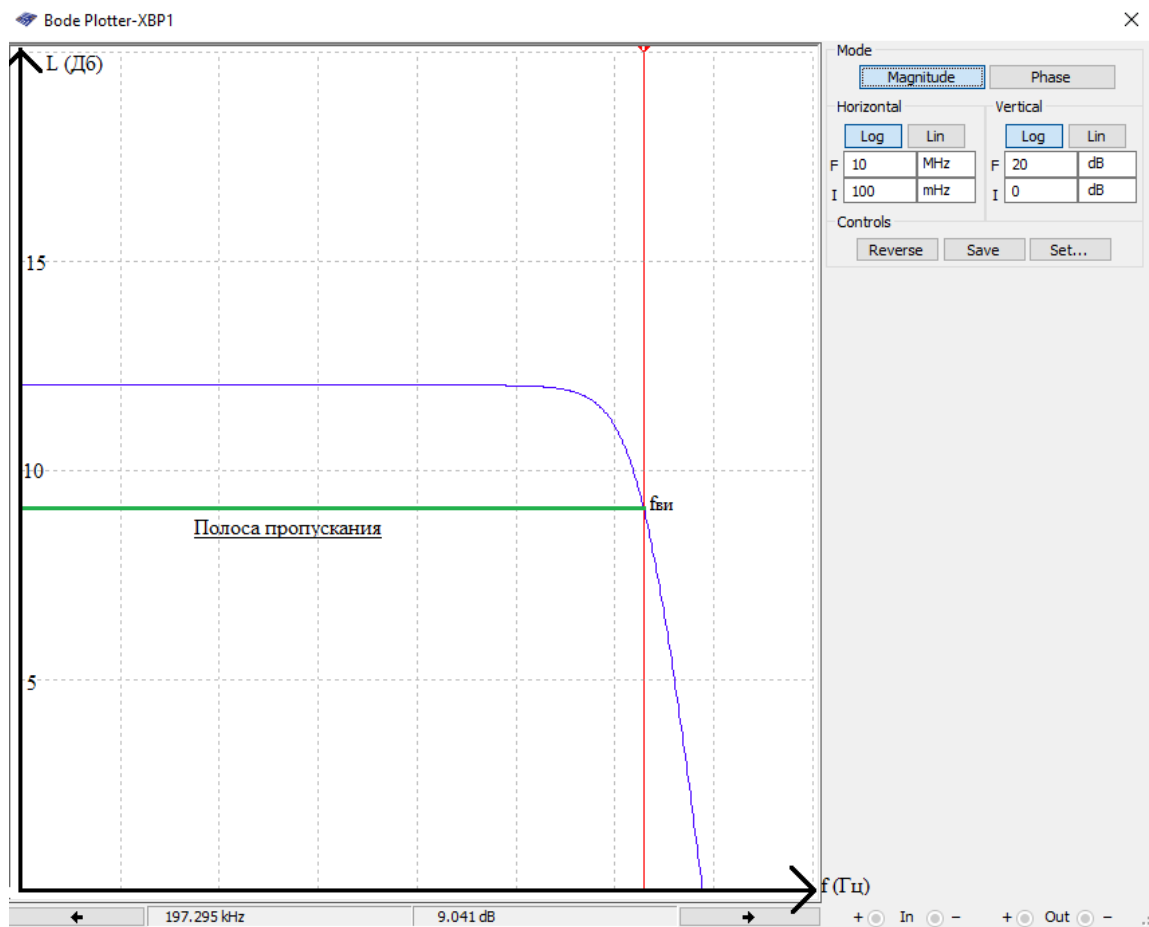


Рисунок 39: частотная характеристика ЛАХЧ с отображением $f_{ви}$ при $U_{вх} = 2 В$.

$$L_0 = 12,041 \text{ Дб}$$

$$L = L_0 - 3 = 9,041 \text{ Дб}$$

$$f_{ви} = 197,295 \text{ кГц.}$$

Выводы: амплитуда выходного сигнала = 2,000 В, коэффициент усиления = -3 при экспериментальном и -4 при теоретическом методах расчёта, верхняя частота полосы пропускания = 197,295 кГц, фазовая частотная характеристика = 180° .

Экспериментальный коэффициент усиления не совпал с теоретическим в связи с тем, что на вход ОУ было подано большое напряжение, в следствии, которого на выходном напряжении произошло насыщение.

Насыщение

Размах выходного напряжения операционного усилителя ограничивается значениями, близкими к значениям питающих напряжений. Когда выходное напряжение достигает этих значений, то усилитель **насыщается**, это происходит из-за следующих причин:

- Если используется двухполярное питание, то при большом коэффициенте усиления по напряжению сигнал должен быть усилен настолько, что его амплитуда должна была бы превысить положительное питающее напряжение или быть меньше отрицательного питающего напряжения, что невыполнимо, поскольку выходное напряжение не может выйти за эти пределы.
- При использовании однополярного питания может либо иметь место то же самое, что и при использовании двухполярного питания, либо входной сигнал может иметь настолько низкое напряжение относительно земли, что коэффициента усиления усилителя будет недостаточным, что бы поднять его выше нижнего порога.

Источник информации: http://zpostbox.ru/operatsionny_usilitel.html (середина страницы).

Выводы: при изменении $U_{вх}$ менялись только: $U_{вх}$, $U_{вых}$, $K_{из}$, частотные характеристики не изменялись, что и должно было быть. В первых двух опытах $U_{вх}$ и $U_{вых}$ менялись пропорционально, $K_{из} = -4$, в связи с тем, что не один из этих опытов не имел значений U выходящих за пределы ненасыщенности.

В третьем же опыте было взято большое $U_{вх}$ в связи с чем у нас было насыщение, и $U_{вых}$ не сохранил пропорцию предыдущих опытов, отсюда и не пропорциональность первым двум опытам $K_{из}$, он уменьшился, причём чем больше мы будем брать $U_{вх}$, тем меньше будет $K_{из}$ (из соображений расчёта по формуле).

Цитирование литературы:

Пример 10.8 и соотношение (10.3) показывают, что коэффициент усиления на малом сигнале и полоса пропускания связаны между собой обратно пропорциональной зависимостью. Если мы увеличим коэффициент усиления в 10 раз, то полоса пропускания уменьшится во столько же раз. Обратите внимание на тот факт, что произведение коэффициента усиления с ОС на полосу пропускания на малом сигнале всегда равно полосе единичного усиления B . По этой причине полосу единичного усиления называют также *произведением усиления на полосу пропускания*, и она служит показателем качества ОУ.

3 Исследование работы неинвертирующего усилителя

3.1 В схеме, представленной на рисунке 25, переключим J_2 и J_3 установим в верхнее положение, что соответствует не инвертирующему режиму работы ОУ:

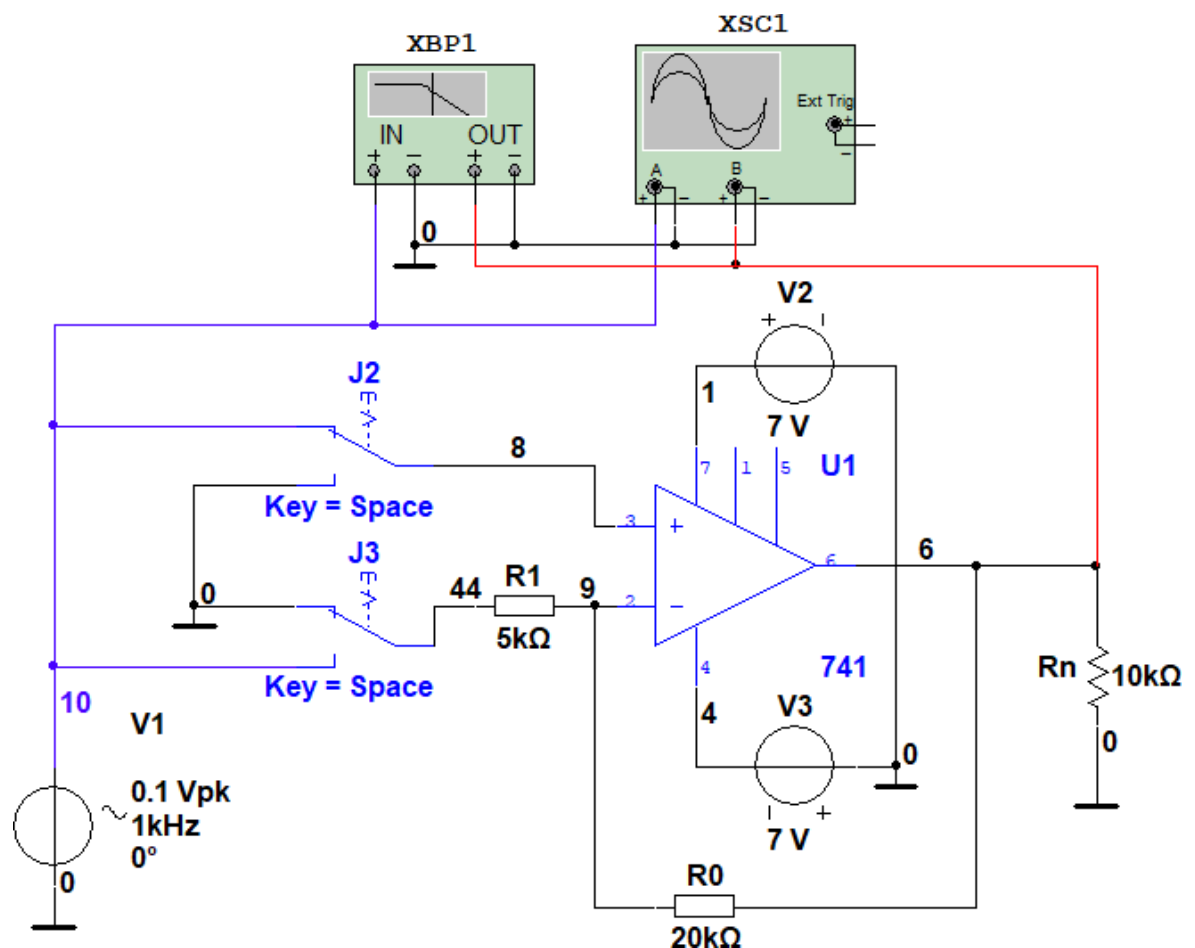


Рисунок 40: схема для исследования инвертирующего усилителя с ключами J_2, J_3 в положении вверх.

3.2 Запустим схему моделирования и по полученной осциллограмме определим амплитуду выходного сигнала $U_{\text{выхт}}$. Вычислим экспериментальный коэффициент усиления неинвертирующего усилителя $K_{\text{нэ}} = U_{\text{выхт}} / U_{\text{вхт}}$. Рассчитаем коэффициент усиления схемы, принимая операционный усилитель идеальным $K_{\text{нр}} = 1 + R_0 / R_1$:

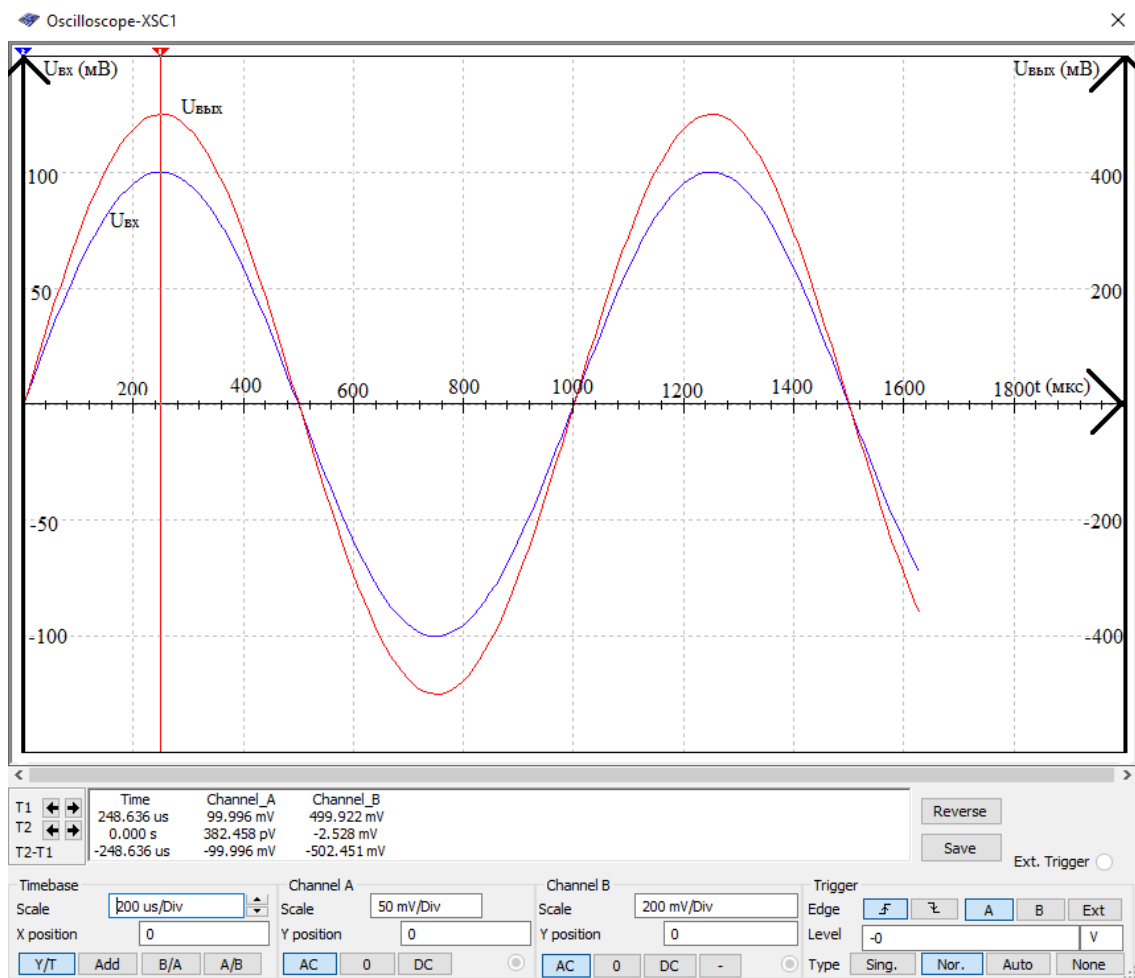


Рисунок 41: осциллограмма неинвертирующего усилителя с показанием $U_{\text{ВЫХм}}$.

$$U_{\text{ВЫХм}} = 499,922 \text{ мВ}$$

$$U_{\text{ВХм}} = 99,996 \text{ мВ}$$

$$K_{\text{нз}} = U_{\text{ВЫХм}} / U_{\text{ВХм}} = 499,922 / 99,996 = 4,999 \approx 5$$

$$K_{\text{нр}} = 1 + R_0 / R_1 = 1 + 20 / 5 = 5$$

3.3 Проведем динамический анализ неинвертирующего усилителя в частотной области при помощи прибора ХВР1 (Bode Plotter). Зафиксируем ЛАЧХ и ФЧХ исследуемой схемы. Определим верхнюю частоту $f_{\text{ВН}}$ полосы пропускания неинвертирующего усилителя:

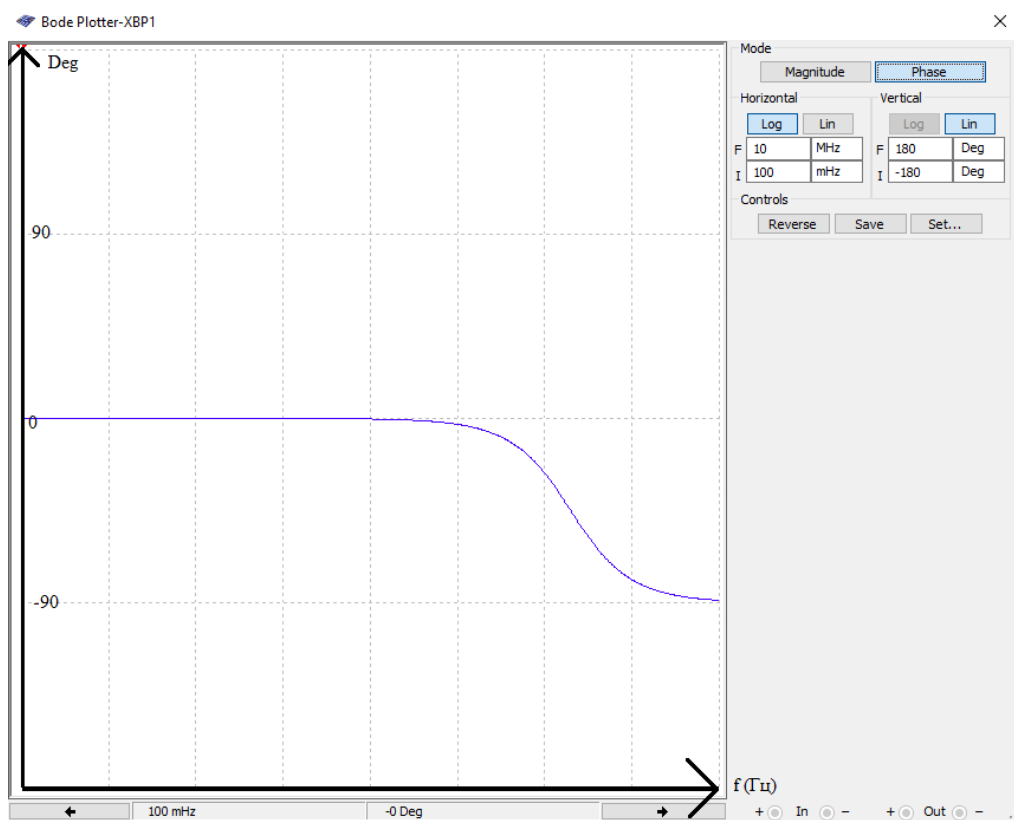


Рисунок 42: частотная характеристика ФЧХ.

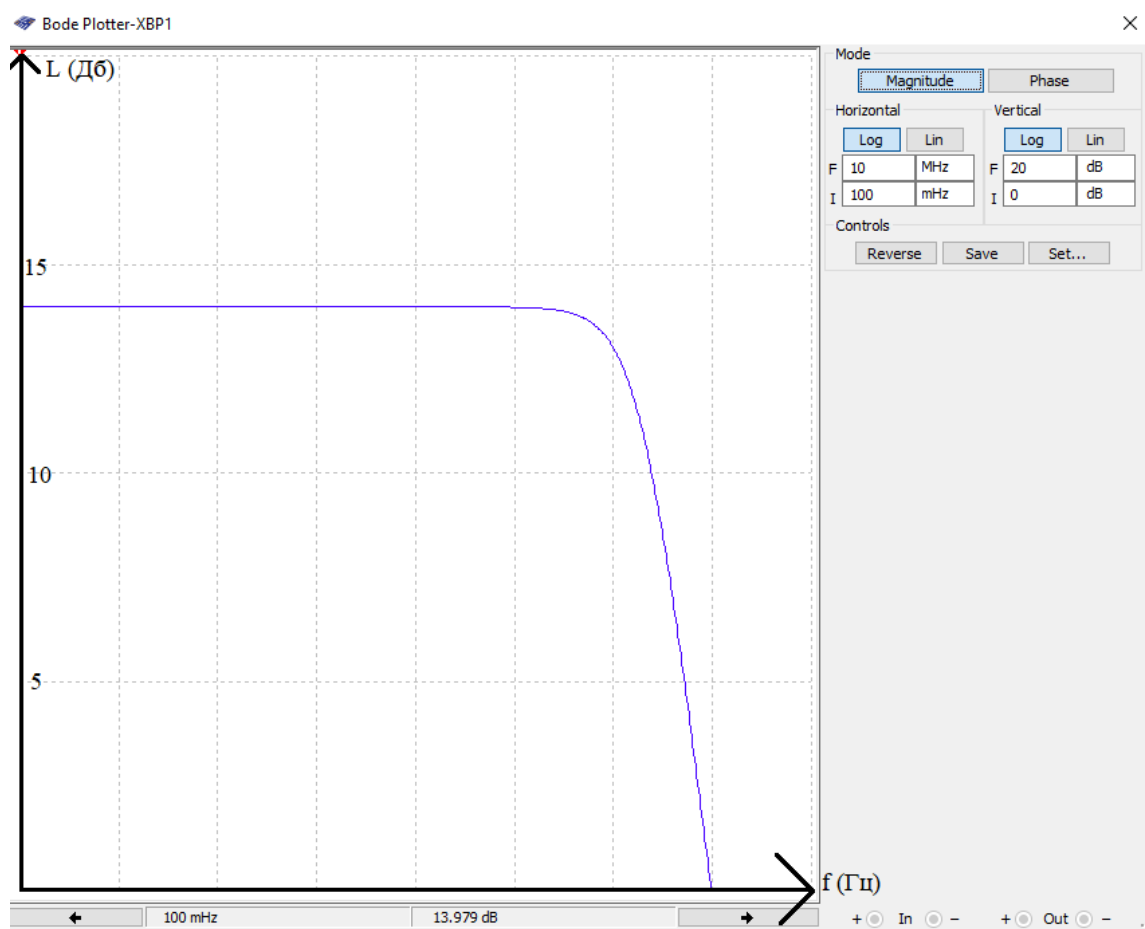


Рисунок 43: частотная характеристика неинвертирующего усилителя.

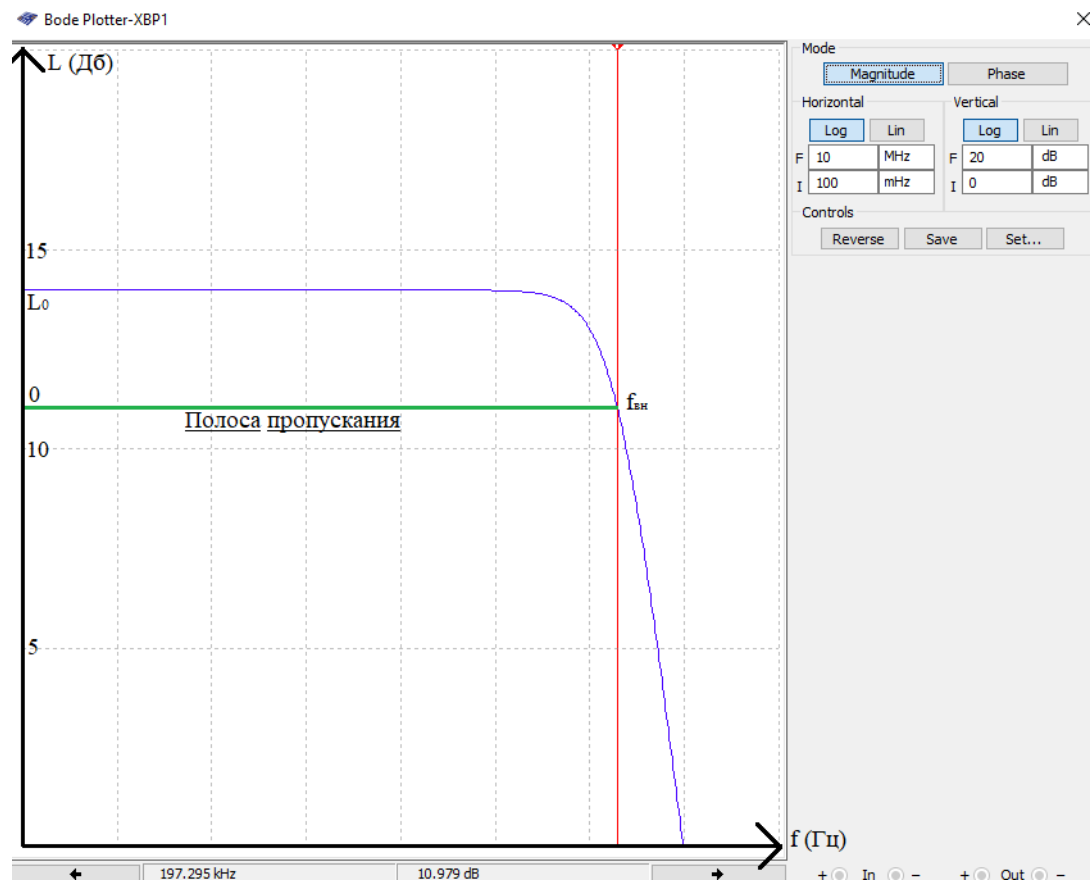


Рисунок 44: анализ неинвертирующего усилителя в частотной области.

$$L_0 = 13,979 \text{ Дб}$$

$$L = L_0 - 3 = 10,979 \text{ Дб}$$

$$f_{BH} = 197,295 \text{ кГц}$$

Вывод: амплитуда выходного сигнала = 499,922 мВ, верхняя частота полосы пропускания неинвертирующего усилителя $f_{BH} = 197,295$ кГц, экспериментальные и идеальные значения коэффициента усиления совпали и равны 5, фазовая частотная характеристика = 0° .

Проведем аналогичную работу с $U_{BX} = 1$ мВ.

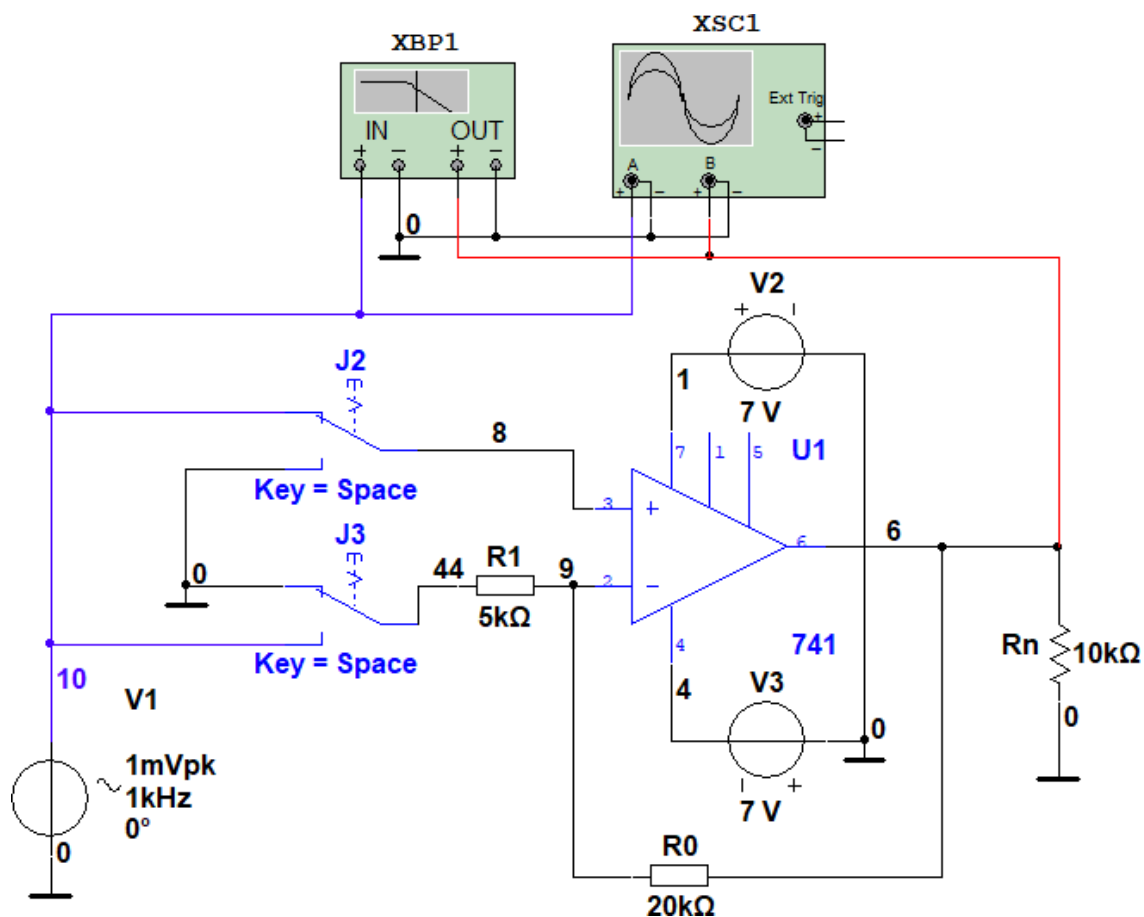


Рисунок 45: схема для исследования инвертирующего усилителя с ключами J_2, J_3 в положении вверх при $U_{вх} = 1 \text{ мВ}$.

Запустим схему моделирования и по полученной осциллограмме определим амплитуду выходного сигнала $U_{\text{выхт}}$. Вычислим экспериментальный коэффициент усиления неинвертирующего усилителя $K_{\text{нэ}} = U_{\text{выхт}} / U_{\text{вхт}}$. Рассчитаем коэффициент усиления схемы, принимая операционный усилитель идеальным $K_{\text{нр}} = 1 + R_0 / R_1$:

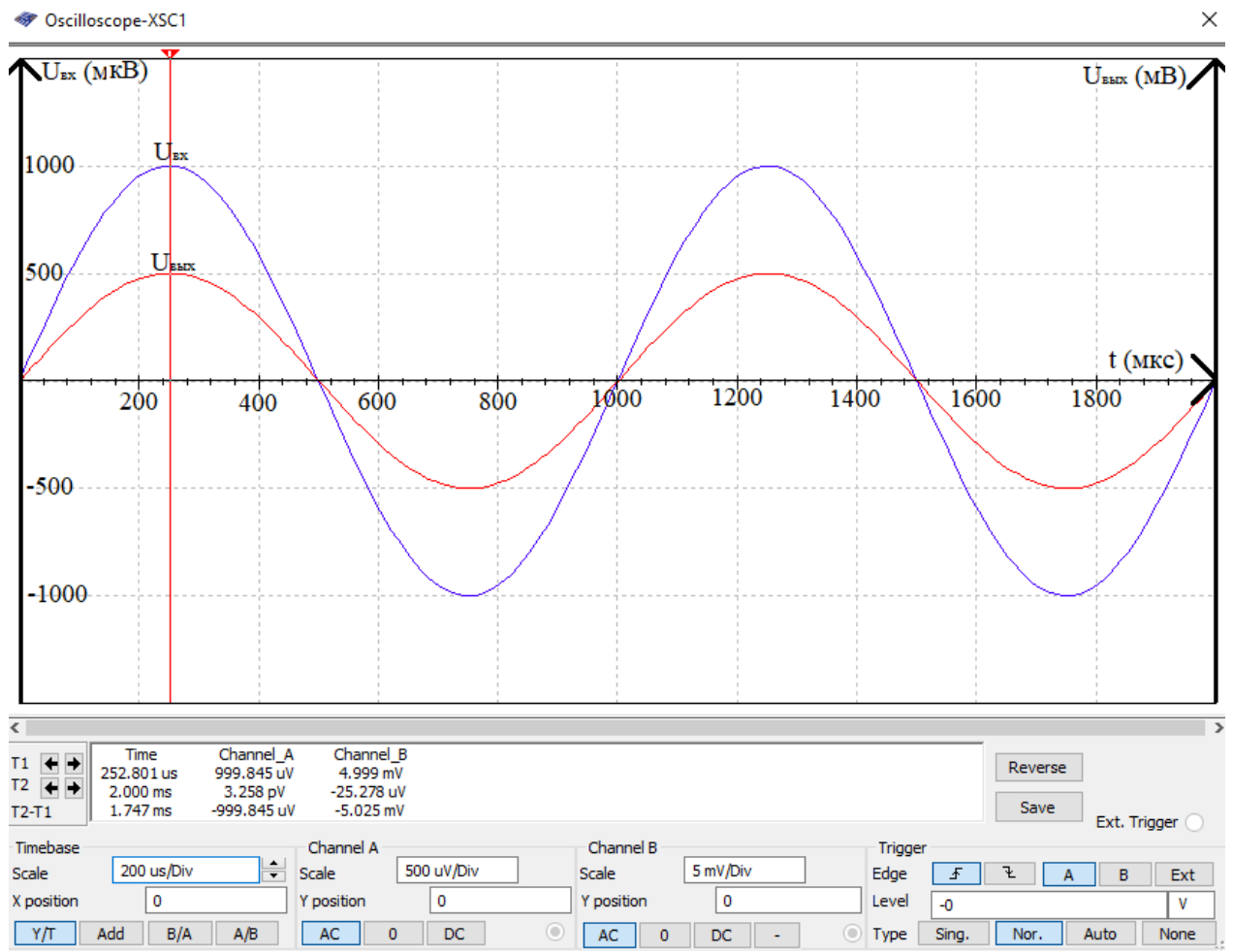


Рисунок 46: осциллограмма неинвертирующего усилителя с показанием $U_{\text{ВЫХм}}$

при $U_{\text{ВХ}} = 1 \text{ мВ}$.

$$U_{\text{ВЫХм}} = 4,999 \text{ мВ}$$

$$U_{\text{ВХм}} = 0,999 \text{ мВ}$$

$$K_{\text{нэ}} = U_{\text{ВЫХм}} / U_{\text{ВХм}} = 4,999 / 0,999 = 5,004 \approx 5$$

$$K_{\text{нр}} = 1 + R_0 / R_1 = 1 + 20 / 5 = 5$$

Проведем динамический анализ неинвертирующего усилителя в частотной области при помощи прибора ХВР1 (Bode Plotter). Зафиксируем ЛАЧХ и ФЧХ исследуемой схемы. Определим верхнюю частоту $f_{\text{ВН}}$ полосы пропускания неинвертирующего усилителя:

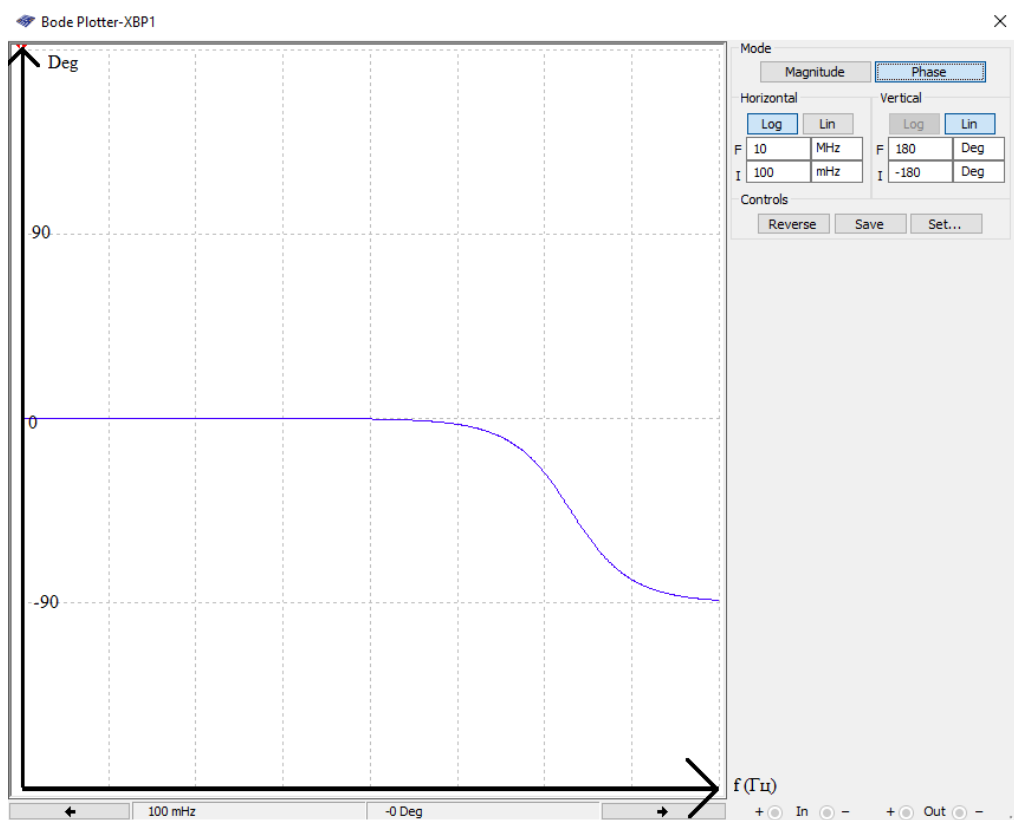


Рисунок 47: частотная характеристика ФЧХ при $U_{\text{вх}} = 1 \text{ мВ}$.

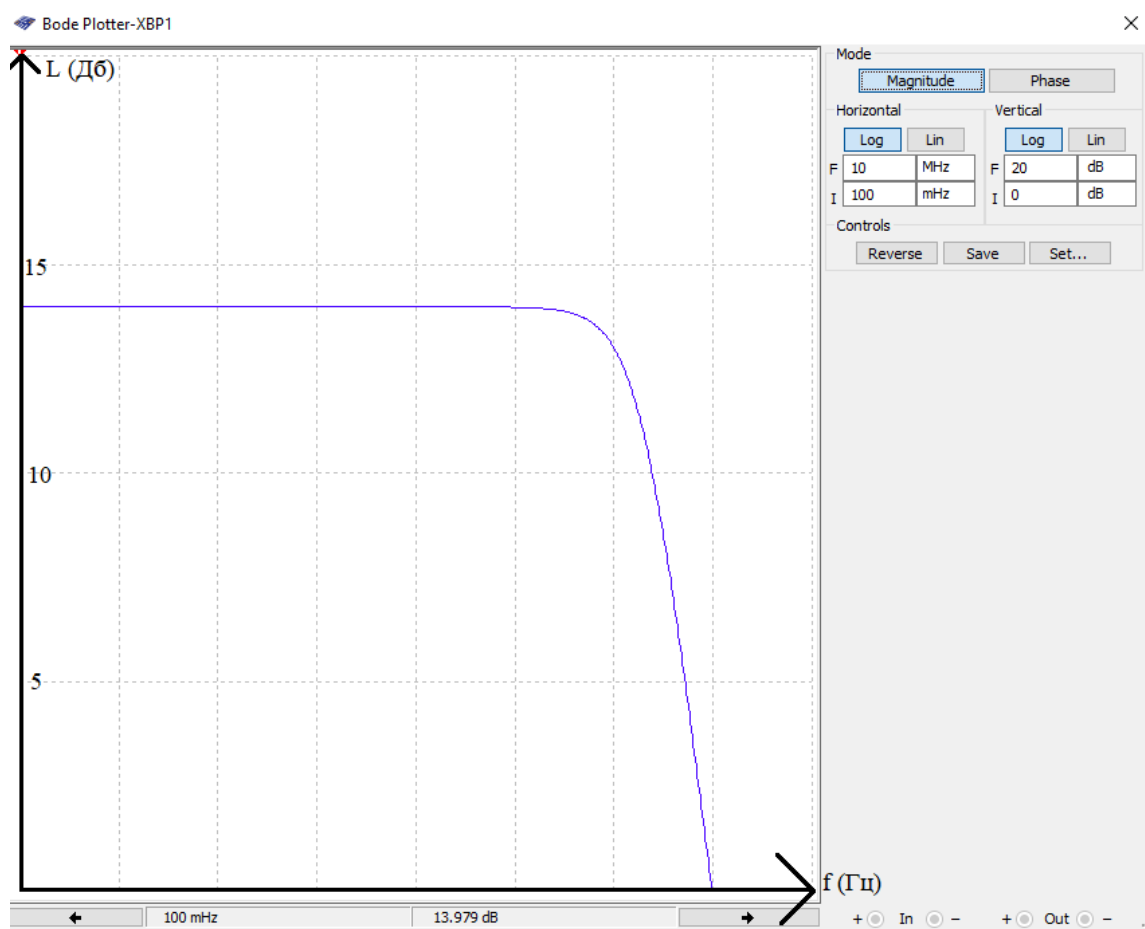


Рисунок 48: частотная характеристика неинвертирующего усилителя при $U_{вх} = 1 \text{ мВ}$.

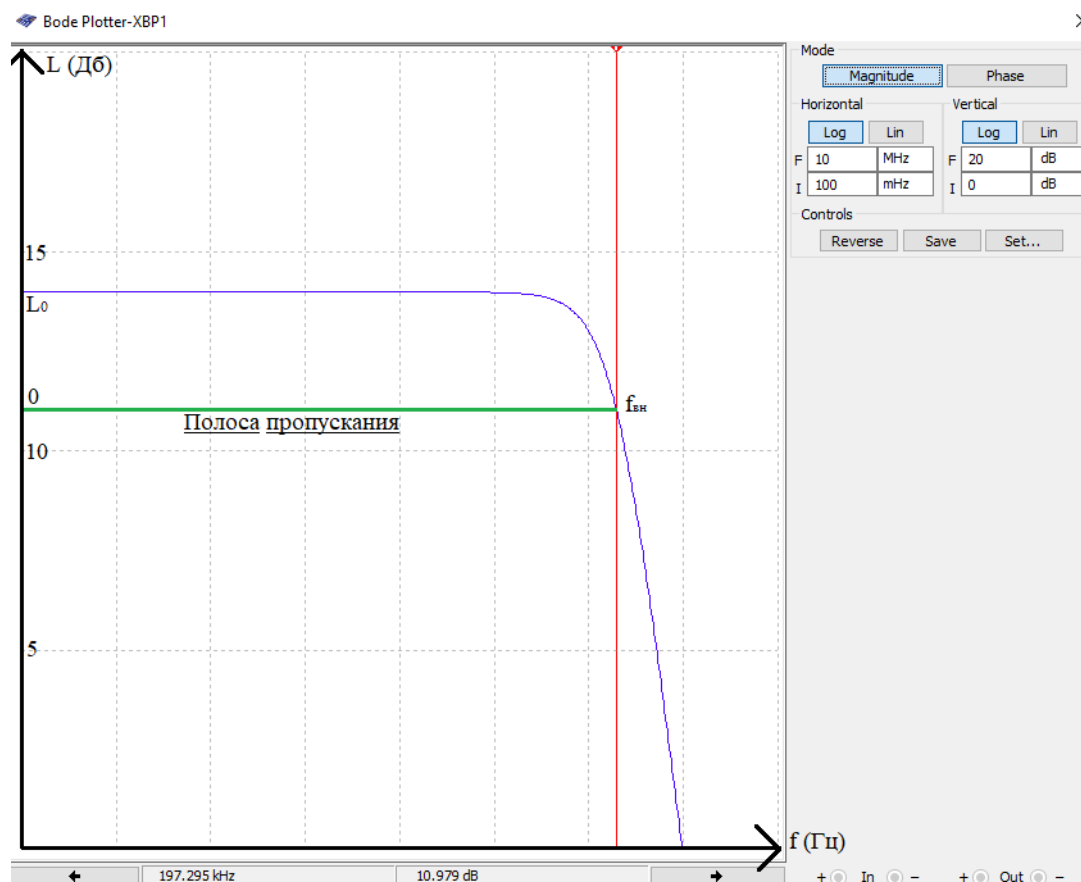


Рисунок 49: анализ неинвертирующего усилителя в частотной области при $U_{вх} = 1 \text{ мВ}$.

$$L_0 = 13,979 \text{ Дб}$$

$$L = L_0 - 3 = 10,979 \text{ Дб}$$

$$f_{BH} = 197,295 \text{ кГц}$$

Вывод: амплитуда выходного сигнала = 4,999 мВ, верхняя частота полосы пропускания неинвертирующего усилителя $f_{BH} = 197,295 \text{ кГц}$, экспериментальные и идеальные значения коэффициента усиления совпали и равны 5, фазовая частотная характеристика = 0° . Изменились лишь $U_{вх}$ и $U_{вых}$, коэффициент остался тем же, как и частотные характеристики.

Проведем аналогичную работу с большим $U_{вх} = 2 \text{ В}$.

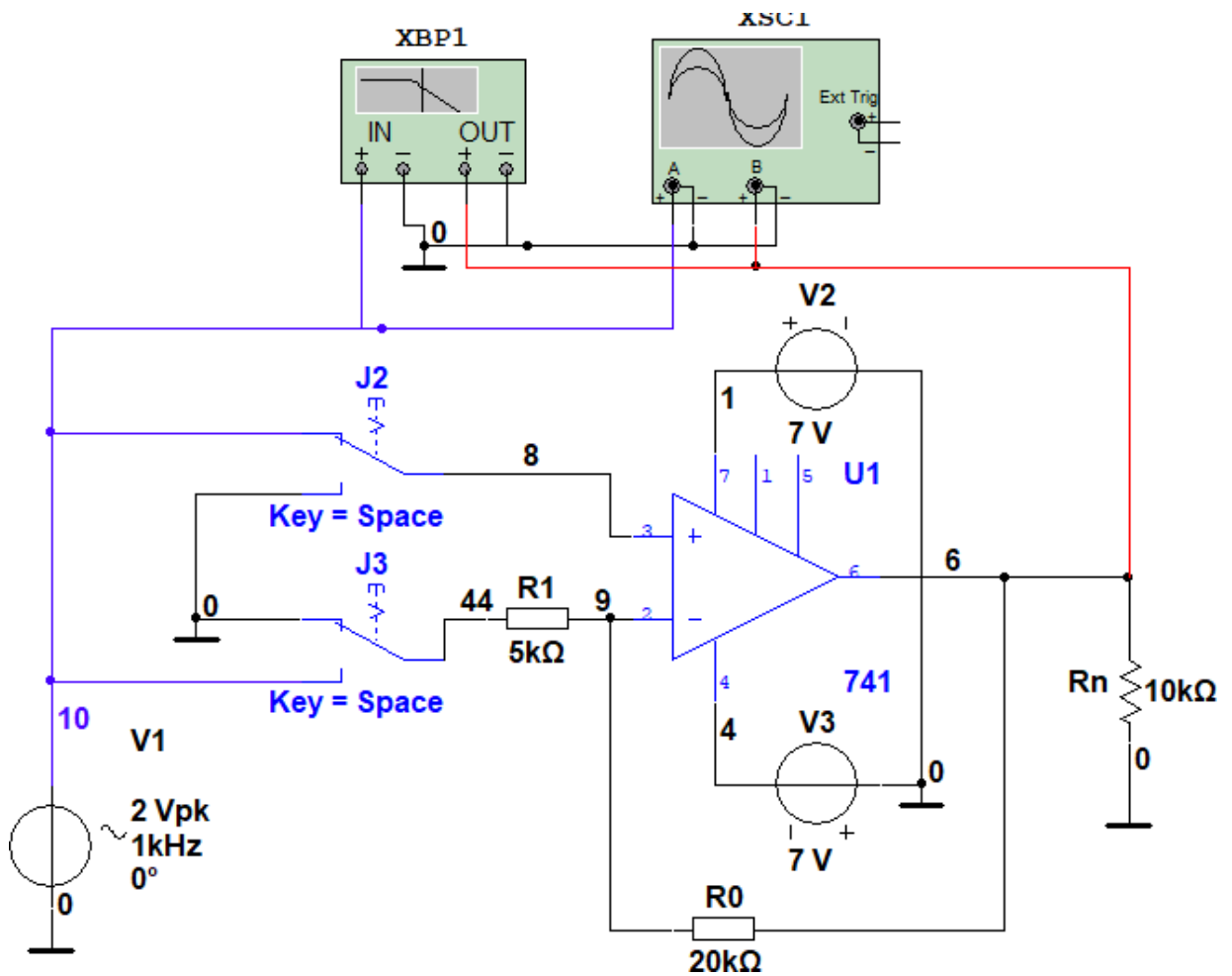


Рисунок 50: схема для исследования инвертирующего усилителя с ключами J_2 , J_3 в положении вверх при $U_{вх} = 2\text{ В}$.

Запустим схему моделирования и по полученной осциллограмме определим амплитуду выходного сигнала $U_{\text{выхм}}$. Вычислим экспериментальный коэффициент усиления неинвертирующего усилителя $K_{\text{нр}} = U_{\text{выхм}} / U_{\text{вхм}}$. Рассчитаем коэффициент усиления схемы, принимая операционный усилитель идеальным $K_{\text{нр}} = 1 + R_0 / R_1$:

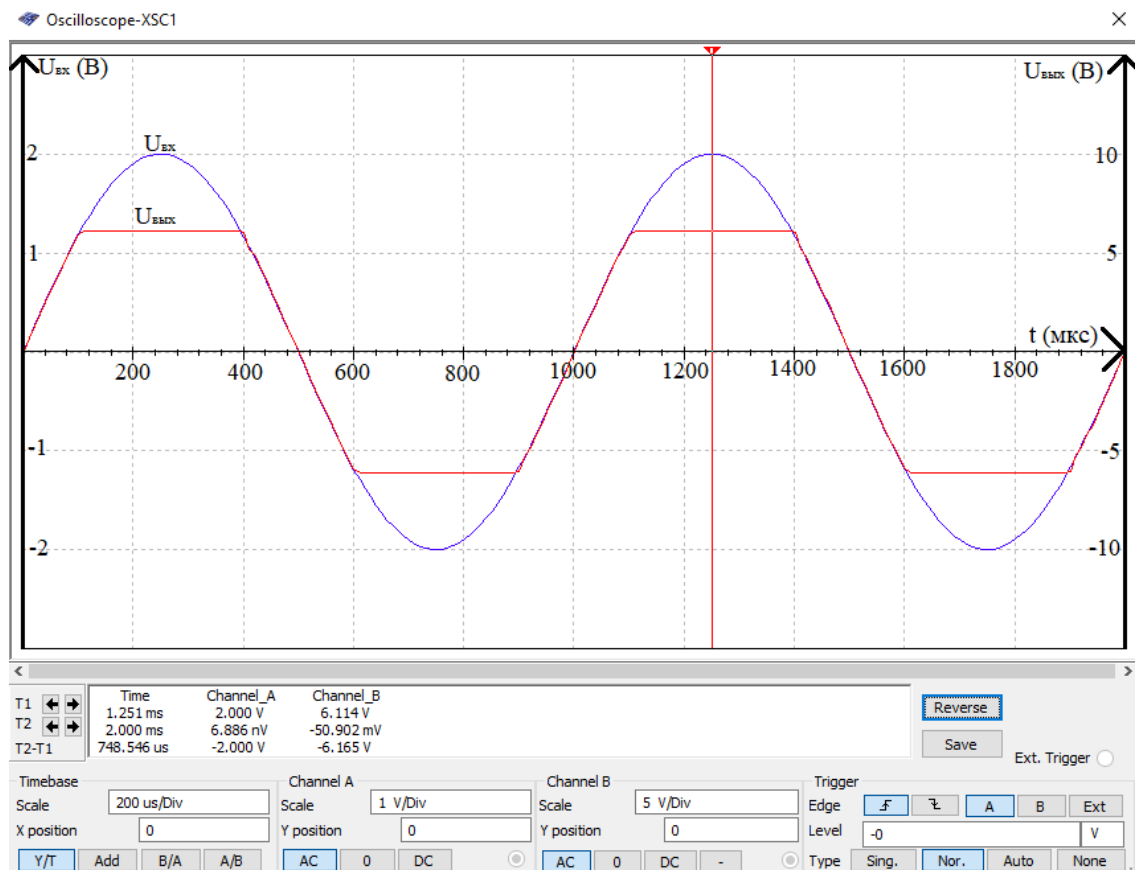


Рисунок 51: осциллограмма неинвертирующего усилителя с показанием $U_{выхм}$

при $U_{вх} = 2$ В.

(наблюдаются искажения)

$$U_{выхм} = 6,114 \text{ мВ}$$

$$U_{вхм} = 2,000 \text{ мВ}$$

$$K_{нэ} = U_{выхм} / U_{вхм} = 6,114 / 2,000 = 3,057 \approx 3$$

$$K_{нр} = 1 + R_0 / R_1 = 1 + 20 / 5 = 5$$

Проведем динамический анализ неинвертирующего усилителя в частотной области при помощи прибора ХВР1 (Bode Plotter). Зафиксируем ЛАЧХ и ФЧХ исследуемой схемы. Определим верхнюю частоту $f_{вн}$ полосы пропускания неинвертирующего усилителя:

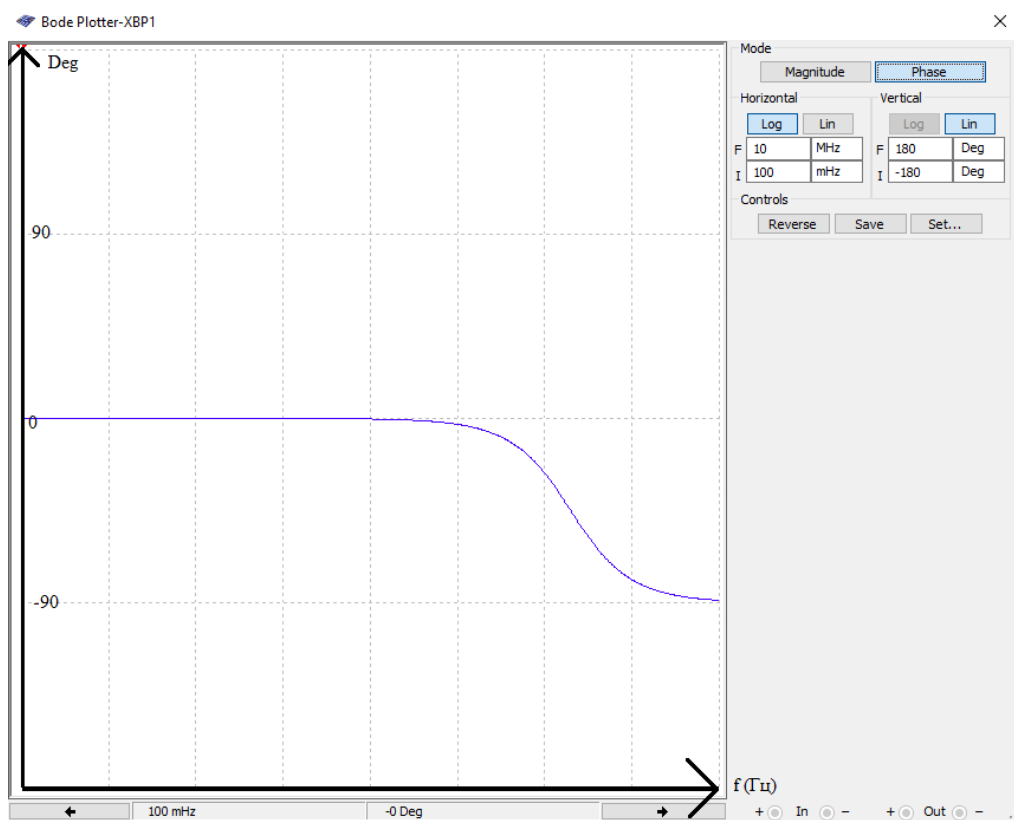


Рисунок 52: частотная характеристика ФЧХ при $U_{\text{ex}} = 2 \text{ В}$.

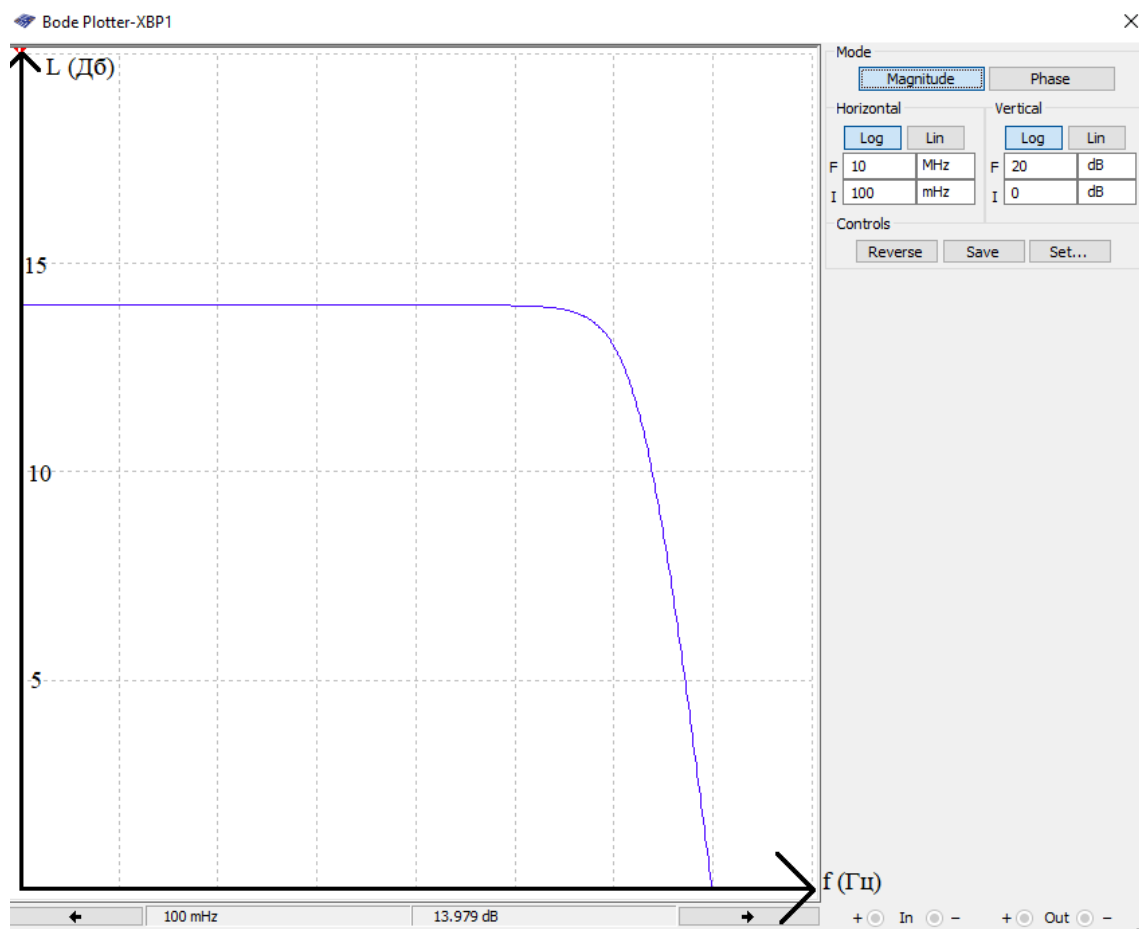


Рисунок 53. частотная характеристика неинвертирующего усилителя при $U_{\text{ex}} = 2 \text{ В}$.

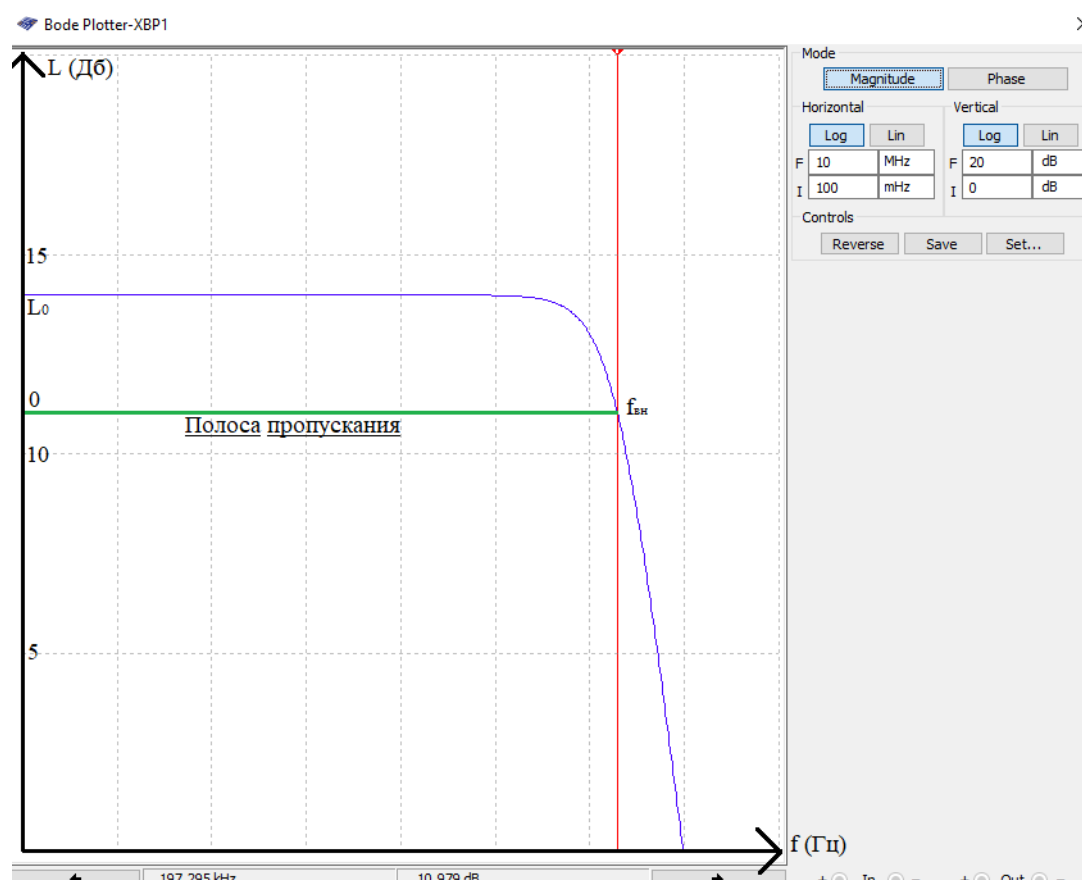


Рисунок 54: анализ неинвертирующего усилителя в частотной области при $U_{\text{ex}} = 2 \text{ В}$.

$$L_0 = 13,979 \text{ Дб}$$

$$L = L_0 - 3 = 10,979 \text{ Дб}$$

$$f_{\text{BH}} = 197,295 \text{ кГц}$$

Вывод: амплитуда выходного сигнала = 6,113 В, верхняя частота полосы пропускания неинвертирующего усилителя $f_{\text{BH}} = 197,295 \text{ кГц}$, экспериментальные и идеальные значения коэффициента усиления не совпали, фазовая частотная характеристика = 0° .

3.4 Сделаем выводы:

Выводы: амплитуда выходного сигнала инвертирующего усилителя изменяется пропорционально во всех случаях, кроме последнего, так как в

последнем случае мы установили слишком большое значение $U_{\text{вх}}$, и произошло насыщение, что и отобразилось на синусоиде.

Рабочая полоса частот или полоса пропускания ОУ определяется по виду амплитудно-частотной характеристики, снятой при максимально возможной амплитуде неискаженного выходного сигнала. Вначале на низких частотах устанавливают такую амплитуду сигнала от генератора гармонических колебаний, чтобы амплитуда выходного сигнала $U_{\text{вых.макс}}$ немного не доходила до границ насыщения усилителя.

Отсюда же и не соблюдение пропорции коэффициента усиления, чем дальше мы заходим за границы $U_{\text{вх.тп}}$, тем меньше коэффициент.

Источник: <https://studfile.net/preview/3675380/page:34/> (середина страницы)

Верхняя частота полосы пропускания неинвертирующего усилителя и инвертирующего усилителя $f_{\text{вн}} = 197,295$ кГц, коэффициента усиления неинвертирующего усилителя $K = 5$ и коэффициента усиления инвертирующего усилителя $K = -4$ (не рассматривая случая с насыщением), фазовая частотная характеристика неинвертирующего усилителя $= 0^\circ$ и фазовая частотная характеристика инвертирующего усилителя $= 180^\circ$. То есть все частотные характеристики, кроме усиления в Дб (L_0), одинаковы. Что же касается усиления в Дб, то у неинвертирующего усилителя L_0 на единицу больше усиление, чем у инвертирующего усилителя.

Обратная связь позволяет менять коэффициент усиления, ОУ становится пригодным для контролируемого усиления сигнала.

Максимальный коэффициент усиления неинвертирующего ОУ больше, чем коэффициент усиления инвертирующего ОУ.

При том же входном сигнале – неинвертирующий ОУ увеличил его сильнее чем инвертирующий, т.к. в схеме с неинвертирующим ОУ требуется увеличенная амплитуда на выходе ОУ, необходимая для того чтобы на инвертирующем входе установилось то же напряжение что и на источнике сигнала, который подключен не к инвертирующему входу.

Литература:

Отрицательная обратная связь дает много преимуществ, и все они основаны на том факте, что характеристики схемы не зависят больше от коэффициента усиления без обратной связи K . Добавляя резистор обратной связи, мы формируем петлю с выхода на инверсный вход. В результате схема обладает теперь коэффициентом усиления с обратной связью $K_{\text{о.с.}}$, который не зависит от K .

Операционные усилители и линейные интегральные схемы. 1979.djvu - Page 33 of 362

При одинаковых коэффициентах передачи K полоса пропускания неинвертирующего усилителя примерно в $(1-K) K$ раз больше полосы пропускания инвертирующего усилителя.

Шербаков В.И., Грездов Г.И. - Электронные схемы на операционных усилителях - 1983.djvu - Page 34 of 218

$$K(p) = \frac{R_2}{R_1} \frac{K_y \beta}{1 + K_y \beta}; \quad (2.1)$$

$$K(p) = (1 + R_2/R_1) \frac{K_y \beta}{1 + K_y \beta}; \quad (2.6)$$

Из выражения (2.6) следует, что коэффициент передачи усилителя не может быть меньше единицы. Кроме того, согласно выражению (2.8), напряжение смещения нуля зависит от уровня входного сигнала.

4 Исследование работы суммирующего усилителя

4.1 Используем готовую модель суммирующего усилителя (OU-3.ms10):

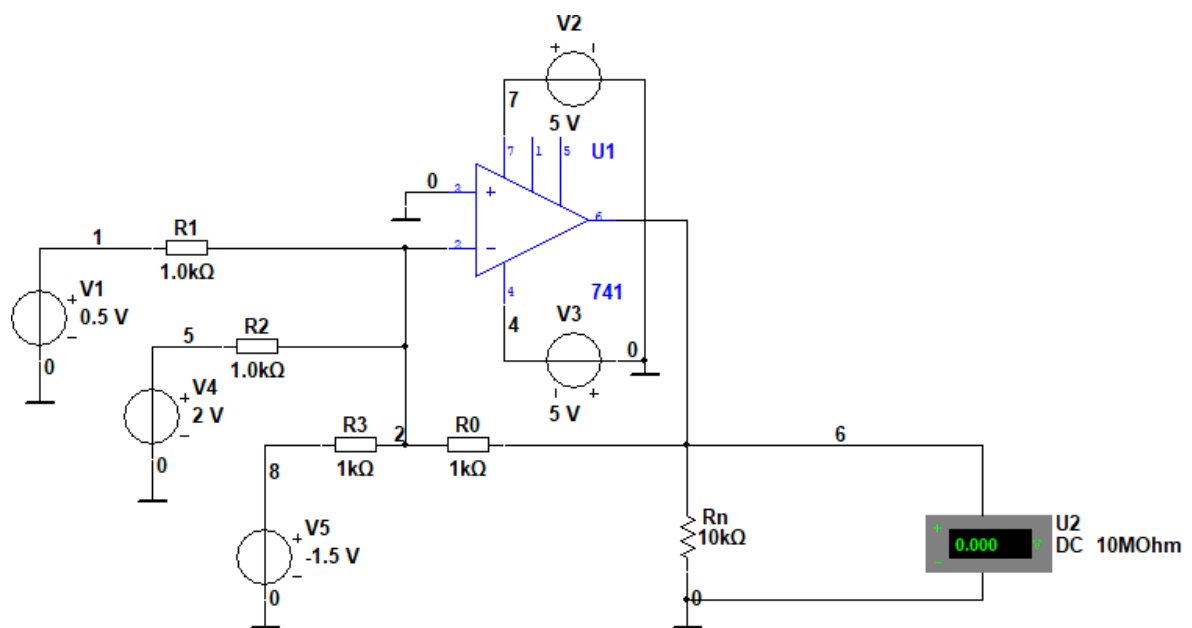


Рисунок 55: схема суммирующего усилителя.

Устанавливаем значения напряжений источников питания V_2 , V_3 , номиналы резисторов R_1 , R_2 , R_3 , R_0 одинаковы и равны 1 кОм, напряжения источников входных сигналов V_1 , V_4 и V_5 схемы выбираются в соответствии с номером варианта.

4.2 Установив значения напряжений источников питания V_2 , V_3 и входных сигналов V_1 , V_4 , V_5 суммирующего усилителя запустим схему моделирования:

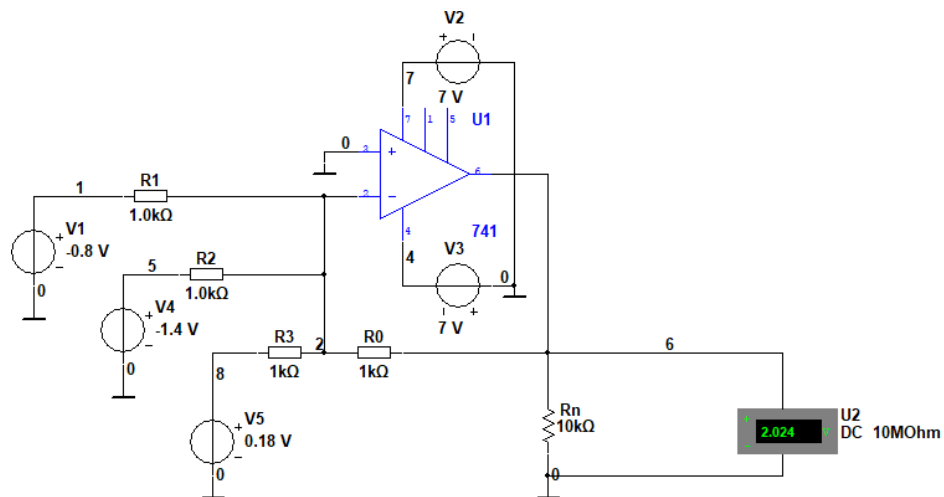


Рисунок 56: схема суммирующего усилителя с установленными значениями элементов.

4.3 Определим выходное напряжение ($U_{\text{ВЫХ}}$) с помощью вольтметра U_2 :

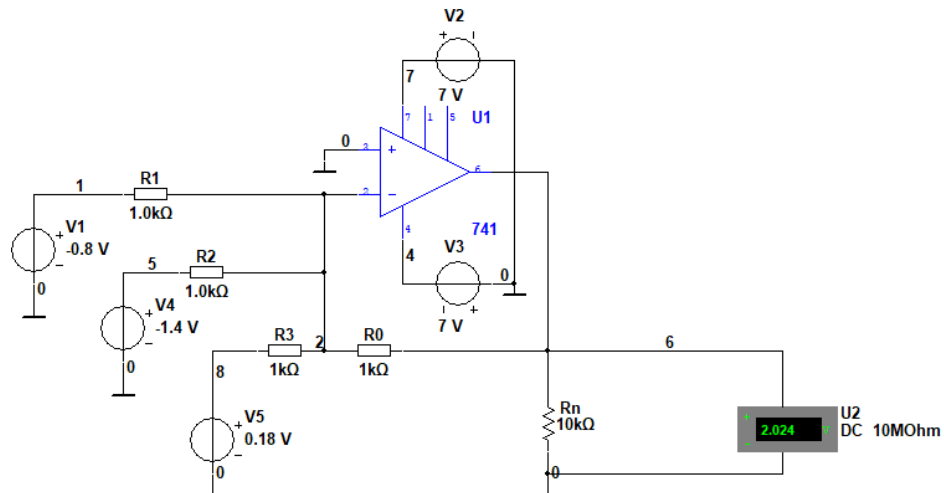


Рисунок 57: схема суммирующего усилителя с установленными значениями элементов для определения $U_{\text{ВЫХ}}$.

$$U_{\text{ВЫХ}} = 2,024 \text{ В}$$

4.4 Рассчитаем выходное напряжение схемы, принимая ОУ идеальным. Сравним экспериментальные и расчётные данные:

$$U_{\text{ВЫХ}} = - (R_0 / R_1 * U_{\text{ВХ1}} + R_0 / R_2 * U_{\text{ВХ2}} + R_0 / R_3 * U_{\text{ВХ3}}) = \\ = -(1 / 1 * (-0,8) + 1 / 1 * (-1,4) + 1 / 1 * 0,18) = -(-0,8 - 1,4 + 0,18) = 2,020 \text{ В}$$

Вывод: в результате можно сделать вывод о том, что при экспериментальных и при расчетных данных значение не совпали, различие составляет $2,024 - 2,020 = 0,004 \text{ В}$. Связано это с тем, что мы не учли напряжение смещения.

Литература:

Принцип работы схемы основан на том факте, что суммирующая точка Σ и инверсный вход имеют потенциал земли. Ток I_1 задают E_1 и R , I_2 задают E_2 и R , $I_3—E_3$ и R , т. е.

$$I_1 = \frac{E_1}{R}, \quad I_2 = \frac{E_2}{R}, \quad I_3 = \frac{E_3}{R}. \quad (3.5)$$

Так как в инверсный вход ответвляется пренебрежимо малый ток, I_1 , I_2 и I_3 полностью протекают по $R_{o.c.}$, т. е. сумма входных токов протекает по $R_{o.c.}$ и создает на нем падение напряжения, равное $U_{вых}$:

$$U_{вых} = -(I_1 + I_2 + I_3) R_{o.c.}$$

Операционные усилители и линейные интегральные схемы. 1979.djvu Page 38 of 362

Напряжение смещения $U_{см}$ – это такое постоянное напряжение, которое нужно подать на один из входов ОУ, для получения на его выходе напряжения равного $U_{вых.о.} = 0$.

Это обеспечивается за счет того, что на один из его входов (инвертирующий или неинвертирующий) подается постоянное напряжение, равное по

window.edu.ru/resource/644/78644/files/tmo899.pdf 13 / 78



LM741

www.ti.com

SNOSC25D – MAY 1998 – REVISED OCTOBER 2015

6.5 Electrical Characteristics, LM741⁽¹⁾

PARAMETER	TEST CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNIT
input offset voltage	$R_G \leq 10 \text{ k}\Omega$	$T_A = 25^\circ\text{C}$		1	5	mV
		$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$			6	mV

5 Исследование работы компаратора

5.1 Используем готовую модель (OU-4.ms10):

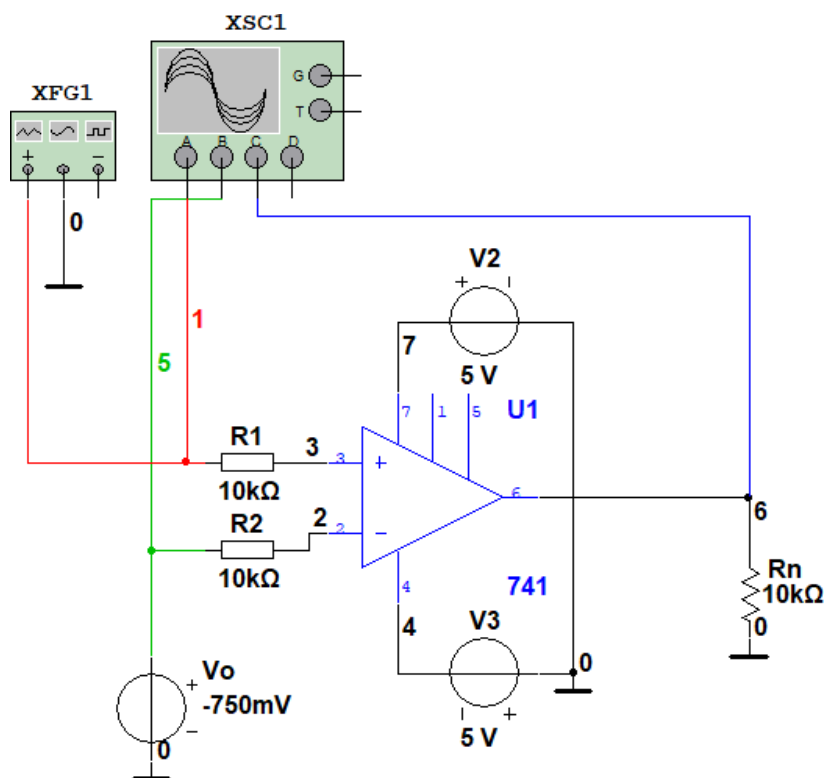


Рисунок 58: схема компаратора.

Напряжения источников питания V_2 и V_3 выберем в соответствии с вариантом. Величину опорного напряжения U_0 выберем в соответствии с номером варианта также.

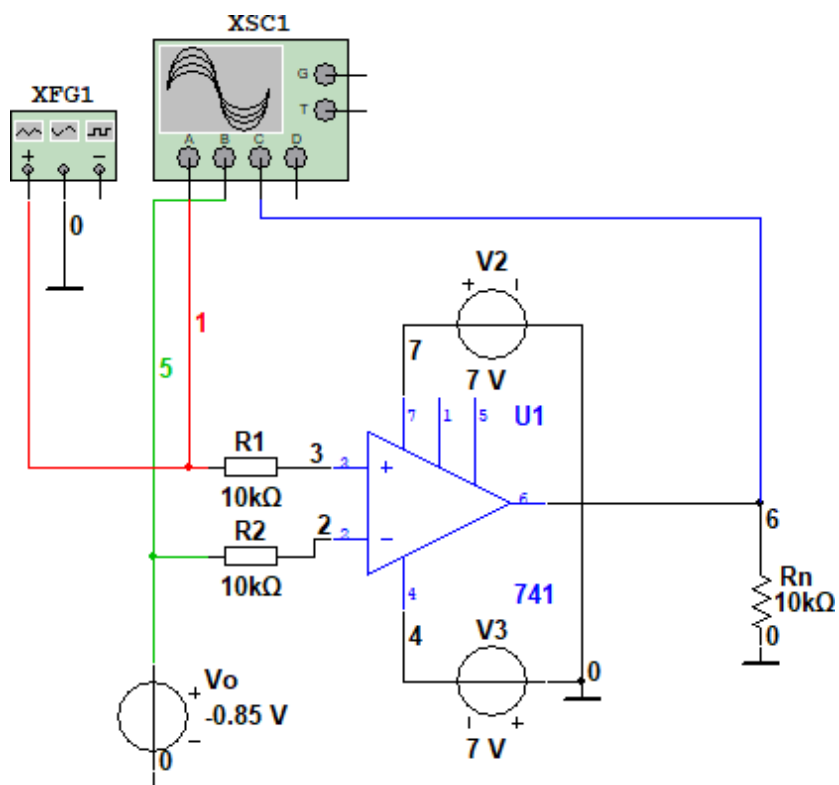


Рисунок 59: схема настроенного компаратора.

Сигнал на неинвертирующий вход ОУ подается с генератора XFG1 со следующими установками:

- * Waveforms = пилообразный;
- * Frequency = 10 Hz;
- * Duty Cycle = 50 %;
- * Amplitude = 1 Vp;
- * Offset = 0 V.

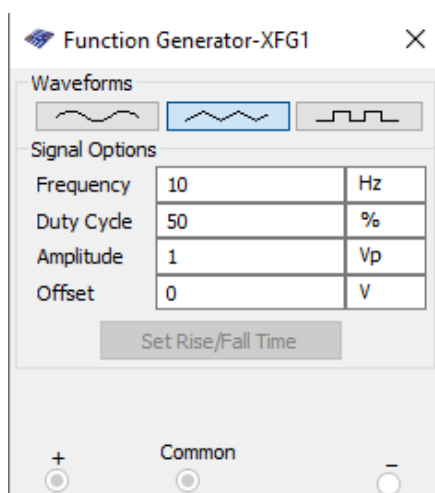


Рисунок 60: настройка генератора XFG1.

Для настройки осциллографа XSC1:

- * Установим время развертки Timebase scale = 20 ms/Div;
- * Чувствительность по каналам А и В составляет 1 V/Div.

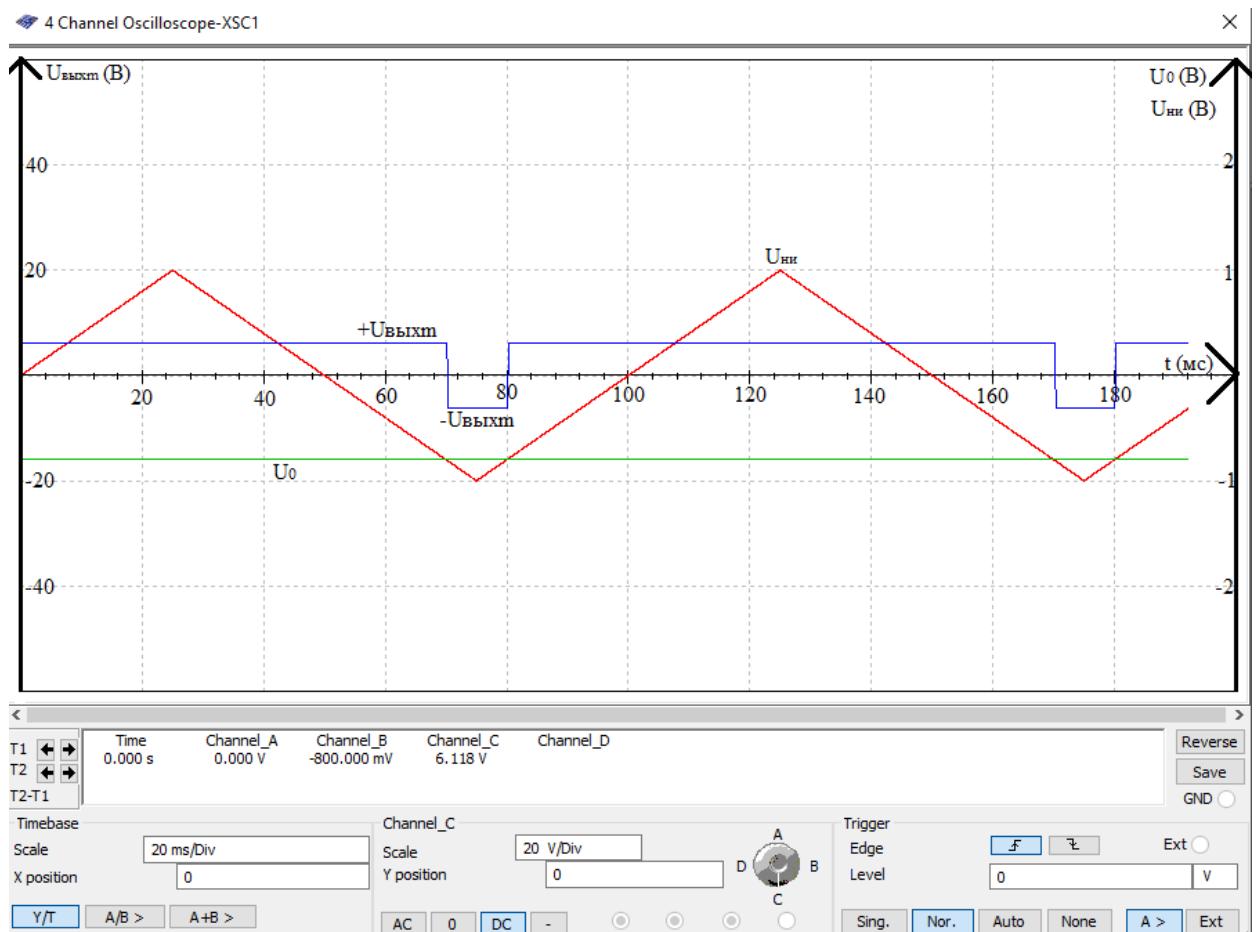


Рисунок 61: настройка осциллографа канал А, В, С.

5.2 Запустим процесс моделирования и зафиксируем полученные осциллограммы на интервале, равном двум-трём периодам. Определим амплитуду U_m , период T , частоту f и коэффициент заполнения K_3 импульсов на выходе схемы:

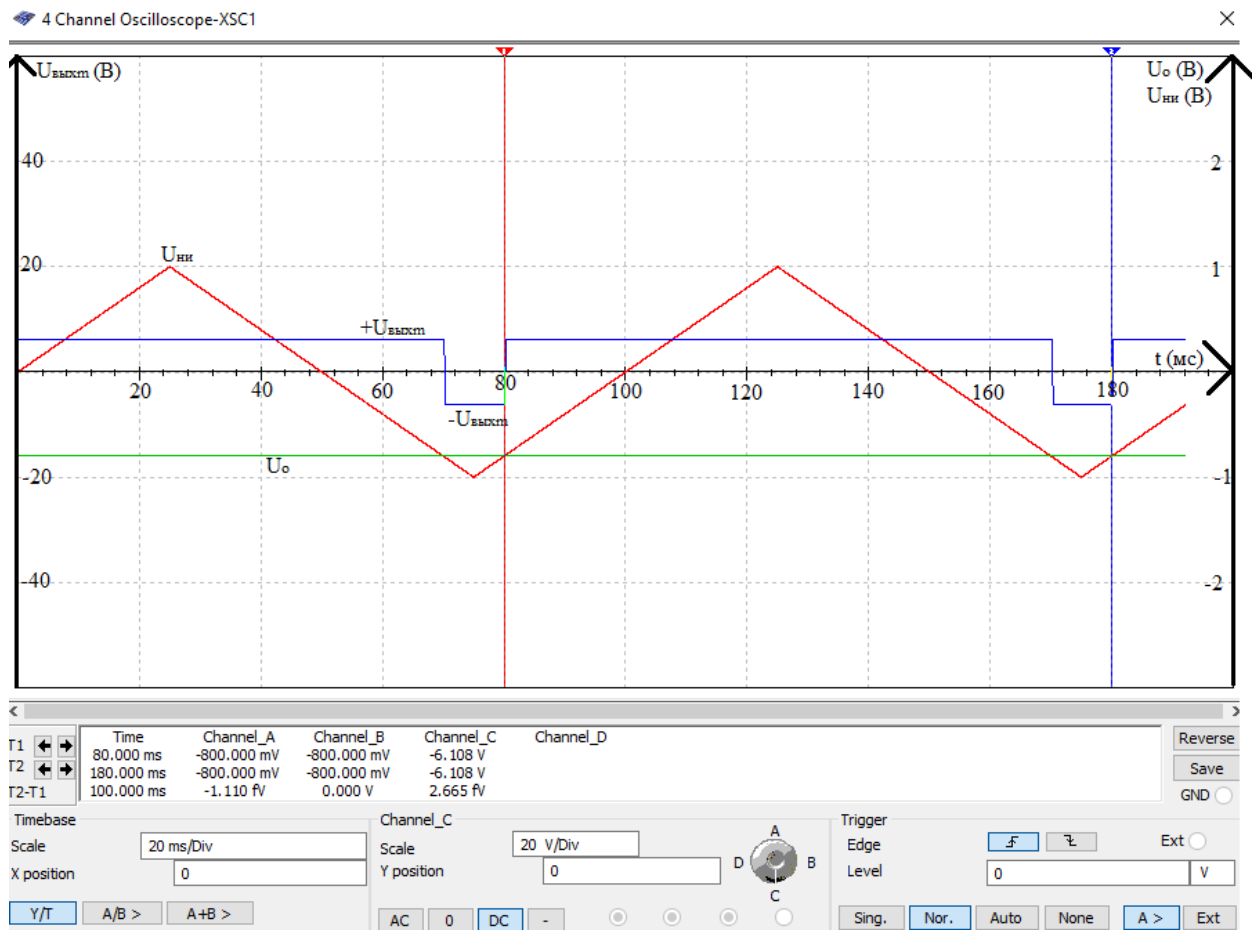


Рисунок 62: осциллограмма компаратора для определения периода при $V_0 = -0,800 \text{ В}$ для вычисления f и T .

$$T = 100 \text{ мс}$$

$$f = 1 / T = 1 / 0,1 = 10 \text{ Гц.}$$

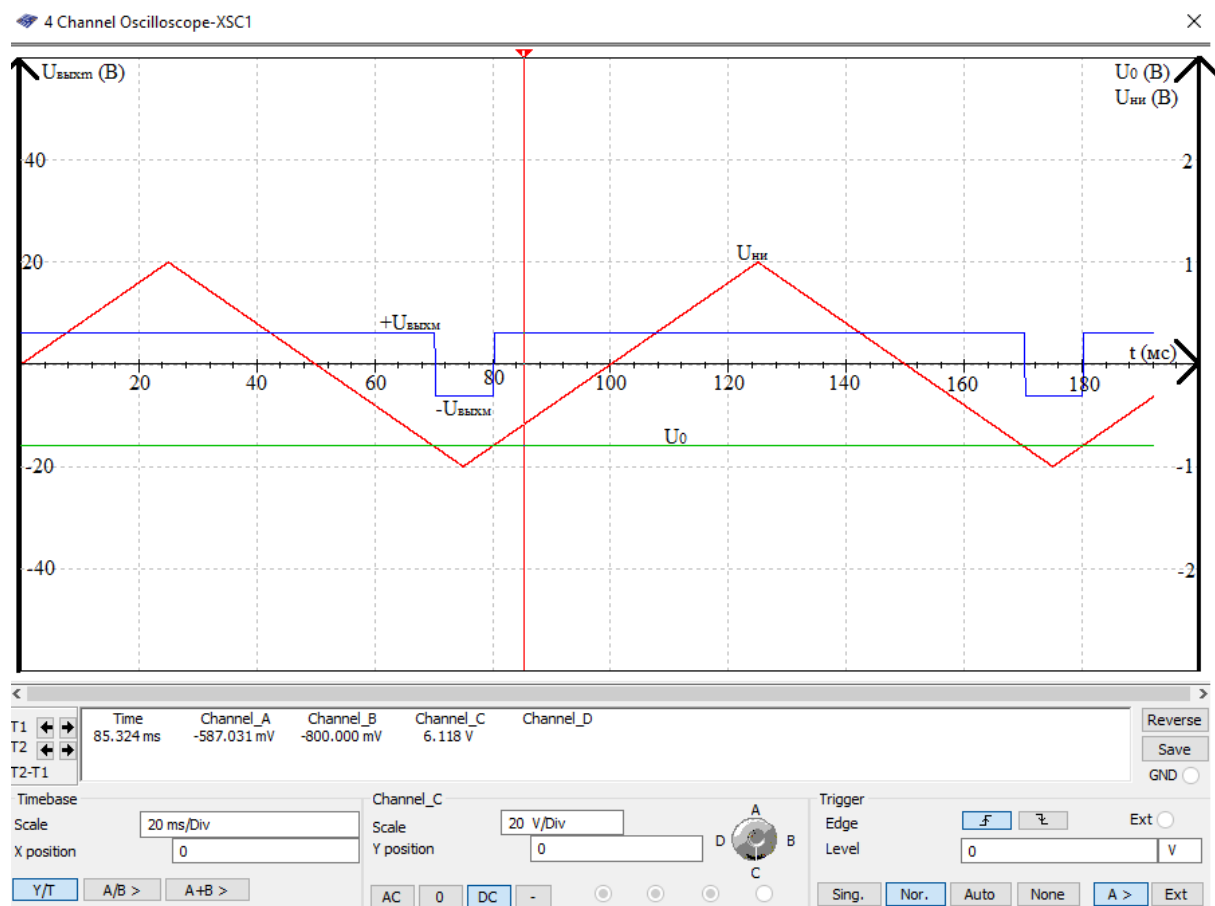


Рисунок 63: осциллограмма компаратора для определения U_m при $V_0 = -0,800$ В.

$$U_m = 6,118 \text{ В}$$

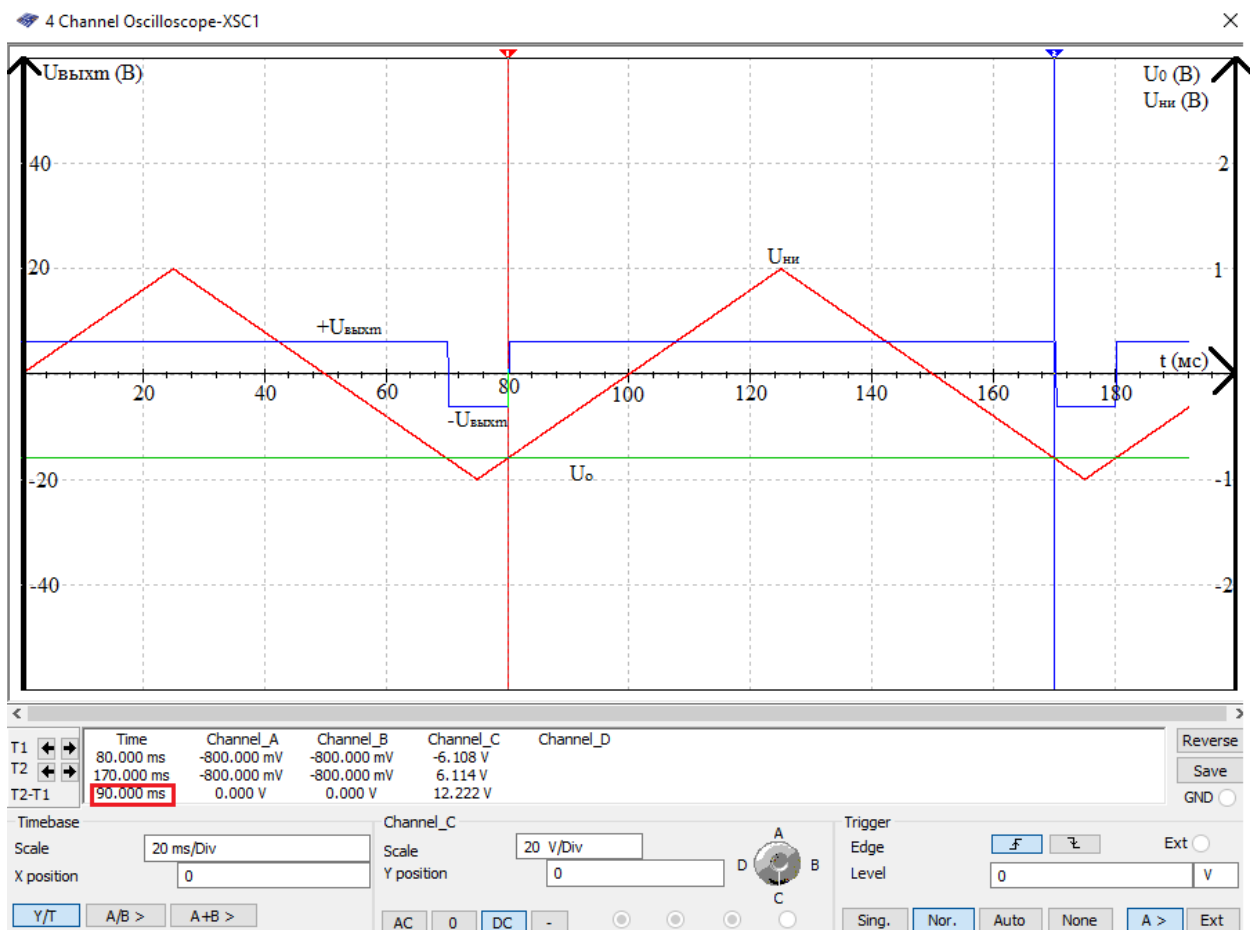


Рисунок 64: осциллограмма компаратора при $V_0 = -0,800$ В для определения t_1 .

$$t_1 = 90 \text{ мс (красным цветом)}$$

$$K_3 = t_1 / (t_1 + t_2) = t_1 / T = 90/100 = 0,900$$

5.3 Установить опорное напряжение на источнике $V_0 = 0$ В и повторить пункт 5.2:

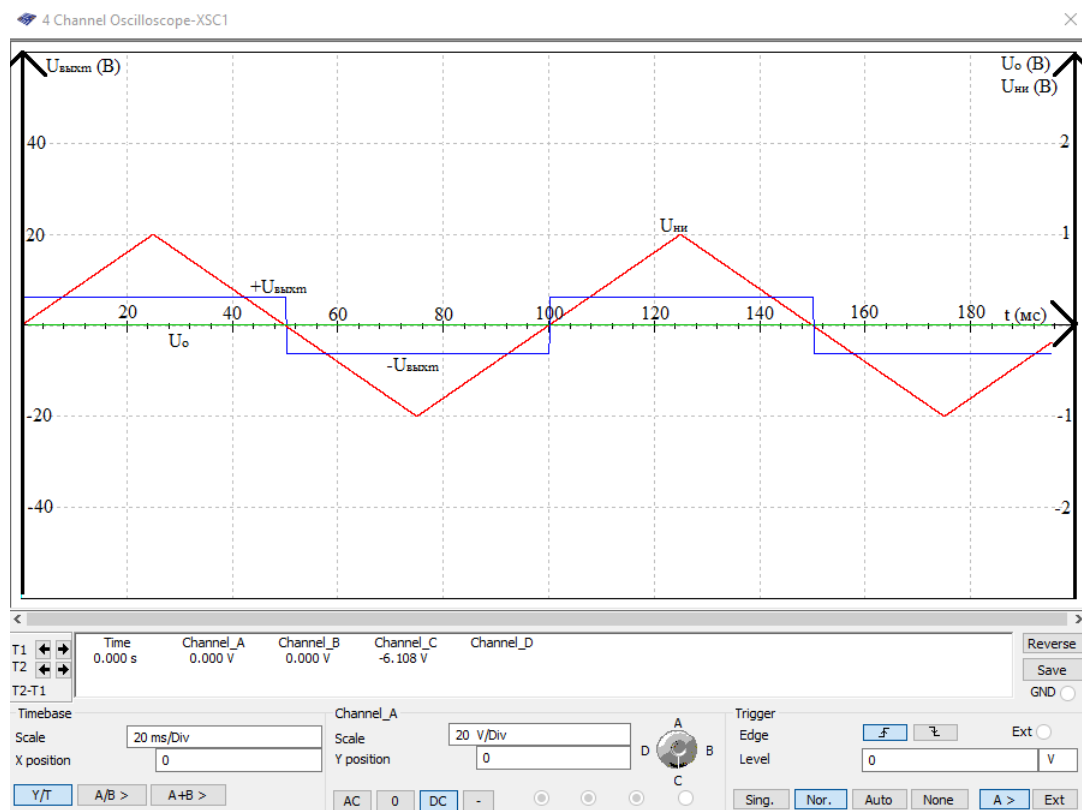


Рисунок 65: осциллограмма компаратора при $V_0 = 0$ В.

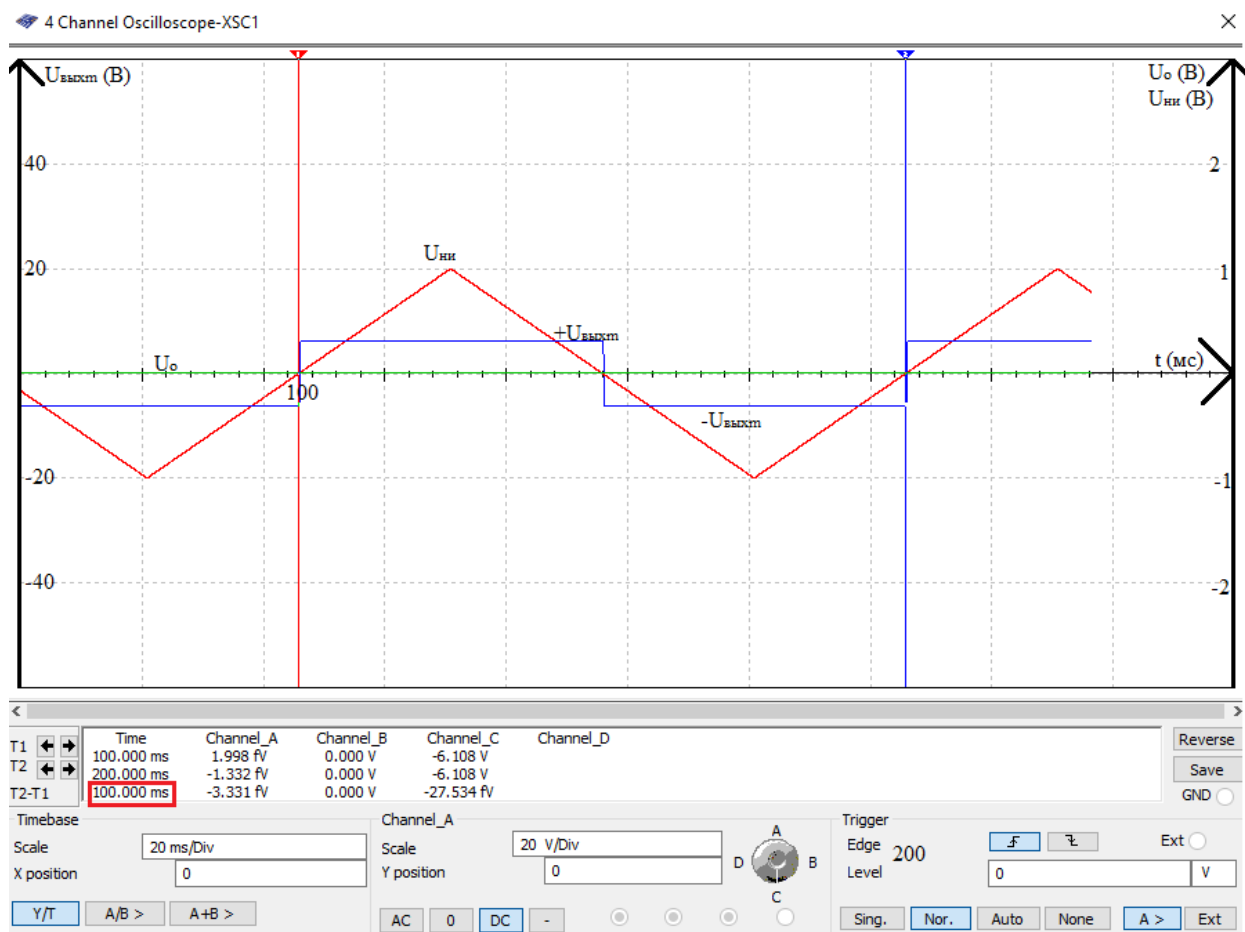


Рисунок 66: осциллограмма компаратора для определения периода при $V_0 = 0$ V для вычисления f и T .

$$T = 100 \text{ мс}$$

$$f = 1/T = 1/0.1 = 10 \text{ Гц}$$

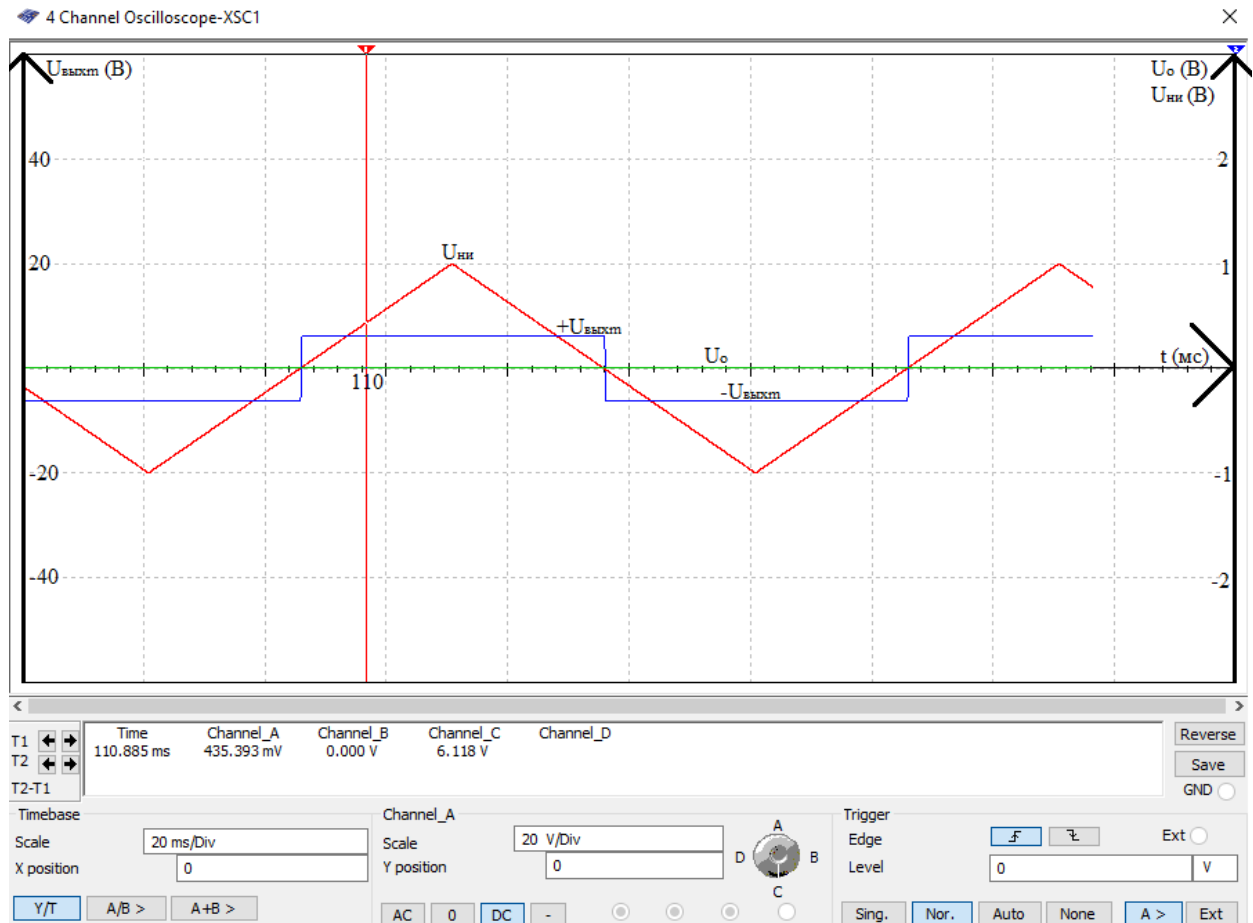


Рисунок 67: осциллограмма компаратора для определения U_m при $V_0 = 0$ B.

$$U_m = 6,118 \text{ B}$$

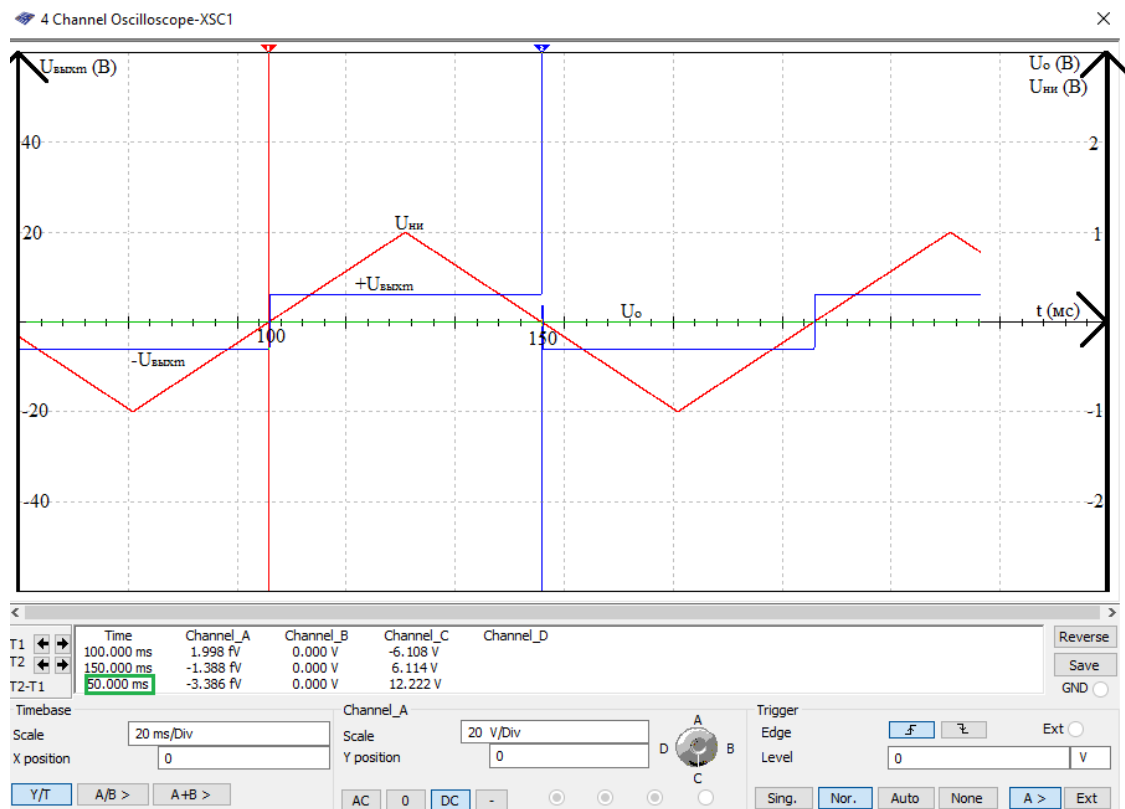


Рисунок 68: осциллограмма компаратора при $V_0 = 0$ В для определения t_1 .

$$t_1 = 50 \text{ мс (обведено зелёным цветом)}$$

$$K_3 = t_1 / (t_1 + t_2) = t_1 / T = 50 / 100 = 0,5$$

Выводы: в результате изменения U_0 время t_1 уменьшилось, коэффициент заполнения K_3 уменьшился, значение U_m не поменялось особо. При $U_0 = 0$ В и $K_3 = 0,5$ ровно половина графика $U_{\text{выхм}} - +U_{\text{выхм}}$ будет выше линии $U_0 = 0$ В, и такая же половина $U_{\text{выхм}} - -U_{\text{выхм}}$ будет ниже линии $U_0 = 0$ В. При выставлении U_0 ниже нуля (например, данные моего варианта, где $U_0 < 0$ В), часть графика $U_{\text{выхм}} (+U_{\text{выхм}})$ выше линии $U_0 = 0$ В будет иметь больший период по сравнению с $+U_{\text{выхм}}$ при $U_0 = 0$ В, и наоборот, если мы поставим значение $U_0 > 0$ В, то часть графика $U_{\text{выхм}} (-U_{\text{выхм}})$ ниже линии $U_0 = 0$ В будет иметь больший период по сравнению с $-U_{\text{выхм}}$ при $U_0 = 0$ В. Если говорить про t_1 и K_3 , то они изменяются пропорционально, в подтверждение приведу ещё один пример, но уже с $U_0 > 0$ В.

Операционный усилитель можно использовать в качестве компаратора входных сигналов.

Компаратор сравнивает входной инвертирующий сигнал U_0 с входным неинвертирующим U_c , и на выходе дает либо $+U_{\text{пит}}$, если $U_0 > U_c$, либо $-U_{\text{пит}}$, если $U_0 < U_c$.

Изменение выходного тока не происходит мгновенно, более того, оно происходит с некоторым наклоном, из-за ограничения скоростью нарастания выходного напряжения ОУ работающего в импульсной схеме.

Литература:

Если в качестве компаратора используется ОУ общего назначения, то на его выходе будет устанавливаться положительное или отрицательное напряжение насыщения в зависимости от того, какое из входных напряжений выше.

Операционные усилители и линейные интегральные схемы 1979.djvu Page 50 of 362

10.3.1. Определение скорости нарастания. Скорость нарастания ОУ говорит о том, как быстро может изменяться выходное напряжение. У операционного усилителя общего назначения, такого, как, например, ОУ 741, максимальная скорость нарастания составляет 0,5 В/мкс. Это означает, что напряжение на выходе может изменяться за 1 мкс максимум на 0,5 В. Скорость нарастания зависит от многих факторов: коэффициента усиления усилителя, наличия и величины емкости корректирующих конденсаторов и даже от того, в каком направлении (положительном или отрицательном) изменяется выходное напряжение.

Операционные усилители и линейные интегральные схемы 1979.djvu Page 192 of 362

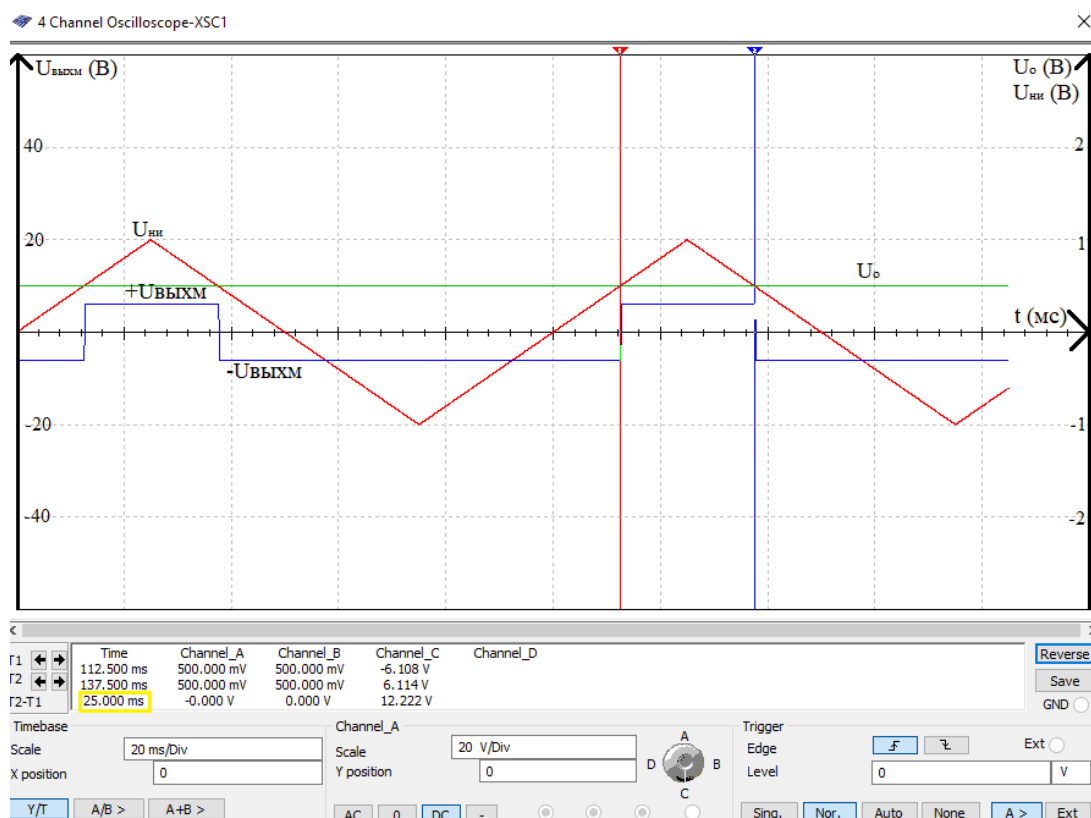


Рисунок 69: осциллограмма компаратора при $V_0 = 0,5 \text{ В}$.

$t_1 = 25 \text{ мс}$ (обведено жёлтым цветом)

$$K_3 = t_1 / (t_1 + t_2) = t_1 / T = 25 / 100 = 0,25$$

(T остался таким же – голубым цветом на рисунке 50)

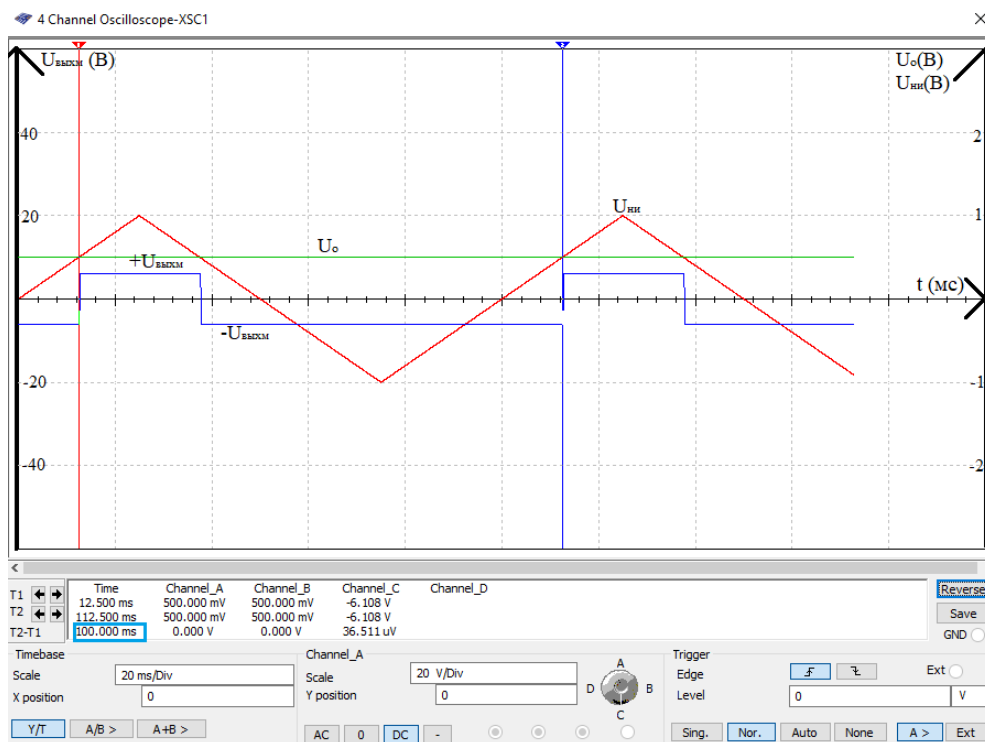


Рисунок 70: осциллограмма компаратора при $V_0 = 0,5 \text{ В}$ для определения T .

6 Исследование работы мультивибратора

6.1. Используя готовую модель (OU-5.ms10):

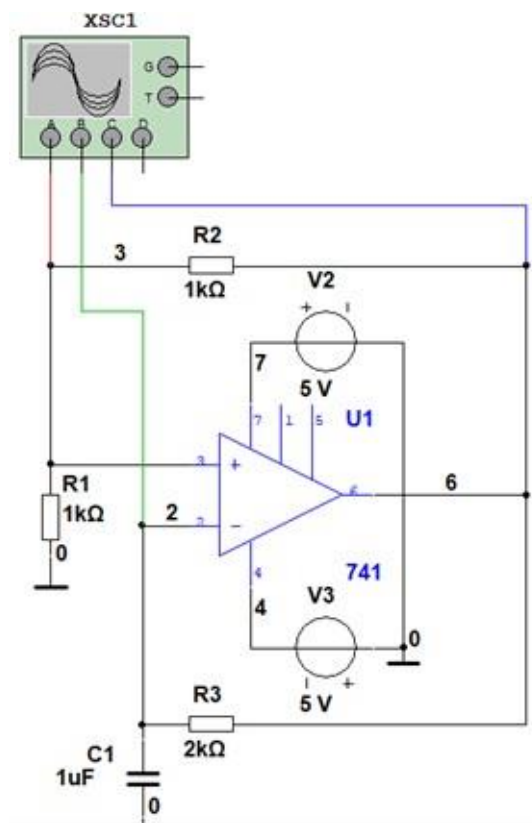


Рисунок 71: схема симметричного мультивибратора.

Напряжения источников питания V_2 и V_3 выбираются в соответствии с вариантом. Номиналы резисторов R_1 , R_2 , R_3 и ёмкость конденсатора C_1 схемы выбираются в соответствии с номером варианта из таблицы.

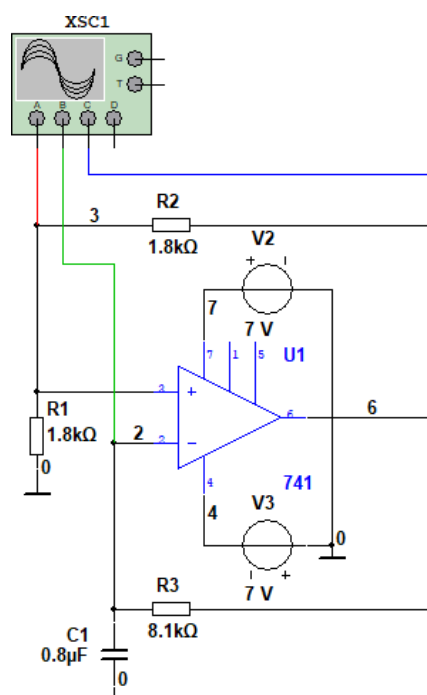


Рисунок 72: схема симметричного мультивибратора с установленными параметрами.

6.2 Запустим схему моделирования и зафиксируем полученные осциллограммы на интервале, равном двум-трём периодам. Определим амплитуды U_m , период T_3 , и частоту f_3 следования импульсов:

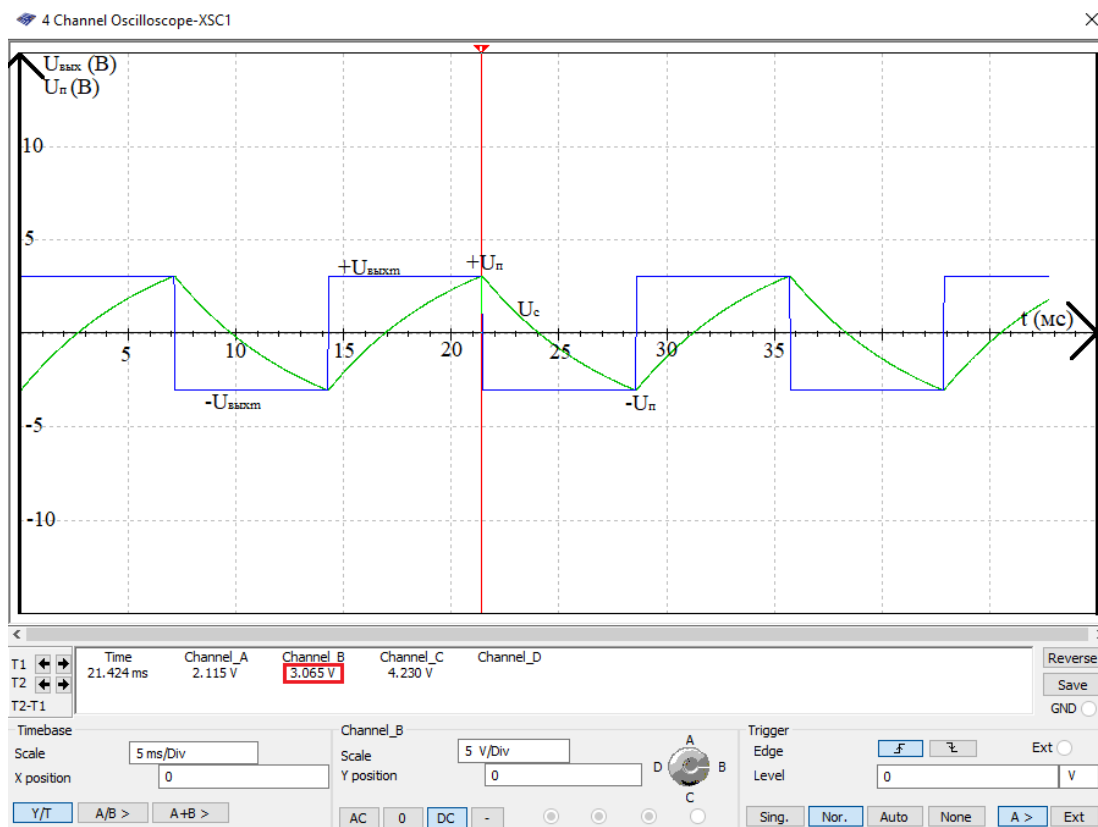


Рисунок 73: измерение выходного напряжения.

Максимальное выходное напряжение определяем по экрану осциллографа (выделено красным цветом) с помощью визирной линии:

$$U_m = 3,065 \text{ B}$$

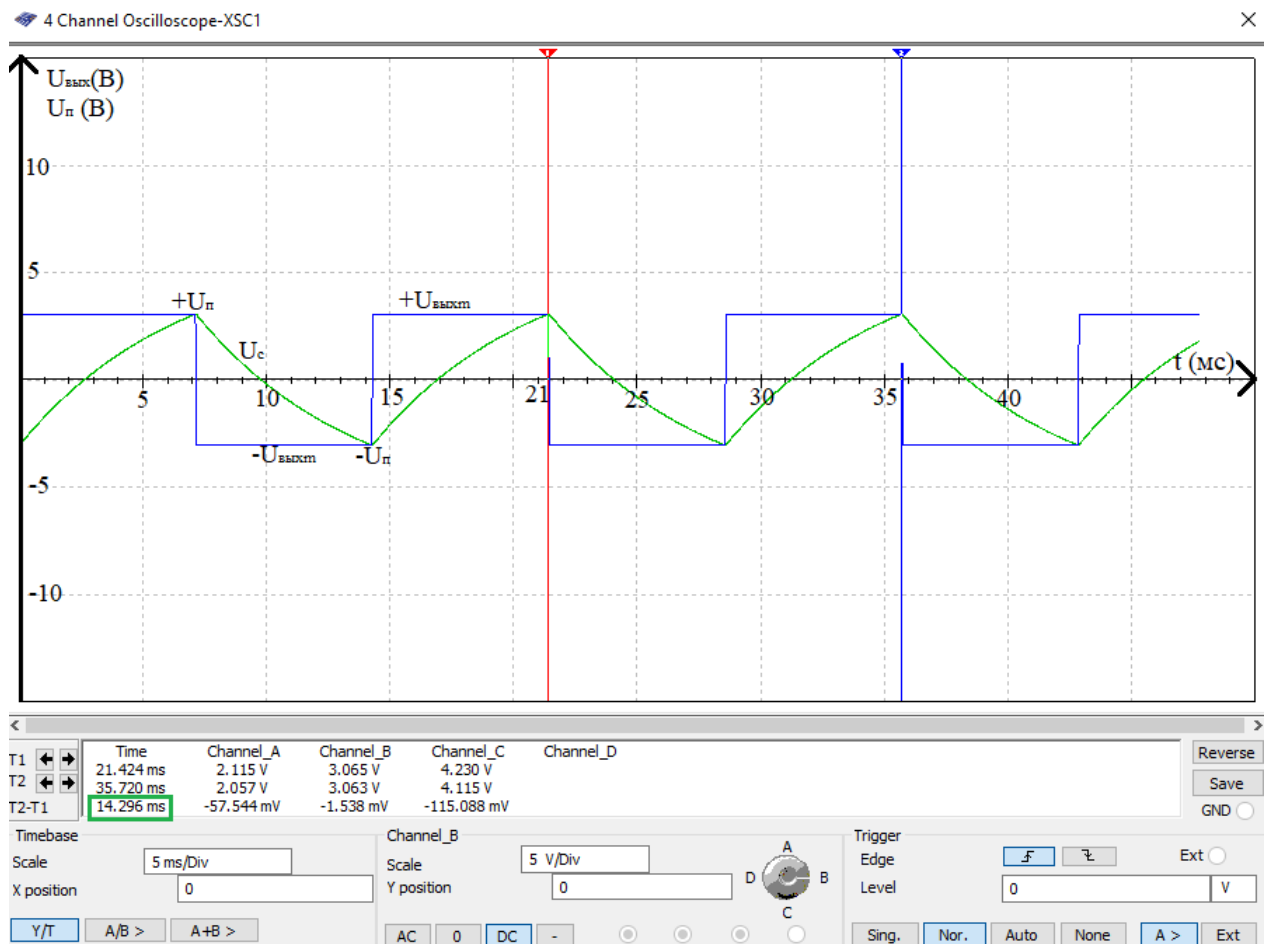


Рисунок 74: измерение периода колебаний.

$$T_3 = 14,296 \text{ мс} = 0,014296 \text{ с}$$

$$F_3 = 1 / T = 1 / 0,014296 = 69,949 \text{ Гц}$$

Вывод: на выходе мультивибратор имеет напряжения насыщения $+U_{\text{выхн}}$ и $-U_{\text{выхн}}$, имеющие прямоугольные формы. Напряжение на конденсаторе U_c достигает порогового напряжения (как положительное, так отрицательное) U_n и меняется на противоположное по знаку (связано это с заряданием конденсатора).

6.3 Рассчитаем период T и частоту f следования импульсов схемы с установленными параметрами, принимая ОУ идеальным. Сравним экспериментальные и расчётные данные:

$$T = 2 * C * R_3 * \ln(1 + 2 * R_1 / R_2) = 2 * 0,8 \text{ мкФ} * 8,1 \text{ кОм} * \ln(1 + 2 * 1,8 \text{ кОм} / 1,8 \text{ кОм}) \approx 0,0176 \text{ с}$$

$$F = 1 / T = 1 / 0,0176 = 56,818 \text{ Гц}$$

Проведём то же исследование но с перекосом напряжения питания ОУ:

6.1. Используя готовую модель с явным перекосом на V2 (OU-5.ms10):

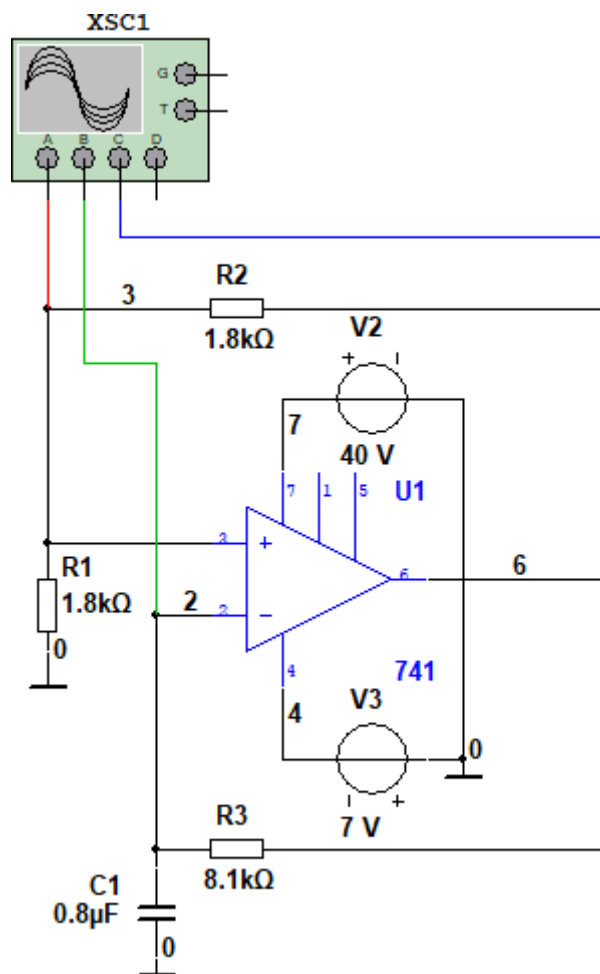


Рисунок 75: схема симметричного мультивибратора с перекосом.

6.2 Запустим схему моделирования и зафиксируем полученные осциллограммы на интервале, равном двум-трём периодам. Определим амплитуды U_m , период T_z , и частоту f_z следования импульсов:

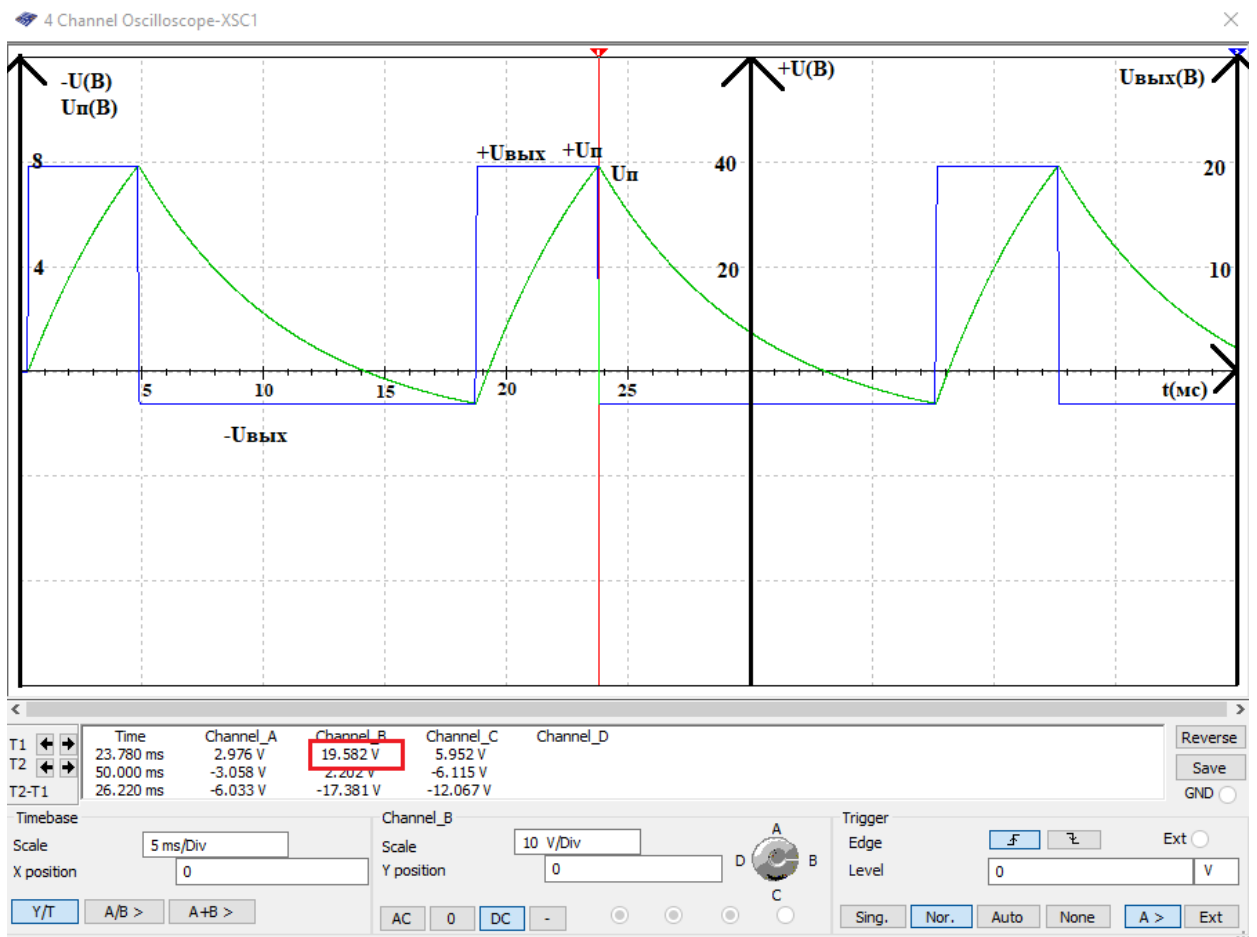


Рисунок 76: измерение выходного напряжения.

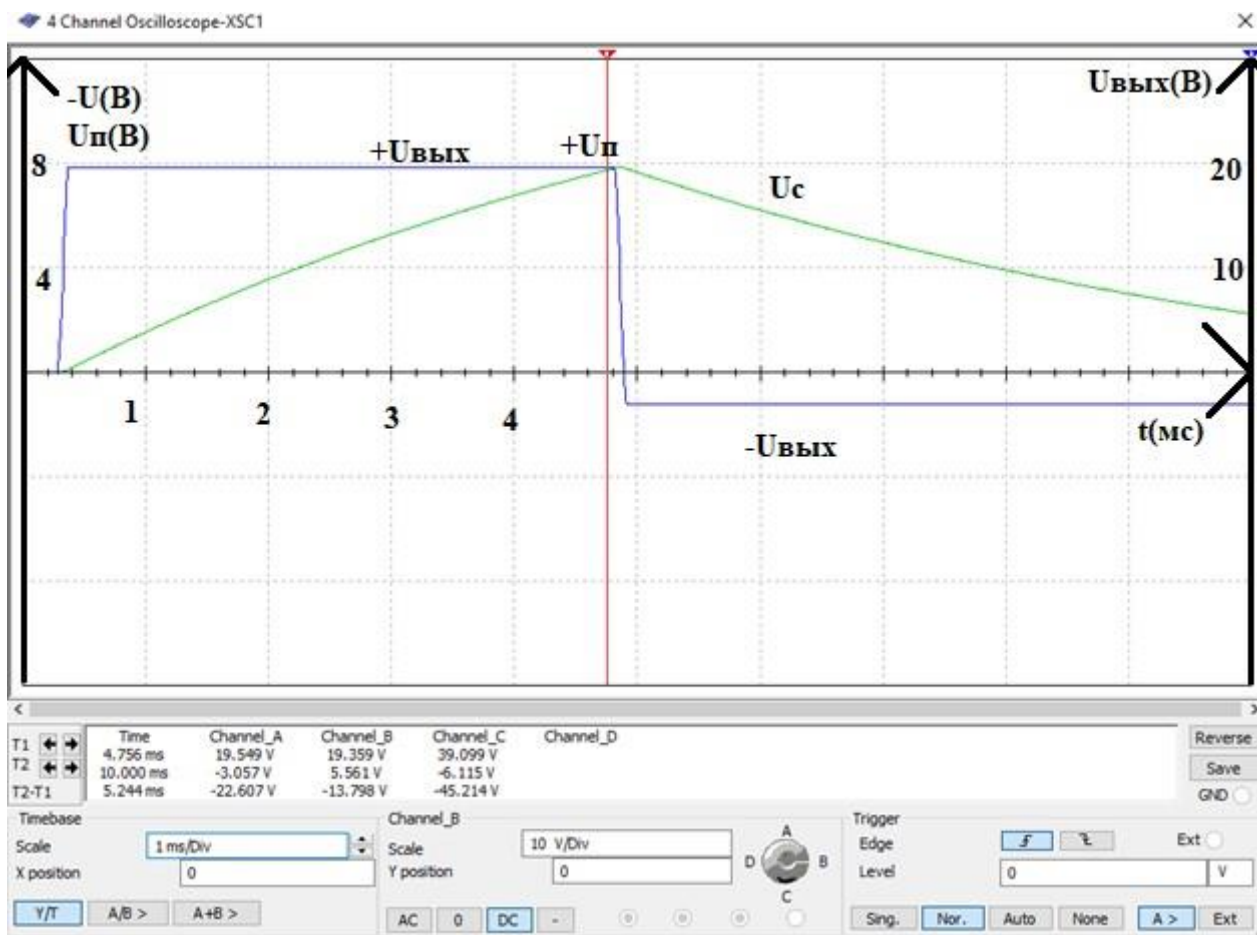


Рисунок 77: измерение выходного напряжения с демонстрацией перекоса.

Максимальное выходное напряжение определяем по экрану осциллографа (выделено красным цветом) с помощью визирной линии:

$$U_m = 19,582 \text{ В}$$

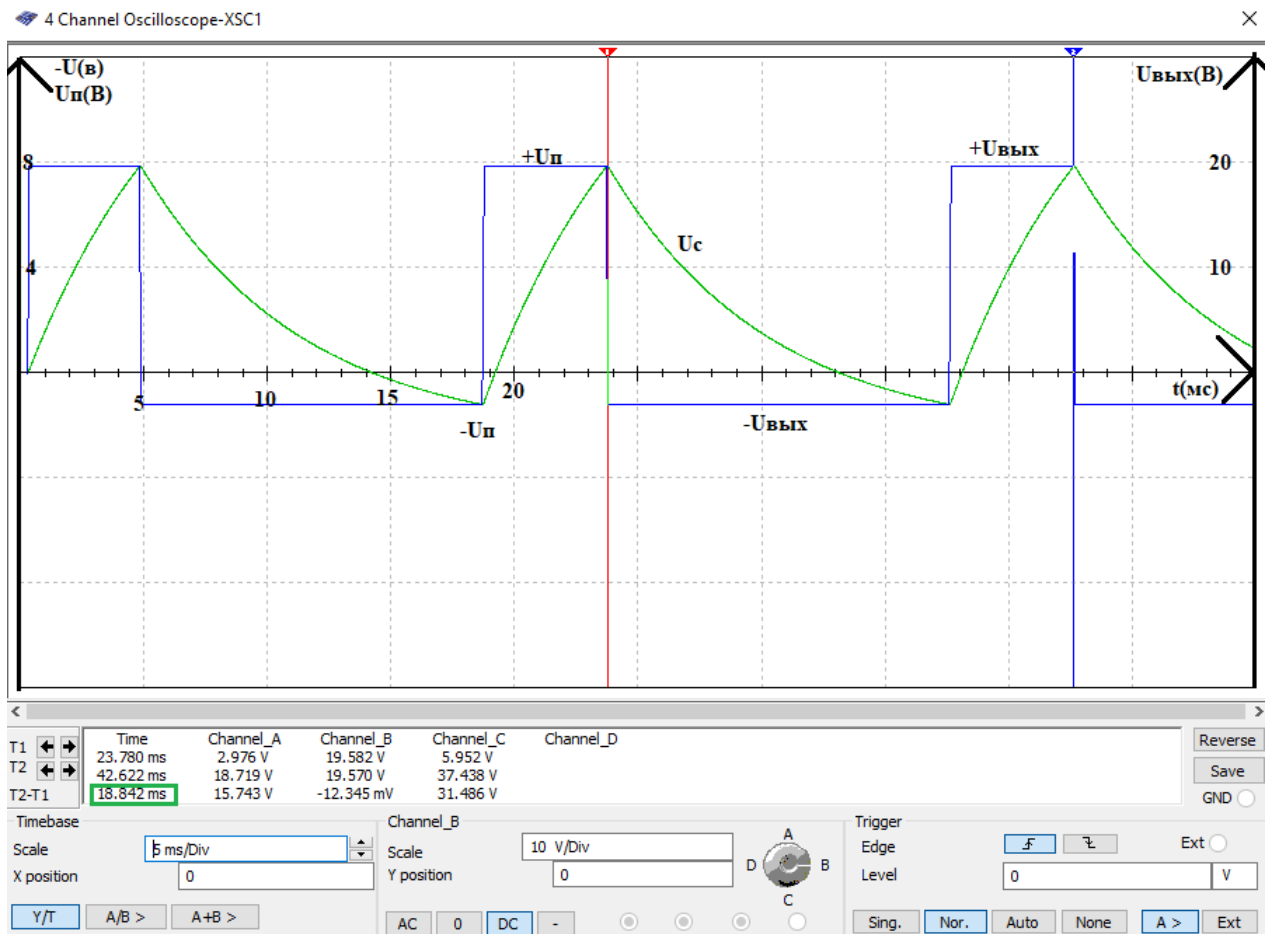


Рисунок 78: измерение периода колебаний.

$$T_0 = 18,842 \text{ мс} = 0,018842 \text{ с}$$

$$F_0 = 1 / T = 1 / 0,018842 = 53,073 \text{ Гц}$$

Вывод: на выходе мультивибратор имеет напряжения насыщения $+U_{\text{выхн}}$ и $-U_{\text{выхн}}$, имеющие не прямоугольные формы в связи с перекосом напряжения. Напряжение на конденсаторе U_c достигает пороговое напряжения (как положительное, так отрицательное) $U_{\text{п}}$ и меняется на противоположное по знаку (связано это с заряданием конденсатора) за разное время, до достижения $+U_{\text{п}}$ проходит меньше времени, чем до достижения $-U_{\text{п}}$ (исходя из рисунков). Также отметим, что изменились: период и частота.

6.3 Рассчитаем период T и частоту f следования импульсов схемы с установленными параметрами, принимая ОУ идеальным. Сравним экспериментальные и расчётные данные:

$$T = 2 * C * R_3 * \ln(1 + 2 * R_1 / R_2) = 2 * 0,8 \text{ мкФ} * 8,1 \text{ кОм} * \ln(1 + 2 * 1,8 \text{ кОм} / 1,8 \text{ кОм}) \approx 0,0176 \text{ с}$$

$$F = 1 / T = 1 / 0,0176 = 56,818 \text{ Гц}$$

6.4 Сделаем выводы:

Вывод: Сравнив экспериментальные и расчётные значения длительности и частоты генерируемых импульсов, можно сделать вывод, что они равны с незначительной погрешностью. Также пронаблюдав за значениями симметричного мультивибратора, заметим, что длительность импульса и длительность паузы одинаковы, что является характерной чертой устройства.

Мультивибратор в данной схеме является генератором прямоугольных импульсов.

Период и частота идеальной схемы отличается от периода реальной схемы, так как ОУ имеет характеристику скорости нарастания выходного напряжения (у LM741 $SR = 0,5 \text{ В/мкс}$). Также, на скорость нарастания напряжения влияет сама емкостная нагрузка.

Мультивибратор построен на постоянно перезаряжающемся конденсаторе, в момент его зарядки, $U_{\text{вых}}$ отдает U_+ , в момент разрядки U_- .

Литература:

Хотя ПОС ускоряет переключение выхода из одного насыщенного состояния в другое, однако время перехода остается довольно большим. Типичное время, которое требуется для изменения $U_{\text{вых}}$ от $+U_{\text{нас}}$ до $-U_{\text{нас}}$ и обратно, составляет несколько микросекунд.

Операционные усилители и линейные интегральные схемы 1979.djvu Page 57 of 362

6.5 Electrical Characteristics, LM741⁽¹⁾

PARAMETER		TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
Transient response	Rise time	$T_A = 25^\circ\text{C}$, unity gain		0.3		μs
	Overshoot			5%		
Slew rate		$T_A = 25^\circ\text{C}$, unity gain		0.5		$\text{V}/\mu\text{s}$

Итак, вкратце работу автоколебательного мультивибратора можно описать следующим образом:

1) при $U_{\text{вых}} = +U_{\text{нас}}$ конденсатор C перезаряжается от $U_{\text{п.н}}$ до $U_{\text{п.в}}$ и переключает схему в состояние $U_{\text{вых}} = -U_{\text{нас}}$;

2) при $U_{\text{вых}} = -U_{\text{нас}}$ конденсатор C перезаряжается от $U_{\text{п.в}}$ до $U_{\text{п.н}}$ и переключает схему в состояние $U_{\text{вых}} = +U_{\text{нас}}$. Время, необходимое для заряда и разряда C , определяет частоту работы мультивибратора.

Операционные усилители и линейные интегральные схемы 1979.djvu Page 93 of 362

7 Контрольные вопросы

1 Почему ЛАЧХ ОУ не имеет «завала» в области низких частот?

ОУ - это усилитель постоянного тока УПТ, его амплитудно-частотная характеристика не имеет завала в области низких частот, поскольку ОУ не содержит разделительных конденсаторов. Для того, чтобы в отсутствие входных сигналов потенциал выхода можно было привести к нулю (к потенциалу земли), питание ОУ делают двухполярным и обычно симметричным.

Источник информации: [https://studall.org/all-202583.html#:~:text=ОУ%20-%20это%20усилитель%20постоянного,симметричным%20\(например%2C%200%2B_%2012%2C6%20В](https://studall.org/all-202583.html#:~:text=ОУ%20-%20это%20усилитель%20постоянного,симметричным%20(например%2C%200%2B_%2012%2C6%20В) (почти что начало раздела);

2 Почему ОУ без отрицательных обратных связей в качестве усилителей не применяются?

Операционные усилители имеют очень большой коэффициент усиления ОУ по напряжению $K_U = 10^5 \dots 10^6$, а выходное напряжение не может выйти за пределы напряжения питания (обычно несколько меньше). Поэтому, для того чтобы ОУ работал в качестве усилителя напряжения максимальное входное дифференциальное напряжение не должно превышать нескольких десятков мкВ (при $U_{пит} = 15 \text{ В}$, $K_U = 10^5$, $U_d \approx 150 \text{ мкВ}$). С учётом вышесказанного можно сделать вывод, что без применения отрицательной обратной связи, которая снижает усиление ОУ в схеме, применение ОУ бесполезно, так как при входных напряжениях в несколько милливольт ОУ войдёт в насыщение с выходным напряжением равным напряжению питания.

Источник информации: <https://www.electronicblog.ru/usilitelnaya-sxemotexnika/komparatory-i-trigger-shmitta-na-ou.html#:~:text=Поэтому%2C%20для%20того%20чтобы%20ОУ,выходным%20напряжением%20равным%20напряжению%20питания> (почти что начало раздела);

3 Как обеспечивается нулевой выходной сигнал на выходе ОУ при отсутствии входного сигнала?

При нулевом входном сигнале выходной сигнал идеального ОУ равен нулю. На практике это не так: отличный от нуля сигнал (ток или напряжение) присутствует на выходе ОУ даже при нулевом входном сигнале. Чтобы добиться нулевого выходного сигнала при нулевом входном, на вход ОУ подается входной ток смещения или напряжение смещения такой величины и полярности, чтобы выходной сигнал, соответствующий входному сигналу смещения, компенсировал исходный мешающий выходной сигнал.

Источник информации: <http://radiolubitel.net/index.php/elektronika/306-operatsionnyj-usitel> (чуть меньше половины страницы);

4 Почему на выходе мультивибратора имеем сигнал при отсутствии входного сигнала?

Подобно генераторам синусоидальных колебаний, автоколебательные мультивибраторы работают в режиме самовозбуждения. Для формирования импульсного сигнала внешнее воздействие не требуется. Процесс получения импульсного напряжения основывается на преобразовании энергии источника постоянного напряжения. Автоколебательные мультивибраторы могут быть построены на транзисторах

Источник информации: <https://nsportal.ru/npo-spo/energetika-energeticheskoe-mashinostroenie-i-elektrotekhnika/library/2020/03/18> (начало страницы);

5 Какими параметрами обладает идеальный ОУ и почему вводится понятие идеального операционного усилителя?

Основные параметры ОУ:

1. K_u – коэффициент усиления.
2. V_{os} – напряжение смещения нуля.
3. Диапазон входных и выходных напряжений.
4. GBW – частота единичного усиления.
5. CMRR – коэффициент ослабления синфазного напряжения.
6. Noise – собственный уровень шума усилителя
7. I_{in} – входной ток.
8. +PSRR – устойчивость к помехе по питанию.
9. -PSRR – устойчивость к помехе по земле.
10. V_- , V_+ – напряжения земли и питания соответственно.
11. P – потребляемая мощность.

Идеальный операционный усилитель

Обычно операционный усилитель имеет два входа, инвертирующий и неинвертирующий, и один выход. ОУ усиливает разность напряжений на входах. Коэффициент передачи операционного усилителя с отключенной ООС – порядка $10^4 \dots 10^6$ (80...120 dB) в цепях постоянного тока.

Принцип действия ОУ наиболее наглядно раскрывается на модели «идеального операционного усилителя». Модель обладает следующими свойствами:

1. Входы идеального ОУ не оказывают влияния на входные сигналы и имеют бесконечно большое сопротивление и бесконечно малую ёмкость.
2. Выход идеального ОУ имеет нулевое сопротивление и может обеспечить на нагрузке любое напряжение и любой ток.
3. Коэффициент передачи идеального ОУ стремится к бесконечности и не зависит от частоты входных сигналов.
4. Время задержки распространения сигнала в идеальном ОУ равно нулю, сдвиг фаз отсутствует.
5. Охваченный ООС идеальный ОУ стремится установить равное напряжение на входах.

Источники информации:

- <https://habr.com/ru/company/ruvds/blog/647583/> ;
- <https://habr.com/ru/company/milandr/blog/573412/>.

Исследование частотных характеристик.

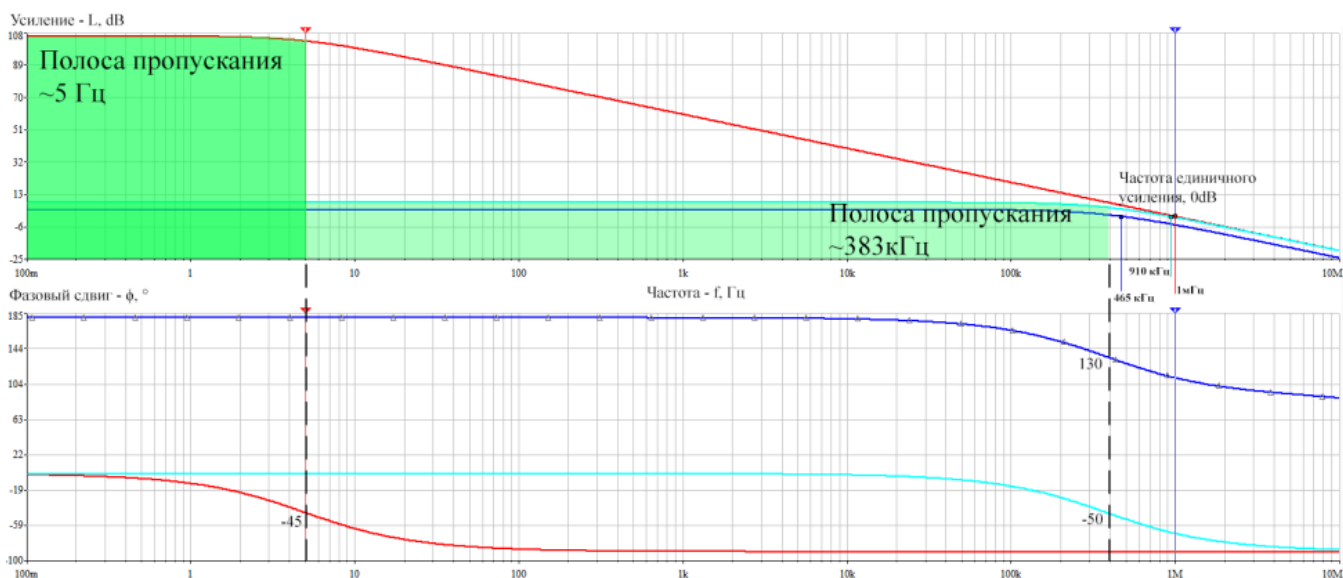


Рисунок 79: исследование ЧХ.

1. Добавление ООС расширяет полосу пропускания ОС, но обратная связь ограничивает коэффициент усиления ОС.
2. Начиная с частоты единичного усиления ОС имеют одинаковую скорость спада.
3. При прохождении через ОС, сигнал задерживается, и для каждой конкретной частоты этой задержке соответствует свой фазовый сдвиг.

Цитирование литературы:

Как уже отмечалось, в идеальном случае ОУ должен обладать бесконечной полосой пропускания. Однако многие характеристики реальных ОУ чувствительны к изменению частоты сигнала. Наиболее важно то обстоятельство, что коэффициент усиления на ВЧ уменьшается, а выходной сигнал запаздывает относительно входного. Большой фазовый сдвиг при достаточном коэффициенте усиления может привести к самовозбуждению. Поскольку ОУ создан для работы с ОС, необходимо хорошо представлять, как она влияет на его АЧХ и от чего зависит устойчивость работы реальных устройств с таким усилителем.