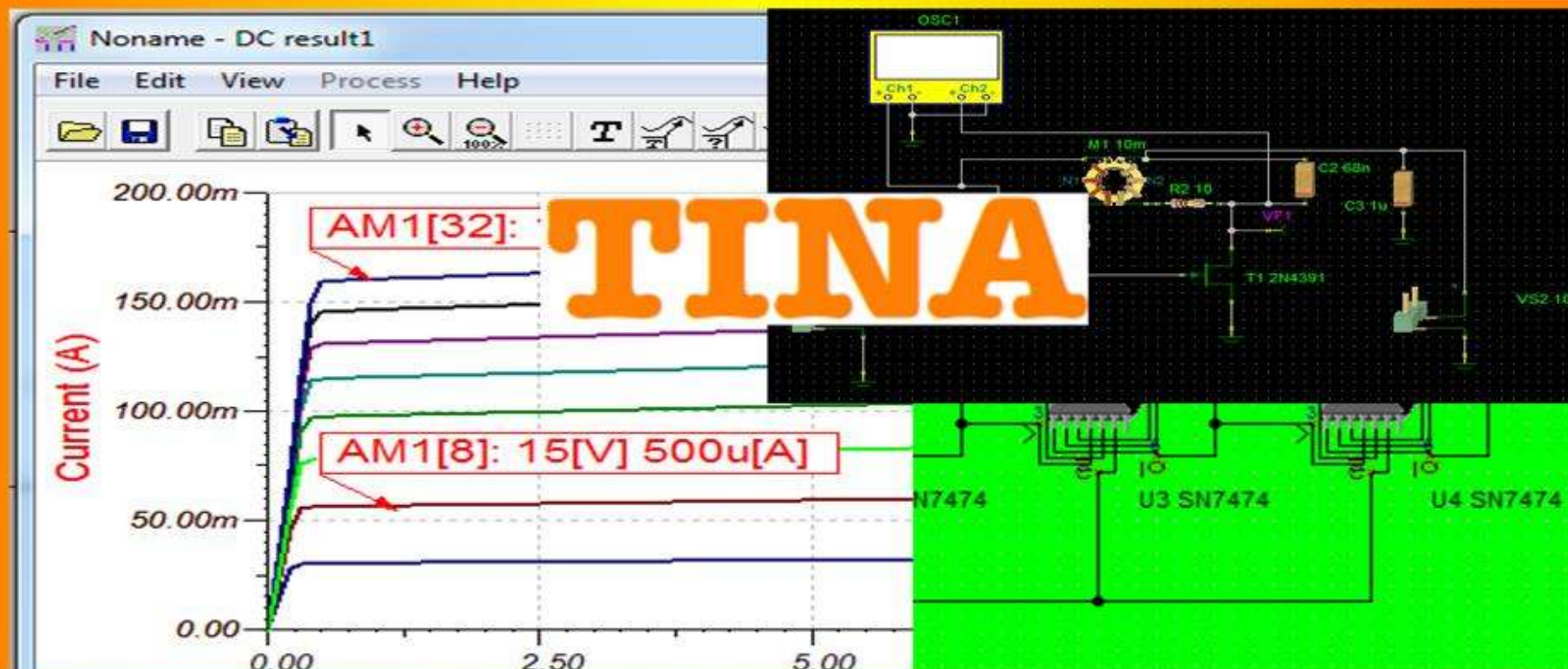


В.А. АЛЕХИН

ЭЛЕКТРОНИКА И СХЕМОТЕХНИКА

МУЛЬТИМЕДИЙНЫЙ ПРАКТИКУМ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ
КОМПЬЮТЕРНОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ
В ПРОГРАММНОЙ СРЕДЕ «TINA»



МОСКВА 2015

ЭЛЕКТРОНИКА И СХЕМОТЕХНИКА

Мультимедийный практикум с использованием
компьютерного моделирования
в программной среде «TINA»

Учебное пособие

МОСКВА 2015

ББК 31.21+32.85

А 49

УДК 621.3.01+621.38

Индекс 2202010000

Рецензенты: профессор М.Л. Белов, профессор В.Г. Лысенко

А 49 Алехин В.А. Электроника и схемотехника. Мультимедийный практикум с использованием компьютерного моделирования в программной среде «TINA». «Московский государственный технический университет радиотехники, электроники и автоматики» - М., 2015. – 293 с.

ISBN 978-5-7339-0620-1

Обучение электротехнике, электронике и схемотехнике предусматривает формирование навыков, умений и компетенций в расчетах и экспериментальных исследованиях электрических цепей и электронных схем. Программа «TINA» компании Texas Instruments является одним из наиболее эффективных средств исследования и проектирования электронных устройств.

В учебное пособие включены практические занятия по электронике и схемотехнике дисциплины «Электротехника, электроника и схемотехника». Каждое занятие содержит теоретическую часть, примеры численно - графических расчетов и моделирования электронных схем, выполненные в программной среде «TINA».

Занятия проводятся в мультимедийном классе и иллюстрируются моделированием в среде «TINA» в реальном времени. Домашние расчеты студенты выполняют с использованием этой программы.

Материал предназначен для студентов, изучающих дисциплину «Электротехника, электроника и схемотехника».

Печатается по решению редакционно-издательского совета университета.

© Алехин В.А., 2015

© МГТУ МИРЭА, 2015

ВВЕДЕНИЕ

Изучение электротехники, электроники и схемотехники в соответствии с федеральными государственными образовательными стандартами предусматривает практическое освоение студентами экспериментальных методов исследования электрических цепей и электронных схем, формирование компетенций, умений и навыков расчета электрических цепей и электронных схем.

Традиционно в лабораторных практикумах вузов для компьютерного моделирования электрических цепей и электронных схем применяются программы *Electronics Workbench* и *Multisim*. В последние годы появились новые эффективные программы компьютерного моделирования, в частности, программа *TINA* компании Texas Instruments, которая является развитием программ *Micro-CAP* и *Design Lab* и содержит интегрированную часть для проектирования печатных плат.

В МИРЭА создан и успешно используется в учебном процессе компьютерный лабораторный практикум по электротехнике и электронике [1] в программной среде *TINA*.

На практических занятиях также можно эффективно использовать программу *TINA*. Семейства вольт-амперных характеристик множества электронных компонентов в программе *TINA* можно получить очень быстро и просто, избавив себя от поиска старых справочников. На рабочем поле можно провести любые графические расчеты и измерения, а затем выполнить моделирование электронной схемы и убедиться в совпадении результатов.

Многовариантный анализ позволяет исследовать влияние параметров элементов на характеристики устройства, выбирать оптимальные режимы работы.

Практические занятия целесообразно проводить в компьютерном классе в интерактивном режиме и использовать упрощенную и доступная студенческая версия *TINA-9-TI*.

Занятие 1

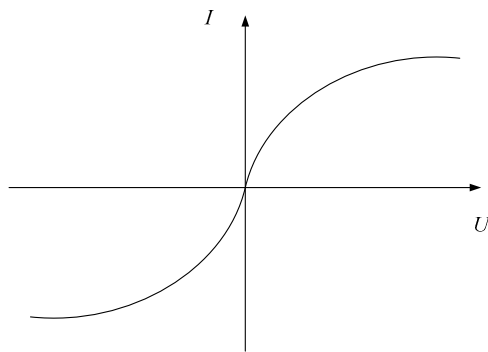
Нелинейные цепи постоянного тока

Нелинейные электрические цепи содержат один или несколько нелинейных элементов (НЭ) с нелинейными вольт-амперными характеристиками, вебер-амперными и кулон-вольтными характеристиками.

В нелинейных цепях не выполняется принцип наложения. Поэтому нельзя применять методы контурных токов, узловых напряжений и т.п. Расчеты ведут графическими методами с использованием нелинейных характеристик.

Виды нелинейных элементов в цепях постоянного тока

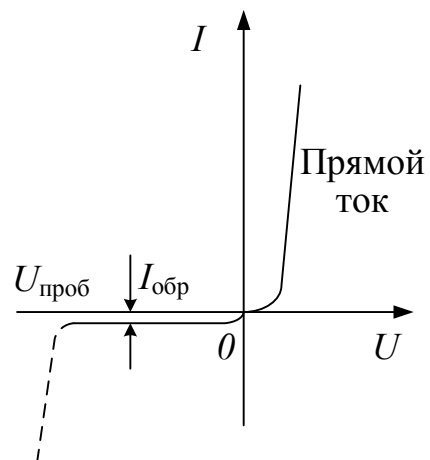
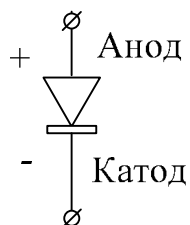
Неуправляемые нелинейные элементы



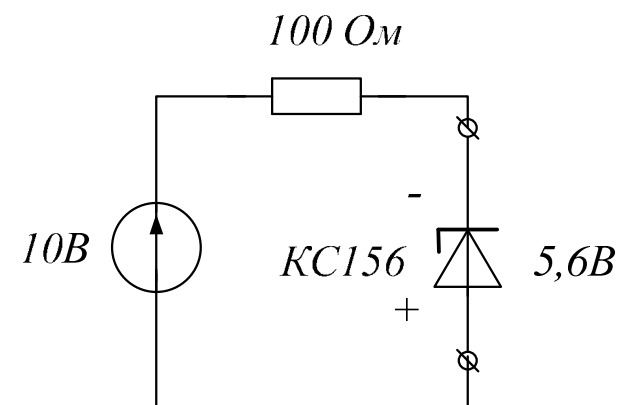
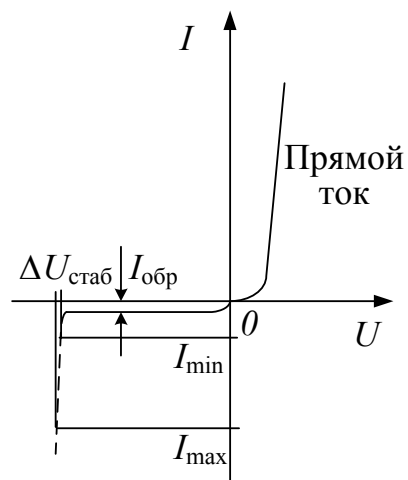
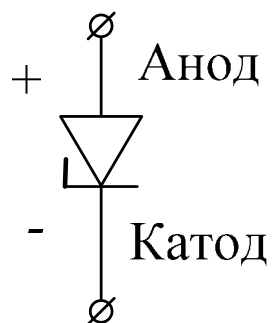
Лампы накаливания

ВАХ симметричная: $f(x) = -f(-x)$

Полупроводниковые диоды

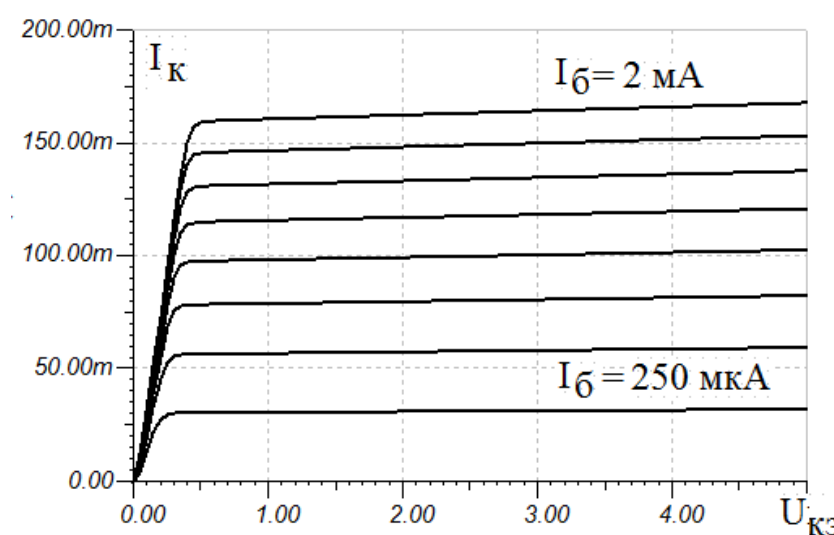
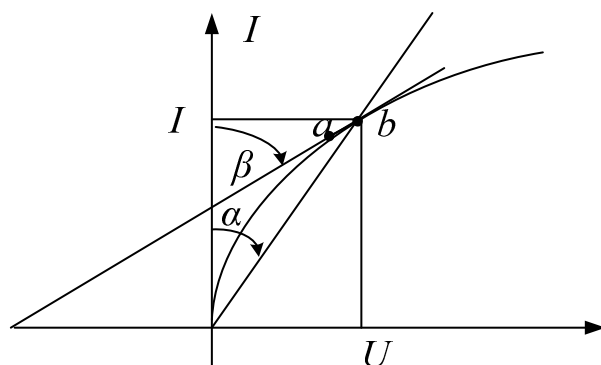
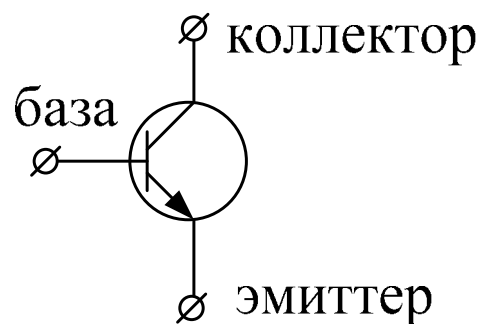


Стабилитроны



В.А. Алехин. Мультимедийный практикум по электронике и схемотехнике. 2015.

Управляемые НЭ Транзисторы



Статическое и дифференциальное сопротивление нелинейного резистора

Статическое сопротивление $R_{cm} = U/I$. В

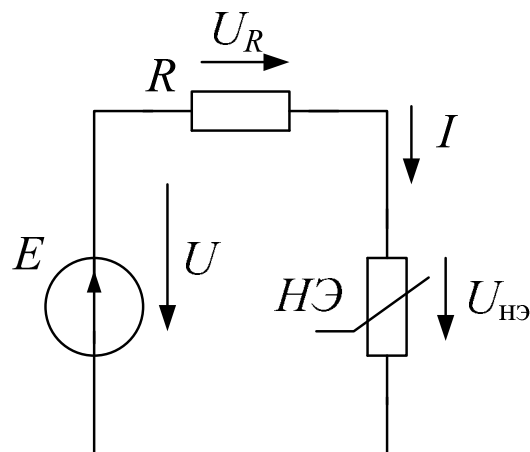
точке «b» $R_{cm} = \frac{m_U}{m_I}$.

Дифференциальное сопротивление на малом линейном участке ab :

$$R_{\text{диф}} = \frac{dU}{dI} = \operatorname{tg} \beta \frac{m_U}{m_I}.$$

На малом участке ab нелинейный резистор можно заменить линейной моделью и пользоваться линейными методами расчетов.

Расчет схем с нелинейными резисторами на постоянном токе

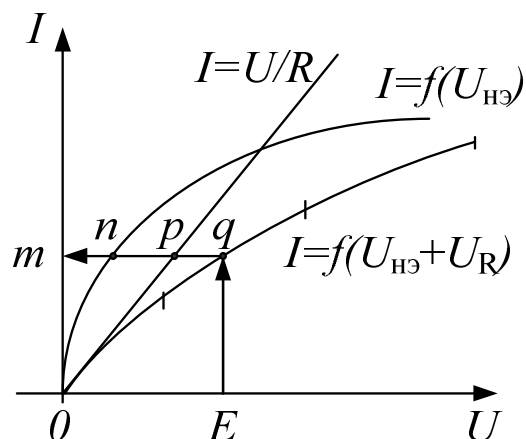


Последовательное соединение линейного и нелинейного резистора

Задана ВАХ нелинейного элемента $I = f(U_{HЭ})$.

1-й способ. Построение результирующей ВАХ последовательного

соединения суммированием напряжений.

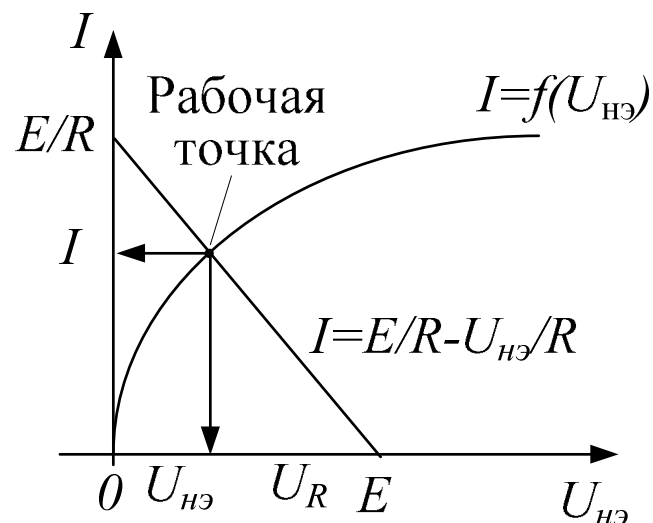


На результирующей ВАХ находим точку q и ток в точке m .

2-й способ. По схеме имеем уравнение:

$$U_{нэ} = E - IR \quad \text{или} \quad I = \frac{E}{R} - \frac{U_{нэ}}{R} -$$

нагрузочная прямая.

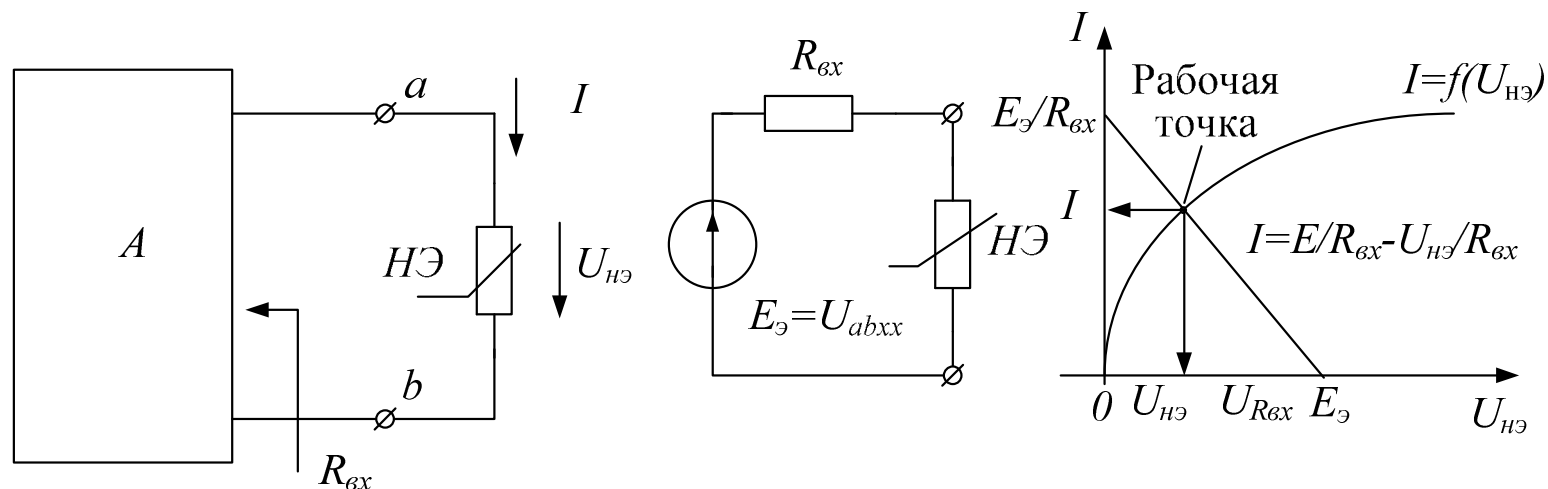


Строим графики ВАХ и нагрузочной прямой.

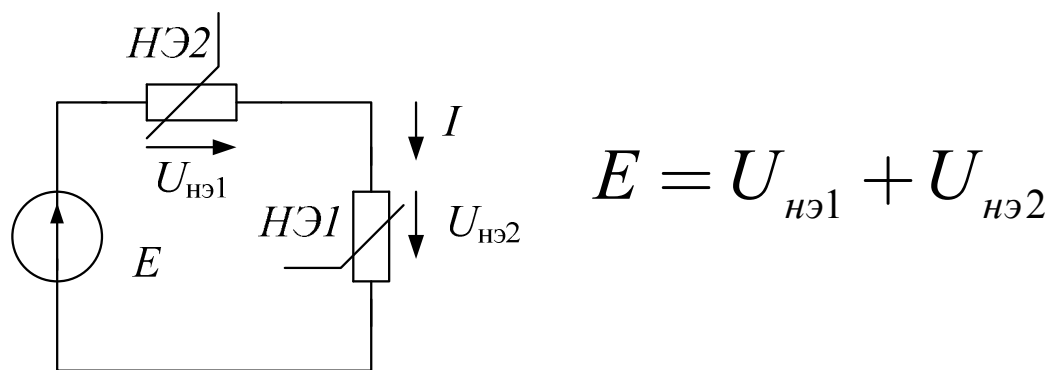
В рабочей точке находим ток и напря-

жение $U_{нэ}$.

Сложную цепь с одним НЭ заменяем активным двухполюсником и эквивалентным генератором.

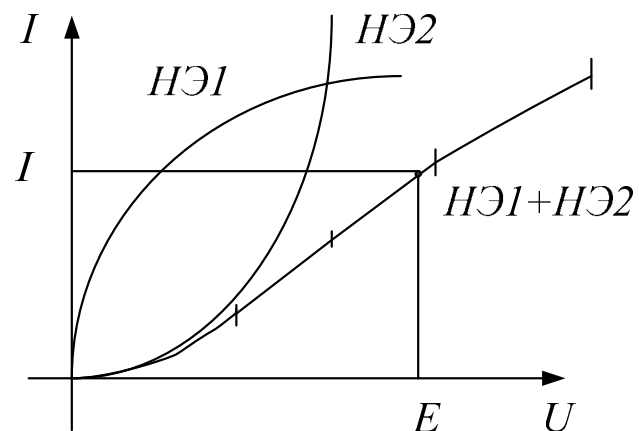


Последовательное соединение двух нелинейных элементов

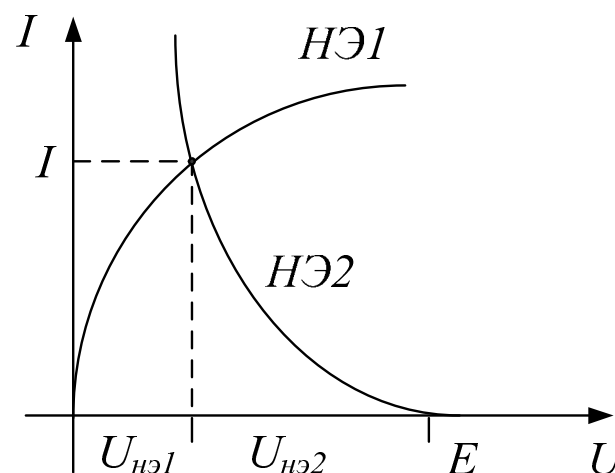


В.А. Алехин. Мультимедийный практикум по электронике и схемотехнике. 2015.

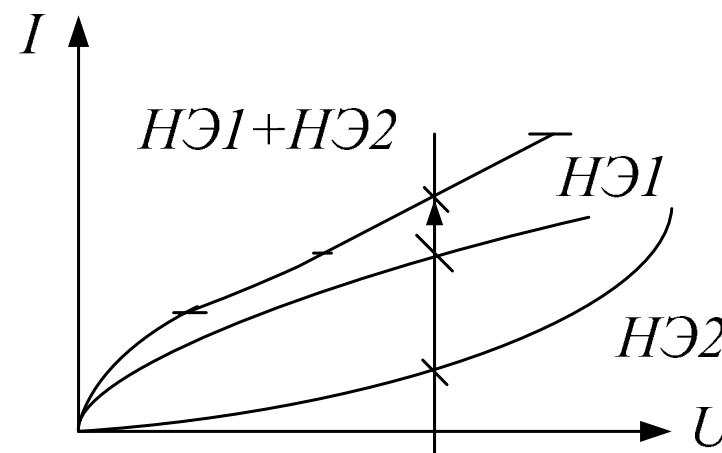
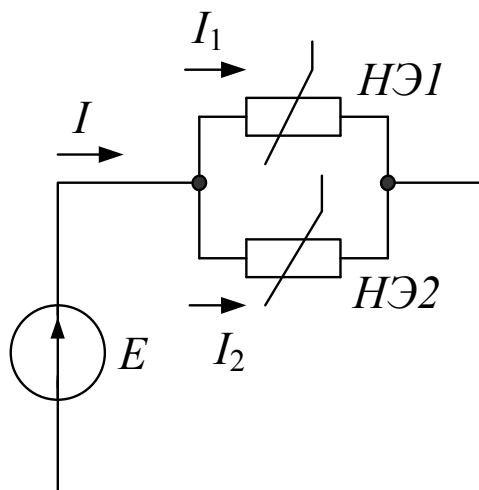
Первый способ



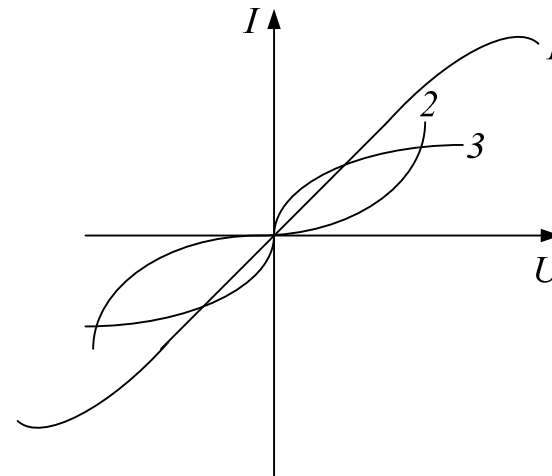
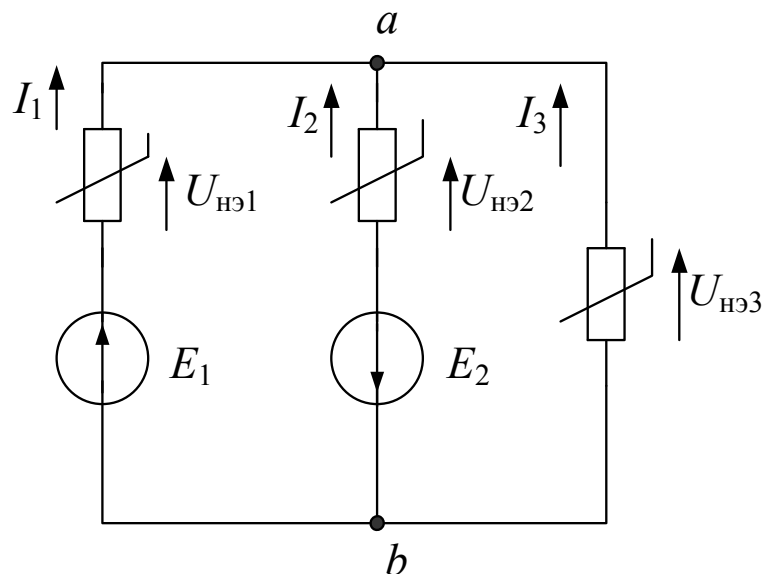
Второй способ



Параллельное соединение НЭ



Расчет разветвленной цепи методом двух узлов



Пусть $E_1 = 3E_2$.

По первому закону Кирхгофа: $I_1 + I_2 + I_3 = 0$.

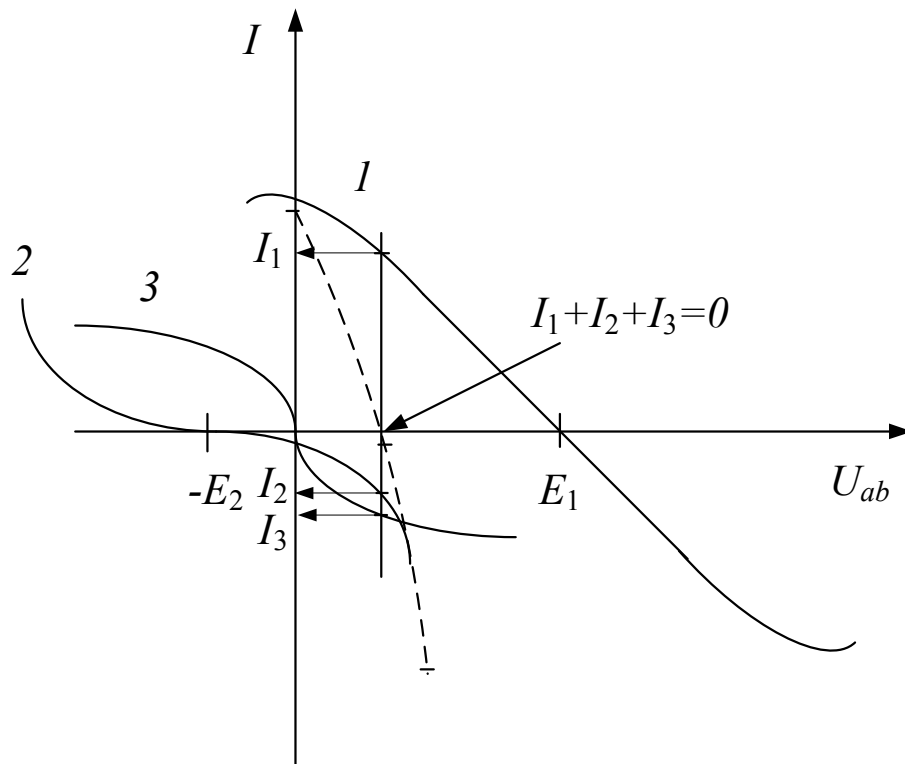
По второму закону Кирхгофа:

$$U_{ab} = E_1 - U_{нэ1}, \quad U_{ab} = -E_2 - U_{нэ2}, \quad U_{ab} = -U_{нэ3}.$$

Выразим напряжения на нелинейных элементах:

$$U_{нэ1} = E_1 - U_{ab}, \quad U_{нэ2} = -E_2 - U_{ab}, \quad U_{нэ3} = -U_{ab}.$$

Построим графики токов в нелинейных элементах от U_{ab} , преобразуя ВАХ с учетом источников напряжения.



Суммируем графики токов и находим выполнение условия $I_1 + I_2 + I_3 = 0$ и токи в ветвях.

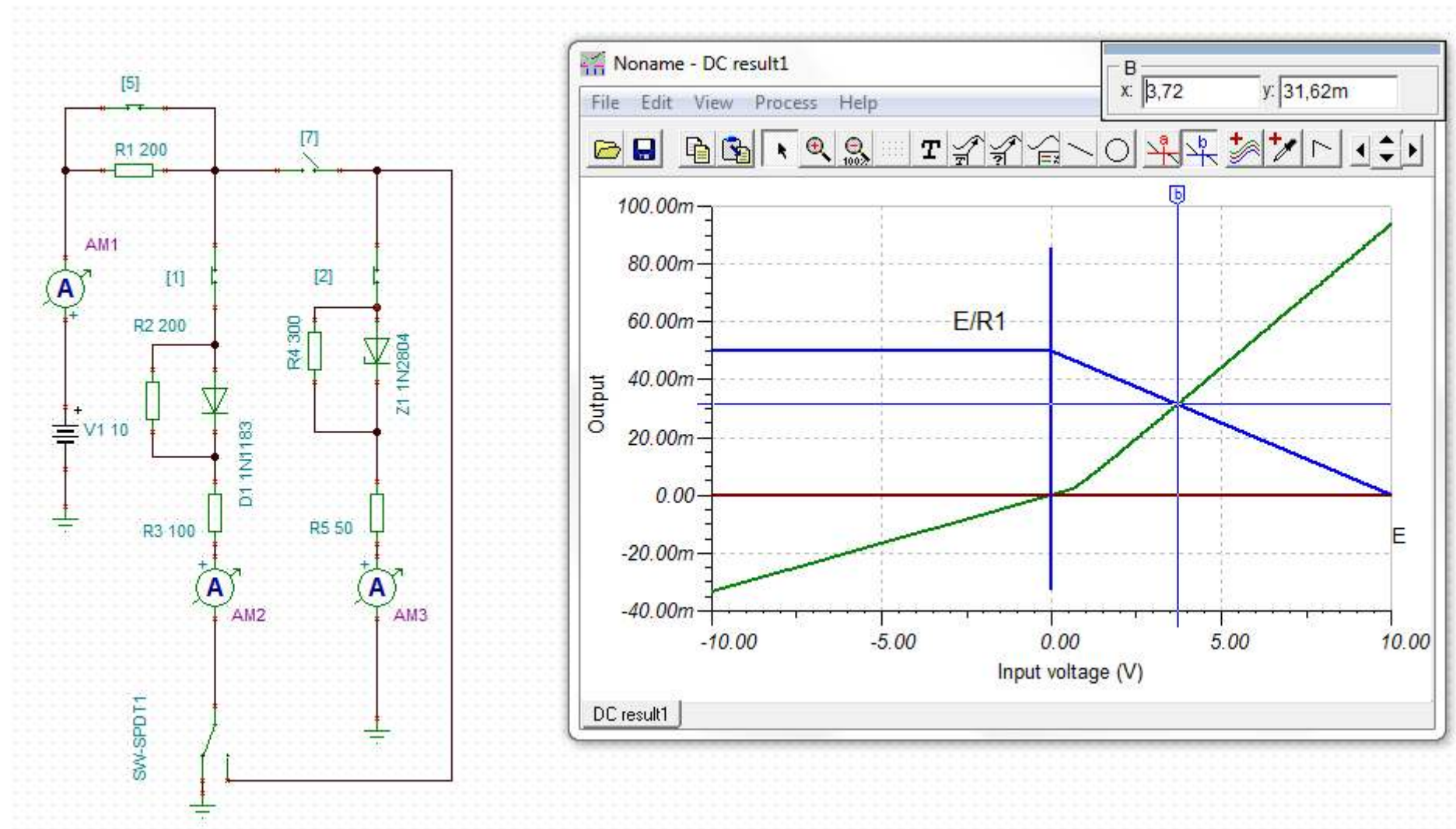
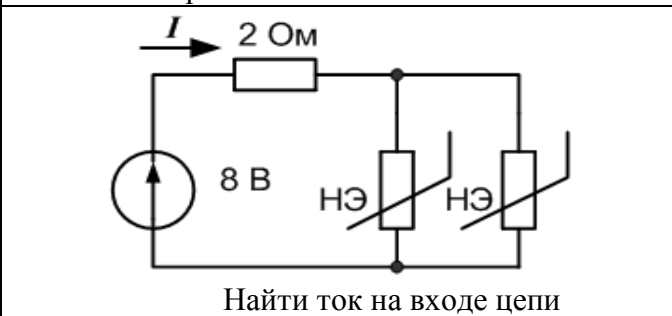
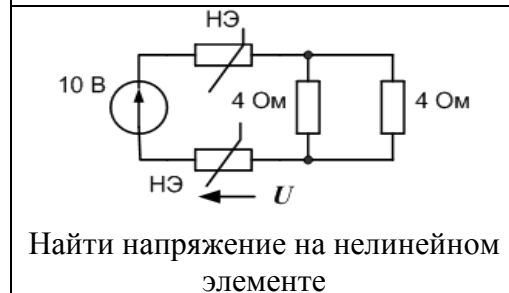
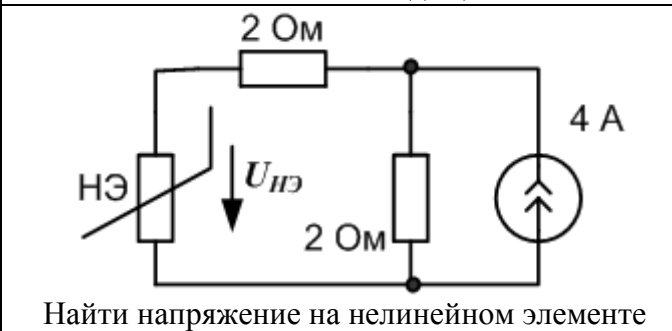
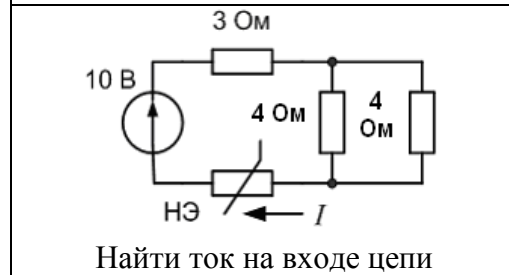
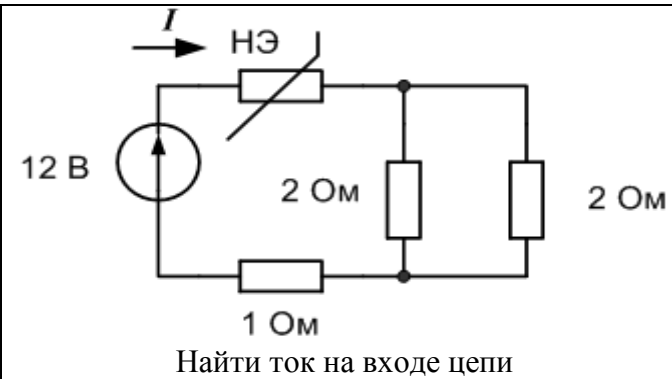
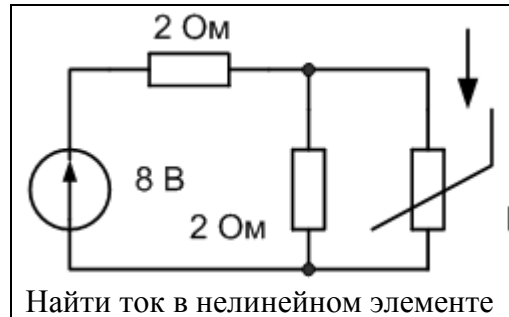
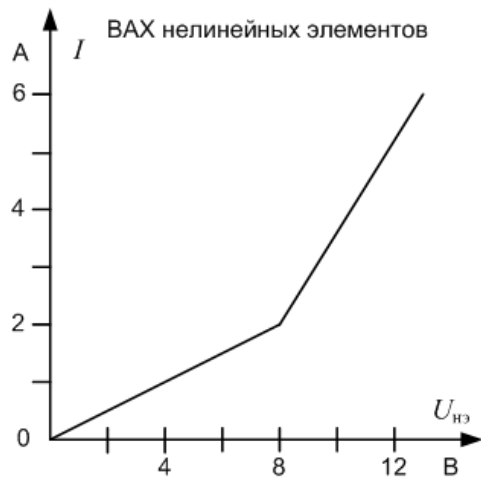


Рис.1.1

Решить задачи



Занятие 2

Полупроводниковые диоды, стабилитроны и тиристоры

Полупроводниковым диодом называют прибор, который имеет два вывода и содержит один (или несколько) электронно-дырочных переходов.

Электронно-дырочный переход это тонкий слой между двумя частями полупроводникового кристалла, в котором одна часть имеет электронную проводимость (N-область), а другая часть имеет дырочную проводимость (P-область).

Электронно-дырочный переход называют p-n –переходом.

Электронную проводимость имеет, например, четырехвалентный кристалл кремния с донорной примесью пятивалентного фосфора или мышьяка.

Дырочную проводимость имеет кристалл кремния с акцепторной примесью трехвалентного индия.

Дырка является фиктивным носителем заряда, образуется в кристалле на месте отсутствующего электрона, имеет положительный заряд, равный по величине заряду электрона.

Полупроводник без примеси имеет собственную удельную электропроводность $\sigma_n \approx 10^2 \dots 10^{-8} \text{ См / м}$, проводник

$\sigma_m \approx 10^4 \dots 10^8 \text{ См / м}$, диэлектрик $\sigma_d < 10^{-8} \text{ См / м}$.

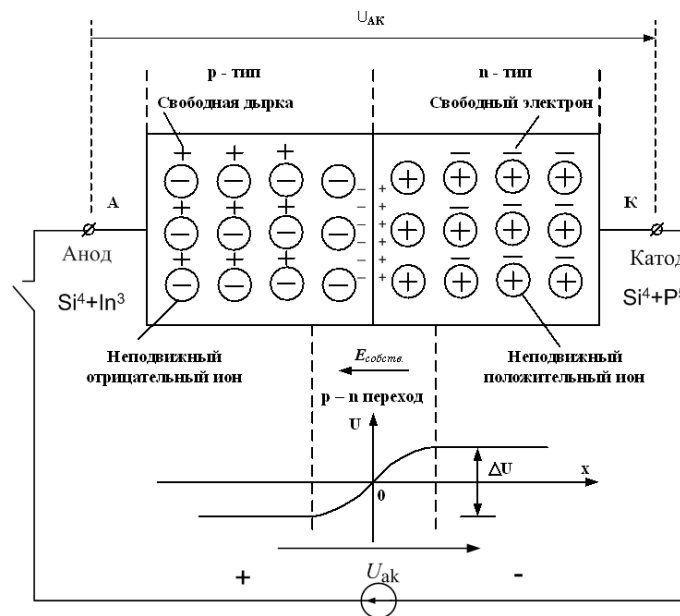


Рис.2.1

Принцип работы *p-n* –перехода

В кристалле кремния, имеющем *n* – область и *p*- область, в результате встречного движения противоположных зарядов в области с меньшей их концентрацией на границе областей возникает диффузный ток и собственное электрическое поле $E_{\text{собств.}}$.

На границе раздела двух областей происходит скачкообразное изменение знака объемного заряда, возникает контактная разность потенциалов ψ_k напряженность собственного электрического поля максимальна и создает потенциальный барьер ΔU , препятствующий дальнейшему прохождению диффузного тока.

Если внешнее напряжение $U_{AK} < 0$, то $I_{\text{обр.}} = I_s \approx 10 - 20 \text{ мкА}$ - диод закрыт.

Если $U_{AK} > 0$, *p-n* переход откроется и во внешней цепи появится диффузионный ток $I_{\text{диф.}}$, вызванный диффузией основных носителей, преодолевающих потенциальный барьер.

Величина потенциального барьера составляет для разных материалов от 0,6 В до 1,2 В.

Полный ток при прямом смещении p - n перехода определяется уравнением Эберса - Молла:

$$I_{np} = I_{diff} - I_s = I_s (e^{U/\varphi_T} - 1)$$

При температуре $T = 300K$ тепловой потенциал $\varphi_T = 25mV$, поэтому уже при $U = 0,1V$ формулу можно упростить:

$$I = I_s e^{U/\varphi_T}.$$

Дифференциальное сопротивление p - n перехода можно определить по формуле: $r_{diff} = \frac{\varphi_T}{(I + I_s)}$

Вольтамперная характеристика p - n перехода

Полупроводниковым диодом называется полупроводниковый прибор, имеющий два вывода и один выпрямляющий p - n переход.

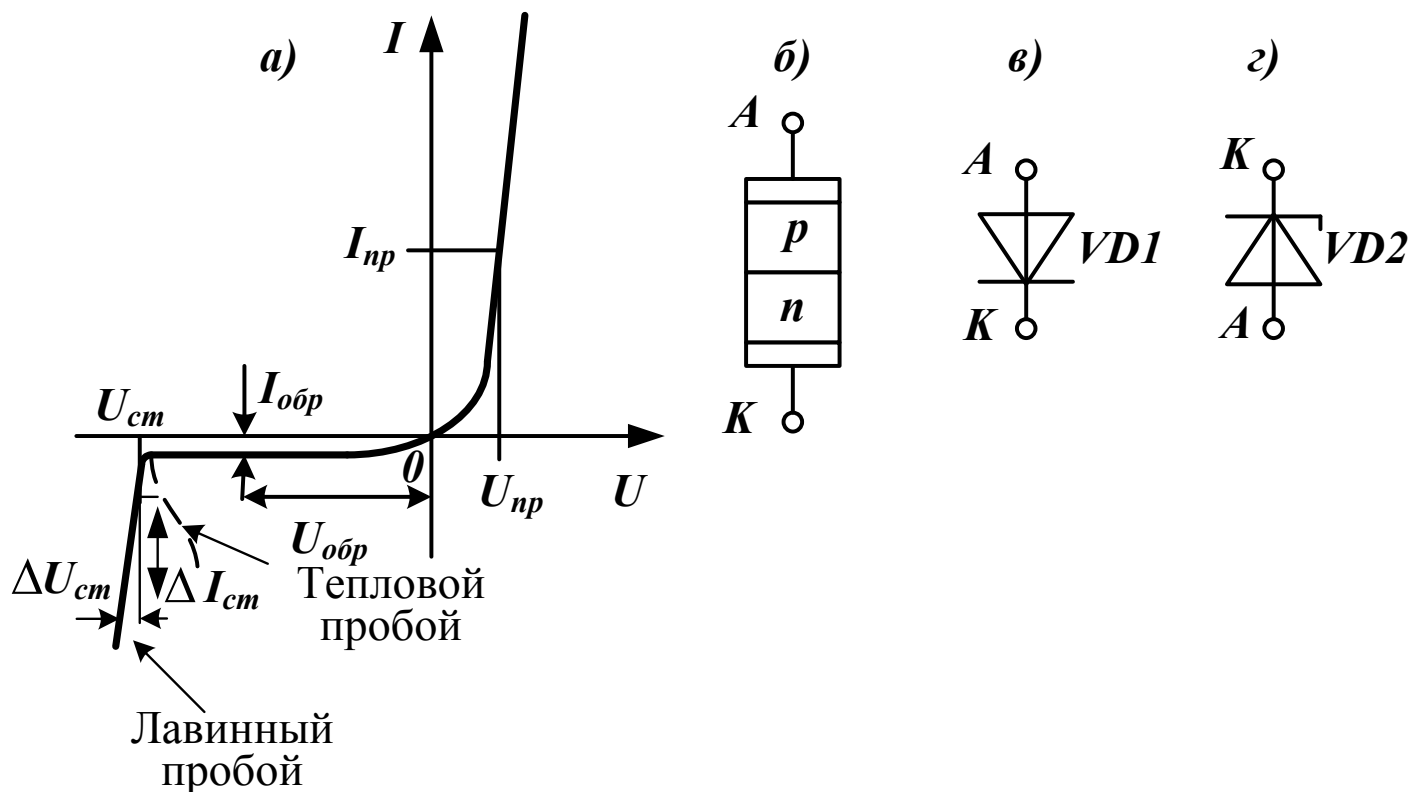


Рис. 2.2. Вольтамперная характеристика p - n перехода

При протекании большого тока через p - n переход в объеме полупроводника падает значительное напряжение. С учетом этого вольт-амперная характеристика приобретает вид:

$$I = I_s \cdot e^{(U-IR)/\varphi_T},$$

R — называют последовательным сопротивлением.

Высокочастотные диоды детектируют сигналы на частотах до десятков мегагерц.

Выпрямительные диоды при высоких обратных напряжениях имеют необратимый тепловой пробой.

Диоды бывают малой (0,3 Вт), средней (до 10 Вт) и большой мощности (>10 Вт).

Параметры диодов:

Основные параметры выпрямительных диодов:

I — номинальный прямой ток;

$U_{пр}$ — прямое напряжение;

I_{max} — максимальный допустимый прямой ток;

$U_{обр.мах}$ — максимальное допустимое обратное напряжение;
 I обратный ток, который нормируется при определенном обратном напряжении;
 R_S - последовательное сопротивление

Цепи постоянного тока с диодами

Пример 1

В цепи с диодом и резистором $E=10В$, $R=10\text{ Ом}$. Найти ток и напряжение на диоде.

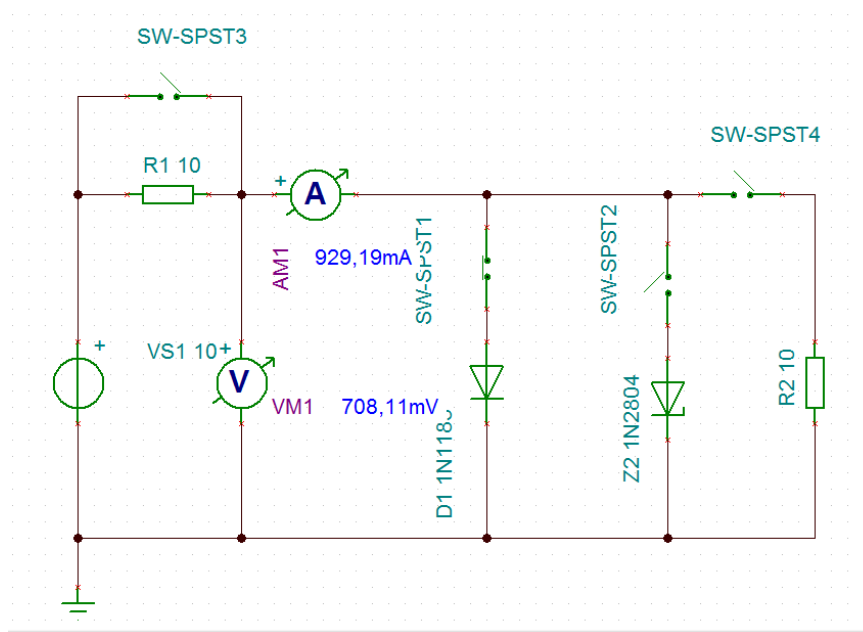


Рис.2.3

1. Найдем ВАХ диода:

2. Строим нагрузочную прямую: $I = \frac{E}{R} - \frac{U_{нэ}}{R}$

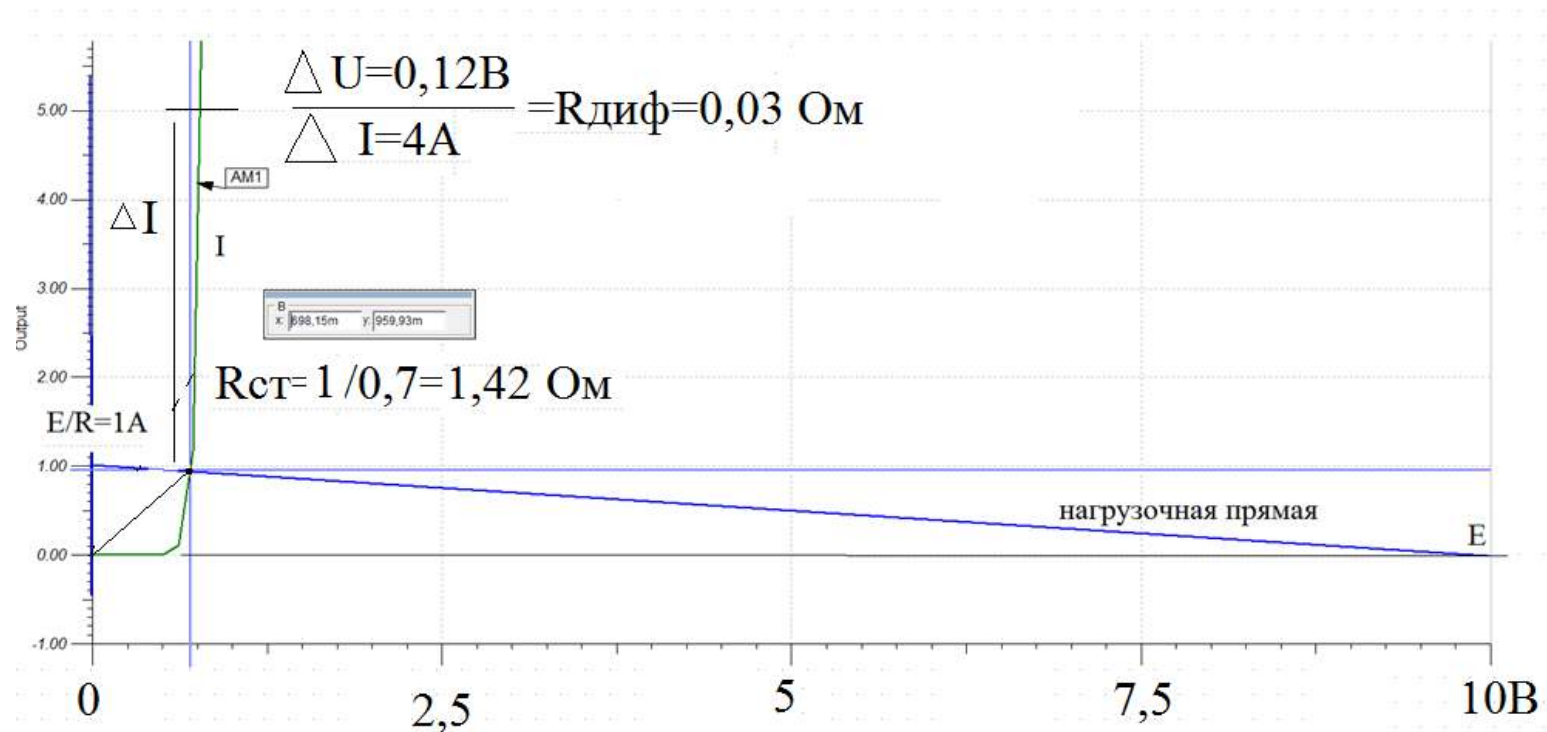
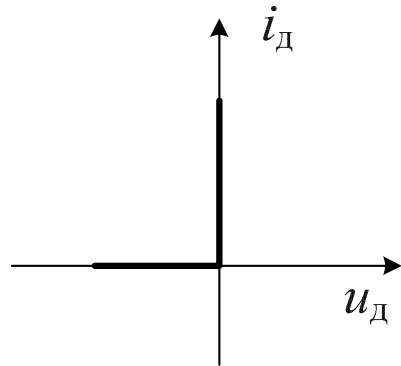


Рис.2.4



3. Находим рабочую точку: $U_D=698\text{мВ}$, $I=959\text{ мА}$

4. Находим статическое и дифференциальное сопротивление диода.

При расчете схем с выпрямительными диодами пользуются идеализированной ВАХ:

Пример 2

В цепи (рис.2.5) найти ток диода.

1. Находим :

$$U_{abxx} = I_{22}R_2 + I_{11}R_1 = 1,5\text{В}, R_{ex} = R_1 + R_2 = 200\text{Ом}$$

$$U_{abxx}=1,5\text{В и } R_{вх}=200\text{ Ом}$$

2. Находим ВАХ диода в схеме

Получили 608 мВ, 4,58 мА

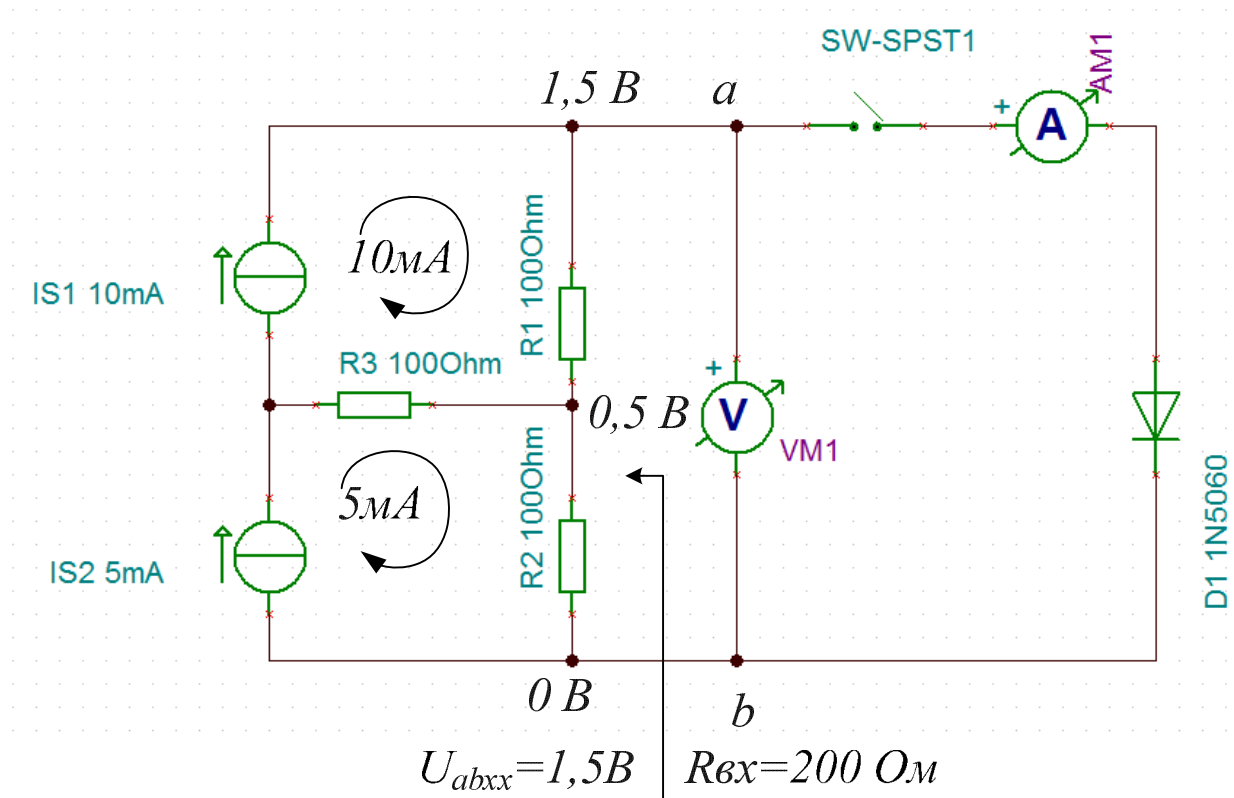


Рис.2.5.

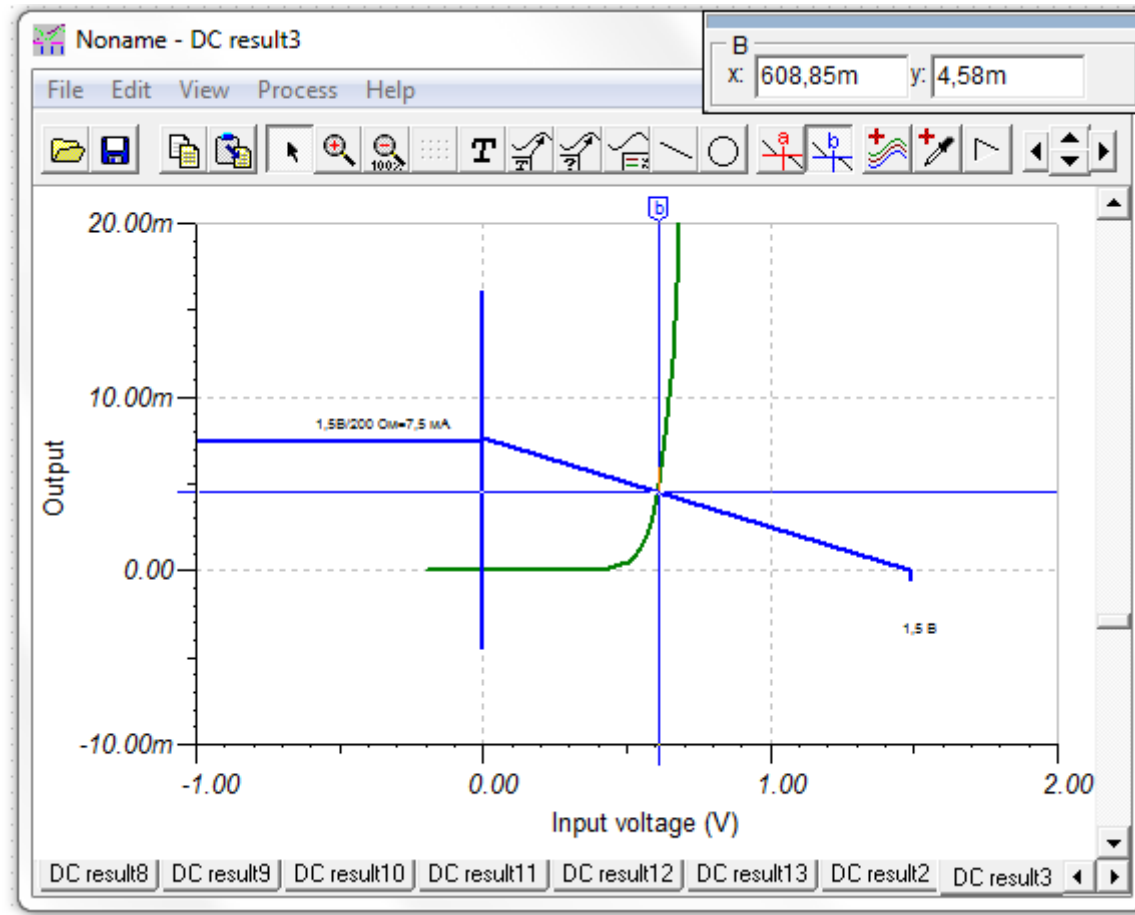


Рис.2.6

3. Проверим на модели

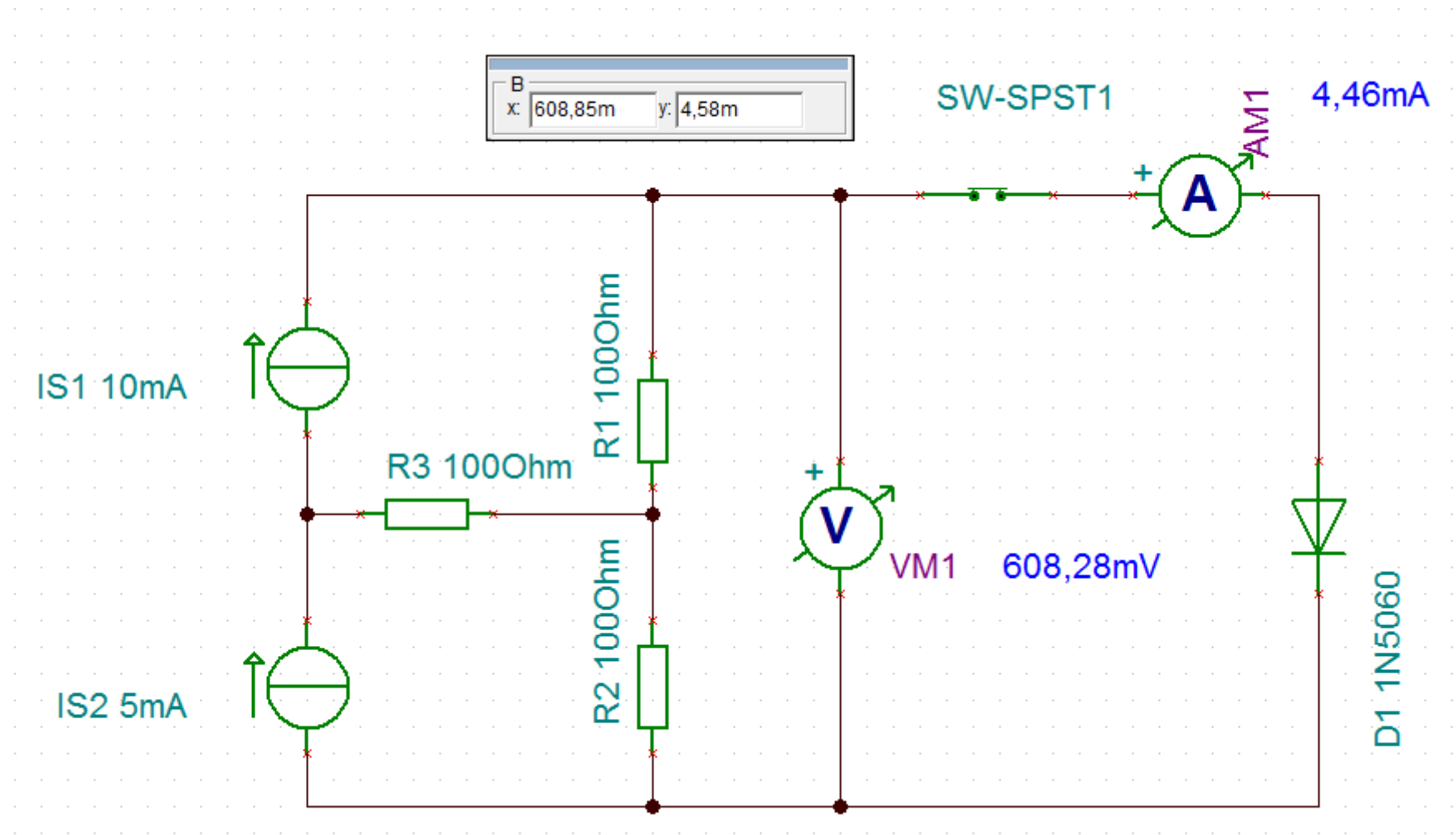


Рис.2.7.

Стабилитроны

Стабилитроном называют полупроводниковый диод, работающий в режиме лавинного пробоя и предназначенный для стабилизации постоянного напряжения.

ВАХ стабилитрона

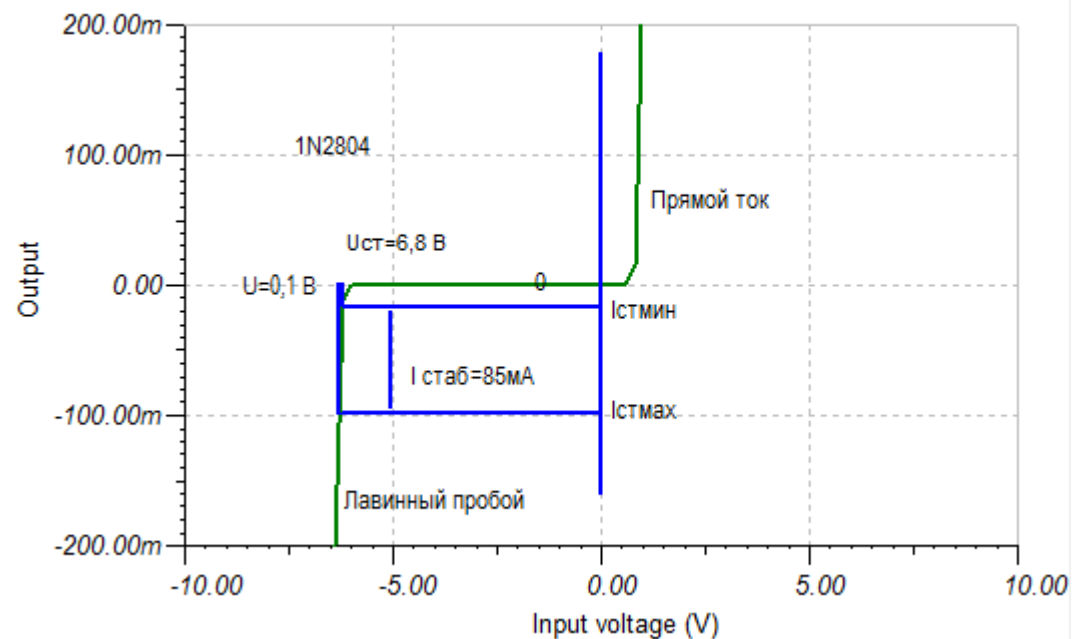
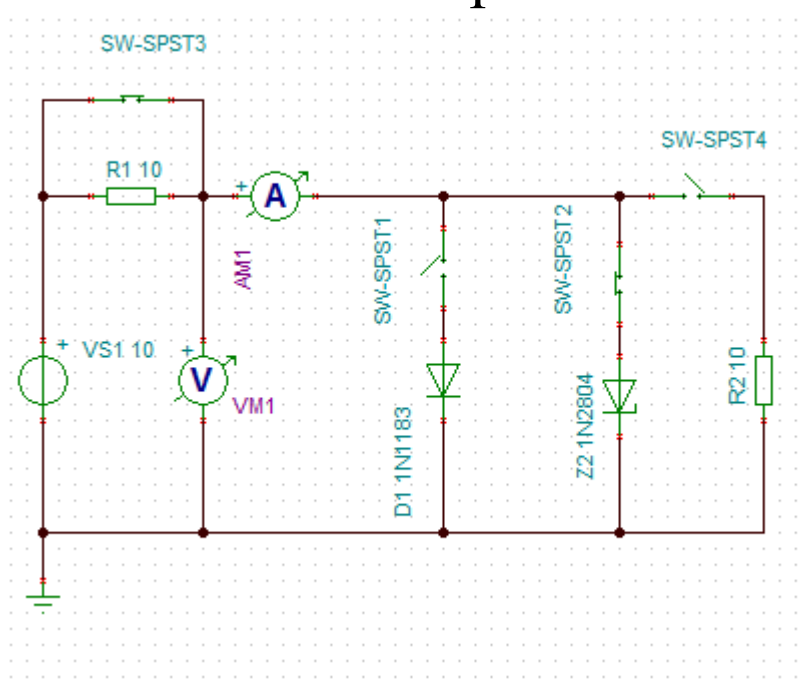


Рис.2.8

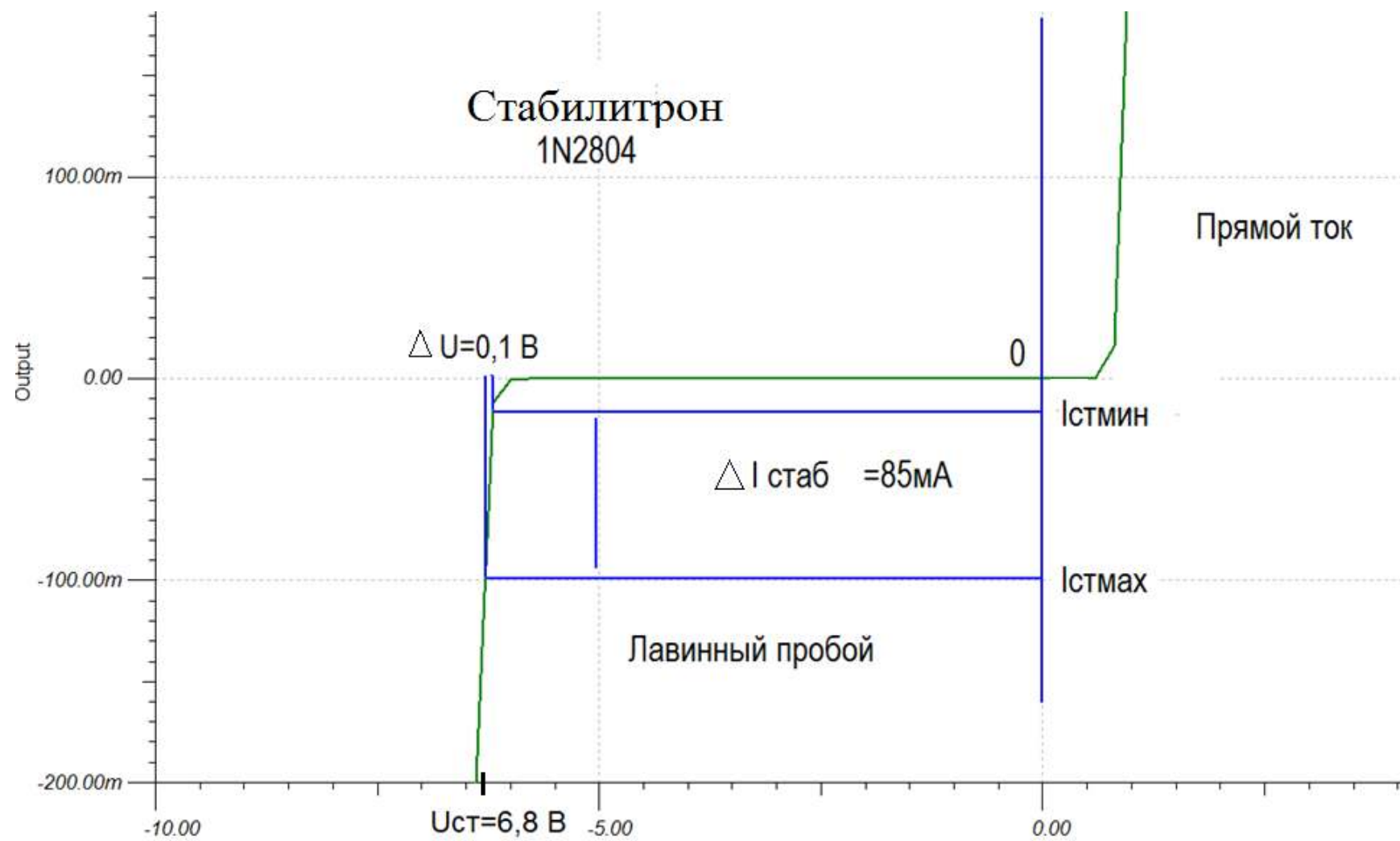


Рис.2.9

Дифференциальное сопротивление стабилитрона:

$$R_{\text{диф.ст}} = \frac{\Delta U_{\text{ст}}}{\Delta I_{\text{ст}}} = \frac{0,1\text{В}}{0,08\text{А}} = 1,25\text{Ом}.$$

Мощность рассеяния у стабилитронов составляет от сотен милливатт до десяти ватт.

Параметры стабилитронов:

Основными параметрами стабилитрона являются:

$U_{\text{ст}}$ - напряжение стабилизации (3 – 180 В);

$R_{\text{диф.ст}} = \frac{\Delta U_{\text{ст}}}{\Delta I_{\text{ст}}}$ - дифференциальное сопротивление на участке стабилизации;

$I_{\text{ст min}}, I_{\text{ст max}}$ - минимальный и максимальный ток стабилизации.

Схема стабилизатора

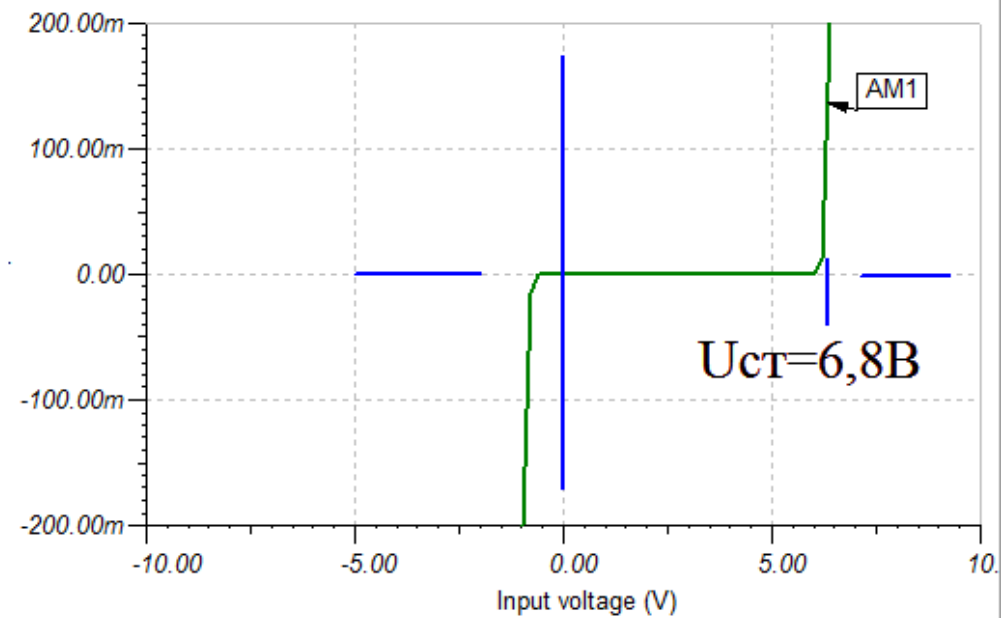
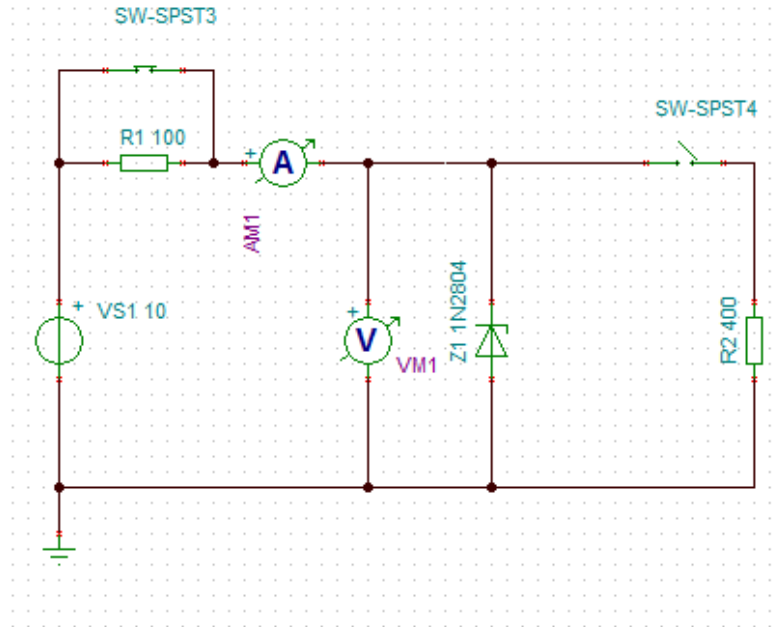


Рис.2.10 . ВАХ стабилитрона

$R_1 = R_B = 100 \text{ Ом}$ - балластное сопротивление;

$R_2 = R_H = 400 \text{ Ом}$ - сопротивление нагрузки.

Качество стабилизации оценивают коэффициентом стабилизации:

$$K_{cm} = \frac{\Delta U_H / U_{HO}}{\Delta U_{BX} / U_{BXO}}.$$

Пример 3

1-й случай. Стабилизатор без нагрузки

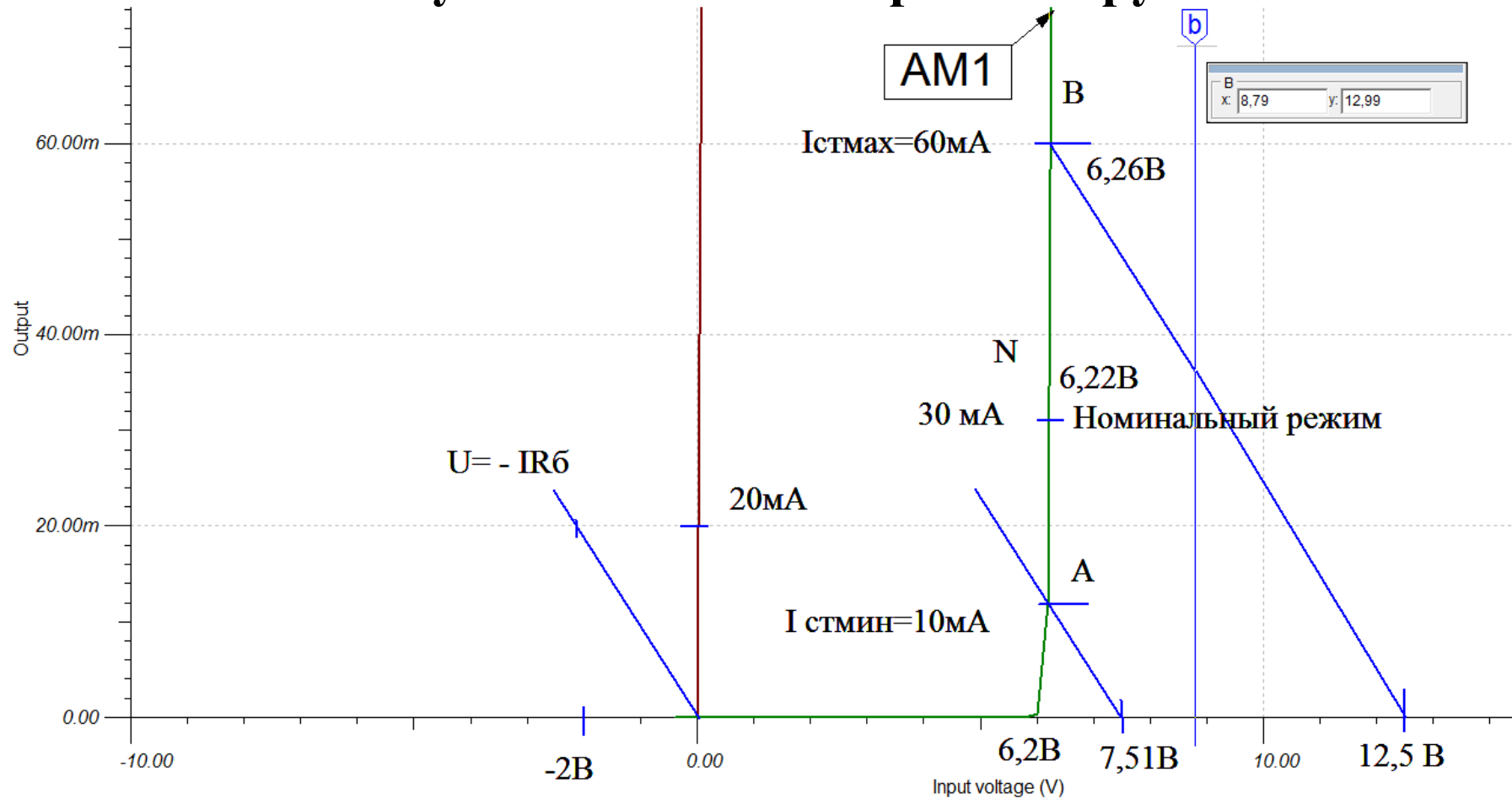


Рис.2.11

А. Графический расчет

Порядок расчета:

1. Строим ВАХ обратной ветви стабилитрона.

По ВАХ находим: в точке А: $I_{ст\ min} = 10\ mA$, $U_{ст\ min} = 6,2\ B$;

в точке В: $I_{ст\ max} = 60\ mA$, $U_{ст\ max} = 6,26\ B$.

2. Нагрузочная прямая: $U = E - IR_B$. Определяем наклон прямой

$$U = -IR_B. \text{ Если } U = -2\ B, I = \frac{-2}{-R_B} = \frac{-2}{-100} = 20\ mA.$$

3. Проводим нагрузочные прямые под этим углом в точках А и В.

Находим $E_{min} = 7,51\ B$, $E_{max} = 12,5\ B$.

При этом напряжение на выходе стабилизатора изменится не более, чем на 40 мВ от номинального значения 6,22В.

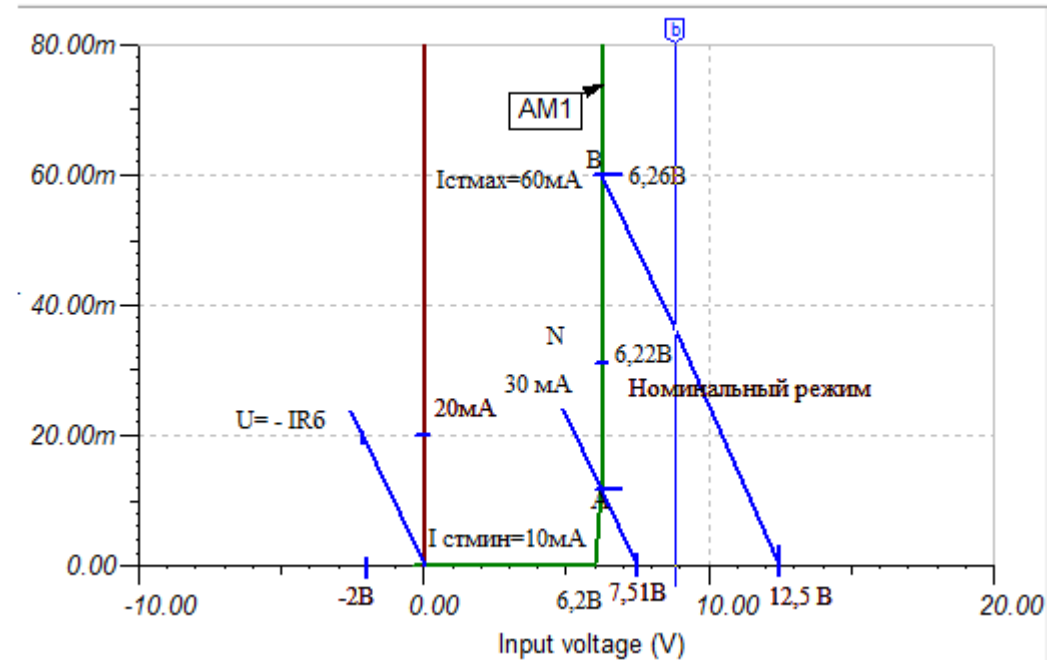
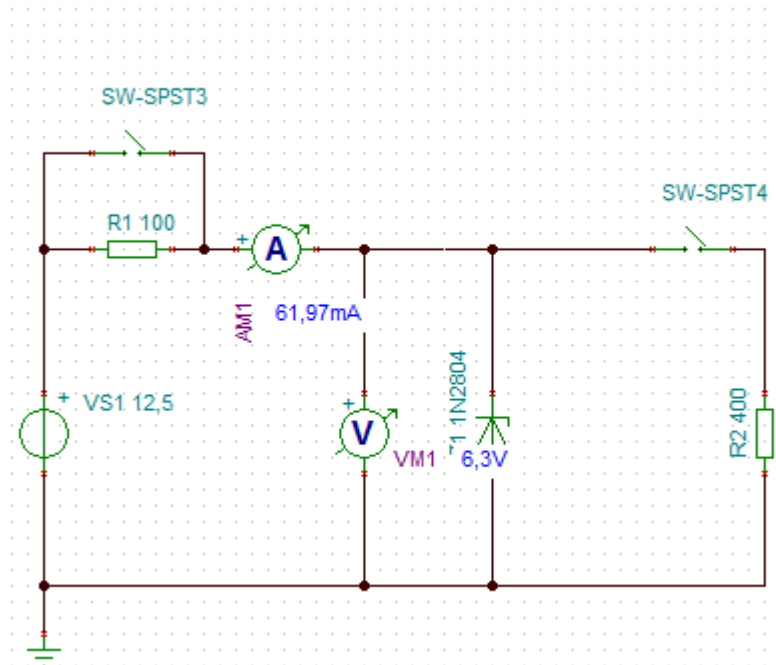


Рис.2.12

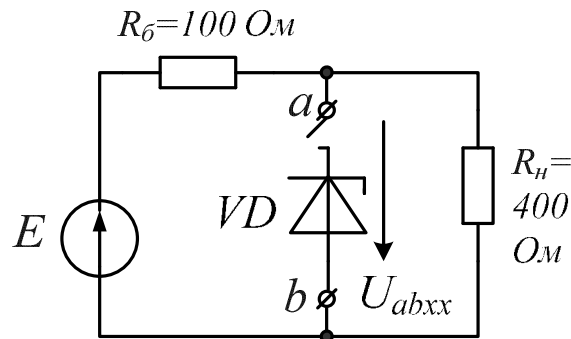
Б. Аналитический расчет

$$E_{cm\min} = U_{cm\min} + I_{cm\min} R_B = 6,2 + 10^{-2} \cdot 100 = 7,2 B$$

$$E_{cm\max} = U_{cm\max} + I_{cm\max} R_B = 6,26 + 6 \cdot 10^{-2} \cdot 100 = 12,26 B$$

Пример 4.

2-й случай. Стабилизатор с нагрузкой



1. Отключаем стабилитрон и находим:

$$U_{abxx} = \frac{ER_H}{R_B + R_H} = 0,8E,$$

$$R_{вхab} = \frac{R_B R_H}{R_B + R_H} = 80 \text{ Ом}.$$

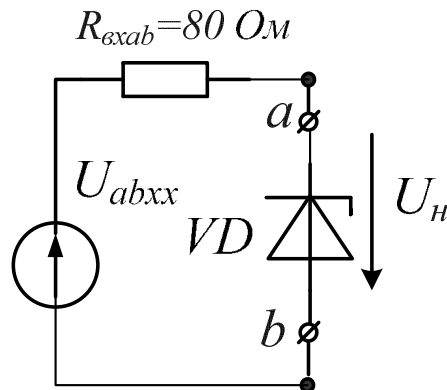
2. Строим схему с эквивалентным генератором.

3. Находим наклон нагрузочной прямой:

$$U = U_{abxx} - IR_{вхab}.$$

$$U = -2 \text{ В}, I = \frac{-2}{-R_{вхab}} = \frac{-2}{-80} = 25 \text{ мА}$$

Если



4. Строим ВАХ стабилитрона и проводим графический расчет:

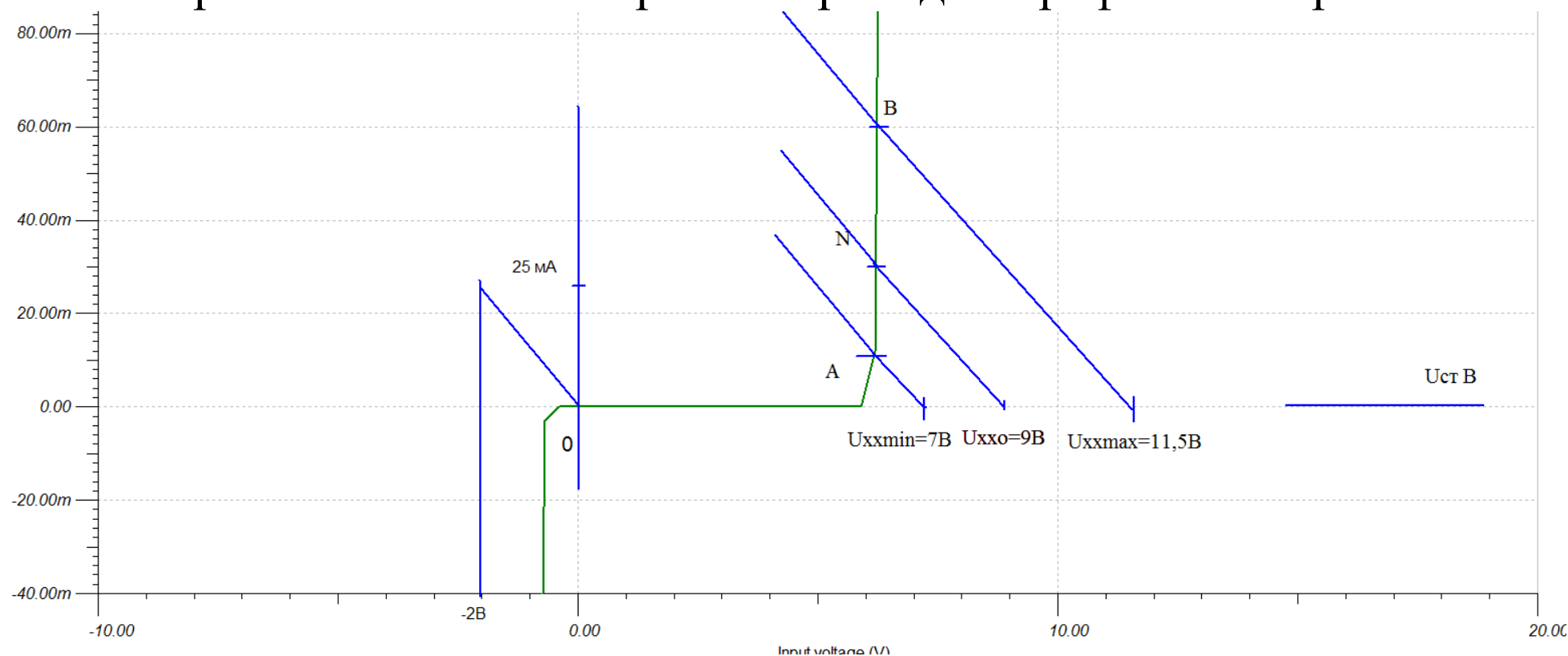


Рис.2.13

Находим: $U_{xx \min} = 7B, U_{xx \max} = 11,5B$.

Вычисляем:

$$E_{min} = \frac{U_{xx min}}{0,8} = \frac{7}{0,8} = 8,75 B, E_{max} = \frac{U_{xx max}}{0,8} = \frac{11,5}{0,8} = 14,37 B.$$

$$E_0 = \frac{U_{xx0}}{0,8} = \frac{9}{0,8} = 11,25 B.$$

Аналитический расчет стабилизатора с нагрузкой
В точке А:

$$U_{H min} = U_{CT min} = 6,2 B, I_{H min} = \frac{U_{H min}}{R_H} = \frac{6,2}{400} = 15,5 \mu A,$$

$$E_{min} = U_{H min} + (I_{H min} + I_{CT min}) R_B = 6,2 + (15,5 + 10) \cdot 10^{-3} \cdot 100 = 8,75 B$$

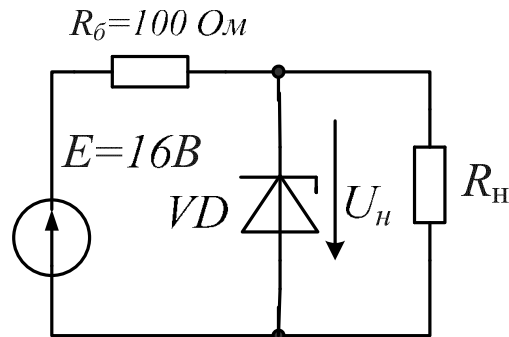
В точке В:

$$E_{max} = U_{H max} + (I_{H max} + I_{CT max}) R_B = 6,26 + (15,6 + 60) \cdot 10^{-3} \cdot 100 = 13,82 B.$$

Коэффициент стабилизации:

$$K_{ct} = \frac{\Delta U_H / U_{HO}}{\Delta U_{BX} / U_{BXO}} = \frac{0,06 / 6,22}{(11,5 - 7) / 9} = \frac{0,0096}{0,388} = 0.025$$

Пример 5



Изменение сопротивления нагрузки

В каких пределах может меняться сопротивление нагрузки, чтобы напряжение находилось на участке стабилизации ?

Решение

1. В точке А:

Ток через балластное сопротивление:

$$I_{вхА} = \frac{E - U_{с\tau min}}{R_B} = \frac{16 - 6,2}{100} = 98 \text{ мА}$$

Ток в нагрузке: $I_{нА} = I_{вхА} - I_{с\tau min} = 88 \text{ мА}$.

$$R_{нА} = \frac{U_{с\tau min}}{I_{нА}} = 70,45 \text{ Ом}$$

2. В точке В: $I_{вхВ} = \frac{E - U_{с\tau max}}{R_B} = \frac{16 - 6,26}{100} = 97,4 \text{ мА},$

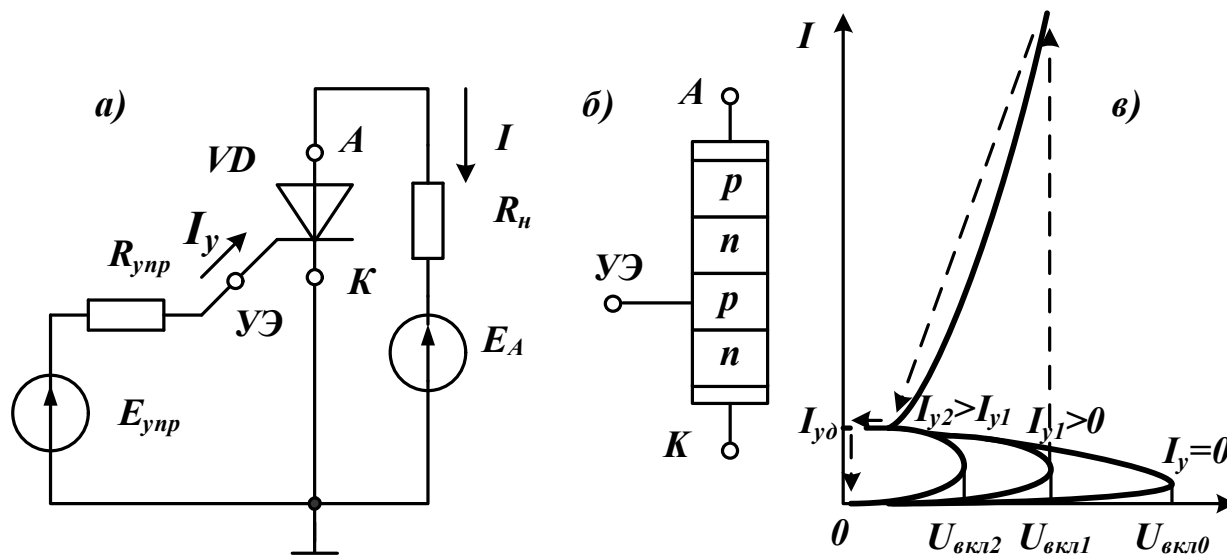
$$I_{нВ} = I_{вхВ} - I_{с\tau max} = 37,4 \text{ мА},$$

$$R_{нВ} = \frac{U_{с\tau max}}{I_{нВ}} = \frac{6,26}{0,0374} = 167,37 \text{ Ом}$$

Ответ: сопротивление нагрузки может меняться от 70 до 167 Ом.

Тиристоры

Тиристором называют полупроводниковый прибор с двумя устойчивыми состояниями и тремя или более последовательно включенными p - n переходами. Кроме анодного и катодного выводов управляемый тиристор имеет еще вывод управляющего электрода УЭ. УЭ может подключаться к ближайшей к катоду p - области (тиристор с катодным управлением) или к ближайшей к аноду n - области (тиристор с анодным управлением).



Основные параметры тиристоров:

Напряжение на открытом тиристоре $U_{отк} = 1 - 1,5B$;

Максимальный допустимый ток анода $I_{a\max}$;

Управляющее напряжение и ток U_y, I_y ;

Время включения и выключения $t_{вкл}, t_{выкл}$;

Допустимое обратное напряжение: $U_{обр\max}$.

ВАХ тиристора

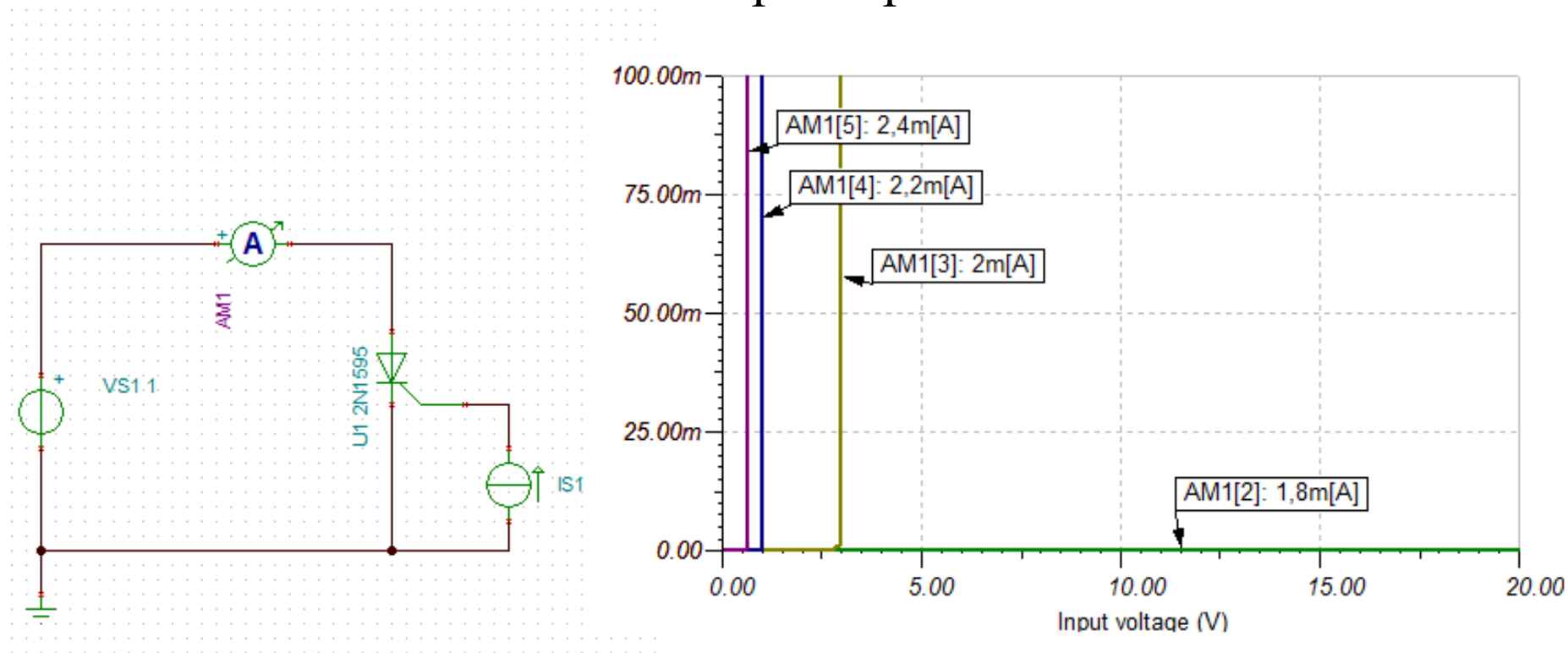


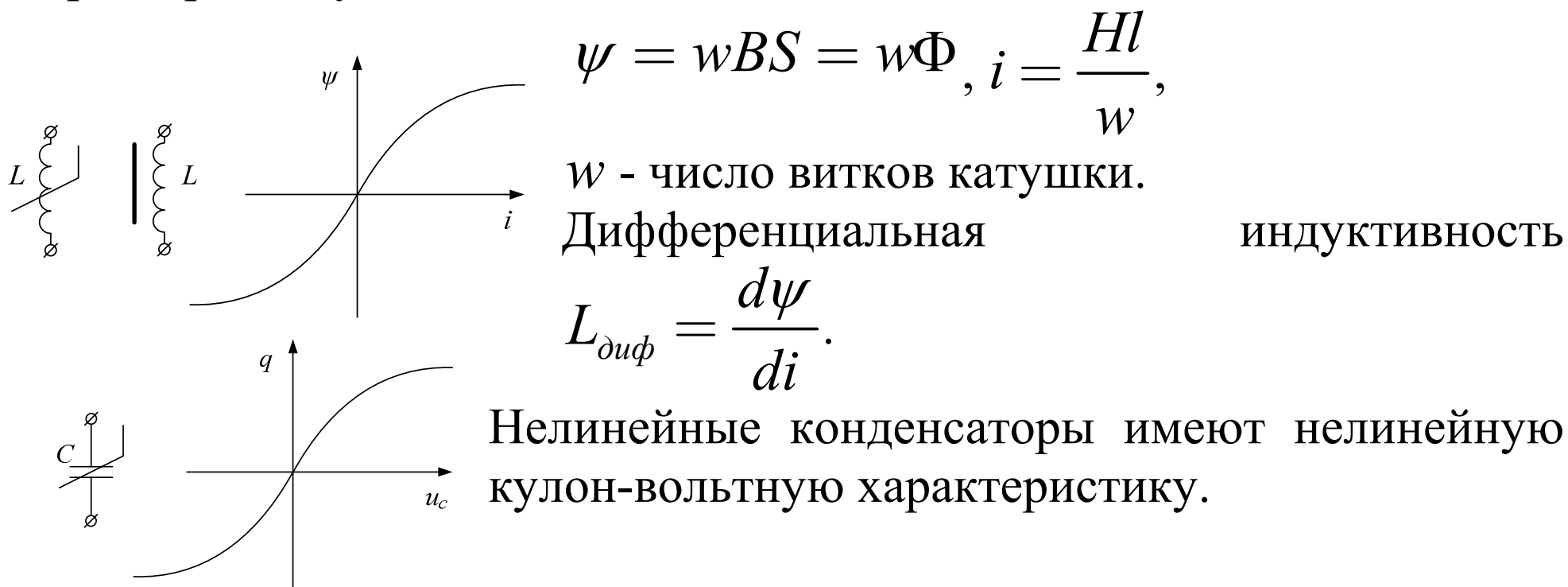
Рис.2.14

Нелинейные цепи переменного тока

В цепях переменного тока применяют резистивные, индуктивные и емкостные элементы.

Нелинейные резистивные элементы: нелинейные резисторы, диоды, стабилитроны, транзисторы.

Нелинейные индуктивности имеют нелинейную вебер-амперную характеристику.



В.А. Алехин. Мультимедийный практикум по электронике и схемотехнике. 2015.

Дифференциальная емкость $C_{\text{диф}} = \frac{dq}{du_C}$.

Свойства нелинейных цепей на переменном токе

1. Происходит преобразование (искажение) спектра сигнала.
2. Режим зависит от предшествующего состояния.
3. Возможно умножение частоты и появление кратных гармоник ($\omega, 3\omega, 5\omega \dots$).
4. Возможно деление частоты ($\omega, \frac{\omega}{3}, \frac{\omega}{5} \dots$).
5. Возможна генерация колебаний (автоколебания, автогенераторы).
6. Модуляция колебаний (управление амплитудой, фазой и частотой).

Пример искажения формы тока в нелинейной цепи.

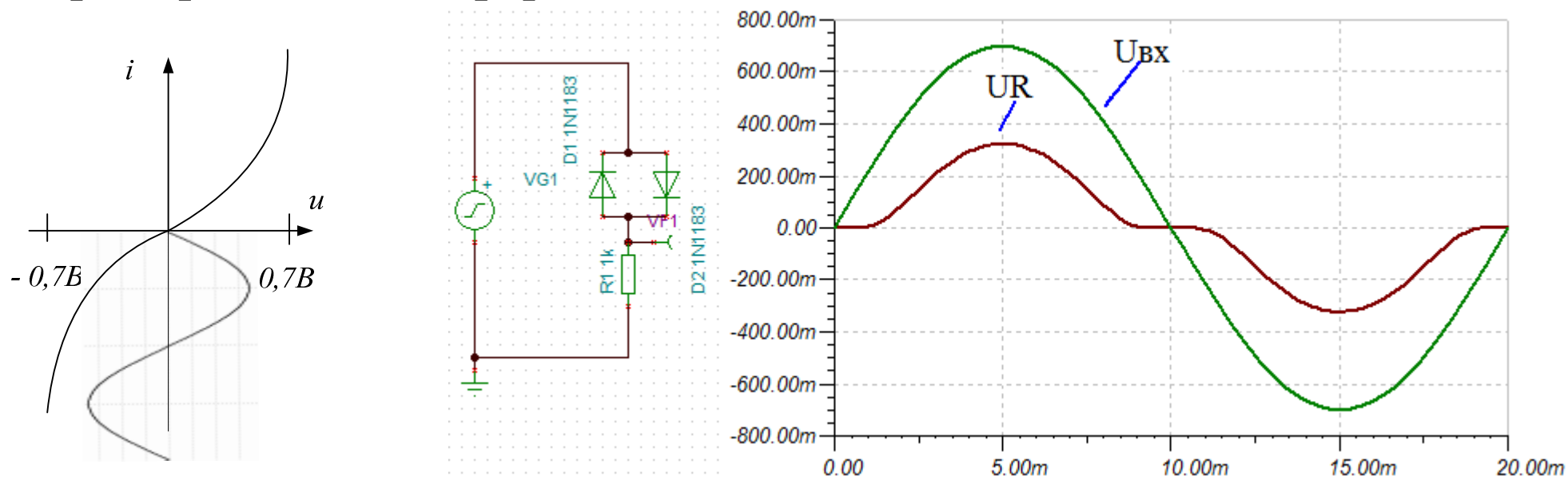
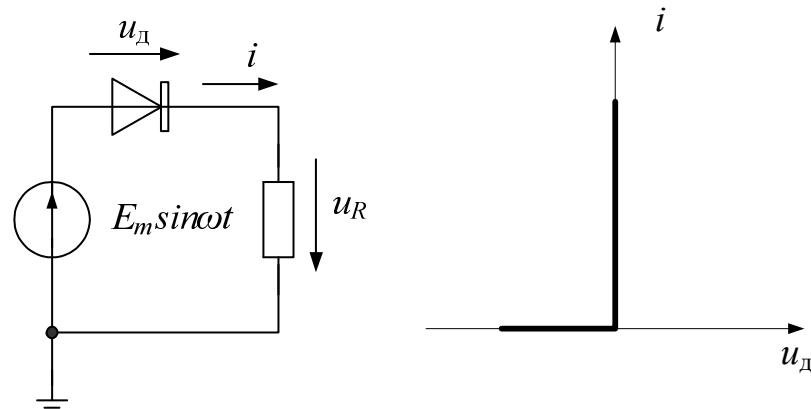


Рис.2.15

Выпрямление переменного напряжения с помощью диодов

Однополупериодный выпрямитель



ВАХ идеального диода
 $iR + u_D = E_m \sin \omega t$.

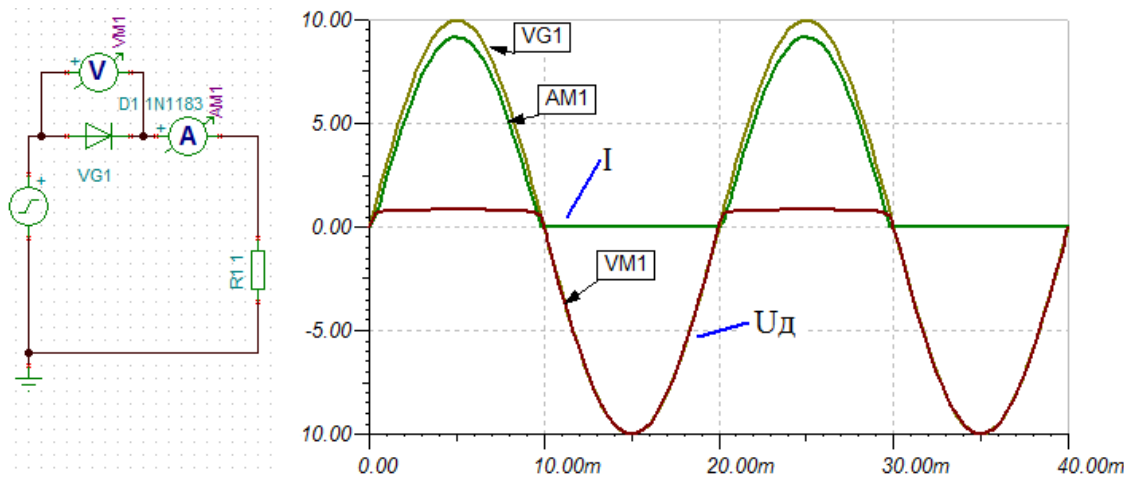


Рис.2.16

Ток имеет пульсирующий характер. Постоянные составляющие:

$$I_0 = \frac{I_m}{\pi}, \quad U_0 = \frac{U_m}{\pi}.$$

Двухполупериодное выпрямление

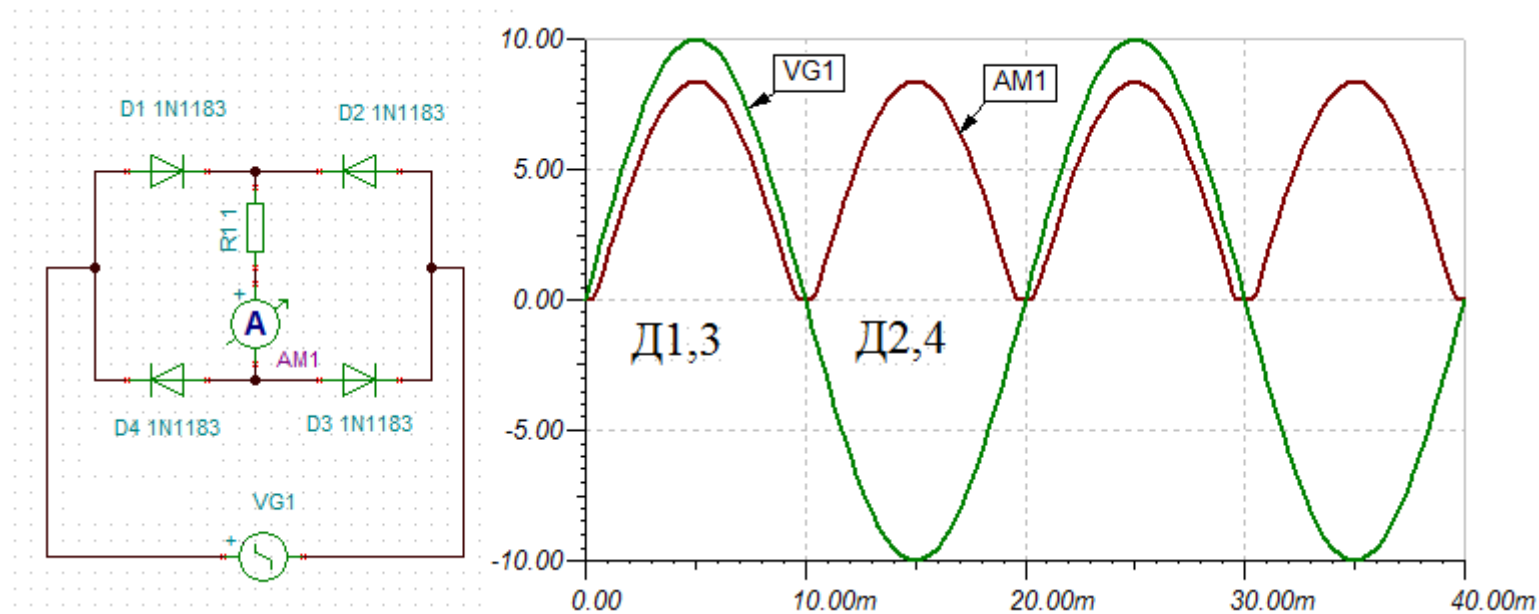


Рис.2.17

Постоянные составляющие $I_0 = \frac{2I_m}{\pi}$, $U_0 = \frac{2U_m}{\pi}$.

Сглаживание пульсаций выпрямленного тока

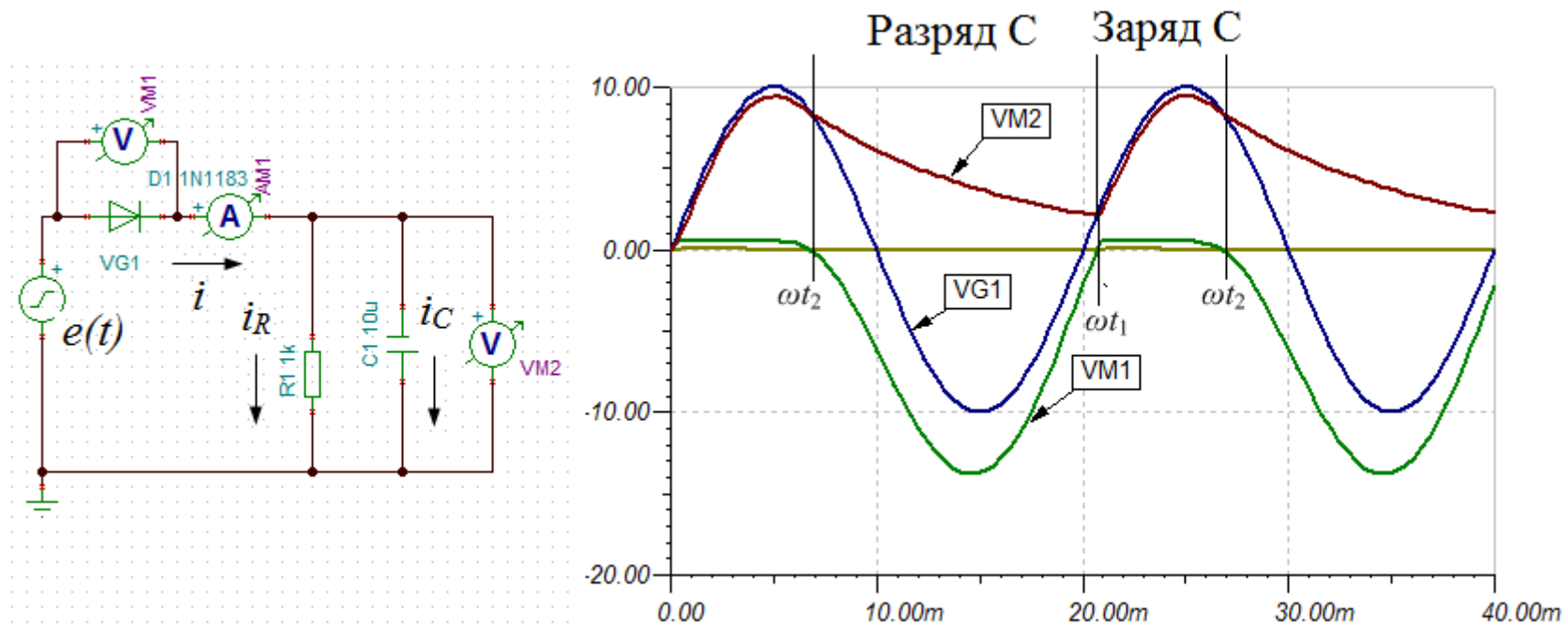


Рис.2.18

Уравнения выпрямителя:

$$i = i_C + i_R, \quad u_D + u_C = E_m \sin \omega t, \quad i_R = \frac{u_C}{R}, \quad i_C = C \frac{du_C}{dt},$$

$$u_D = E_m \sin \omega t - u_C.$$

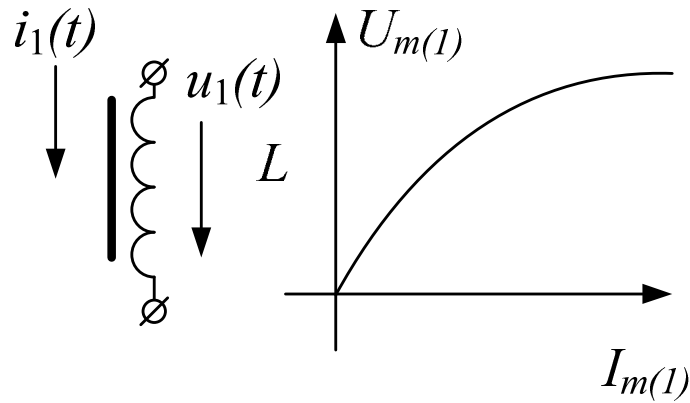
В момент ωt_2 становится $e(t) < u_C$, диод закрывается и происходит разряд емкости.

В момент ωt_1 становится $e(t) > u_C$. Диод открывается и происходит заряд емкости.

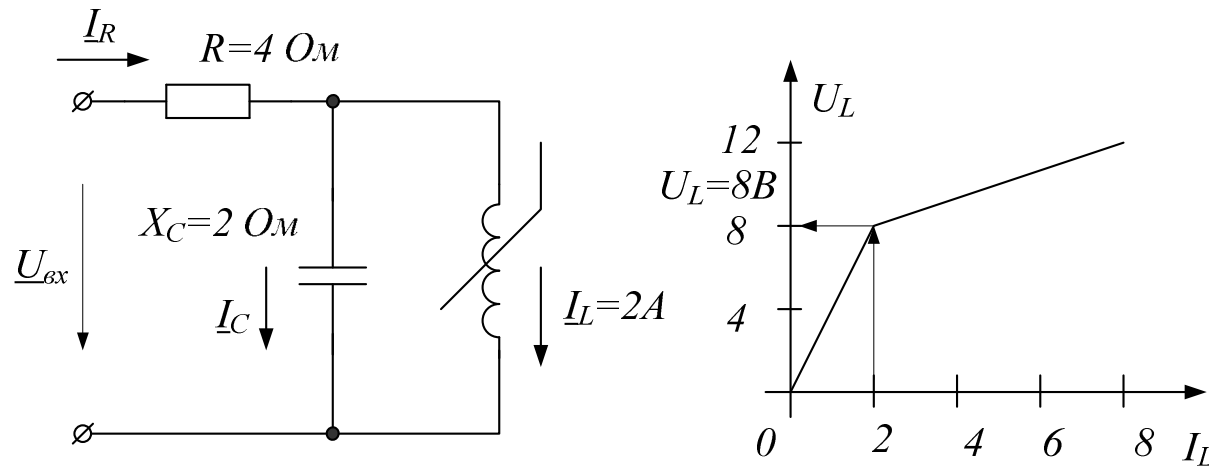
Если увеличивать C , постоянная составляющая $U_0 \rightarrow E_m$.

Расчет нелинейной цепи по первой гармонике напряжения и тока

Находят нелинейную зависимость напряжения первой гармоники от тока первой гармоники несинусоидального сигнала. Используют эту ВАХ при расчете.



Пример 6



Задан ток в индуктивности.

Найти напряжение на входе и построить векторную диаграмму.

Решение.

1. Считаем, что $\underline{I}_L = 2e^{j0^\circ}$ А.

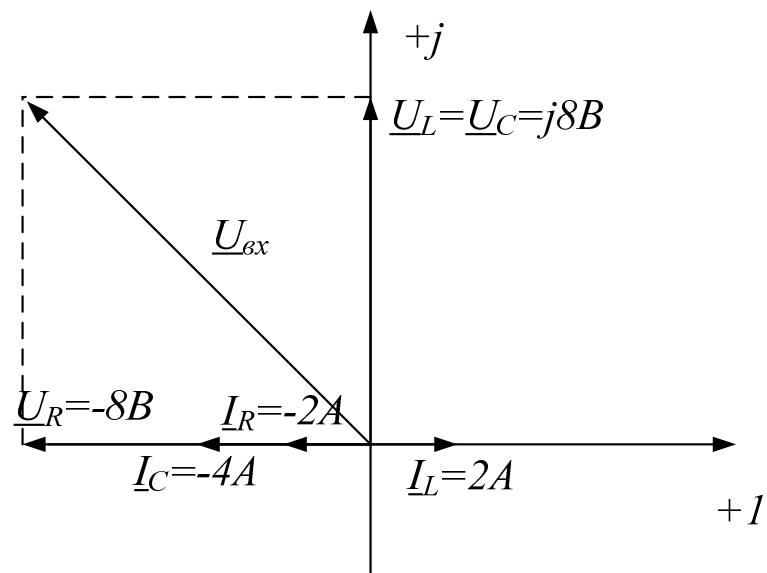
2. По ВАХ для тока $I_L = 2$ А находим действующее значение напряжения $U_L = 8$ В.

3. Находим: $\underline{U}_C = \underline{U}_L = +j8$ В, $\underline{I}_C = \frac{\underline{U}_C}{-j2} = -4$ А,

$\underline{I}_R = \underline{I}_L + \underline{I}_C = 2 - 4 = -2$ А, $\underline{U}_R = R \cdot \underline{I}_R = -8$ В.

$\underline{U}_{\text{ex}} = \underline{U}_R + \underline{U}_L = -8 + j8 = 8\sqrt{2}e^{j135^\circ}$ В.

4. Векторная диаграмма



Занятие 3

Биполярные транзисторы

Биполярным транзистором называют полупроводниковый прибор, имеющий два взаимодействующих между собой p - n перехода.

В зависимости от последовательности чередования областей с различным типом проводимости различают n - p - n транзисторы и p - n - p транзисторы.

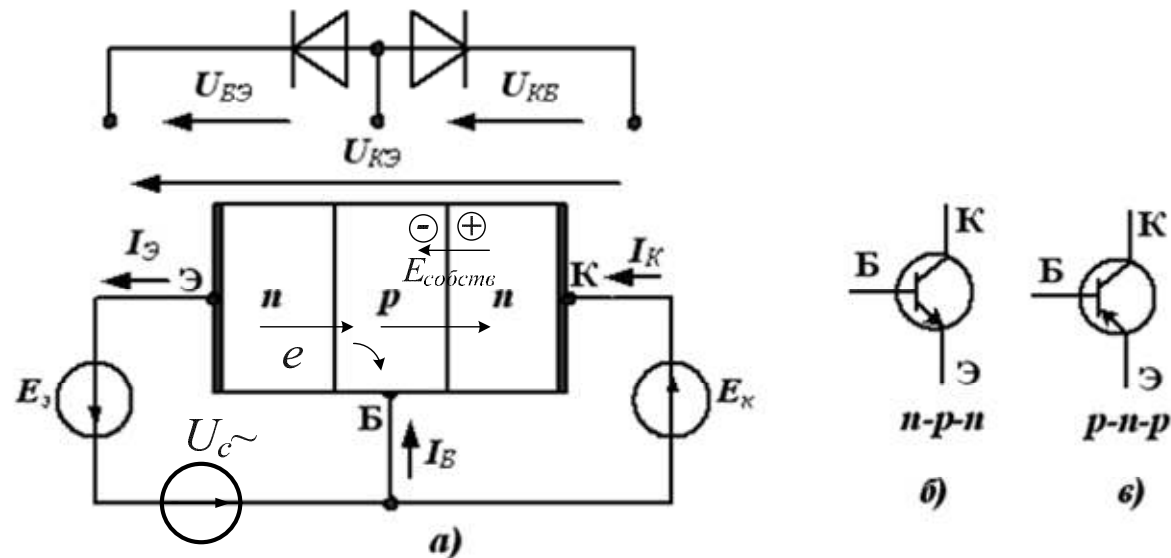


Рис.3.1. Схема с общей базой

Транзистор называется биполярным потому, что физические процессы в нем связаны с движением носителей обоих знаков (свободных дырок и электронов).

Трехслойная структура n - p - n транзистора показана на рис. 3.1а.

На рис. 3.1б показано условное обозначение n - p - n транзистора, на рис. 3.1в – условное обозначение p - n - p – транзистора.

Средний слой биполярного транзистора называют базой **Б**, один крайний слой называют коллектором **К**, другой крайний слой называют эмиттером **Э**.

В схеме с общей базой (ОБ) – база это общий электрод входной и выходной цепи (рис.3.1а).

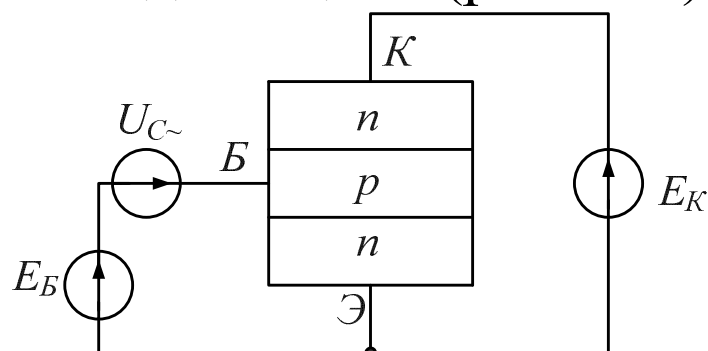


Рис.3.2. Схема с общим эмиттером

В схеме с общим эмиттером (ОЭ) общий электрод – эмиттер.

В зависимости от полярности напряжений, приложенных к электродам транзистора различают следующие режимы его работы: линейный (усилительный), насыщения, отсечки, инверсный.

- В линейном режиме эмиттерный переход смещен в прямом направлении, а коллекторный - в обратном.
- В режиме насыщения оба перехода смещены в прямом направлении.
- В режиме отсечки оба перехода смещены в обратном направлении.

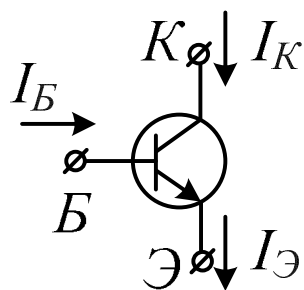


Рис.3.3

- В инверсном режиме коллекторный переход смещен в прямом направлении, а эмиттерный в обратном.

Работа транзистора основана на управлении токами электродов путем изменения напряжений, приложенных к переходам транзистора.

В линейном режиме приложенное к базе напряжение $U_{БЭ}$ (для $n-p-n$ транзистора $U_{БЭ} > 0$) открывает переход база-эмиттер. Свободные электроны инжектируются из эмиттера в базу, образуя ток эмиттера $I_{Э}$ в цепи эмиттера. Большая часть электронов, инжектированных из эмиттера в базу, втягивается сильным электрическим полем $p-n$ перехода между базой и коллектором, образуя ток коллектора I_K в цепи коллектора. Незначительная часть свободных электронов, инжектированных из эмиттера в базу, образует ток I_B

В схеме рис.3.3 $I_{Э} = I_K + I_B$.

$I_K = \alpha I_{Э}$, $\alpha = 0,95 - 0,99$ - коэффициент передачи тока эмиттера.

$$I_B = I_{Э} - I_K = \frac{I_K}{\alpha} - I_K = I_K \left(\frac{1}{\alpha} - 1 \right) = I_K \left(\frac{1 - \alpha}{\alpha} \right).$$

Получим: $\frac{I_K}{I_B} = \frac{\alpha}{1 - \alpha} = \beta$ - коэффициент передачи тока базы.

$\beta \approx 20 - 200$ - определяет усиление транзистора.

$$I_{\text{Э}} = I_{\text{К}} + I_{\text{Б}} = \beta I_{\text{Б}} + I_{\text{Б}} = (\beta + 1) I_{\text{Б}}.$$

Работу транзистора в схеме ОЭ рассчитывают по входным и выходным ВАХ.

Входная ВАХ – зависимость тока базы от напряжения база-эмиттер $I_{\text{Б}}(U_{\text{БЭ}})_{U_{\text{КЭ}}=\text{const}}$.

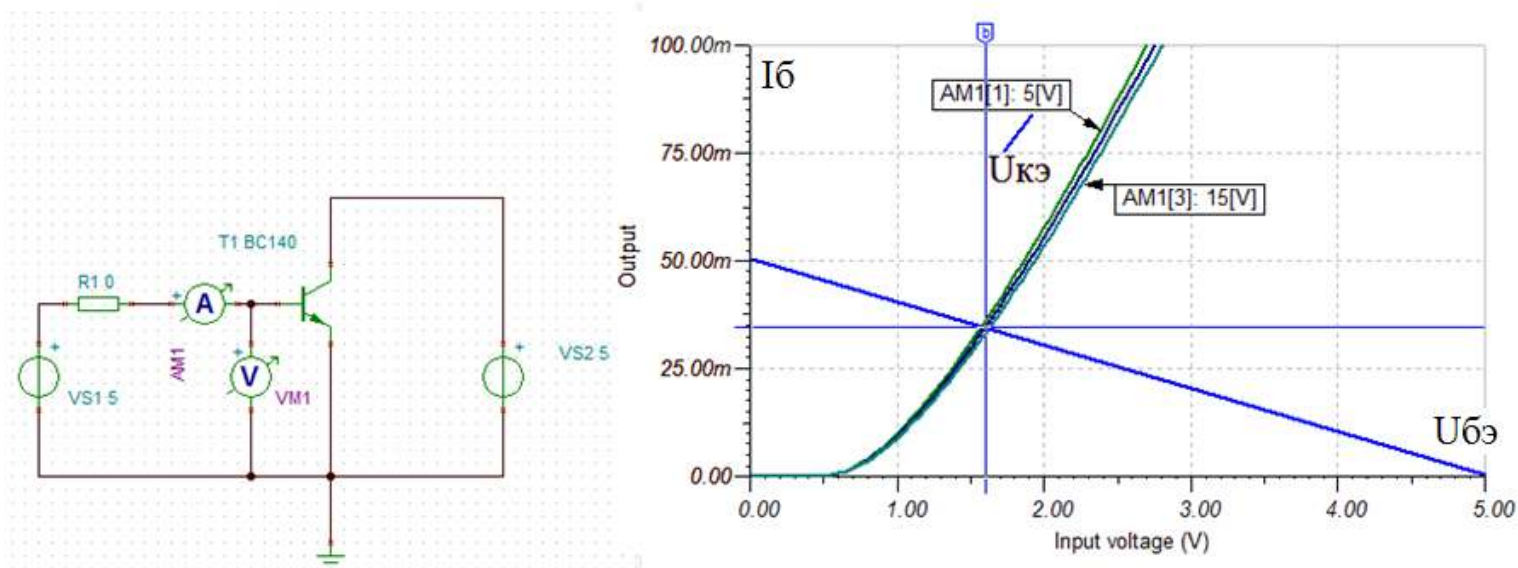


Рис.3.4

Выходные ВАХ – зависимости тока коллектора от напряжения коллектор-эмиттер при различных значениях тока базы.

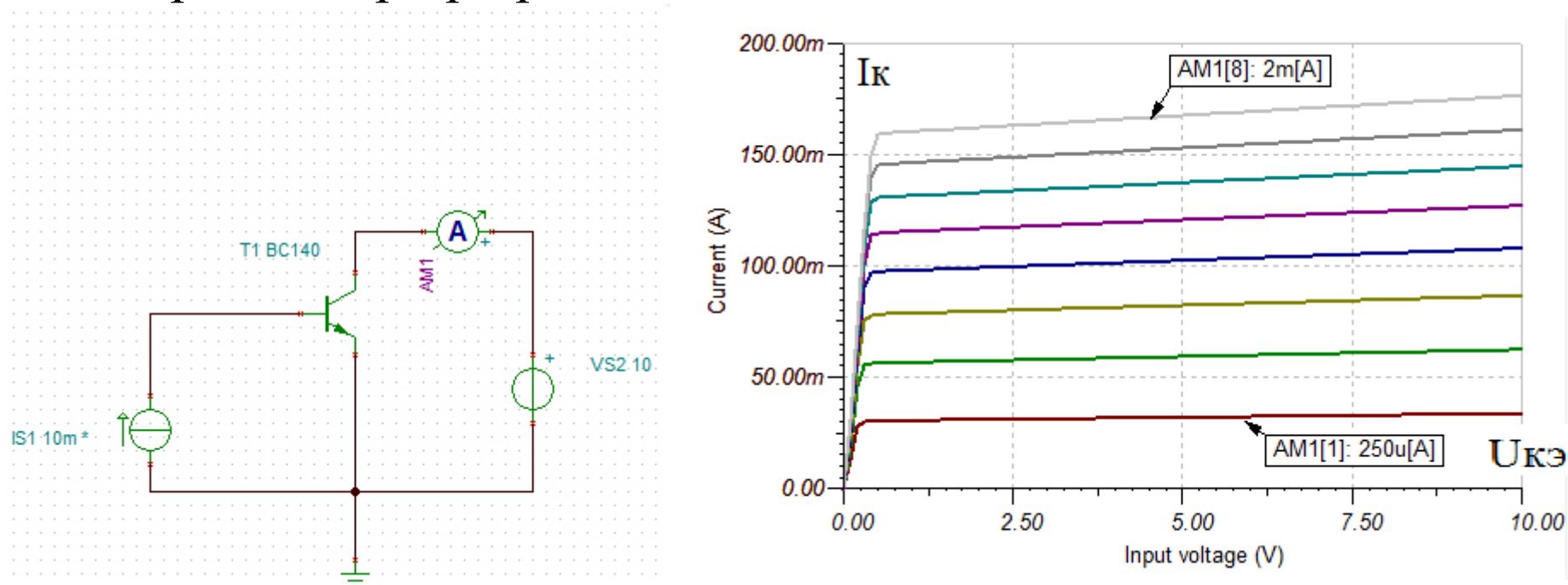


Рис.3.5

Биполярные транзисторы применяются в схемах усилителей, генераторов и преобразователей электрических сигналов, изготавливаются из кремния, германия или арсенида галлия и делятся на низкочастотные (до 3 МГц), среднечастотные (до 30 МГц), высокочастотные (до 300 МГц) и

сверхвысокочастотные (более 300 МГц). По мощности транзисторы бывают маломощные (до 300 мВт), средней мощности (до 1,5 Вт) и большой мощности (более 1,5 Вт).

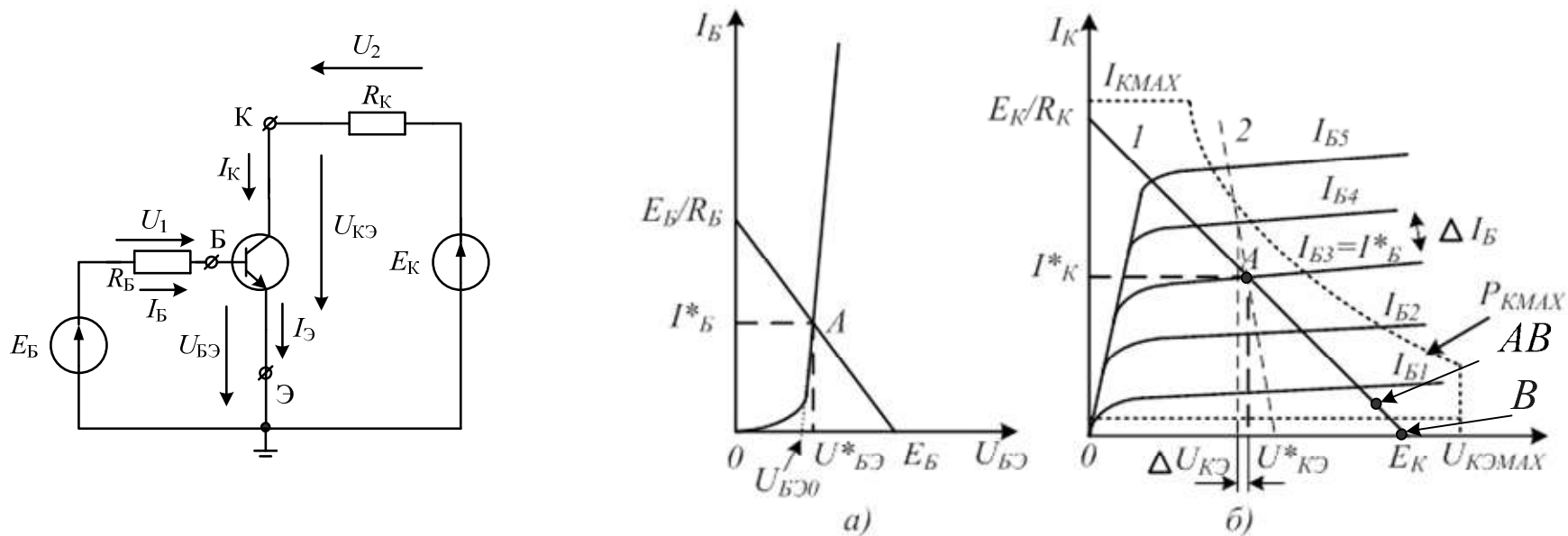


Рис.3.6. Схема усилителя с общим эмиттером
Входная (а) и выходные (б) характеристики
биполярного транзистора

$U_{БЭО}$ - напряжение отсечки, $I_B \approx 0$.

Проводят графический расчет входной и выходной цепи.

На входной ВАХ находим $U_{БЭ}^*$ и ток базы I_B^* .

На выходных ВАХ строим нагрузочную прямую для заданных E_K , R_K . На графике для I_B^* находим рабочую точку А. В рабочей точке $U_{КЭ}^* \approx \frac{E_K}{2}$.

Классы работы усилителя:

Класс А – линейный режим для малого сигнала (большой постоянный ток – недостаток);

Класс В – для большого сигнала (искажения малых амплитуд);

Класс АВ – для большого сигнала.

Область рабочих режимов транзистора отмечена пунктирными линиями и ограничивается максимальными допустимыми значениями

тока коллектора $I_{\text{КМАХ}}$, напряжения $U_{\text{КМАХ}}$, мощности рассеяния $P_{\text{КМАХ}} \approx U_{\text{КЭ}} I_{\text{КЭ}}$ и нелинейными искажениями при малых значениях тока коллектора.

В линейном режиме усиления малого сигнала биполярный транзистор описывают системой уравнений четырехполюсника в Н- параметрах:

$$u_{\text{БЭ}} = h_{11} \cdot i_{\text{Б}} + h_{12} \cdot u_{\text{КЭ}}$$

$$i_{\text{К}} = h_{21} \cdot i_{\text{Б}} + h_{22} \cdot u_{\text{КЭ}}$$

где

$$h_{11} = \left. \frac{\Delta u_{\text{БЭ}}}{\Delta i_{\text{Б}}} \right|_{u_{\text{КЭ}}=\text{const}}, \quad h_{12} = \left. \frac{\Delta u_{\text{БЭ}}}{\Delta u_{\text{КЭ}}} \right|_{i_{\text{Б}}=\text{const}},$$

$$h_{21} = \left. \frac{\Delta i_{\text{К}}}{\Delta i_{\text{Б}}} \right|_{u_{\text{КЭ}}=\text{const}}, \quad h_{22} = \left. \frac{\Delta i_{\text{К}}}{\Delta u_{\text{КЭ}}} \right|_{i_{\text{Б}}=\text{const}}$$

H -параметры биполярного транзистора можно рассчитать по вольтамперным характеристикам и определить экспериментально. Их типовые значения находятся в пределах:

$$h_{11} = 10^3 - 10^4 \text{ Ом}, \quad h_{12} = 2 \cdot 10^{-4} - 2 \cdot 10^{-3}, \\ h_{21} = 20 - 200, \quad h_{22} = 10^{-5} - 10^{-6} \text{ См}.$$

Схема замещения биполярного транзистора на постоянном токе и низких частотах

Если не учитываем емкости переходов и инерционность транзистора, получим схему замещения биполярного транзистора, включенного по схеме с ОЭ, в режиме малого сигнала.

В этой схеме:

$$h_{11} = R_{вх}, \quad \frac{1}{h_{22}} = R_{вых} - \text{входное и выходное сопротивления};$$

$h_{21} \cdot i_B$ - источник тока, управляемый током базы i_B .

Биполярный транзистор представляет собой источник тока, управляемый током.

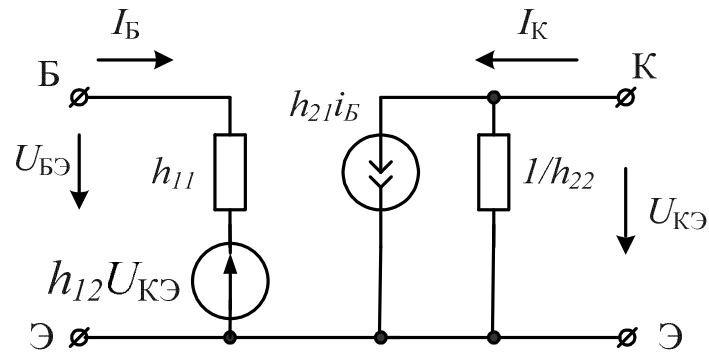


Рис.3.7

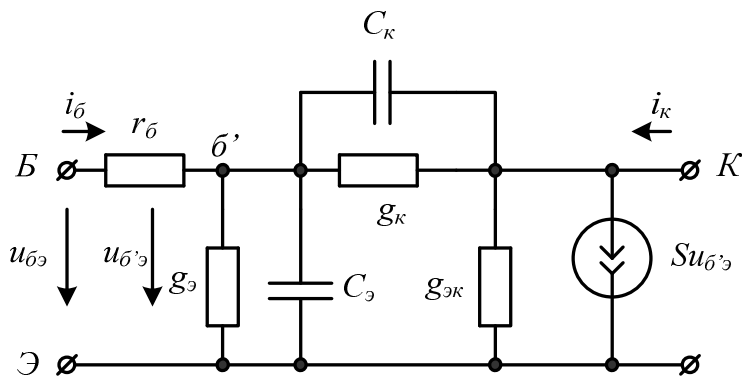


Рис.3.8

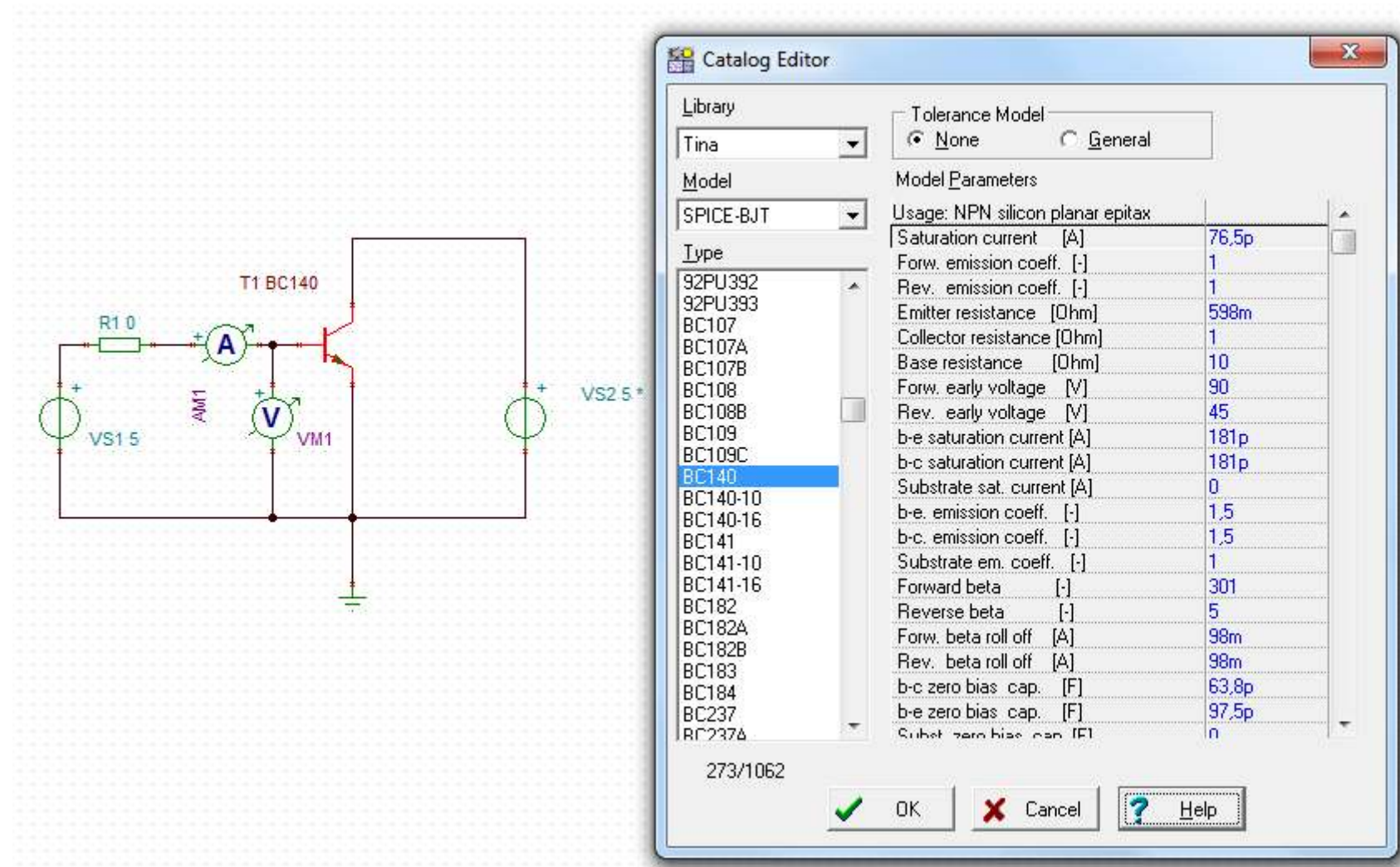
На высоких частотах применяют более точные модели транзисторов. Наиболее распространенными являются модели, основанные на схеме замещения Джиаколетто, в которой:

r_b - распределенное сопротивление базы, g_e и C_e - полная проводимость эмиттерного перехода, g_k и C_k - учитывают влияние коллекторного перехода, проводимость, $g_{ке}$ учитывает связь между эмиттером и коллектором. Усилительные свойства транзистора учтены крутизной S .

SPICE – модель применяют в программах моделирования

SPICE (Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis) – программа моделирования интегральных схем – 1973 г.

Л.О. Чуа, Пен-Мин-Лин. Машинный анализ электронных схем. Москва, Энергия. 1980 г. 638 с.

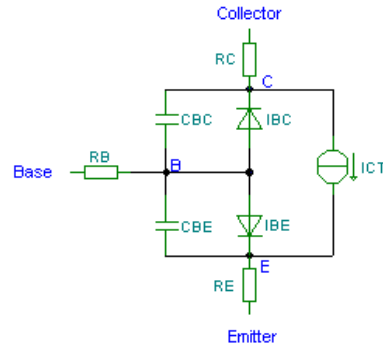


SPICE - BJT model

Symbol



Equivalent circuit



Parameters:

Catalog Editor

Model: SPICE-BJT

Type: INPN

Tolerance Model: ☒ None ☐ General

Model Parameters

Parameter	Value
Usage: General Purpose NPN	
Saturation current [A]	12.6f
Forw. emission coeff. [-]	991.0m
Rev. emission coeff. [-]	991.0m
Emitter resistance [Ohm]	305.0m
Collector resistance [Ohm]	1.0
Base resistance [Ohm]	10.0
Forw. early voltage [V]	1.0E30
Rev. early voltage [V]	1.0E30
b-e saturation current [A]	0.0
b-c saturation current [A]	0.0

1/651

OK Cancel Help

- I_S Saturation current
- N_F Forward emission coefficient
- N_R Reverse emission coefficient
- R_E Emitter resistance
- R_C Collector resistance
- R_B Base resistance
- I_{KF} Forward beta roll off
- I_{KR} Reverse beta roll off
- C_{JC} Base-collector zero bias capacitance
- C_{JE} Base-emitter zero bias capacitance
- V_{JC} Base-collector built-in potential
- V_{JE} Base-emitter built-in potential

Equations of the temperature effects

- $V_T = \frac{kT}{q}$
- $I_S(T) = I_S \cdot \left(\frac{T}{T_0}\right)^3 \cdot \exp\left[\frac{E_G \cdot q}{k} \cdot \left(\frac{1}{T_0} - \frac{1}{T}\right)\right]$
- $I_{SE}(T) = I_{SE} \cdot \left(\frac{T}{T_0}\right)^{\frac{3}{N_F}} \cdot \exp\left[\frac{E_G \cdot q}{NE \cdot k} \cdot \left(\frac{1}{T_0} - \frac{1}{T}\right)\right]$
- $I_{SC}(T) = I_{SC} \cdot \left(\frac{T}{T_0}\right)^{\frac{3}{N_C}} \cdot \exp\left[\frac{E_G \cdot q}{NC \cdot k} \cdot \left(\frac{1}{T_0} - \frac{1}{T}\right)\right]$
- $B_F(T) = BF \cdot \left(\frac{T}{T_0}\right)^3$
- $B_R(T) = BR \cdot \left(\frac{T}{T_0}\right)^3$

Current equations

- $Q1 = \frac{1}{1 - \frac{VBC}{VAF} - \frac{BVE}{VAR}}$
- $I_S(T) \cdot \left(e^{\frac{VBE}{N_F V_T}} - 1\right) - I_S(T) \cdot \left(e^{\frac{VBC}{N_R V_T}} - 1\right)$
- $Q2 = \frac{I_{KF}}{I_{KR}}$
- $Q3 = Q1 \cdot \frac{1 + \sqrt{1 + 4 \cdot Q2}}{2}$
- $I_{CT} = \frac{I_S(T) \cdot \left(e^{\frac{VBE}{N_F V_T}} - e^{\frac{VBC}{N_R V_T}}\right)}{Q3}$

Constants

- q electron charge
- k Boltzmann's constant
- T_0 27 ° C

Equations

$$V_T = \frac{kT}{q}$$

$$B_F = B_{F0} + (T - T_0) \cdot \beta_B$$

$$I_S = I_{S0} \cdot \left(\frac{T}{T_0}\right)^3 \cdot \exp\left[\frac{E_G \cdot q}{k} \cdot \left(\frac{1}{T_0} - \frac{1}{T}\right)\right]$$

$$I_{CC} = I_S \cdot \left[\exp\left(\frac{V_{BE}}{V_T}\right) - 1\right]$$

Расчет усилителя на биполярном транзисторе

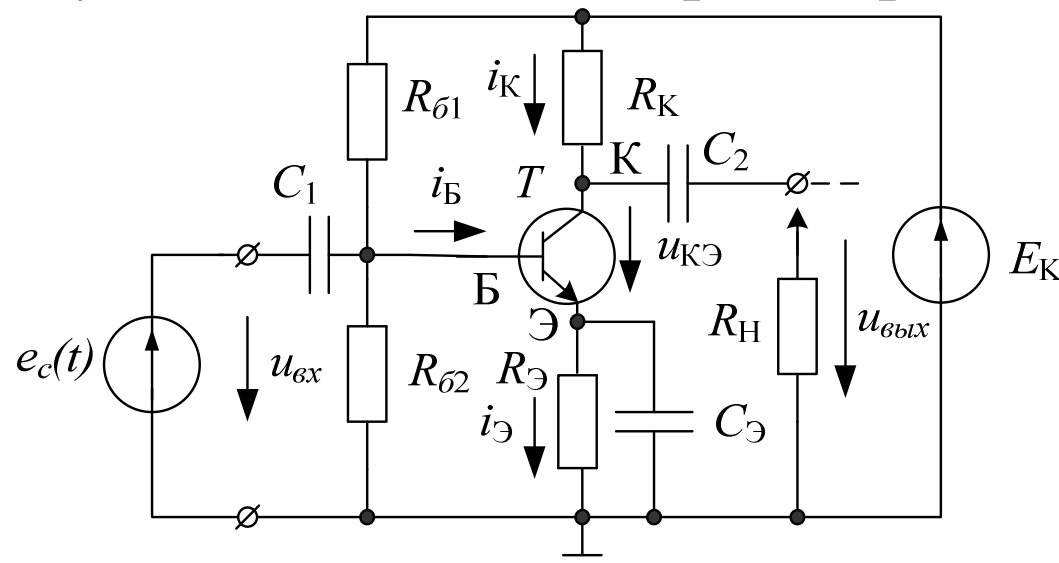


Рис.3.9

Схема усилительного транзисторного каскада с общим эмиттером

Исходные данные: транзистор BC140, $R_{Б1}=R_{Б2}=100\text{кОм}$, $R_K=400\text{Ом}$, $R_Э=100\text{Ом}$, $R_H=2\text{кОм}$, $E_K=10\text{В}$.

Для стабилизации рабочей точки в линейных усилительных каскадах обычно применяют схему с общим эмиттером и отрицательной обратной связью (рис. 10.5).

Резисторы $R_{\bar{6}1}$, $R_{\bar{6}2}$ задают номинальный ток базы I_B^* .

Резистор $R_{\bar{3}}$ создает отрицательную обратную связь по постоянному току и служит для стабилизации режима транзистора.

Емкость $C_{\bar{3}}$ называется блокировочной, устраняет отрицательную обратную связь по переменной составляющей и увеличивает усиление.

Входной переменный сигнал через разделительную емкость C_1 поступает на базу транзистора и усиливается.

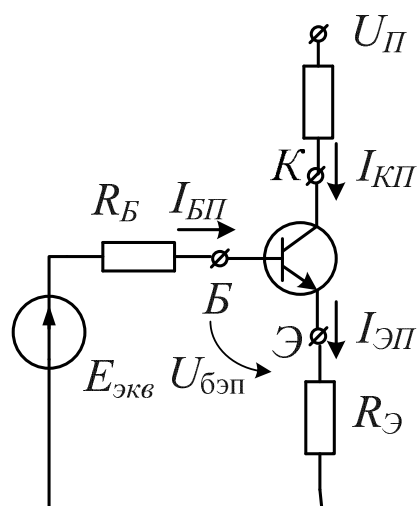
Усиленный выходной сигнал с резистора R_K через разделительную емкость C_2 поступает на нагрузку R_H , которой может быть следующий усилительный каскад.

Если напряжение входного сигнала $u_{\text{вх}}$ невелико, то работу усилительного транзисторного каскада можно представить в виде наложения режима покоя с постоянным источником ЭДС E_K и с постоянными

ми составляющими тока базы $I^*_Б$, тока коллектора $I^*_К$ и тока эмиттера $I^*_Э$, соответствующими точке А на рабочей характеристике, и режима малого сигнала с переменными составляющими i_B , i_K , $u_{вх}$, $u_{вых}$.

Расчет режима покоя

1. Строим эквивалентную схему.



$$E_{\text{экв}} = \frac{U_{\text{П}} R_{62}}{R_{61} + R_{62}} \quad R_6 = \frac{R_{61} R_{62}}{R_{61} + R_{62}}.$$

$$E_{\text{экв}} = 5\text{В}, \quad R_6 = 50 \text{ кОм}$$

Рис.3.10

2. Для входной цепи по второму закону Кирхгофа:

$$E_{\text{ЭКВ}} = I_{\text{БП}} R_{\text{Б}} + U_{\text{БЭП}} + I_{\text{ЭП}} R_{\text{Э}}.$$

Но: $I_{\text{ЭП}} = I_{\text{Б}} + I_{\text{К}} = I_{\text{Б}} + h_{21\text{Э}} I_{\text{Б}}.$

Получим уравнение нагрузочной прямой для входной характеристики:

$$E_{\text{ЭКВ}} = I_{\text{БП}} R_{\text{Б}} + U_{\text{БЭП}} + (1 + h_{21\text{Э}}) I_{\text{БП}} R_{\text{Э}}$$

$$U_{\text{xx}} = E_{\text{Э}} = 5\text{В}, \quad I_{\text{КЗ}} = \frac{E_{\text{Э}}}{(R_{\text{Б}} + (1 + h_{21\text{Э}}) R_{\text{Э}})} = \frac{E_{\text{Э}}}{R_{\text{вх}}}.$$

3. Определяем h_{21} :

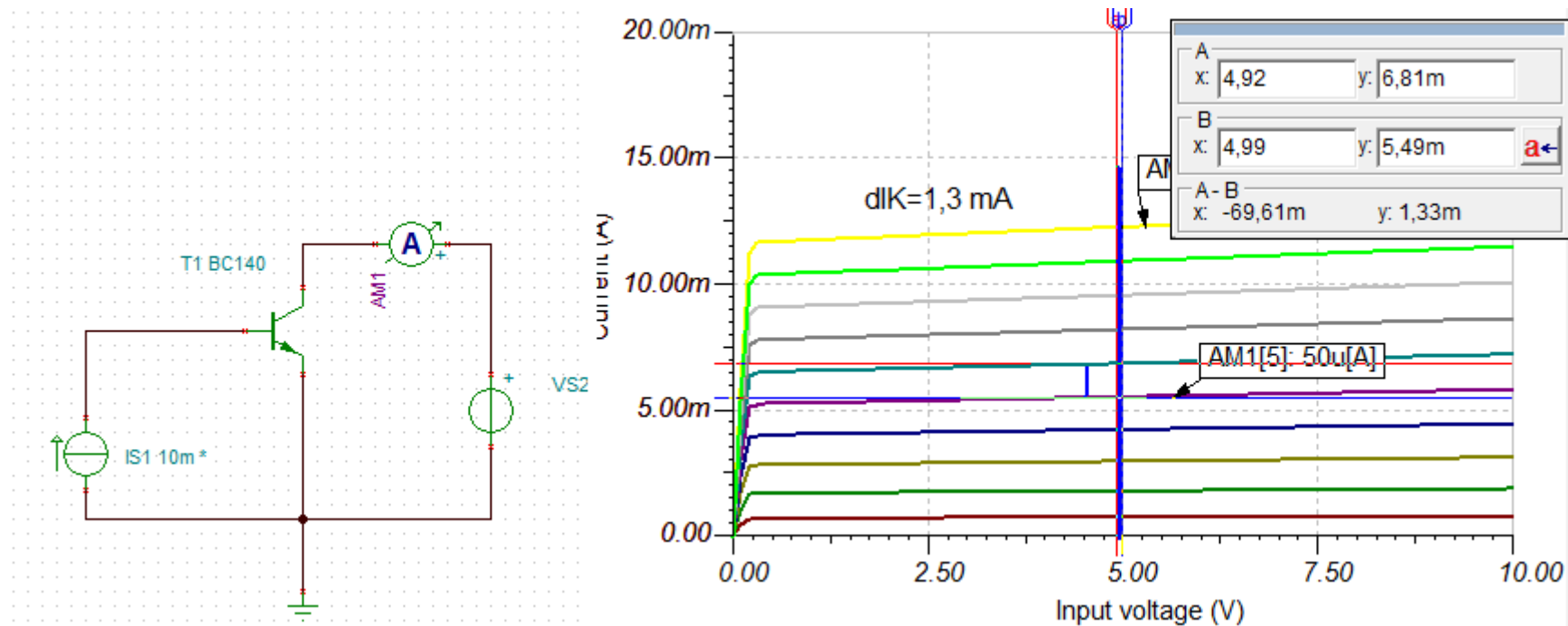


Рис.3.11

Снимаем ВАХ для токов базы 10 мкА – 100мкА. Находим для

$$U_K = E_K / 2 = 5V : h_{21э} = \frac{\Delta I_K}{\Delta I_B} = \frac{1,3 mA}{10 \mu A} = 130 = \beta.$$

$$I_{K3} = \frac{5}{(50 \cdot 10^3 + (1 + 130)100)} = \frac{5}{63100} = 79 \mu A$$

4. На входной ВАХ находим рабочую точку:

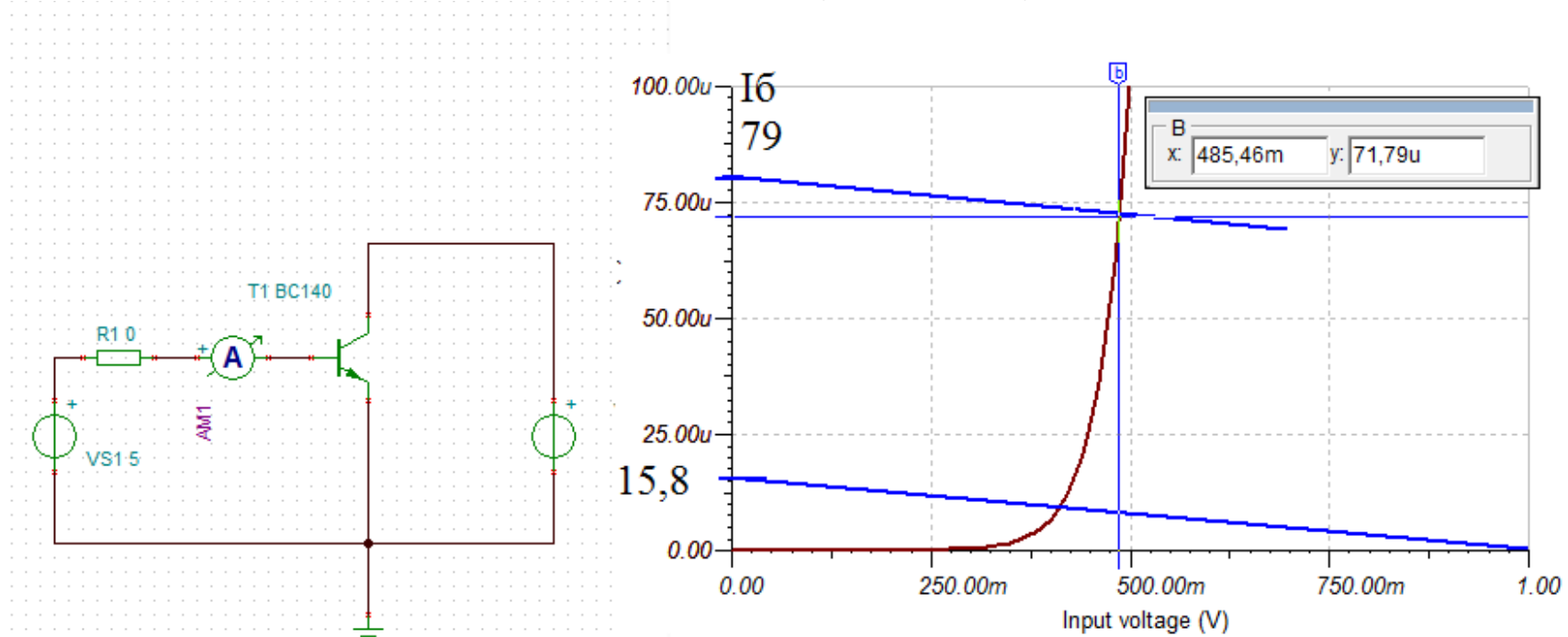
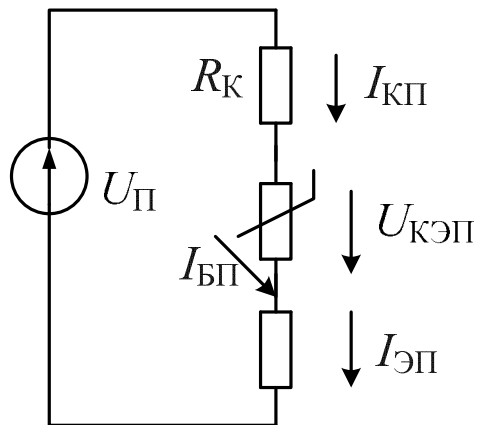


Рис.3.12

Напряжение $U_{БЭП} = 485$ мВ, $I_{БП} = 72$ мкА.

5. Расчет выходной цепи



По второму закону Кирхгофа:

$$U_{\Pi} = I_{\text{КП}} R_K + U_{\text{КЭП}} + I_{\text{ЭП}} R_{\text{Э}}.$$

Уравнение нагрузочной прямой:

$$U_{\text{КЭП}} = U_{\Pi} - I_{\text{КП}} R_K - (I_{\text{КП}} + \frac{I_{\text{КП}}}{h_{21\text{э}}}) R_{\text{Э}} \approx \\ \approx U_{\Pi} - I_{\text{КП}} (R_K + R_{\text{Э}}).$$

Точки пересечения нагрузочной прямой с осями:

$$U_{\text{ХХ}} = U_{\Pi} = 10\text{В}, I_{\text{КЗ}} = \frac{U_{\Pi}}{R_K + R_{\text{Э}}} = \frac{10}{500} = 20\text{мА}.$$

6. Моделируем выходные ВАХ

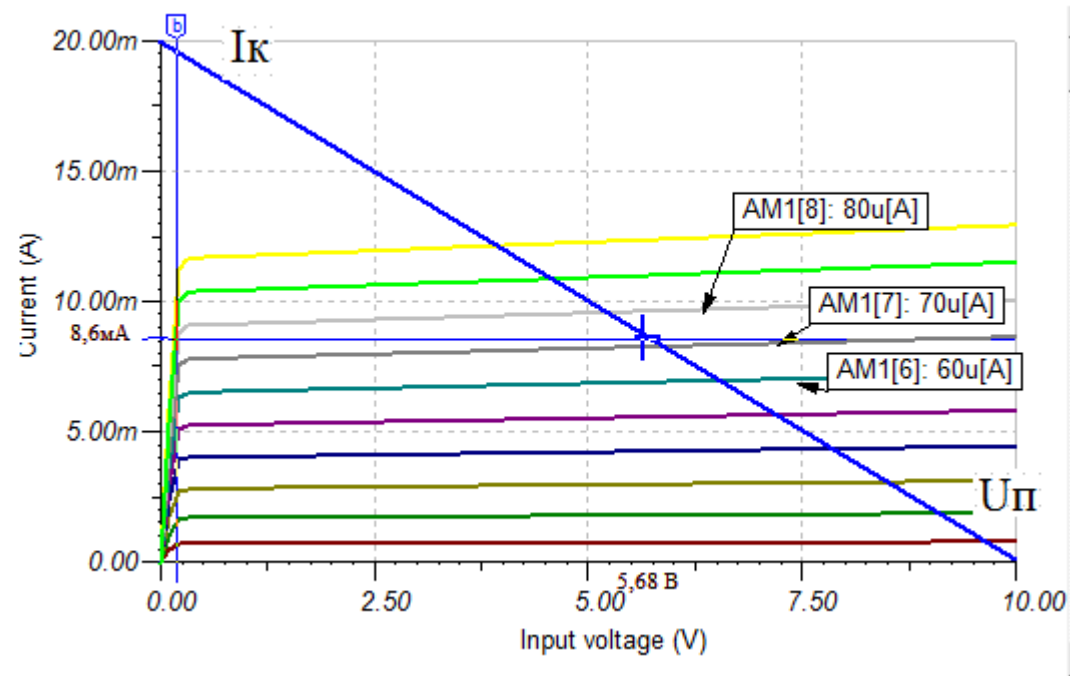
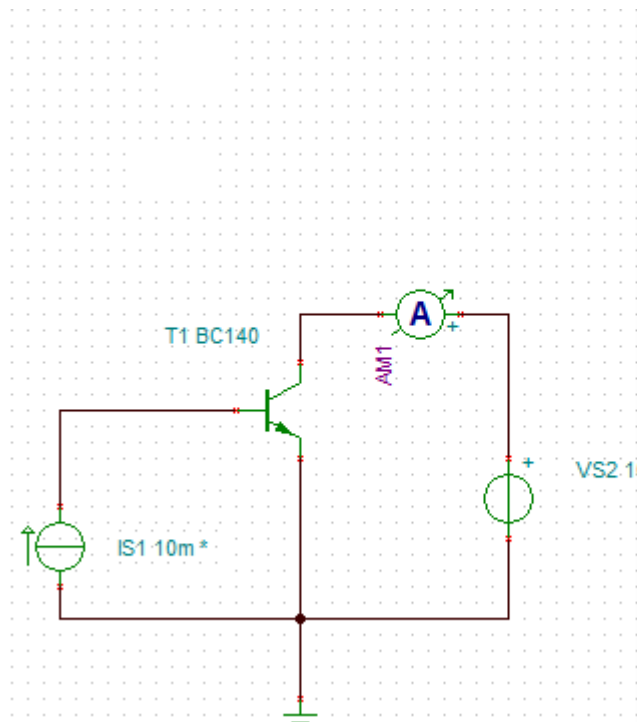


Рис.3.13

Получили в точке В: $U_{кэ}=5,68$ В, $I_{кп}=8,6$ мА
 7. Проводим моделирование схемы усилителя

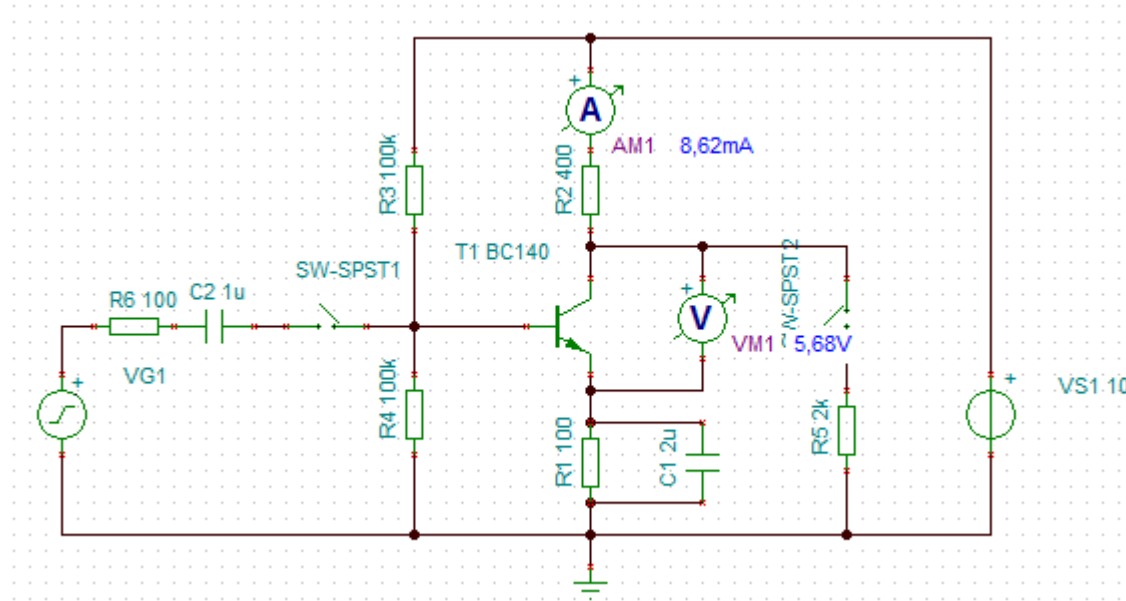


Рис.3.14

Результаты совпадают !

Расчет амплитуд переменных составляющих

Задан переменный входной сигнал $u(t) = E_m \sin 2\pi ft$,
 $E_m = 50 \text{ мВ}$, $f = 1 \text{ кГц}$.

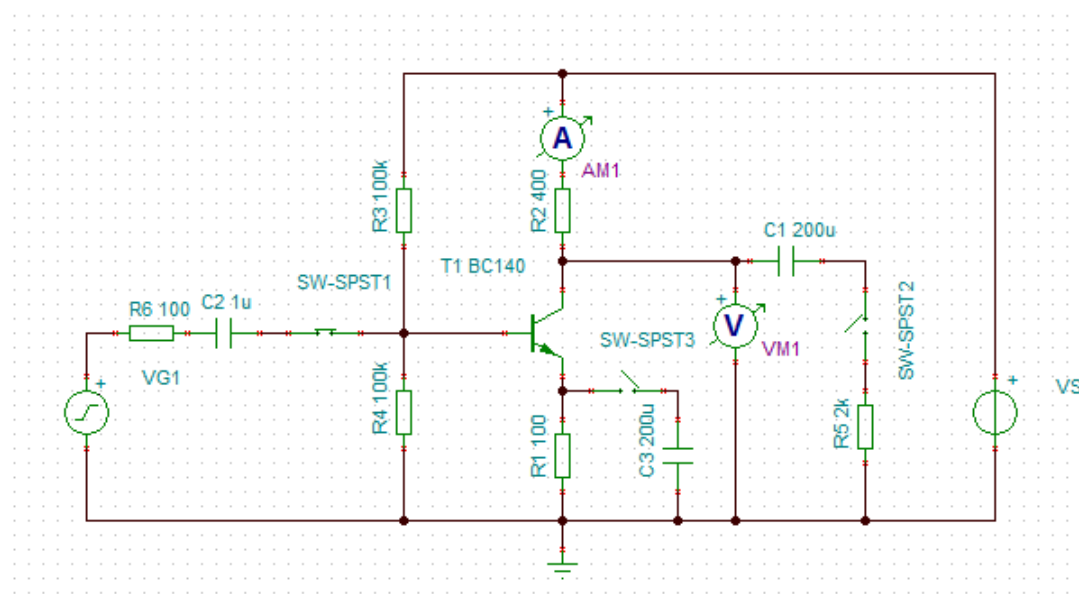
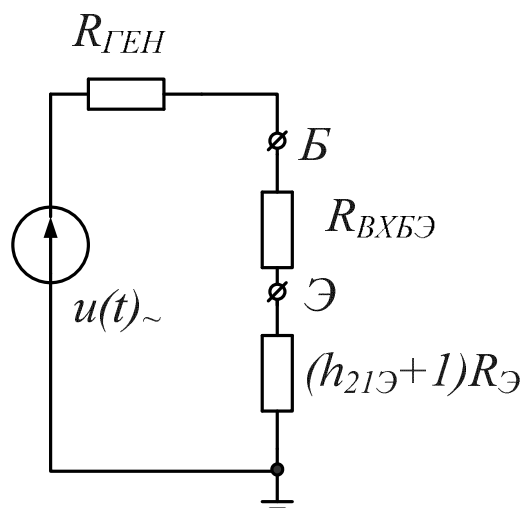


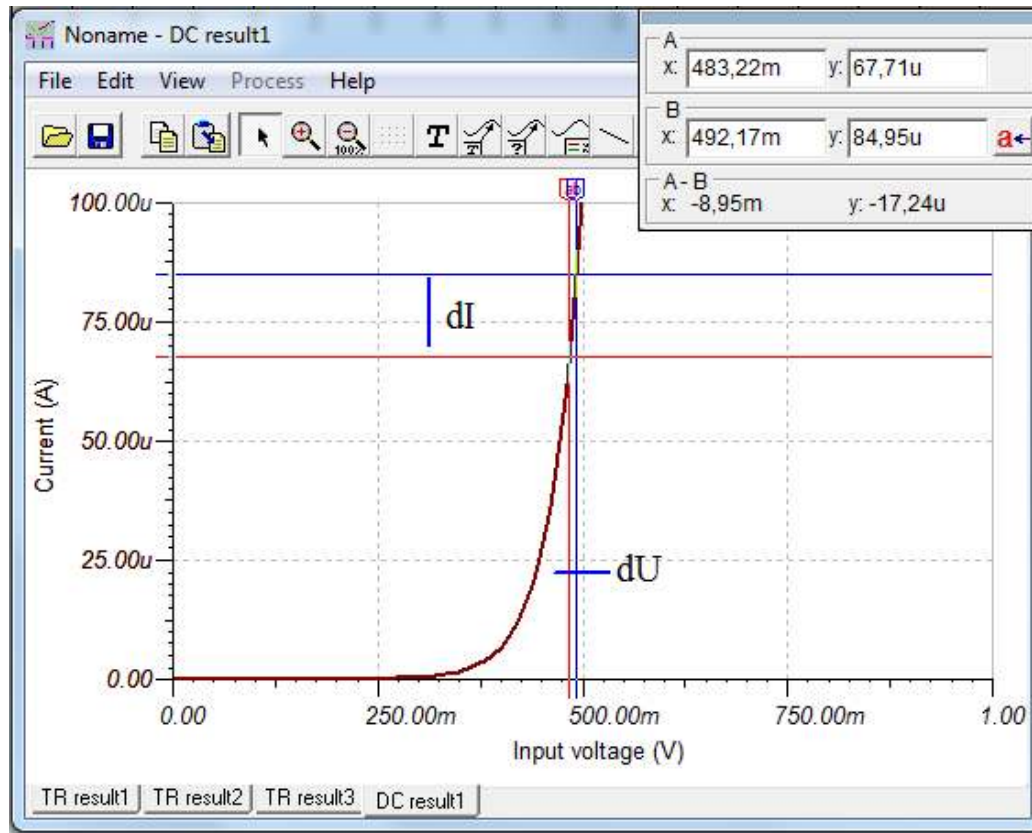
Рис.3.15

Эквивалентная схема базовой цепи для малой переменной составляющей

1. По входной ВАХ находим:

$$R_{ВХБЭ} = h_{11} = \frac{\Delta U_{БЭ}}{\Delta I_{БЭ}} = \frac{(492 - 483)10^{-3}}{(85 - 68)10^{-6}} = 529 \text{ Ом}.$$

$R_B = 50 \text{ кОм}$ не учитываем.



$$2. R_{B\Sigma} = R_{ГЕН} + R_{ВХБЭ} + (h_{21Э} + 1)R_Э = \\ = 100 + 529 + (130 + 1)100 = 13729 \text{ Ом}.$$

В.А. Алехин. Мультимедийный практикум по электронике и схемотехнике. 2015.

Отрицательная обратная связь: $(h_{21Э} + 1)R_Э = 13100 \text{ Ом}$.

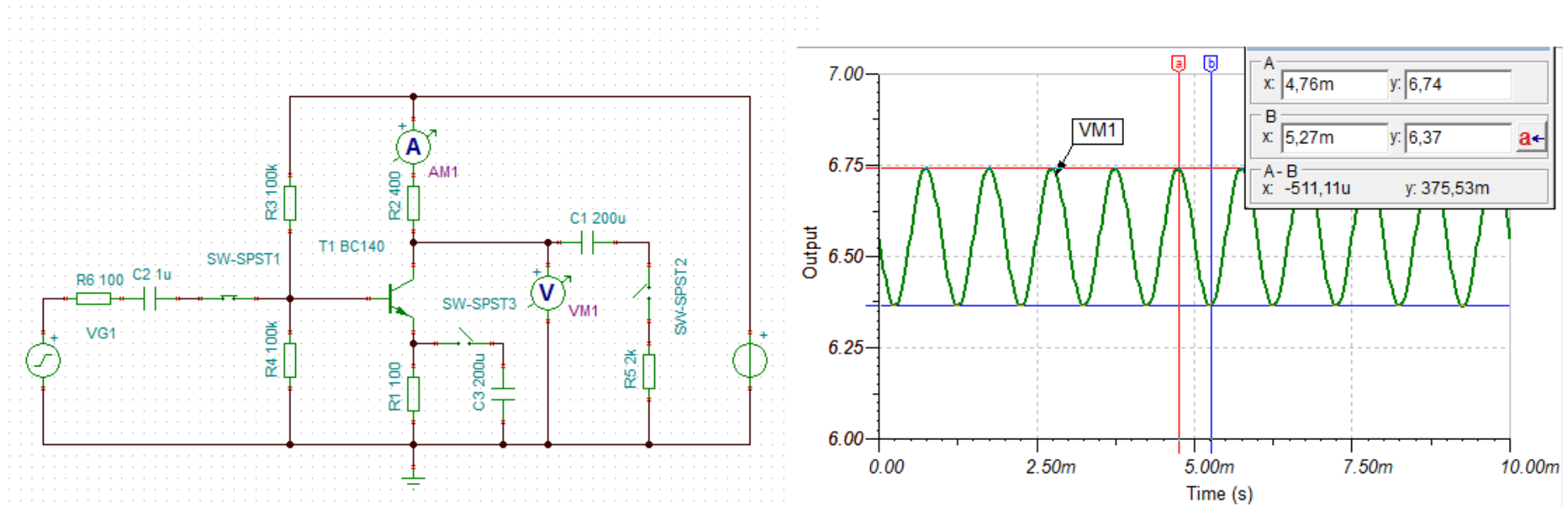
$$3. \quad I_{Бм} = \frac{E_m}{R_{БΣ}} = \frac{50 \cdot 10^{-3}}{13729} = 3,64 \text{ мкА}$$

$$4. \quad I_{Км} = I_{Бм} h_{21Э} = 3,64 \cdot 10^{-6} \cdot 130 = 473 \text{ мкА}$$

$$5. \quad U_{Км} = I_{Км} R_K = 473 \cdot 10^{-6} \cdot 400 = 189280 \cdot 10^{-6} = 189 \text{ мВ}$$

$$6. \quad u_{RK}(t) = i_K(t) R_K = (8,6 + 0,473 \sin 2\pi ft) \cdot 10^{-3} 400 = \\ = 3,44 + 0,189 \sin 2\pi ft \text{ В.}$$

$$7. \quad u_K(t) = E_K - u_{RK}(t) = 6,56 - 0,189 \sin 2\pi ft \text{ В.}$$

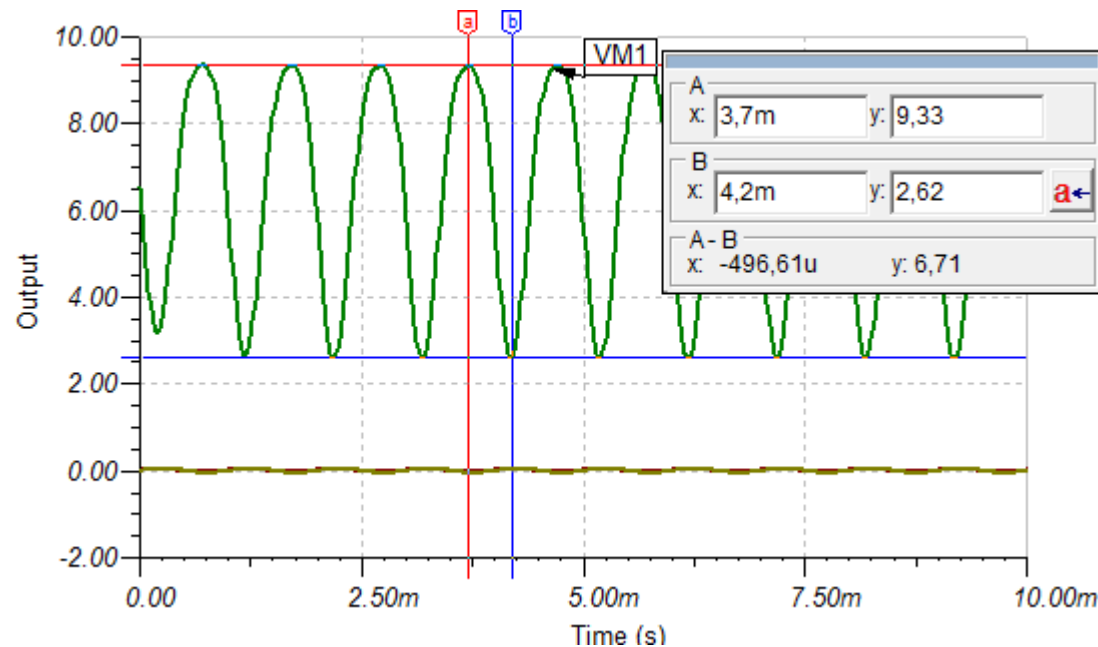


В схеме рис.3.15 коэффициент усиления с обратной связью:

$$K_U = \frac{U_{Km}}{E_m} = \frac{95 \text{ мВ}}{50 \text{ мВ}} = 1,9$$

$$K_{U(\text{дб})} = 20 \lg \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = 20 \lg 1,9 = 5,57 \text{ дб}$$

Шунтируем R_3 блокировочной емкостью C3.

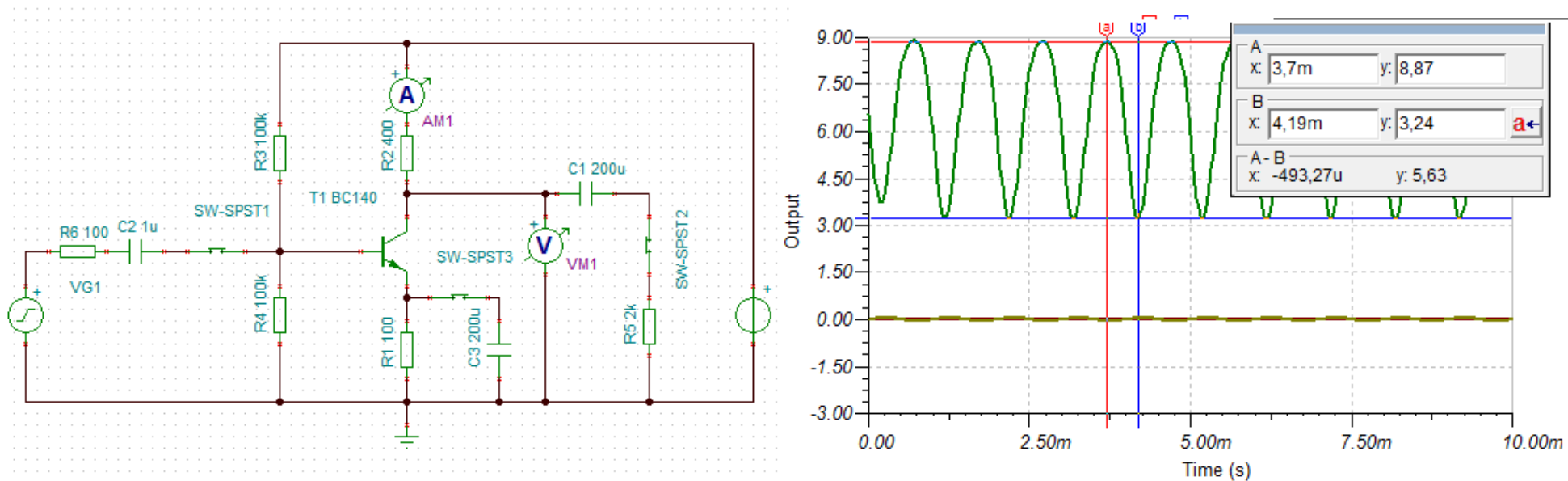


Размах (двойная амплитуда, peak-to-peak) равен 6,71

$$K_U = \frac{U_{Km}}{E_m} = \frac{3,36}{50 \text{ мВ}} = 67.$$

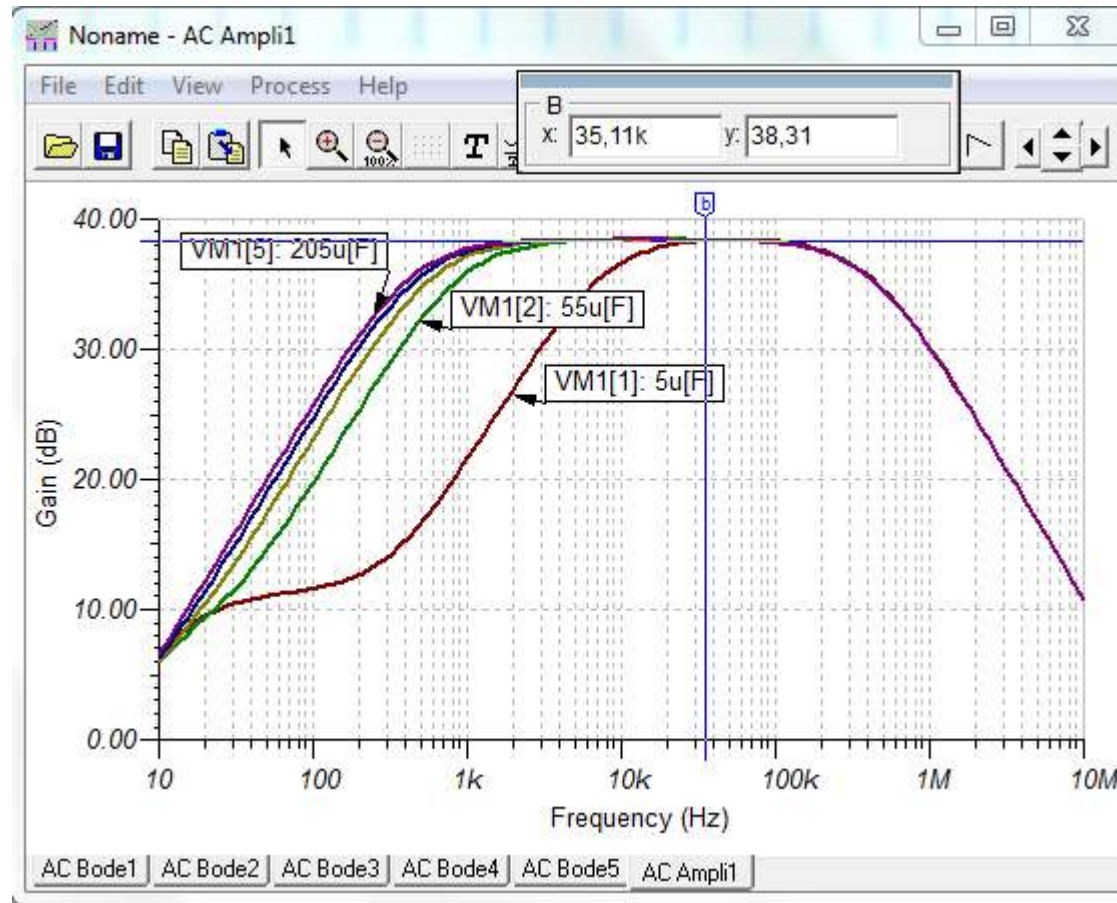
$$K_{U(\text{дБ})} = 20 \lg \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = 20 \lg 67 = 36,52 \text{ дБ}$$

В схеме рис.3.15 включаем нагрузку:



$$K_U = \frac{U_{Km}}{E_m} = \frac{2,81}{50 \text{ мВ}} = 56. \quad (34,9 \text{ дБ})$$

АЧХ в режиме холостого хода при изменении C_3



Выбор блокировочной емкости:
На нижней частоте f_H должно быть:

В.А. Алехин. Мультимедийный практикум по электронике и схемотехнике. 2015.

$$X_{сэ} = \frac{1}{2\pi f_H C_{э}} \leq \frac{R_{э}}{5 \sim 10} = \frac{100}{10} = 10 \text{ Ом}.$$

Для $f_H = 100 \text{ Гц}$ получим: $C_{э} > \frac{1}{2\pi \cdot 100 \cdot 10} = 159 \text{ мкФ}.$

Занятие 4

Эмиттерный повторитель на биполярном транзисторе

Схема эмиттерного повторителя- это схема с общим коллектором

Исходные данные:

$$E_{\Pi} = E_K = 10B, R_1 = R_2 = 10 \text{ кОм},$$

$$R_H = 500 \text{ Ом}, R_{ГЕН} = 500 \text{ Ом},$$

$$u_c(t) = E_m \sin \omega t, E_m = 50 \text{ мВ}$$

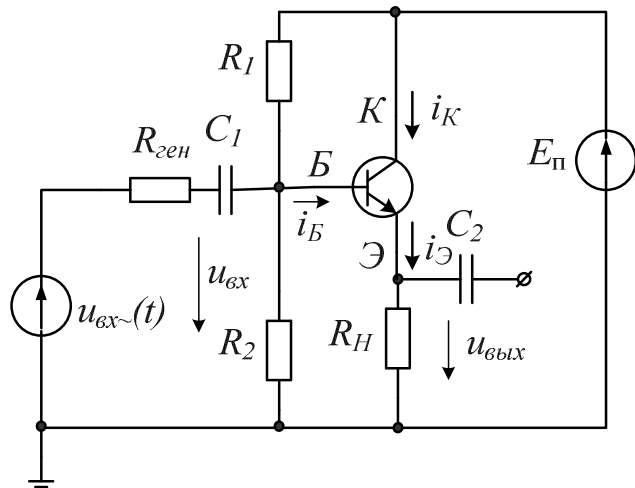


Рис.4.1

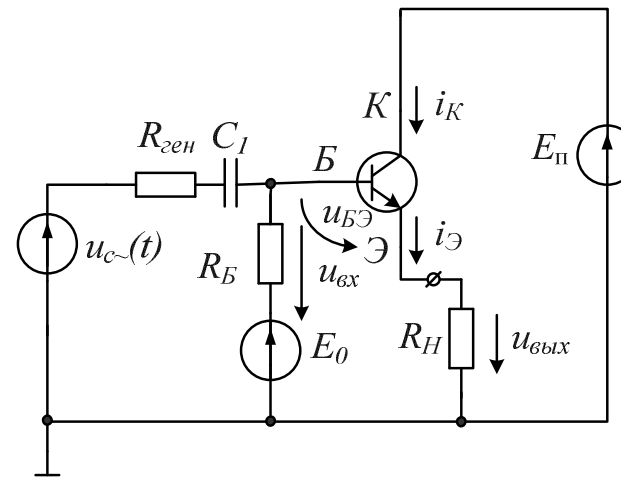


Рис.4.2

Расчетная эквивалентная схема показана на рис.4.2

Рабочую точку выбирают на крутом участке входной характеристики. Дифференциальное сопротивление $R_{\text{диф.БЭ}} = \frac{\Delta U_{\text{БЭ}}}{\Delta I_{\text{Б}}}$ для транзистора BC140 было определено и равно 529 Ом, $R_{\text{H}} = 500 \text{ Ом}$.

Рассмотрим приращение входного напряжения:

$$\Delta u_{\text{вх}} = \Delta u_{\text{БЭ}} + \Delta u_{\text{ВЫХ}} = R_{\text{диф.БЭ}} \Delta i_{\text{Б}} + R_{\text{H}} \Delta i_{\text{Э}} = \\ = R_{\text{диф.БЭ}} \Delta i_{\text{Б}} + R_{\text{H}} (\beta + 1) \Delta i_{\text{Б}}.$$

$$\Delta u_{\text{вых}} = R_{\text{H}} (\beta + 1) \Delta i_{\text{Б}}.$$

Получим:

$$\Delta u_{\text{вх}} = R_{\text{диф.БЭ}} \Delta i_{\text{Б}} + R_{\text{H}} (\beta + 1) \Delta i_{\text{Б}} \approx R_{\text{H}} (\beta + 1) \Delta i_{\text{Б}} = \Delta u_{\text{вых}},$$

так как $R_{\text{диф.БЭ}} = 529 \text{ Ом}$, $R_{\text{H}} (\beta + 1) = 500 \cdot 131 = 65,5 \text{ кОм}$.

Коэффициент усиления по напряжению:

$$K_U = \frac{\Delta u_{\text{вых}}}{\Delta u_{\text{вх}}} = \frac{R_H(\beta + 1)}{R_{\text{диф.БЭ}} + R_H(\beta + 1)} \approx 1.$$

Входное сопротивление:

$$R_{\text{вх}} = \frac{\Delta u_{\text{вх}}}{\Delta i_B} = R_{\text{диф.БЭ}} + R_H(\beta + 1) \approx 66 \text{ кОм}.$$

Выходное сопротивление:

$$R_{\text{вых}} = \left| \frac{\Delta u_H}{\Delta i_H} \right|, e_c = \text{const}, E_0 = \text{const}.$$

Для приращений напряжений: $\Delta i_B R_{\text{ГЕН}} + \Delta i_B R_{\text{диф.БЭ}} + \Delta u_H = 0$,
так как $e_c = \text{const}$.

$$|\Delta u_H| = \Delta i_B (R_{\text{ГЕН}} + R_{\text{диф.БЭ}}) = \frac{\Delta i_{\text{Э}}}{\beta + 1} (R_{\text{ГЕН}} + R_{\text{диф.БЭ}}).$$

$$R_{\text{вых}} = \left| \frac{\Delta u_H}{\Delta i_H} \right| = \frac{\Delta i_{\text{Э}} (R_{\text{ГЕН}} + R_{\text{диф.БЭ}})}{\Delta i_{\text{Э}} (\beta + 1)} \approx \frac{R_{\text{ГЕН}}}{\beta}.$$

Получим:

Обычно $R_{\text{ГЕН}} > R_{\text{диф.БЭ}}$.

Вывод: Эмиттерный повторитель имеет большое входное сопротивление и малое выходное сопротивление.

Пример расчета эмиттерного повторителя

Для аналогичной входной цепи усилителя ранее были получены параметры эквивалентного генератора: $E_{\text{ЭКВ}} = E_0 = 5\text{В}, R_B = 5\text{кОм}$.

Графический расчет режима покоя.

Найти $i_{B0}, u_{BЭ0}, i_{Э0}, u_{КЭ0}, u_{H0}$,

1. Для входной цепи в режиме покоя:

$$E_0 = i_{B0} R_B + i_{B0} R_{\text{диф.БЭ}} + i_{B0} R_H (\beta + 1).$$

$$i_{B0} = \frac{E_0 - u_{БЭ0}}{R_B + R_H(\beta + 1)} = \frac{5 - 0,6}{5 \cdot 10^3 + 500(130 + 1)} = \frac{4,4}{5 \cdot 10^3 + 65500} = 62 \mu A.$$

По входной ВАХ находим $u_{БЭ0}$.

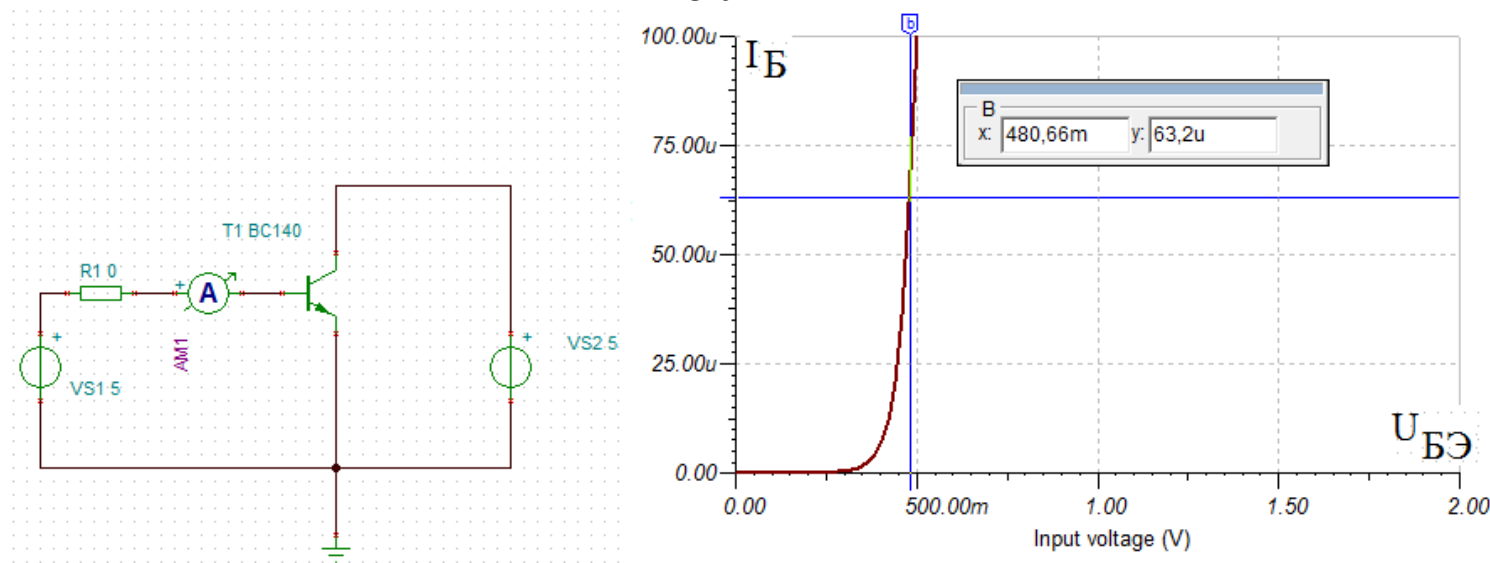


Рис.4.3

$$u_{BЭ0} = 480 \text{ мВ}$$

2. Для выходной цепи в режиме покоя:

Строим нагрузочную прямую, отсекающую отрезки по осям:

$$u_{KЭ} = 10 \text{ В}; I_K = \frac{E_K}{R_H} = 20 \text{ мА}$$

Находим рабочую точку при $i_{B0} = 62 \text{ мкА}$.

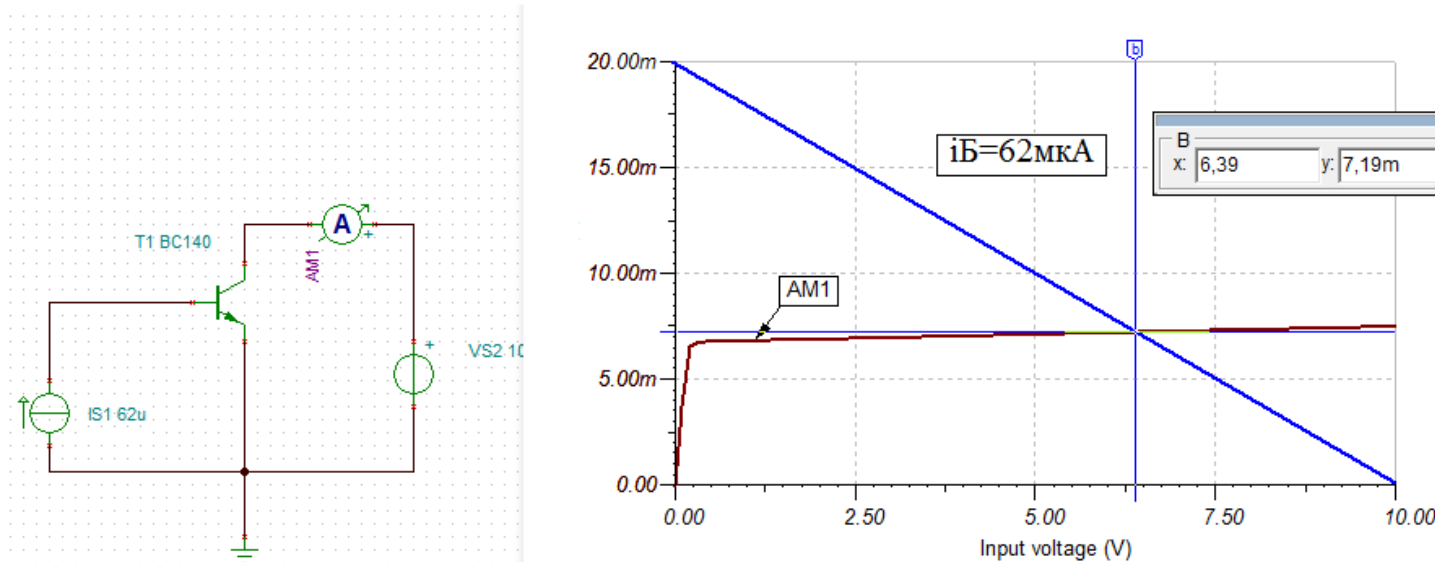
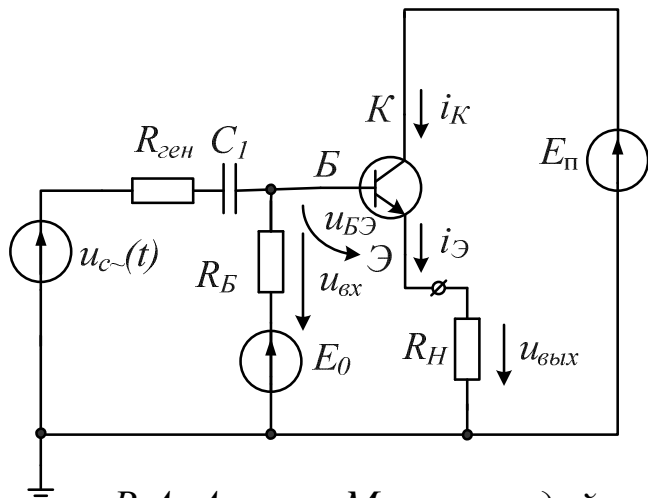


Рис.4.4

Получили:

$$u_{KЭ0} = 6,59 \text{ В}, i_{K0} = 6,94 \text{ мА}, u_{H0} = 3,41 \text{ В}, i_{Э0} = i_{K0} + i_{B0} \approx 7 \text{ мА}.$$

Выполним моделирование:



В.А. Алехин. Мультимедийный практикум по электронике и схемотехнике. 2015.

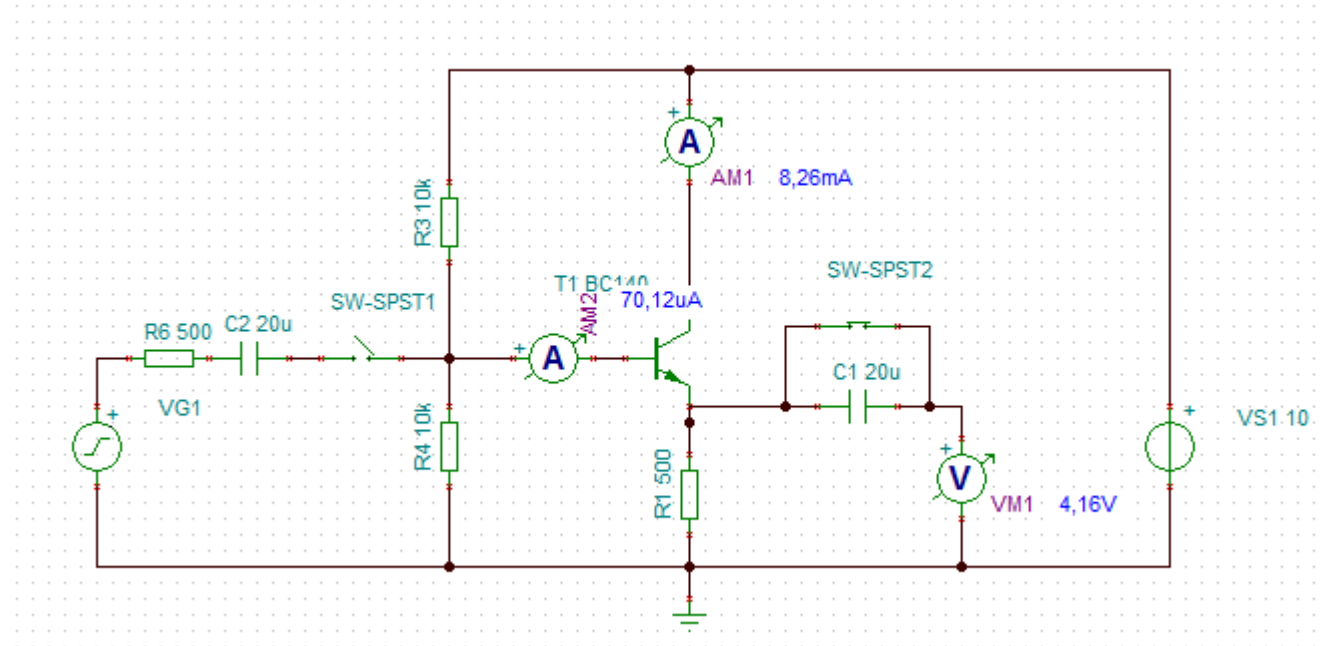


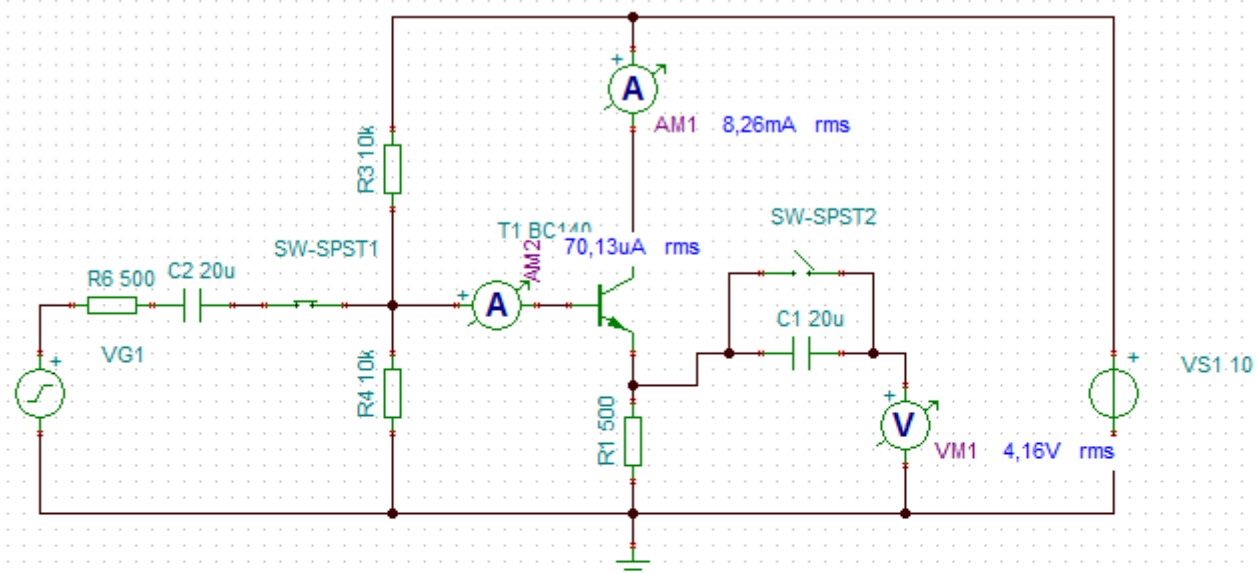
Рис.4.5

Коэффициент усиления ЭП по напряжению с учетом входной цепи

Считаем $X_C \ll R_{ГЕН}$.

$$K_{ex} = \frac{u_{ex}}{u_c} \approx \frac{R_B}{R_{ГЕН} + R_B} = \frac{5000}{5500} = 0,909$$
$$u_{ВЫХ} = u_c K_{ex} K_U =$$
$$= 50 \cdot 10^{-3} \cdot 0,909 \cdot 1 = 45,45 \text{ мВ}.$$

Выполним моделирование эмиттерного повторителя по схеме рис.4.5:



Nodal Voltages/Meters	
rms	4,16V
DC Level	4,16V
Amplitude	44,77mV
Phase	82,25m°
<div> ✖ Cancel ? Help </div>	

Рис.4.5

Двухтактный эмиттерный повторитель

Используют комплементарные транзисторы (различный тип проводимости с близкими параметрами)

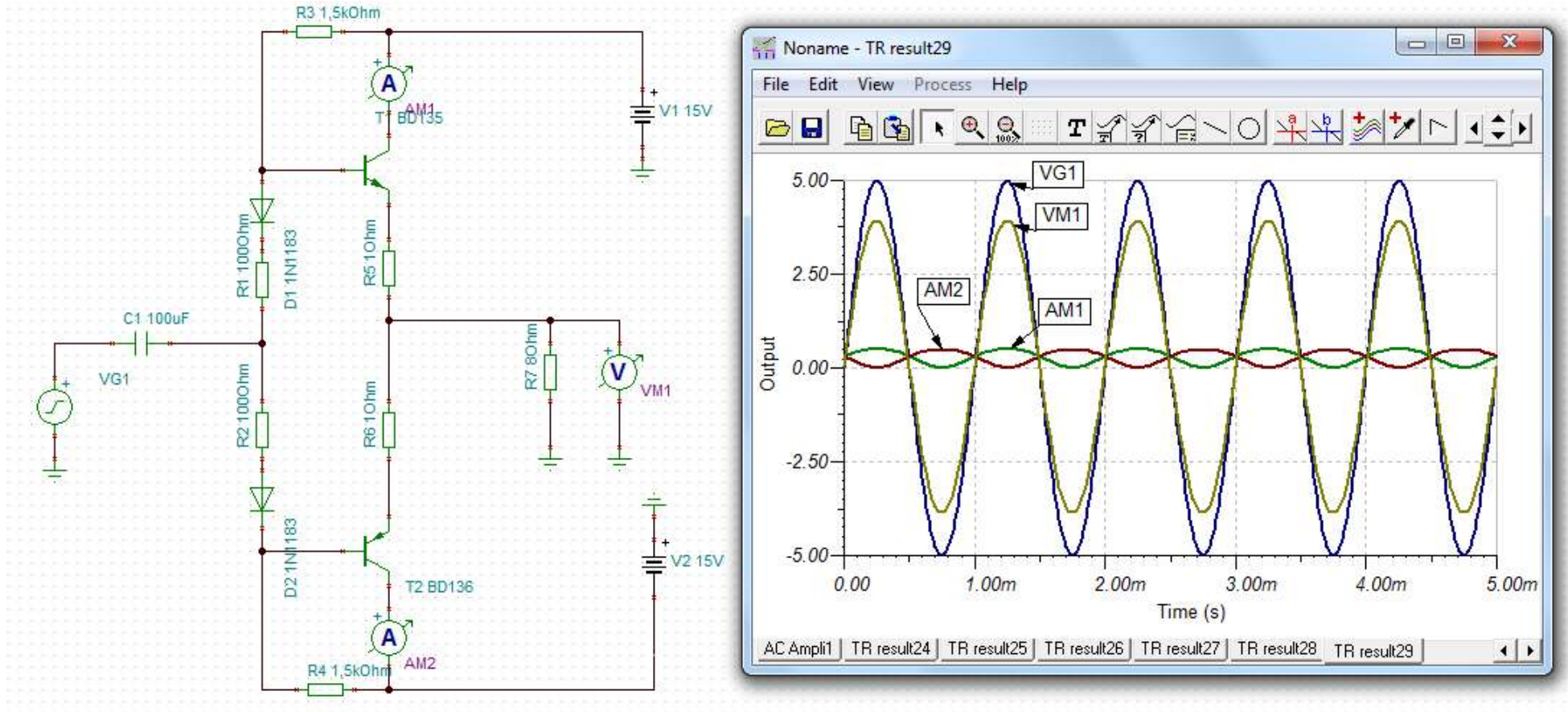
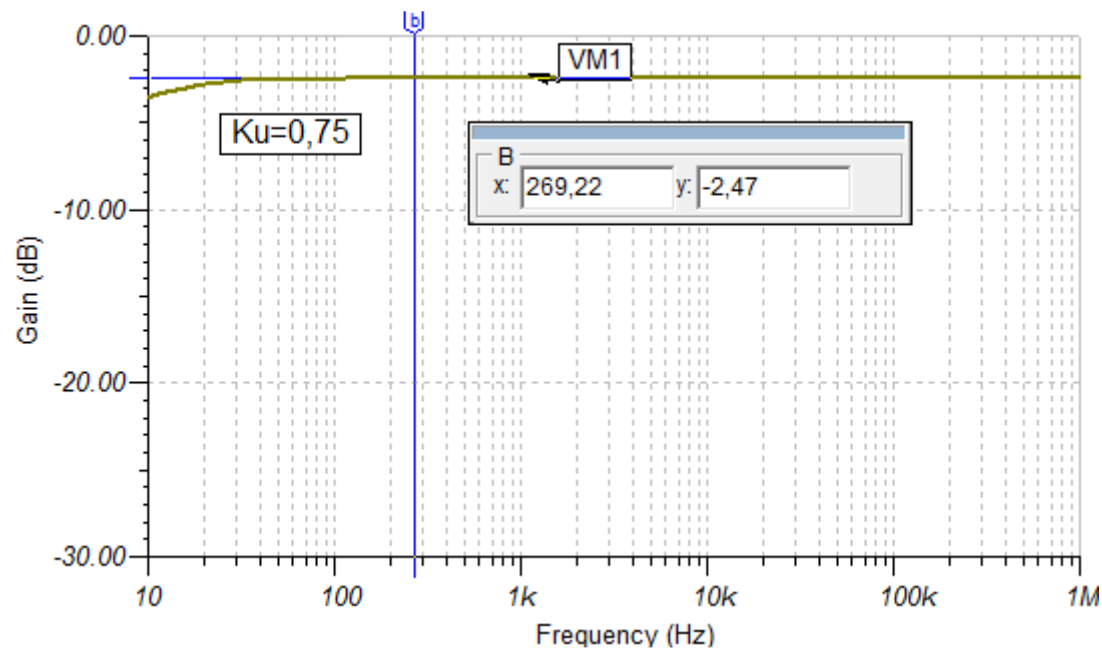
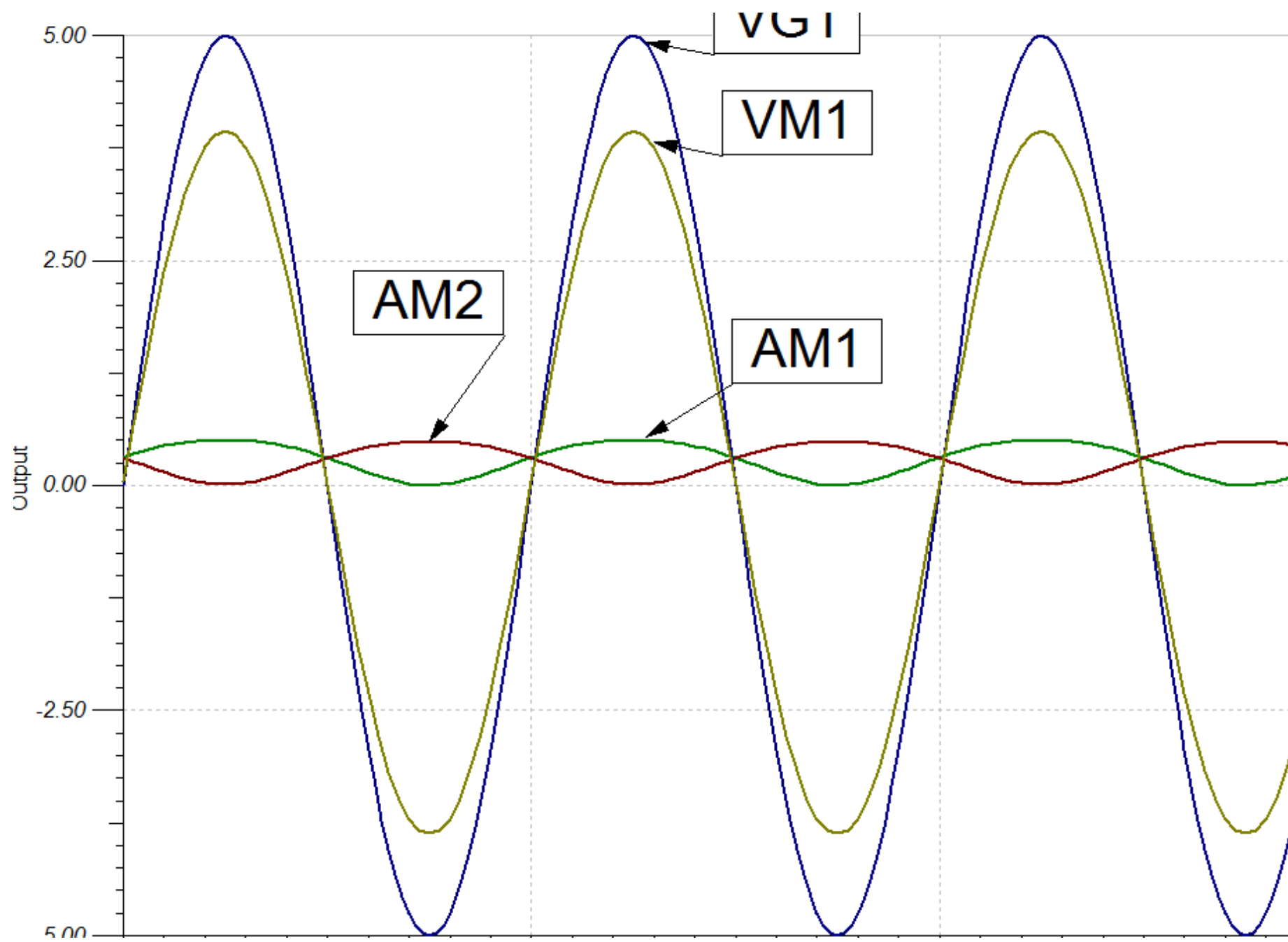
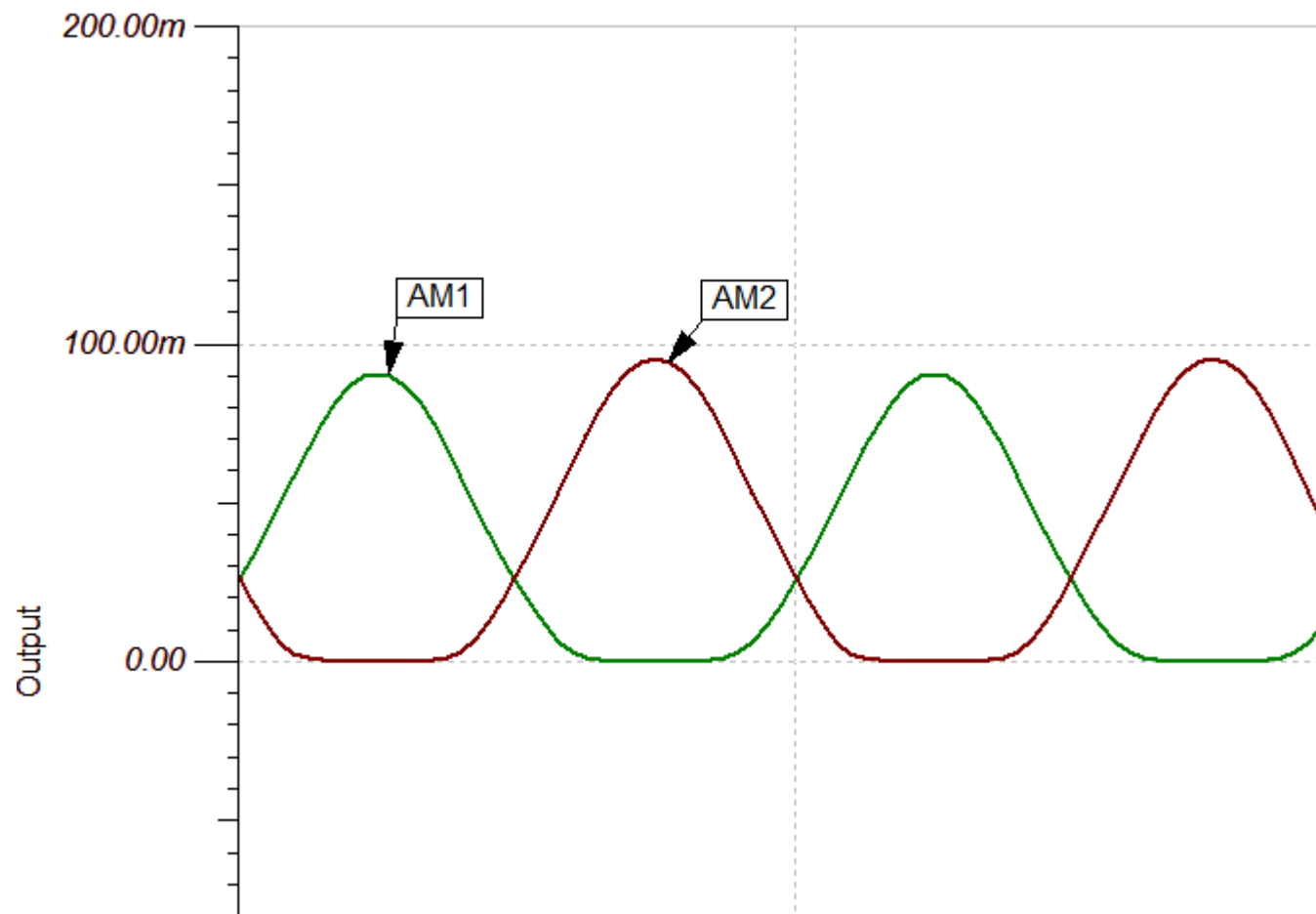


Рис.4.6

$$P = \frac{U_m^2}{2R_H} = \frac{3,75^2}{2 \cdot 8} = 0,87 \text{ Вт}$$







Усилитель мощности с двухтактным выходом

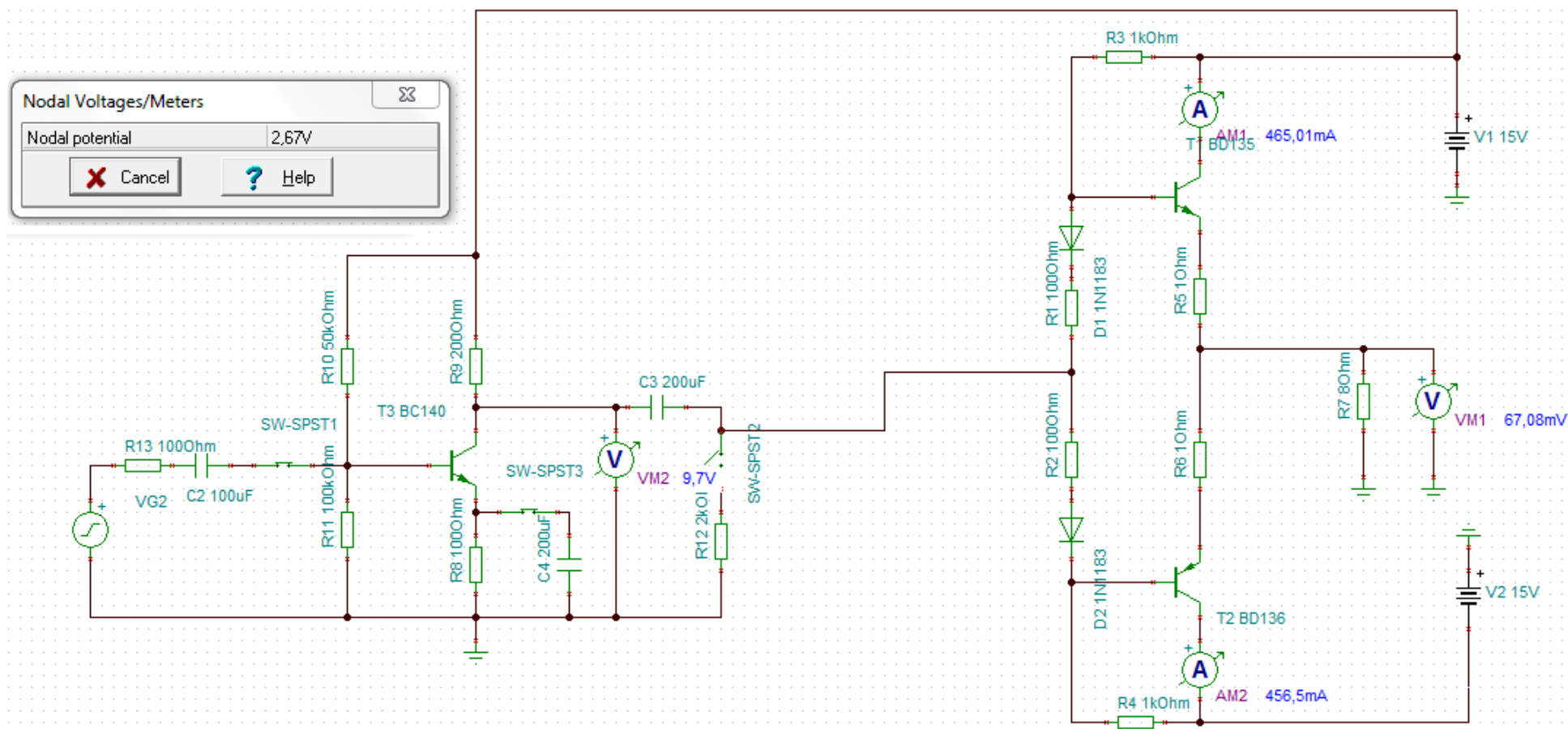
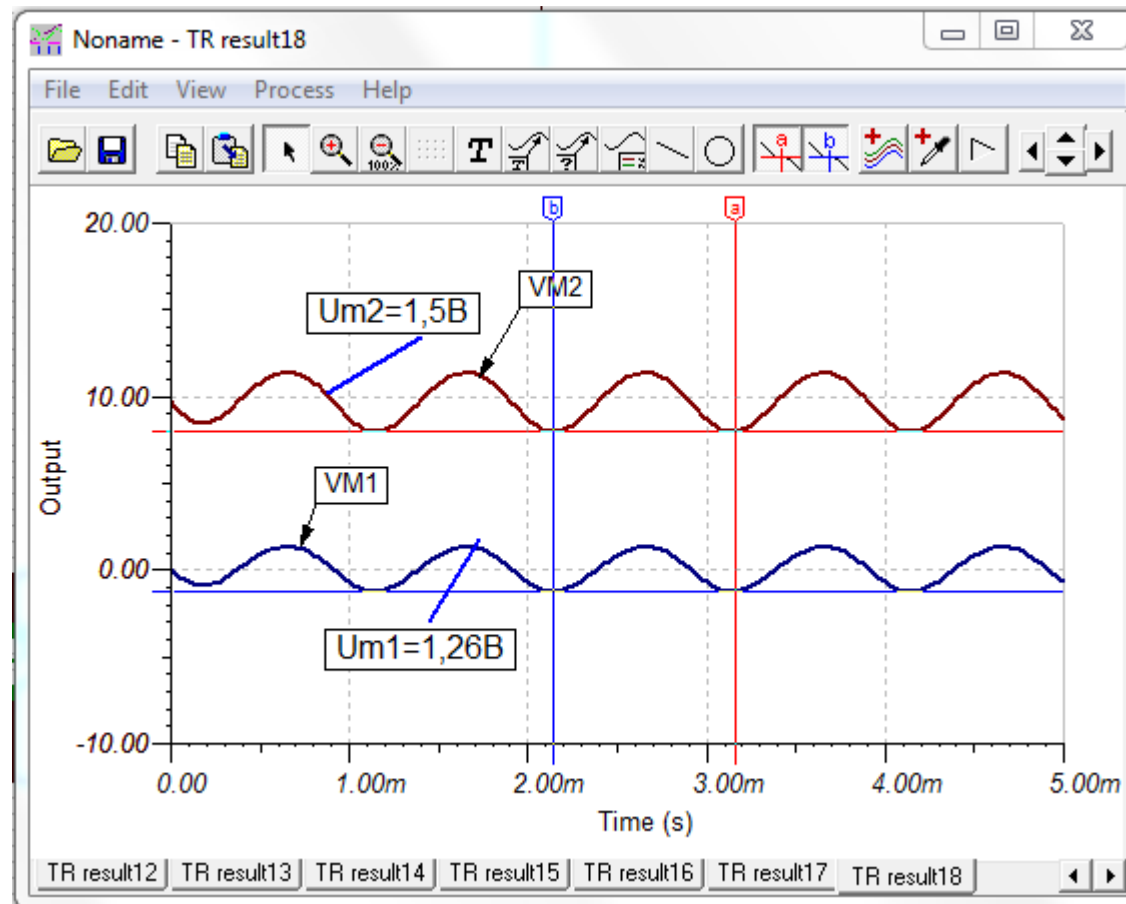


Рис.4.7

$$P_{ex} = \frac{U_{m2}^2}{2R_9} = \frac{1,5^2}{2 \cdot 200} = 5,6 \text{ мВт}$$

$$P_{вых} = \frac{U_{m1}^2}{2R_7} = \frac{1,26^2}{2 \cdot 8} = 99 \text{ мВт}, \quad K_P = \frac{99}{5,6} = 17,6$$



Занятие 5

Полевые транзисторы (ПТ)

Полевыми или униполярными транзисторами называются полупроводниковые приборы, в которых изменение тока производится изменением проводимости проводящего канала с помощью электрического поля, перпендикулярного направлению тока.

Прохождение тока в канале только одним типом зарядов.

Электроды, подключенные к каналу, называются стоком (Drain) и истоком (Source).

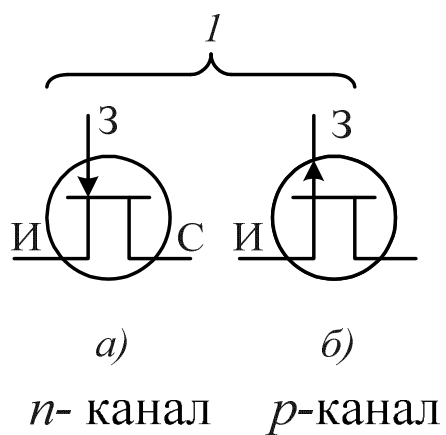
Управляющий электрод называется затвором (Gate).

Напряжение управления прикладывается между затвором и истоком.

Входное сопротивление полевого транзистора бесконечно большое, входной ток равен нулю !

Классификация полевых транзисторов

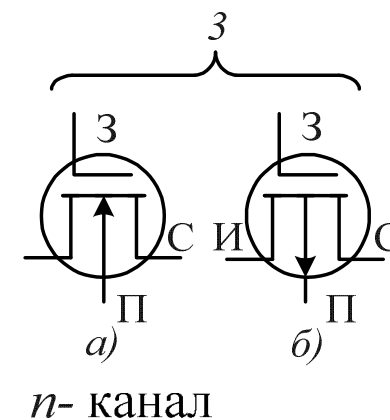
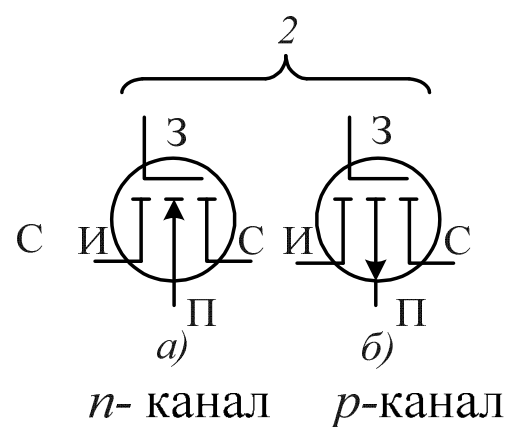
Полевые транзисторы с управляющим p-n переходом



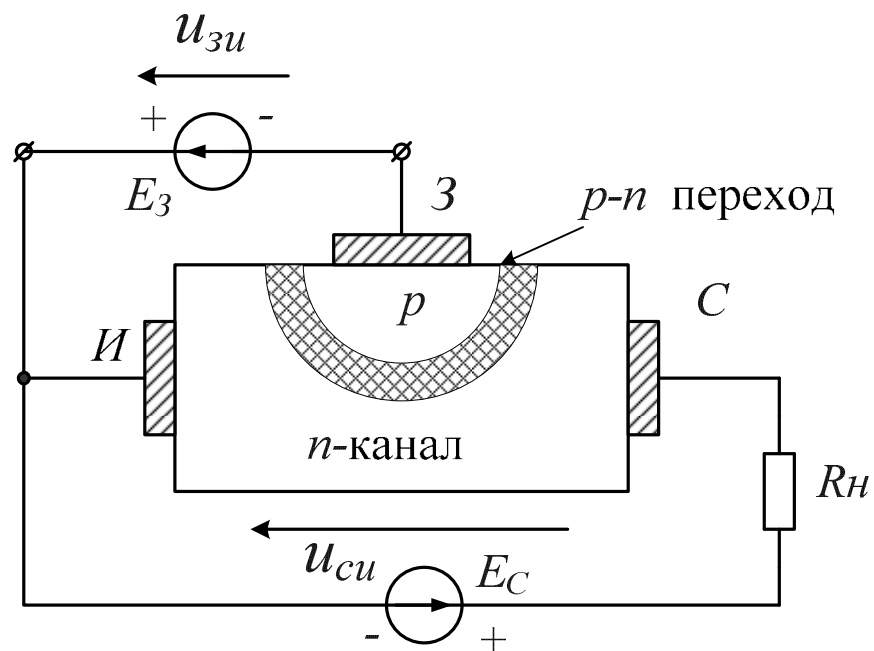
Полевые транзисторы с изолированным затвором (МДП)

С индуцированным каналом

Со встроенным каналом



Устройство полевого транзистора с управляющим p - n переходом

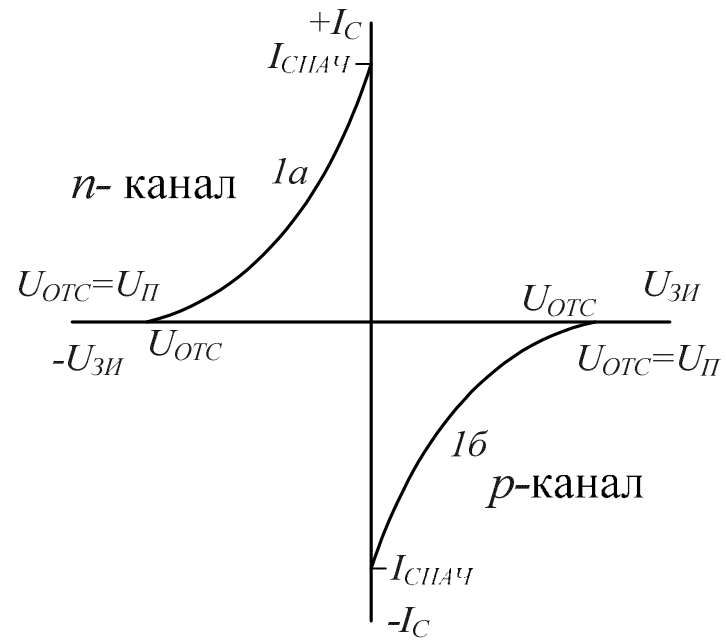


На затворе $u_{зи} < 0$, p - n переход заперт. С увеличением обратного напряжения расширяется p - n переход, уменьшается сечение проводящего канала. Отрицательное управляющее напряжение уменьшает ток между истоком и стоком.

Передаточные характеристики полевых транзисторов, которые выражают зависимость тока стока от напряжения затвор-исток $I_C(U_{ЗИ})$.

ПТ с n -каналом открывается при $U > U_{отс}$. При нулевом значении $U_{зи}$ проходит начальный ток $I_{снач}$.

Передаточная характеристика ПТ с управляющим p - n переходом



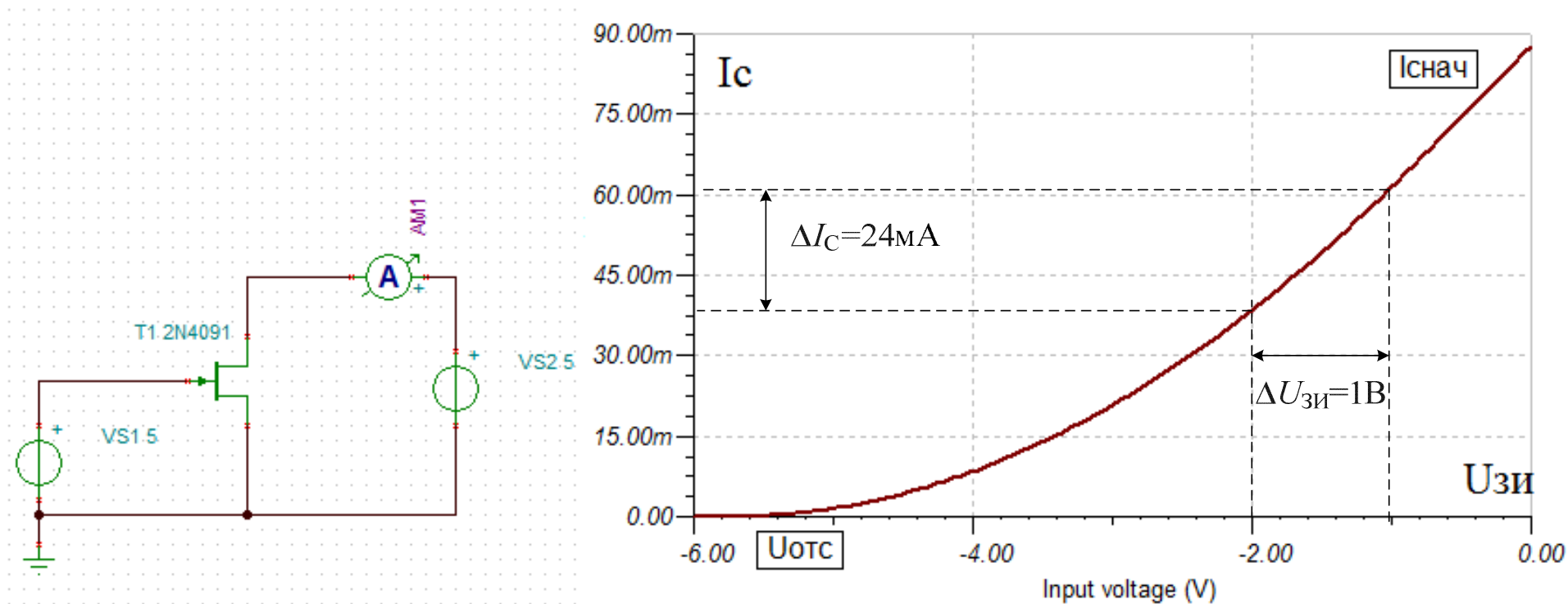


Рис.5.1

Передаточная характеристика ПТ с управляющим $p-n$ переходом

Выходные характеристики ПТ с n-каналом

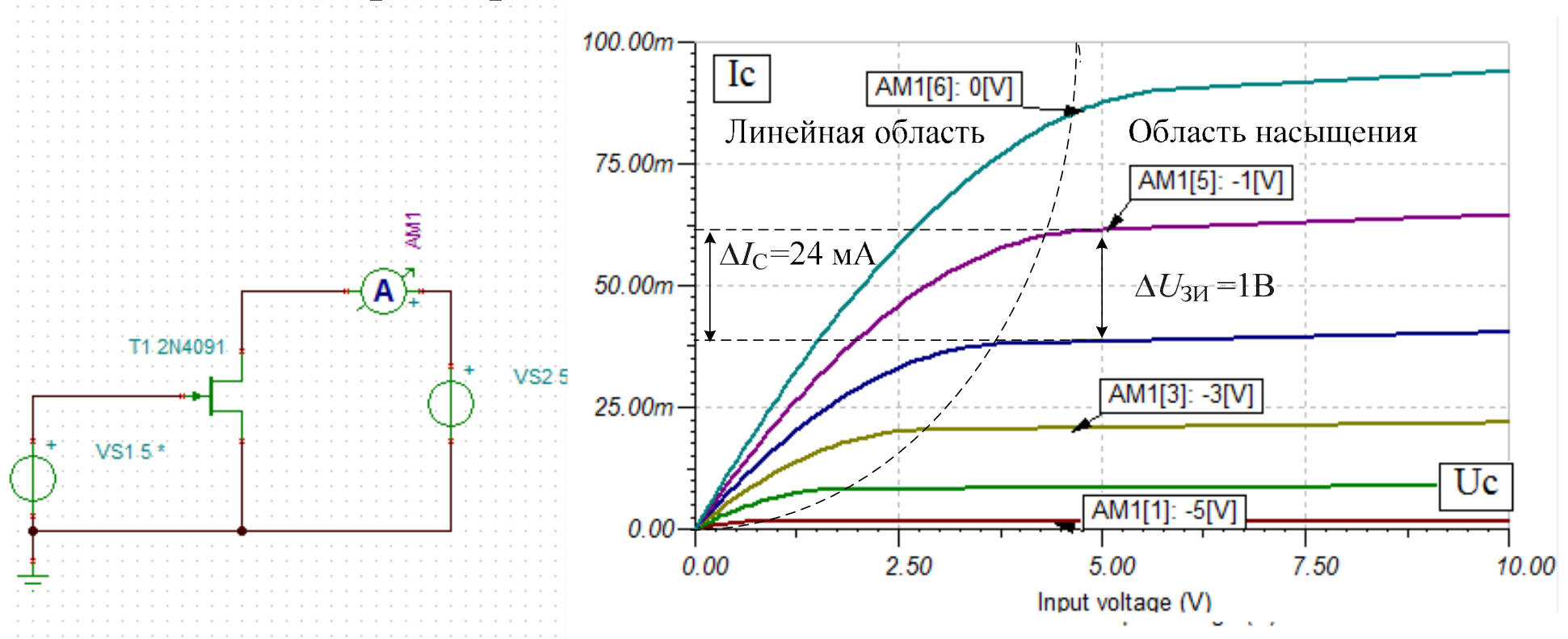


Рис.5.2

В линейной области ПТ используют как *управляемое сопротивление*.

В области насыщения ПТ используют как усилительный элемент.

Усилительные свойства определяются крутизной входной ВАХ:

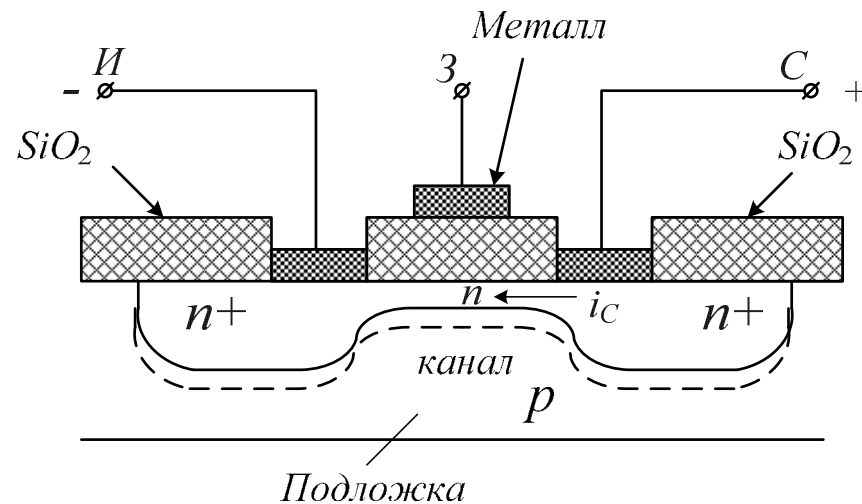
$$S = \frac{di_c}{dU_{зи}} = 24 \frac{mA}{B}.$$

Крутизну определяют по передаточной характеристике ПТ.

Устройство полевого транзистора с изолированным затвором
(МДП – металл-диэлектрик-полупроводник)

(МОП – металл – оксид кремния – полупроводник)

1. Полевые транзисторы со встроенным каналом



Исток и сток имеют сильно легированные области, обогащенные носителями.

Встроенный канал обогащен носителями, существует при $U_{зи} = 0$, протекает ток $I_{сНАЧ}$.

При $U_{зи} > 0$ электроны втягиваются в канал, i_c возрастает.

При $U_{зи} < 0$ ток i_c падает.

Передаточная ВАХ (n -канал)

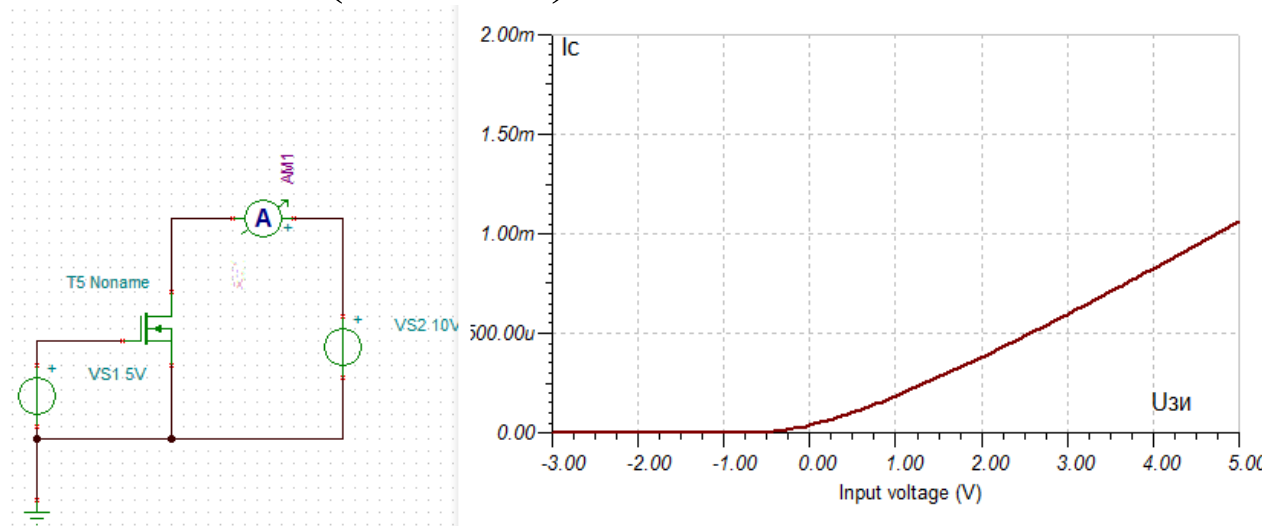


Рис.5.3

Выходные ВАХ

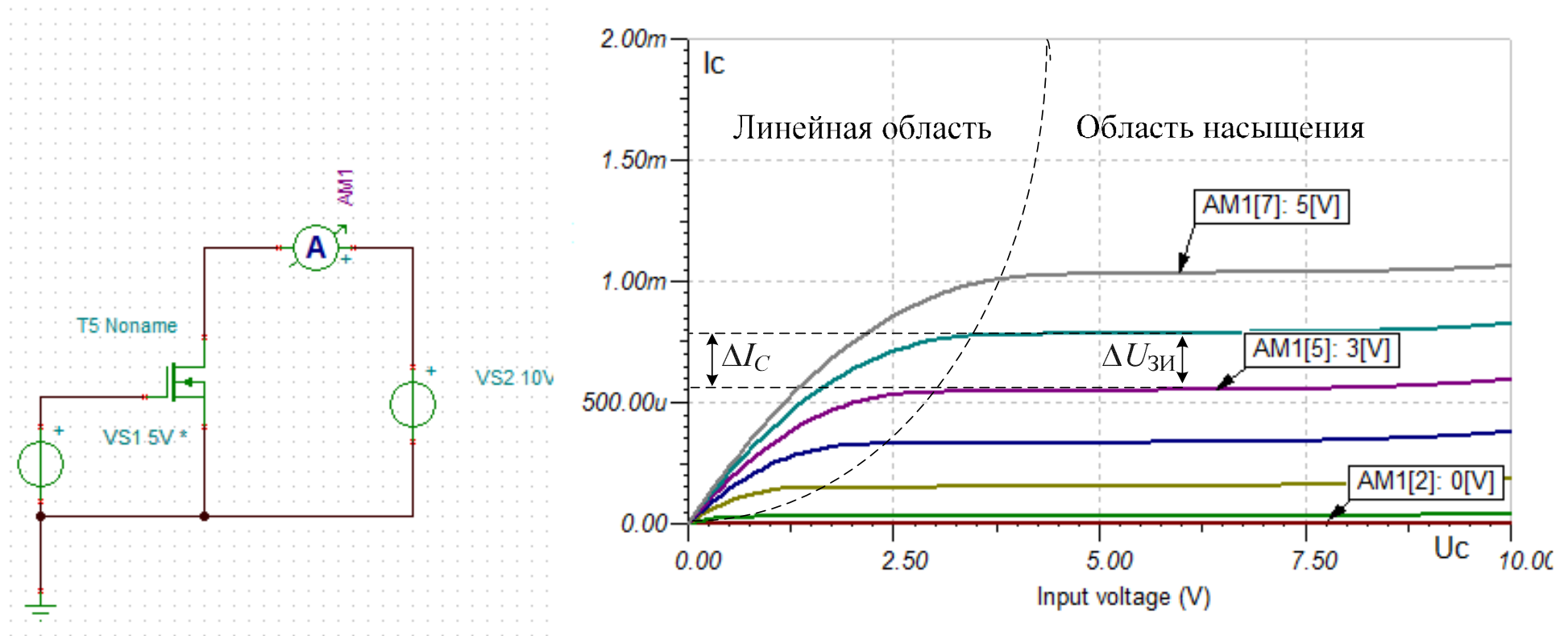


Рис. 5.4

Полевые транзисторы со встроенным p - каналом работают при отрицательных напряжениях на истоке.

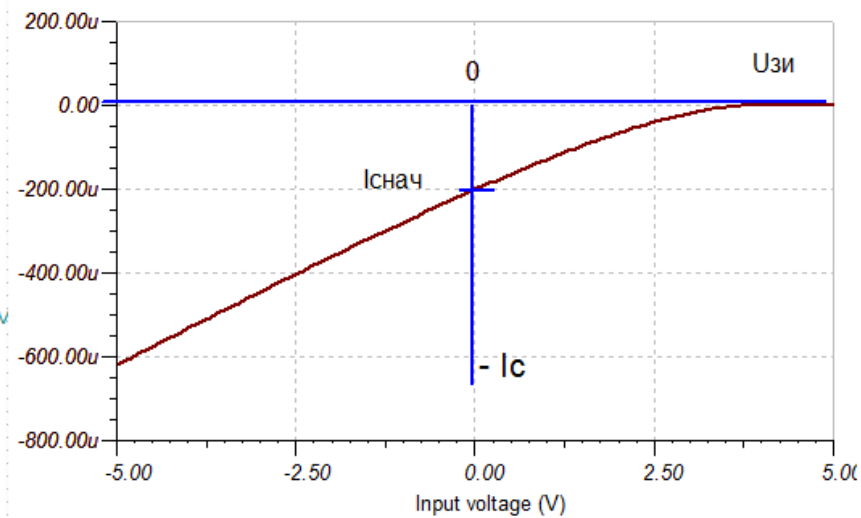
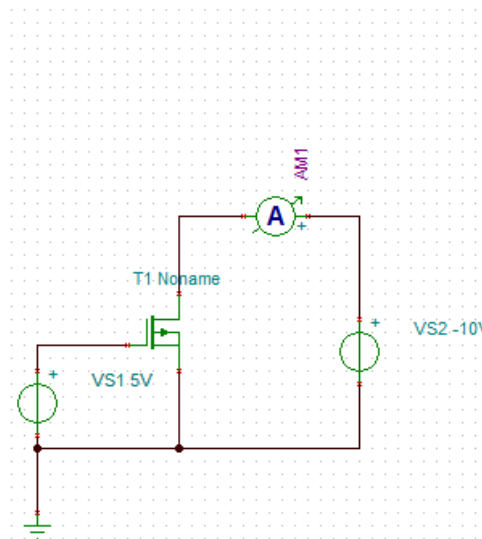
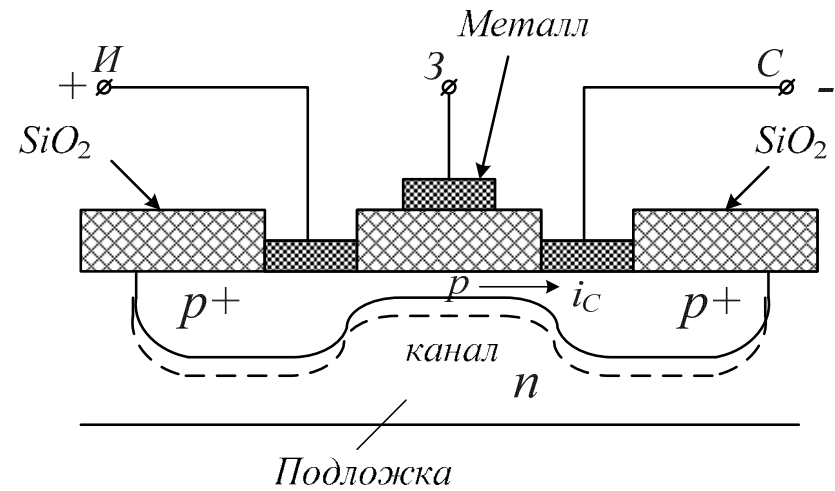


Рис.5.5.

Передаточная ВАХ МОП-транзистора со встроенным p -каналом

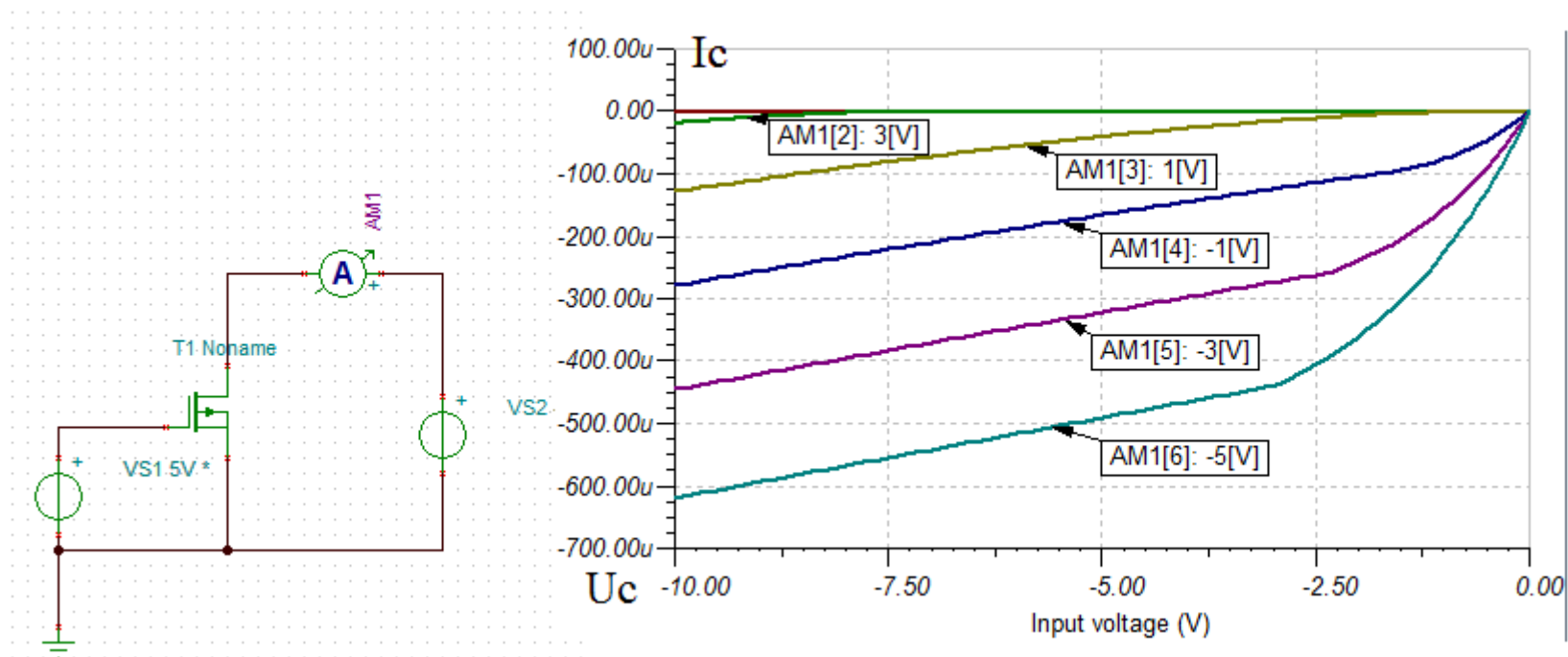
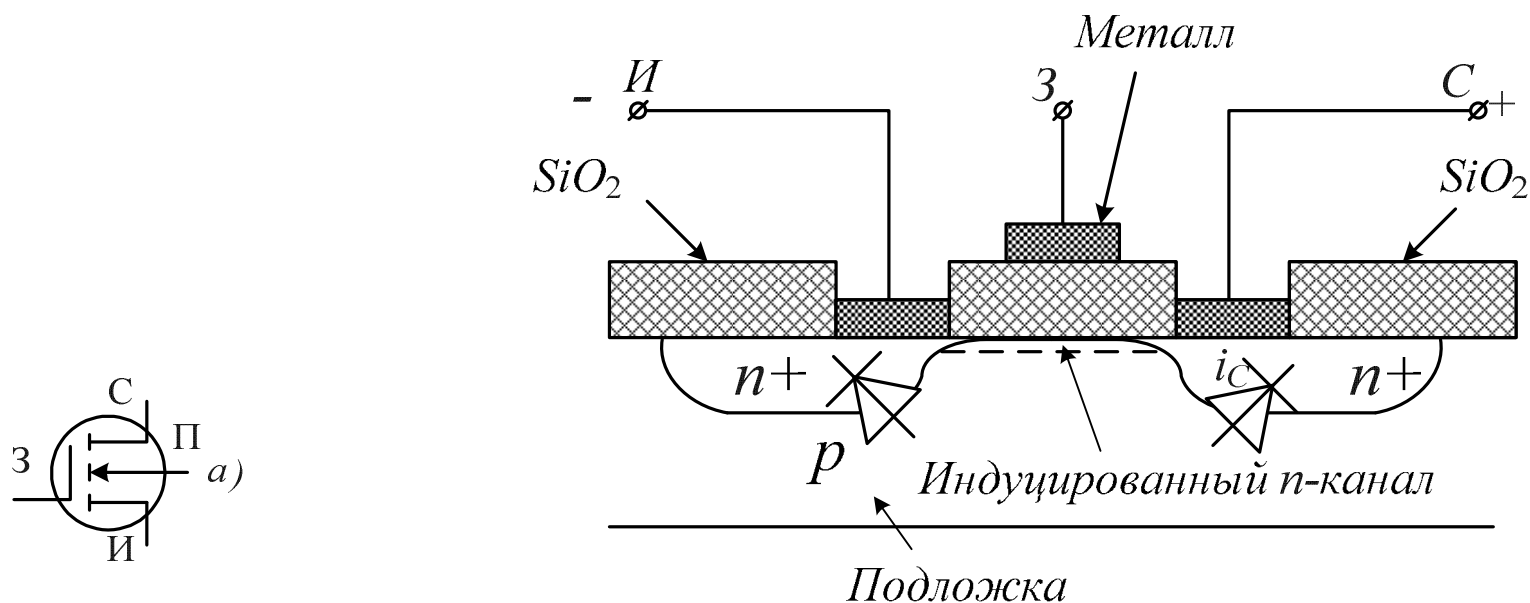


Рис.5.6

Выходные ВАХ МОП-транзистора со встроенным p -каналом

Устройство полевого транзистора с изолированным затвором и индуцированным каналом



Индукцированный n-канал

Если $U_{зи} = 0$, канал обеднен носителями заряда. МОП-транзистор можно представить двумя встречно включенными диодами. Ток стока $i_c = 0$.

Если $U_{зи} > U_{пор}$, электрическое поле затвора втягивает в область канала электроны из области n^+ и повышает проводимость канала. Поэтому канал называется *индуцированным*.

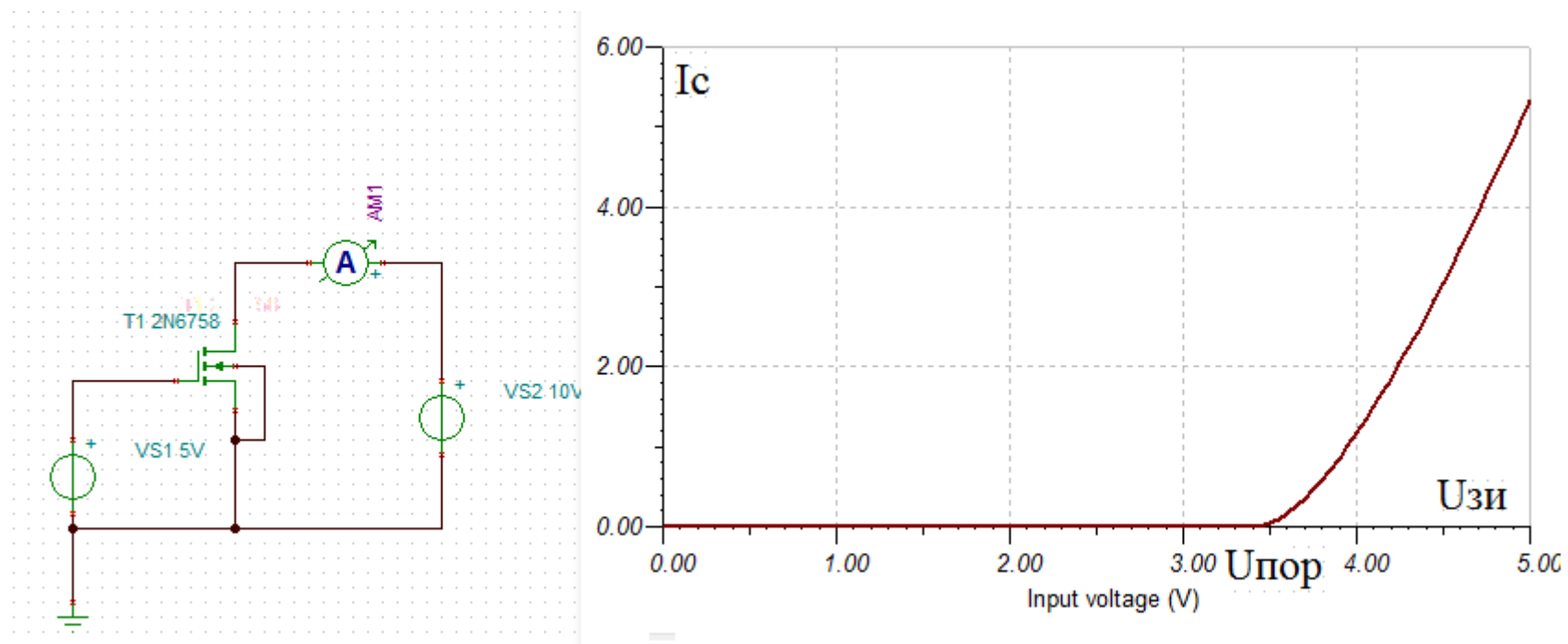


Рис.5.7. Передаточная ВАХ

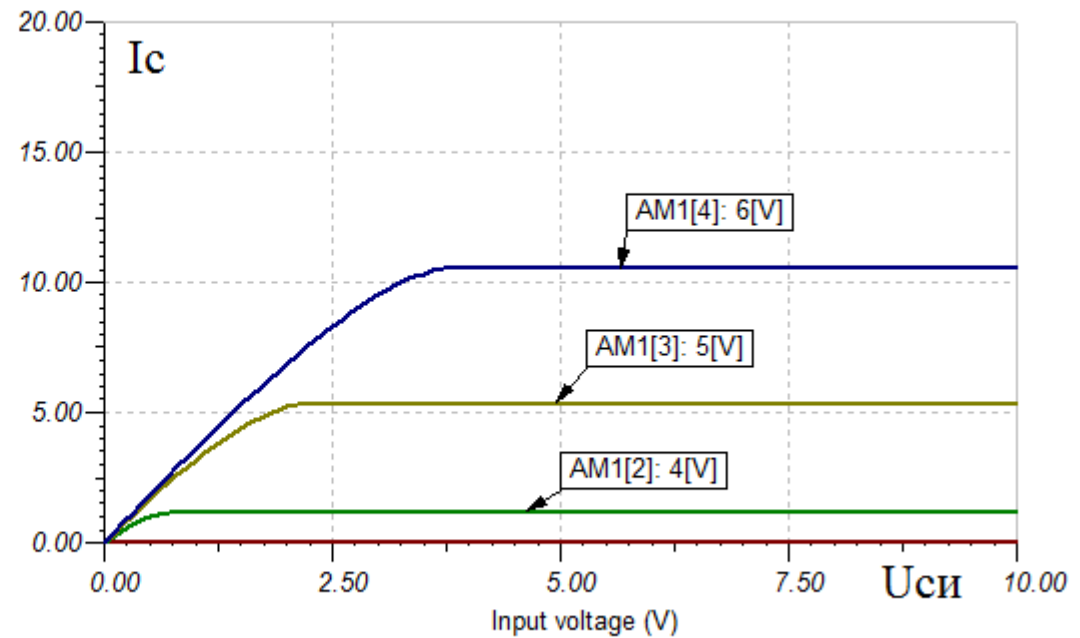
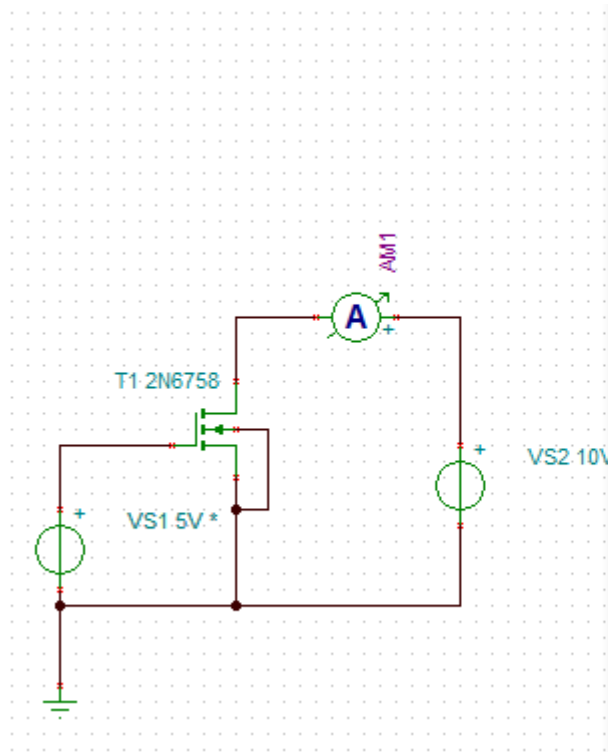
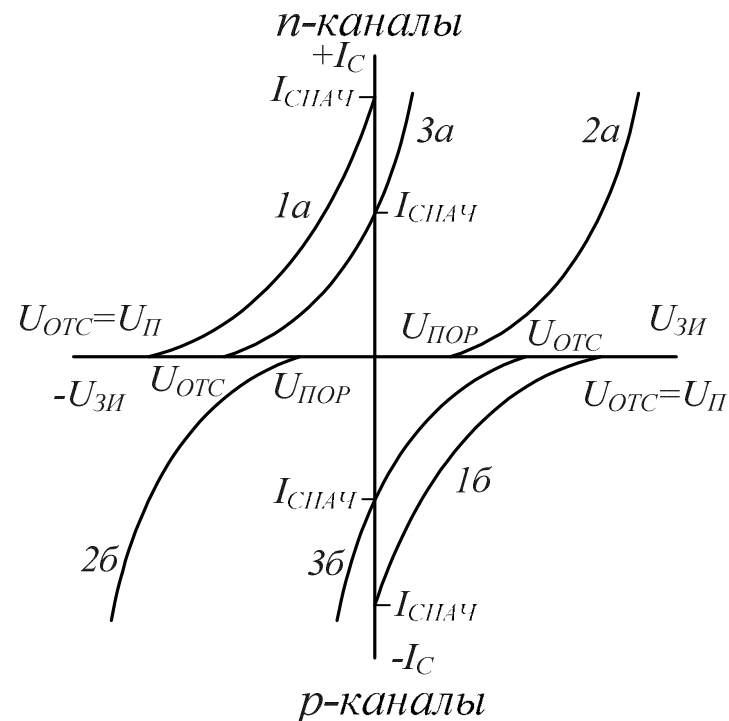


Рис.5.8. Выходные ВАХ

Полевые транзисторы с индуцированным каналом управляются только при $|U_{зи}| > |U_{пор}|$.

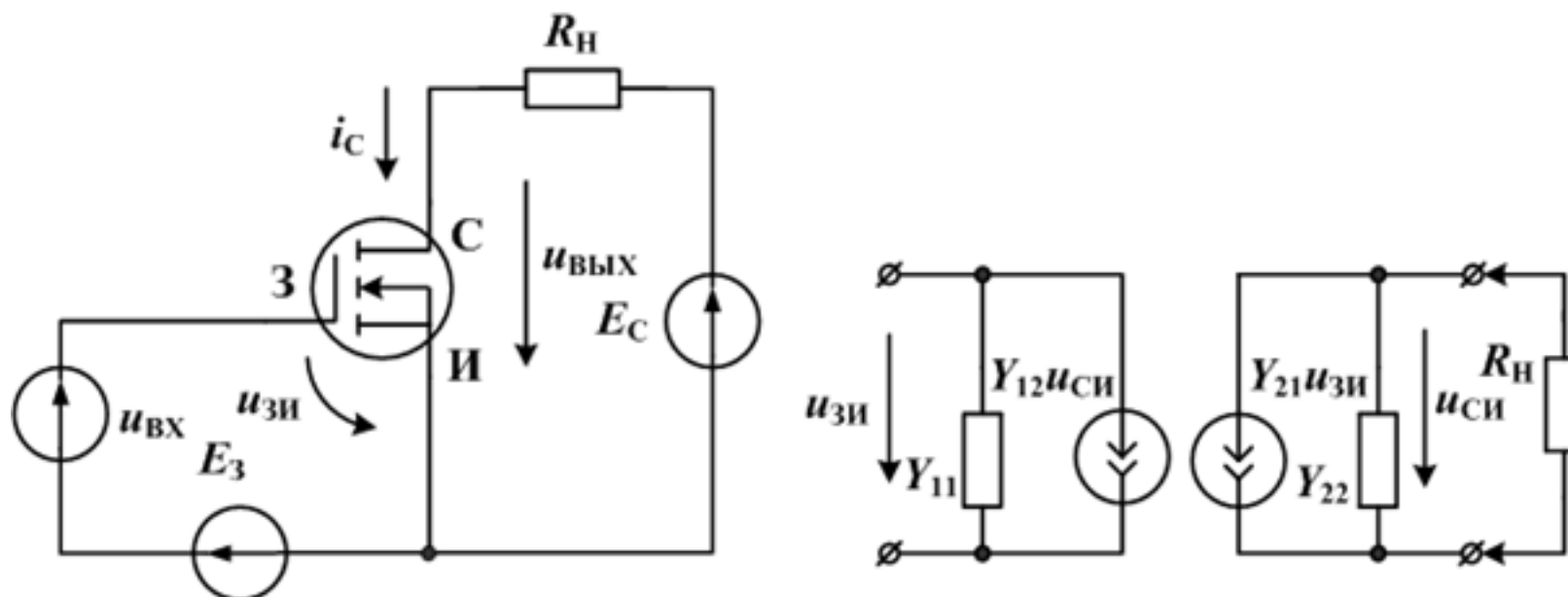
Полевые транзисторы с индуцированным p -каналом работают при отрицательных напряжениях на стоке и затворе.



Передаточные характеристики полевых транзисторов разных типов

(1 - с управляющим р-п переходом; 2- с индуцированным каналом; 3 – со встроенным каналом; а – для канала n – типа, б – для канала р – типа.)

Схема усилительного каскада на полевом транзисторе с общим истоком



Упрощенная схема усилителя на ПТ с общим истоком и схема замещения

- Источник напряжения E_3 создает требуемое напряжение смещение на затворе.
- Источник напряжения E_C – напряжение питания цепи стока.
- Источник переменного сигнала u_c подключен между затвором и истоком.

В схеме замещения усилительного каскада в области низких частот для малых сигналов переменное входное напряжение $u_{зи}$ преобразуется управляемым источником тока в переменный ток стока i_c , который создает в нагрузке выходное напряжение $u_{си}$.

Полевой транзистор заменяют четырехполюсником в Y- параметрах:

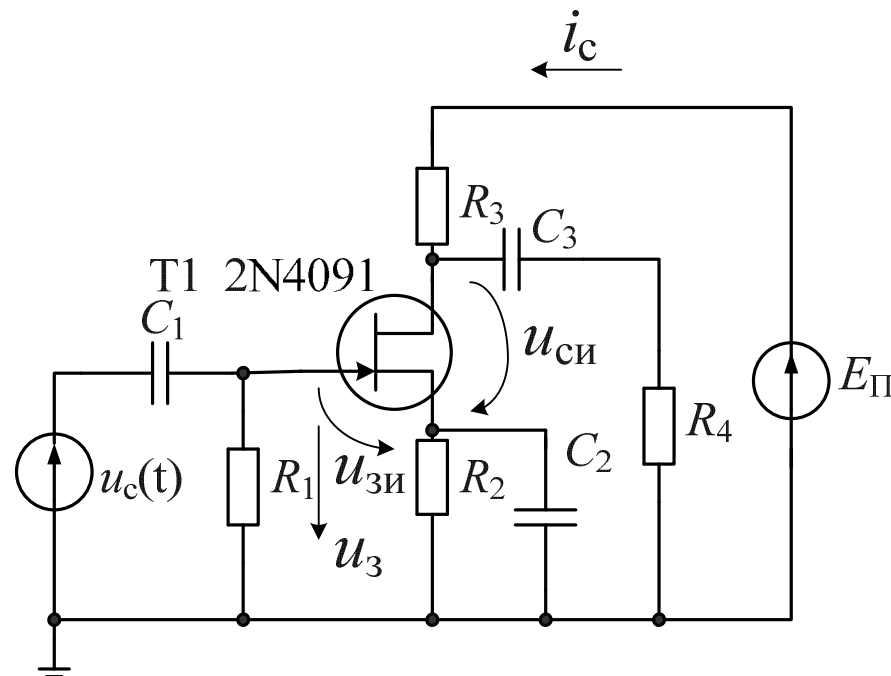
$$\begin{aligned} i_z &= y_{11}u_{зи} + y_{12}u_{си} \\ i_c &= y_{21}u_{зи} + y_{22}u_{си} \end{aligned} \tag{11.1}$$

В этих уравнениях:

- y_{11} - проводимость утечки затвора транзистора,
- y_{22} - выходная проводимость,
- $y_{21}=S$ - крутизна полевого транзистора (или проводимость прямой передачи),
- y_{12} - проводимость обратной передачи.

Как правило, считают $y_{11}=y_{12}=0$. Выходная проводимость $y_{22} = \frac{1}{R_{\text{ВЫХ}}}$, причем $R_{\text{ВЫХ}}$ составляет 30кОм и более.

Пример расчета усилителя низкой частоты на полевом транзисторе



Параметры усилителя:

$$R_1 = 100 \text{ кОм}, R_2 = 50 \text{ Ом}, R_3 = 200 \text{ Ом}, R_4 = 1 \text{ кОм}, \\ C_1 = C_2 = C_3 = 100 \text{ мкФ}, E_{\Pi} = 20 \text{ В},$$

$$u_c(t) = 0,5 \sin 2\pi ft \text{ В}, f = 1 \text{ кГц}.$$

1. Расчет режима покоя на входе и выходе. Определить $u_{zu0}, i_{c0}, u_{cu0}, u_{c0}$.

Входная цепь. Так как $i_{z0} = 0$, $u_{z0} = 0 = u_{zu0} + i_{c0}R_2$.

На передаточной ВАХ проводим прямую $u_{zu0} = -i_{c0}R_2$.

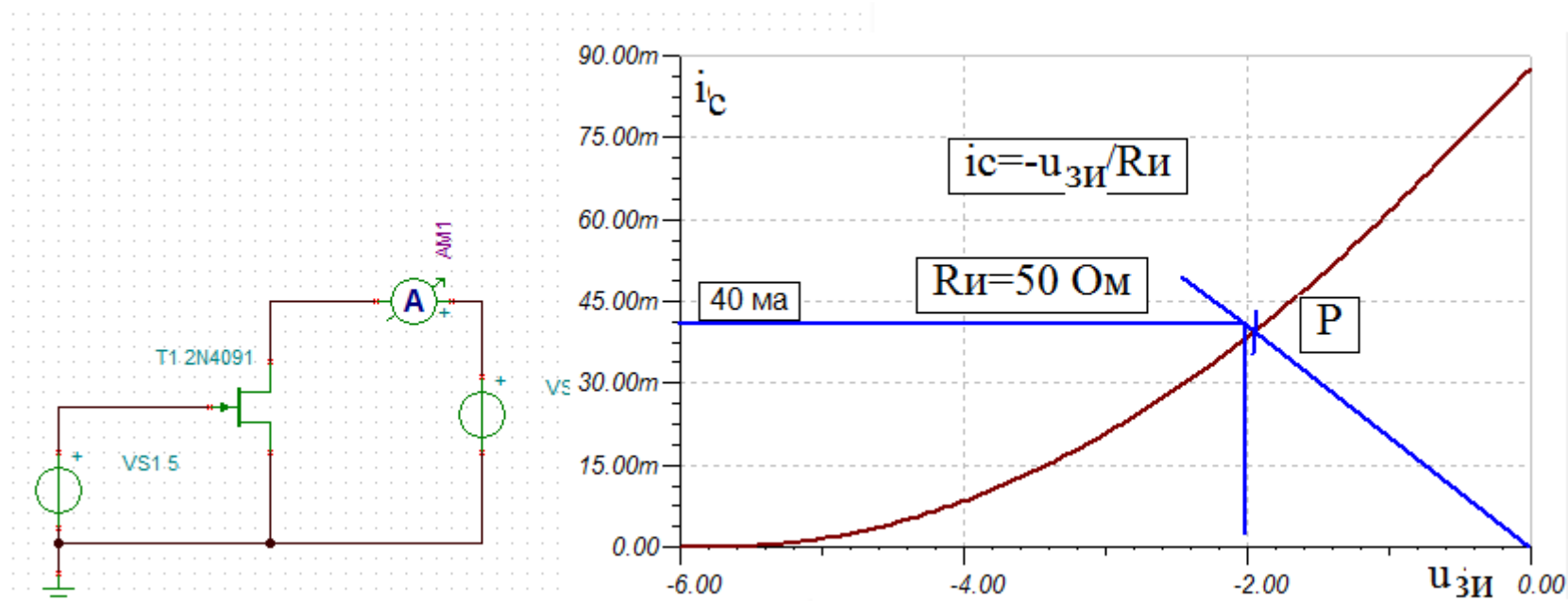
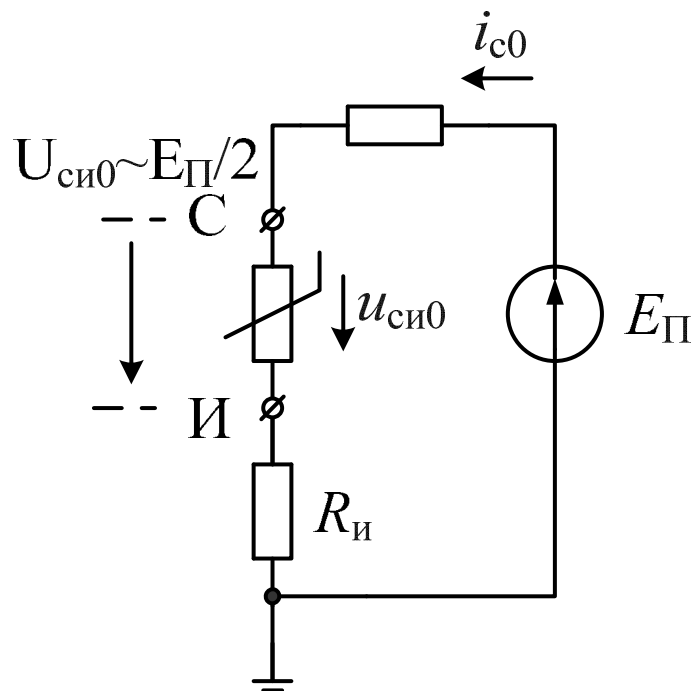


Рис.5.9.

Находим рабочую точку Р: $u_{zu0} \approx -2B, i_{c0} \approx 40 \text{ мА}$.

Выходная цепь.



• Строим выходную ВАХ для $u_{zu0} = -2B$.

• Строим нагрузочную прямую и находим режим покоя:

$$u_{cu0} = 10B, i_{c0} = 40 \text{ мА}.$$

• По передаточной ВАХ в рабочей точке находим крутизну:

$$S = \frac{\Delta i_c}{\Delta u_{зи}} = 20 \frac{\text{мА}}{B}.$$

Рассчитаем: $i_{c0} \cdot R_c = 40 \text{ мА} \cdot 200 \text{ Ом} = 8B,$

$$u_{c0} = E_{П} - i_{c0} \cdot R_c = 12B.$$

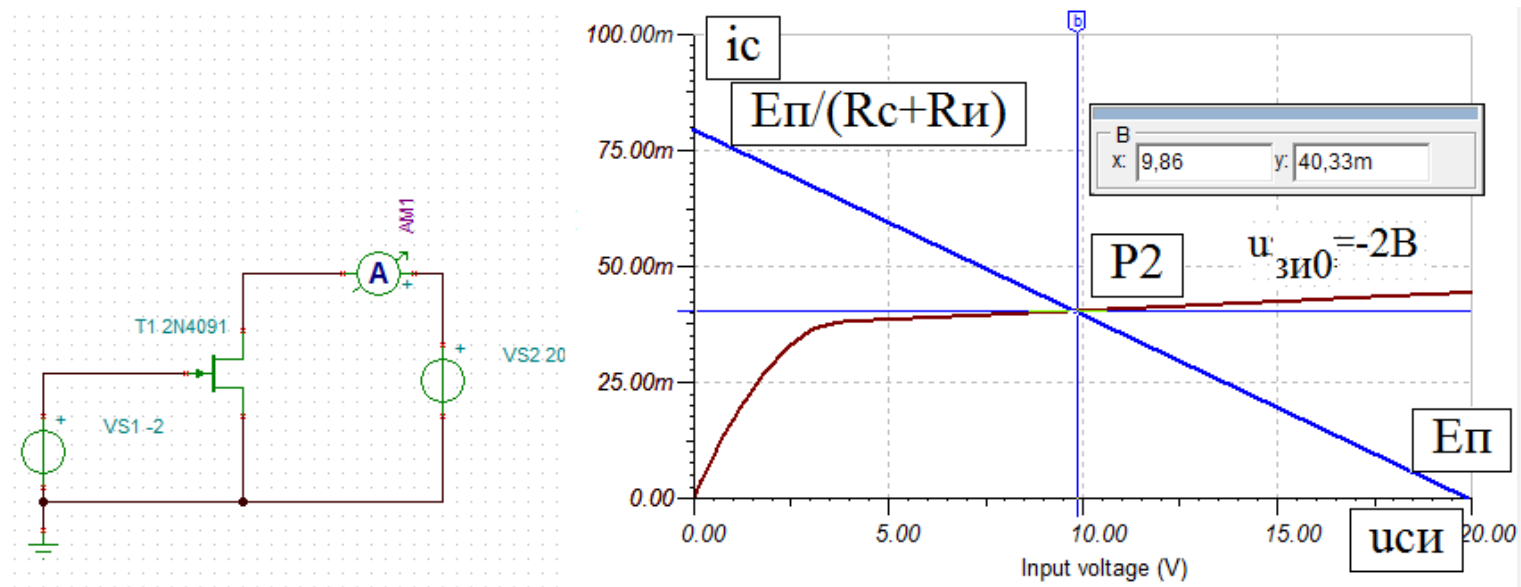
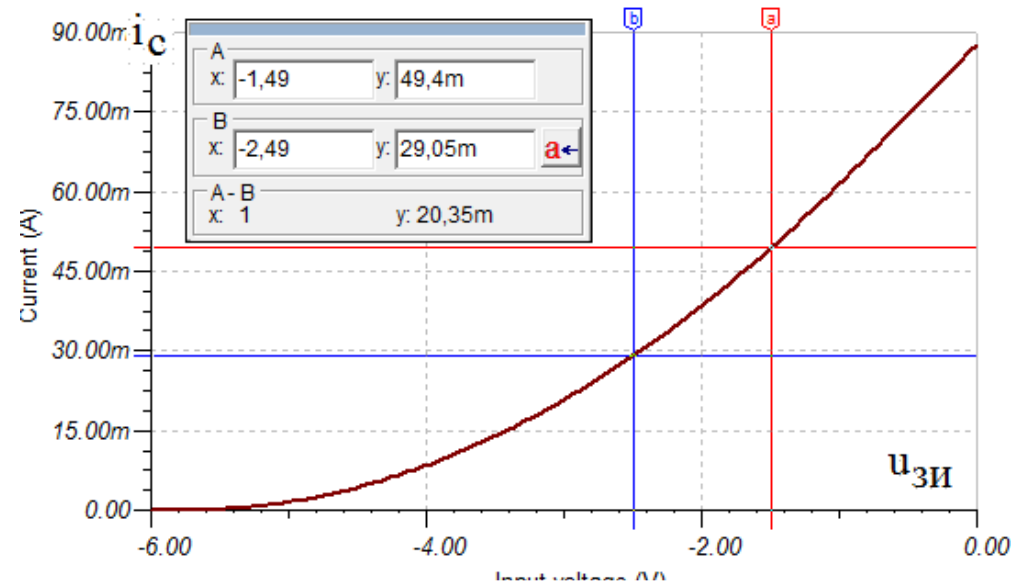


Рис.5.10

Расчет рабочей точки выходной цепи



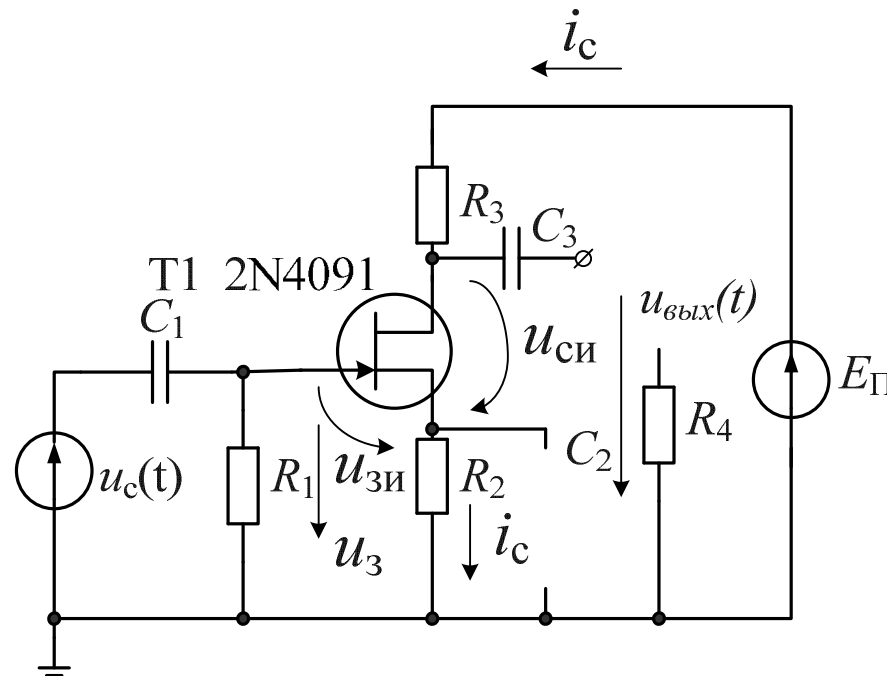
Расчет крутизны

Выполним моделирование схемы в режиме покоя.



В.А. Алехин. Мультимедийный практикум по электронике и схемотехнике. 2015.

Расчет амплитуд переменных составляющих
 1-й случай. Отсутствует блокировочная емкость в эмиттере C_2 .
 Считаем, что C_1 и C_2 большие, нагрузка R_4 отсутствует.



Получим для малых приращений:

$$\Delta u_{c\sim} = \Delta u_3 = \Delta u_{зи} + \Delta i_c R_2 = \Delta u_{зи} + S \Delta u_{зи} R_2.$$

$$\Delta u_{\text{зи}} = \frac{\Delta u_{c\sim}}{1 + SR_2}.$$

Входной сигнал: $u_c(t) = 0,5 \sin 2\pi ft \text{ В}, f = 1 \text{ кГц}.$

$$U_{\text{вх}} = 0,5 \text{ В}, S = 20 \frac{\text{мА}}{\text{В}}, R_2 = 50 \text{ Ом},$$

$$U_{\text{зит}} = \frac{0,5}{1 + 0,02 \cdot 50} = 0,25 \text{ В},$$

$$I_{Cm} = SU_{\text{зит}} = 20 \cdot 10^{-3} \cdot 0,25 = 5 \text{ мА},$$

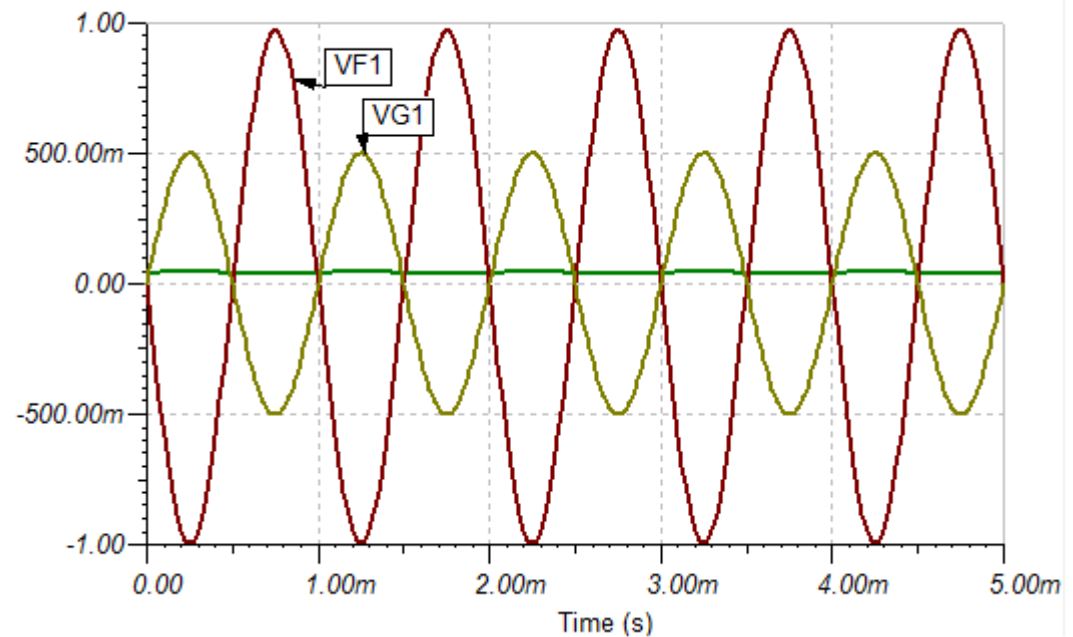
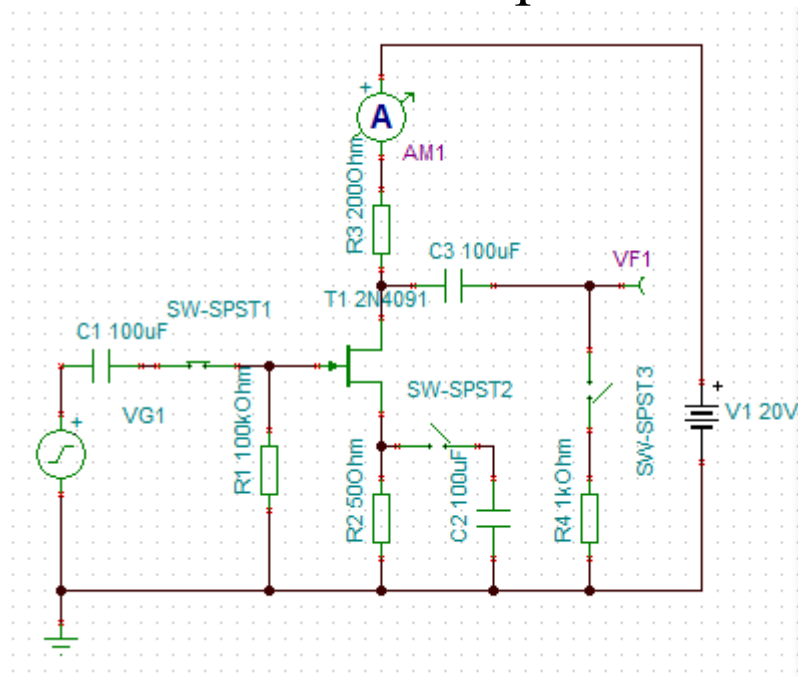
$$i_c(t) = i_{c0} + I_{Cm} \sin \omega t = (40 + 5 \sin \omega t) \text{ мА},$$

$$u_c(t) = E_{\Pi} - i_c(t)R_3 = 20 - (40 + 5 \sin \omega t) \cdot 10^{-3} \cdot 200 = \\ = 20 - 8 - 1 \sin \omega t \text{ В} = 12 - 1 \sin \omega t \text{ В}.$$

Коэффициент усиления по напряжению:

$$K_U = \frac{U_{m_{вых}}}{U_{m_{вх}}} = 2$$

Выполним моделирование в схеме рис.5.11:



Результаты совпадают.

2-й случай. Блокировочная емкость и нагрузка включены.

Считаем $X_{C2} \ll R_2$. Отрицательную обратную связь по переменному сигналу не учитываем.

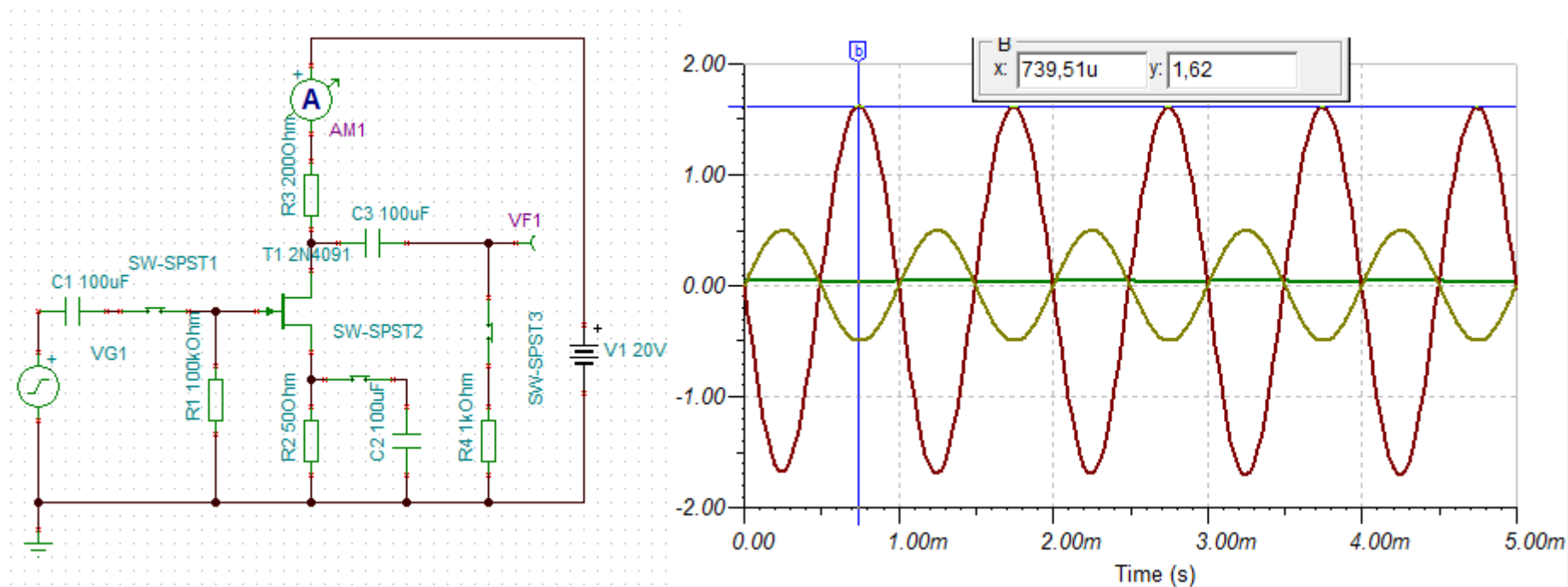
Получим:

$$U_{mзи} = U_{mвх} = 0,5 B, I_{Cm} = S U_{зит} = 20 \cdot 10^{-3} \cdot 0,5 = 10 \text{ мА},$$

$$R_{нэ} = \frac{R_3 R_4}{R_3 + R_4} = \frac{200 \cdot 1000}{1200} = 166,6 \text{ Ом},$$

$$u_c(t) = E_{п} - i_c(t) R_3 = 12 - 1,66 \sin \omega t \text{ В},$$

$$K_U = 3,32.$$



Частотные свойства усилителя на ПТ с нагрузкой

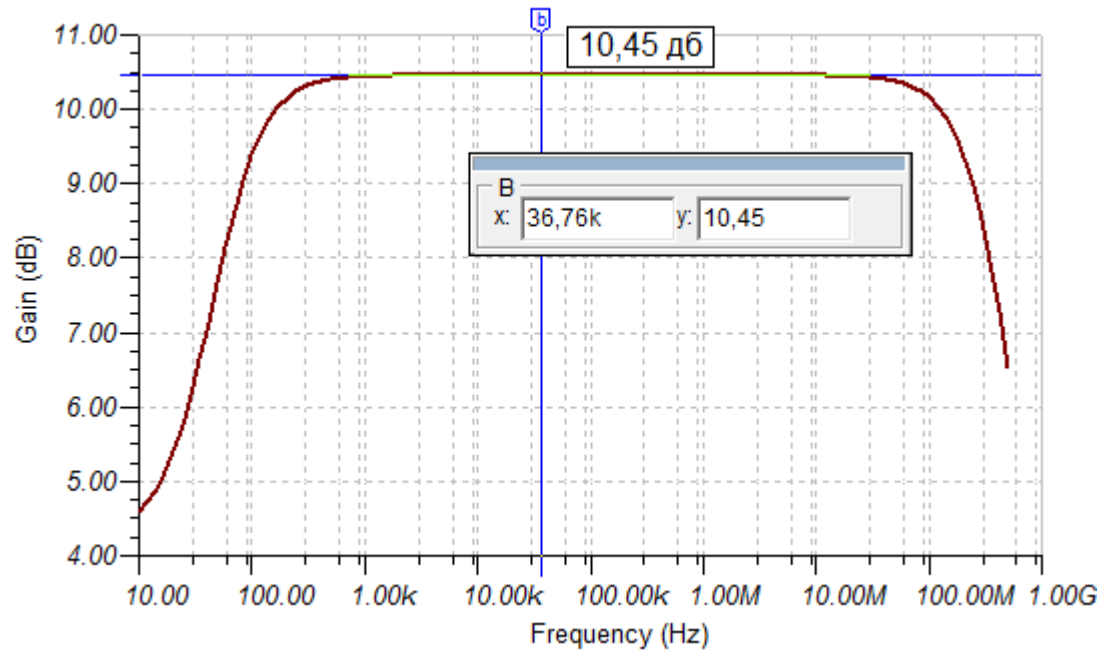


Рис.5.12

$$K_{\partial\delta} = 10,45 \partial\delta = 20 \lg K_U, K_U = 10^{\frac{10,45}{20}} = 10^{0,522} = 3,33.$$

Истоковый повторитель напряжения

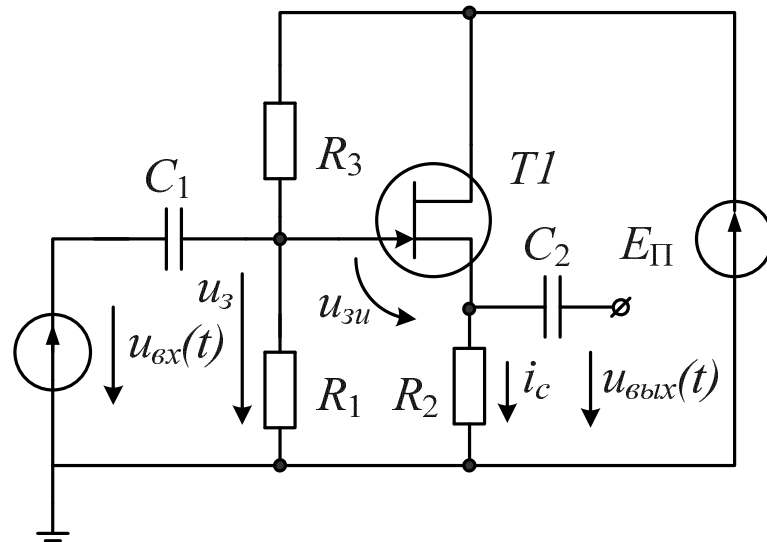


Рис.5.13

Истоковый повторитель обеспечивает высокое входное сопротивление, низкое выходное сопротивление, коэффициент усиления близкий к единице.

Исходные данные: T1 2N4091, $E_{\Pi}=24\text{В}$, $R_2=1\text{кОм}$, $R_1=100\text{кОм}$, $R_3=200\text{кОм}$, $C_1=C_2=100\text{ мкФ}$.

$$u_{\text{вх}}(t) = 0,5 \sin 2\pi f t \text{ В}, \quad f = 1\text{кГц}.$$

Практический выбор резисторов смещения
 В режиме DC-DC Transfer Characteristic установим Input – R3.
 Получим $R_3=200\text{ кОм}$.

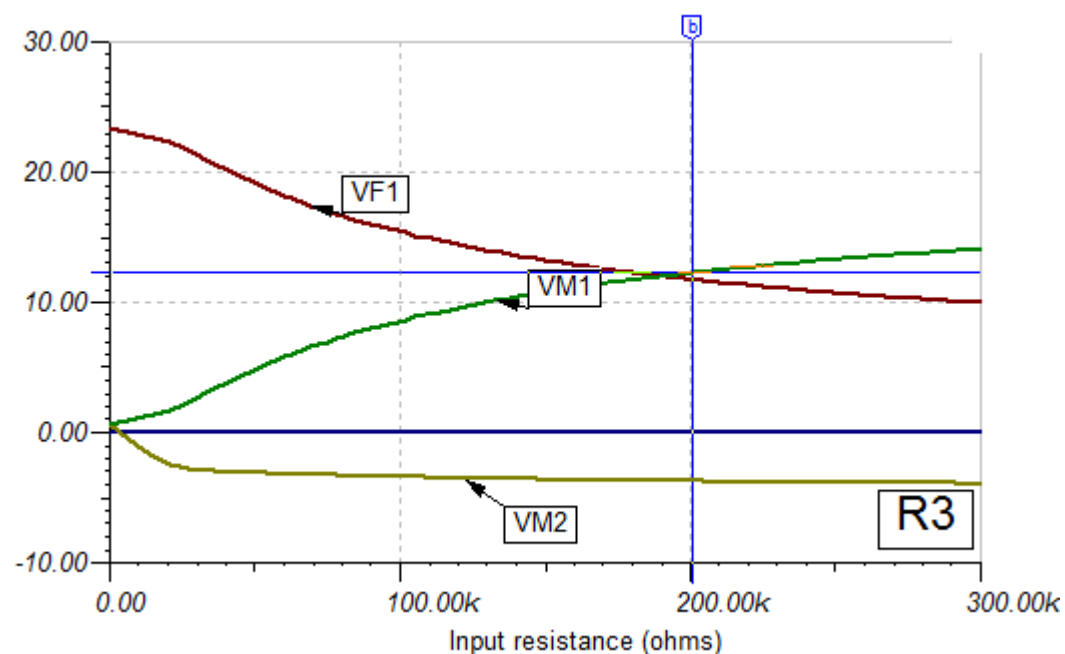
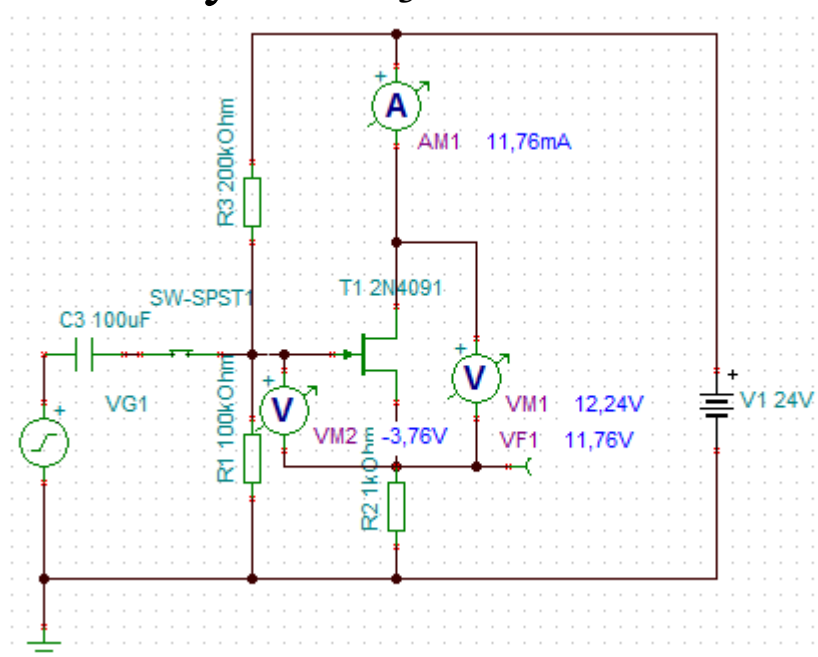


Рис.5.14

Расчет входной цепи

1. Цепь смещения заменяем эквивалентным генератором:

$$E_{\text{э}} = \frac{E_{\text{п}} R_1}{R_1 + R_2} = \frac{24}{3} = 8 \text{ В}, R_{\text{э}} = \frac{100 \cdot 200 \cdot 10^6}{300 \cdot 10^3} = 66,6 \text{ кОм}.$$

2. Для входной цепи в режиме покоя:

$$u_{\text{з0}} = E_{\text{э}} = u_{\text{з0}} + i_{\text{с0}} R_2.$$

На передаточной ВАХ строим эту прямую:

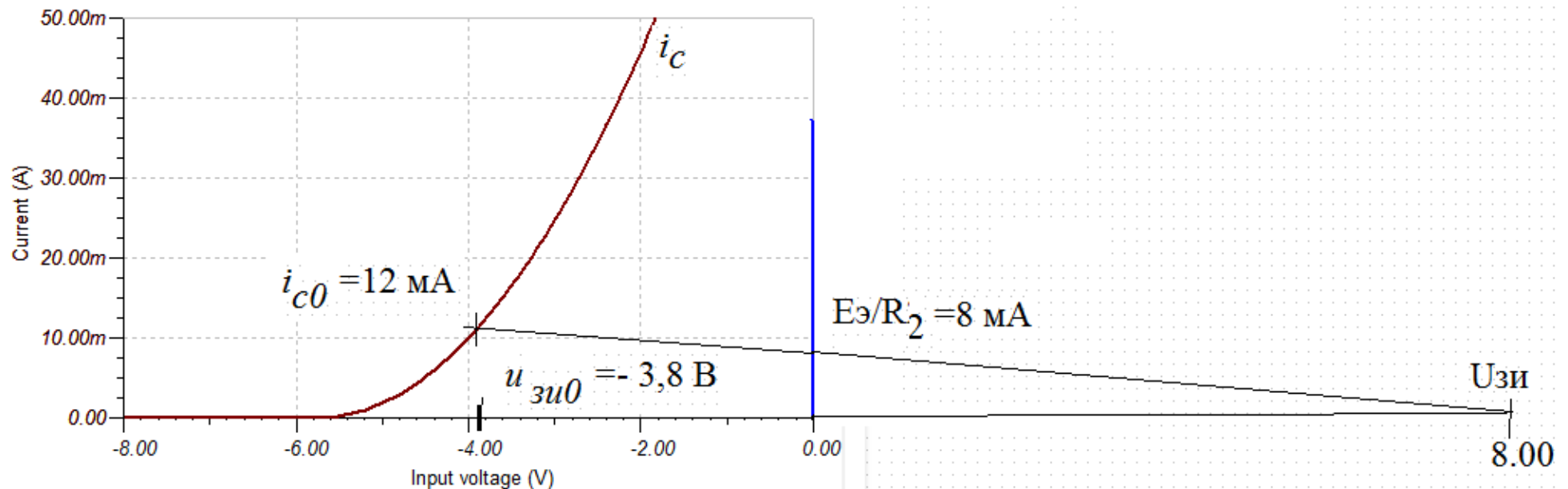
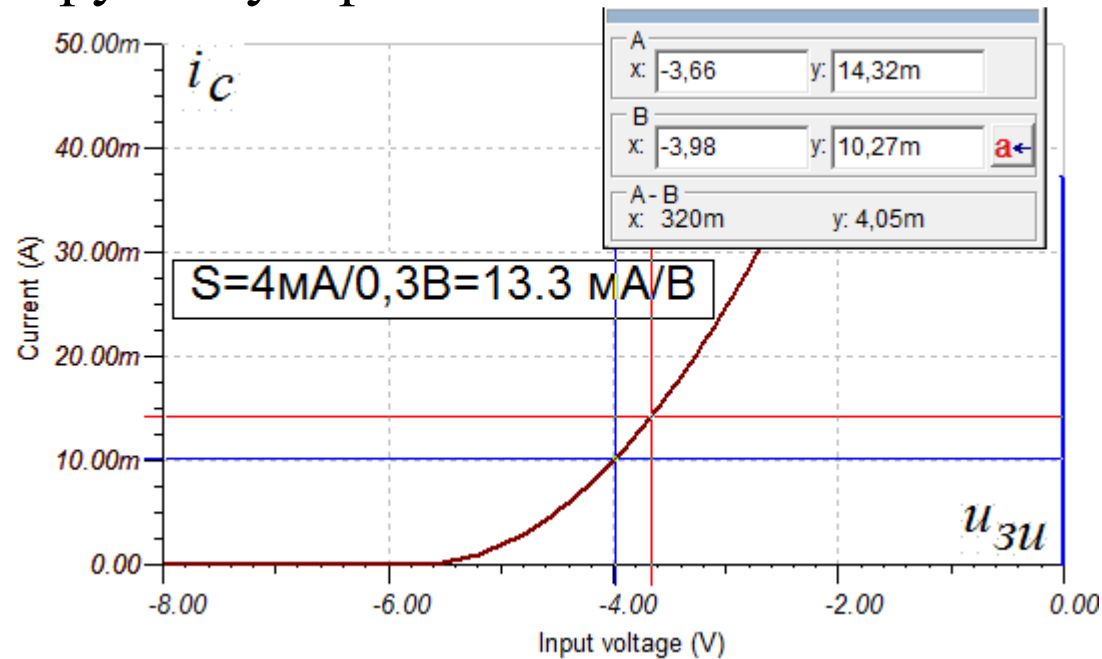


Рис.5.15

Результаты совпадают с моделированием.
 Определяем крутизну в рабочей точке.



$$S = 13,3 \frac{\text{mA}}{\text{V}}$$

3. Расчет выходной цепи

На выходных ВАХ строим нагрузочную прямую с отрезками на осях: $u_{cu} = E_{\Pi} = 24 \text{ В}$, $E_{\Pi} / R_2 = 24 \text{ мА}$.

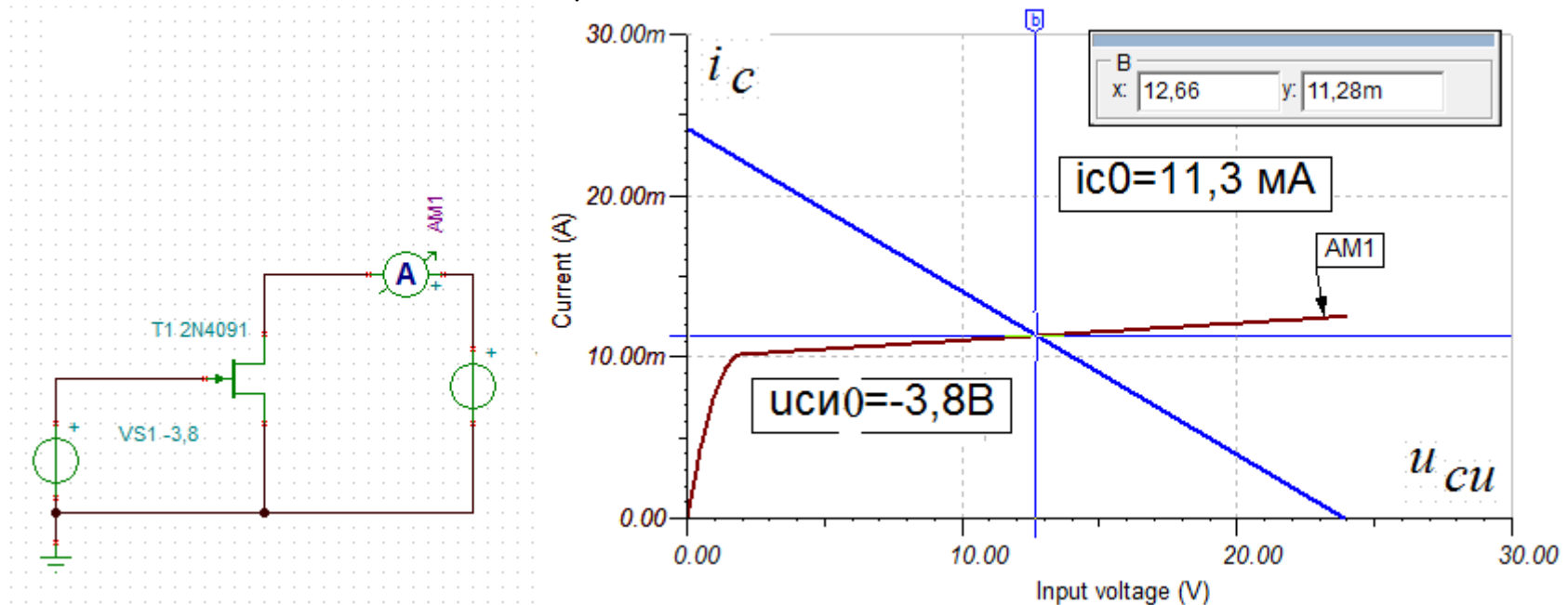


Рис.5.16

Результаты в покое совпадают с моделированием (рис.5.17).

4. Расчет усиления переменного сигнала

Считаем, что емкости C_1 и C_2 имеют очень малое сопротивление в диапазоне частот сигнала и не влияют на усиление.

$$u_{\text{вх}}(t) = u_{\text{зу}}(t) + i_c(t)R_2 = u_{\text{зу}}(t) + Su_{\text{зу}}(t)R_2.$$

$$u_{\text{зу}}(t) = \frac{u_{\text{вх}}(t)}{1 + SR_2}.$$

Вычислим амплитуды переменного сигнала:

$$U_{\text{зит}} = \frac{U_{\text{вхт}}}{1 + SR_2} = \frac{0,5}{1 + 13,3 \cdot 10^{-3} 10^3} = 34,9 \text{ мВ};$$

$$I_{\text{ст}} = U_{\text{зит}} S = 0,0349 \cdot 13,3 \cdot 10^{-3} = 0,464 \text{ мА}.$$

Вычислим мгновенные значения:

$$i_c(t) = i_{c0} + I_{\text{ст}} \sin 2\pi ft = 12 + 0,464 \cdot \sin 2\pi ft \text{ мА};$$

$$u_{\text{вых}}(t) = i_c(t)R_2 = 12 + 0,464 \cdot \sin 2\pi ft \text{ В}.$$

$$U_{\text{нм}} = 0,464 \text{ В}.$$

$$\text{Коэффициент усиления: } K_U = \frac{U_{\text{нм}}}{U_{\text{вхт}}} = \frac{0,464}{0,5} = 0,92$$

Выходное сопротивление истокового повторителя

Считаем, что $u_{\text{вх}}(t) = \text{const} (\Delta u_{\text{вх}} = 0)$, а нагрузка R_2 меняется.

Для приращений: $\Delta u_{\text{зи}} + \Delta u_{\text{н}} = 0$.

$$\text{Далее получим: } \Delta i_{\text{н}} = S \Delta u_{\text{зи}}, \frac{\Delta i_{\text{н}}}{S} + \Delta u_{\text{н}} = 0,$$

$$R_{\text{вых}} = \left| \frac{\Delta u_{\text{н}}}{\Delta i_{\text{н}}} \right| = \frac{1}{S} = \frac{1}{13,3 \cdot 10^{-3}} = 75 \text{ Ом}.$$

Выполним моделирование:

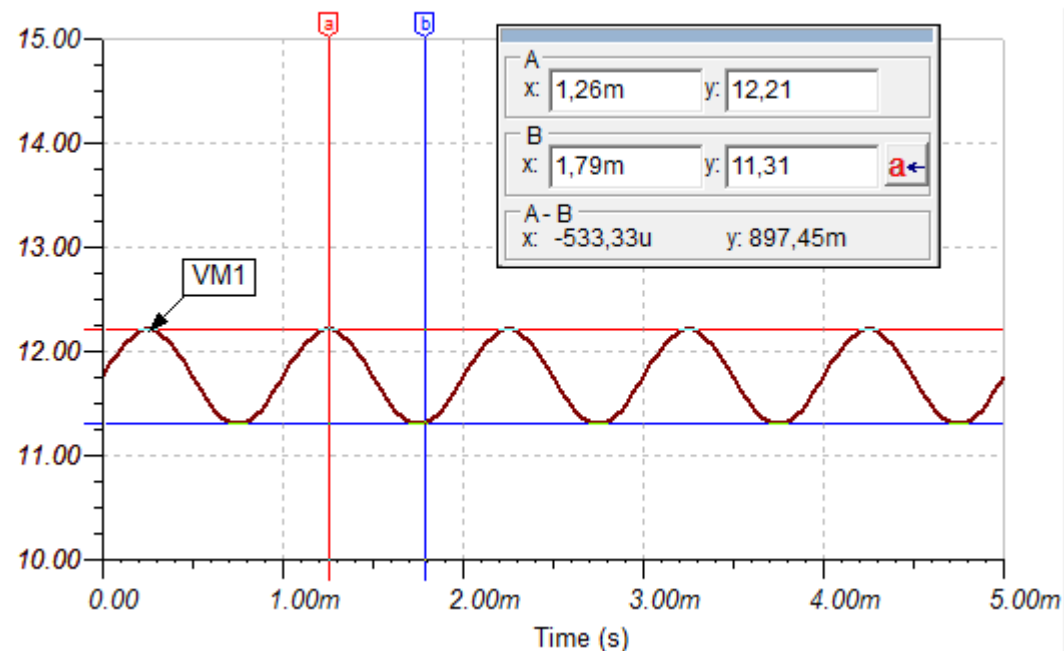
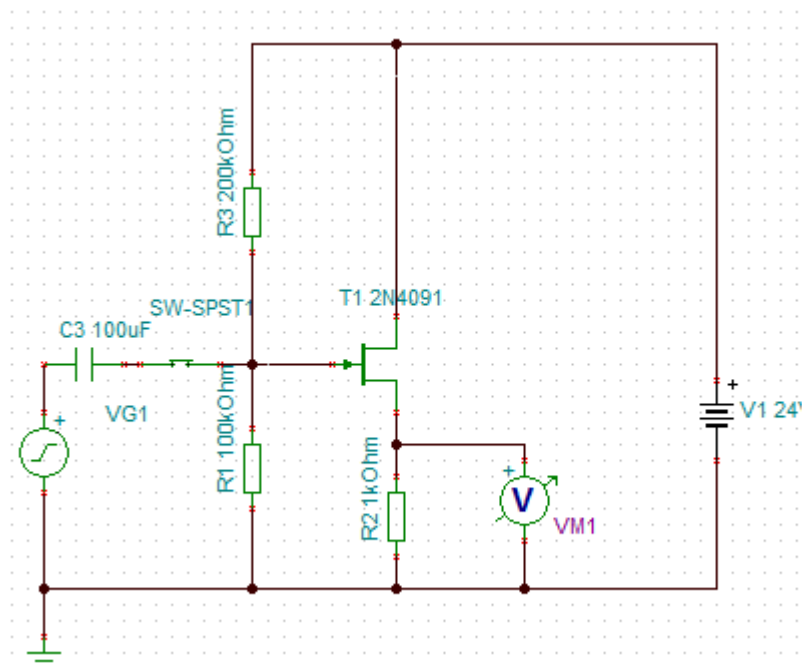
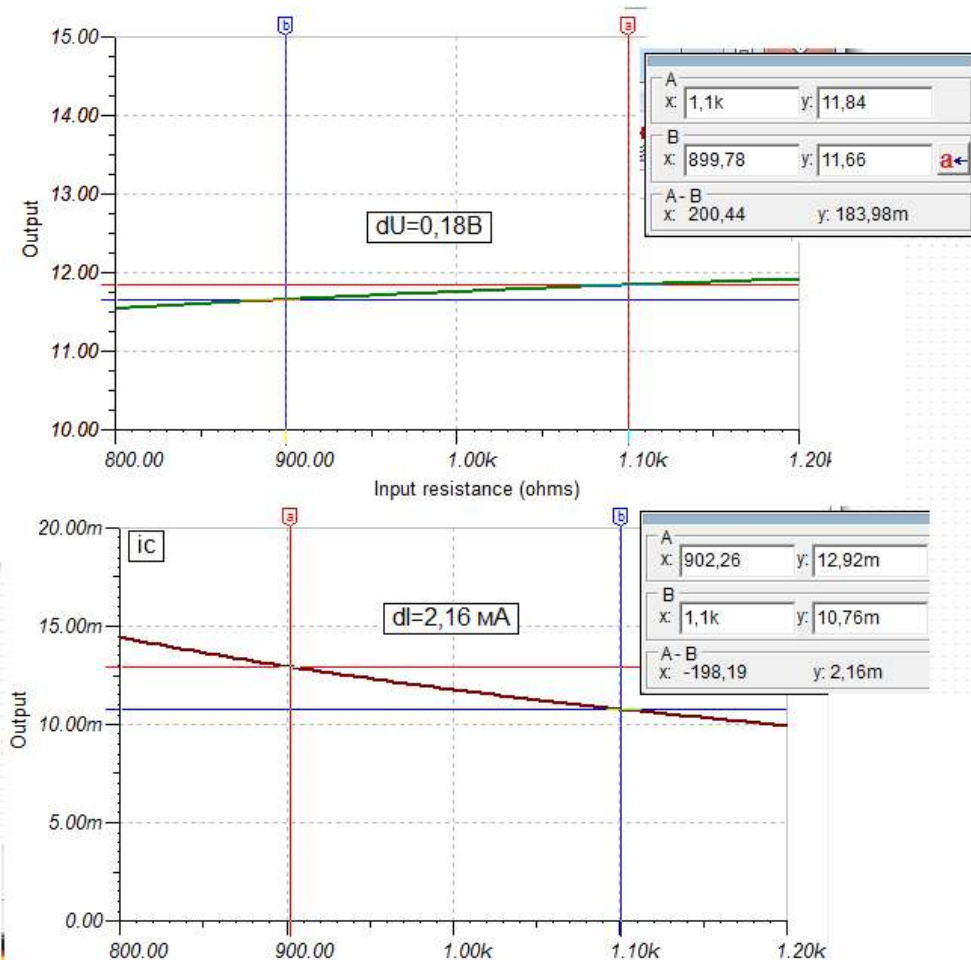
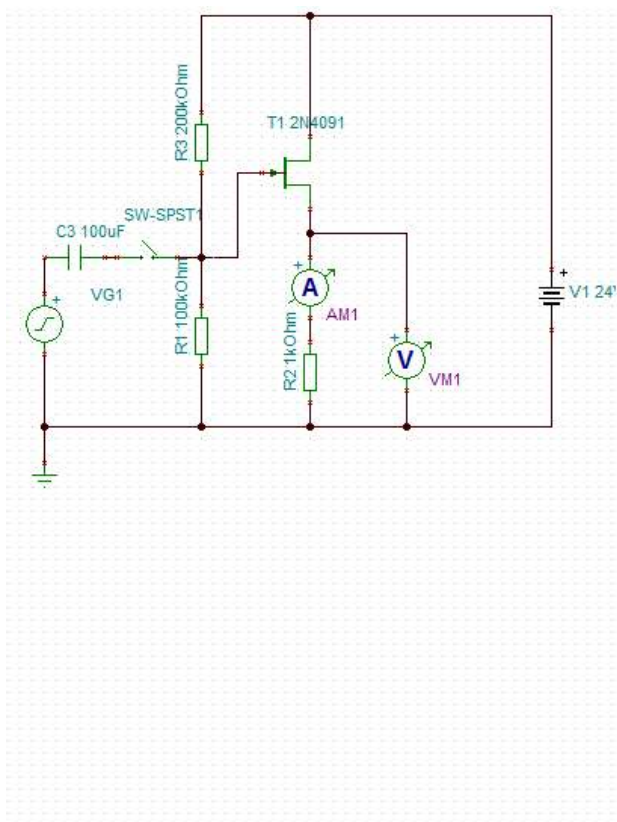


Рис.5.18

Получили амплитуду сигнала на выходе $U_{nm} = 0,45\text{ В}$.

Расчет выходного сопротивления истокового повторителя в схеме рис.5.19

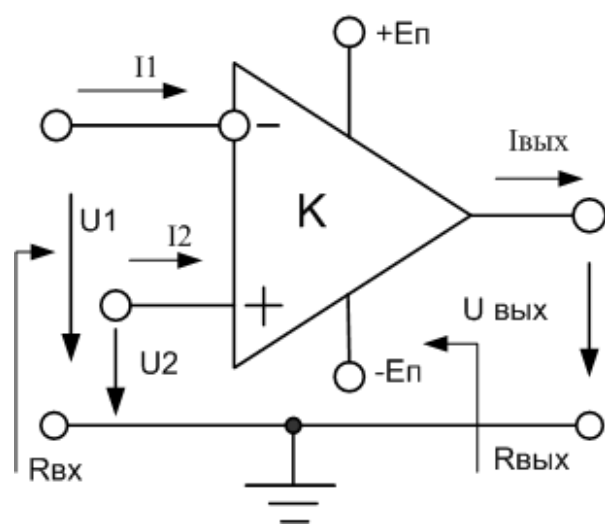


$$R_{вых} = \frac{0,18B}{2,16mA} = 83 \Omega$$

Занятие 6

Операционные усилители

Операционными усилителями (ОУ) называют интегральные микросхемы, которые имеют в полосе частот от 0 до сотен кГц (мегагерц) собственный коэффициент усиления K'_U не менее нескольких тысяч (раньше ОУ называли УПТ – усилители постоянного тока).



Вход 1, обозначенный знаком (-), называют **инвертирующим**.

Вход 2, обозначенный знаком (+), называют **неинвертирующим**.

Входы питания +Еп и -Еп на схемах электрических цепей часто не обозначают.

Выходное напряжение $\underline{U}_{вых} = K'_U (\underline{U}_2 - \underline{U}_1)$.

Так как $K'_U \gg$ весьма велик, а $\underline{U}_{вых}$ огра-

ничено ($|U_{\text{вых}}| < |E_{\text{П}}|$), то разность $U_2 - U_1 = U_{\gamma} \rightarrow 0$ и называется **виртуальный нуль**.

$$K'_U = \infty, U_2 - U_1 = 0,$$

Свойства идеального ОУ: $I_{\text{вх}1} = 0, I_{\text{вх}2} = 0,$

$$R'_{\text{вх}} = \infty, R'_{\text{вых}} = 0$$

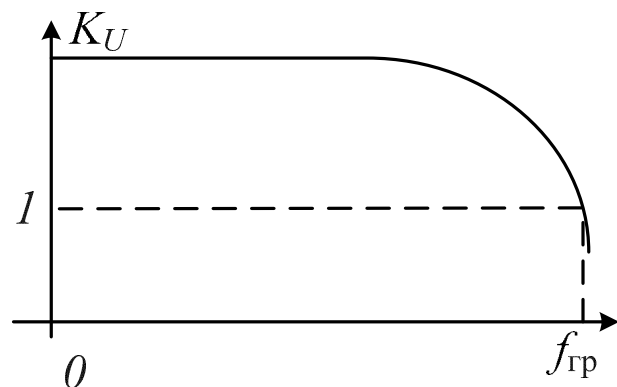
Технические характеристики реальных ОУ:

Дифференциальный коэффициент усиления:

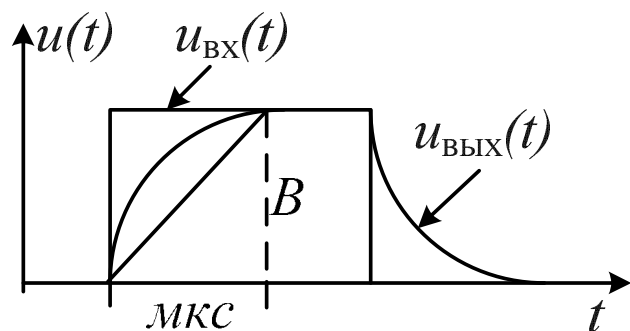
$$K'_U = \frac{\Delta U_{\text{вых}}}{\Delta(U_2 - U_1)} \approx 10^3 - 10^5$$

Входное сопротивление $R'_{\text{вх}} \approx 10 \text{ кОм} - 1000 \text{ МОм}.$

Выходное сопротивление $R'_{\text{вых}} \approx 10 \text{ Ом} - n \cdot 100 \text{ Ом}.$



Частота единичного усиления от сотен килогерц до сотен мегагерц.

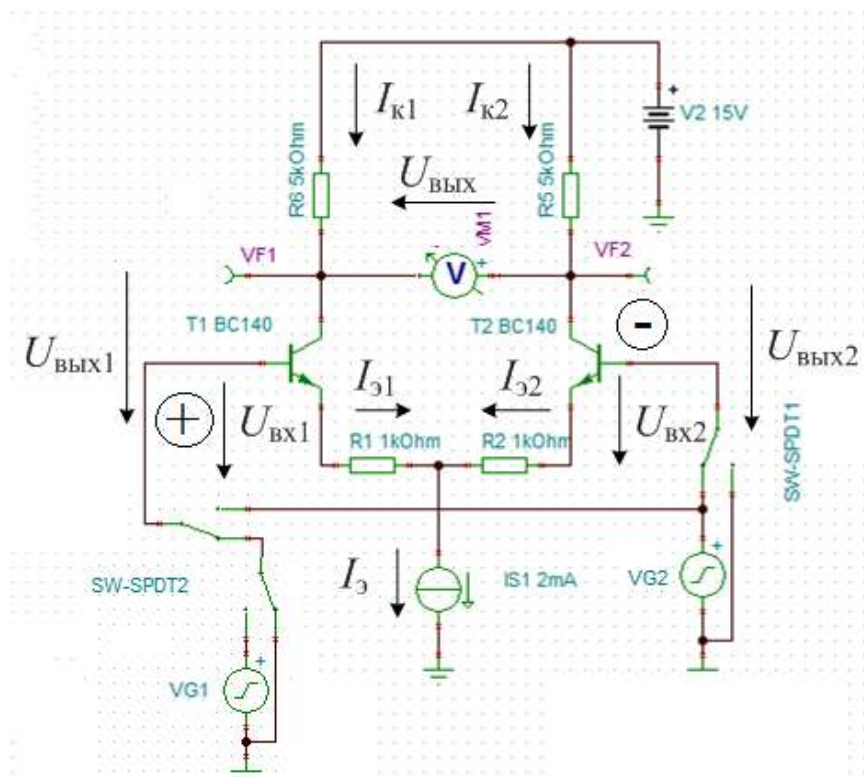


Скорость нарастания напряжения (В/мкс), определяющая переходные характеристики ОУ, может составлять от десятков мВ/мкс до сотен В/мкс.

Свойства каскада с ОУ определяют **внешние обратные связи** (ОС).

Каскады с ОУ могут выполнять сложение, вычитание, дифференцирование, интегрирование сигналов, создавать различные функциональные зависимости и называются **операционные усилители (решающие усилители)**.

Дифференциальный усилитель



Применяется на входе ОУ.
 Неинвертирующий вход $U_{вх1}$;
 Инвертирующий вход $U_{вх2}$;
 $I_{\varepsilon} = I_{\varepsilon 1} + I_{\varepsilon 2} = const$;
 $U_{вых} = U_{вых2} - U_{вых1}$.

Рис.6.1

На входы могут действовать два вида сигналов:
Синфазные и противофазные (дифференциальные).

Появляется выходное напряжение:

$$U_{вых} = U_{вых2} - U_{вых1} = -K_2 U_{вх2} - (-K_1 U_{вх1}),$$

где: K_1, K_2 - коэффициенты усиления каскадов на первом и втором транзисторе.

Рассмотрим случаи:

А) Если $K_1 = K_2 = K$, $U_{вых} = K(U_{вх1} - U_{вх2})$.

Сигналы дифференциальные: $U_{вх1} = -U_{вх2}$.

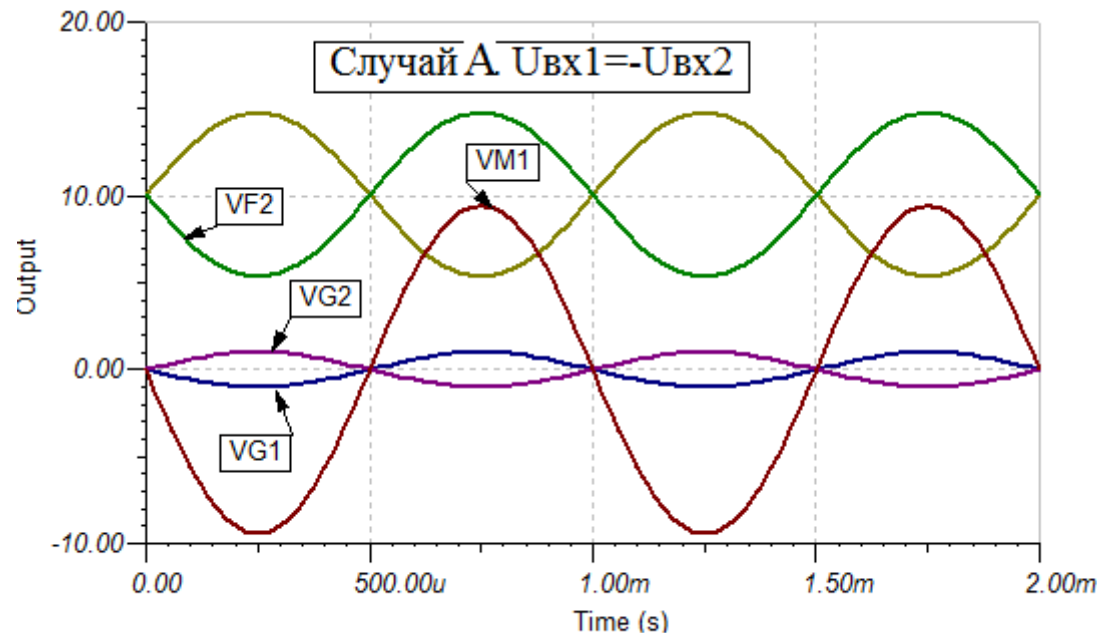
Дифференциальный сигнал: $U_{диф} = \frac{U_{вх1} - U_{вх2}}{2}$.

Сигнальные эмиттерные токи $I_{э1}$ и $I_{э2}$ противофазные и компенсируют друг друга. Источник тока $I_э$ не влияет на усиление.

Усиление находим как в резистивном усилителе:

$$K_1 = K_2 = K_{диф} = \frac{R_{\kappa}}{R_{\mathcal{O}} + r_{\mathcal{O}}}.$$

$$U_{вых} = -\frac{R_{\kappa}}{R_{\mathcal{O}} + r_{\mathcal{O}}}(U_{вх2} - U_{вх1}) = 2U_{диф} \frac{R_{\kappa}}{R_{\mathcal{O}} + r_{\mathcal{O}}}.$$



На несимметричном выходе $VF2$ усиление меньше в два раза:

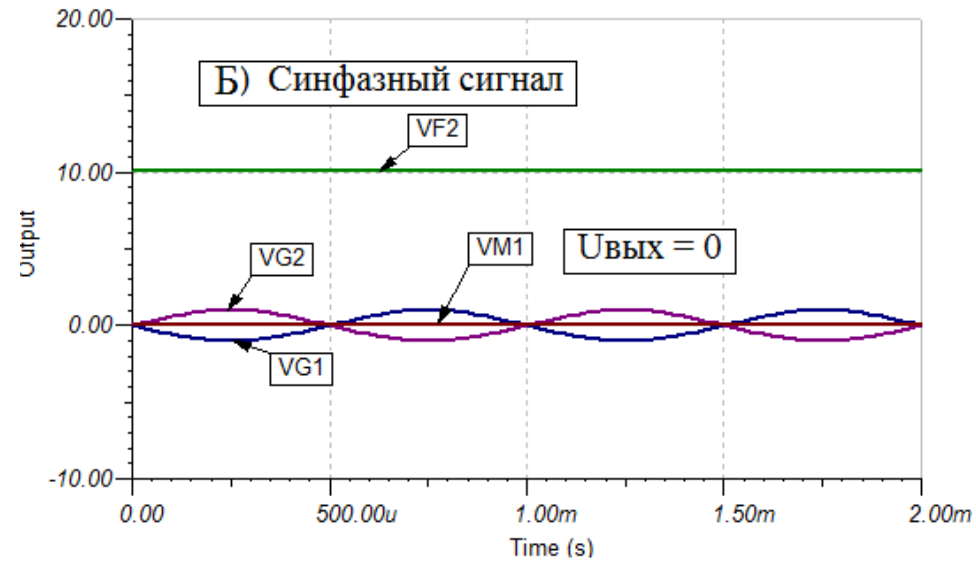
$$K_{нс} = K_{диф} / 2 .$$

Б) Если $U_{вх1} = U_{вх2}$ - *синфазный сигнал*, $U_{вых} = 0$.

Источник тока создает сильную отрицательную обратную связь.

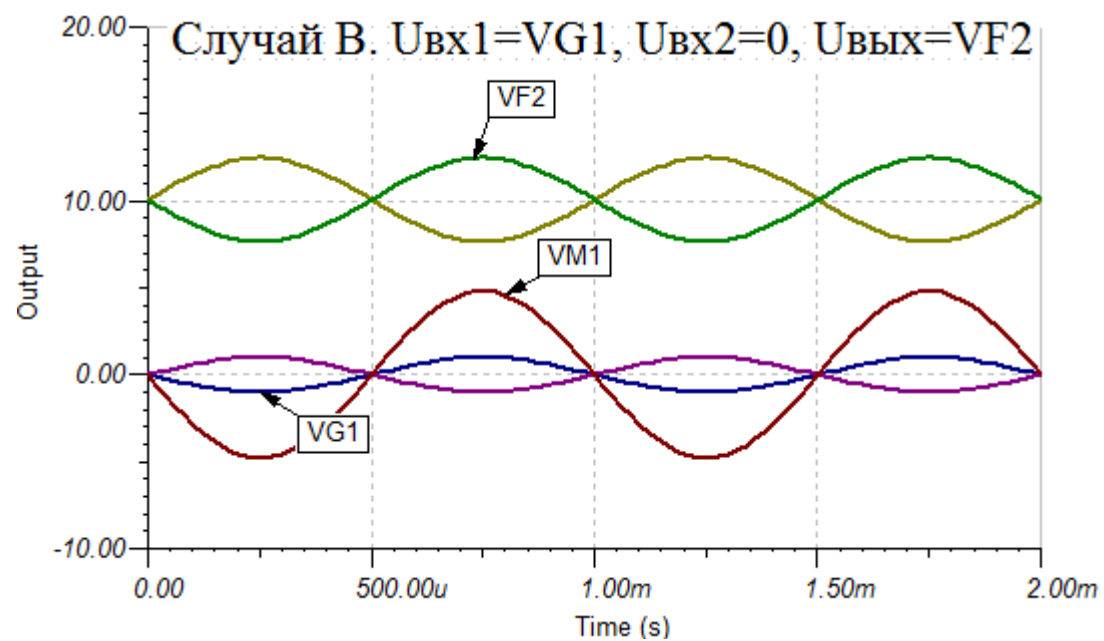
$$U_{вых1} = U_{вых2} = - \frac{R_k}{R_{\mathcal{E}} + r_{\mathcal{E}} + R_{ит}} U_{сф} ; \quad R_{ит} \rightarrow \infty .$$

$$U_{выхсф} = U_{вых2} - U_{вых1} = 0 .$$



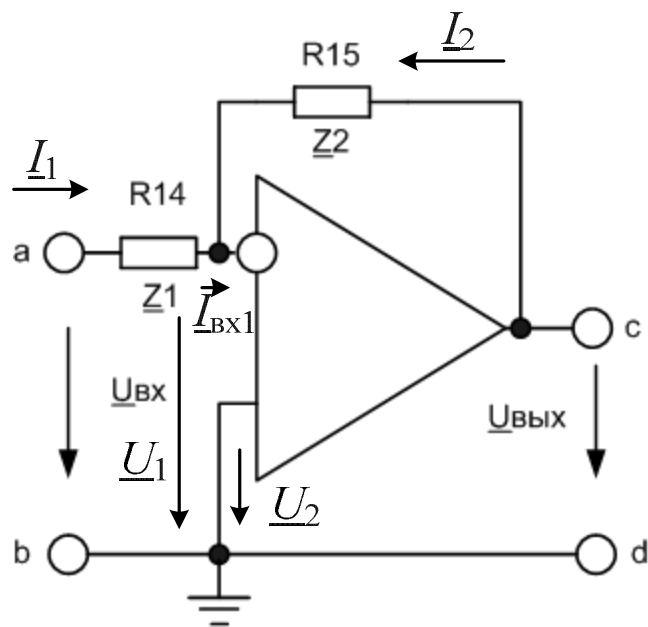
В) Если $U_{\text{ex}2} = 0$,

$$U_{\text{ex}1} = VG1, U_{\text{вых}2} = VF2 = \frac{K_{\text{диф}}}{4} U_{\text{ex}1} = \frac{K_{\text{диф}}}{4} \cdot VG1.$$



Частотно-зависимые звенья с операционными усилителями

Инвертирующий ОУ



Вывод формулы:

$$\underline{I}_1 + \underline{I}_2 = \underline{I}_{ex1} = 0,$$

$\underline{U}_2 = 0, \underline{U}_1 = 0$ - виртуальный нуль.

$$\frac{\underline{U}_{ex}}{\underline{Z}_1} + \frac{\underline{U}_{вых}}{\underline{Z}_2} = 0,$$

$$\underline{U}_{вых} = -\frac{\underline{Z}_2}{\underline{Z}_1} \underline{U}_{ex}.$$

Комплексный коэффициент передачи:

$$\underline{K}_U(j\omega) = \frac{\underline{U}_{вых}}{\underline{U}_{вх}} = -\frac{\underline{Z}_2}{\underline{Z}_1}.$$

Операторная передаточная функция:

$$K(p) = -\frac{Z_2(p)}{Z_1(p)}.$$

Пример: $R_1 = R_2 = 10\text{ кОм}$.

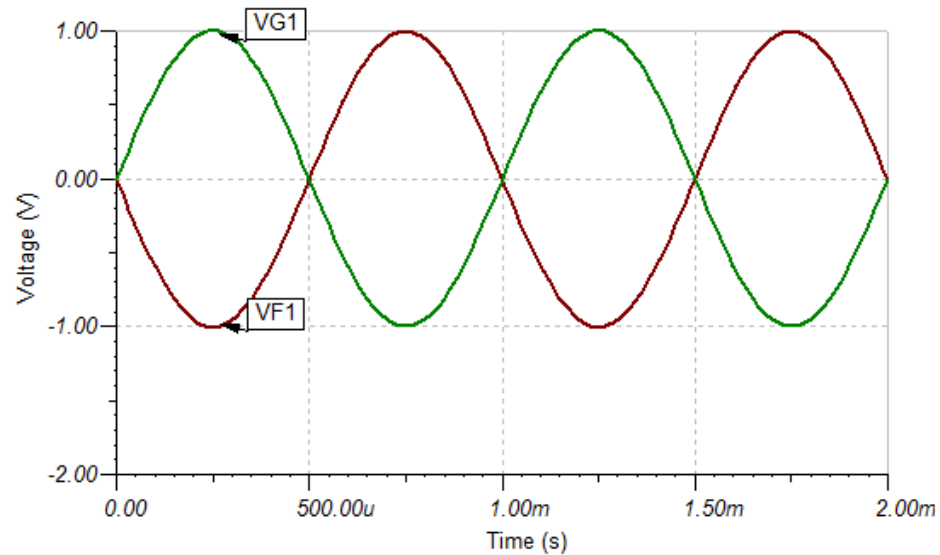
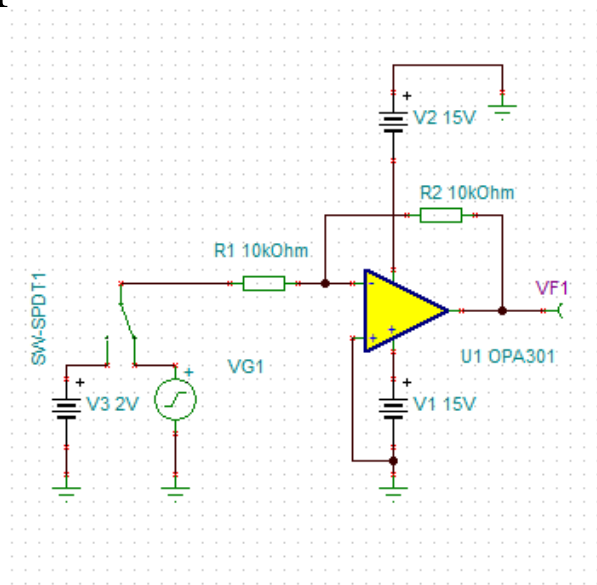
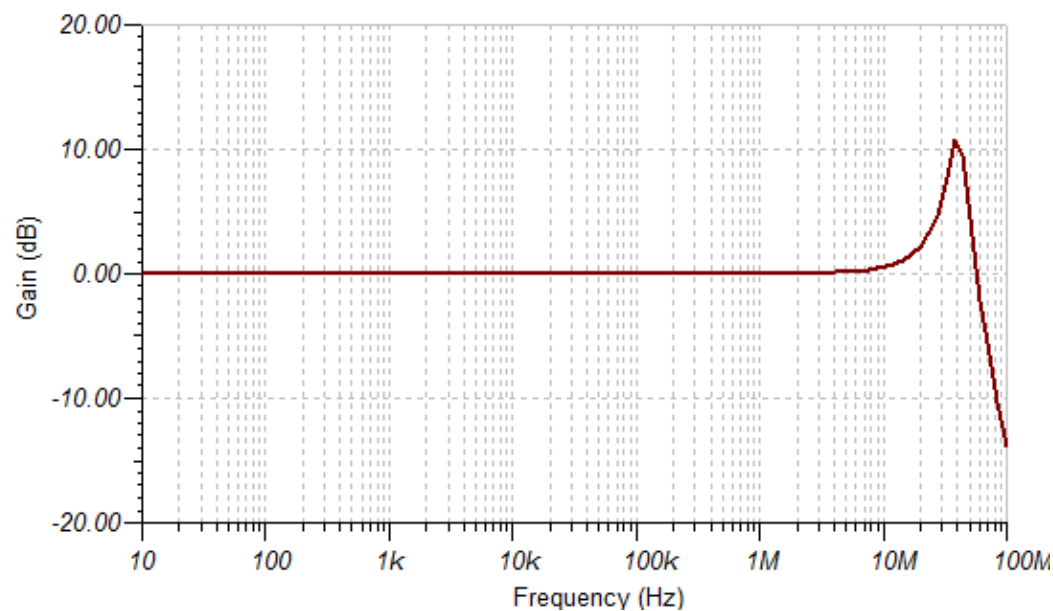
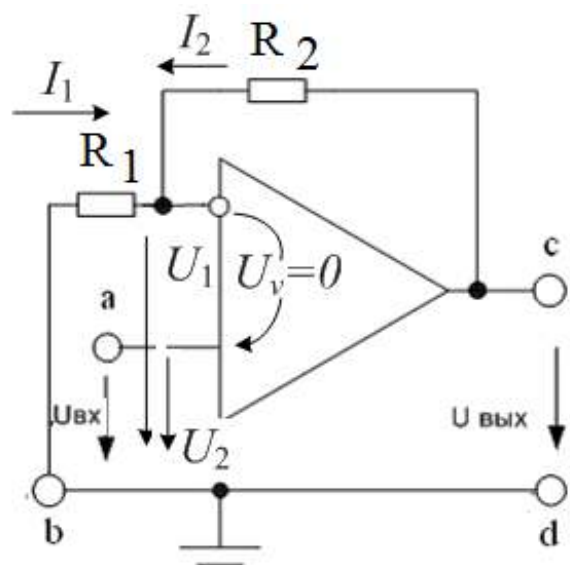


Рис.6.2



Амплитудно-частотная характеристика (АЧХ)



Неинвертирующий ОУ

$$U_1 \approx U_2 = U_{вх};$$

практикум по электронике и схемотехнике. 2015.

$$I_1 = \frac{0 - U_{\text{вх}}}{R_1}, \quad I_2 = \frac{U_{\text{вх}} - U_{\text{вх}}}{R_2} \quad . \quad I_1 + I_2 = 0;$$

$$\frac{U_{\text{вх}}}{R_2} - \frac{U_{\text{вх}}}{R_2} - \frac{U_{\text{вх}}}{R_1} = 0 \quad U_{\text{вх}} = U_{\text{вх}} \frac{R_1 + R_2}{R_1} .$$

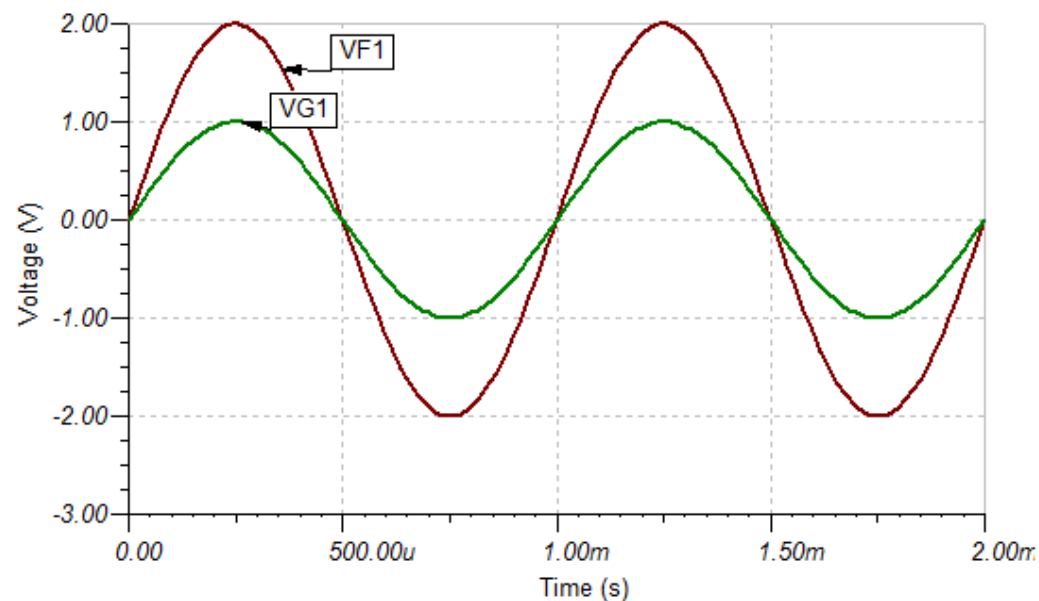
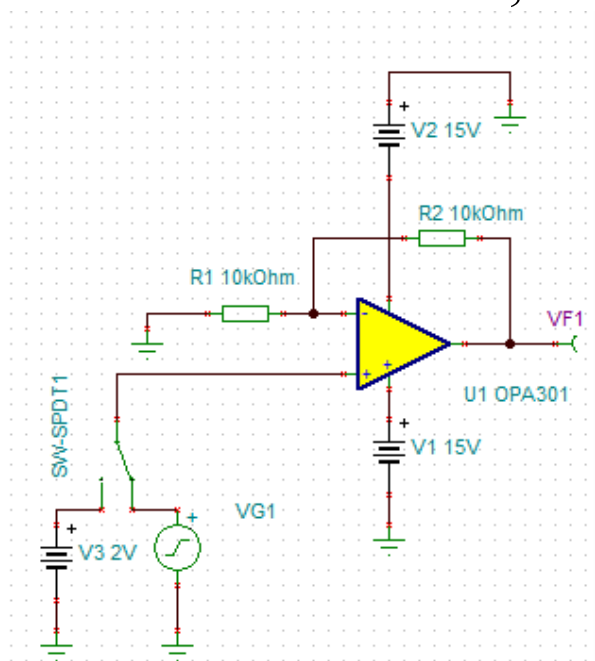
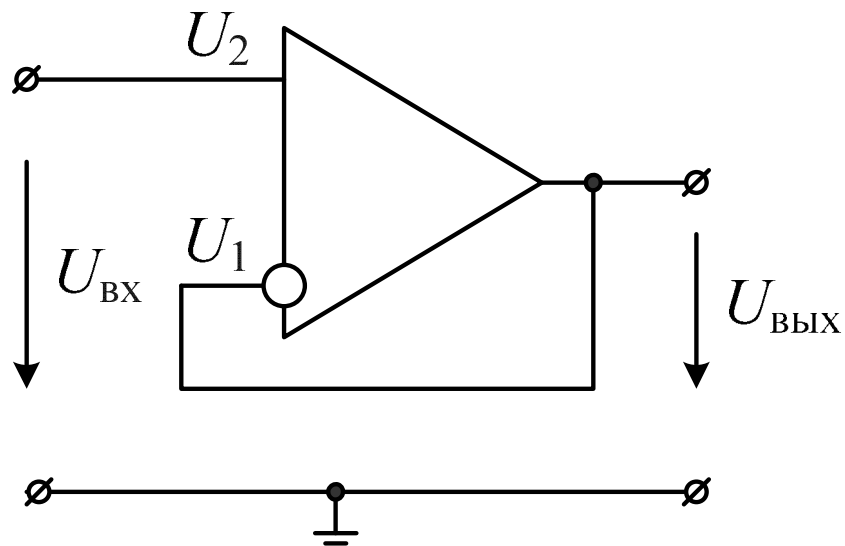


Рис.6.3

Повторитель напряжения



В неинвертирующем ОУ сделаем:

$$R_1 = \infty, R_2 = 0$$

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{вх}} \frac{R_1 + R_2}{R_1} =$$

$$= U_{\text{вх}} \frac{1 + \frac{0}{\infty}}{1} = U_{\text{вх}}.$$

В повторителе напряжения $R_{\text{вх}} = \infty, R_{\text{вых}} = 0$, коэффициент передачи равен 1.

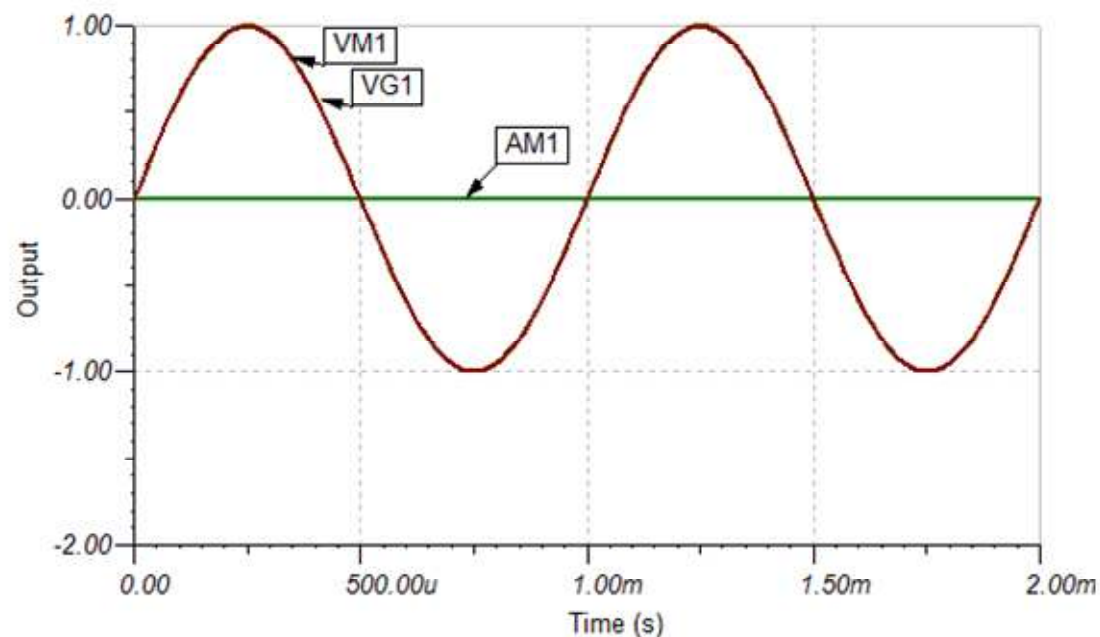
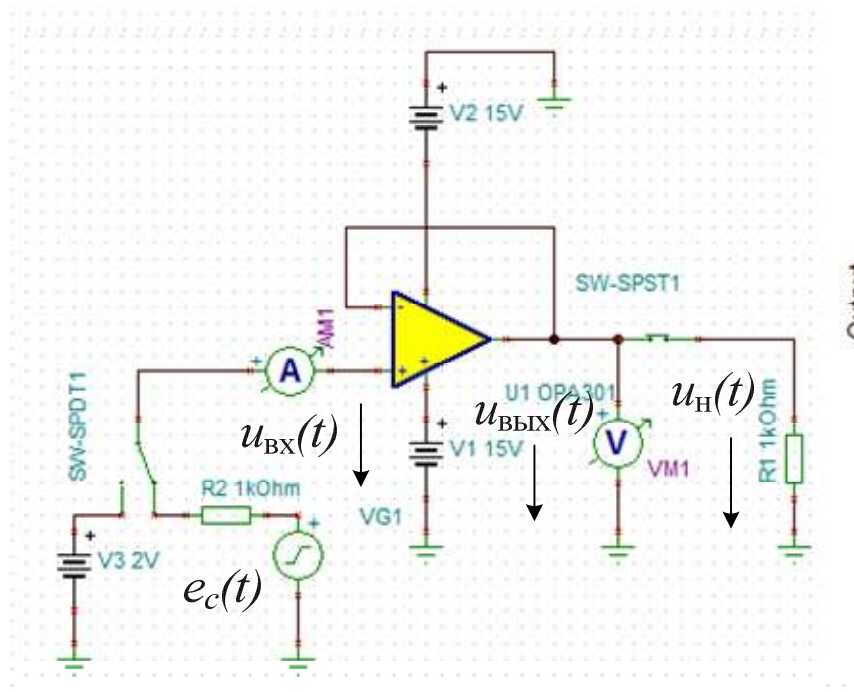


Рис.6.4

Дано: $e_c(t) = 1 \cdot \sin(2\pi \cdot 10^3 t) \text{ В}$, $R_1 = R_2 = 1 \text{ кОм}$.

Определить напряжение на нагрузке и мощность в нагрузке.

Как измениться мощность, если нагрузку подключить непосредственно к источнику сигнала?

Решение

В повторителе входной ток равен нулю, коэффициент передачи равен единице: $u_{ex}(t) = e_c(t) = u_{вых}(t)$.

Мощность в нагрузке: $P_n = \frac{U_{вых}^2}{2R_n} = 0,5 \cdot 10^{-3} \text{ Вт}$.

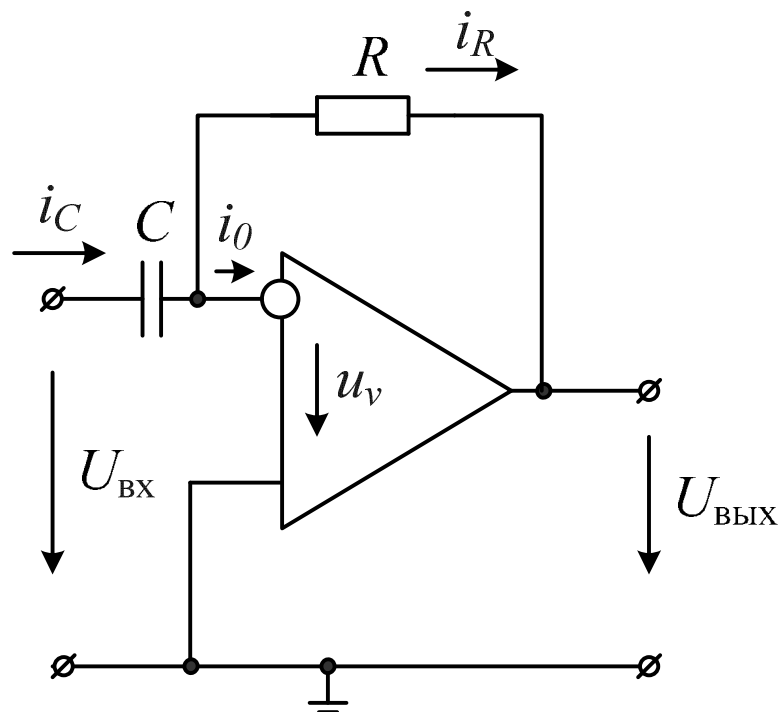
Если нагрузку подключить к генератору, то:

$$u_n(t) = e_c(t) \frac{R_n}{R_n + R_{ген}} = 0,5 \cdot \sin(2\pi \cdot 10^3 t) \text{ В} ;$$

$$P'_n = \frac{0,5^2}{2R_n} = 0,125 \cdot \text{ мВт} .$$

Дифференцирующее звено

Вывод формул:



$$i_C = i_R + i_0.$$

Входной ток $i_0 = 0$.

Напряжение между входами (виртуальный нуль): $u_v = 0$.

$$i_C = C \frac{du_{\text{вх}}}{dt} = i_R = -\frac{u_{\text{вых}}}{R}.$$

Получим: $u_{\text{вых}} = -RC \frac{du_{\text{вх}}}{dt} = -\tau \frac{du_{\text{вх}}}{dt},$

$\tau = RC$ - постоянная времени цепи.

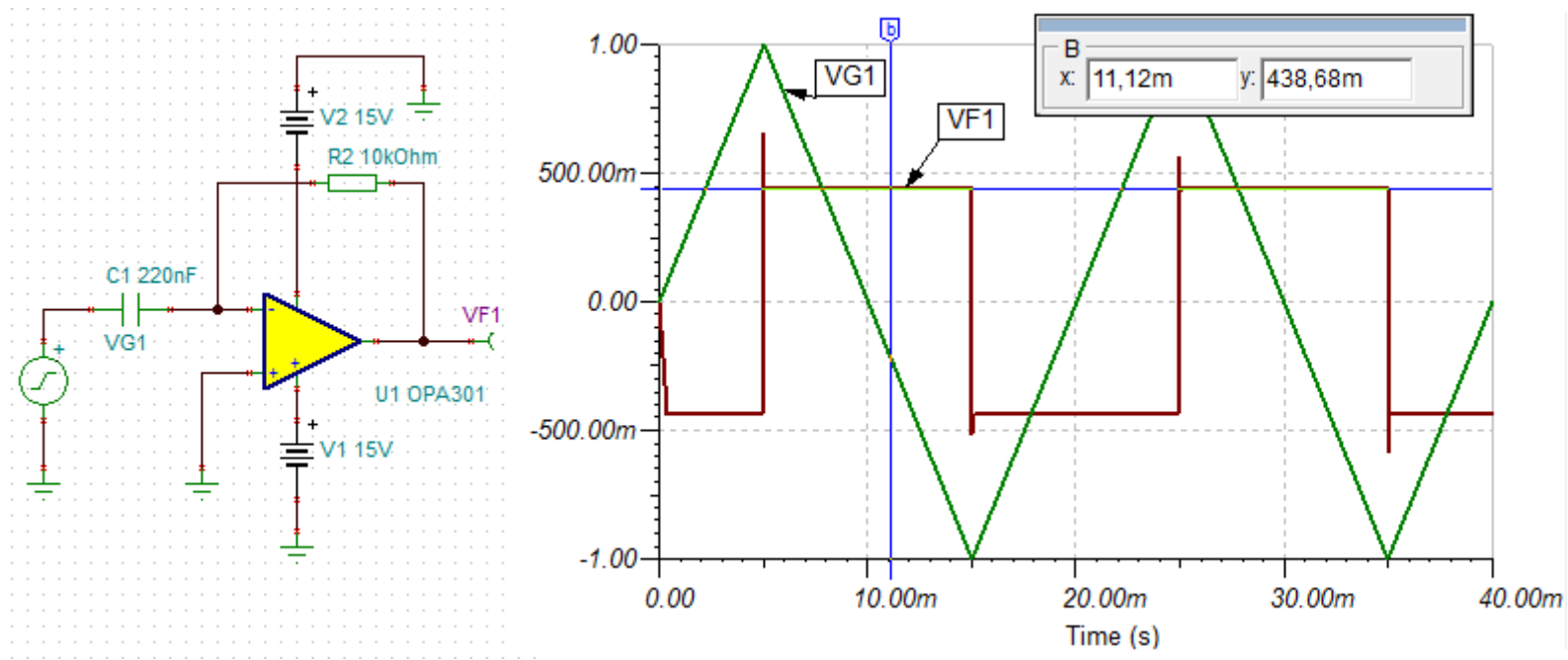


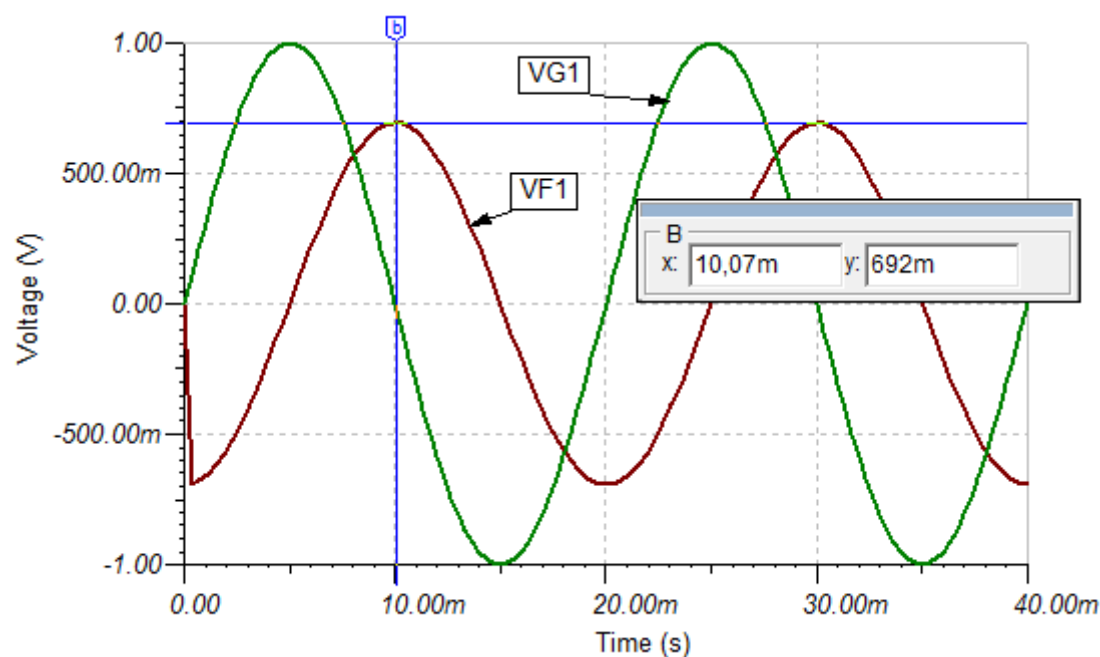
Рис.6.5

$$\frac{du_{\text{вх}}}{dt} = \frac{\Delta u}{\Delta t} = \frac{1\text{В}}{5\text{мс}} = 200\text{В/с},$$

$$\tau = RC = 10^4 \cdot 220 \cdot 10^{-9} = 2,2 \cdot 10^{-3} \text{ c},$$

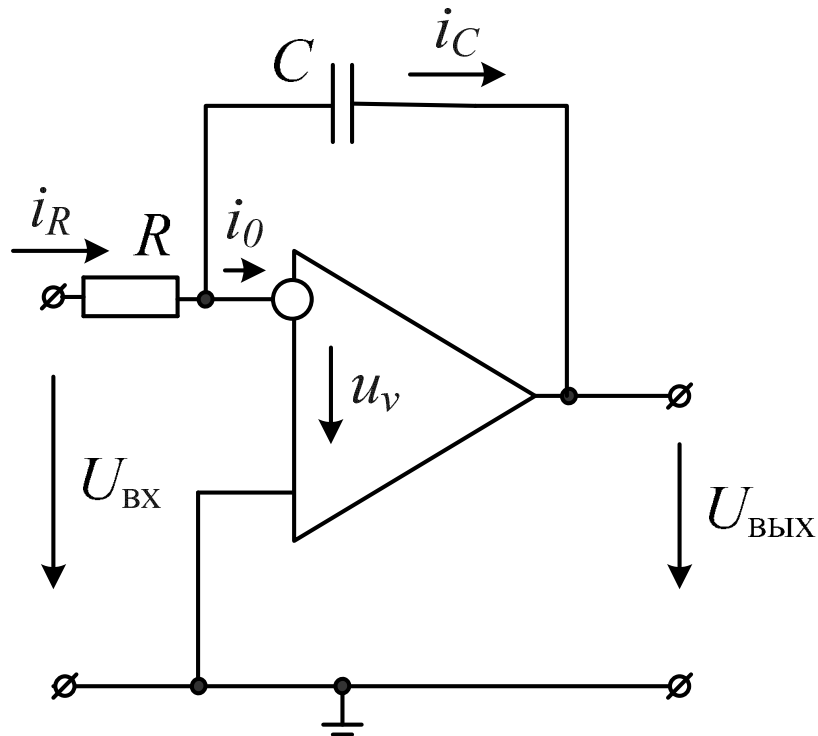
$$u_{\text{вых}} = -RC \frac{du_{\text{вх}}}{dt} = -2,2 \cdot 10^{-3} \cdot 200 = -440 \text{ мВ}.$$

Синусоидальный сигнал



$$\begin{aligned}
 u_{\text{вых}} &= -RC \frac{d}{dt} (1 \cdot \sin 2\pi \cdot 50t) = \\
 &= -RC \cdot 2\pi \cdot 50 \cdot \cos(2\pi \cdot 50t) = \\
 &= -2,2 \cdot 10^{-3} 2\pi \cdot 50 \cdot \cos(2\pi \cdot 50t) = -0,690 \cdot \cos(2\pi \cdot 50t) \text{ В}.
 \end{aligned}$$

Интегратор



$$\begin{aligned}
 i_R &= \frac{u_{\text{вх}}}{R} = i_C = C \frac{d(0 - u_{\text{вых}})}{dt} = \\
 &= -C \frac{du_{\text{вых}}}{dt} \\
 \frac{du_{\text{вых}}}{dt} &= -\frac{1}{RC} u_{\text{вх}}; \\
 u_{\text{вых}} &= -\frac{1}{RC} \int_0^t u_{\text{вх}} dt = -\frac{1}{\tau} \int_0^t u_{\text{вх}} dt.
 \end{aligned}$$

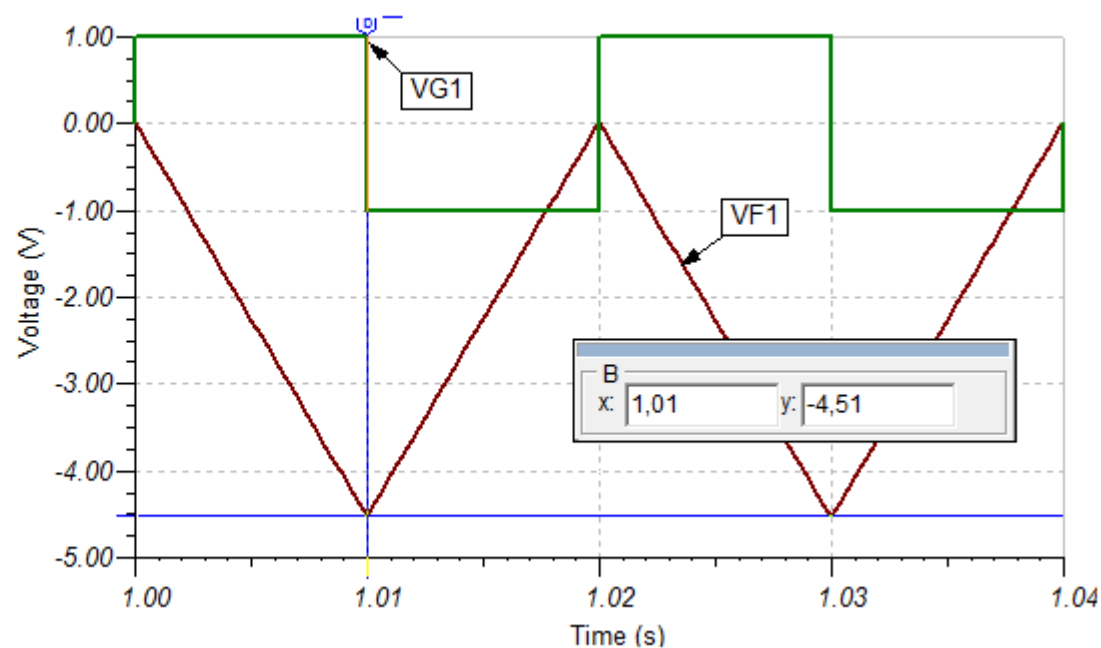
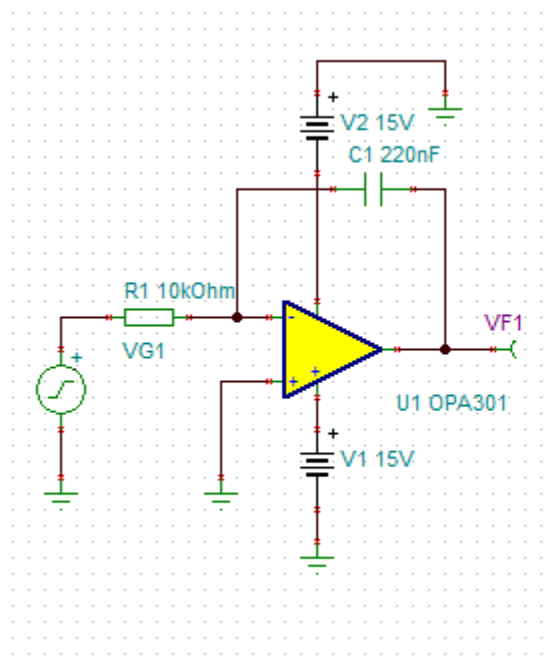


Рис.6.6

$$u_{\text{вых}} = -\frac{1}{2,2 \cdot 10^{-3}} \cdot 1 \cdot 10^{-2} = -\frac{10}{2,2} = -4,54 \text{ В.}$$

Активный ФНЧ первого порядка

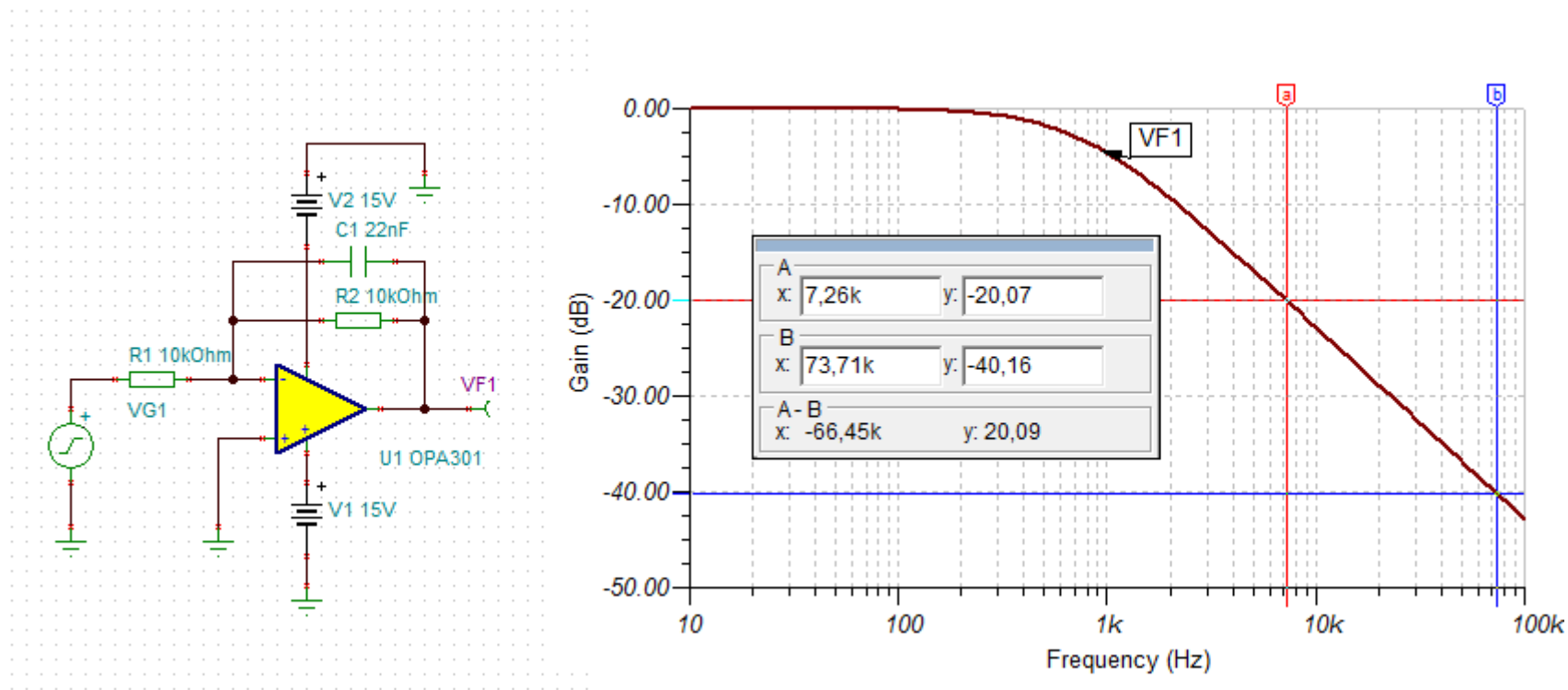


Рис.6.7

$$\underline{K}(j\omega) = -\frac{\underline{Z}_2}{\underline{Z}_1} = -\frac{R_2 \frac{1}{j\omega C_1}}{(R_2 + \frac{1}{j\omega C_1})R_1} = -\frac{R_2}{(1 + j\omega C_1 R_2)R_1}.$$

$$K(\omega) = -\frac{R_2 / R_1}{\sqrt{1 + (\omega C_1 R_2)^2}}.$$

Передаточная функция

Заменяем $j\omega \rightarrow p$:

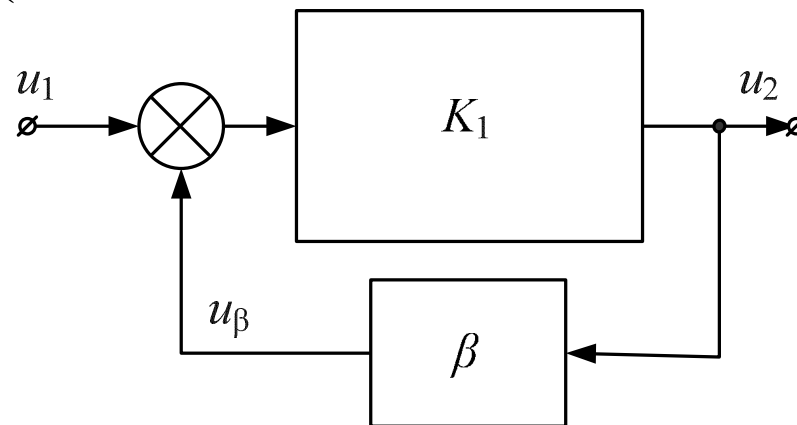
$$K(p) = -\frac{Z_2(p)}{Z_1(p)} = -\frac{R_2 \frac{1}{pC_1}}{(R_2 + \frac{1}{pC_1})R_1} = -\frac{R_2}{(1 + pC_1R_2)R_1}.$$

Занятие 7.

Автогенераторы

Обратная связь в усилителях

Обратная связь (ОС) – это передача на вход усиленных колебаний с выхода усилителя (или отдельного его каскада).



По происхождению ОС бывает:

- Внутренняя (в транзисторах за счет y_{12}, h_{21});
- Искусственная (вводится специально);
- Паразитная (существует сама за счет плохого монтажа).

ОС бывает:

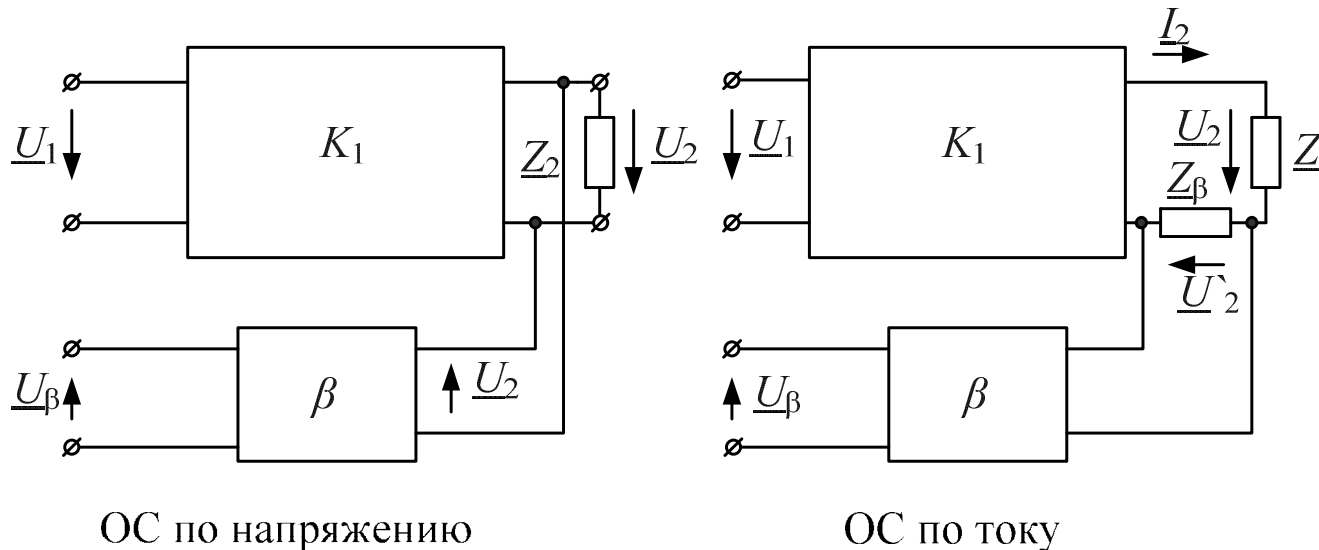
1. *Положительная*: входной сигнал u_1 и сигнал ОС u_β синфазные (совпадают по фазе и суммируются);

2. *Отрицательная*: входной сигнал u_1 и сигнал ОС u_β противофазные и вычитаются.

По способу получения ОС с выхода усилителя:

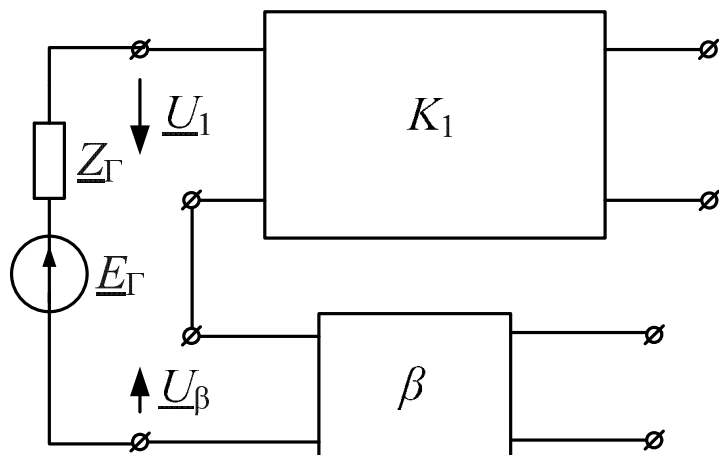
3. ОС по напряжению:

4. ОС по току:

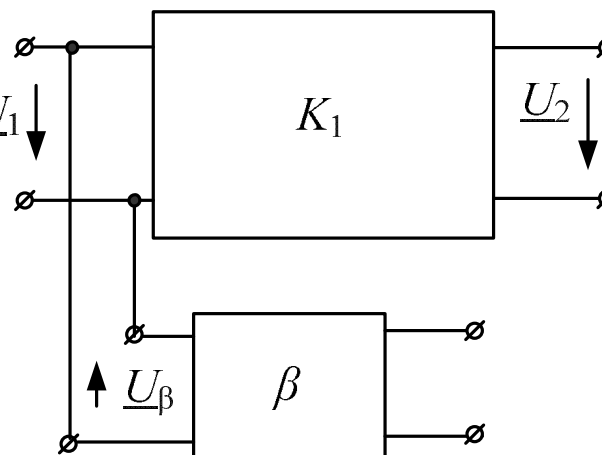


По способу введения ОС на вход

5. Последовательная ОС:

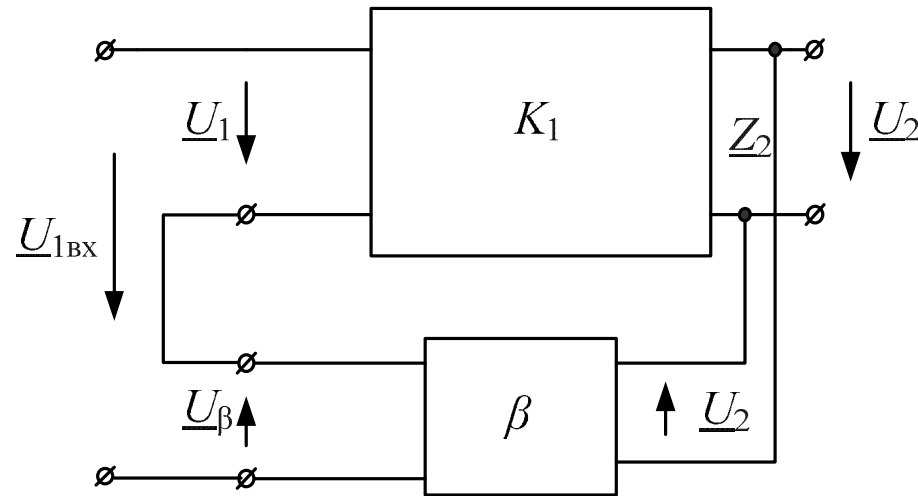


6. Параллельная ОС:



Свойства усилителей с ОС

Рассмотрим последовательную ОС по напряжению:



Передаточная функция основного четырехполюсника без ОС:

$$\underline{K}_1(j\omega) = \frac{\underline{U}_2}{\underline{U}_1}.$$

Передаточная функция обратной связи: $\underline{\beta}(j\omega) = \frac{\underline{u}_\beta}{\underline{u}_2}$,

$\underline{\beta}(j\omega)$ - коэффициент обратной связи.

$$\underline{U}_{1ex} = \underline{U}_1 - \underline{U}_\beta.$$

Передаточная функция 4-х полюсника с обратной связью:

$$\begin{aligned} \underline{K}(j\omega) &= \frac{\underline{U}_2(j\omega)}{\underline{U}_{1ex}(j\omega)} = \frac{\underline{U}_2(j\omega)}{\underline{U}_1(j\omega) - \underline{U}_\beta(j\omega)} = \\ &= \frac{\underline{U}_2(j\omega)}{\underline{U}_1(j\omega)} = \\ &= \frac{1}{1 - \frac{\underline{\beta}(j\omega) \cdot \underline{U}_2(j\omega)}{\underline{U}_1(j\omega)}} = \frac{\underline{K}_1(j\omega)}{1 - \underline{\beta}(j\omega) \cdot \underline{K}_1(j\omega)}. \end{aligned}$$

Обозначим $\underline{\beta}(j\omega) \cdot \underline{K}_1(j\omega)$ - петлевое усиление (коэффициент передачи разомкнутой петли ОС);

$\underline{F}(j\omega) = 1 - \underline{\beta}(j\omega) \cdot \underline{K}_1(j\omega)$; $|\underline{F}(j\omega)|$ — глубина обратной связи.

Если $\underline{\beta}(j\omega) \cdot \underline{K}_1(j\omega) > 0$ и вещественно, **обратная связь положительная.**

При этом: \underline{U}_1 и \underline{U}_β совпадают по фазе, $0 < \underline{\beta} \underline{K}_1 < 1$,
 $\underline{K} = \frac{\underline{K}_1}{1 - \underline{\beta} \cdot \underline{K}_1} > \underline{K}_1$. Если $\underline{\beta} \cdot \underline{K}_1 = 1, K \rightarrow \infty$ - возникает возбуждение.

Если $\underline{\beta}(j\omega) \cdot \underline{K}_1(j\omega) < 0$ и вещественно, **обратная связь отрицательная.**

При этом: \underline{U}_1 и \underline{U}_β противоположны по фазе,

$$\underline{K} = \frac{\underline{K}_1}{1 - \underline{\beta} \cdot \underline{K}_1} < \underline{K}_1, \quad \underline{\beta} \cdot \underline{K}_1 < 0.$$

Если $\underline{K}_1 \gg 1$, то $K \approx \left| \frac{1}{\underline{\beta}} \right|$ - определяется обратной связью.

Входное сопротивление

Для усилителя без ОС: $\underline{Z}_{ex} = \frac{\underline{U}_1}{\underline{I}_1};$

с ОС: $\underline{Z}_{exOC} = \frac{\underline{U}_{1ex}}{\underline{I}_1} = \frac{\underline{U}_1 - \underline{U}_\beta}{\underline{I}_1} = \frac{\underline{U}_1 - \underline{U}_\beta}{\underline{I}_1} =$

$$= \frac{\underline{U}_1 - \underline{U}_1 \underline{\beta} \cdot \underline{K}_1}{\underline{I}_1} = \underline{Z}_{ex}(1 - \underline{\beta} \cdot \underline{K}_1).$$

Если ОС последовательная и отрицательная $\underline{K}_1 \underline{\beta} < 0$, то входное сопротивление увеличивается.

При положительной ОС $\underline{Z}_{exOC} = \underline{Z}_{ex}(1 - \underline{\beta} \cdot \underline{K}_1)$ - уменьшается.

Отрицательная ОС по напряжению уменьшает выходное сопротивление.

Достоинства отрицательной ОС

- Уменьшаются искажения (амплитудно-частотные, фазочастотные, нелинейные).
- Повышается стабильность коэффициента усиления.
- Увеличивается входное сопротивление.
- Уменьшается выходное сопротивление.

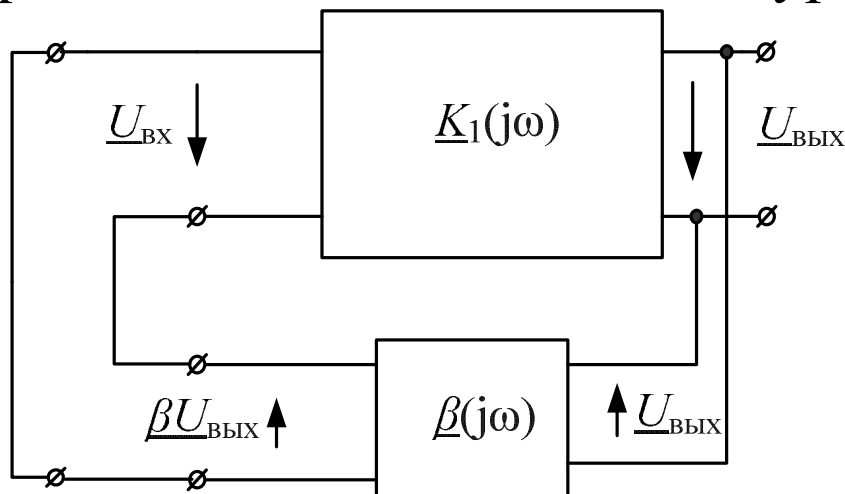
Недостатки отрицательной ОС

Снижается усиление.

Положительная обратная связь в автогенераторах

Автогенератором преобразует энергию источника постоянного напряжения или тока в энергию гармонических колебаний.

Автогенератор (АГ) гармонических колебаний является нелинейным устройством с положительной обратной связью и содержит, как правило, колебательный контур.



Структурная схема АГ с обратной связью

Два этапа в работе АГ:

1. Этап возбуждения колебаний.
2. Этап стационарного режима.

Условие возникновения колебаний

На входе действует сигнал $\underline{U}_{вх}$.

При этом на выходе усилителя: $\underline{U}_{вых} = \underline{U}_{вх} \cdot \underline{K}_1(j\omega)$.

Через цепь положительной обратной связи на вход усилителя вновь поступают сигнал: на вход усилителя, поэтому:

$$\underline{U}_{вх} = \underline{U}_{вых} \cdot \underline{\beta}(j\omega)$$

$$\text{Получим: } \underline{U}_{вых} = \underline{U}_{вых} \cdot \underline{\beta}(j\omega) \cdot \underline{K}_1(j\omega)$$

или

$$\underline{U}_{вых} (1 - \underline{K}(j\omega) \cdot \underline{\beta}(j\omega)) = 0$$

Из уравнения следует, что напряжение на выходе усилителя $\underline{U}_{вых}$ может быть отличным от нуля только при выполнении *условие возникновения колебаний*:

$$\underline{K}(j\omega) \cdot \underline{\beta}(j\omega) = 1.$$

$\underline{K}(j\omega) \cdot \underline{\beta}(j\omega)$ - петлевое усиление усилителя с обратной связью.

Условия баланса амплитуд и фаз:

$$\begin{cases} \left| \underline{K}(j\omega) \cdot \underline{\beta}(j\omega) \right| = 1 \\ \arg(\underline{K}(j\omega) \cdot \underline{\beta}(j\omega)) = \phi_k + \phi_\beta = 2\pi n, \end{cases}$$

где n - любое целое число.

В стационарном режиме полное петлевое усиление на рабочей частоте автогенератора должно быть равно единице.

Регулируют петлевое усиление нелинейные элементы или транзисторы.

Условие баланса фаз означает, что полный фазовый сдвиг в замкнутом контуре автогенератора должен быть равен $2\pi n$, где n - любое целое число.

Если условие баланса фаз выполняется только на одной частоте, то *колебания будут гармоническими.*

Цепь положительной обратной связи выполняют на последовательных или параллельных резонансных контурах.

Применяют автогенераторы с трансформаторной обратной связью, трехточечные генераторы с индуктивной и емкостной обратной связью.

Автогенератор с трансформаторной обратной связью

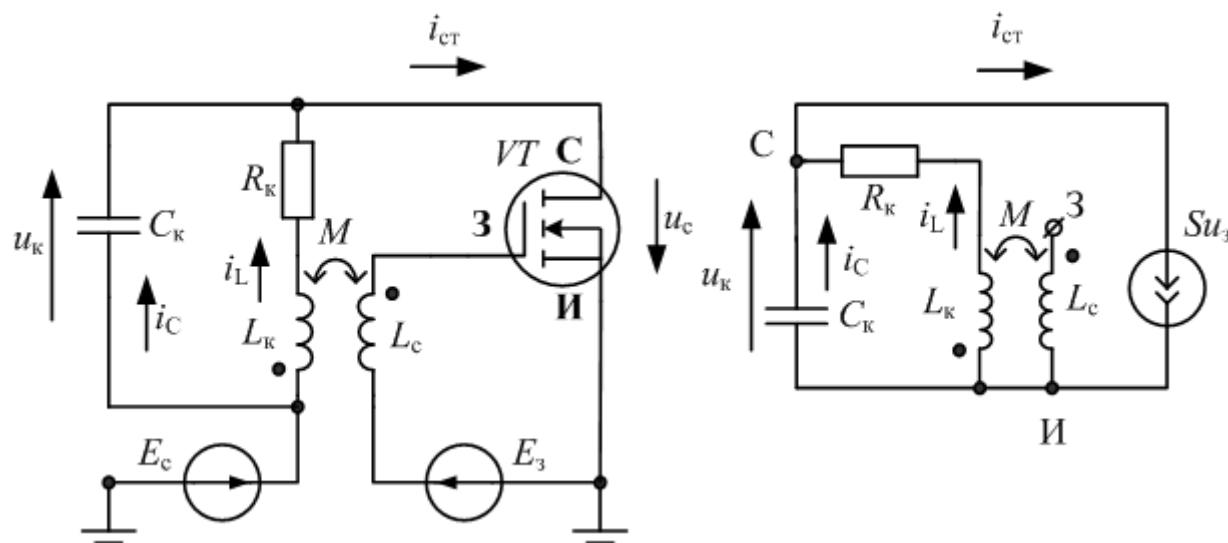


Схема генератора на полевом транзисторе и его схема замещения.
Режим по постоянному току устанавливают источники питания стока E_c и источника смещения затвора E_3 .

Положительная обратная связь в цепь затвора осуществляется через обмотку связи L_c , индуктивно связанную с катушкой L_k контура.

Катушки связи должна обеспечивать поворот фазы примерно на π и выполнение условия баланса фаз.

Уравнение АГ: $\frac{d^2 i_L}{dt^2} + 2\alpha \frac{di_L}{dt} + \omega_0^2 i_L = 0$, где:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_k C_k}}, \alpha = \frac{1}{2} \left(\frac{R_k}{L_k} - \frac{SM}{L_k C_k} \right) - \text{коэффициент затухания контура,}$$

S - крутизна транзистора.

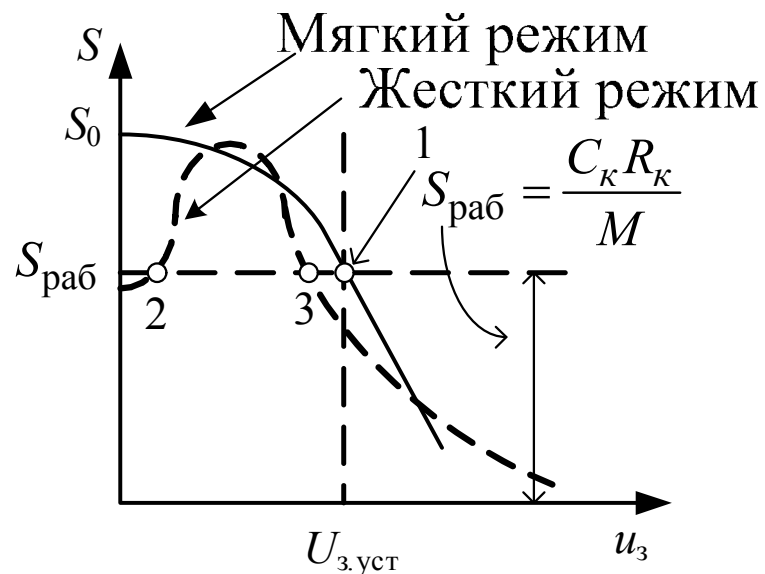
Решение уравнения (16.6) имеет вид: $i_L = I_{mL} e^{-\alpha t} \sin \omega t$,

где $\omega = \sqrt{\omega_0^2 - \alpha^2}$ - частота колебаний в контуре.

Если $\alpha > 0$ колебания в контуре затухают, если $\alpha < 0$ - нарастают.

При $\alpha = 0$ в контуре стационарные колебания: $i_{L_{уст}} = I_{mL} \sin \omega t$.

Условие возбуждения колебаний: $S > \frac{R_K C_K}{M} = S_{кр}$.



Крутизна S уменьшается при увеличении напряжения на затворе и увеличении амплитуды колебаний.

Приближенная зависимость крутизны от напряжения колебаний на затворе транзистора имеет вид:

$S(u_3) = S_0 - bu_3^2$, где S_0 - крутизна при нулевой амплитуде колебаний.

Моделирование автогенератора гармонических колебаний

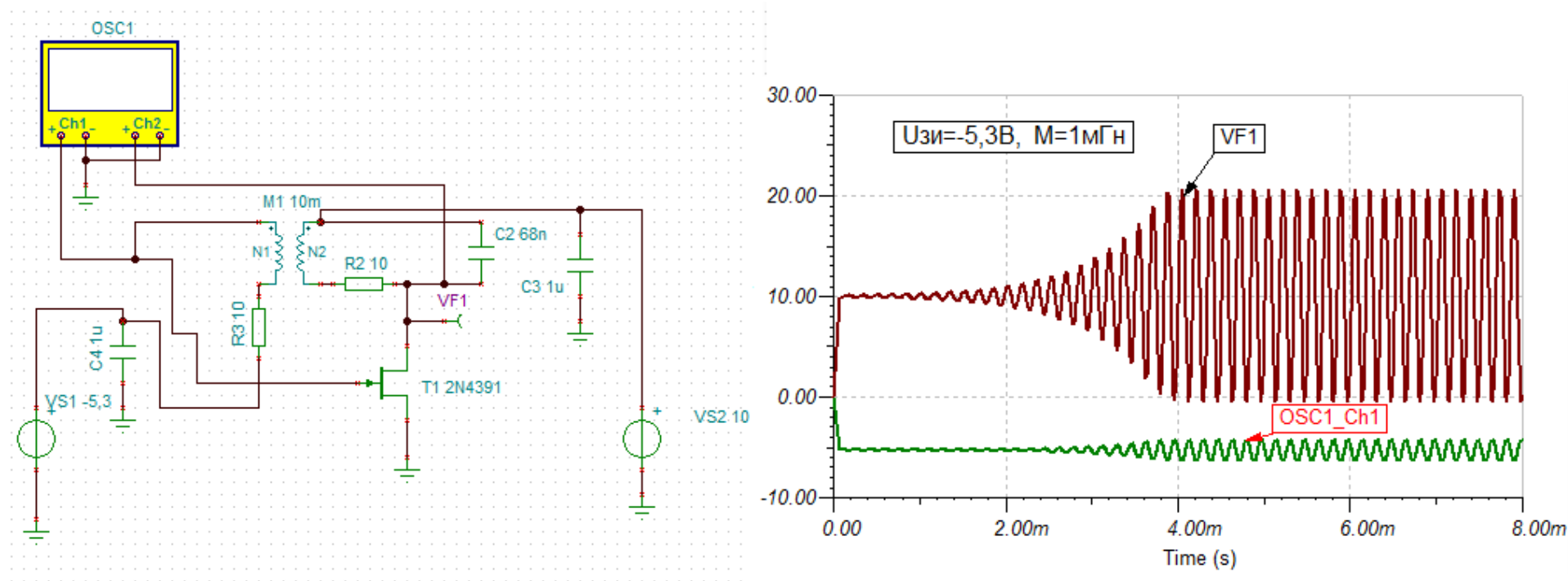
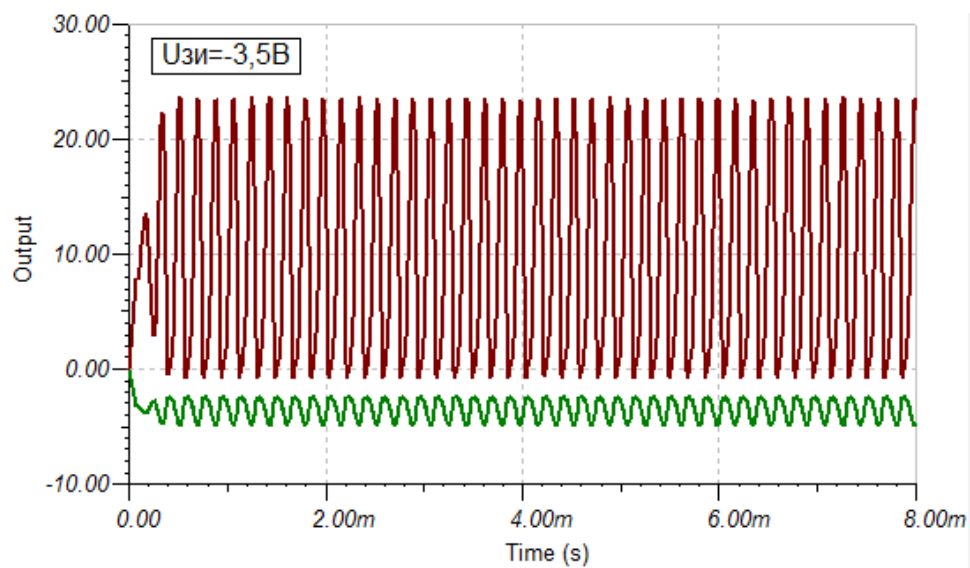
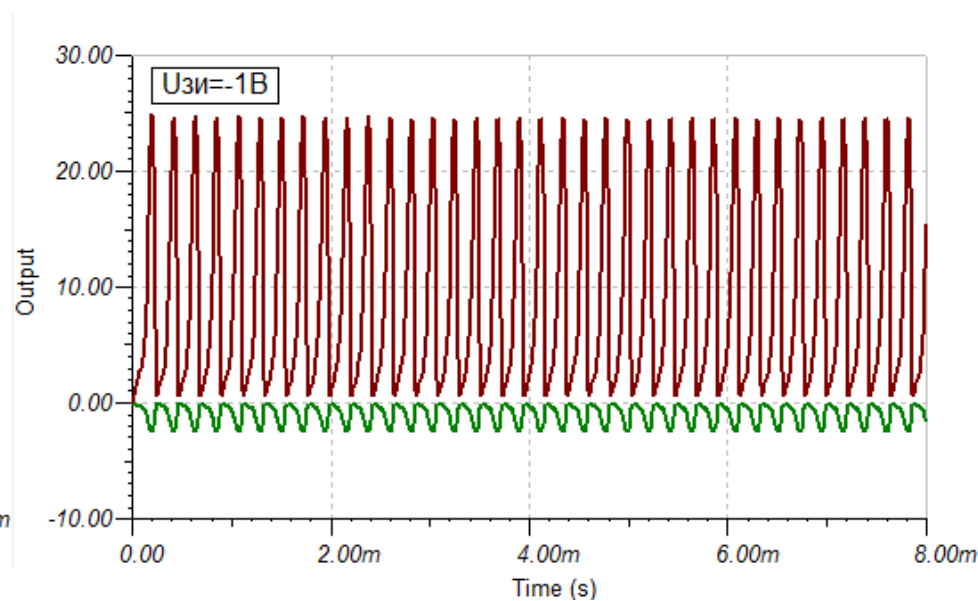


Рис.7.1



Быстрое возбуждение



Искажения

Индуктивная трехточка

LC- генератор Хартли

(Хоровиц и Хилл. Искусство схемотехники)

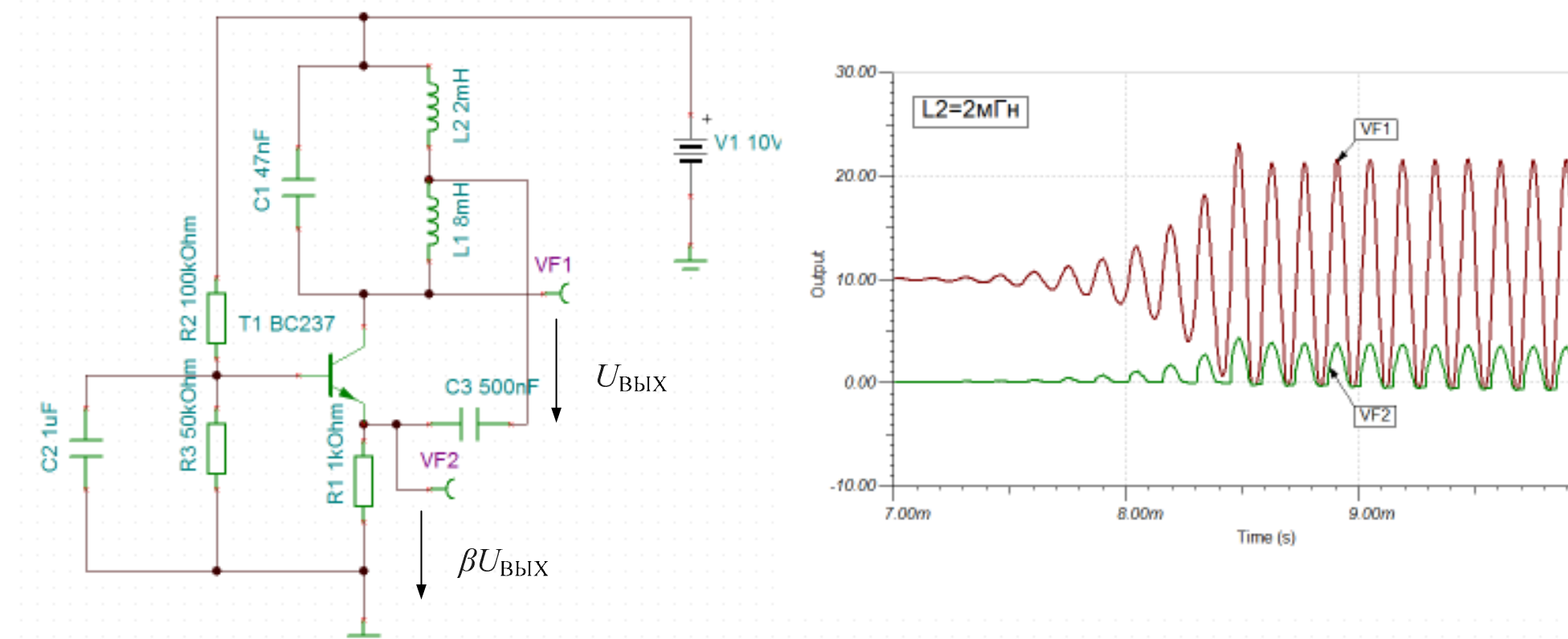
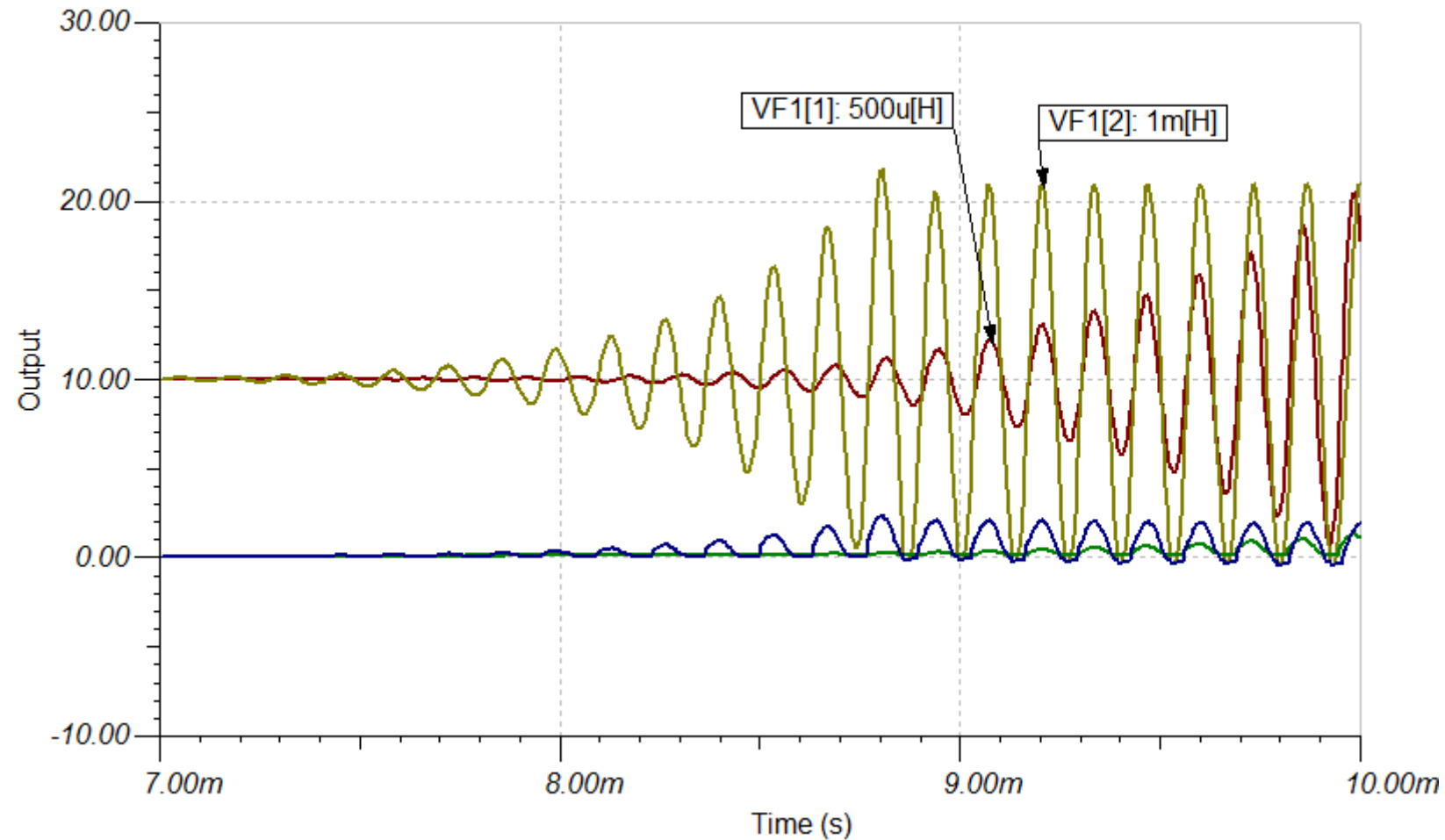


Рис.7.2

Транзистор в схеме ОБ, не инвертирует сигнал ПОС $\beta \cdot \underline{U}_{вх}$.

Влияние связи L_2



LC-генератор на ОУ

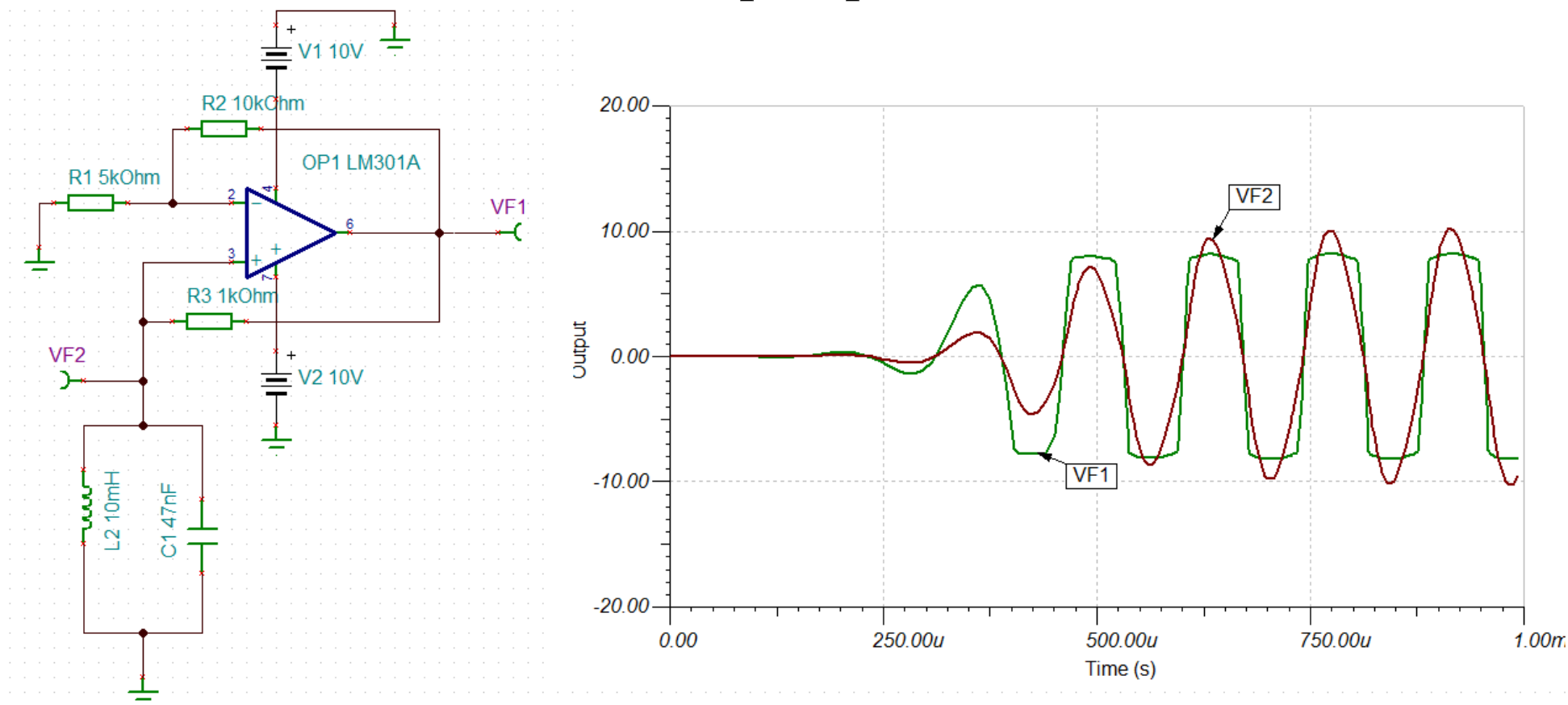
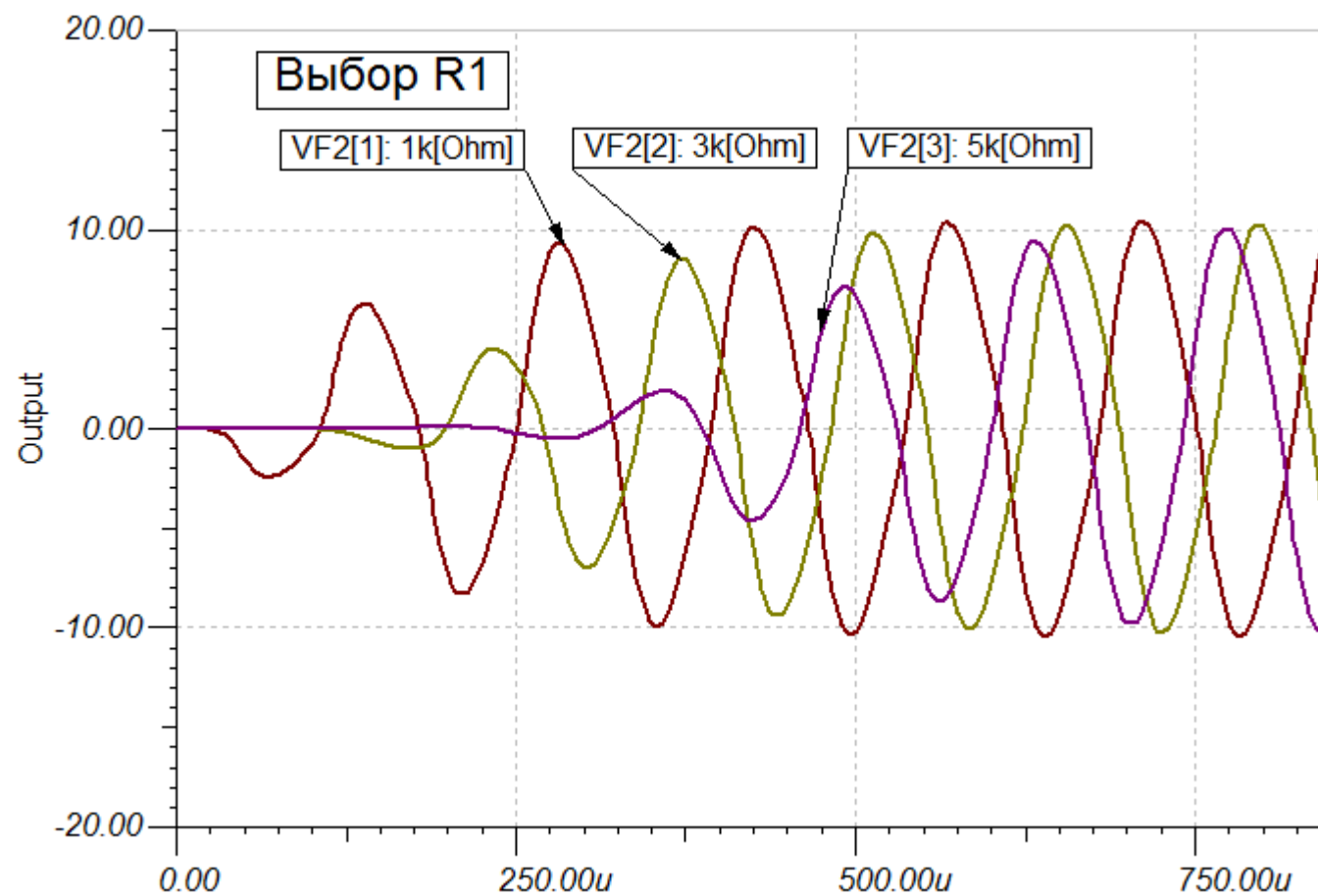


Рис.7.3

Рекомендуется: $\frac{R_2}{R_1} = 10$



Генератор Вина

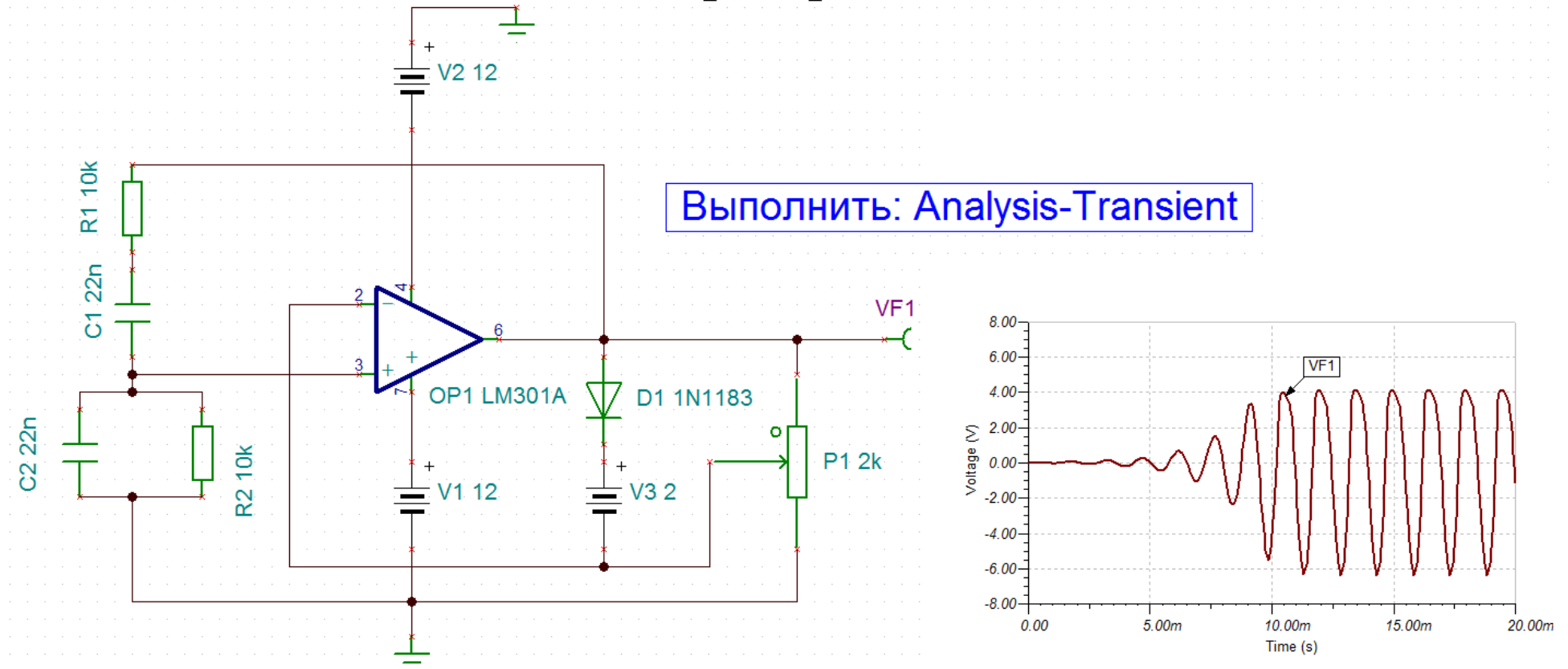


Рис.7.4

В генераторе Вина при равных сопротивлениях $R_1 = R_2$ и емкостях $C_1 = C_2$ на квазирезонансной частоте $f_k = \frac{1}{2\pi RC}$ фазовый сдвиг в цепи обратной связи равен нулю, а петлевой коэффициент передачи $\beta = 1/3$.

Для самовозбуждения коэффициент усиления усилителя K должен быть больше 3. Это достигается регулировкой потенциометра $P1$. Диод и источник напряжения E_2 требуются для стабилизации режима генерации.

Мультивибратор на ОУ

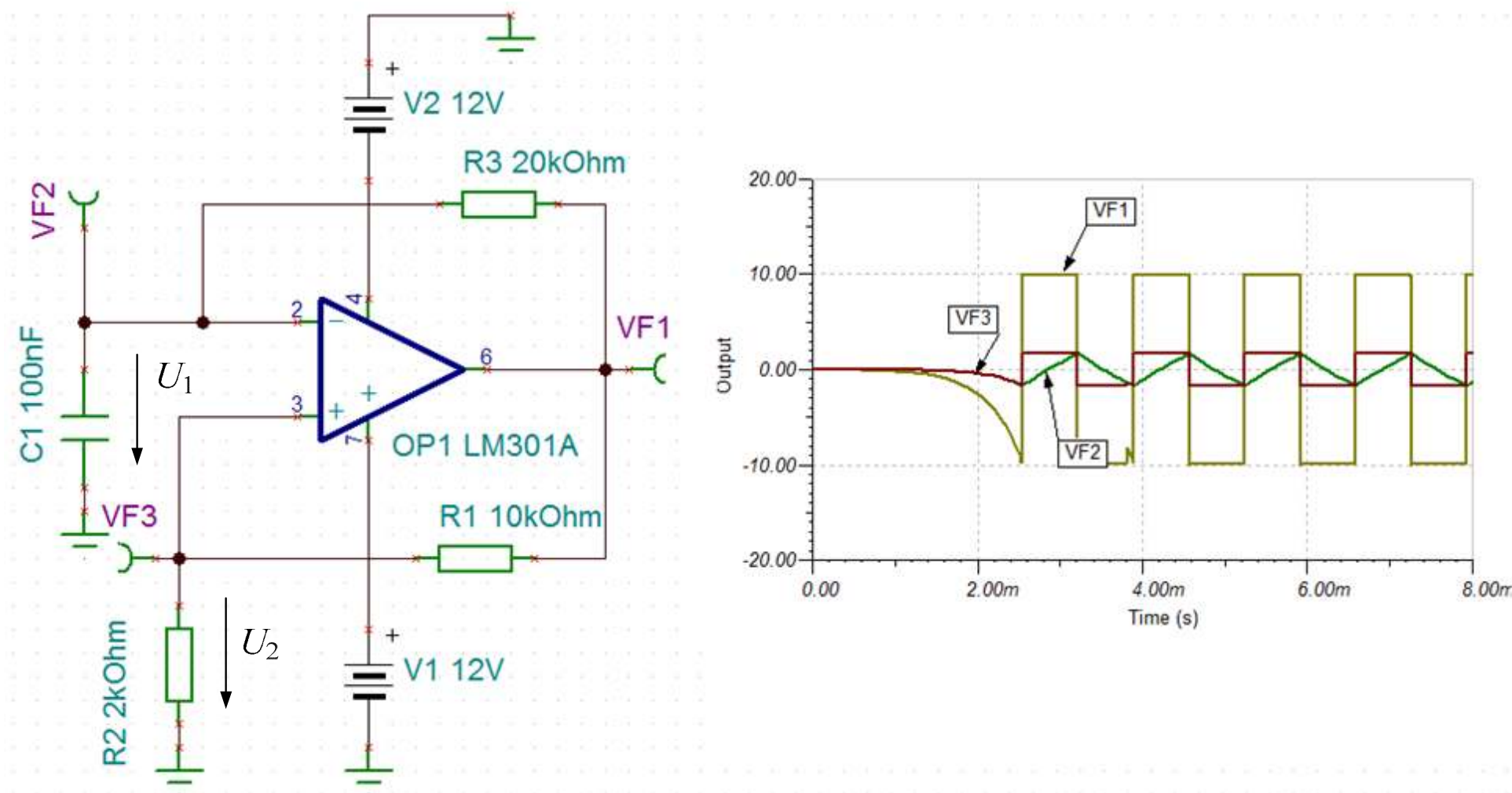


Рис.7.5

Делитель R_2 - R_1 создает положительную ОС, которая переводит ОУ в триггерный режим.

Порог переключения $|U_{пор}| = \left| \frac{U_{max} R_2}{R_1 + R_2} \right|$. Когда напряжение U_1 сравнивается с порогом, $U_{вых}$ меняет знак и начинается перезаряд емкости C_1 .

Период импульсов: $T = 2R_3 C_1 \ln(1 + 2 \frac{R_2}{R_1})$.

Занятие 8

Модуляция и демодуляция электрических сигналов

Модуляцией называют управление параметрами несущего электрического сигнала в соответствии с передаваемым информационным сигналом.

Несущий гармонический сигнал:

$$u(t) = U_m \cos(\omega_0 t + \varphi_0) = U_m \cos \psi(t).$$

Информационный сигнал:

$$a(t) = U_{m\Omega} \cos \Omega t,$$

причем: $\Omega \ll \omega_0$.

Управляемые параметры несущего сигнала:

Амплитудная модуляция:

$$U_m(t) = U_m + a(t) = U_m + U_{m\Omega} \cos \Omega t ;$$

Частотная модуляция: $\omega(t) = \omega_0 + \Delta\omega \cos \Omega t = \omega_0 + K_{чм} a(t)$,

$\Delta\omega$ -девиация частоты, $K_{чм}$ - коэффициент частотной модуляции;

Фазовая модуляция:

$\psi(t) = \omega_0 t + \varphi_0 + K_{фм} a(t)$, $K_{фм}$ - коэффициент фазовой модуляции.

В устройствах связи, управления и автоматики применяют сигналы с импульсной модуляцией:

АИМ- амплитудно-импульсная модуляция:

ШИМ – широтно-импульсная модуляция;

ЧИМ – частотно-импульсная модуляция;

КИМ – кодово- импульсная модуляция и т.д.

Амплитудные модуляторы и демодуляторы

Спектр АМ - сигнала

$$u(t) = (U_m + U_{m\Omega} \cos \Omega t)_m \cos(\omega_0 t + \varphi_0) = U_m (1 + m \cos \Omega t) \cos(\omega_0 t + \varphi_0),$$

U_m - амплитуда сигнала в отсутствии модуляции;

ω_0 - несущая частота;

$$m = \frac{U_{m\Omega}}{U_m} \leq 1 - \text{коэффициент модуляции;}$$

Ω - частота модуляции.

По формулам произведения косинусов преобразуем АМ-сигнал:

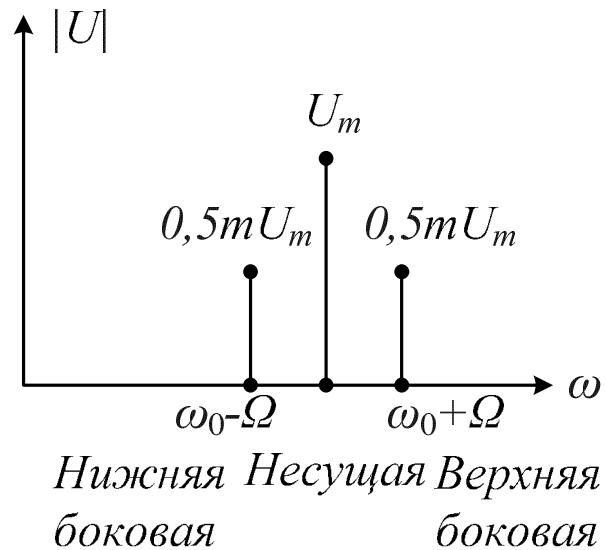
$$u(t) = U_m \cos(\omega_0 t + \varphi_0) + 0,5mU_m \cos((\omega_0 + \Omega)t + \varphi_0) + 0,5mU_m \cos((\omega_0 - \Omega)t + \varphi_0).$$

АМ-сигнал содержит три гармоники:

$U_m \cos(\omega_0 t + \varphi_0)$ - несущее колебание;

$0,5mU_m \cos((\omega_0 + \Omega)t)$ - верхнее боковое колебание;

$0,5mU_m \cos((\omega_0 - \Omega)t + \varphi_0)$ - нижнее боковое колебание.



Амплитудный спектр АМ - сигнала
Ширина спектра $\Pi = 2\Omega$.

Амплитудный модулятор на полевом транзисторе

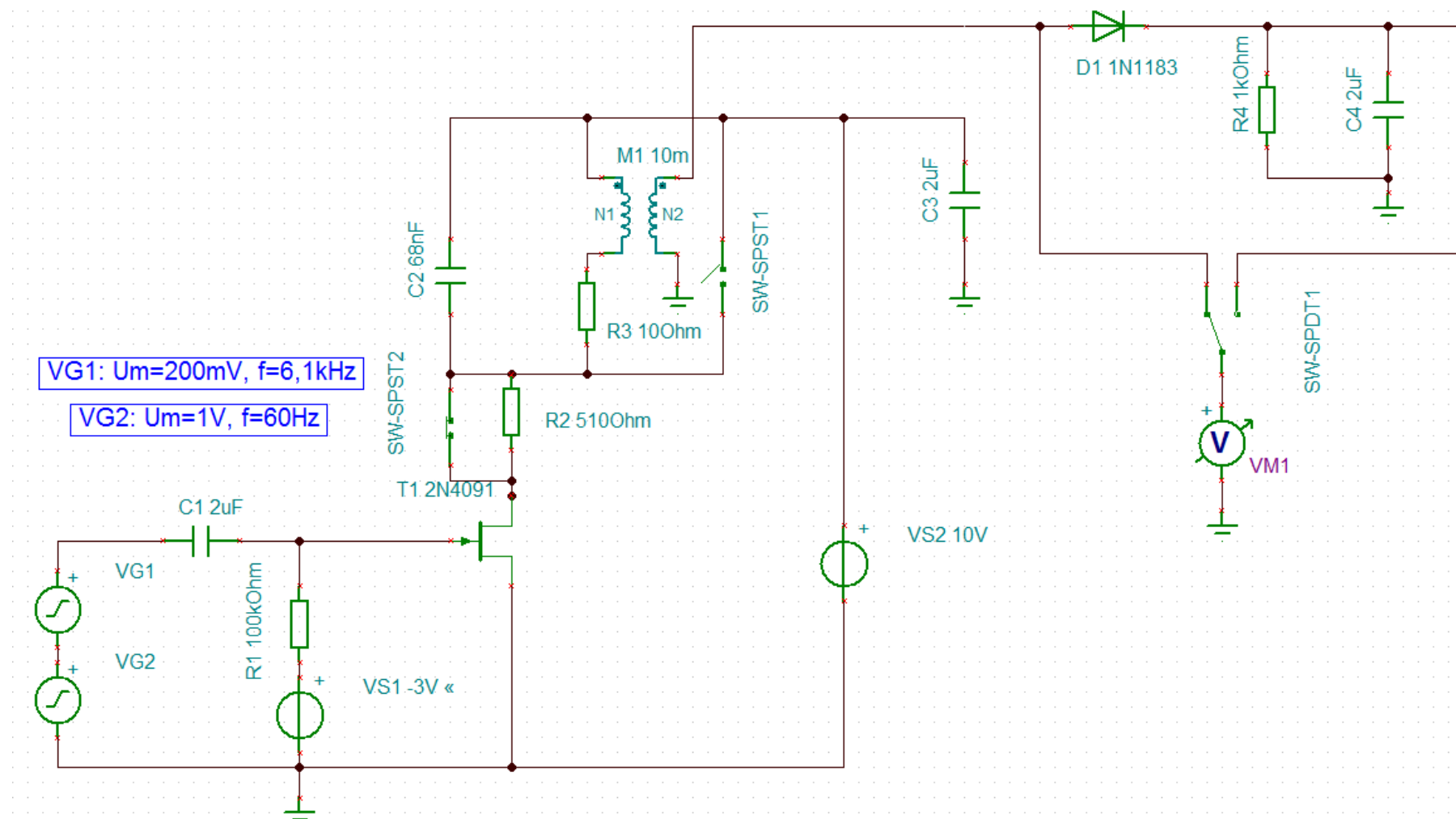


Рис.8.1

Передаточная характеристика полевого транзистора:

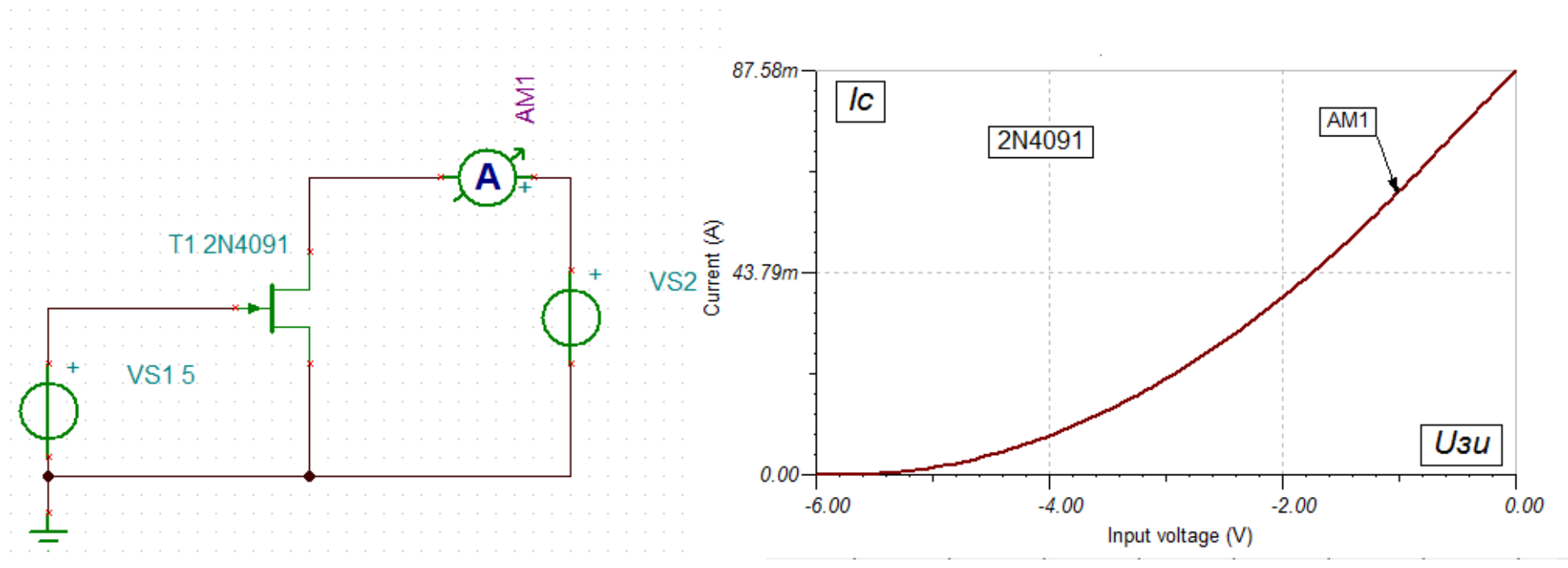


Рис.8.2

Аппроксимация ВАХ: $i(u) = a_1(u - u_{nop}) + a_2(u - u_{nop})^2$.

На вход модулятора подаем сумму:

$$u(t) = U_m \cos \omega_0 t + U_{m\Omega} \cos \Omega t$$

Резонансный контур настроен на несущую частоту.

На резонансном контуре будут выделяться составляющие, попадающие в полосу пропускания:

$$u_{\kappa}(t) \approx R_{\text{рез}} [a_1 U_m \cos \omega_0 t + a_2 U_m U_{m\Omega} \cos(\omega_0 - \Omega)t + a_2 U_m U_{m\Omega} \cos(\omega_0 + \Omega)t],$$

$R_{\text{рез}}$ - резонансное сопротивление контура.

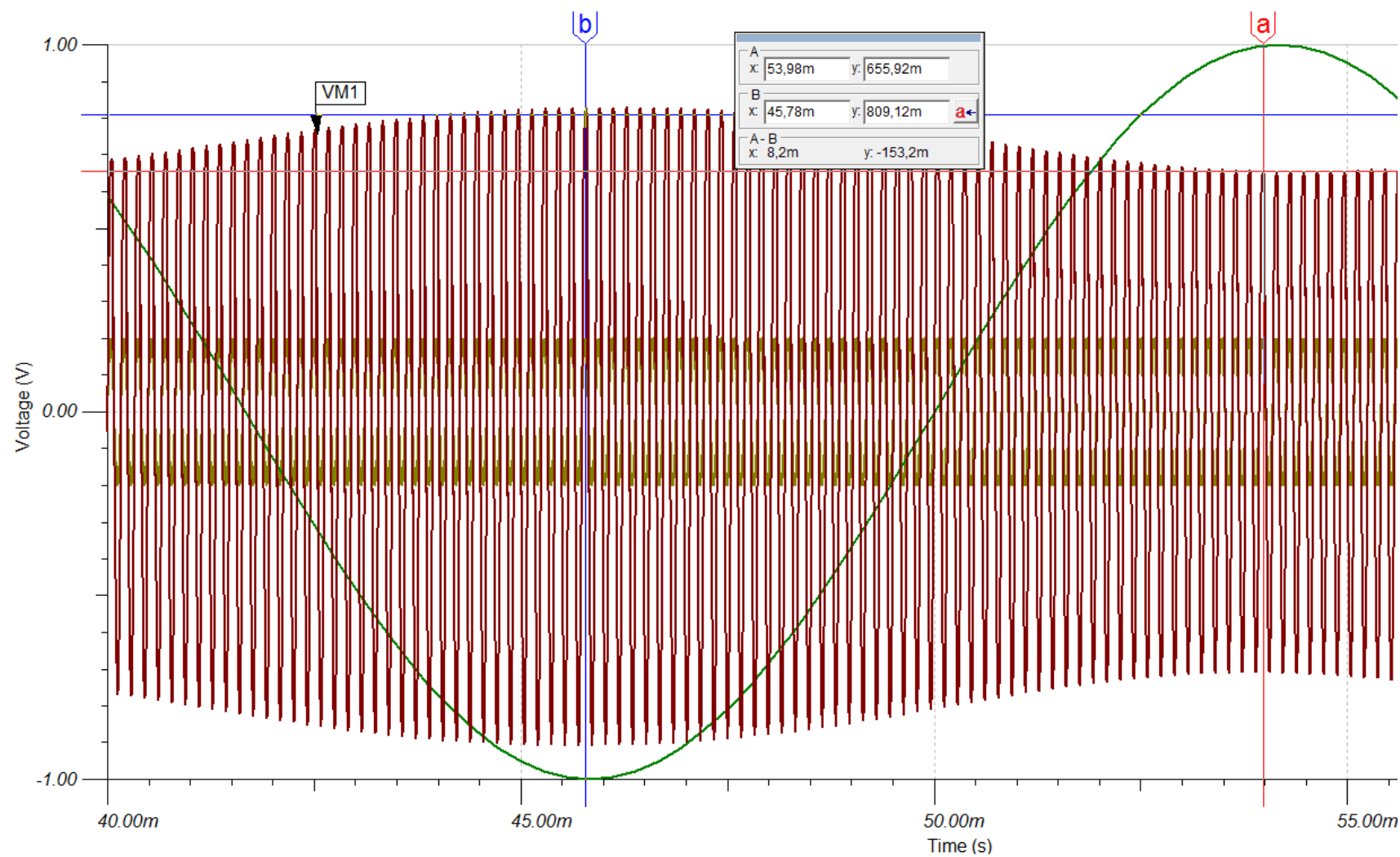


Рис.8.3

$$U_m = \frac{809 + 656}{2} = 732 \text{ мВ}, \quad mU_m = \frac{809 - 656}{2} = 76,5 \text{ мВ}.$$

$$m = \frac{76,5}{732} = 0,104$$

Амплитудный демодулятор (детектор)

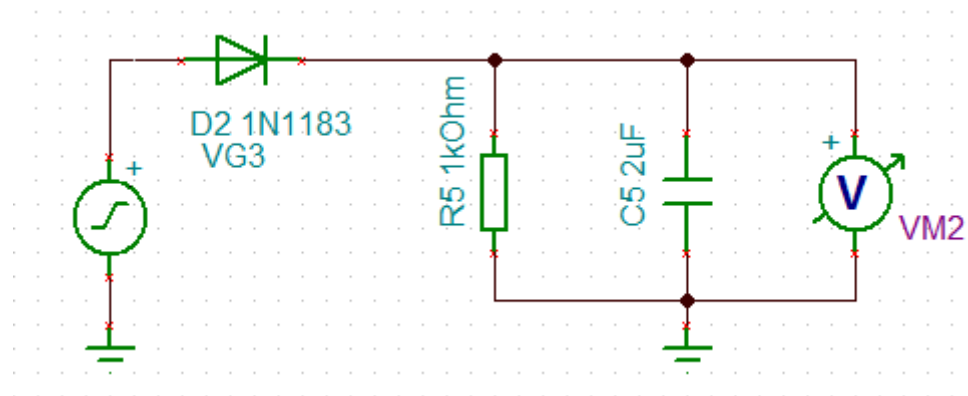


Рис.8.4
Выбор фильтра:

$$\frac{1}{\omega_0 C_\Phi} \ll R_H \ll \frac{1}{\Omega C_\Phi};$$

$$\frac{1}{2\pi \cdot 6 \cdot 10^3 \cdot 2 \cdot 10^{-6}} \ll R_H \ll \frac{1}{2\pi \cdot 60 \cdot 2 \cdot 10^{-6}};$$

$$13,2 \text{ Ом} \ll R_H \ll 1,32 \text{ кОм}.$$

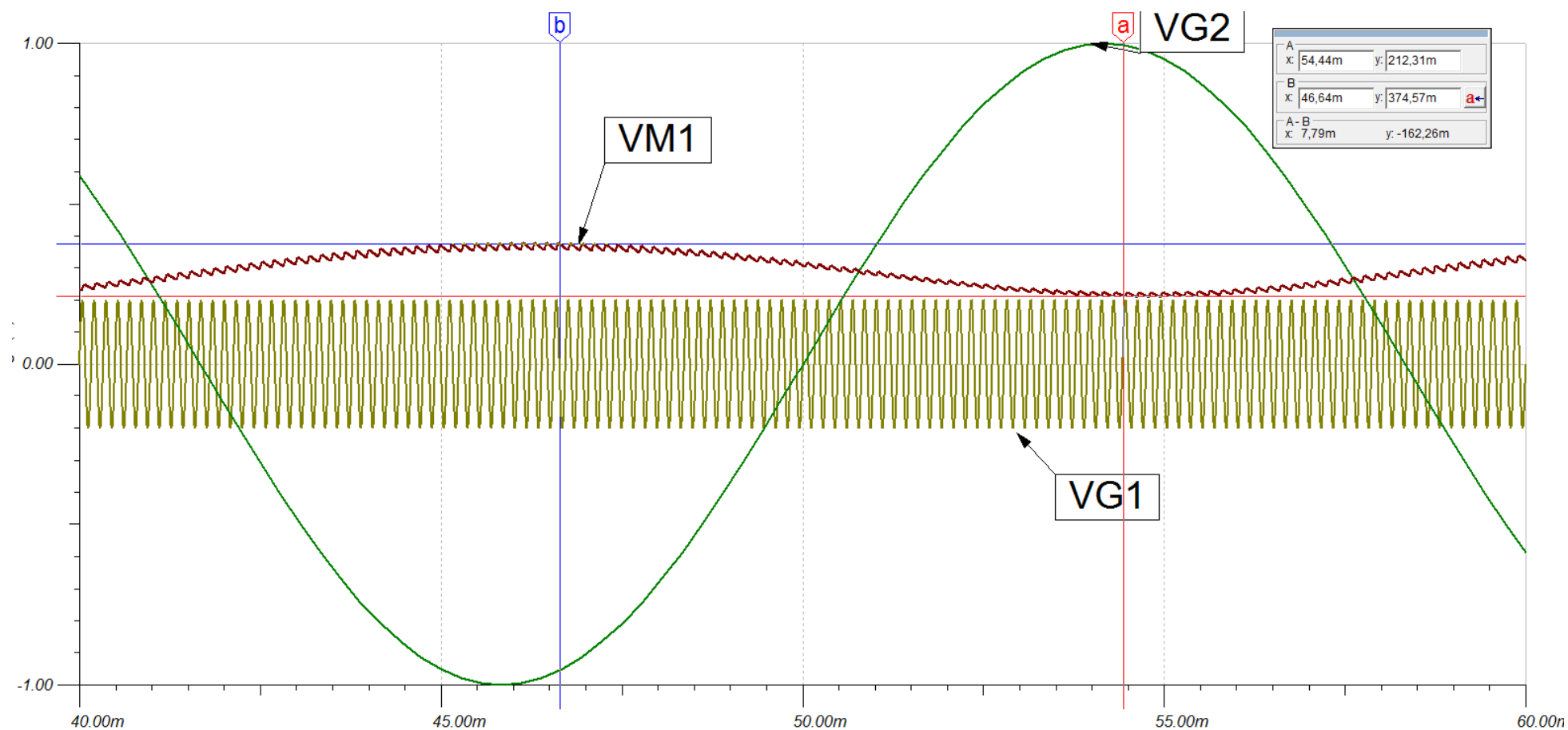


Рис.8.5. Амплитуда НЧ сигнала 80 мВ.

Частотные модуляторы и демодуляторы

При частотной модуляции сообщение изменяет частоту несущей:

$$\omega(t) = \omega_0 + K_{чм} U_{m\Omega} \cos \Omega t = \omega_0 + \Delta\omega \cos \Omega t,$$

$K_{чм}$ - коэффициент частотной модуляции;

$\Delta\omega = K_{чм} U_{m\Omega}$ - девиация частоты.

Мгновенная фаза меняется по закону:

$$\Psi(t) = \int \omega(t) dt = \int (\omega_0 + \Delta\omega \cos \Omega t) dt = \omega_0 t + \frac{\Delta\omega}{\Omega} \sin \Omega t.$$

ЧМ сигнал:

$$u_{чм}(t) = U_m \cos \Psi(t) = U_m \cos \left(\omega_0 t + \frac{\Delta\omega}{\Omega} \sin \Omega t \right) = U_m \cos (\omega_0 t + m \sin \Omega t),$$

m - индекс модуляции.

При фазовой модуляции сообщение изменяет начальную фазу несущей:

$$\varphi(t) = \varphi_0 + K_{\phi m} a(t),$$

$K_{\phi m}$ - коэффициент фазовой модуляции.

Мгновенная фаза: $\psi(t) = \omega_0 t + \varphi_0 + K_{\phi m} a(t)$.

ФМ сигнал: $u_{\phi M}(t) = U_m \cos \Psi(t) = U_m \cos(\omega_0 t + \varphi_0 + K_{\phi m} a(t))$.

Для гармонического сообщения мгновенная фаза:

$$\Psi(t) = \omega_0 t + \varphi_0 + K_{\phi m} U_{m\Omega} \cos \Omega t = \omega_0 t + \varphi_0 + m_{\phi M} \cos \Omega t;$$

$m_{\phi M} = K_{\phi m} U_{m\Omega}$ - индекс фазовой модуляции.

Мгновенная частота:

$$\omega = \frac{d\Psi}{dt} = \omega_0 - m_{\phi M} \Omega \sin \Omega t = \omega_0 - \Delta \omega_{\phi M} \sin \Omega t;$$

$\Delta\omega_{\phi M}$ - девиация частоты при фазовой модуляции.

ФМ сигнал: $u_{\phi M}(t) = U_m \cos(\omega_0 t + m_{\phi M} \cos \Omega t)$ - по форме аналогичен ЧМ-сигналу.

Выводы:

1. У ЧМ-сигнала девиация частоты $\Delta\omega = K_{\text{чм}} U_{m\Omega}$ и не зависит от частоты Ω . Индекс модуляции: $m = \frac{\Delta\omega}{\Omega}$.

2. У ФМ- сигнала девиация частоты $\Delta\omega_{\phi M} = K_{\phi M} U_{m\Omega} \Omega$, а индекс модуляции $m_{\phi M} = K_{\phi M} U_{m\Omega}$ не зависит от частоты.

Спектр ЧМ - сигнала

$$u_{\text{ЧМ}}(t) = U_m \cos(\omega_0 t + m \sin \Omega t) = U_m \cos \omega_0 t \cdot \cos(m \sin \Omega t) - U_m \sin \omega_0 t \cdot \sin(m \sin \Omega t).$$

При малом индексе модуляции ($m \ll 1$):

$$u_{\text{ЧМ}}(t) \approx U_m \cos \omega_0 t - U_m \sin \omega_0 t \cdot m \sin \Omega t =$$

$$= U_m \cos \omega_0 t - \frac{m U_m}{2} [\cos(\omega_0 - \Omega)t - \cos(\omega_0 + \Omega)t].$$

Спектр такой же, как при АМ.

При больших индексах модуляции ($m > 1$):

$$u_{\text{ЧМ}}(t) = U_m J_0(m) \cos \omega_0 t + \sum_{n=1}^{\infty} U_m J_n(m) \cos(\omega_0 + n\Omega)t + \\ + \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^n U_m J_n(m) \cos(\omega_0 - n\Omega)t,$$

$J_n(m)$ - функция Бесселя первого рода n -го порядка;

$$J_{-n}(m) = (-1)^n J_n(m).$$

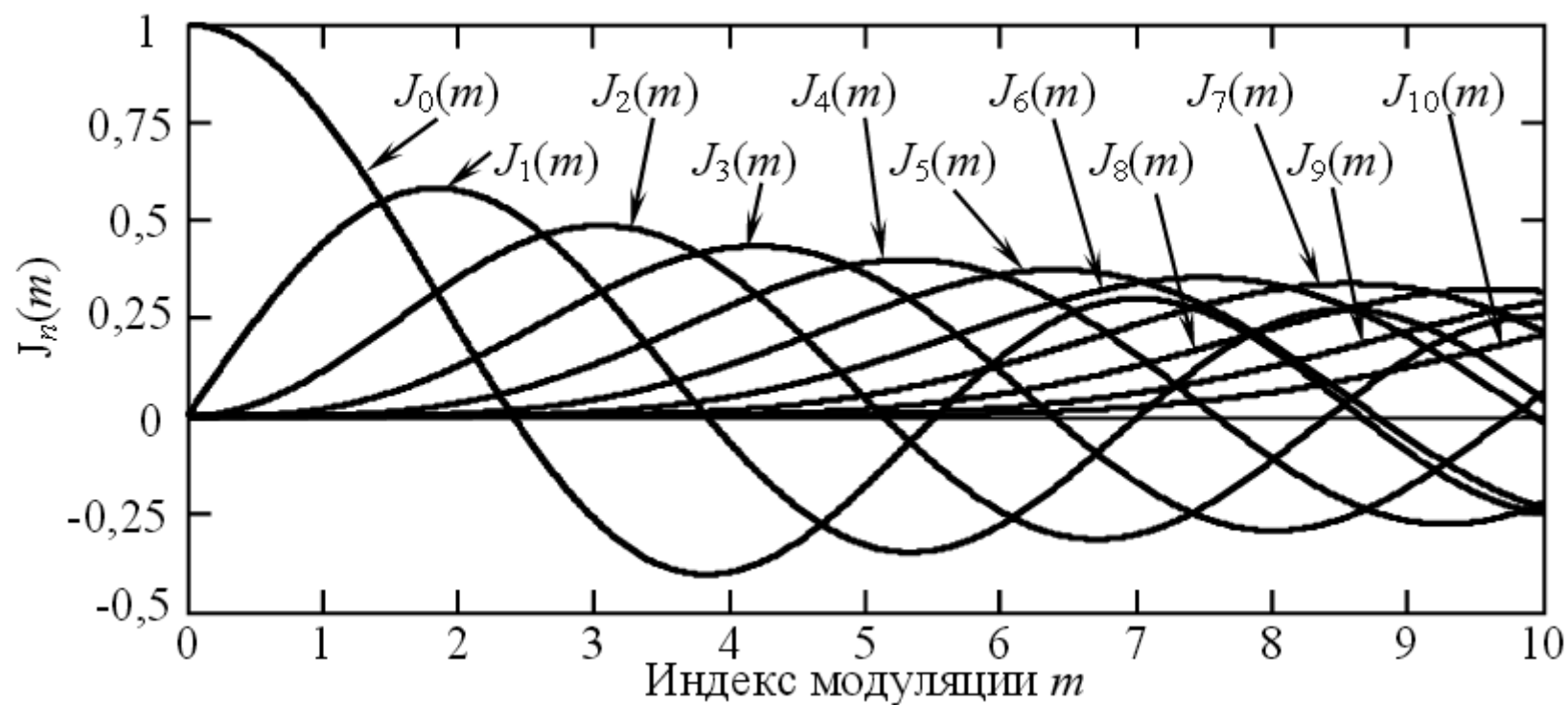


Рис.8.6. Графики функций Бесселя.

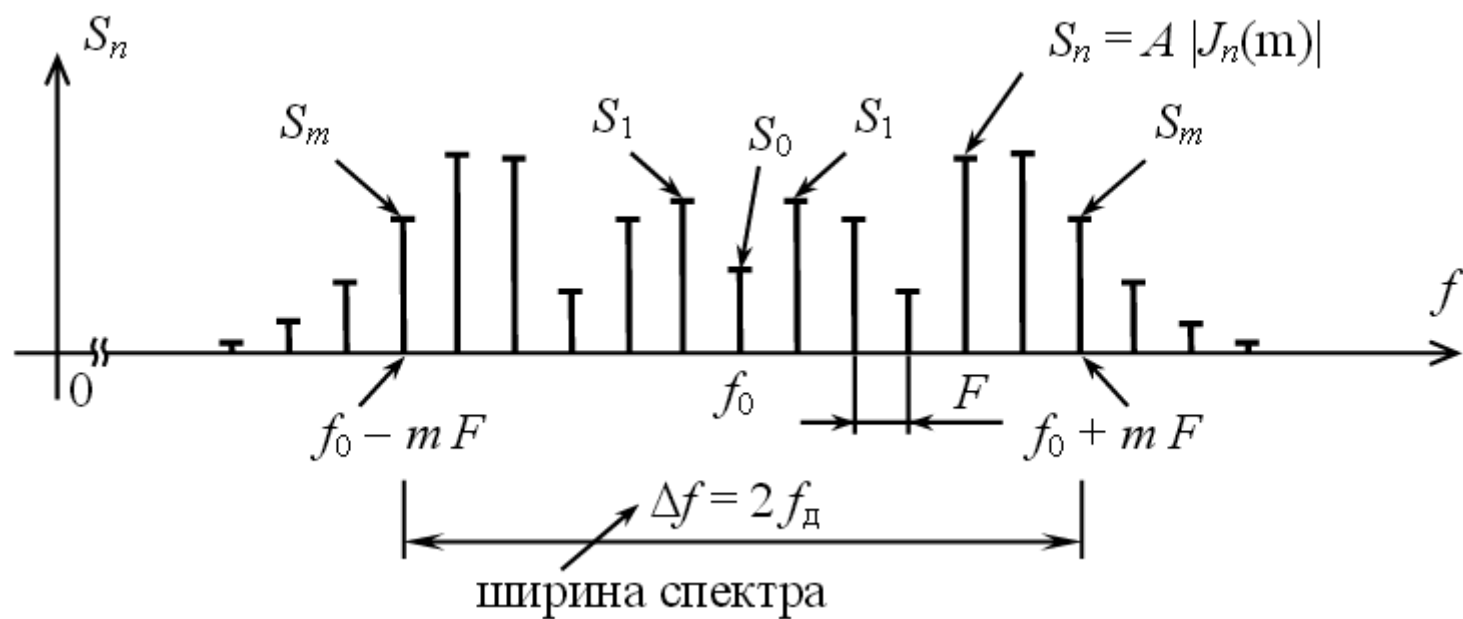


Рис.8.7. Односторонний амплитудный спектр ЧМ - радиосигнала

Частотный модулятор на варикапе

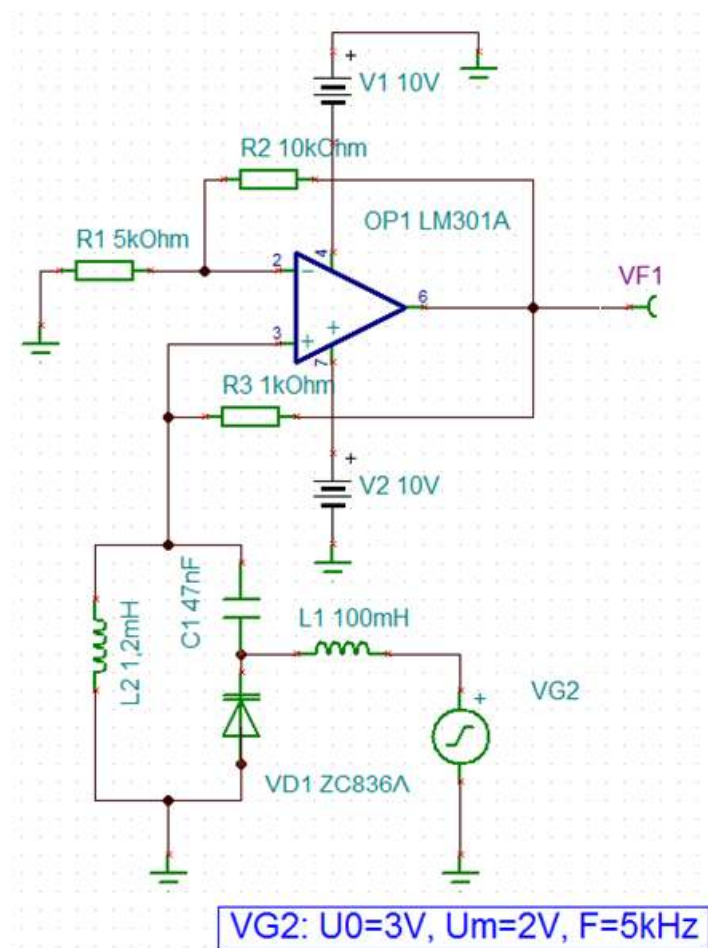


Рис.8.8

Варикап – полупроводниковый диод, у которого барьерная емкость *p-n* перехода изменяется управляющим напряжением.

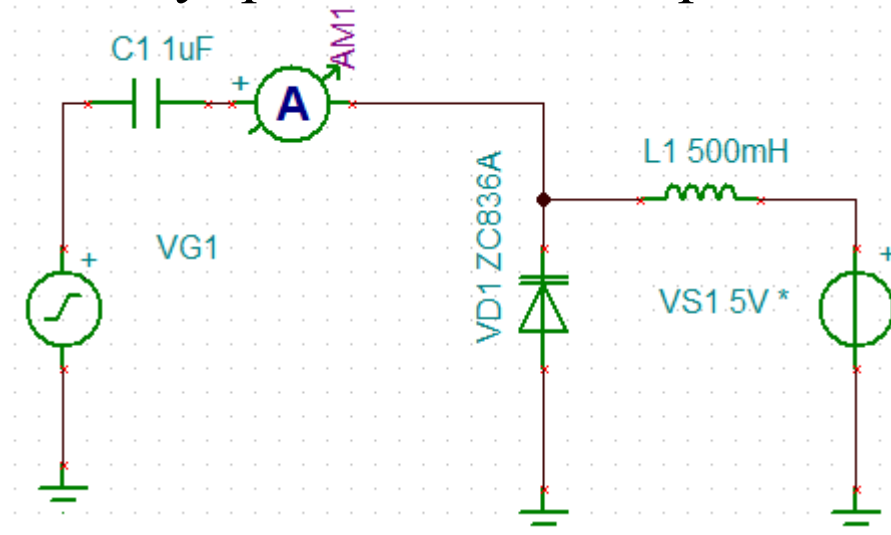


Рис.8.9. Измерение емкости варикапа

Начальная емкость варикапа
1ZC836A равна 185 пФ.

$$I_m = U_m \omega C.$$

Установим:

$$U_m = 0,1B, f = 15,915 \cdot 10^6 \text{ Гц} \quad C = \frac{I_m}{U_m 2\pi \cdot f} =$$

$$= \frac{I_m}{0,1 \cdot 2\pi \cdot 15,915 \cdot 10^6} = I_m(A) \cdot 10^{-7}(\Phi).$$

Изменяем напряжение VS1 от 0 до 10В и определяем ток.

При $U=0$ максимальный ток $I_m = 1,85mA$. $C = 185 pF$ - соответствует данным варикапа.

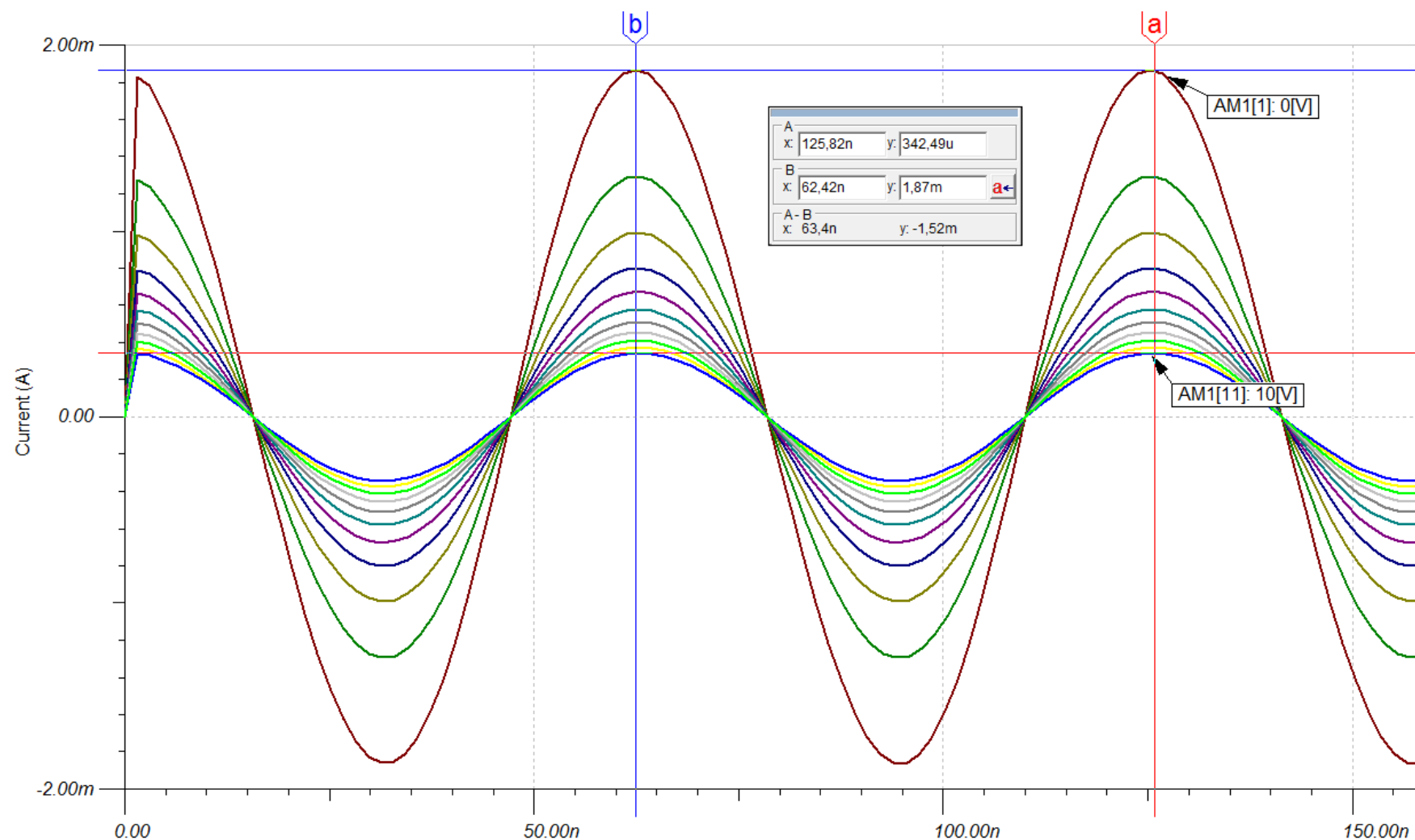
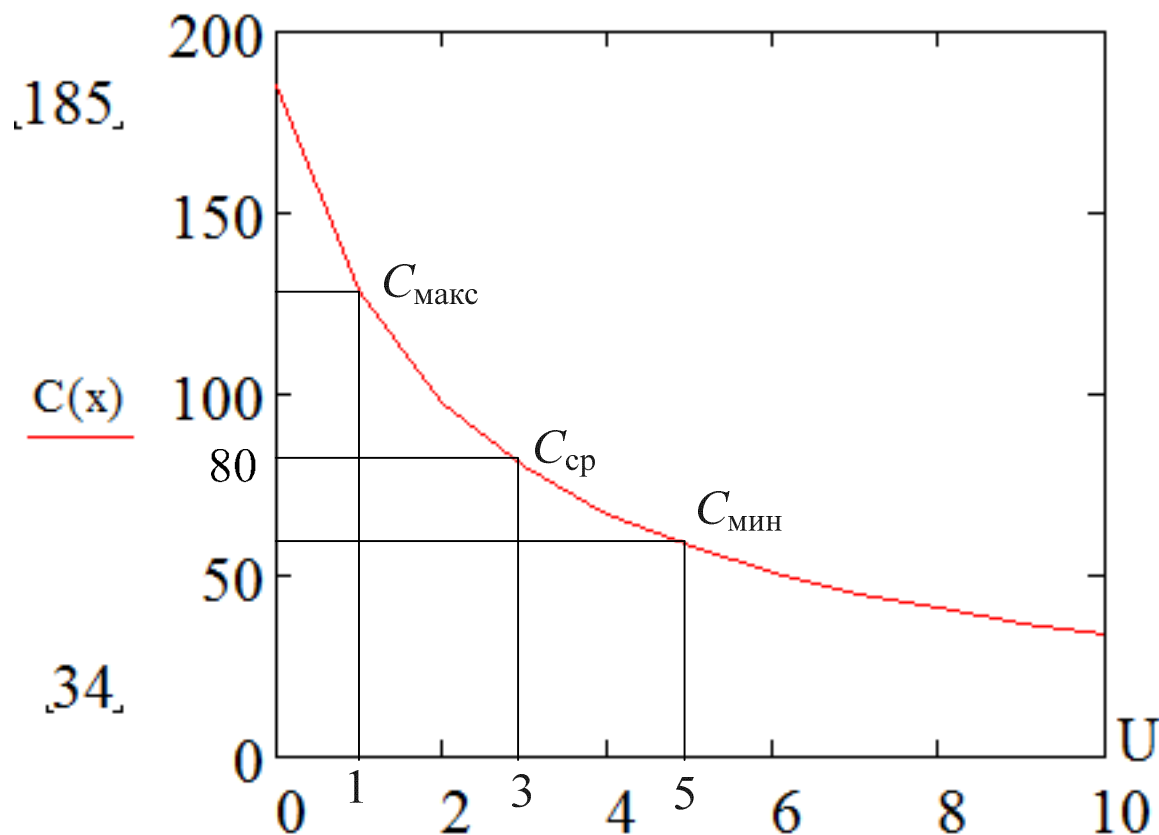


Рис.8.10. Графики тока в варикапе
По измеренным табличным значениям строим график $C(U)$:



Среднее значение емкости:

$$C_{\text{ср}} \approx 80 \text{ pF}.$$

Рис. 8.11. Зависимость емкости варикапа от напряжения

В генераторе VG2 частотного модулятора установим постоянный уровень

$$U_0 = 3B, U_m = 2B, f = 5 \text{ кГц}.$$

Информационный сигнал: $a(t) = U_{m\Omega} \cos \Omega t = 2 \cos 2\pi \cdot 5 \cdot 10^3 t$

Измерим периоды ЧМ-колебания.

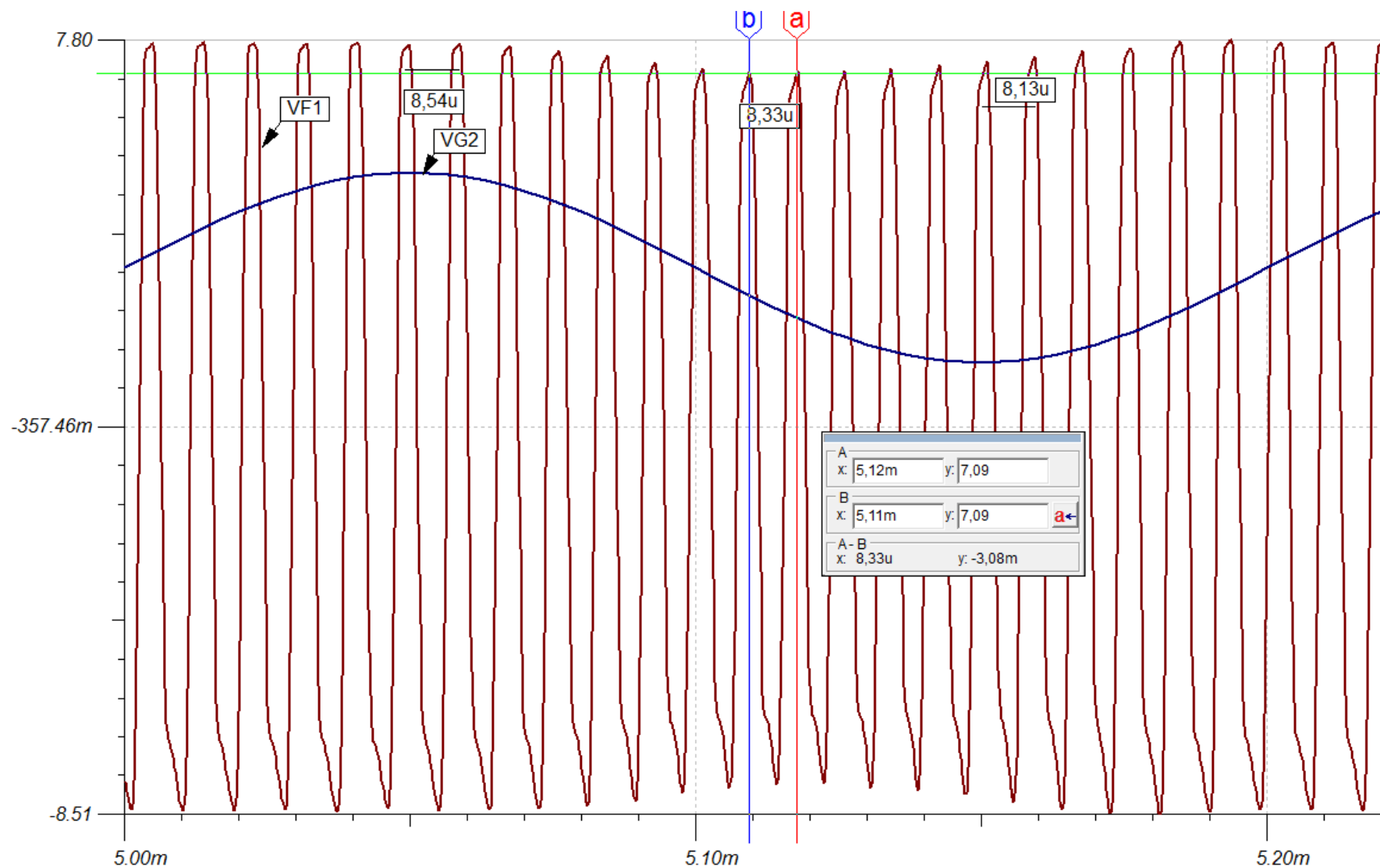


Рис.8.12. Частотно-модулированный сигнал

$T_{cp} = 8,33 \text{ мкс}, f_{cp} = 120 \text{ кГц}, T_{мин} = 8,13 \text{ мкс}, f_{макс} = 123 \text{ кГц},$
 $T_{макс} = 8,54 \text{ мкс}, f_{мин} = 117 \text{ кГц}.$
 Девиация частоты $\Delta f = 3 \text{ кГц}.$

Частотный детектор с одиночным контуром

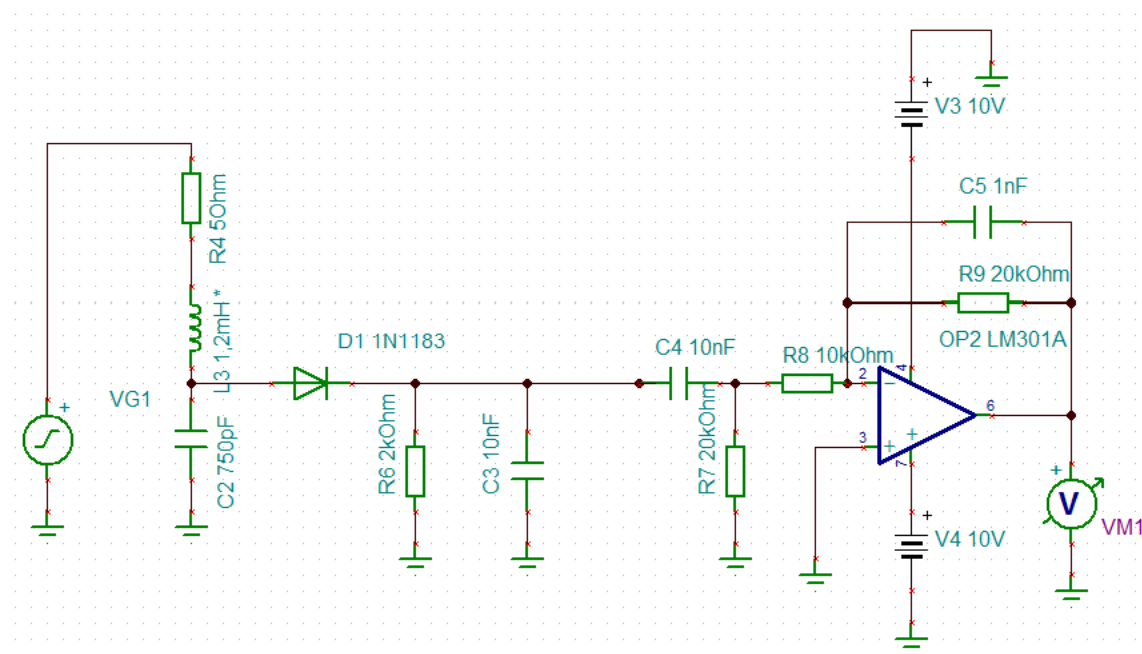


Рис.8.13. Частотный детектор на резонансном контуре

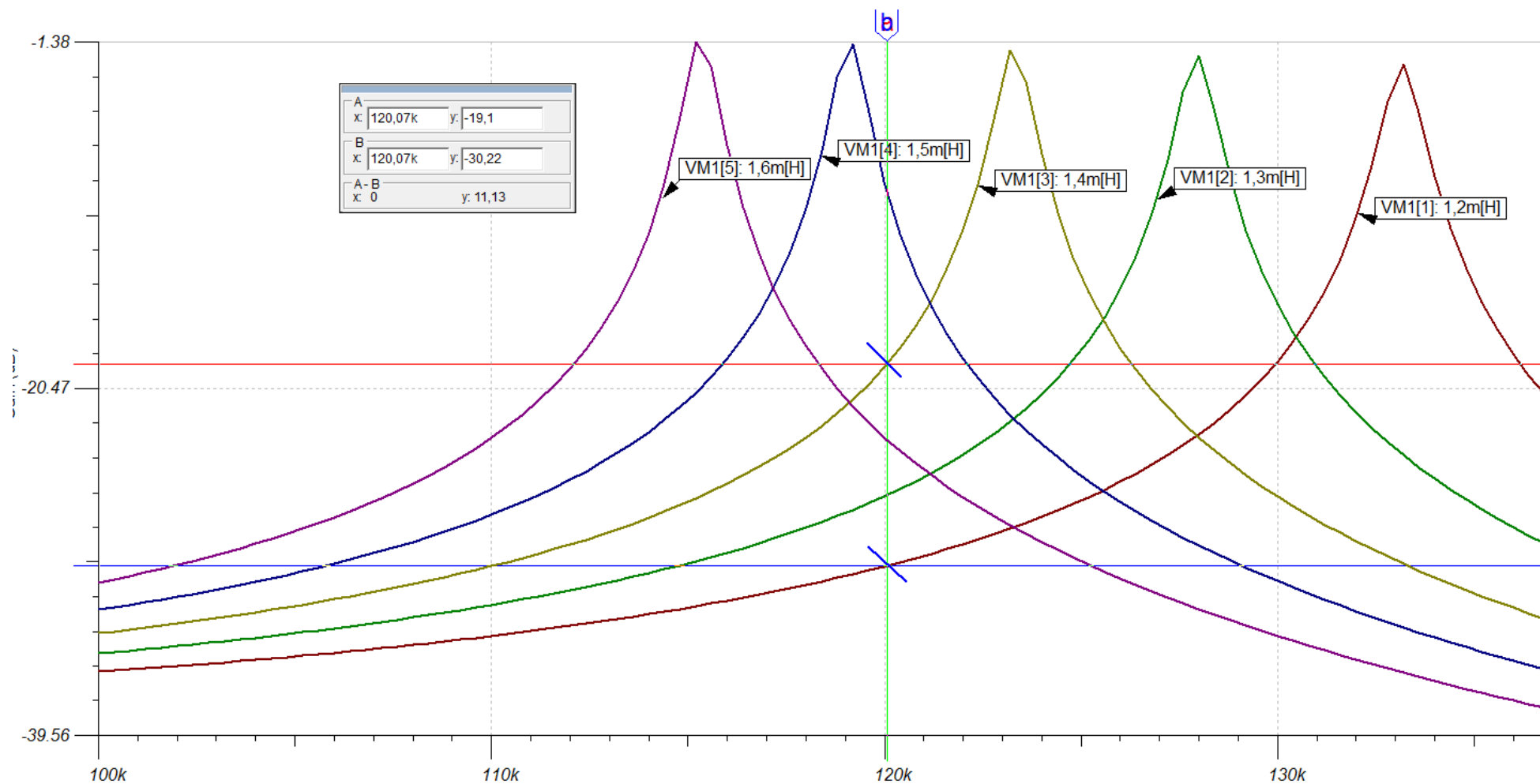


Рис.8.14. Выбор расстройки контура

Подключим частотный детектор к частотному модулятору. Проводим моделирование для $L_3 = 1,2$ мГн и $1,4$ мГн.

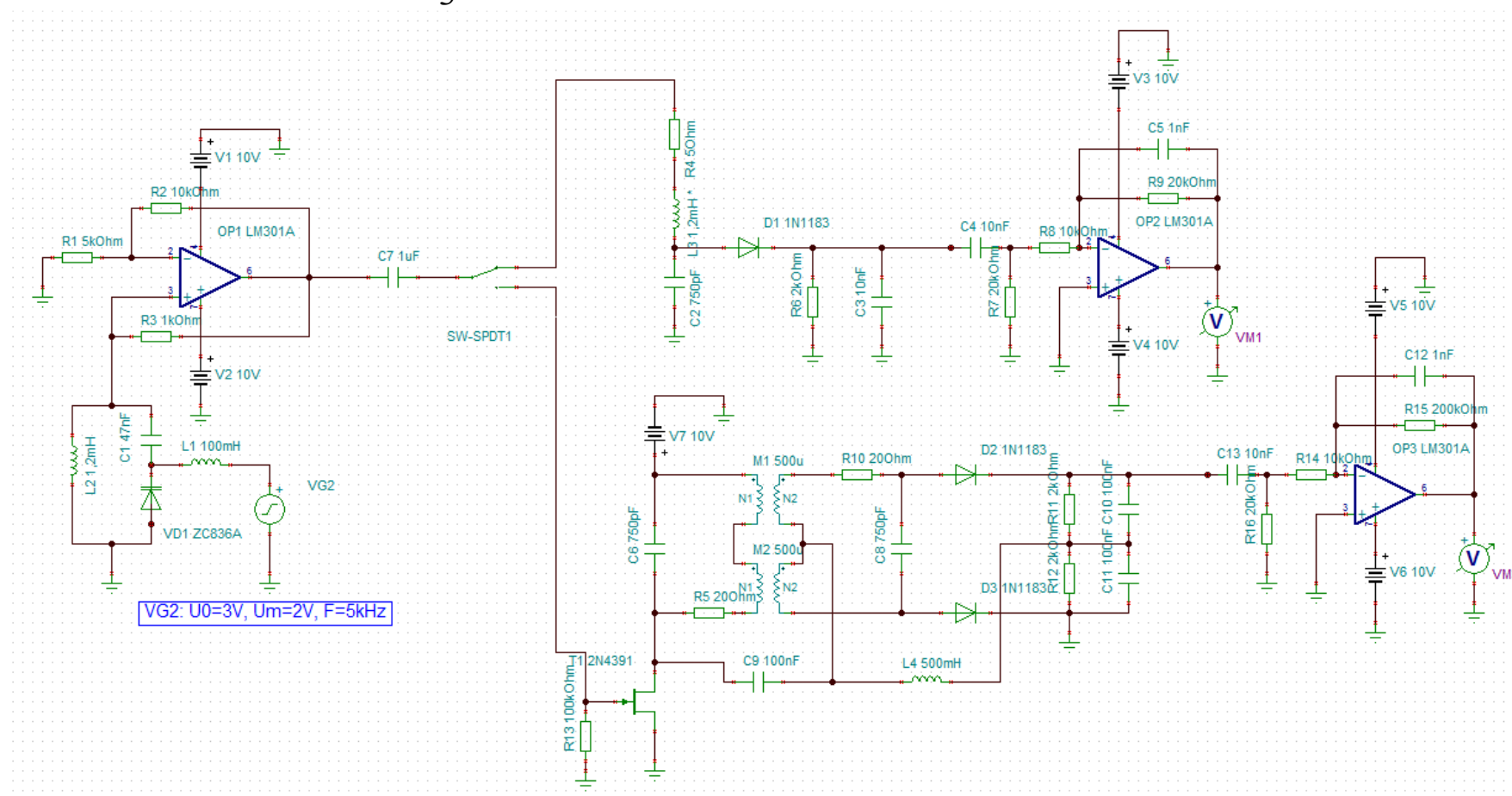


Рис.8.15. Частотный модулятор с частотными детекторами

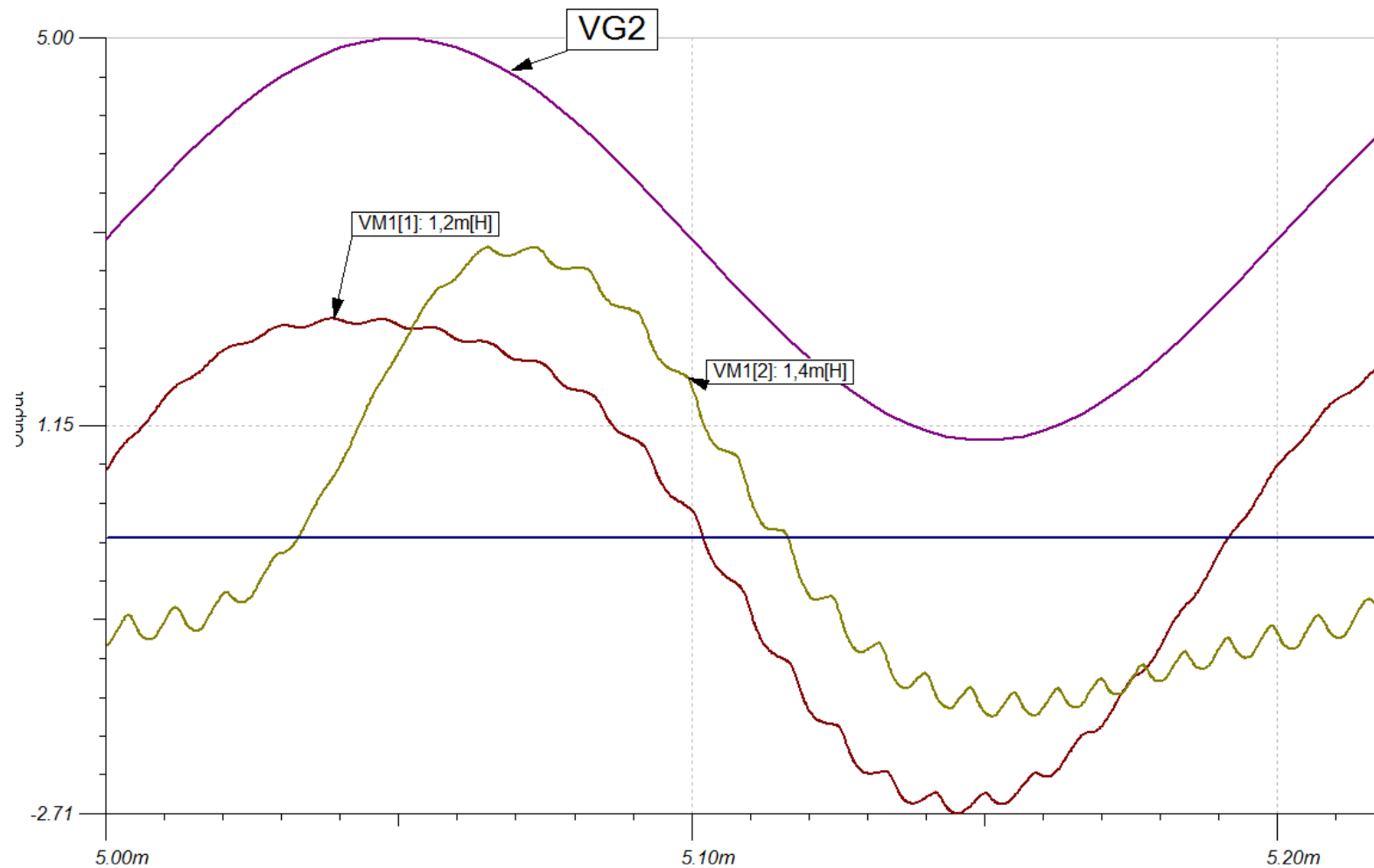


Рис.8.16. Информационный сигнал в одноконтурном частотном демодуляторе

Индуктивность $L_3 = 1,2$ мГн дает меньше искажений.

Двухконтурный частотный детектор

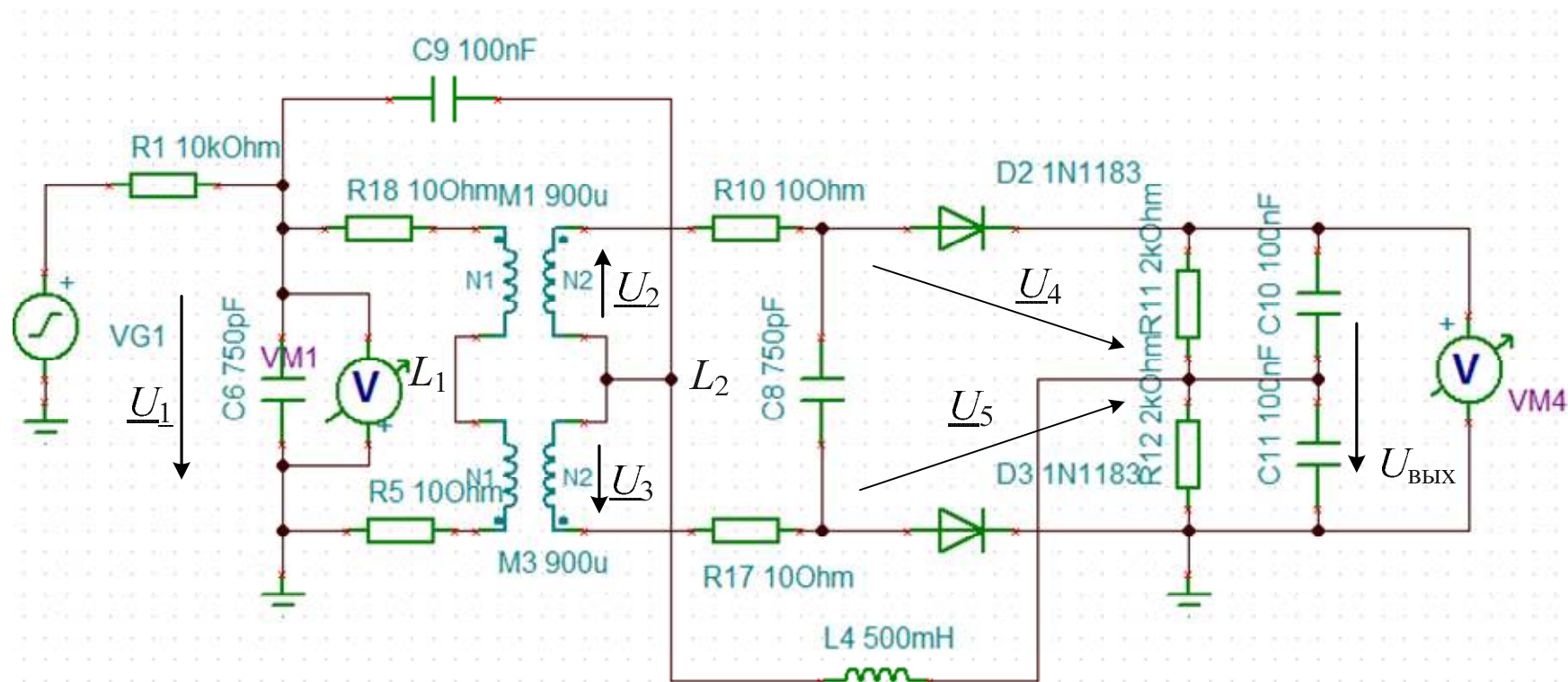


Рис.8.17. Двухконтурный ЧД

В ЧД применены резонансные контуры L_1C_6 L_2C_8 с магнитной связью. К средней точке L_2 через емкость C_9 подключено напряжение U_1 . К цепи D_2R_{11} приложено напряжение $\underline{U}_4 = \underline{U}_1 + \underline{U}_2$. К цепи D_3R_{12} приложено напряжение $\underline{U}_5 = \underline{U}_1 + \underline{U}_3$. Если частота входного сигнала равна резонансной, напряжения \underline{U}_2 и \underline{U}_3 опережают \underline{U}_1 на 90° , $U_4 = U_5$ и $U_{\text{вых}} = 0$. Если $f_{\text{вх}} \neq f_0$, происходит поворот вектора и на выходе будет напряжение.

В режиме *AC-AC Transfer Characteristic* получим передаточную характеристику двухконтурного частотного детектора.

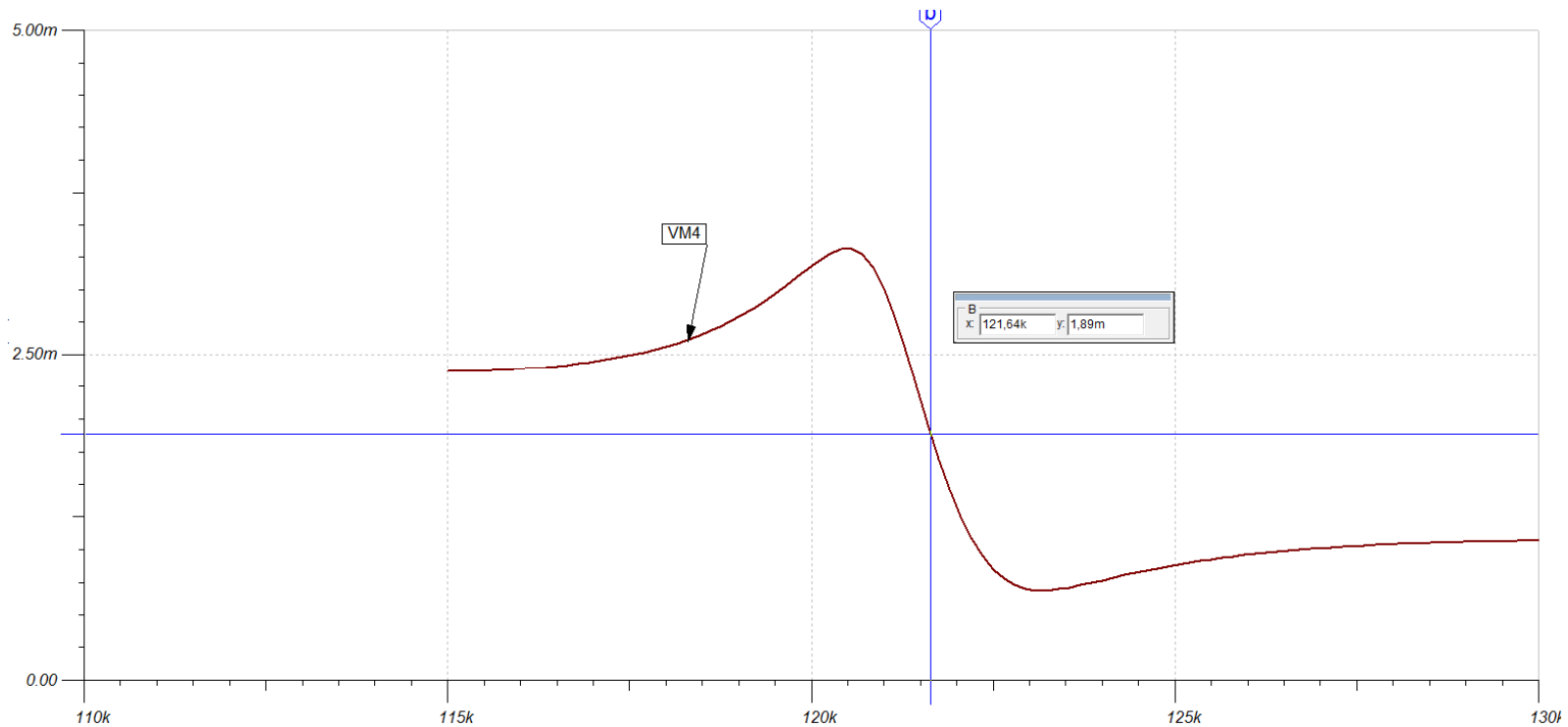


Рис.8.18. Передаточная характеристика двухконтурного ЧД
 Получили резонансную частоту ЧД: $f_{\text{вх}} \neq f_0 = 121,64 \text{ кГц}$.
 Подключим ЧД к частотному модулятору.

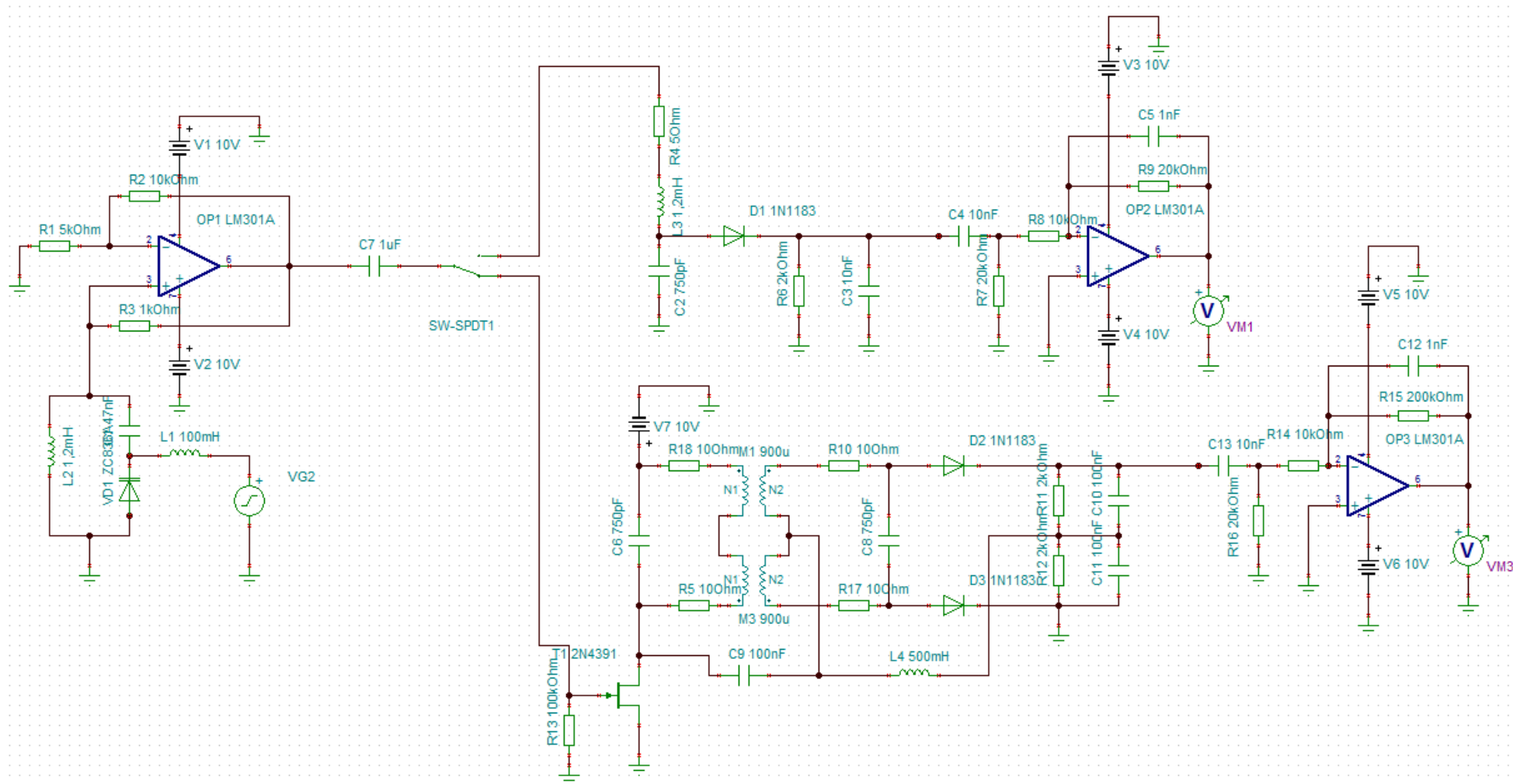


Рис.8.19. Частотный модулятор с частотными детекторами

Повторим измерение передаточной характеристики. Получим $f_{\text{вх}} \neq f_0 = 119,91 \text{ кГц}$.

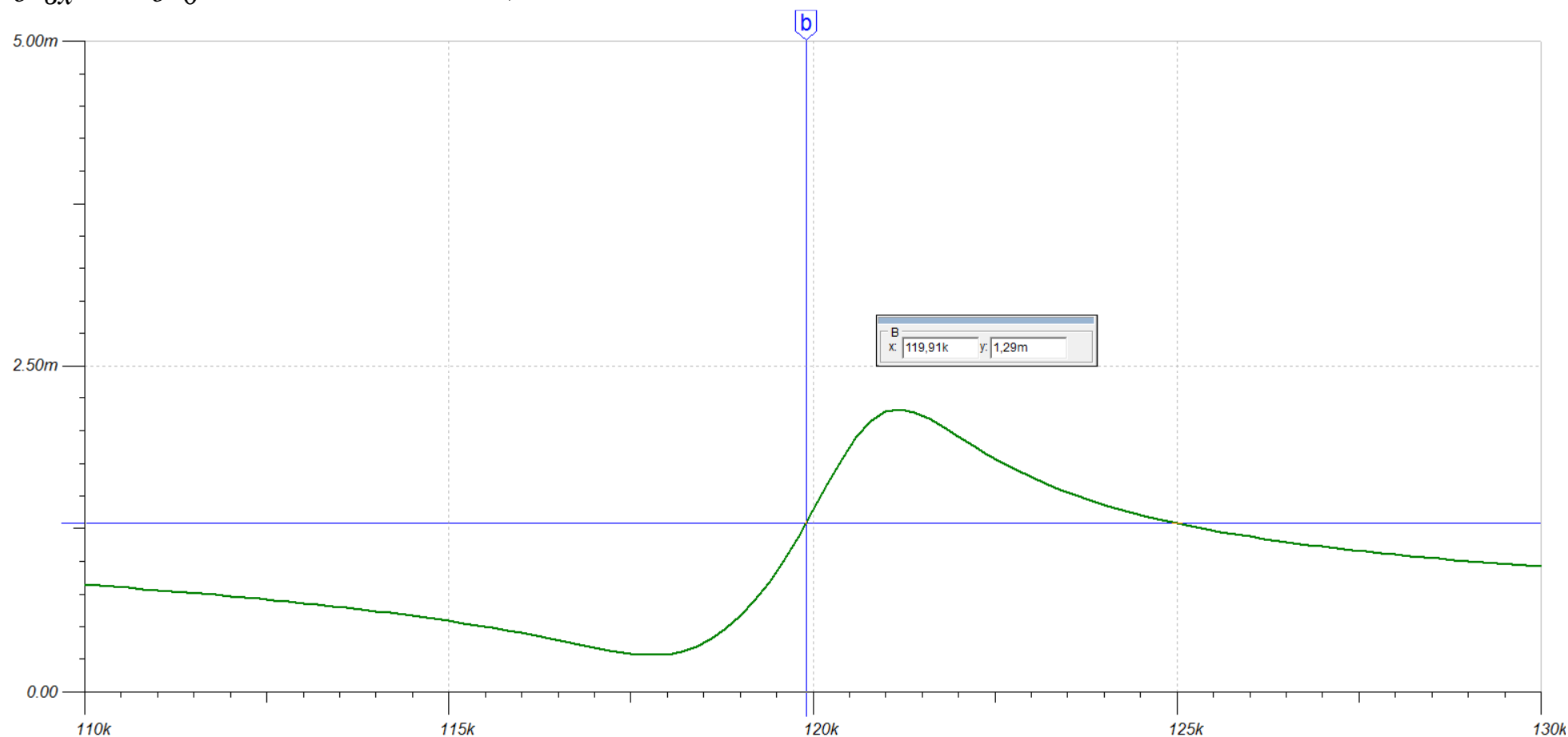


Рис.8.20. Передаточная характеристика частотного демодулятора

Этой центральной частоте соответствуют параметры частотного модулятора: $L_2 = 1,2\text{ мН}$, $U_0 = 3\text{ В}$, $U_m = 2\text{ В}$, $f_M = 5\text{ кГц}$.

В режиме *Transient* получим сигнал на выходе усилителя частотного детектора VM3:

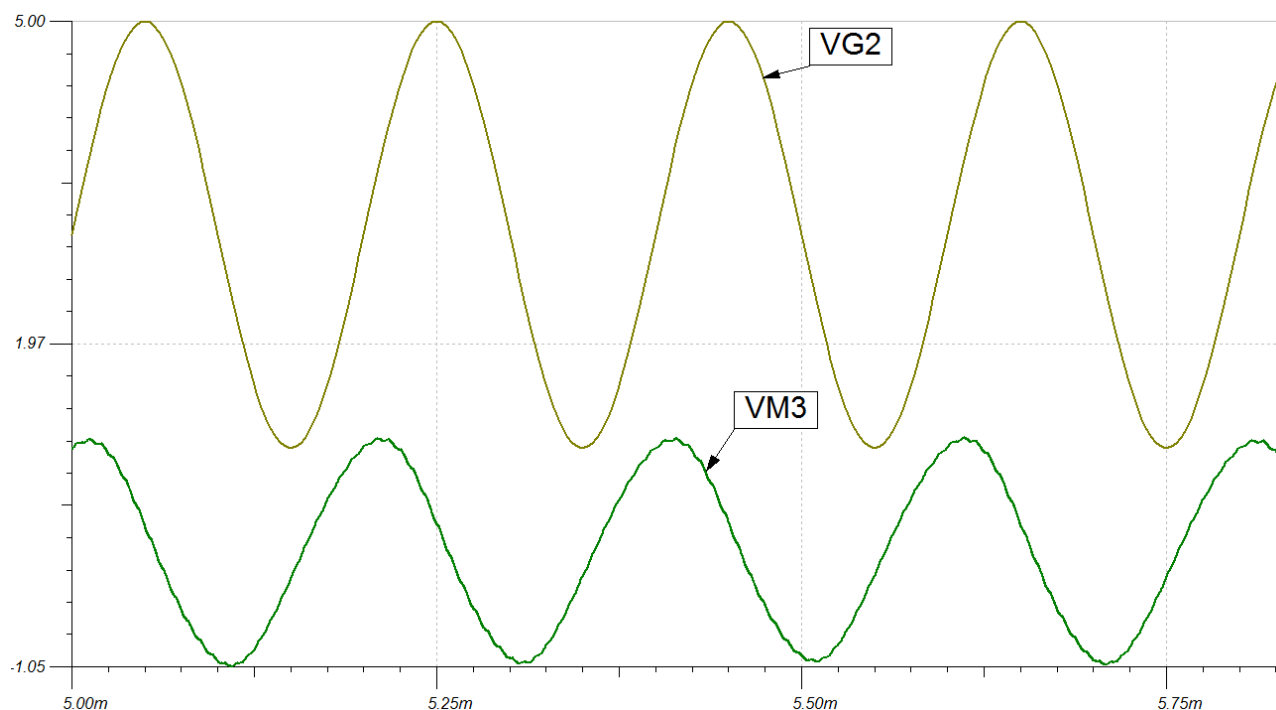


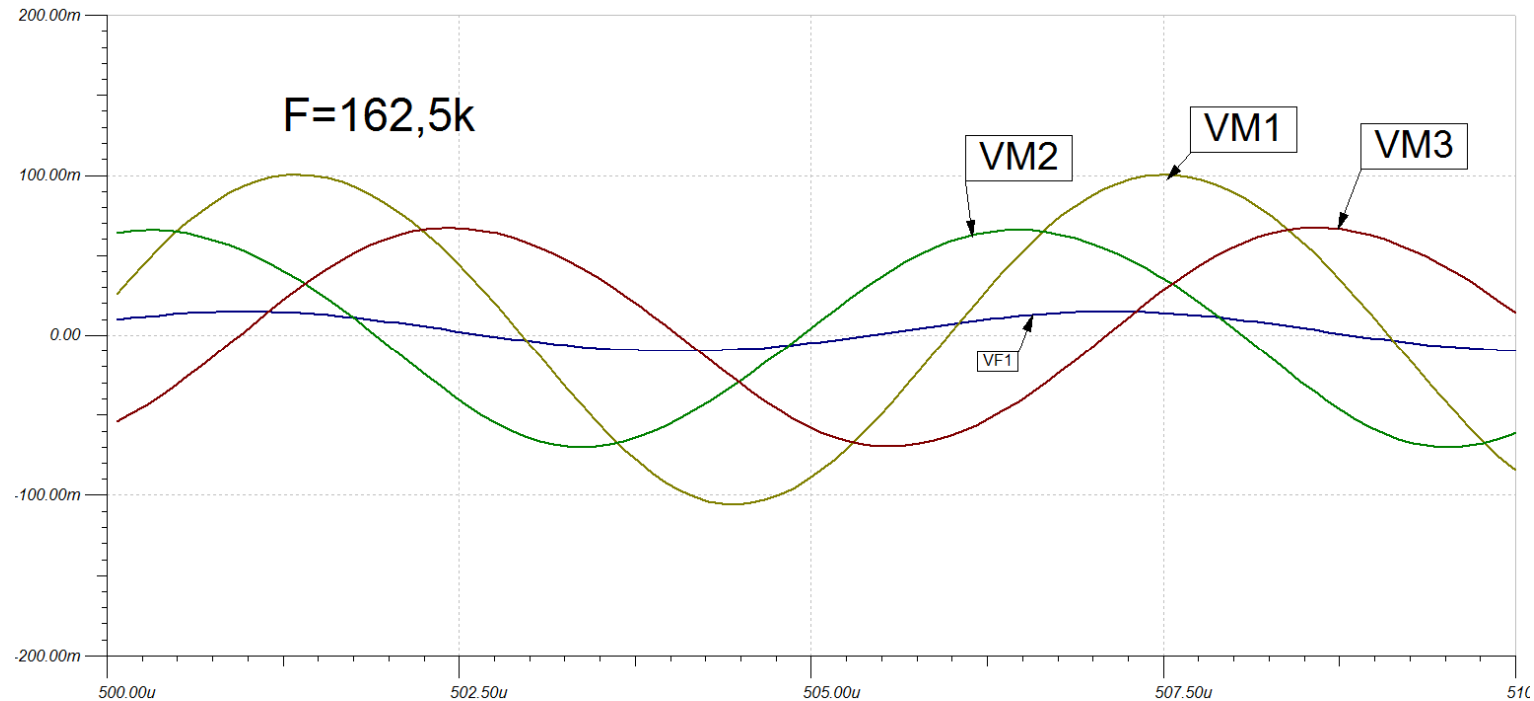
Рис.8.21. Информационный сигнал в двухконтурном частотном демодуляторе

Выводы:

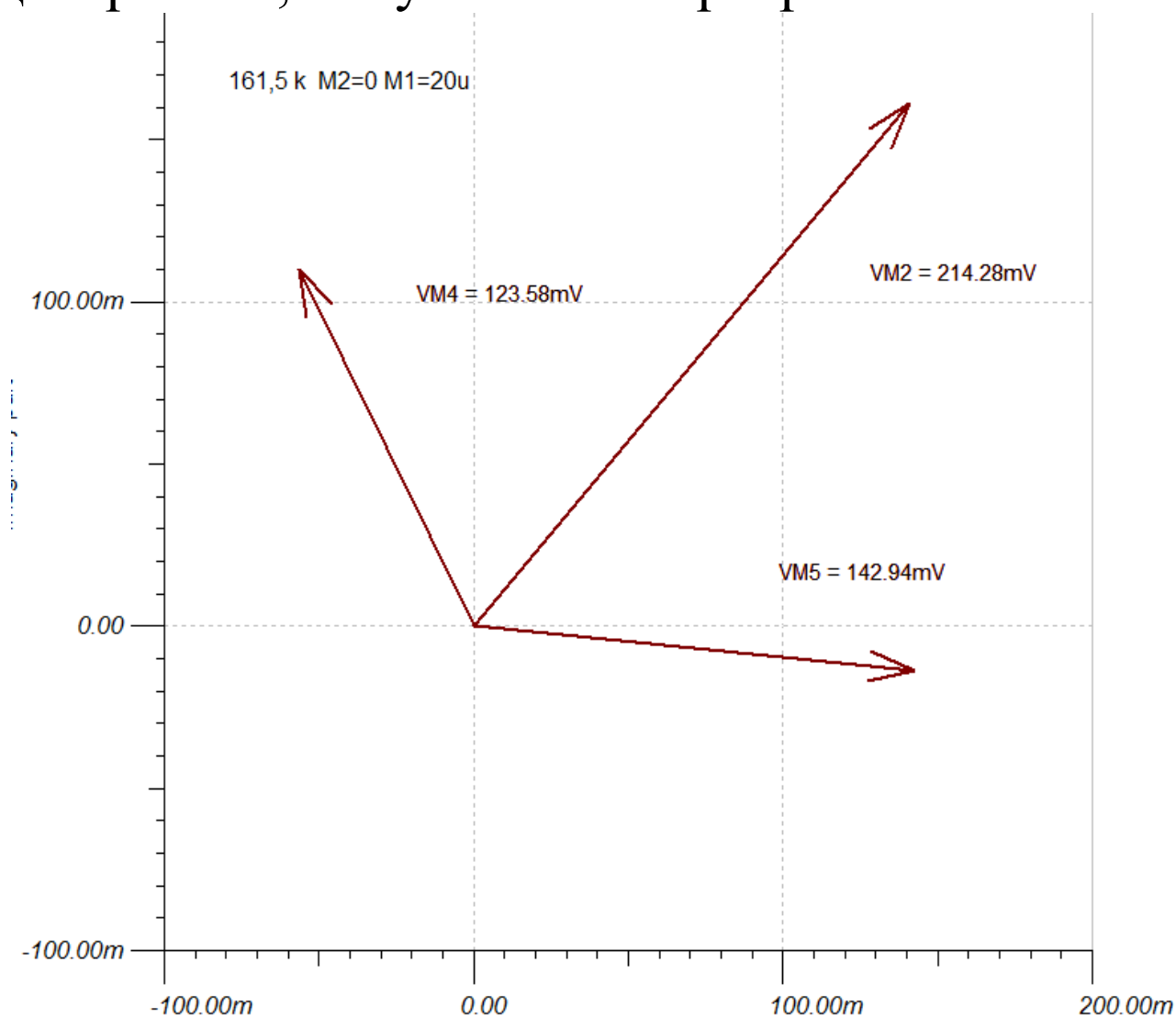
1. Двухконтурный частотный детектор имеет высокую линейность передаточной характеристики.
2. Отсутствует выходное напряжение на частоте резонанса.

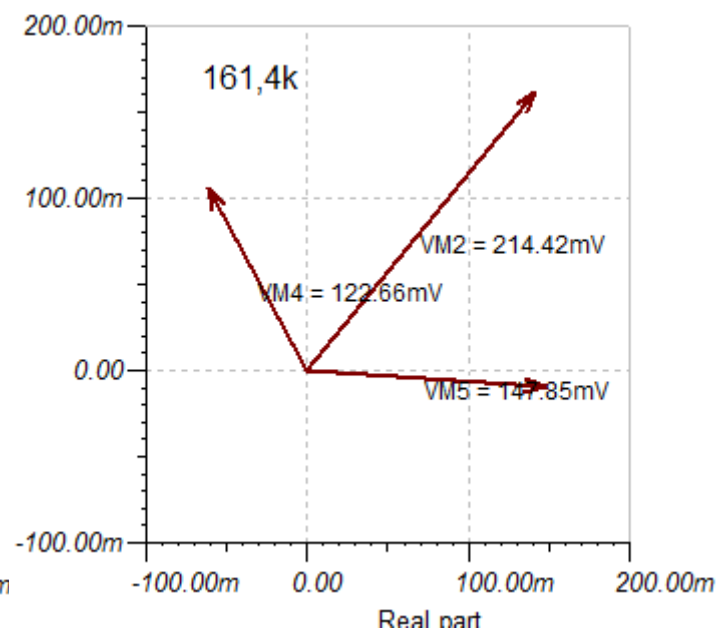
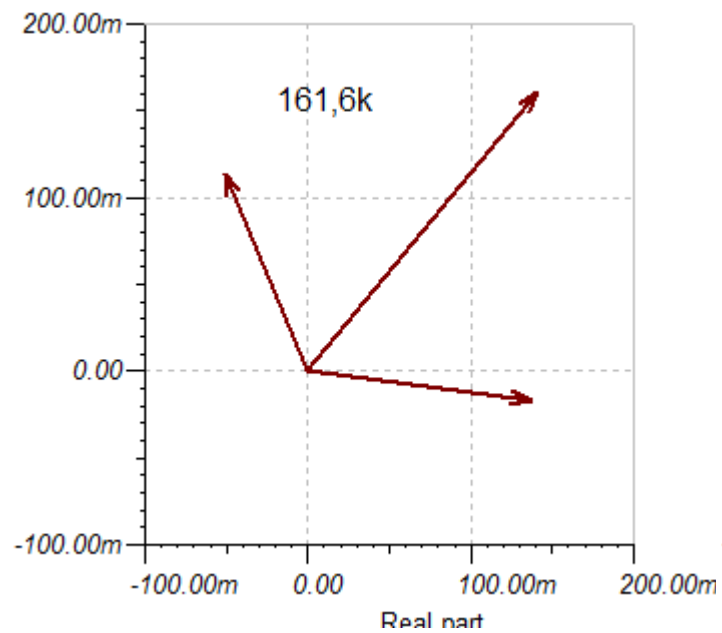
Приложения

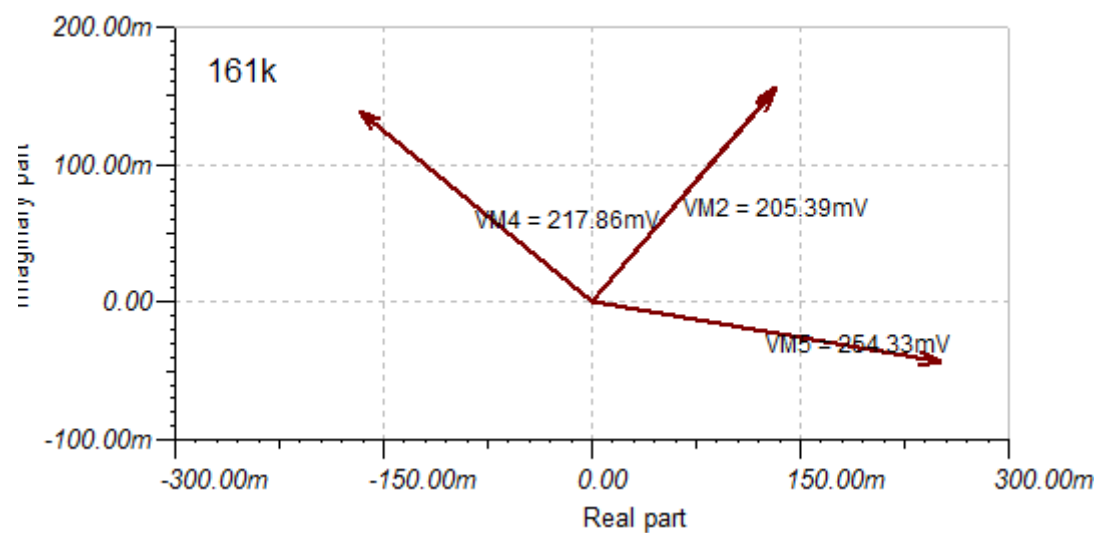
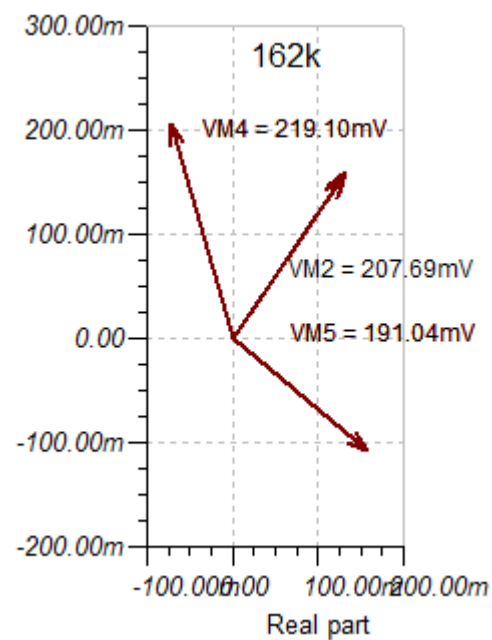
Графики напряжений на катушках частотного детектора.



Векторные диаграммы, полученные в программе TINA-8







Занятие 9. Источники питания

Трансформаторные источники питания

Двухполупериодный выпрямитель с одним выходным напряжением

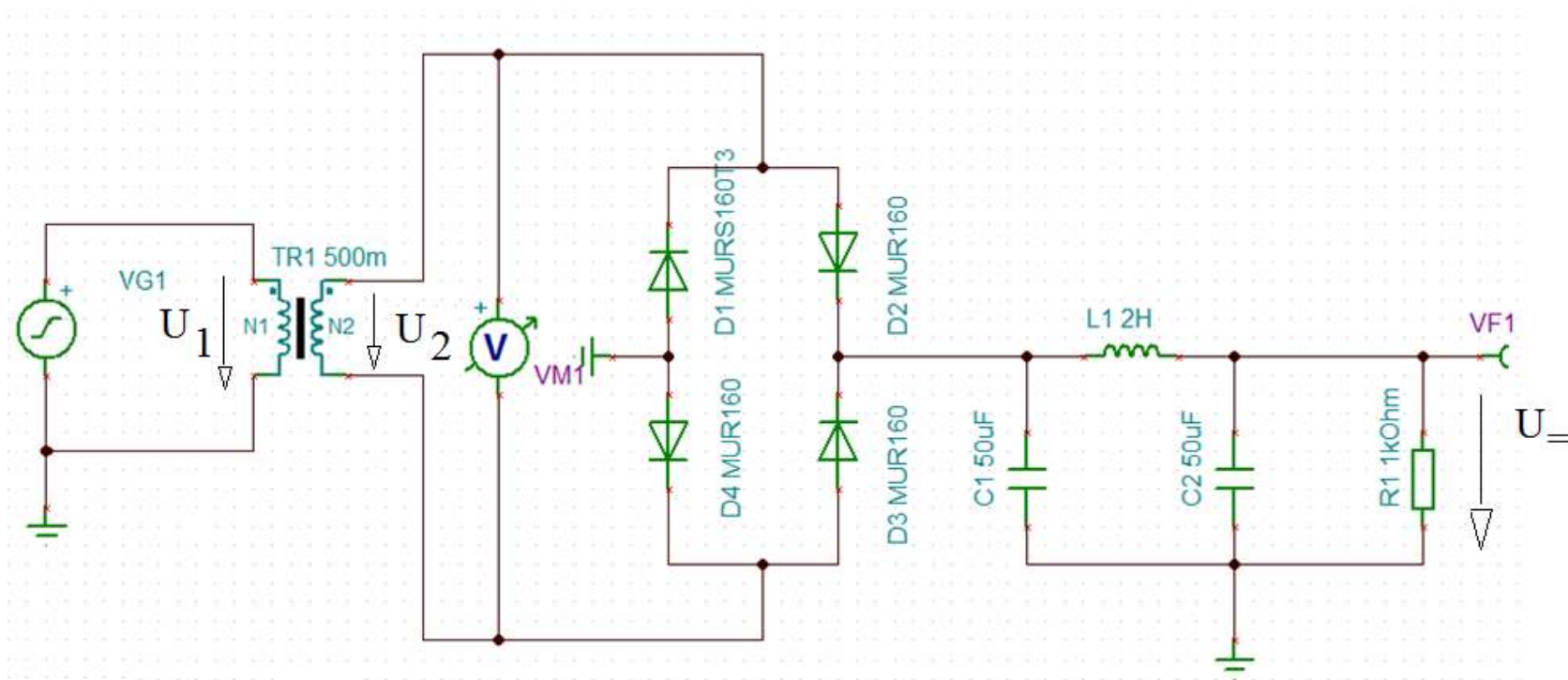
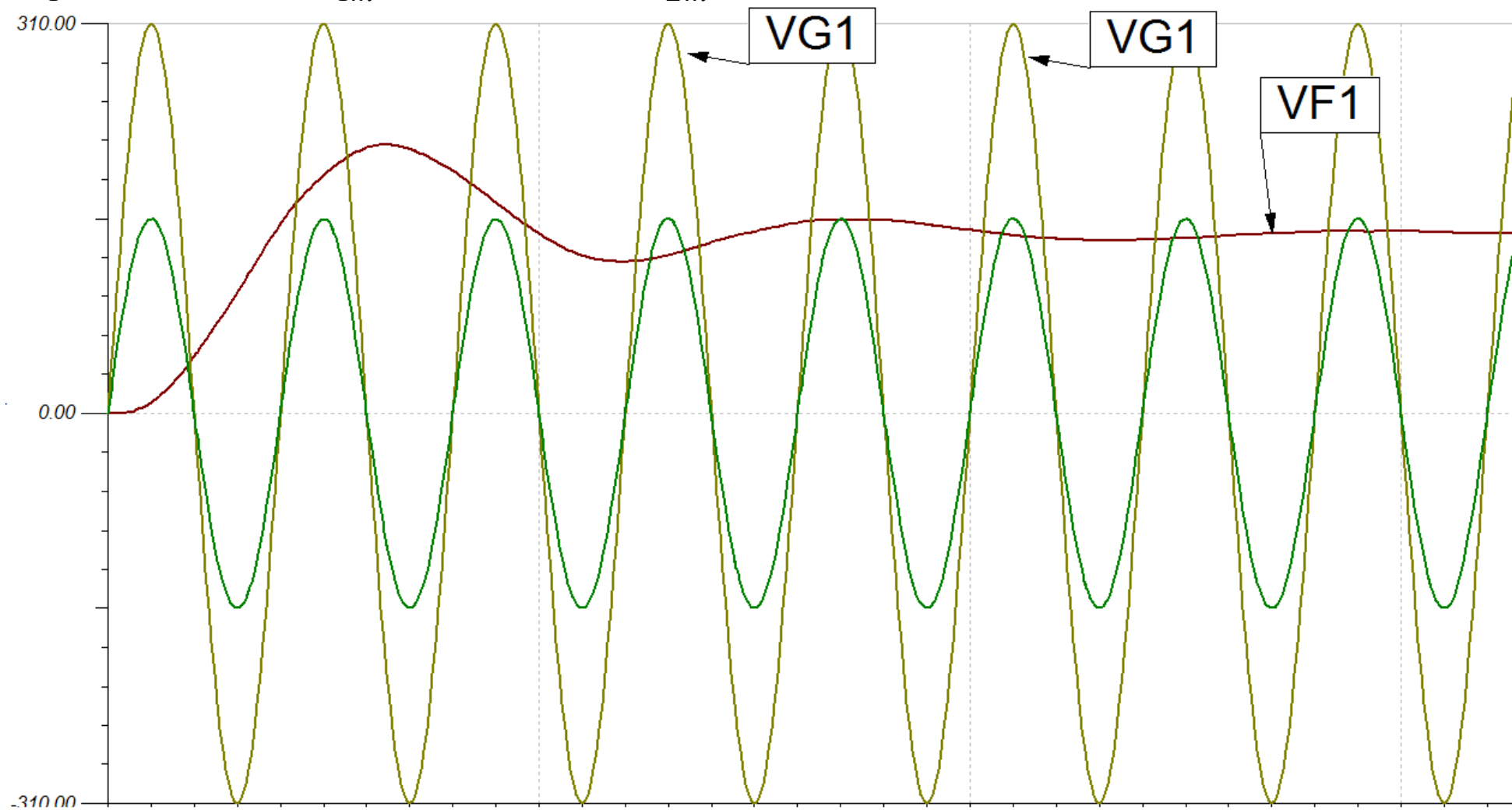


Рис.9.1

$$U_1 = 220 B (U_{1m} = 310 B), U_{2m} = 154 B, U_{\Sigma} = 144 B$$



Двухполупериодный выпрямитель с двумя выходными напряжениями

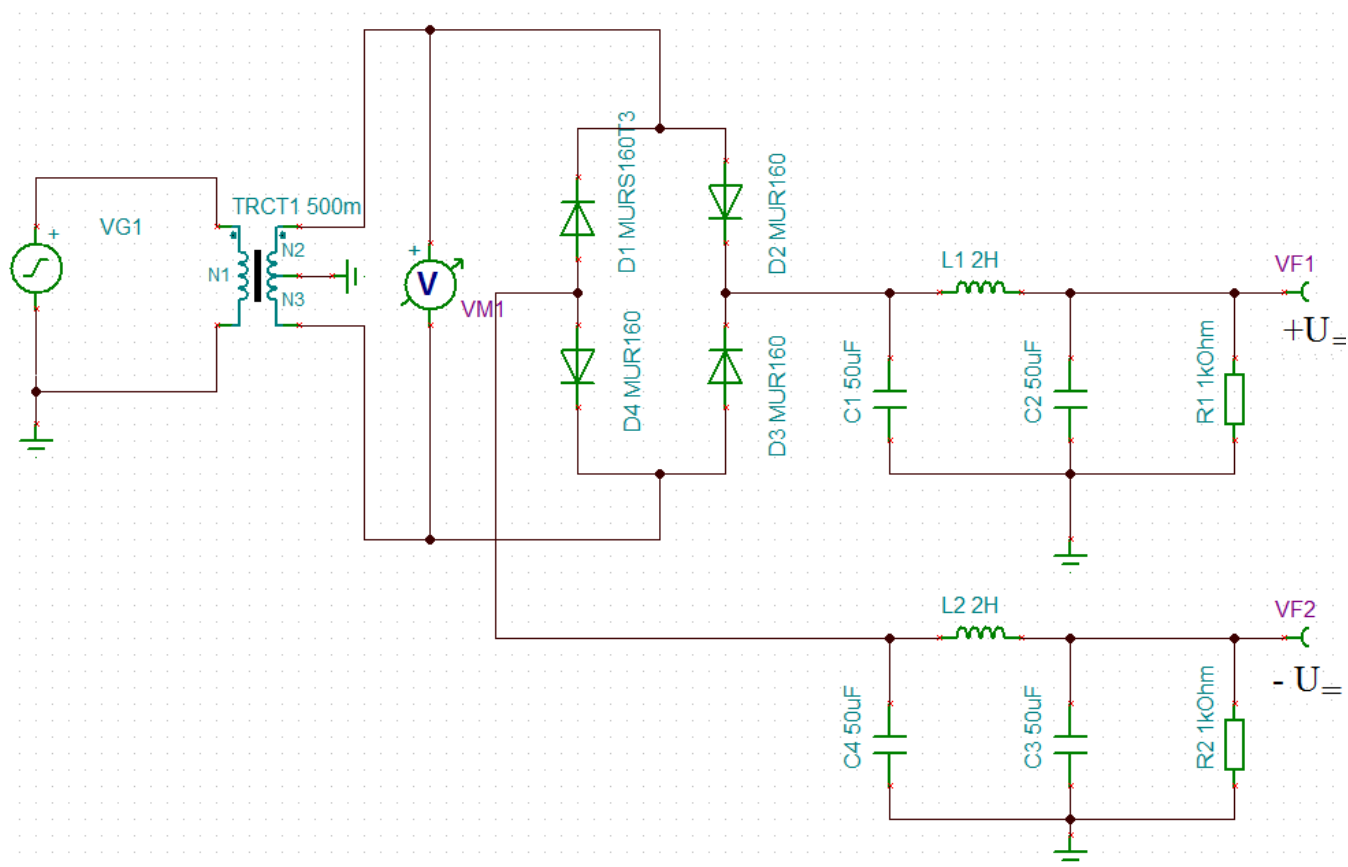
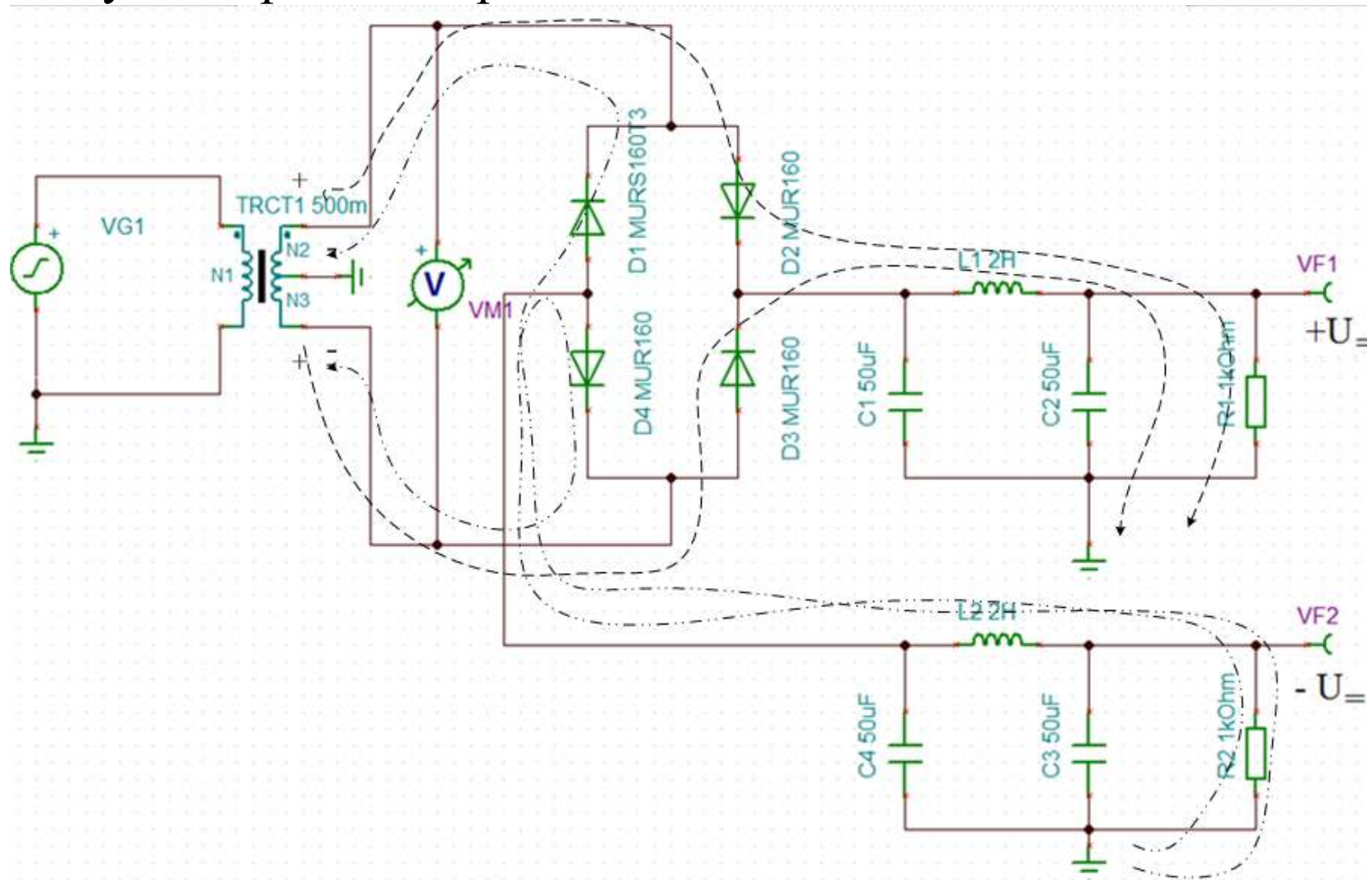
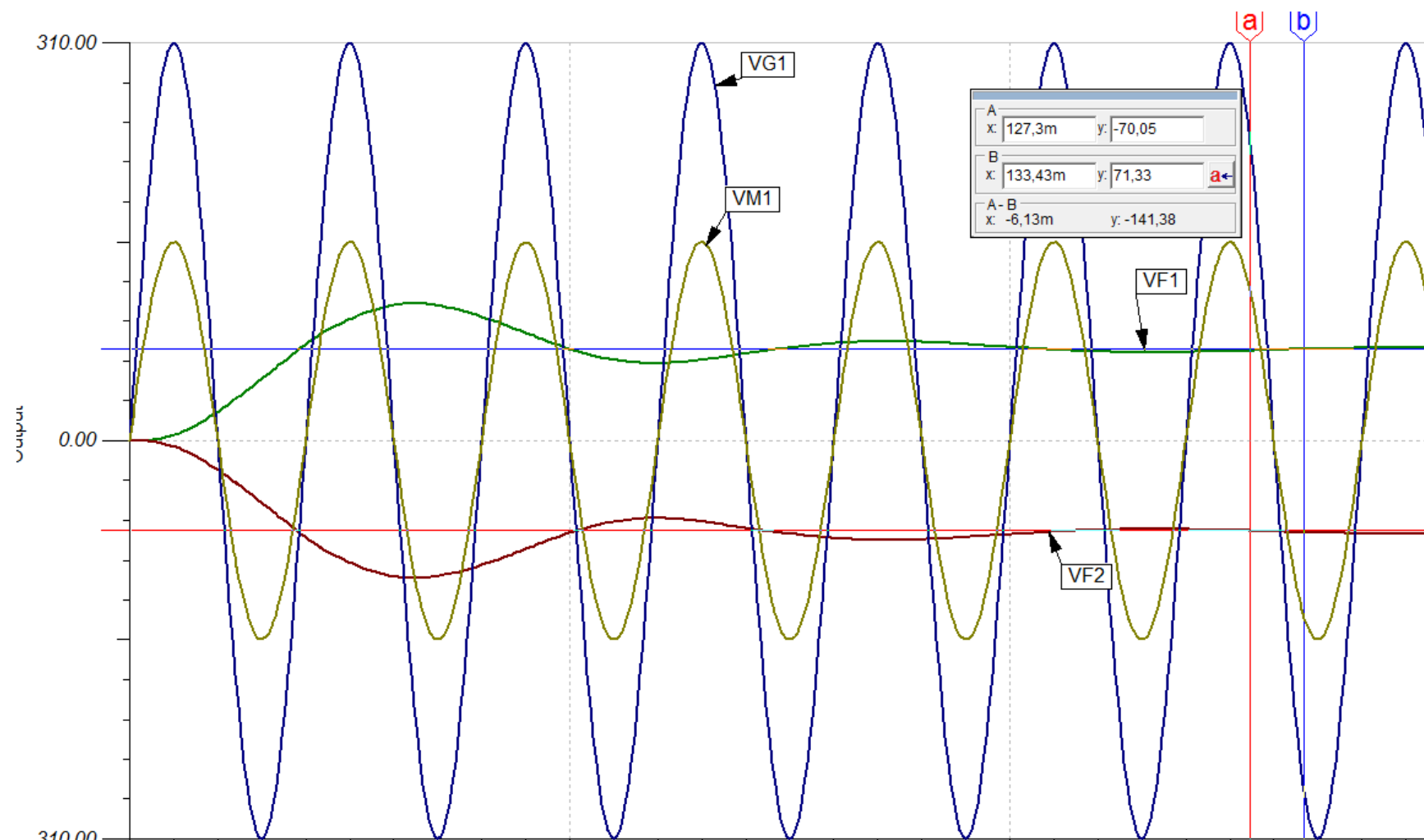


Рис.9.2

Токи в двухполярном выпрямителе





Выпрямленные напряжения уменьшились в два раза

Умножение напряжения

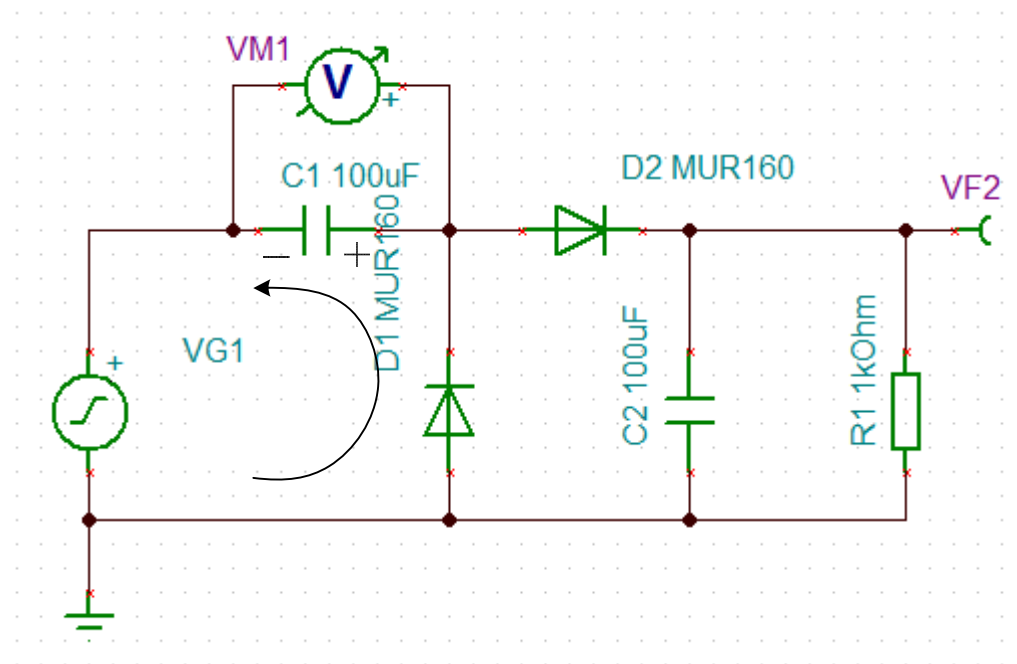
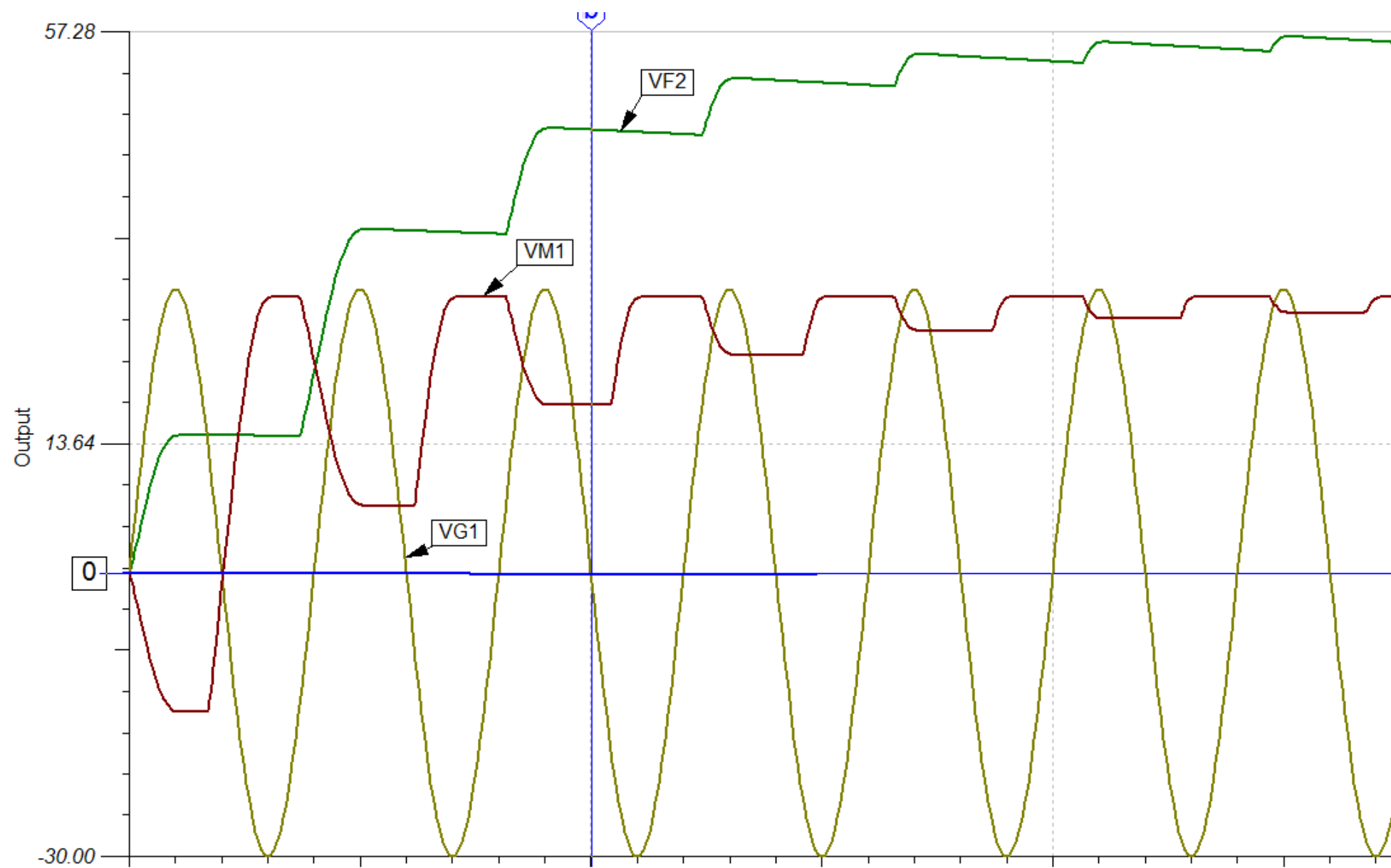


Рис.9.3

Отрицательная полуволна заряжает конденсатор $C1$. Положительная полуволна суммируется в входным напряжением. Выходное напряжение удваивается.



Стабилизаторы напряжения

Параметрический стабилизатор на стабилитроне

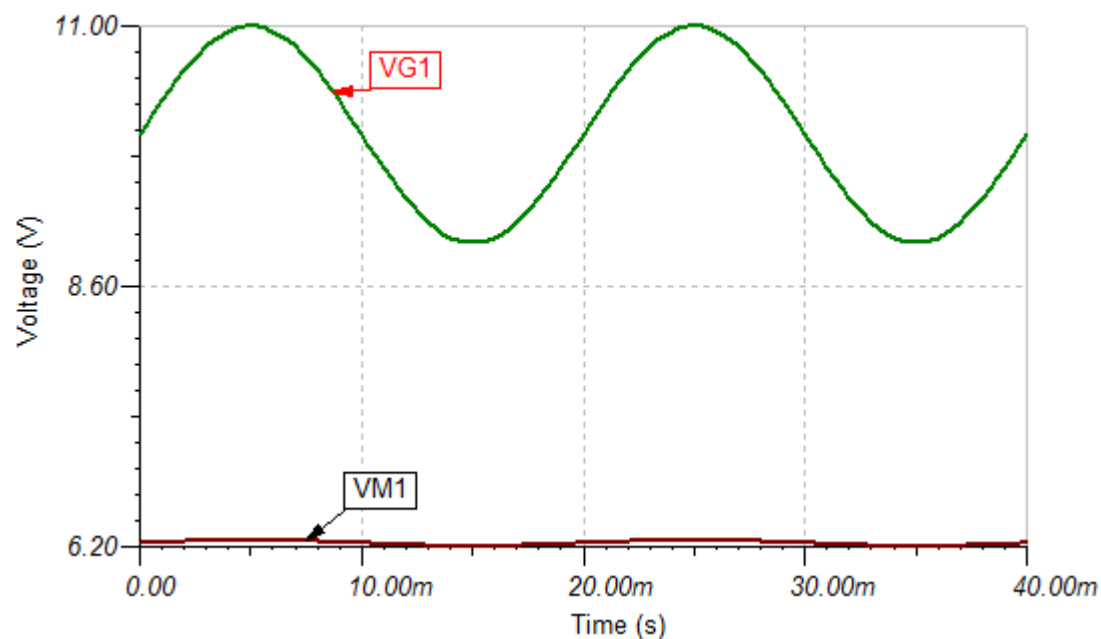
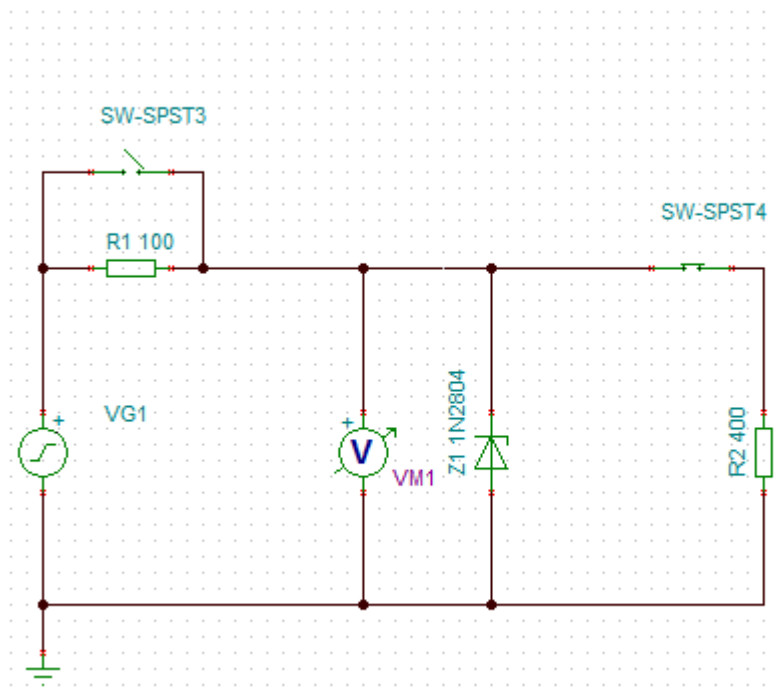
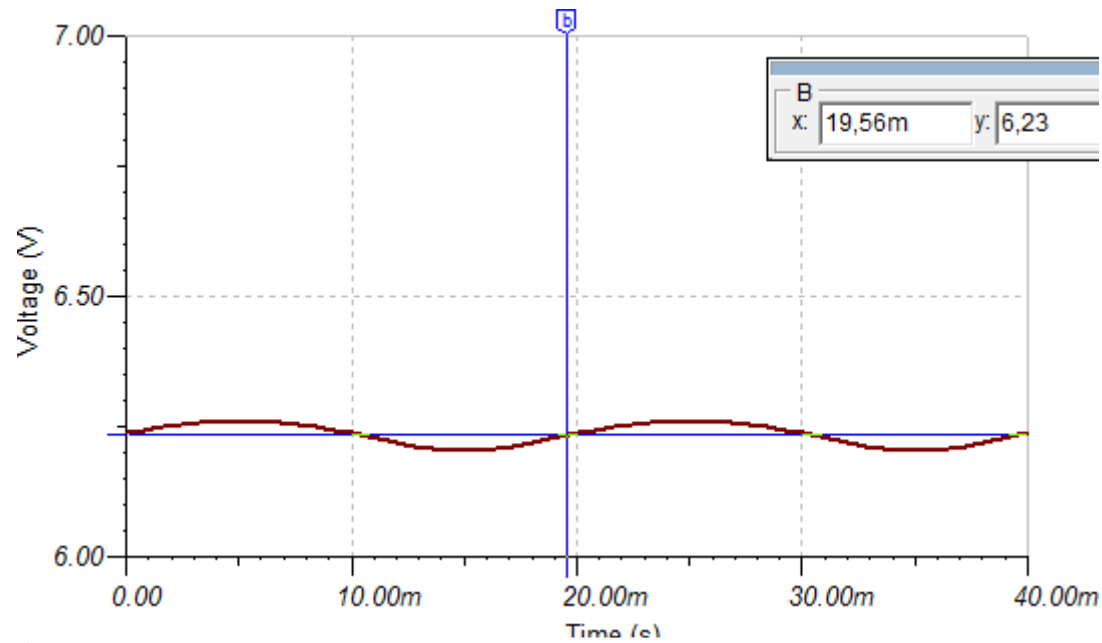


Рис.9.4



$$K_{cm} = \frac{\Delta U_H / U_{HO}}{\Delta U_{BX} / U_{BXO}} = \frac{0,04 / 6,23}{1 / 10} = \frac{0,0064}{0,1} = 0.064$$

Параметрический стабилизатор с эмиттерным повторителем

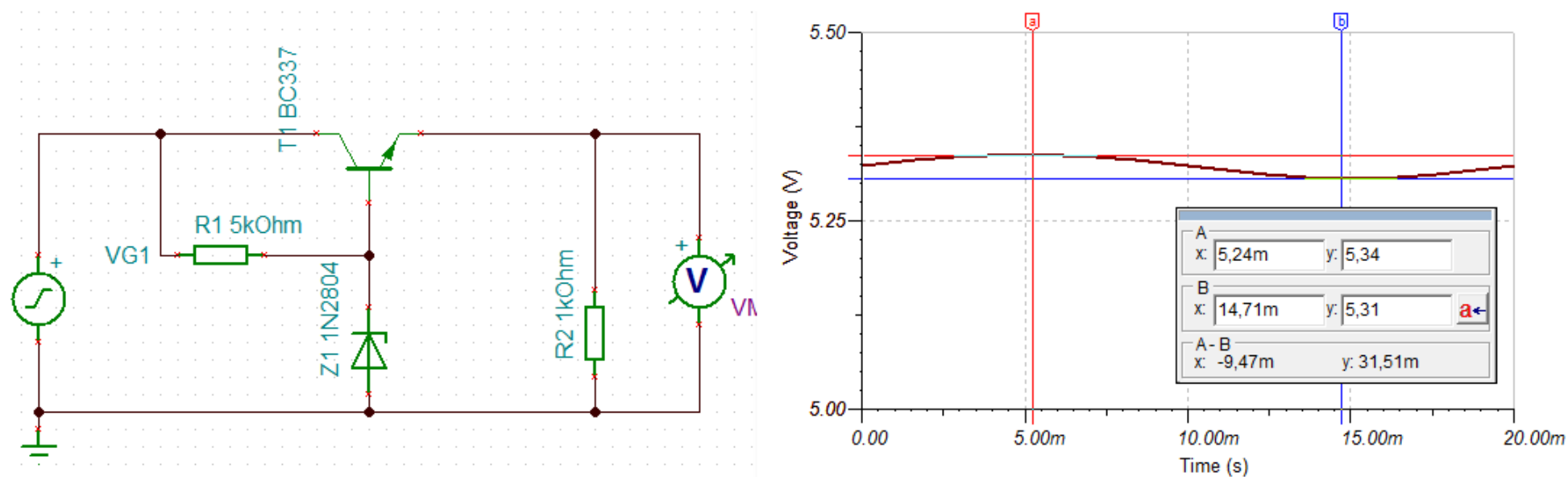


Рис.9.5

$$U_{ВЫХ} = U_{СТАБ} - U_{БЭ} = 5,325 В$$

$$K_{cm} = \frac{\Delta U_H / U_{HO}}{\Delta U_{BX} / U_{BXO}} = \frac{0,03 / 5,325}{1 / 10} = \frac{0,0056}{0,1} = 0.056$$

Получим более мощный выход
Компенсационный

стабилизатор

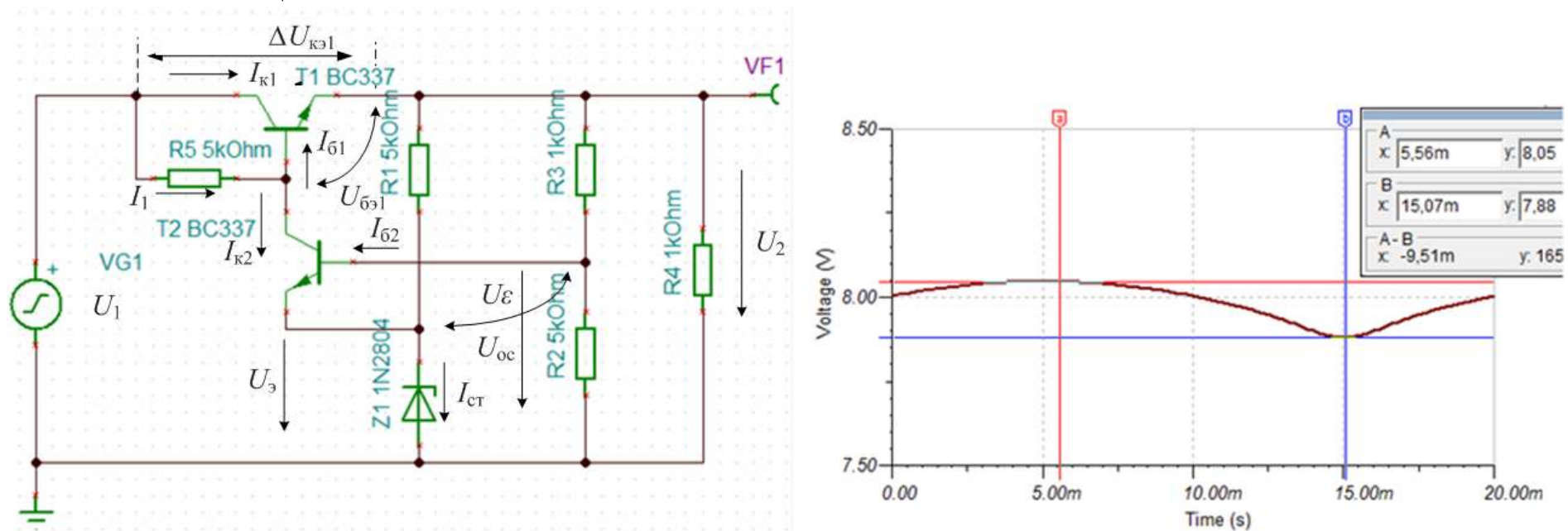


Рис.9.6

При возрастании U_1 вначале возрастает U_2 и напряжение U_{oc} .

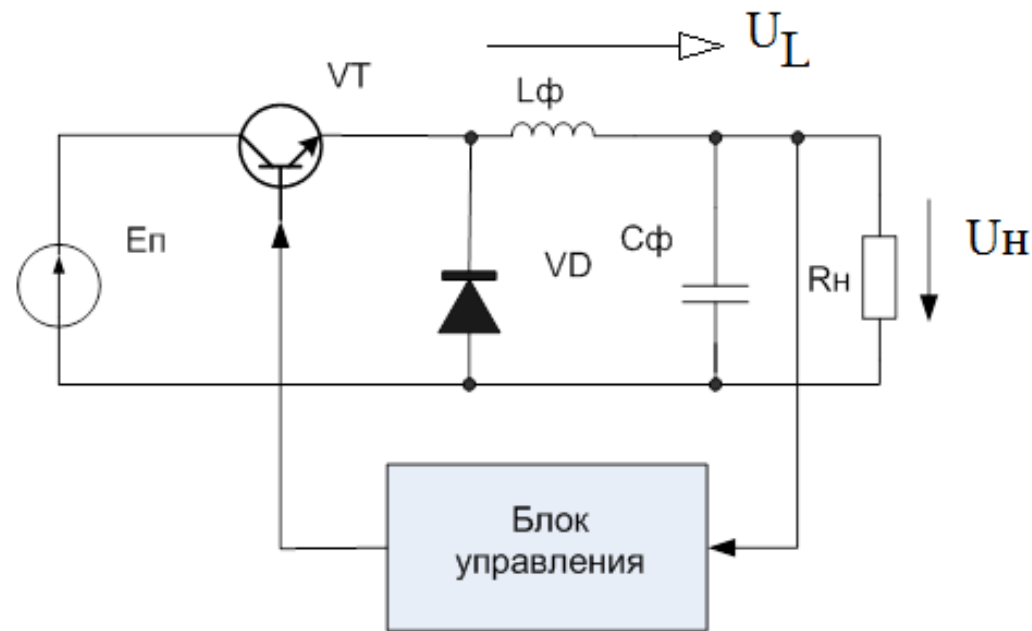
Напряжение $U_{эм} = const$. Напряжение ошибки U_{ε} увеличивается, $U_{бэ2}$ возрастает. Транзистор Т2 приоткрывается, ток $I_{к2}$ увеличивается.

По первому закону Кирхгофа $I_{б1} = I_1 - I_{к2}$ уменьшается и транзистор Т1 призакрывается. Падение напряжения $\Delta U_{кэ1}$ увеличивается и напряжение U_2 уменьшается.

Импульсные преобразователи напряжения

DC-DC

Понижающий преобразователь DC-DC



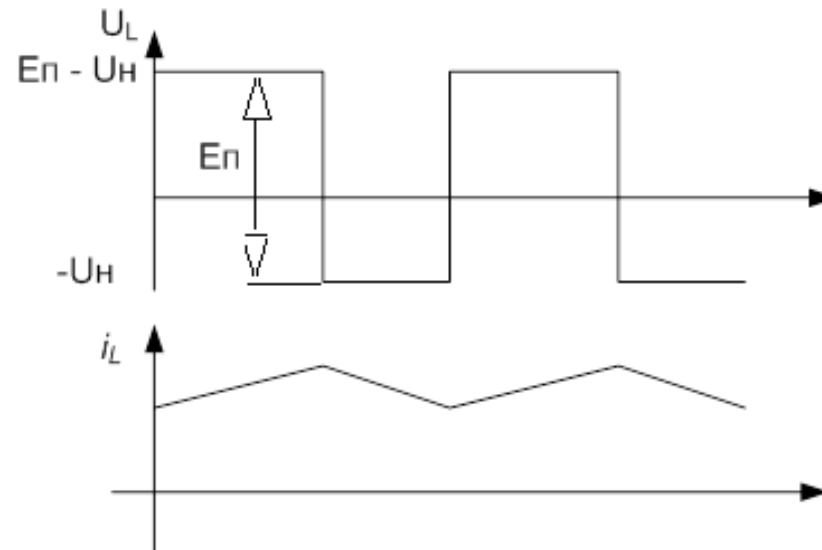
Если VT открыт, ток в индуктивности линейно нарастает, проходит через нагрузку и заряжает конденсатор.

$$E_n = U_L + U_n + (U_{кэ}).$$

$U_L = E_n - U_n > 0, u_L = L \frac{di}{dt}$. Ток в индуктивности нарастает.

Если VT закрыт, ток индуктивности продолжается, убывает, проходит через нагрузку и диод VD. Блок управления регулирует соотношение открытого и закрытого состояния.

$U_L + U_n = 0, U_L = -U_n = -U_{сф} < 0$. Ток в индуктивности убывает.



Модель понижающего DC-DC преобразователя

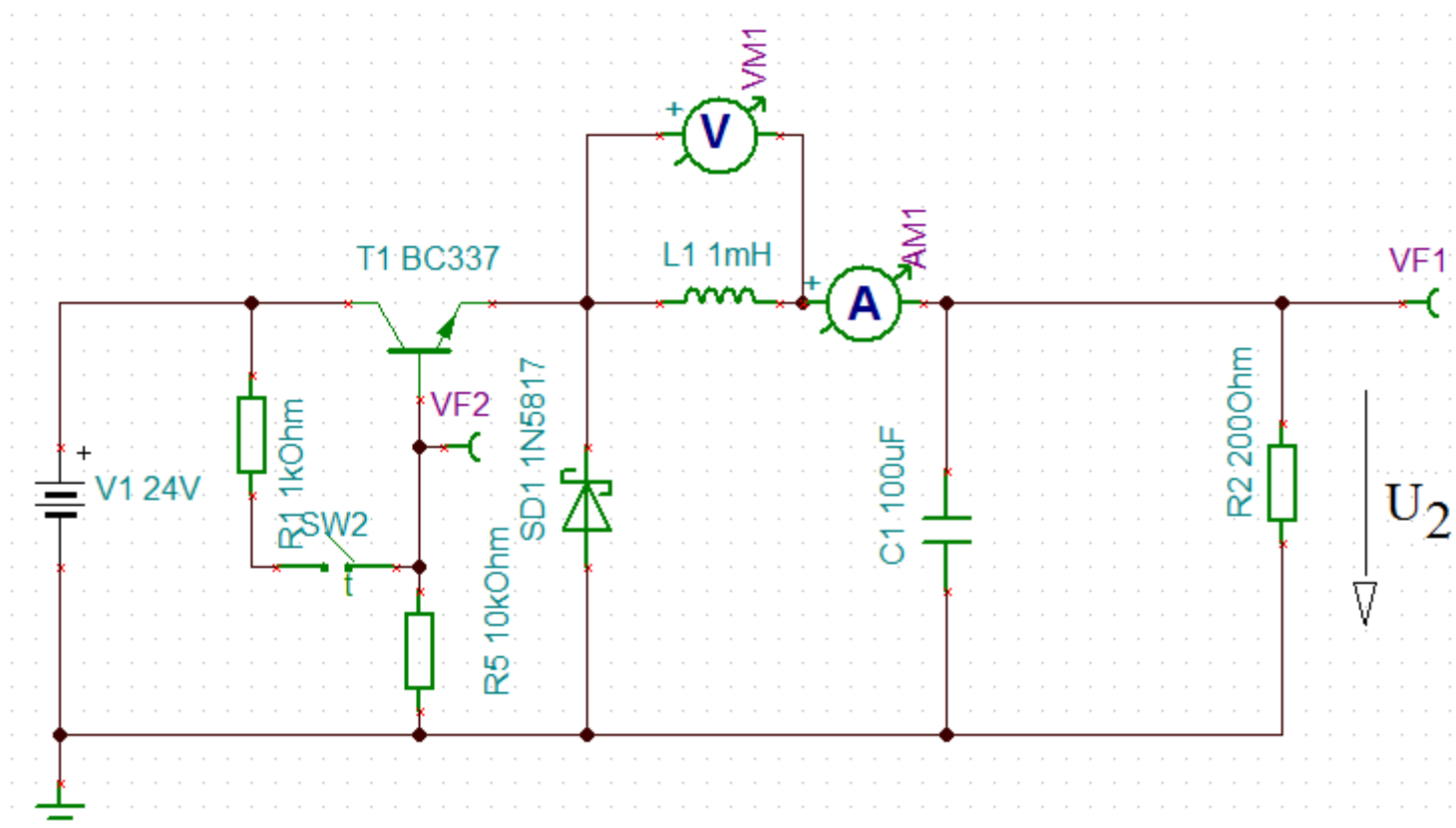
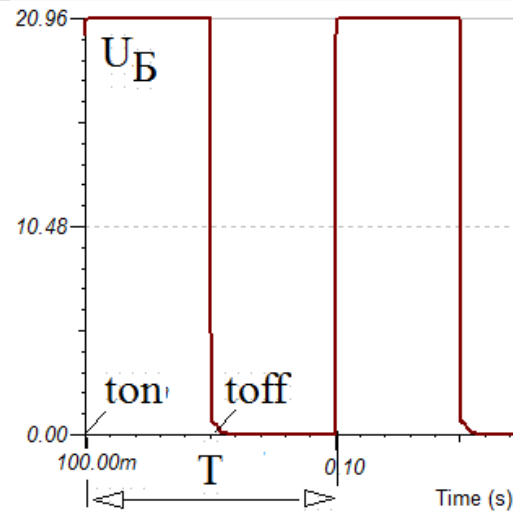
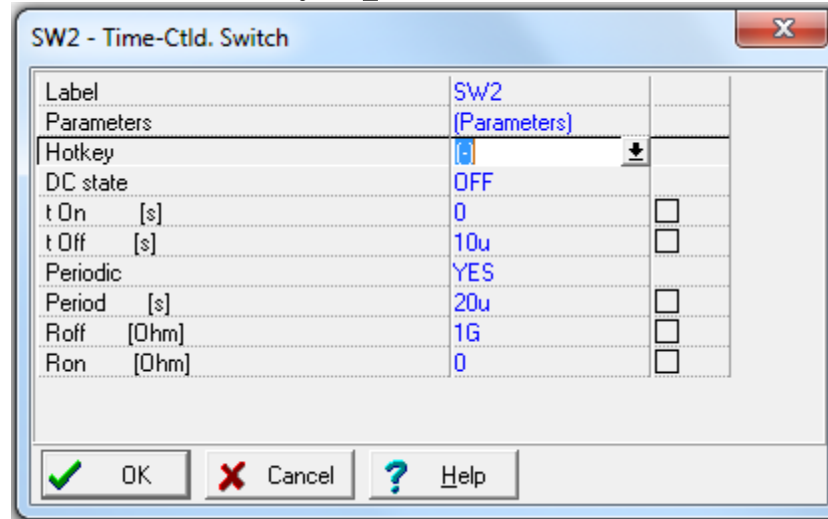
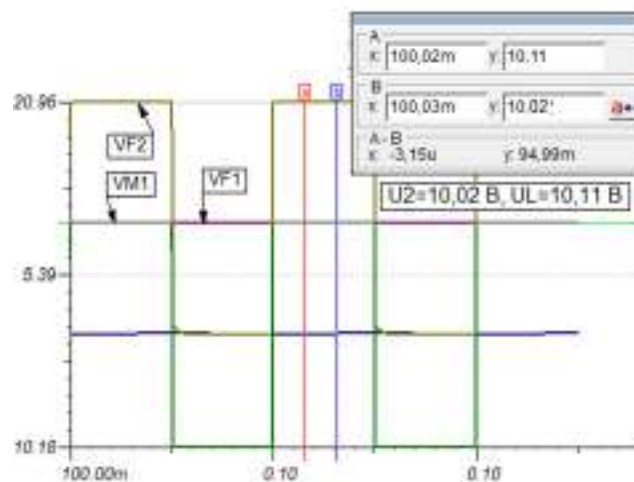


Рис.9.7

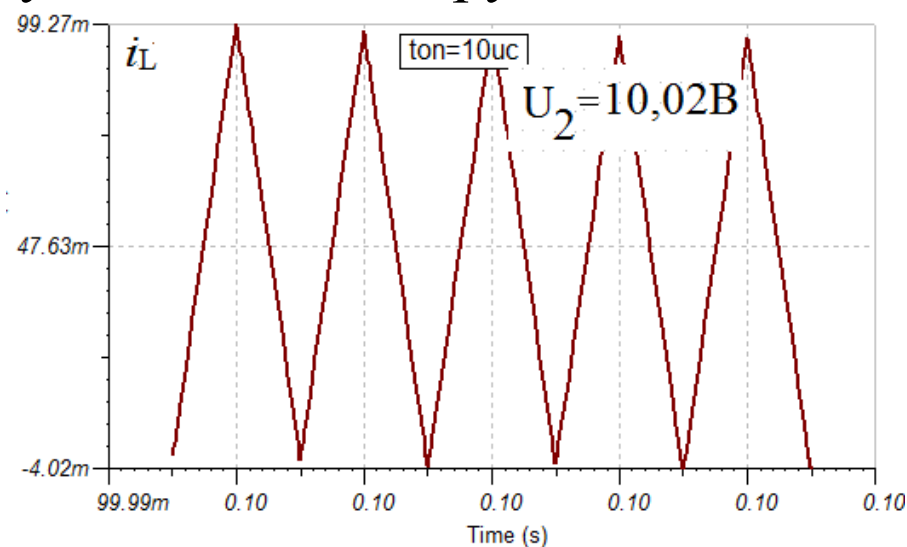
Установка управляемого ключа



Напряжение на базе транзистора



Напряжения на индуктивности, нагрузке и на базе.



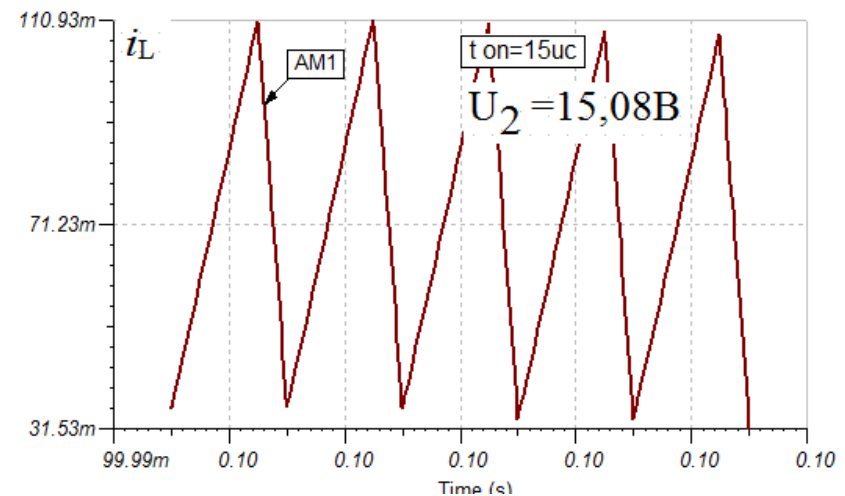
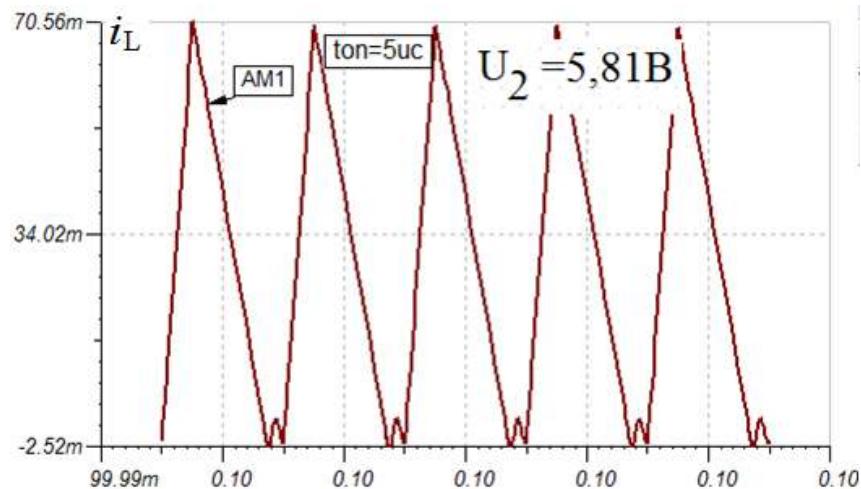
Режим непрерывного тока в дросселе.

Требуется подбор параметров схемы.

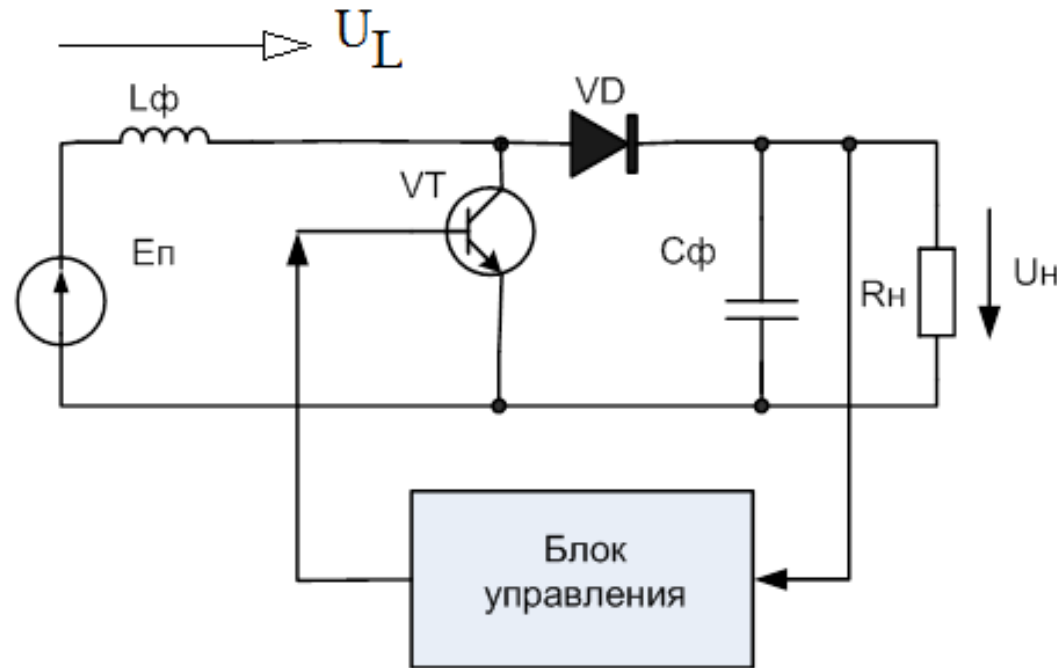
$$\gamma = \frac{t_u}{T}.$$

$$L \geq TR_n \frac{(1-\gamma)}{2} = 20 \cdot 10^{-6} 200 \frac{1-0,5}{2} = 10 \cdot 10^{-6} \cdot 100 = 10^{-3} = 1 \text{ мГн}.$$

$$U_n = \gamma E_n.$$



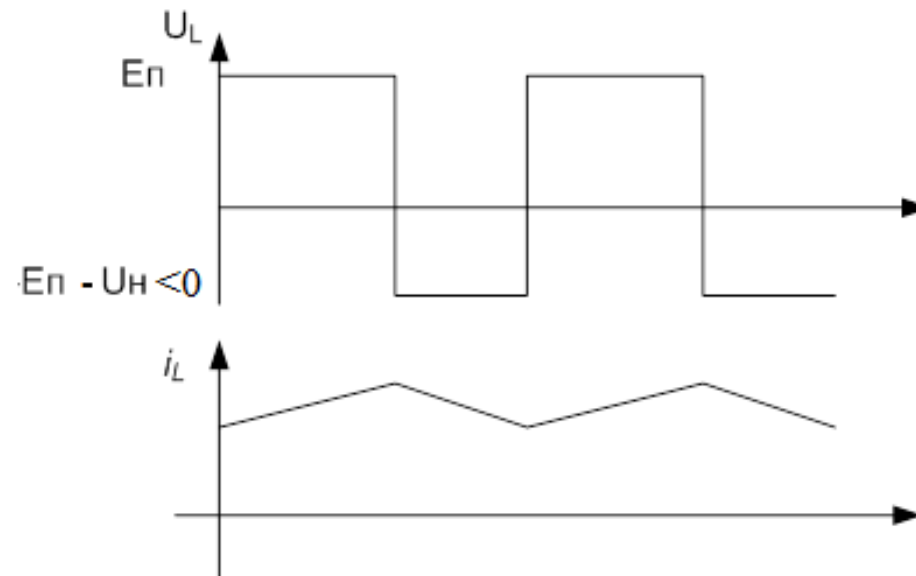
Повышающий преобразователь DC-DC



При открытом ключе: $U_L = E_n > 0$, $u_L = L \frac{di}{dt}$. Ток в индуктивности нарастает.

При закрытом ключе напряжение на катушке *меняет знак* и складывается с E_n . Энергия дросселя L через диод поступает в нагрузку и подзаряжает конденсатор до напряжения, большего E_n .

$$E_n = U_L + U_n, U_L = E_n - U_n = < 0.$$



Модель повышающего DC-DC преобразователя

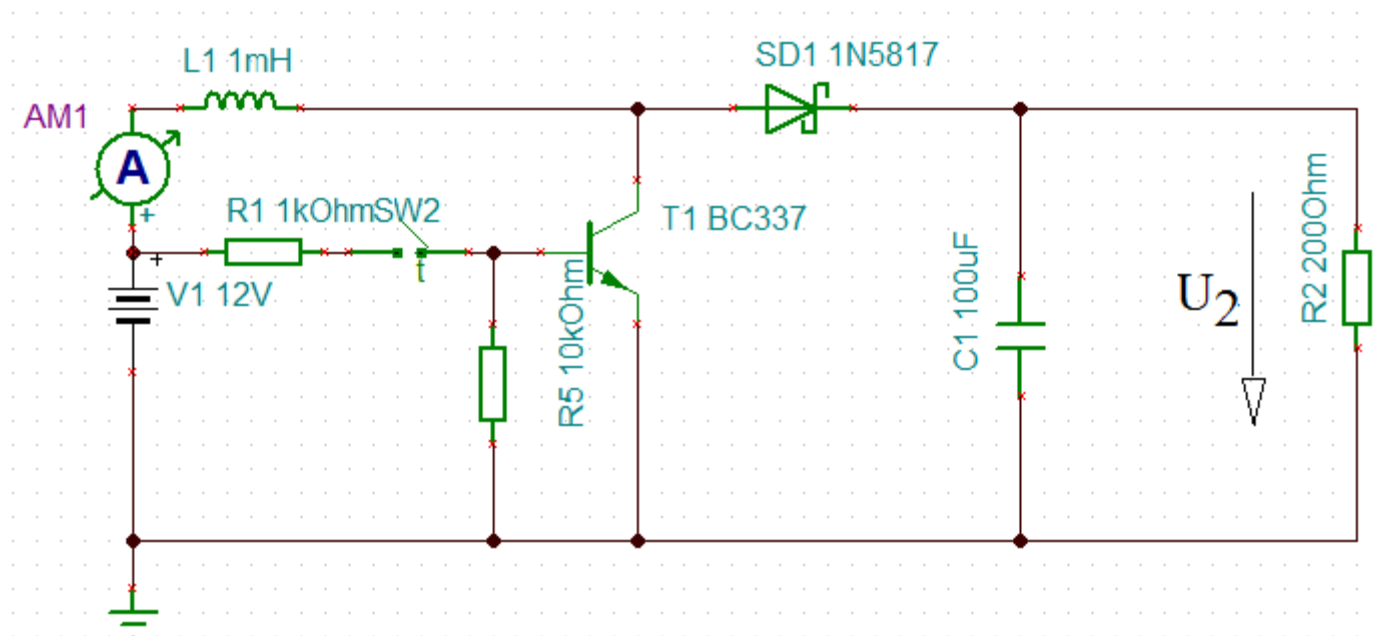
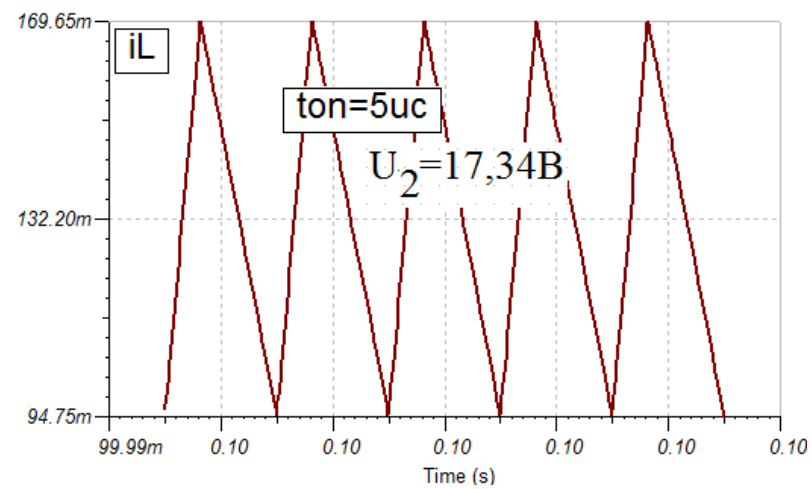
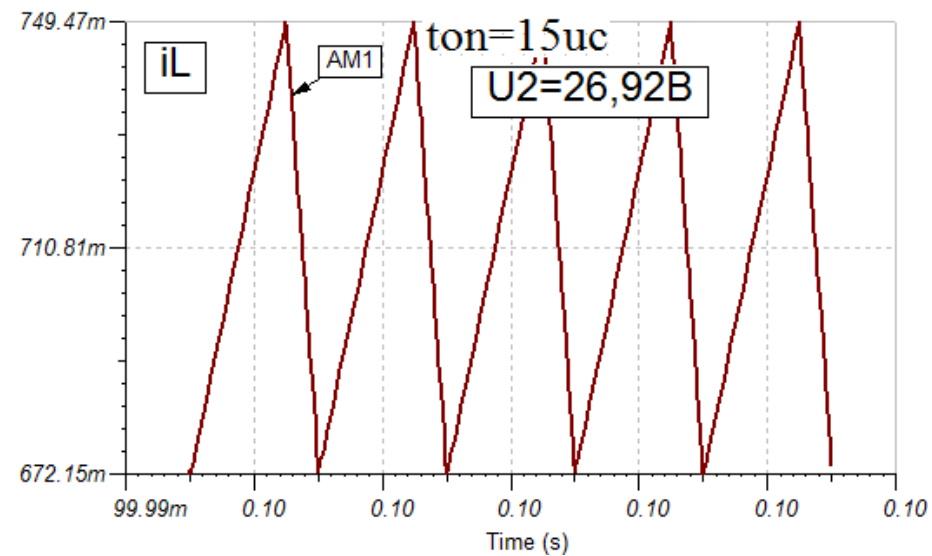
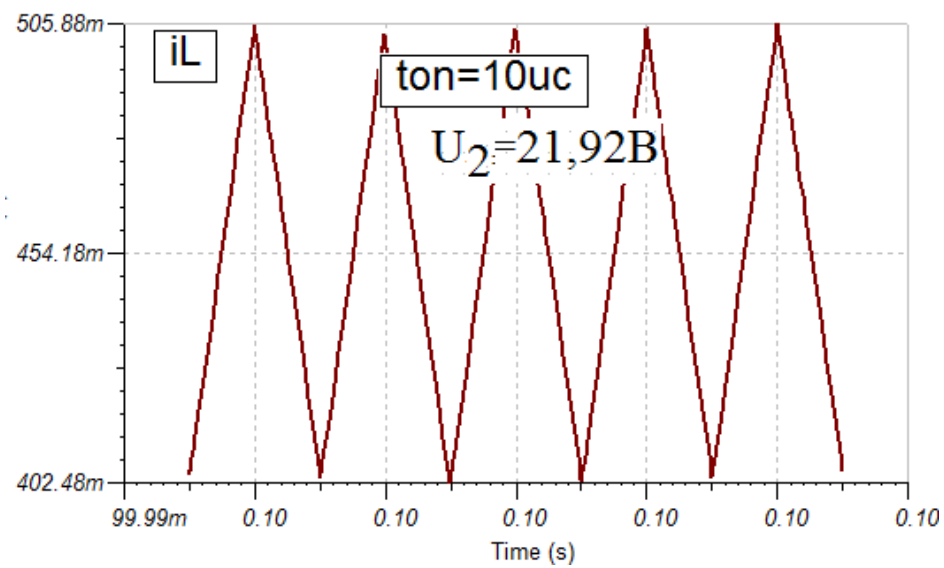


Рис.9.8





5A/2A Step Down, PWM (pulse width modulation), Switch mode DC-DC Regulators

Понижающий широтно-импульсный ключевой DC-DC регулятор

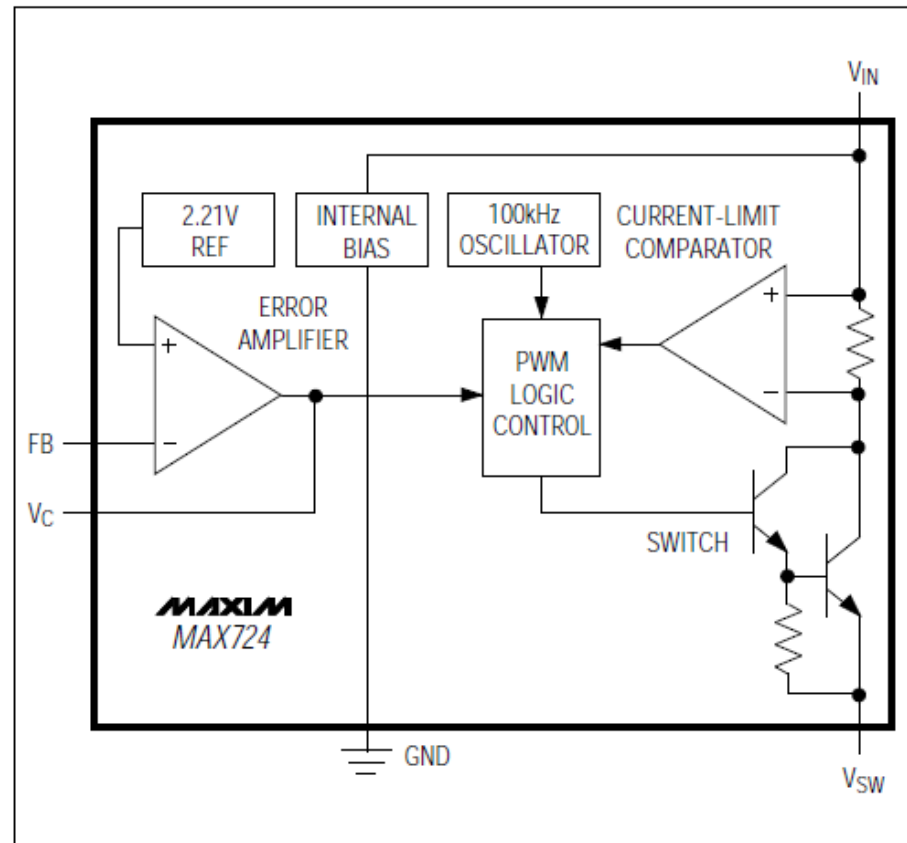


Figure 1. MAX724 Block Diagram

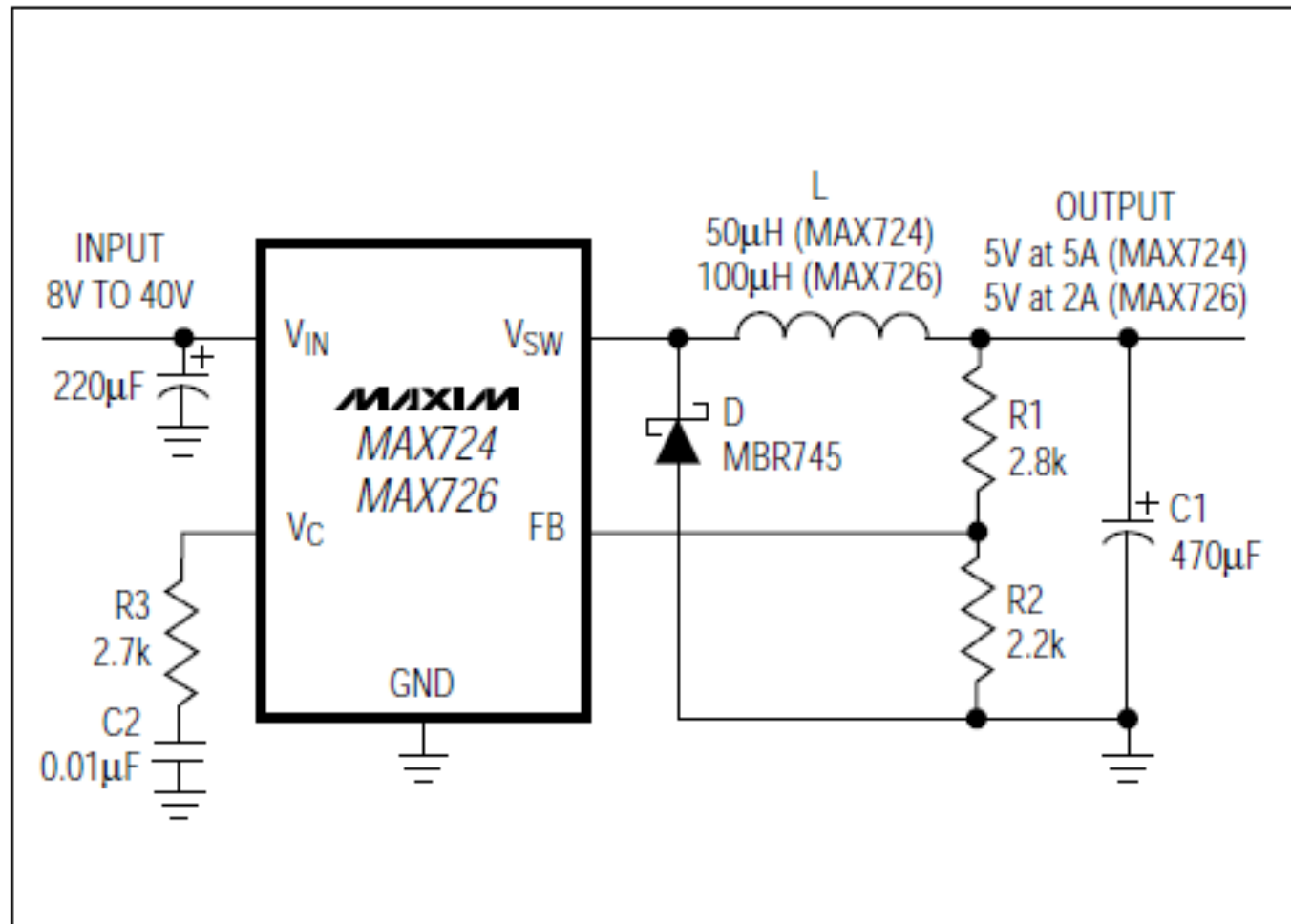
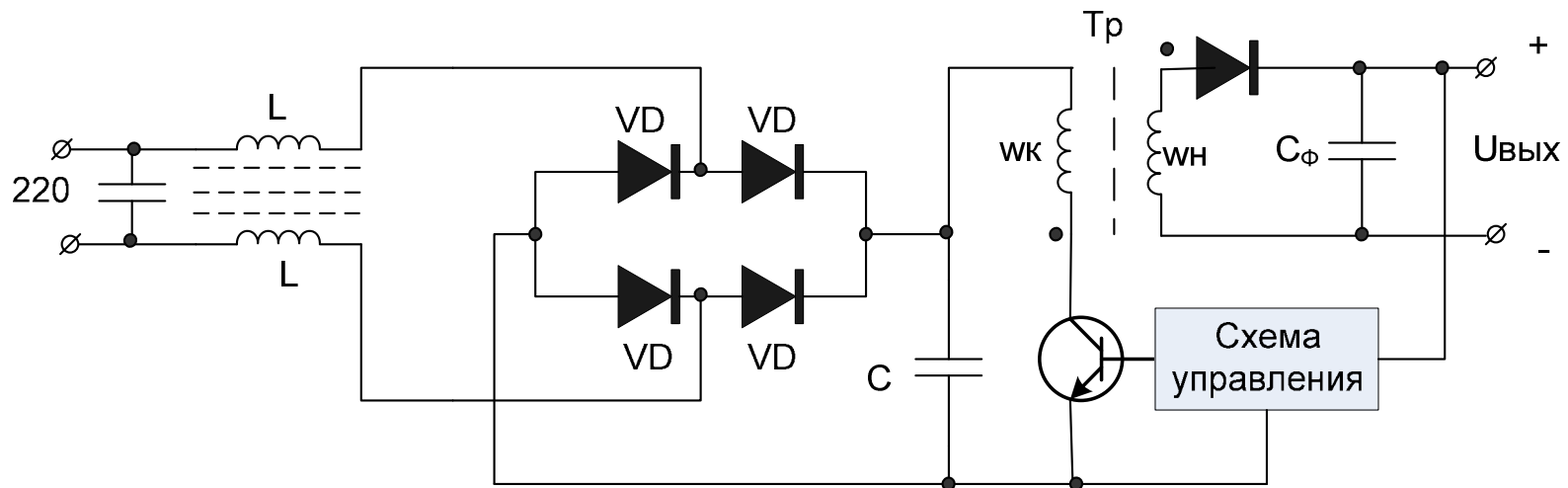


Figure 2. Basic Step-Down Converter

Импульсные источники питания AC-DC



В открытом состоянии VT в трансформаторе накапливается магнитная энергия. На диоде отрицательное напряжение. Диод закрыт. C_Ф разряжается на нагрузку.

В закрытом состоянии VT (во время обратного хода) накопленная энергия передается во вторую обмотку и через диод в нагрузку. Ко-

$$U_{\text{box}} = E_n \gamma (1 - \gamma).$$

В.А. Алехин. Мультимедийный практикум по электронике и схемотехнике. 2015.

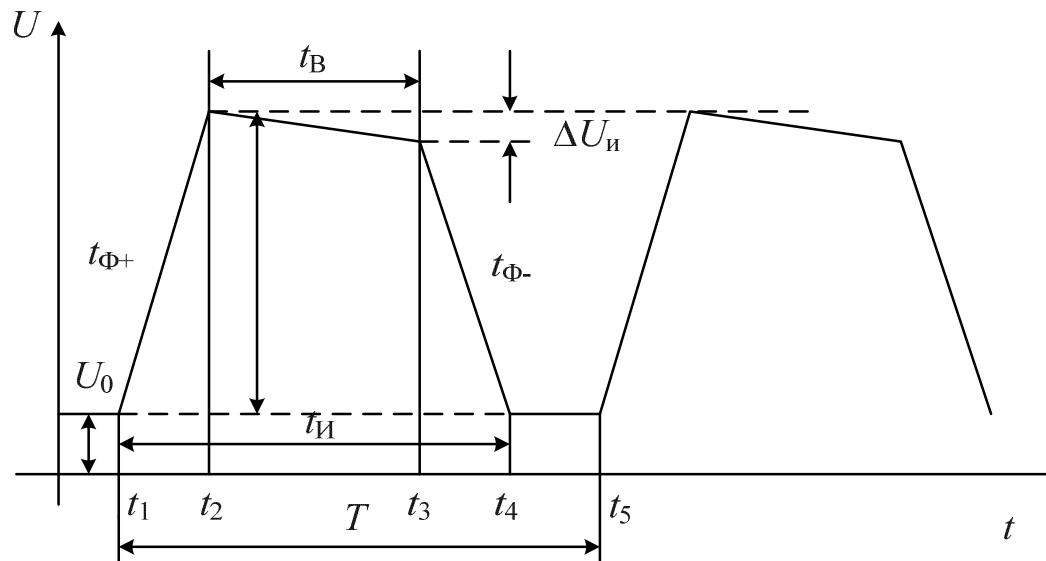
Занятие 10

Цифровые микросхемы

Цифровые интегральные микросхемы (ИМС) предназначены для преобразования и обработки дискретных импульсных сигналов и выполнения логических функций.

В цифровых ИМС используют сигналы, близкие к прямоугольным.

Основные параметры импульсных сигналов



1. Амплитудные параметры

U_0 - начальное значение сигнала (низкий уровень);

U_u - амплитуда импульса;

ΔU_u - спад вершины.

2. Временные параметры

$t_u = t_4 - t_1$ - длительность импульса;

$t_v = t_3 - t_2$ - длительность вершины импульса;

$t_\phi^+ = t_2 - t_1$ - длительность переднего фронта;

$t_\phi^- = t_4 - t_3$ - длительность заднего фронта;

$T = t_5 - t_1$ - период следования импульсов;

$\frac{1}{T} = f$ - частота следования импульсов;

$Q = \frac{T}{t_u}$ - скважность импульсов;

$\eta = \frac{1}{Q} = \frac{t_u}{T}$ - коэффициент заполнения импульсов.

Ключевые схемы

Диодные ключи

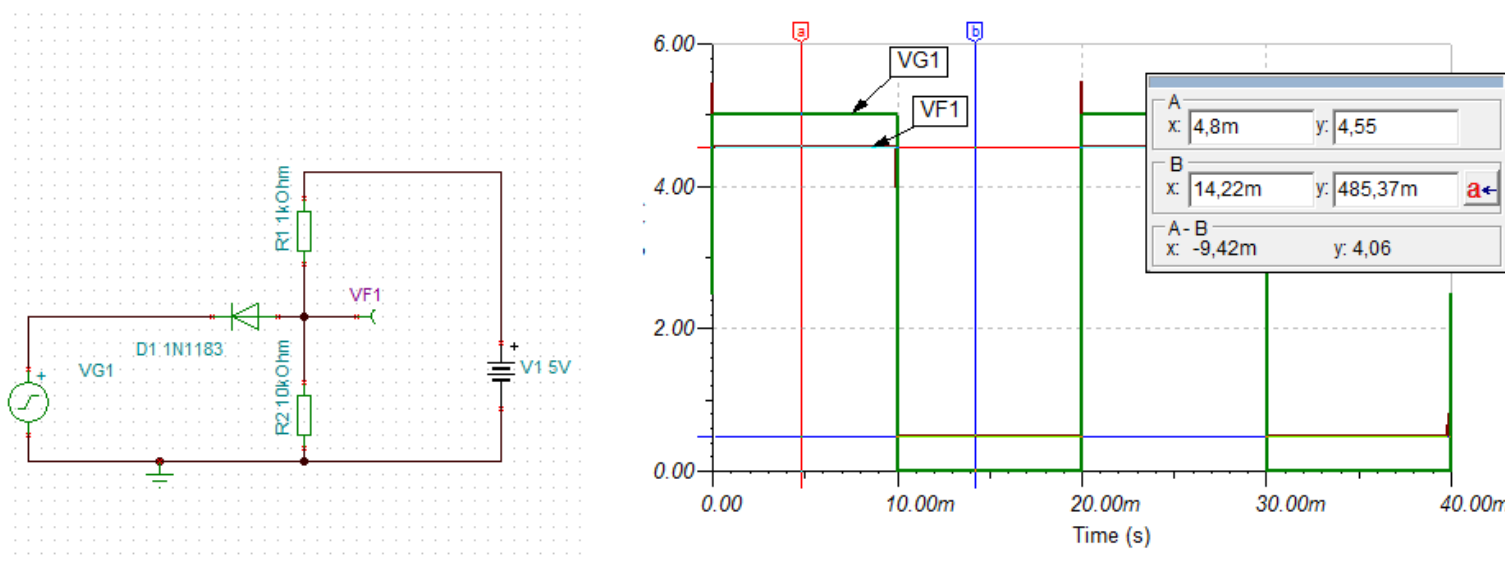


Рис.10.1

Если $U_{вх} = 0, U_{вых} = U_{пр} = 0,5 - 0,7 В$.

Если $U_{вх} = +E$, диод закрыт, $U_{вых} = \frac{ER_2}{R_1 + R_2} \approx 0,9E$,

($R_2 \gg R_1$).

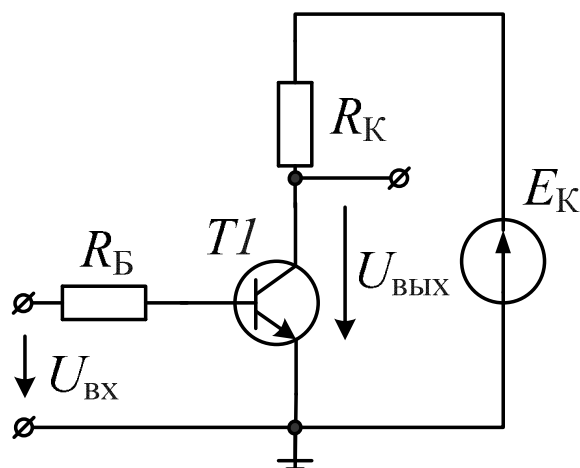
Время переключения 10 пс – 1нс. Используют в быстродействующих устройствах. Недосток: большая мощность переключения.

Ключи на биполярных транзисторах

Дано: $E_K = 5 В$, $R_B = 10 кОм$, $R_K = 100 Ом$

Низкий уровень $U_{вых0} = 0,8 В$.

Высокий уровень $U_{вых1} = 4 В$,



Расчет входной цепи

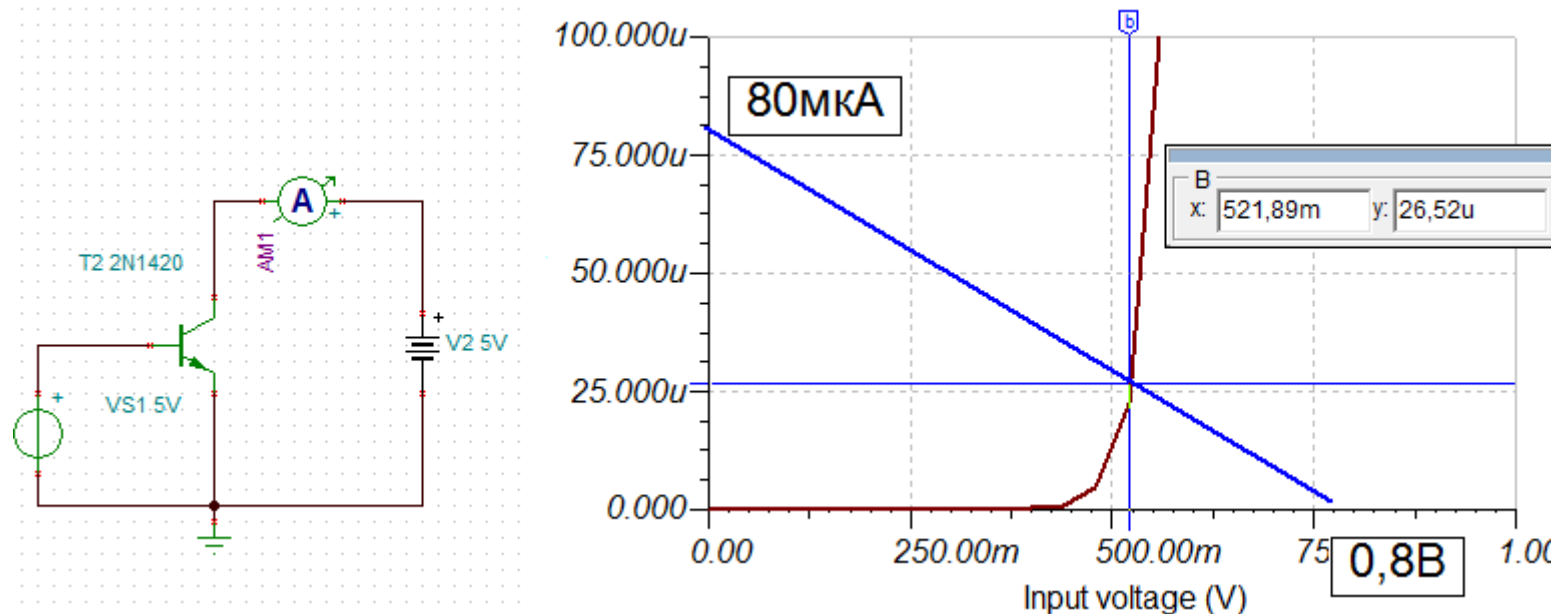
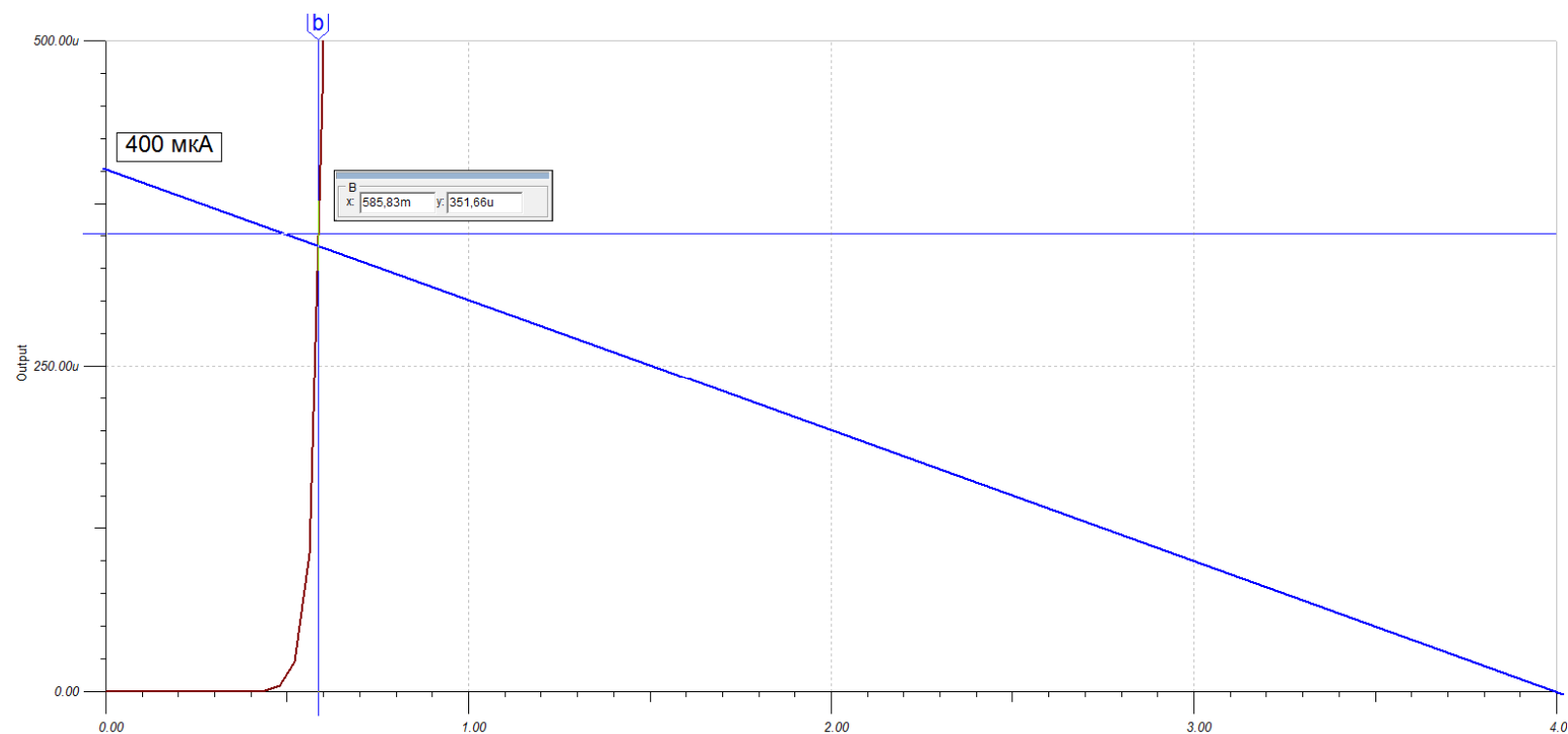


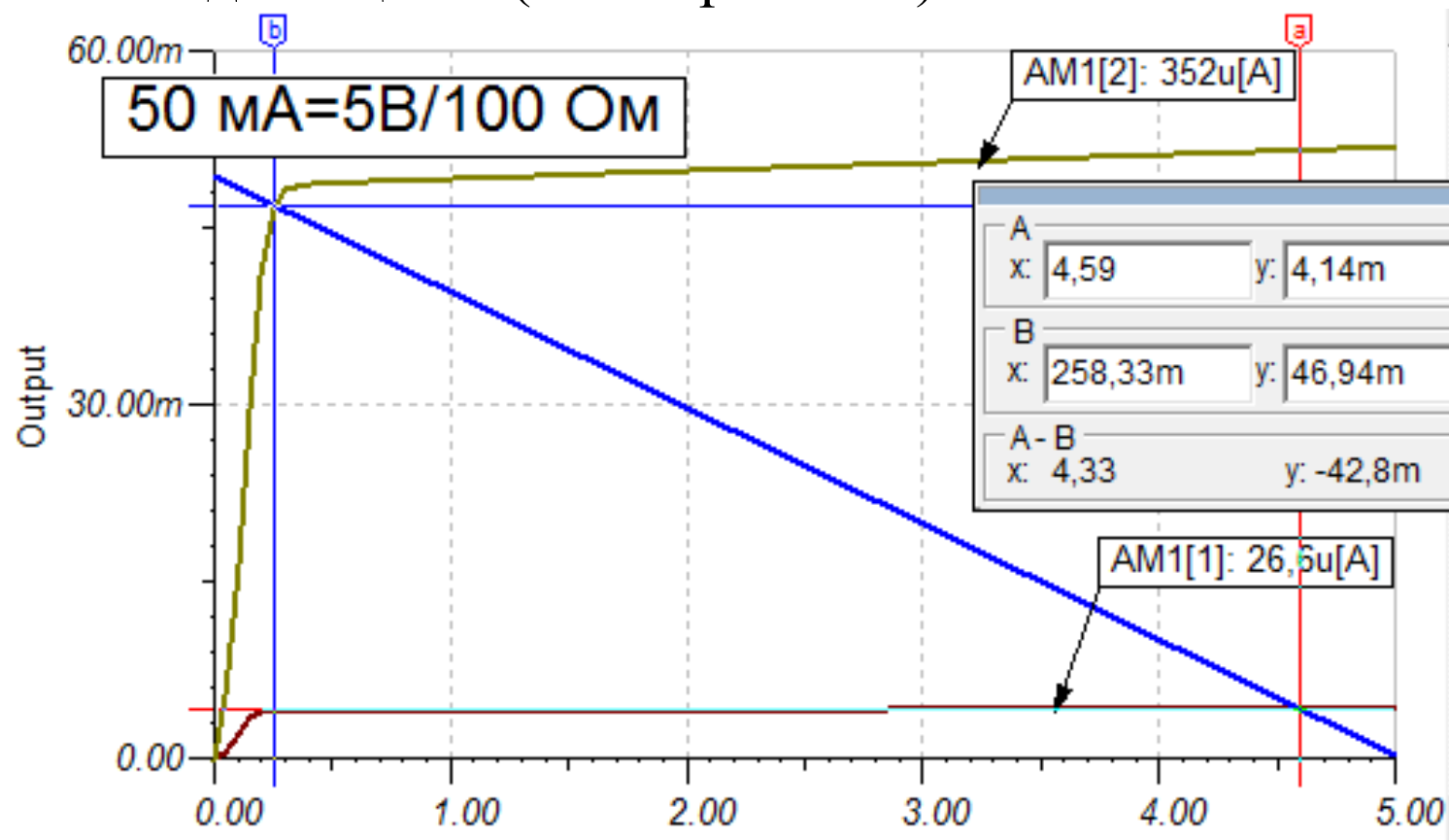
Рис.10.2

Низкий уровень $i_{B0} = 26,6 \mu A$.



Высокий уровень: $i_{B1} = 352 \text{ мкА}$.

Расчет выходной цепи (схема рис.10.4)



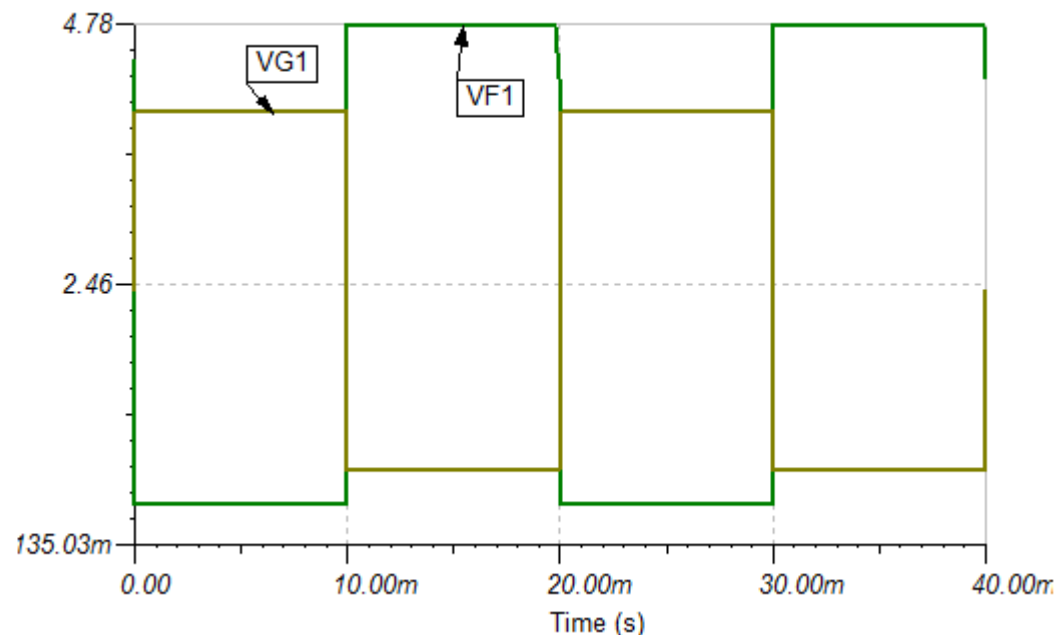
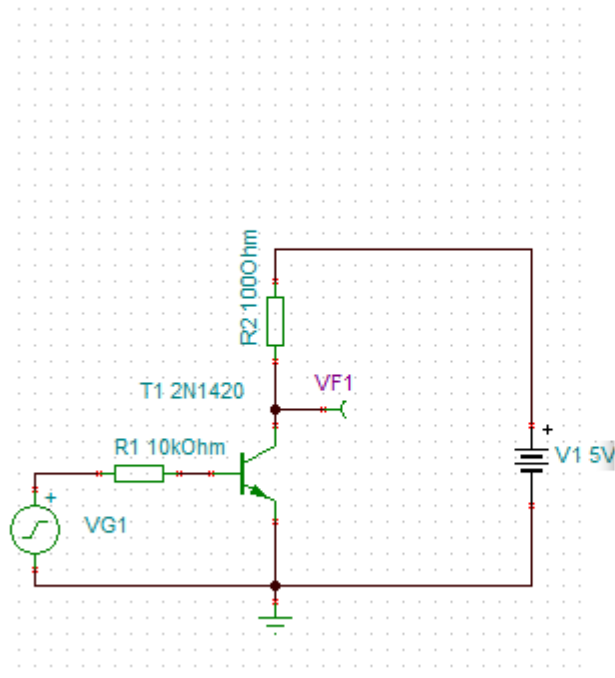


Рис.10.4

Транзисторный ключ инвертирует входной сигнал.

Недостатки:

Мощность, потребляемая от источников.

Низкий уровень:

$$P_{ex}^0 = U_{ex0} \cdot i_{B0} = 0,8 \cdot 26,6 \cdot 10^{-6} = 20,8 \text{ мкВт}$$

$$P_{Ek}^0 = E_{\kappa} i_{\kappa min} = 5 \cdot 4,14 \cdot 10^{-3} = 20,7 \text{ мВт}$$

Высокий уровень:

$$P_{ex}^1 = U_{ex1} \cdot i_{B1} = 4 \cdot 352 \cdot 10^{-6} = 1,4 \text{ мВт};$$

$$P_{Ek}^1 = E_{\kappa} i_{\kappa max} = 5 \cdot 46,9 \cdot 10^{-3} = 243 \text{ мВт}.$$

Ключи на полевых транзисторах

Применяют комплементарные полевые транзисторы с изолированным затвором и индуцированным каналом.

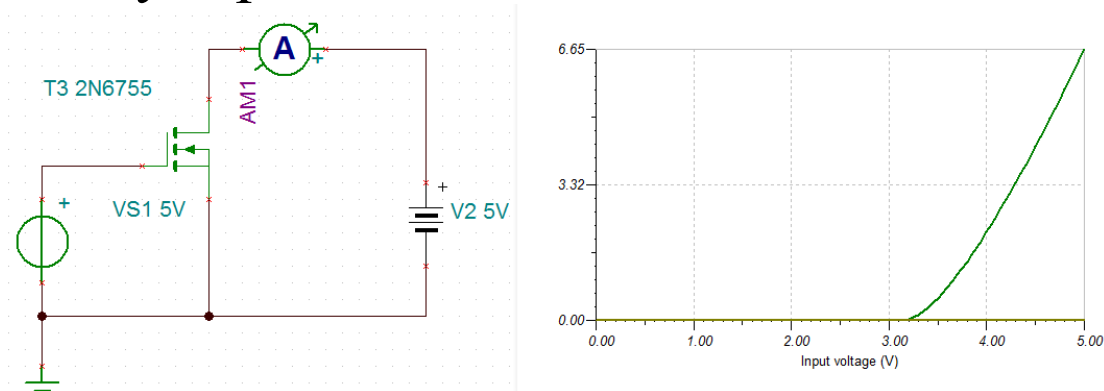
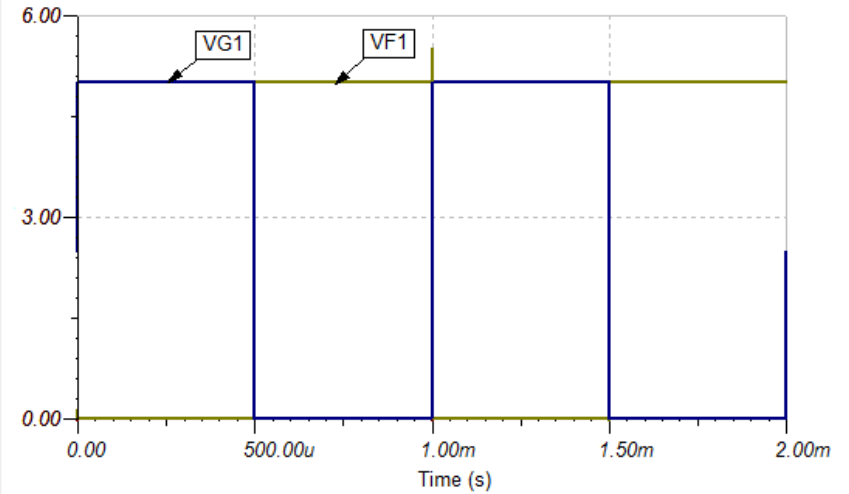
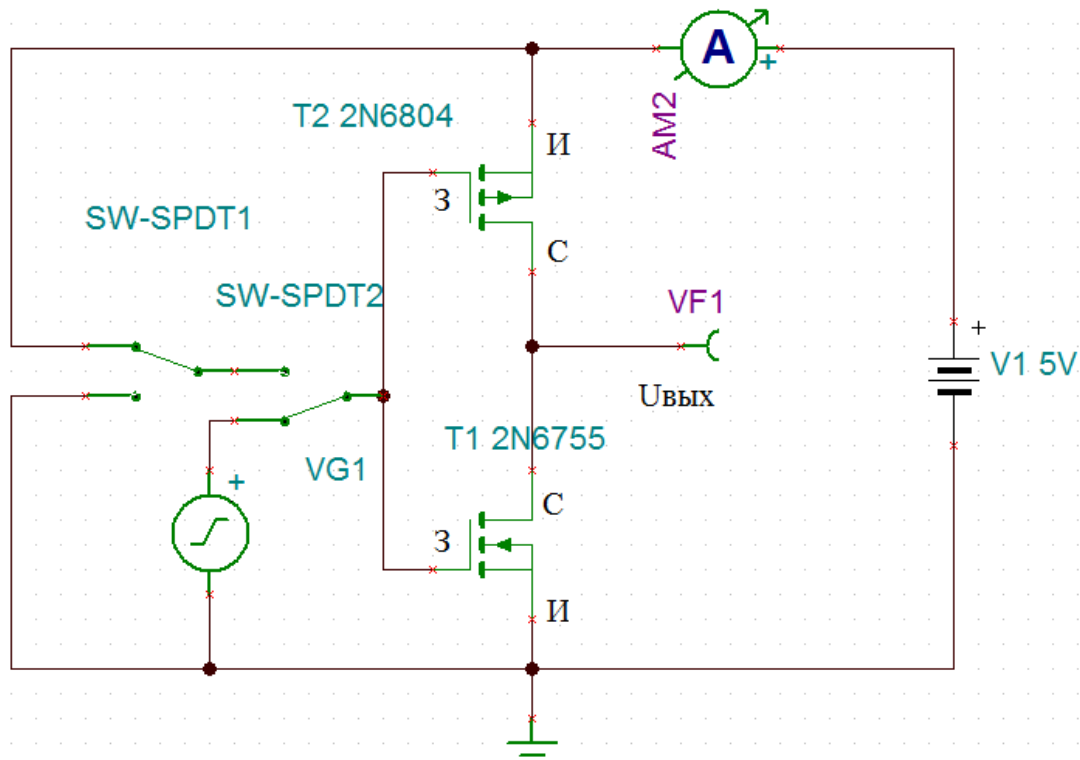


Рис.10.5



Если $U_{\text{ex}0} = 0 < U_{\text{пор}T1}$, T1 выключен.

$U_{\text{зи}T2} = U_{\text{ex}0} - E = -E$, T2 включен, $U_{\text{вых}} \approx E$.

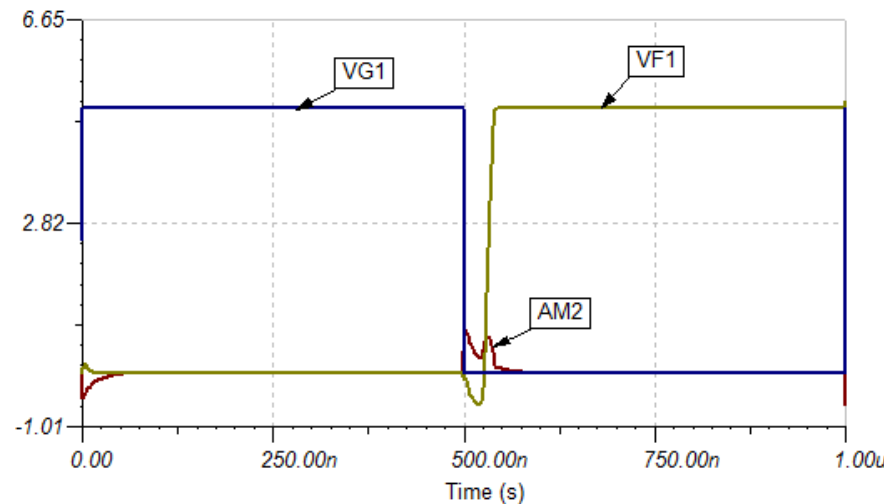
Если $U_{\text{ex}1} = E > U_{\text{пор}T1}$, T1 включен.

$U_{\text{зи}T2} = U_{\text{ex}1} - E = E - E = 0$. T2 выключен. $U_{\text{вых}} \approx 0$.

Получили инвертер на КМОП.

Достоинства ключей на МОП транзисторах

1. Технологичность – изготавливаются в одном цикле с другими МОП элементами.
2. Высокая плотность упаковки.
3. Нет резисторов.
4. Низкое потребление мощности (только при переключении), очень малый ток.



Структура базового элемента И-НЕ

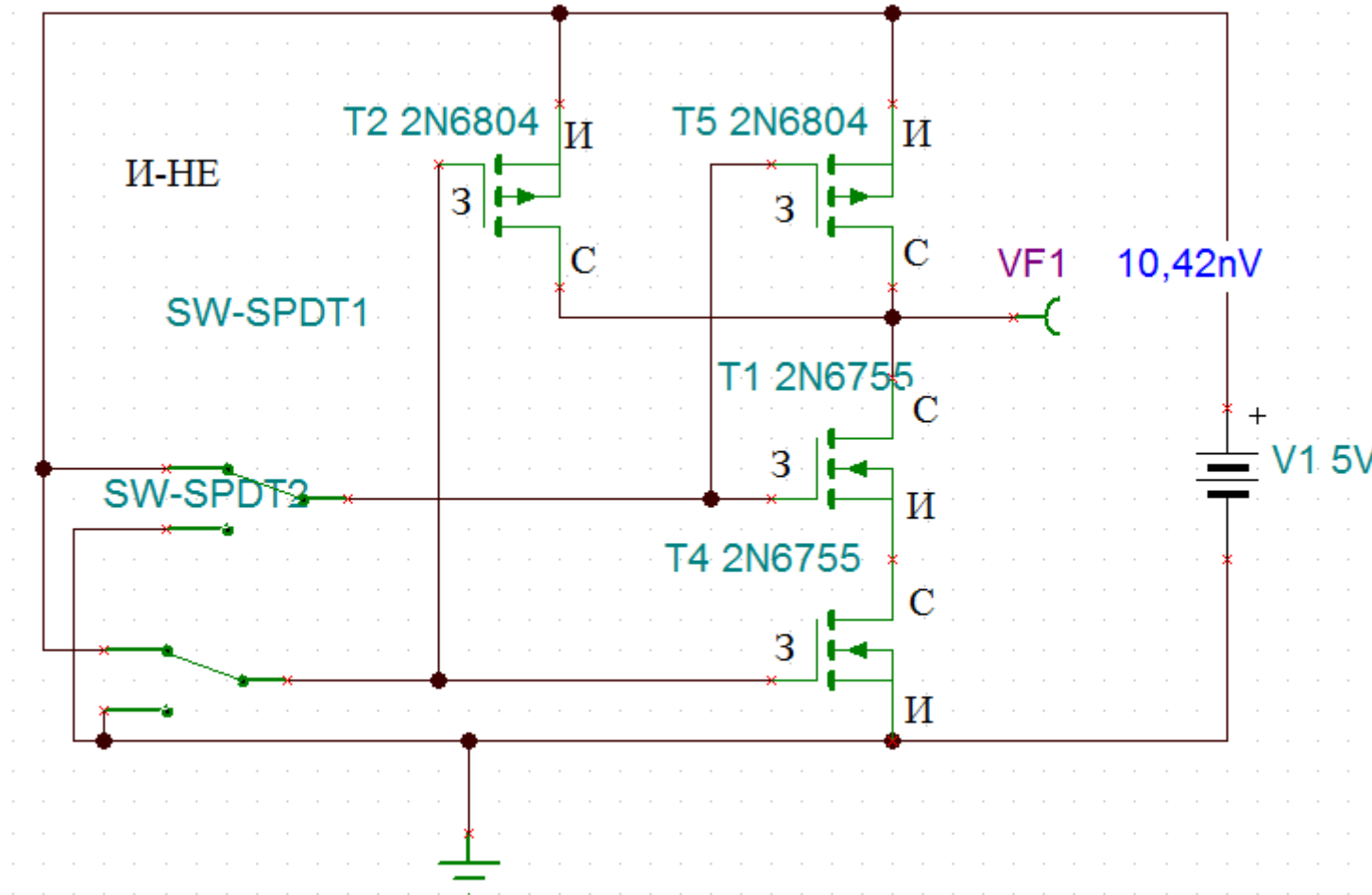


Рис.10.6

Структура базового элемента ИЛИ-НЕ

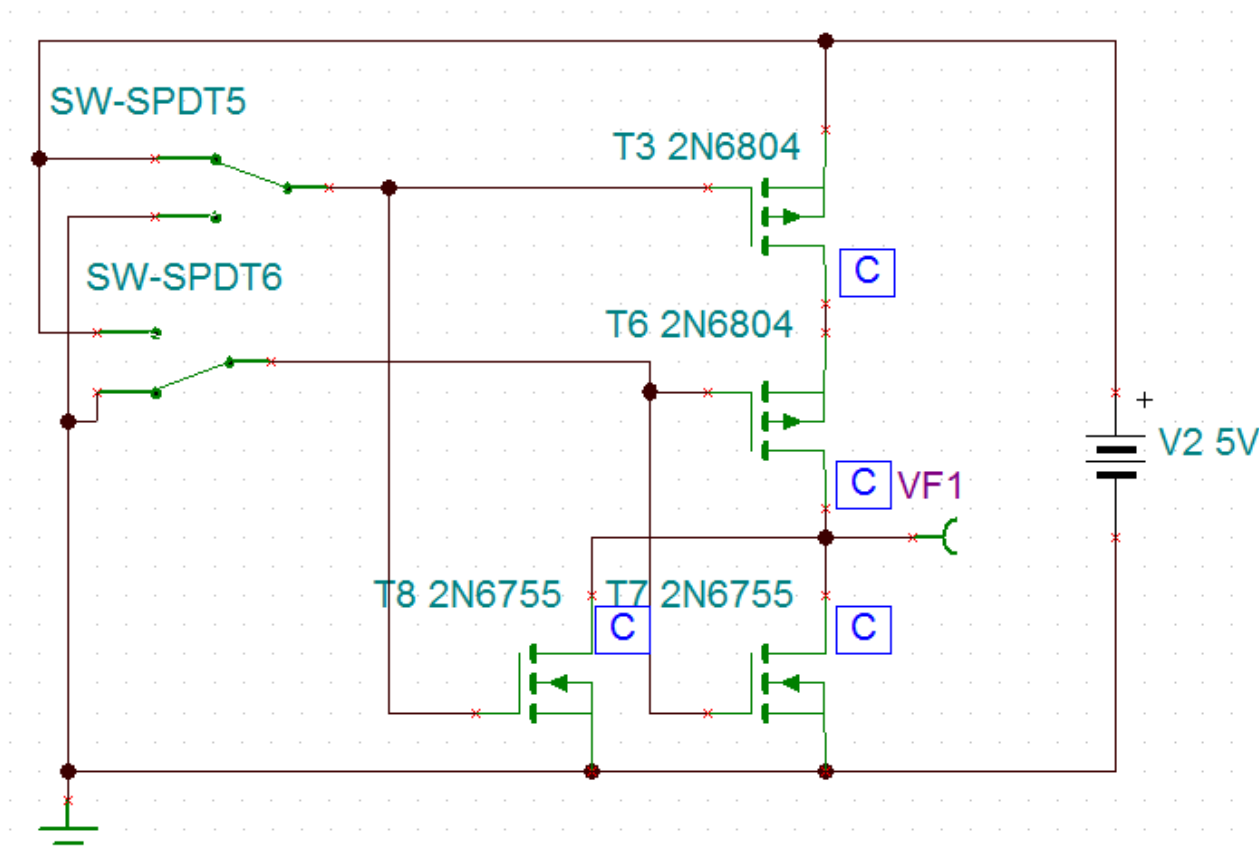


Рис.10.7

Функционально полные системы

Это набор логических элементов, с помощью которых можно построить любые комбинационные схемы с разными логическими функциями.

1. И, ИЛИ, НЕ
2. И-НЕ
3. ИЛИ-НЕ

Типы серийных логических элементов

Цифровые интегральные схемы бывают:

1. ИС малой степени интеграции с числом транзисторов < 100 .
2. ИС средней степени интеграции $n \sim 10^3$.
3. БИС – большие интегральные схемы $n \sim 10^4 \div 10^5$.
4. СБИС – сверхбольшие интегральные схемы $n > 10^6$.

Наиболее популярные ИС малой степени интеграции

ТТЛ – транзисторно-транзисторная логика. Входная логика на многоэмиттерных транзисторах, ключи с динамической нагрузкой. $E=5V$.

ТТЛШ – транзисторно-транзисторная логика с диодами Шоттки. Большое быстродействие.

n-МОП логика. Все элементы по МОП транзисторах. Не высокое быстродействие, малое потребление.

КМОП – логика на комплементарных МОП транзисторах. Рабочее напряжение от 3 до 15 В. Сверхнизкое потребление мощности. Высокое быстродействие.

Примеры комбинационных схем И-И-НЕ

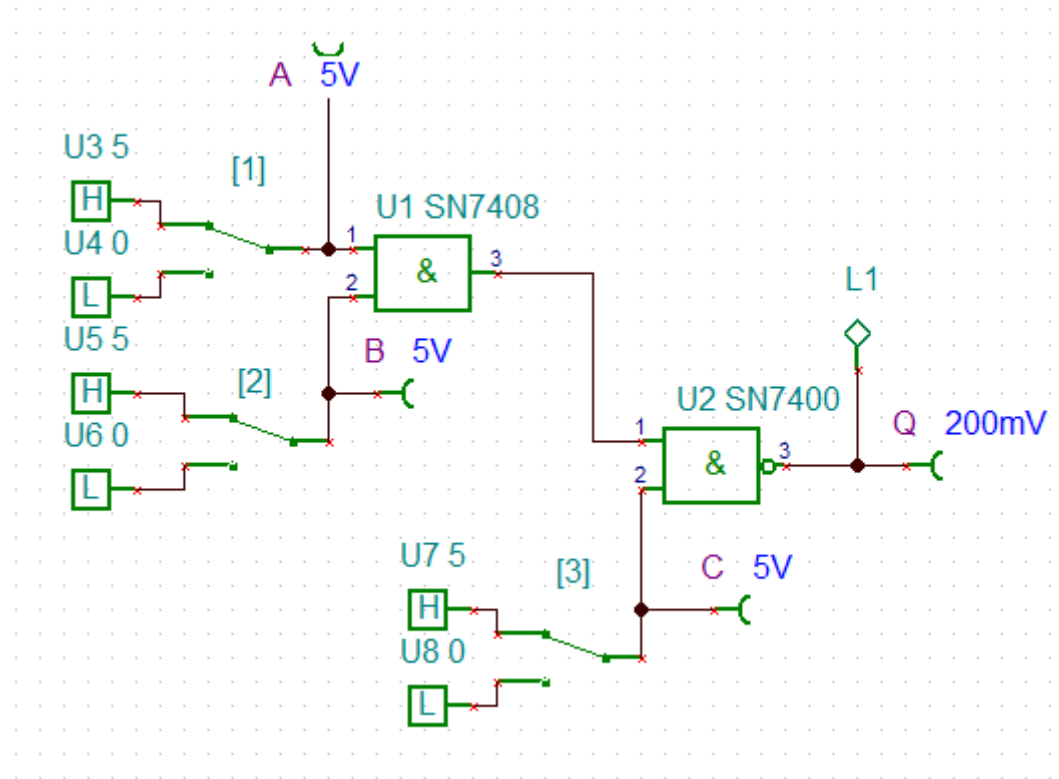
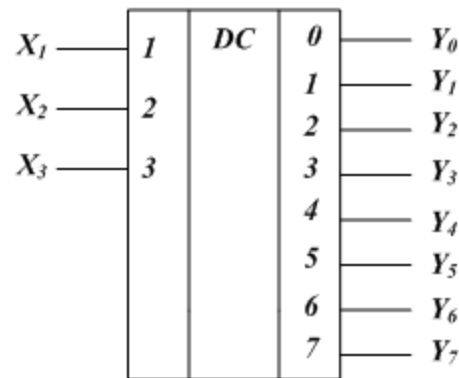


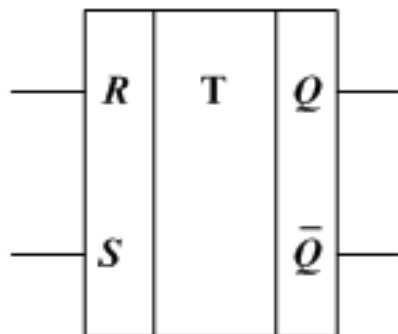
Рис.10.8

	
<p>Условное графическое изображение мультиплексора (8→1)</p>	<p>Условное графическое изображение де-мультиплексора (1→4)</p>



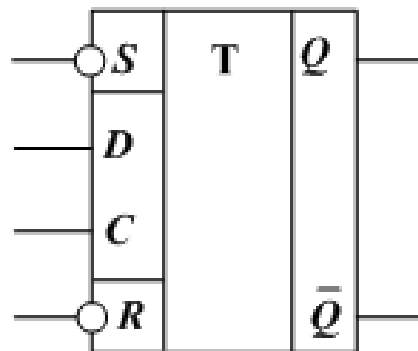
Условное графическое изображение дешифратора 3 x 8

Триггеры



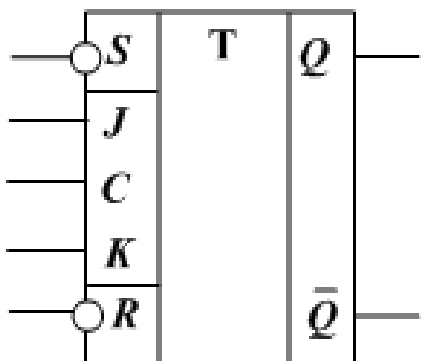
Асинхронный RS-триггер

Переключение происходит сразу при изменении информационных сигналов.



В синхронных D-триггерах имеется синхронизирующий вход **C** и переключение происходит при поступлении на этот вход синхронизирующего импульса.

са. Информация со входа D заносится в триггер по положительному перепаду на счетном входе C триггера.

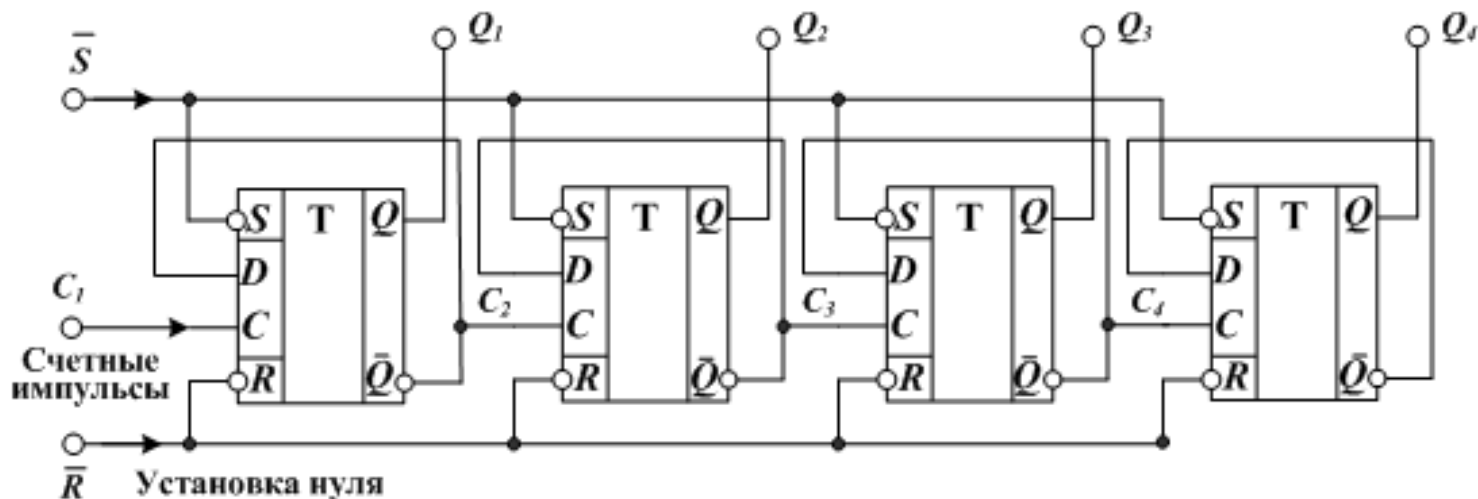


JK - триггер имеет: входы J и K установки триггера в состояния $Q=1$ и $Q=0$ соответственно; синхронизирующий вход C ; отдельный вход S асинхронной установки триггера ($Q=1$); отдельный вход R асинхронного сброса триггера ($Q=0$).

На триггерах строят счетчики и регистры.

Счетчики импульсов

Счетчики предназначены для подсчета числа импульсов. С поступлением каждого импульса на вход C счетчик меняет свое состояние на единицу. Счетчики бывают суммирующие, вычитающие, реверсивные.



Асинхронный счетчик на D - триггерах

В начале счета все триггеры устанавливаются в нуль и с входов \bar{R} и \bar{S} снимаются активные уровни.

На счетный вход C_1 первого триггера поступают счетные импульсы. Каждый импульс изменяет состояние триггеров так, что на выходах $Q_1 - Q_4$ формируется двоичный код, соответствующий числу счетных импульсов.

Модуль счета $K_{сч} = 2^4 = 16$.

Модель асинхронного счетчика

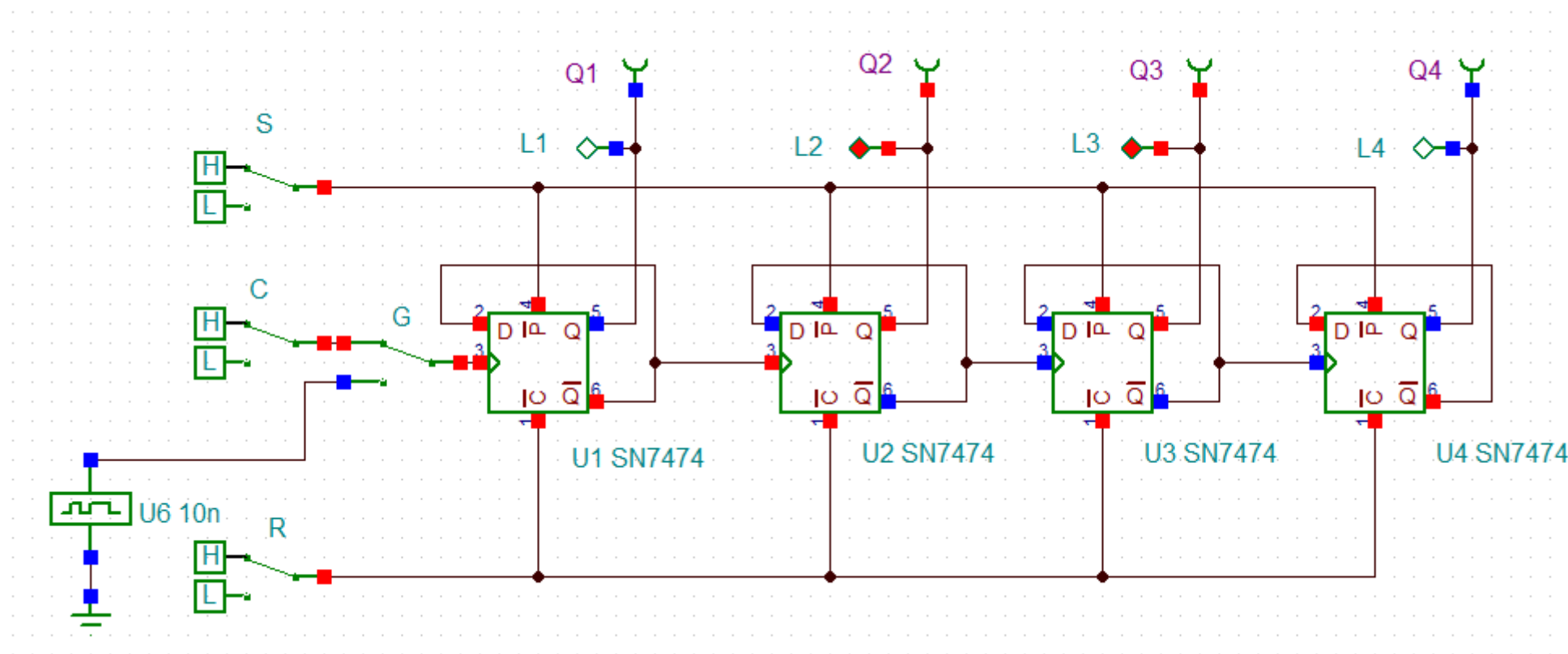
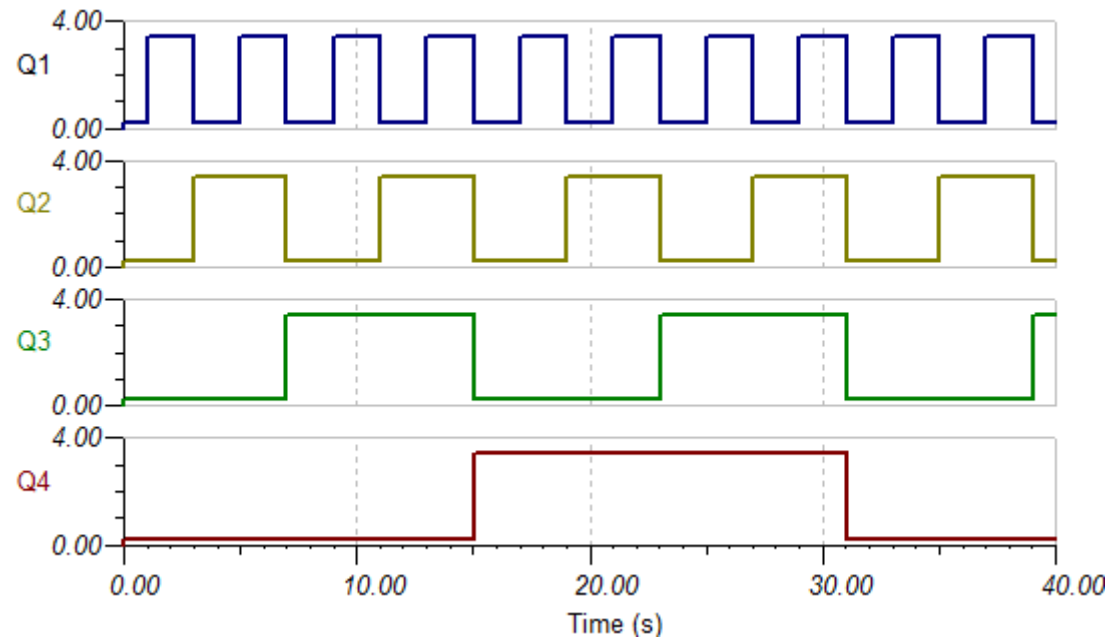


Рис.10.9



Временные диаграммы двоичного счетчика

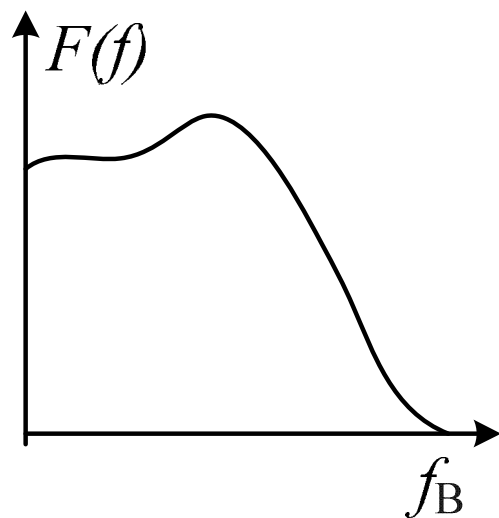
Аналого-цифровые преобразователи

В электронике и связи сигналы применяют в аналоговой и цифровой форме.

Теорема В.А. Котельникова

Аналоговой непрерывный сигнал с ограниченным спектром можно представить последовательностью отсчетов с периодом дискретиза-

ции $T \leq \frac{1}{2f_B}$.

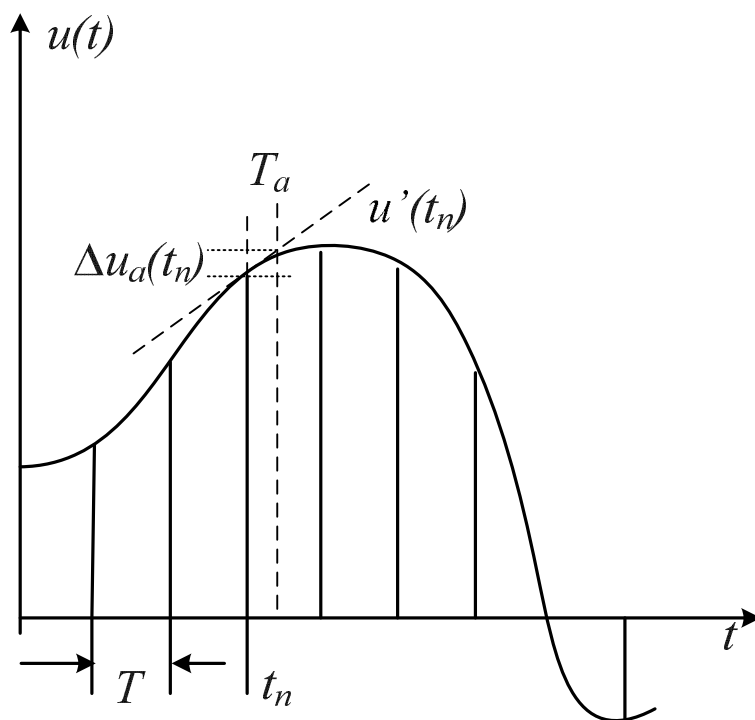


Энергетический спектр

Импульсный сигнал можно восстановить в непрерывный.

Этапы аналого-цифрового преобразования

1. Дискретизация по времени



T_a - апертурное время преобразования;

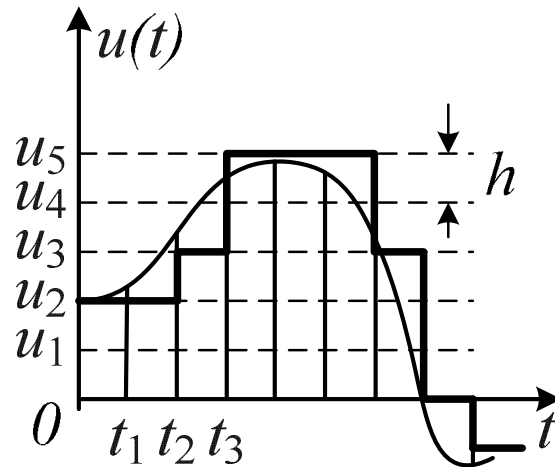
$u'(t_n)$ - скорость изменения сигнала;

$\Delta u_a(t_n)$ - апертурная погрешность.

Для гармонического сигнала относительная апертурная погреш-

ность:
$$\delta_a = \frac{\Delta u_a}{U_m} = \omega T_a.$$

2. Квантование по амплитуде



h – шаг квантования.

Максимальная погрешность квантования $\pm 0,5h$.

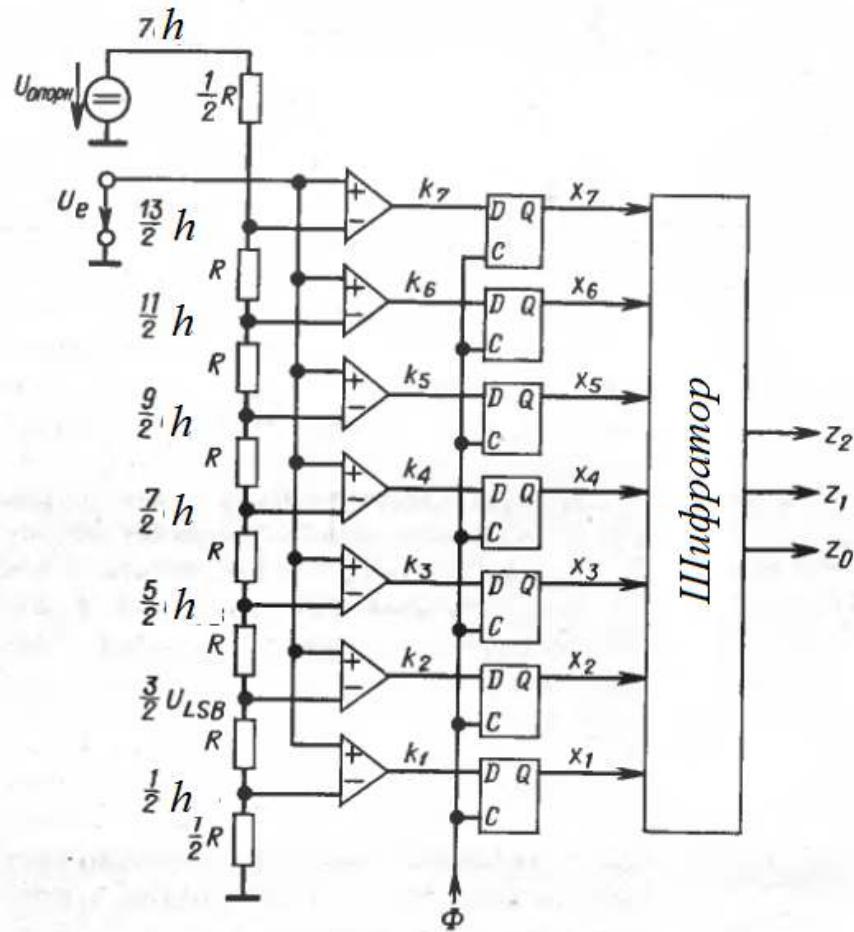
Среднеквадратическая погрешность $\sigma_{кв} = \frac{h}{\sqrt{12}}$.

В АЦП погрешность квантования определяются как единица младшего разряда (ЕМР).

Апертурная погрешность будет меньше погрешности квантования, если: $T_a < \frac{h}{2U_m \omega_m}$. Частота дискретизации возрастает.

3. Кодирование сигнала

Дискретные квантованные величины преобразуют в цифровой код.
Схема параллельного АЦП



Опорное напряжение:
 $U_{\text{опорн}} = 7h$

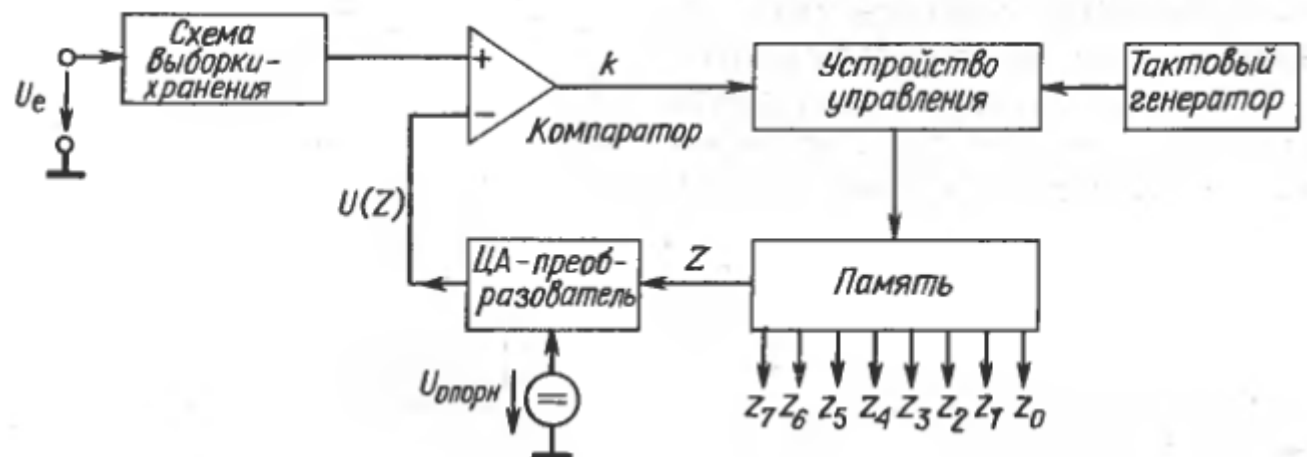
Компараторы на ОУ сравнивают входное напряжение U_e с напряжениями на резисторах делителя и устанавливают «1», если

$$U_e > \left(n - \frac{1}{2}\right)h$$

Тактовый импульс записывает состояния компараторов в триггеры.

Шифратор преобразует данные в трехразрядный код.
Имеем 8 уровней квантования.

АЦП, работающий по весовому методу



Этапы работы восьмиразрядного АЦП:

1. Память обнуляется.

2. Запись $Z_7 = 1$. На выходе ЦАП $U_Z = 2^7 h = \frac{U_{max}}{2}$.

Если $U_e > U_z$, сохраняем $Z_7 = 1$. Если $U_e < U_z$, обнуляем $Z_7 = 0$.

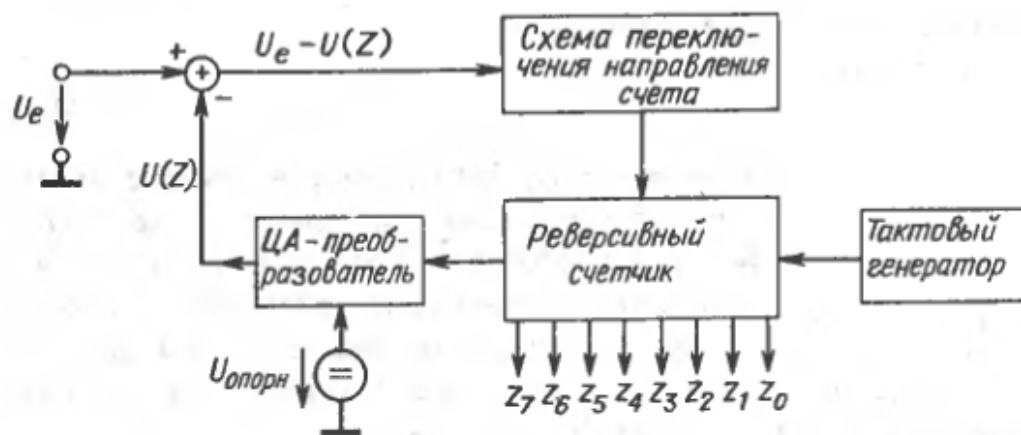
3. Записываем $Z_6 = 1$. Сравниваем $U_e - (Z_7 2^7 h + Z_6 2^6 h)$. Если $U_e > U_z$, сохраняем $Z_6 = 1$. Если $U_e < U_z$, обнуляем $Z_6 = 0$.

После восьми шагов в памяти будет двоичное число $Z = \frac{U_e}{h}$.

Компенсационный числовой АЦП

Входное напряжение сравнивается с компенсирующим. Если

$U_e - U(Z) > \frac{h}{2}$, счетчик суммирует импульсы,



если $U_e - U(Z) < \frac{h}{2}$ - вычитает. Компенсирующее напряжение отслеживает входное. На выходе счетчика двоичный код входного напряжения.

Цифро-аналоговые преобразователи

Суммирование весовых токов

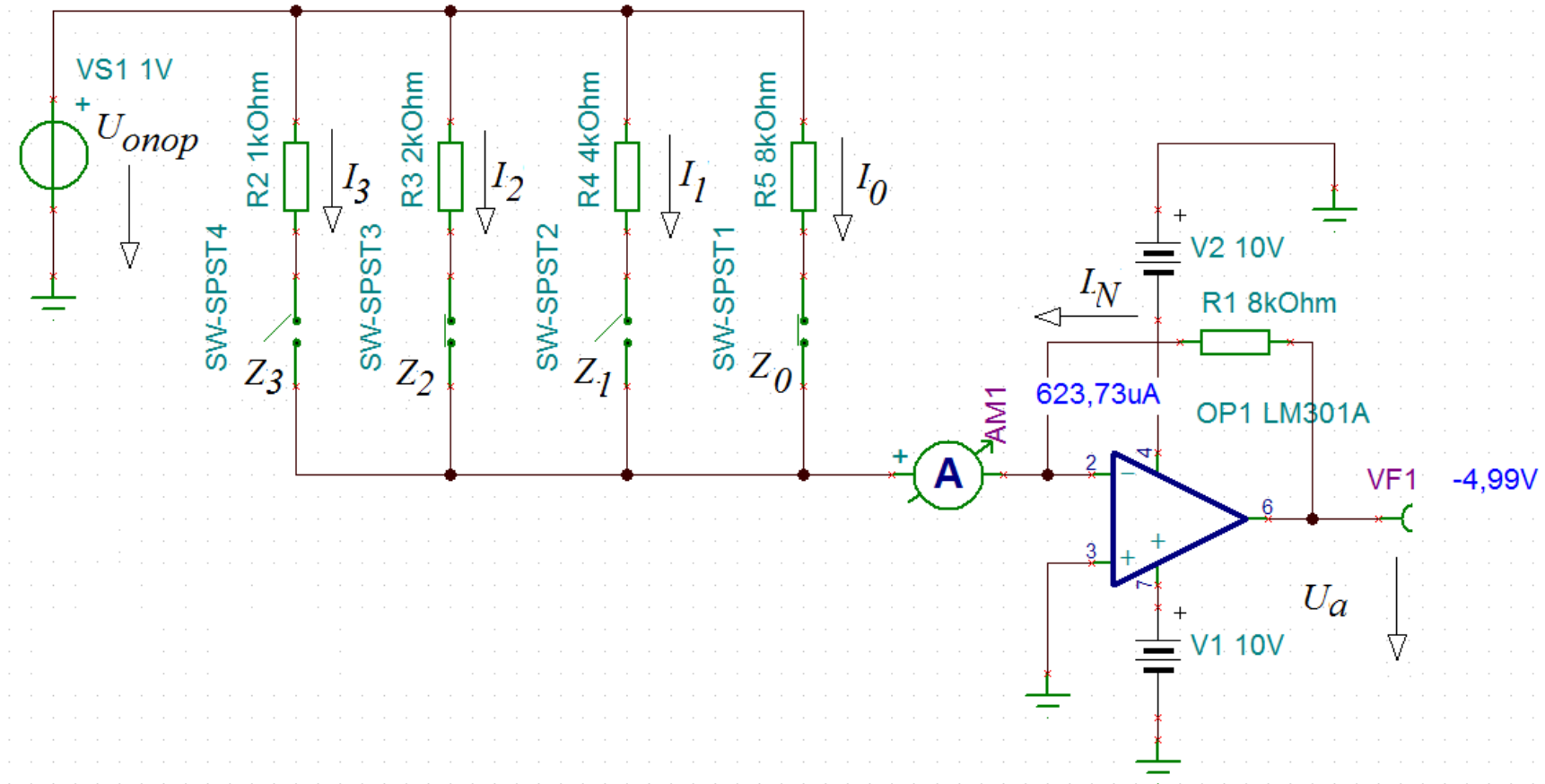


Рис.10.10

$$I_0 + I_1 + I_2 + I_3 = -I_N; U_{\text{опорн}} \left(\frac{1}{R_0} + \frac{2}{R_0} + \frac{4}{R_0} + \frac{8}{R_0} \right) = -\frac{U_a}{R_N}.$$

$$U_a = -U_{\text{опорн}} \left(\frac{R_N}{R_0} \right) (8Z_3 + 4Z_2 + 2Z_1 + Z_0)$$

Значения $Z_0 \div Z_3 = 0;1$.

Недостатки схемы: меняется нагрузка опорного источника.

Применяют перекидные ключи.

ЦАП с резистивной матрицей постоянного импеданса (матрица $R-2R$)

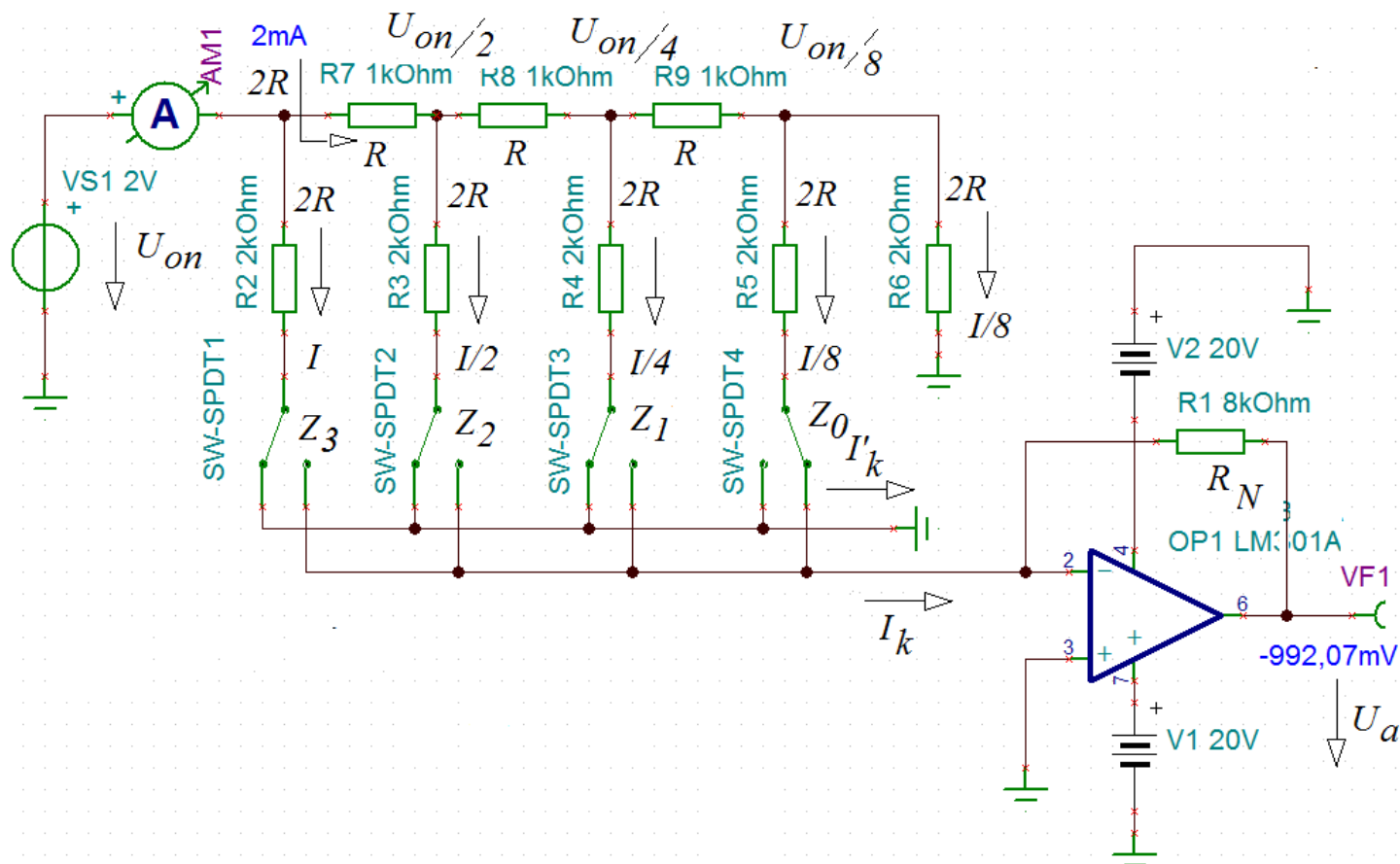


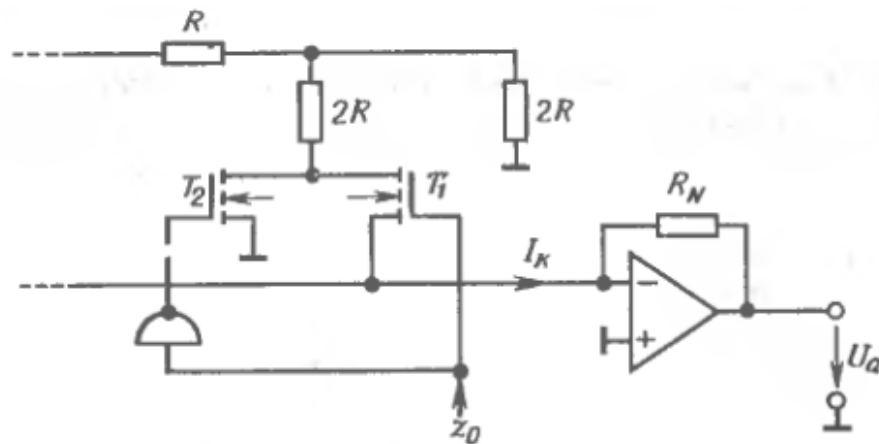
Рис.10.11

$$I_k = U_{\text{опорн}} \left(\frac{1}{2R} + \frac{1}{4R} + \frac{1}{8R} + \frac{1}{16R} \right) =$$

$$= \frac{U_{\text{опорн}}}{16R} (8Z_3 + 4Z_2 + 2Z_1 + Z_0) = -\frac{U_a}{R_N}.$$

$$U_a = -U_{\text{опорн}} \frac{R_N}{16R} Z.$$

Резистивная матрица с МОП ключами



Библиографический список

1. Алехин В.А. Электротехника и электроника. Компьютерный лабораторный практикум в программной среде TINA-8. -М.: «Горячая линия – Телеком», 2014. -с.208.
2. Прянишников В.А. Электроника. Курс лекций. – Санкт-Петербург.: «КОРОНА принт», 2004.-416 с.
3. Алехин В.А. Моделирование электрических цепей и электронных схем в среде «TINA-8». – М: МИРЭА, 2010 г., № 0986.
4. Алехин В.А. Линейные электрические цепи. Компьютерное моделирование в среде «TINA-8». – М: МИРЭА, 2011 г., № 1083.
5. Алехин В.А. Магнитно-связанные цепи. Переходные процессы. Компьютерное моделирование в среде «TINA-8». – М: МИРЭА, 2012 г., № 1167.
6. Миленина С.А. Расчет электронных схем. Семинары по курсу «Электротехника и электроника». - М.: МИРЭА, 2012. с. – 197.

7. TINA. Design Suite. The Complete Electronics Lab for Windows. Quick Start manual. - <http://www.designsoftware.com/>
8. TINA PRO ADVANCED TOPICS. - <http://www.tina.com/>
9. Хоровиц П., Хилл У.. Искусство схемотехники.- М.: Мир, 2003. – 704 с.
10. У. Титце, К. Шенк. Полупроводниковая схемотехника. – М. Мир, 1983. – 512 с.

СОДЕРЖАНИЕ

Введение	3
Занятие 1. Нелинейные цепи постоянного тока	5
Занятие 2. Полупроводниковые диоды, стабилитроны и тиристоры	16
Занятие 3. Биполярные транзисторы	54
Занятие 4. Эмиттерный повторитель на биполярном транзисторе	85

Занятие 5. Полевые транзисторы	101
Занятие 6. Операционные усилители	142
Занятие 7. Автогенераторы	166
Занятие 8. Модуляция и демодуляция электрических сигналов	190
Занятие 9. Источники питания	228
Занятие 10. Цифровые микросхемы	254
Библиографический список	287