

Московский государственный технический университет
имени Н.Э. Баумана

Факультет «Радиоэлектроника и лазерная техника»
Кафедра «Радиоэлектронные системы и устройства»

Р.Ш. Загидуллин, Д.И. Оглоблин

Лабораторный практикум по курсу «Основы электроники».

Электронное учебное издание

Усилители

*Методические указания к выполнению лабораторного практикума по
дисциплине «Основы электроники» для специальности ИУ-7*

Москва

(С) 2017 МГТУ им. Н.Э. БАУМАНА

УДК 517.31

Рецензент:

Загидуллин Р.Ш., Оглоблин Д.И.

Лабораторный практикум по курсу Электроника. Усилители - М.: МГТУ имени Н.Э. Баумана, 2017. 57 с.

Электронное учебное издание

Загидуллин Равиль Шамильевич, Оглоблин Дмитрий Игоревич

Лабораторный практикум по курсу «Основы электроники».

© 2017 МГТУ имени Н.Э. Баумана

СОКРАЩЕНИЯ ТЕРМИНОВ, АББРЕВИАТУРЫ

АЧХ — амплитудно-частотная характеристика;

ПОС - положительная обратная связь

ВАХ – вольтамперная характеристика

ООС - отрицательная обратная связь

ОБ - схема включения транзистора с общей базой

ОЭ - схема включения транзистора с общим эмиттером

ОК - схема включения транзистора с общим коллектором

РТ - рабочая точка

БП, BJT — биполярный транзистор (Bipolar Junction Transistor)

ПТ, JFET — полевой транзистор с управляющим p-n переходом (Junction Field Effect Transistor)

МОП (МДП), MOSFET, NMOS, PMOS – полевой транзистор с структурой металл - окись (диэлектрик) - полупроводник.

КМОП – комплементарные (дополняющие) полевые транзисторы, имеющие разную проводимость и зеркальные характеристики.

Оглавление

СОКРАЩЕНИЯ ТЕРМИНОВ, АББРЕВИАТУРЫ3

Введение	6
Цель практикума.....	8

Часть 1. Биполярный транзистор

Варианты задания.....	7
ЭКСПЕРИМЕНТ 1. Снятие ВАХ биполярного транзистора в схеме с ОЭ.....	
Ошибка! Закладка не определена.	
Задание на работу.....	11
ЭКСПЕРИМЕНТ 2. Установка рабочей точки каскада с ОЭ дополнительными элементами схемы	13
Задание на работу.....	14
ЭКСПЕРИМЕНТ 3. Исследование влияния температуры на положение рабочей точки каскада с ОЭ.....	17
Задание на работу.....	17
ЭКСПЕРИМЕНТ 4. Инвертор на основе ключа на биполярном транзисторе	29
Задание на работу.....	22
ЭКСПЕРИМЕНТ 5. Повышение быстродействия ключа на биполярном транзисторе.....	26
Задание на работу	27
ЭКСПЕРИМЕНТ 6. Изучение влияния обратных связей в ключевой схеме на биполярном транзисторе.....	29
Задание на работу.....	29

Часть 2 Полевой транзистор

Варианты задания.....	30
ЭКСПЕРИМЕНТ 7. Характеристики полевого транзистора	
Ошибка! Закладка не определена.	
Задание на работу.....	35
ЭКСПЕРИМЕНТ 8. Полевой транзистор в импульсном режиме.....	39
Задание на работу.....	39
ЭКСПЕРИМЕНТ 9. Инвертор на основе КМОП ключа.....	41
Задание на работу.....	45

Приложения

1. К расчету и настройке усилительного каскада.....	47
2. Построение нагрузочной прямой в программе Microcap.....	51
3. Стабилизация положения рабочей точки каскада с ОЭ	55
4. Требования к оформлению отчета.....	57
Литература.....	57

ВВЕДЕНИЕ

Методические указания содержит описания лабораторных практикумов по курсу «Основы электроники». Лабораторный практикум должен выполняться на персональном компьютере пользователя с использованием технологий компьютерных измерительных приборов. Защита лабораторных работ происходит в специализированной аудитории, оснащенной компьютерами и программными комплексами. Теоретические положения, относящиеся к материалу лабораторных работ, объясняются на лекциях. Также к каждой работе имеются краткие теоретические сведения.

Контрольные мероприятия – содержание работ, задания, программное обеспечение, предварительный контроль и контроль при защите во время проведения лабораторных работ, осуществляется на интернет ресурсе http://e-learning.bmstu.ru/portal_rk6/ - среда MOODLE. Логины/пароли для использования ресурса выдаются на первых лекциях и лабораторных.

Некоторые сведения о САПР Microcap:

Значения компонентов задаются либо непосредственно (2600), либо в показательной форме (2.6E3), либо условными буквенными обозначениями (2.6K).

Используются следующие буквенные обозначения для множителей

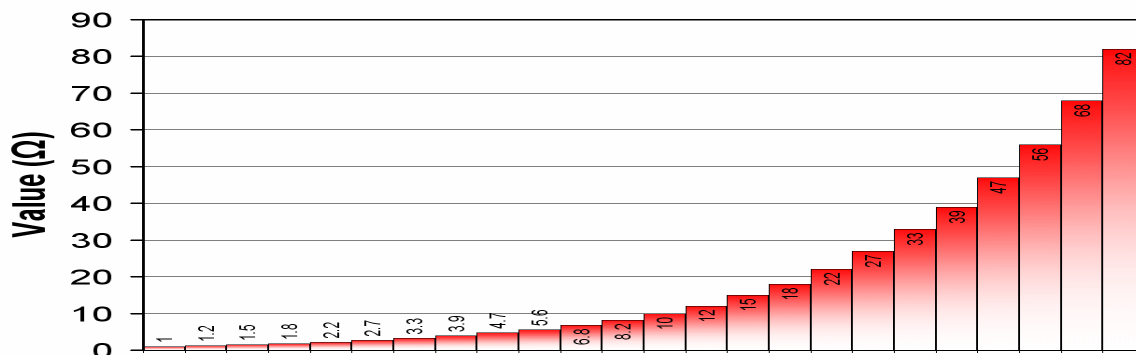
10-15	10-12	10-9	10-6	10-3	10 ³	10 ⁶	10 ⁹	10 ¹²
фемто	пико	нано	микро	мили	кило	мега	гига	тера
F(f)	P(p)	N(n)	U(u)	M(m)	K(k)	MEG(meg)	G(g)	T(t)
1e-15	1e-12	1e-9	1e-6	1e-3	1e3	1e6	1e9	1e12

Следует обратить внимание, что в MicroCap:

- целая часть чисел отделяется от дробной не запятой, а точкой. Например, 1 .3K или 1 .3E3.
- буквенные обозначения следует вводить в английском алфавите

Ряды номиналов радиодеталей

Номиналы промышленно выпускаемых электронных компонентов (сопротивление резисторов, ёмкость конденсаторов, индуктивность небольших катушек индуктивности) не являются произвольными. Существуют установленные стандартом специальные ряды номиналов, представляющие собой множества значений от 1 до 10. Графическое представление ряда номиналов резисторов E12 приведено ниже. Показаны две декады номиналов.



Название ряда указывает общее число элементов в нём, то есть ряд E24 содержит 24 числа в интервале от 1 до 10 (декаде), E12 — 12 чисел и т. д. В E12 будет 12 членов на декаду: 1, 1.2, 1.5, 1.8, 2.2, 2.7, 3.3, 3.9, 4.7, 5.6, 6.8, 8.2.

Ряд	Числовые коэффициенты						Отклонение, %
E6	1,0	1,5	2,2	3,3	4,7	6,8	± 20
E12	1,0	1,5	2,2	3,3	4,7	6,8	± 10
	1,2	1,8	2,7	3,9	5,6	8,2	
E24	1,0	1,5	2,2	3,3	4,7	6,8	± 5
	1,1	1,6	2,4	3,6	5,1	7,5	
	1,2	1,8	2,7	3,9	5,6	8,2	
	1,3	2,0	3,0	4,3	6,2	9,1	

Каждый ряд соответствует определённому допуску в номиналах деталей. Так, например компоненты из ряда E6 имеют допуск от номинала ±20 %, из ряда E12 — ±10 %, из E24 — ±5 %. Ряды устроены так, что следующее значение отличается от предыдущего чуть меньше, чем на двойной допуск. Ряд E12 получается вычёркиванием из ряда E24 каждого второго номинала, аналогично, E6 получается вычёркиванием из E12 каждого второго номинала.

По своей сути номинальные ряды эта классическая таблица десятичных логарифмов. Другими словами, в логарифмическом масштабе элементы ряда E24 делят отрезок от 1 до 10 на 24 равные части. Универсальный способ определения номинала для любого ряда: $V(n) = 10^{n/N} = \exp(n/N \ln 10)$, где где N - номер ряда (6, 12, 24 и т. д.), а $n = 0, 1, 2, \dots, (n)$ означает порядковый номер номинала в ряду.

Указанные сведения о рядах номиналов резисторов нужно использовать при расчете базовых и коллекторных цепей и округлять полученные значения до значений ряда E24.

Программа лабораторных работ сформирована так, что требуется сохранять результаты выполненных экспериментов для составления отчета о проделанной работе и отправки результатов для проверки. Также последующие работы часто являются продолжением предыдущих.

ЦЕЛЬ ПРАКТИКУМА:

Получить навыки в использовании базовых возможностей программы Microcap и знания при исследовании и настройке усилительных и ключевых устройств на биполярных и полевых транзисторах.

ЧАСТЬ 1. БИПОЛЯРНЫЙ ТРАНЗИСТОР

Варианты задания

Таблица №1

№ варианта	Тип транзистора	Библиотека	№ варианта	Тип транзистора	Библиотека
1	MODEL KT315V	SOVBIPOL.LIB	23	MODEL KT315V	SOVBIPOL.LIB
2	MODEL NT011	RUS_Q.LIB	24	MODEL Q2T208A	RUS_Q.LIB
3	MODEL KT361A	SOVBIPOL.LIB	25	MODEL KT361A	SOVBIPOL.LIB
4	MODEL Q159NT1A	RUS_Q.LIB	26	MODEL Q2T208B	RUS_Q.LIB
5	MODEL Q198NT1A	RUS_Q.LIB	27	MODEL Q2T208V	RUS_Q.LIB
6	MODEL KT375A	SOVBIPOL.LIB	28	MODEL KT375A	SOVBIPOL.LIB
7	MODEL Q198NT5A	RUS_Q.LIB	28	MODEL Q2T208G	RUS_Q.LIB
8	MODEL KT3102A	SOVBIPOL.LIB	30	MODEL KT3102A	SOVBIPOL.LIB
9	MODEL Q1NT251	RUS_Q.LIB	31	MODEL Q2T208D	RUS_Q.LIB
10	MODEL Q2TS622A	RUS_Q.LIB	32	MODEL Q2T208E	RUS_Q.LIB
12	MODEL TS3103A1	RUS_Q.LIB	33	MODEL Q2T208J	RUS_Q.LIB
13	MODEL KT3117A	SOVBIPOL.LIB	34	MODEL KT3117A	SOVBIPOL.LIB
14	MODEL KT3107B	SOVBIPOL.LIB	35	MODEL KT3107B	SOVBIPOL.LIB
15	MODEL TS3103A2	RUS_Q.LIB	36	MODEL Q2T208I	RUS_Q.LIB
16	MODEL Q2T201A	RUS_Q.LIB	37	MODEL Q2T208K	RUS_Q.LIB
17	MODEL Q2T201B	RUS_Q.LIB	38	MODEL Q2T208L	RUS_Q.LIB
18	MODEL Q2T201V	RUS_Q.LIB	39	MODEL Q2T208M	RUS_Q.LIB
19	MODEL Q2T201G	RUS_Q.LIB	40	MODEL Q2T312A	RUS_Q.LIB
20	MODEL KT608A	SOVBIPOL.LIB	41	MODEL KT608A	SOVBIPOL.LIB
21	MODEL Q2T203A	RUS_Q.LIB	42	MODEL Q2T312B	RUS_Q.LIB
22	MODEL KT630A	SOVBIPOL.LIB	43	MODEL KT630A	SOVBIPOL.LIB

Примечание: Номер варианта задания определяется номером студента в списке группы и номером группы:

- для группы 1 номер варианта задания совпадает с номером студента в списке группы, для группы 2 номер варианта задания определяется как (номер студента в списке группы) + 20, для группы 3 номер варианта определяется как номер студента

в списке группы +10. Для группы 4 номер варианта задания определяется как 23 минус номер студента в списке группы, для группы 5 - 43 минус номер студента в списке группы, для группы 6 - 33 минус номер студента в списке группы.

- Библиотеки транзисторов находятся в архиве отечественных полупроводниковых приборов/Пятая лабораторная работа/Модуль 2/Основы электроники ИУ-7/e-learning.bmstu.ru/rk6. Прочитать архивы можно любым текстовым редактором.

ЭКСПЕРИМЕНТ 1.

Снятие вольтамперных характеристик (ВАХ) биполярного транзистора

Краткие теоретические сведения

ВАХ транзисторов устанавливают связь между токами в электродах и напряжениями, приложенными к этим электродам. Зависимость между величинами определяется из двух семейств статических характеристик:

Входных: $I_{\text{вх}} = f(U_{\text{вх}})$ при $U_{\text{вых}} = \text{const}$;

Выходных: $I_{\text{вых}} = f(U_{\text{вых}})$ при $I_{\text{вх}} = \text{const}$.

В зависимости от схемы включения транзистора значения $I_{\text{вх}}$, $I_{\text{вых}}$, $U_{\text{вх}}$, $U_{\text{вых}}$ будут различными. Поэтому и внешний вид характеристик будет различным. Наиболее часто на практике применяют схему включения транзистора с общим эмиттером ОЭ. При таком включении входным электродом является база, эмиттер заземляется (общий электрод), а выходным электродом является коллектор (рис.1-1.а).

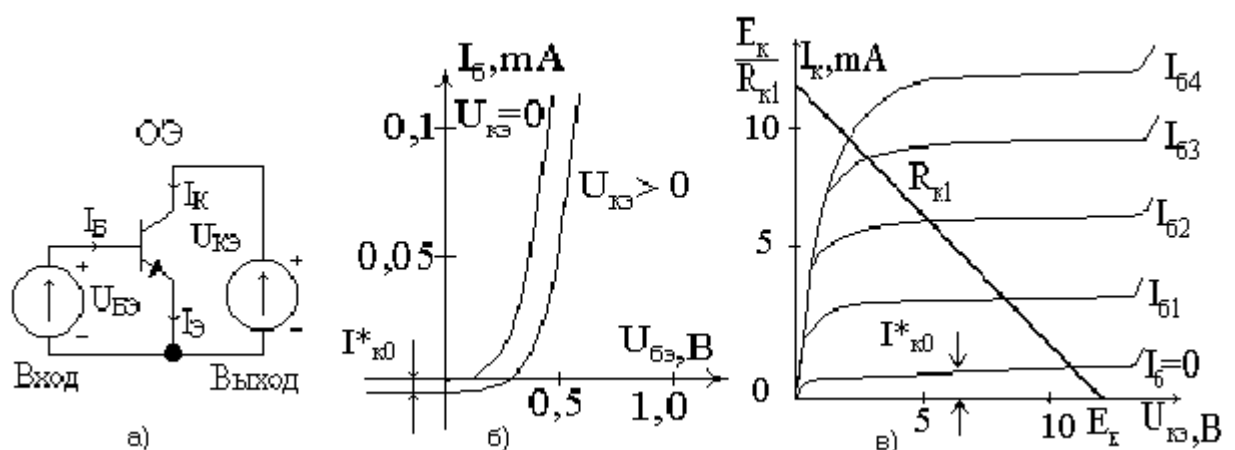


Рис.1-1. ВАХ биполярного транзистора, включенного по схеме ОЭ

Входной характеристикой транзистора, включенного по схеме с ОЭ, является зависимость входного тока $I_{\text{б}}$ от напряжения $U_{\text{бэ}}$ при заданном напряжении $U_{\text{кэ}}$. Совокупность таких зависимостей называется семейством входных характеристик транзистора (рис.1 б). При $U_{\text{кэ}}$

$=0$ тепловой ток I_{K0} в цепи коллектора отсутствует и зависимость $U_{бэ} = f_1(I_б)$ соответствует ВАХ база-эмиттерного р-п-перехода, включенного в прямом направлении. При $U_{кэ} > 0$ в цепи коллектора появляется ток $-I_{K0}$, направленный навстречу току $I_б$. Для компенсации этого тока в цепи базы нужно создать ток $I_б = I_{K0}$, приложив соответствующее напряжение $U_{бэ}$. Это приводит к смещению входной характеристики вправо вниз.

Выходной характеристикой транзистора по схеме с ОЭ считается зависимость $I_к = f_2(U_{кэ})$ при заданном токе $I_б$ (рис.1-1 в). Если $U_{бэ} = 0$, в цепи коллектора протекает только тепловой ток, так как в этом случае инжекция дырок из эмиттера в базу (для р-п-р-транзистора $I_{K0} = -I_б$) или инжекция электронов из эмиттера в базу (для п-р-п-транзистора) отсутствует. При $U_{кэ} = 0$ ток в цепи коллектора не проходит, это объясняется тем, что напряжение $U_{бэ}$ и $U_{кэ}$ направлены встречно друг другу, т.е. потенциал коллектора выше потенциала базы и коллекторный переход оказывается при этом закрыт. Поэтому выходные характеристики не пересекают ось ординат.

На рис.1-2 приведена принципиальная схема стенда для снятия вольт-амперных характеристик транзистора, включенного с ОЭ. Входная цепь (цепь базы) питается от регулируемого источника тока $I_б$ положительной полярности, которой поддерживает заданной ток базы. Величина тока базы $I_б$ измеряется миллиамперметром PA1. Напряжение между эмиттером и базой $U_{бэ}$

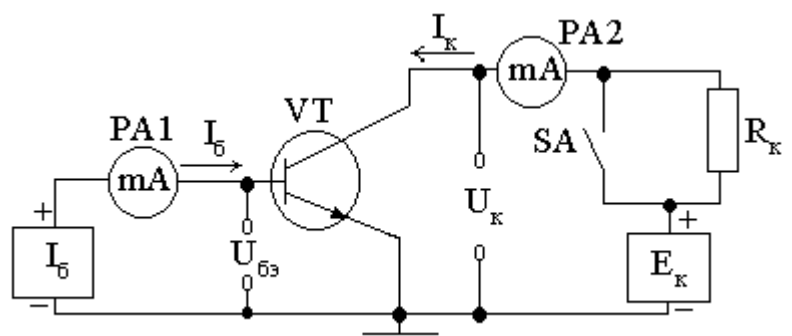


Рис.1-2. Схема измерения ВАХ

измеряется внешним вольтметром. Напряжение на коллекторе устанавливается от регулируемого источника напряжения $E_к$. Напряжение коллектора $U_к$ измеряется с помощью внешнего вольтметра. Для измерения коллекторного тока $I_к$ служит миллиамперметр PA2.

При работе транзистора с коллекторной нагрузкой $R_к$ связь между коллекторным током $I_к$ и напряжением на коллекторе $U_к$ выражается уравнением нагрузочной характеристики:

$$I_к = (E_к - U_к) / R_к \quad (15)$$

Нагрузочная характеристика представляет прямую на семействе коллекторных характеристик транзистора (см. рис.1-1-в), пересекающуюся с осями координат в точках $I_к = E_к / R_к$ и $U_к = E_к$ соответственно. Построение нагрузочной прямой описано на стр. 49.

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ВОЗМОЖНОСТИ АНАЛИЗА DYNAMIC DC

Для проверки и настройки усилительного каскада можно использовать возможности анализа **Dynamic DC** (рис.1-3), в котором пределы и параметры анализа можно быстро регулировать.

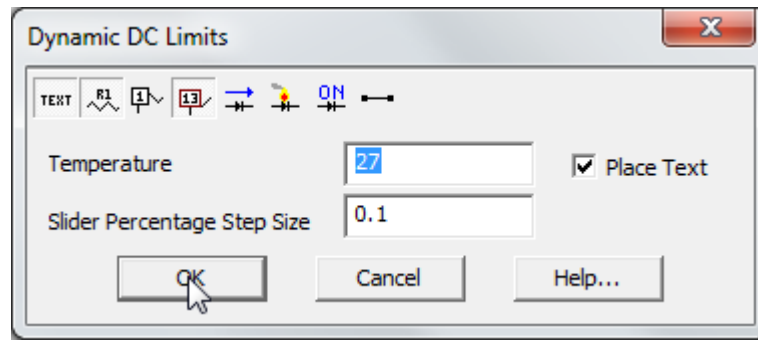


Рис.1-3 Настройка режима Dynamic DC

Примечание: пределы анализа (Dynamic DC Limits) определяют Slider Percentage Step Size - точность задания параметров элемента в схеме при настройке в этом режиме. По умолчанию, слайдеры не показываются на схеме рядом с элементами регулировки, поэтому рекомендуется установить видимость этих элементов через меню:

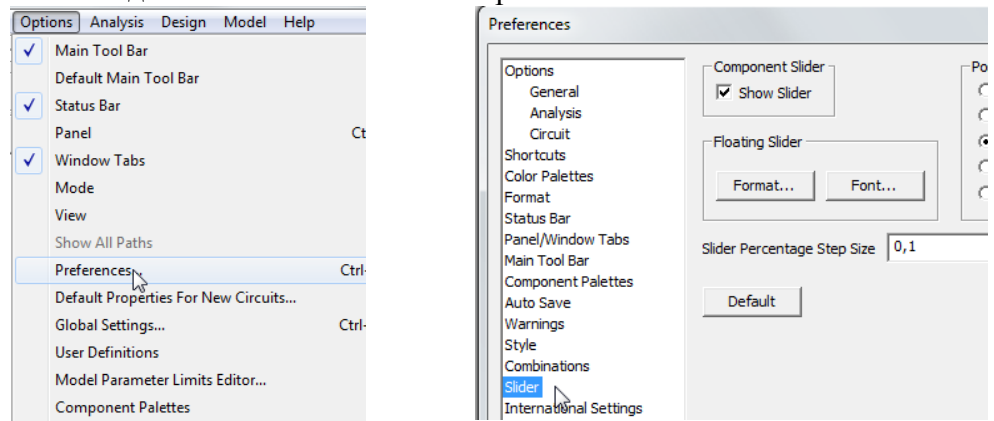


Рис.1-4

Для обеспечения точной настройки каскада можно использовать дополнительный элемент Slider

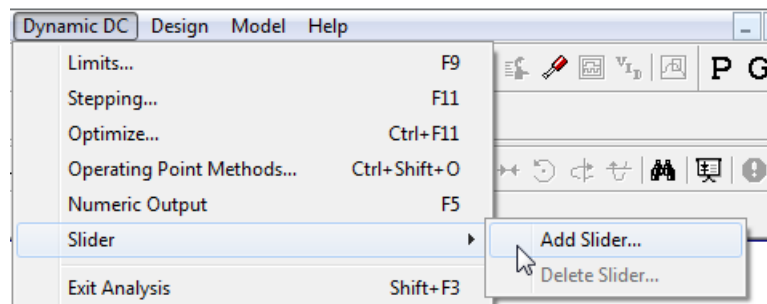
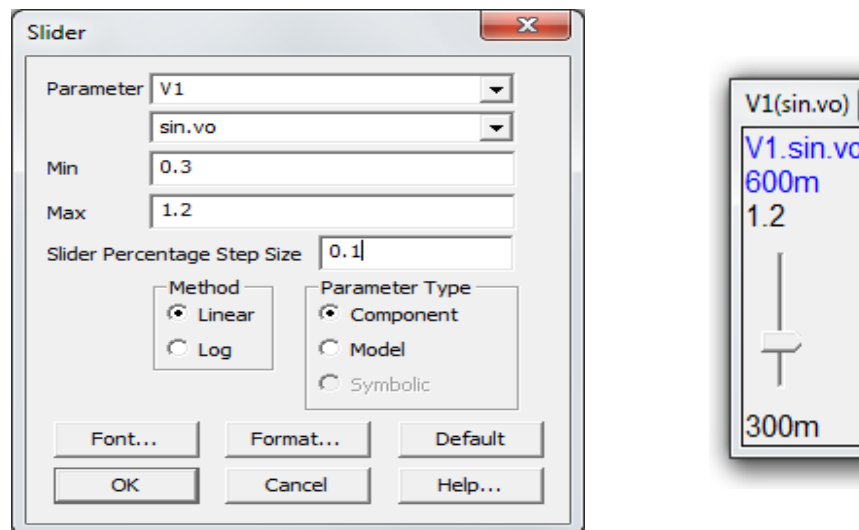


Рис.1-5

Для регулировки параметра необходимо «щелкнуть» по элементу слайдер и использовать либо движение движка, либо клавиши на клавиатуре со стрелками вверх или вниз.



Управляющий элемент (Slider) можно разместить в любом месте экрана.

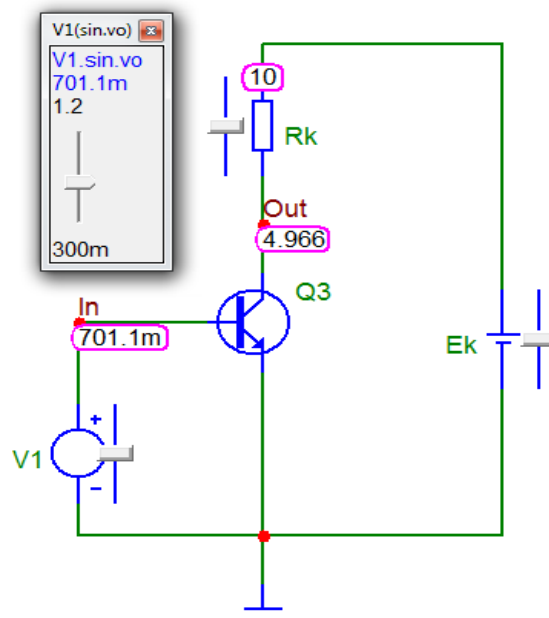


Рис.1-7

Задание на работу:

1. Получить в программе МСхх выходную и входную ВАХ биполярного транзистора своего варианта по схеме рис. 1-8 а, используя возможности режима моделирования DC. Напряжение коллектор-эмиттер задается универсальным источником напряжения V_c с значением напряжения 0-10 V, изменяющимся линейно, а ток – универсальным источником тока (Component/Analog primitives/Waveform Sources) с максимальным значением не более 1 mA, изменяющимся таблично (list 250, 500, 750 μA - рис. 1-9).

Обратить внимание на правильную полярность при исследовании своего варианта транзистора.

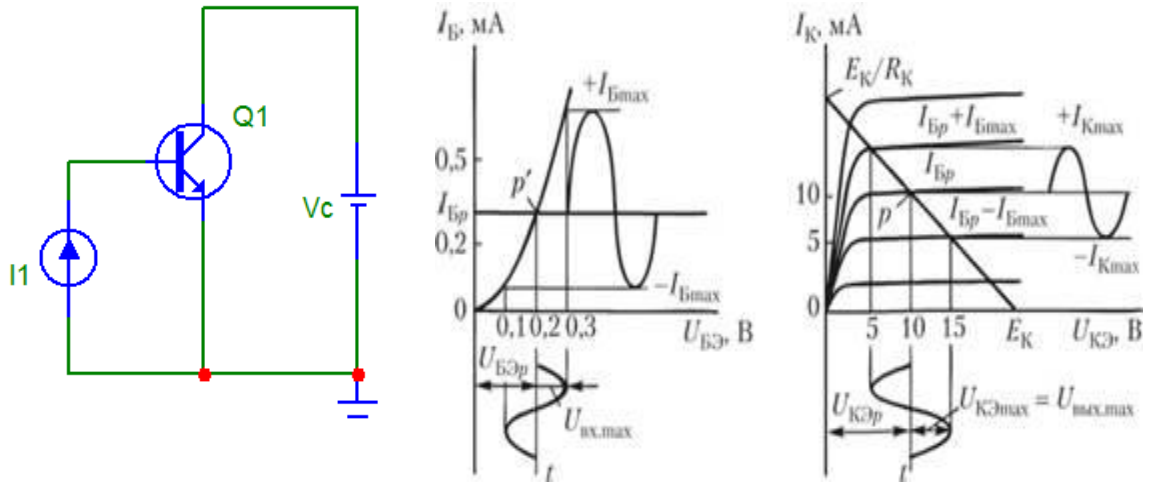


Рис.1-8 а, б

2. На выходной ВАХ построить нагрузочную прямую (см. Приложение 2 стр. 49 данного пособия, рис. П2 - 1, П2 - 9) и определить ток и напряжение коллектора на середине нагрузочной прямой (сопротивление резистора $R_k = 510 \text{ Ом}$ для нечетных вариантов и $R_k = 750 \text{ Ом}$ для четных вариантов, напряжение источника питания $E_k = 10 \text{ Вольт}$ для нечетных вариантов и $E_k = 12$ для четных вариантов). Приблизительные установки пределов анализа по постоянному току для снятия ВАХ приведены на рис. 1-9

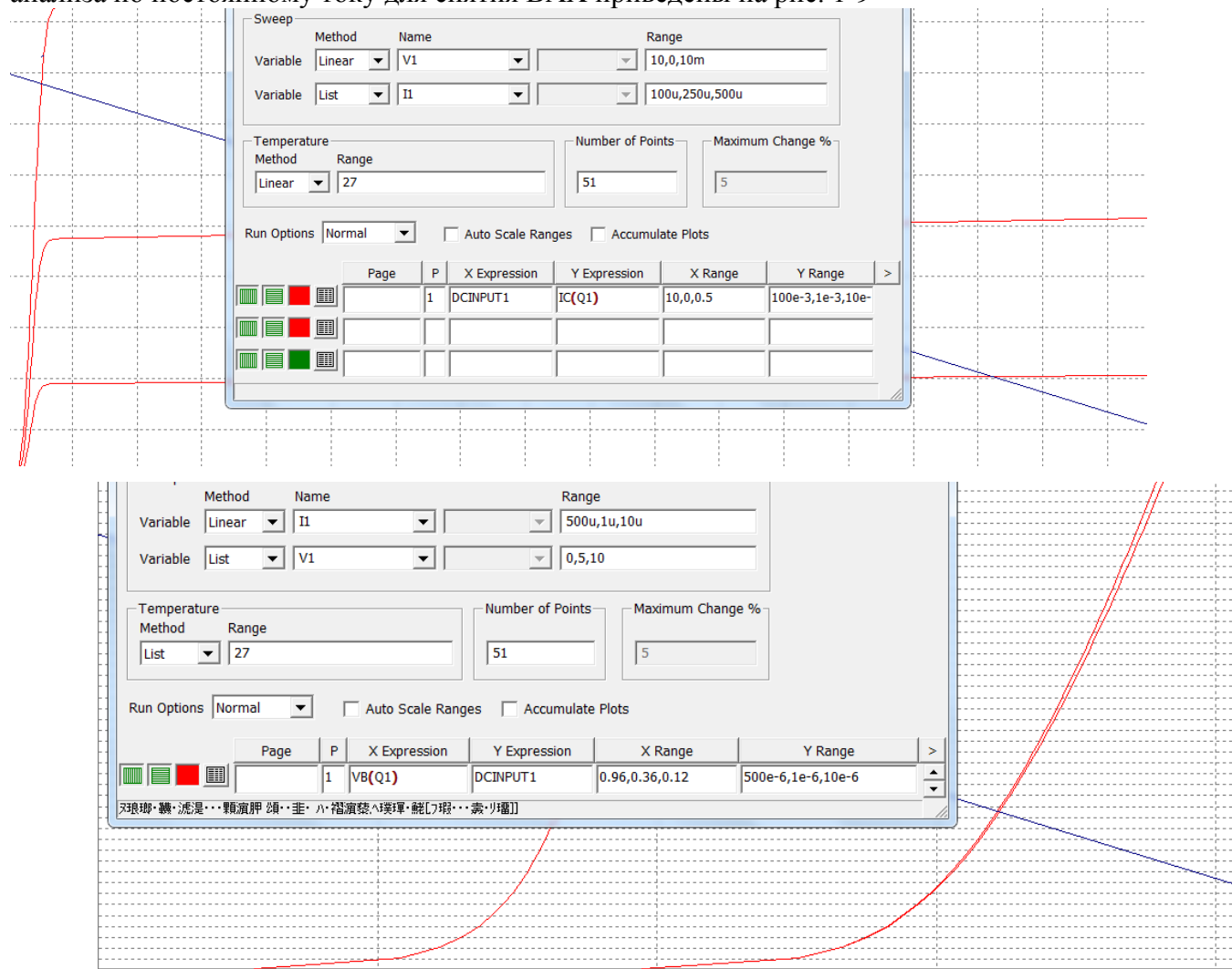
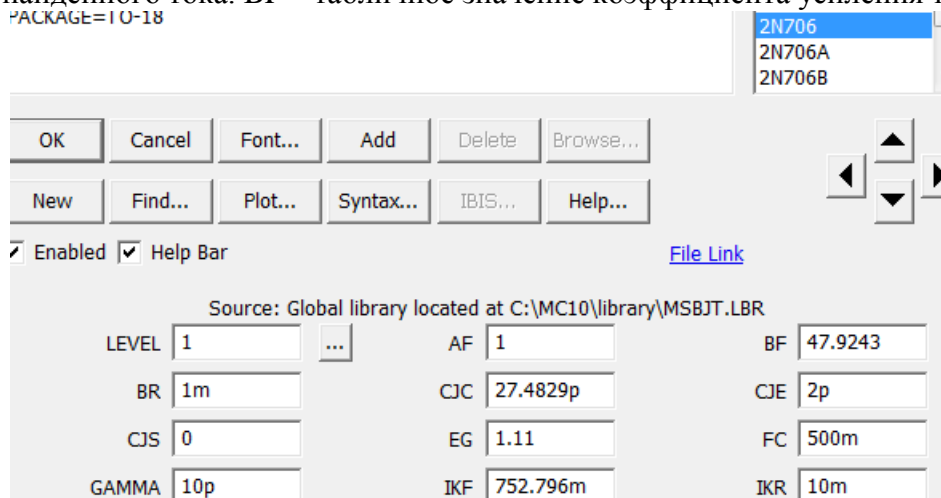


Рис 1-9. Установка пределов анализа DC

2. По входной ВАХ определить ток базы в рабочей точке по приближенной формуле $I_b = I_k / (BF = \beta)$, а также требуемое напряжение на базе для поддержания найденного тока. BF – табличное значение коэффициента усиления транзистора.



ЭКСПЕРИМЕНТ 2

Установка рабочей точки каскада усиления с общим эмиттером дополнительными элементами схемы.

Краткие теоретические сведения

Наличие ВАХ позволяет рассчитать схему включения транзистора. Для усиления в режиме А простейшей является схема установки параметров транзистора фиксированным током базы (рис. 2-1). Сопротивление коллектора определяется по закону Кирхгофа, $R_k = (E_k - U_{PT}) / I_k$, где U_{PT} и I_k - параметры выбранной рабочей точки.

Сопротивление R_b в цепи базы определяется выражением $R_b = (E_k - U_{БЭ}) / I_{БЭ}$, где ток $I_{БЭ}$ определяется по входной статической характеристике транзистора, исходя из требуемого положения рабочей точки. Зная коэффициент усиления транзистора, ток базы можно, в первом приближении, определить из тока коллектора: $I_b = I_k / \beta$. Напряжение $U_{БЭ}$ известно из входной характеристики. Для кремния это примерно 0,75 В. Линейный режим усиления ограничен допустимой амплитудой выходного сигнала в рабочей точке.

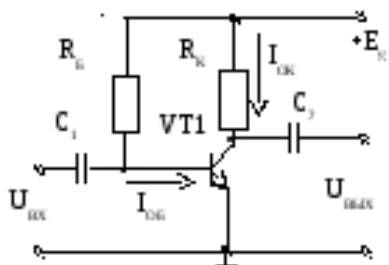


Рис. 2-1

СХЕМА УСТАНОВКИ РЕЖИМА ФИКСИРОВАННЫМ НАПРЯЖЕНИЕМ

В данной схеме формируется напряжение на базе транзистора VT1 делителем напряжения на резисторах R_1 и R_2 . Исходя из соотношения величин E_k и $U_{БЭ}$ следует, что R_1 всегда

значительно больше R_2 . Через указанные резисторы протекают токи делителя I_1 и I_2 , причем ток $I_1 = I_2 + I_6$.

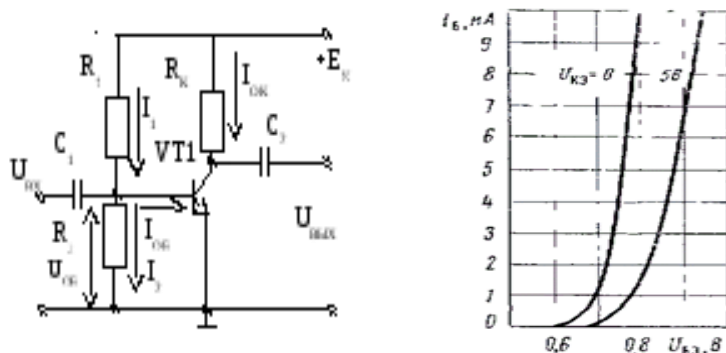


Рис. 2-2 а) Установка режима фиксированным напряжением базы б) Входная характеристика транзистора - основа для расчета линейного режима транзистора.

В первом приближении, если выбрать ток делителя в 10 раз больше тока базы, последним можно пренебречь. Тогда, $I_{R1} = U_{R1}/R1 = I_{R2} = U_{R2}/R2$.

Отсюда $R1/R2 = U_{R1}/U_{R2}$. Если установить напряжение на базе – 0.9 В, то отношение сопротивлений $R1/R2 = (E_k - U_{бэ})/U_{бэ} = (12-0.9)/0.9 \approx 11$.

Далее, нужно оценить ток базы и выбрать ток делителя в 10 раз больше тока базы: Сначала определим ток коллектора, ток базы $I_6 = I_k/\beta$.

Напряжение на коллекторе (в линейном режиме) равно половине напряжения питания, ток коллектора равен $E_k/2R_k$. При напряжении питания 12 В и сопротивлении $R_k = 510$ Ом, напряжении на коллекторе 6 В, ток коллектора равен примерно 12 мА ($6В/510$ Ом). При коэффициенте усиления $\beta = 50$ ток базы будет 0.24 мА. Выберем ток делителя $I_d = 3$ мА.

Тогда сумма сопротивлений $(R1 + R2) = 12В/3мА = 4к$. Как выяснили ранее, отношение сопротивлений $R1/R2 \approx 11$. Отсюда $R1 \approx 3,6к$, $R2 \approx 330$ Ом (ряд Е24, Ряды номиналов радиодеталей).

Задание на работу:

1. Рассчитать, на основании полученной ВАХ своего транзистора, схему включения с фиксированным током базы (рис. 2-3), приняв U_{PT} на середине нагрузочной прямой – то есть определить величину сопротивлений R_k и R_6 . Считать, что ток базы в β раз меньше тока коллектора. Величину $\beta = BF$ взять из табличных параметров своего транзистора. Указать величины рассчитанных сопротивлений на схеме.

Установить на входе схемы генератор гармонического напряжения с амплитудой 20 мВ и частотой 1 кГц и определить коэффициент усиления по напряжению как отношение размаха синусоиды на выходе к размаху синусоиды на входе. Настроить пределы временного анализа так, что бы увидеть 2-3 периода колебаний.

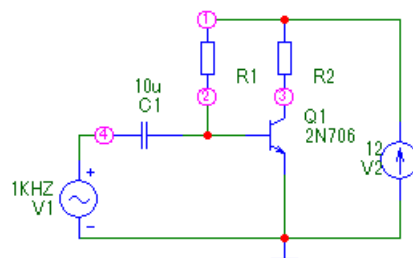


Рис. 2-3

*) Конденсатор $C_{p1} = 10\mu$ предотвращает изменение рабочей точки базы по постоянному току.

Справка по Microcap: Источник синусоидального напряжения (Sine Source) представлен в MCxx моделью, внутреннее сопротивление которого может быть задано пользователем. Окно задания параметров источника представлено в табл. 4. В случае гармонического колебания (параметры $RP=TAU=0$) программа MCxx моделирует сигнал

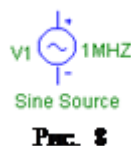
$$V_{\sin} = DC + A \cdot \sin[2\pi \cdot F + PH]$$


Рис. 3

Принятое графическое изображение генератора.

Таблица 4

Обозначение	Параметр	Размерность
F	Частота	Гц
A	Амплитуда	V
DC	Постоянная составляющая	V
PH	Начальная фаза	Рад
RS	Внутреннее сопротивление	Ом
RP	Период повторения затухающего сигнала	C
TAU	Постоянная времени изменения амплитуды сигнала по экспоненциальному закону	

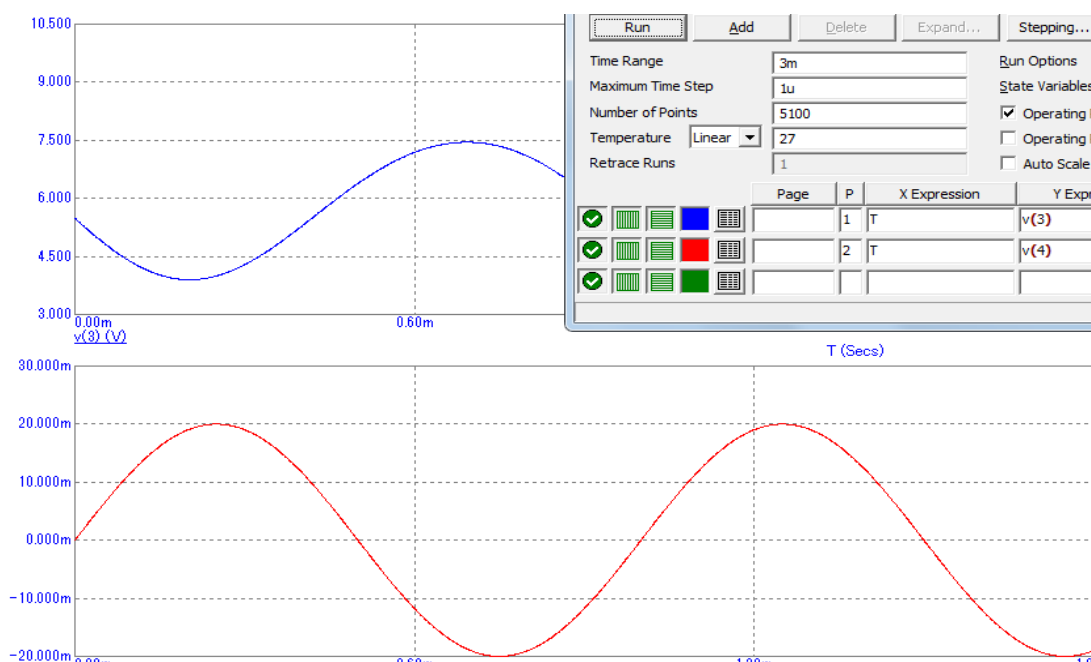


Рис. 2-4. Усиленный и исходный сигнал в схеме 2-3. Регулировкой сопротивления базы можно увеличить коэффициент усиления каскада.

- Повторить расчет для схемы с делителем напряжения (рис. 2-2, 2-5), приняв ток делителя в 10 раз больше тока базы и рассчитать сопротивления делителя ($R1$, $R3$ на рис. 2-5) так, что бы обеспечить на базе ~ 0.9 В. Например, $(R1 + R3) = 4$ к, а отношение сопротивлений $R1/R3 \sim 12/1$. Указать рассчитанные сопротивления на схеме.

Установить на входе схемы генератор гармонического напряжения с амплитудой 20 мВ и частотой 1 кГц. Настроить пределы временного анализа так, что бы увидеть 2-3 периода колебаний. Измерить реальное напряжение по постоянному току на базе и коллекторе транзистора, используя клавишу Node Voltage [13]



или «v» в MC11 (работоспособны после запуска режима Transient).

Определить коэффициент усиления по напряжению, добиться отсутствия искажений коррекцией величины напряжения на базе. Для уменьшения искажений усилителя надо подобрать сопротивление $R3$ так, чтобы напряжение по постоянному току на коллекторе транзистора (точка 3) приблизительно было равно половине напряжения питания.

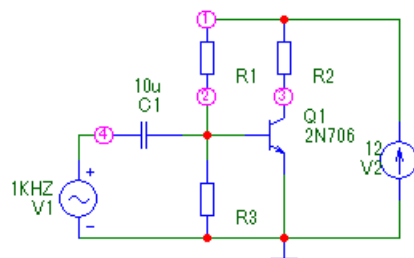


Рис. 2-5

ЭКСПЕРИМЕНТ 3.

Исследование влияния температуры на положение рабочей точки каскада с общим эмиттером биполярного транзистора

Краткие теоретические сведения.

В связи с тем, что транзисторы являются полупроводниковыми приборами, в которых количество носителей тока (электронов и дырок) зависит от температуры, возникает необходимость стабилизации их токов и напряжений в режиме покоя. Наибольшее влияние оказывает на режим работы транзистора температурная зависимость обратного тока базы. Изменение тока базы $I_{об}$ в интервале температур $t^{\circ}C$ приводит к изменению тока коллектора в β раз, т.е. $I_{ко} = I_{об} \beta$.

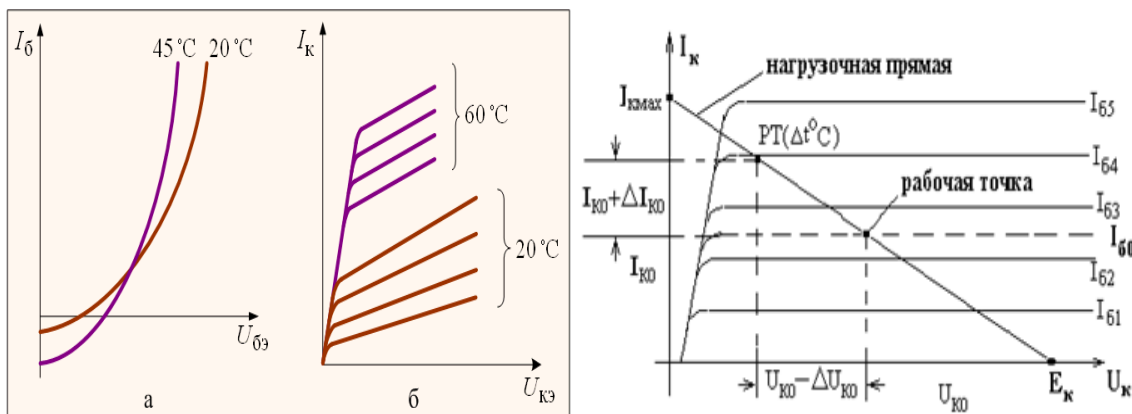
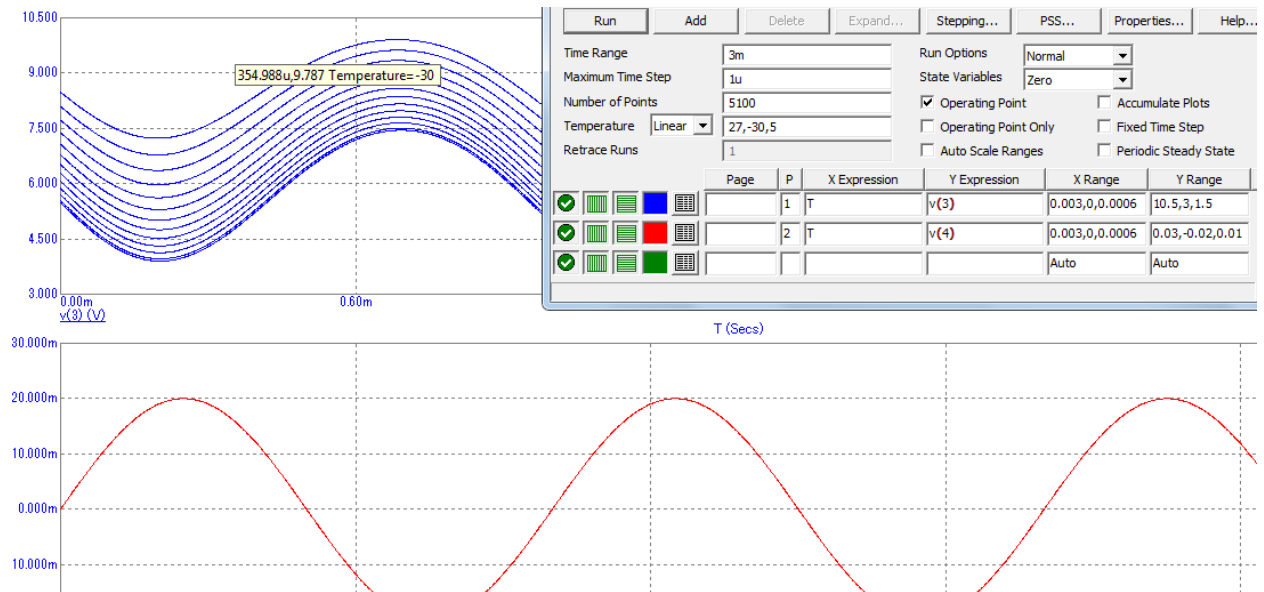


Рис. 3-1 Изменение ВАХ и рабочей точки от температуры.

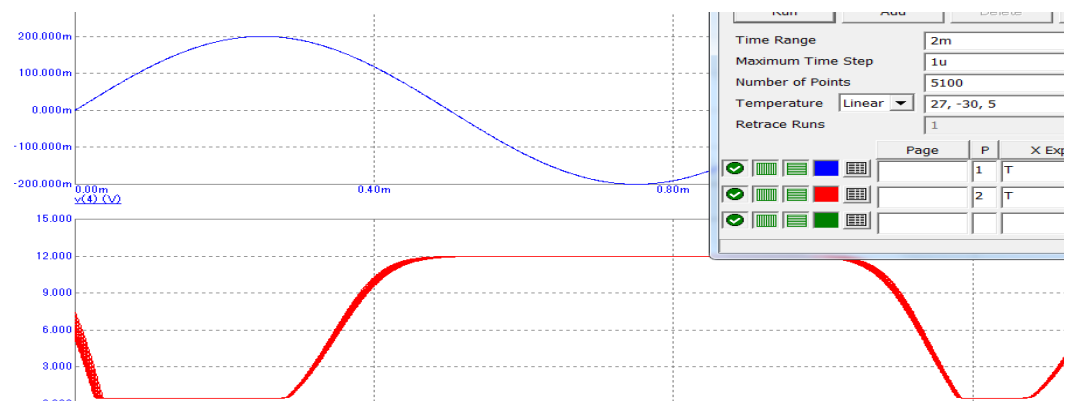
Изменение коллекторного тока покоя при изменении температуры приводит к уходу положения рабочей точки от первоначально установленного значения. На рис. 3-1 новое положение рабочей точки обозначено как $PT(t^{\circ}C)$. Сдвиг рабочей точки по нагрузочной прямой может привести к росту (уменьшению) усиления каскада и к искажениям синусоиды рис.3-3. Искажения синусоиды появляются из-за превышения допустимого переменного напряжения в рабочей точке.

Задание на работу:

1. Провести исследование влияния *температуры* на выходной сигнал усилителя, полученного в предыдущем задании в схемах с стабилизацией тока базы и напряжения базы (рис.2-3, 2-5). Задать изменение температуры от -30 до +30 градусов по Цельсию с шагом 5 град. Определить изменение выходного напряжения и, зрительно, возможные искажения синусоиды.



2. Провести *качественный анализ работы* усилительного каскада при изменении амплитуды входного сигнала, увеличив амплитуду входного сигнала в десять - двадцать раз. Для качественной оценки влияния амплитуды входного напряжения на вид выходного сигнала можно воспользоваться слайдером рис.3-3. Объяснить изменение выходного сигнала.



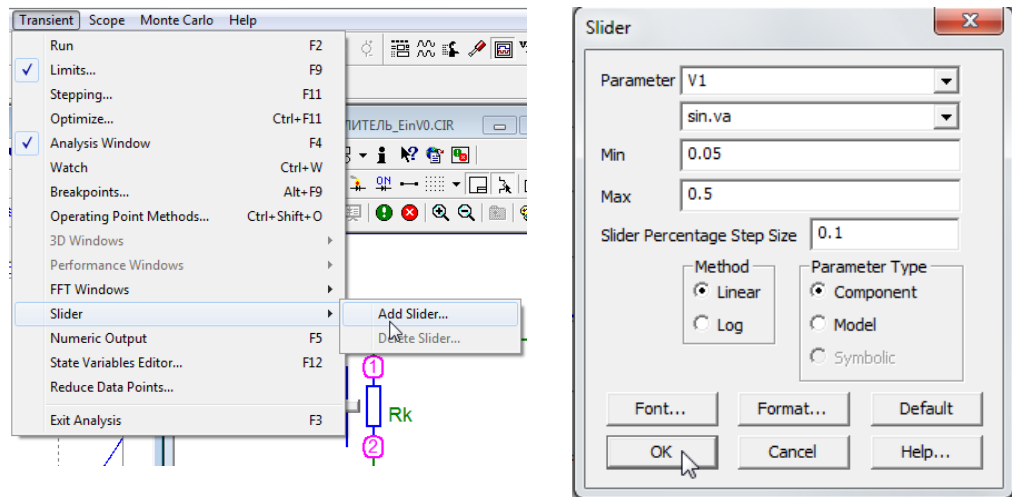


Рис.3-3

ЭКСПЕРИМЕНТ 4. Ключ на биполярном транзисторе

Краткие теоретические сведения

Простейший ключ на биполярном транзисторе показан на рис. 4-1. Эта схема выполняет логическую функцию инвертора.

Резистор R_B в цепи базы служит для задания необходимого тока базы. Резистор R_K является внутренней нагрузкой ключа, а резистор R_H – его внешней нагрузкой. Величина внешней нагрузки может меняться в широких пределах. Предельной нагрузкой, при которой ключ должен сохранять свои параметры, считают величину $R_K = R_H$. Схема, показанная на рис. 4-1, отличается малой мощностью, затрачиваемой на управление состоянием ключа, и малым напряжением на ключе в открытом состоянии (0,1- 0,3 В).

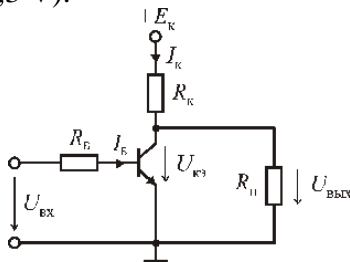


Рис. 4-1

Статический режим.

В статическом режиме ключ может быть закрыт (транзистор находится в режиме отсечки), либо открыт (транзистор находится в режиме насыщения). Ключ закрыт, когда напряжение на входе меньше напряжения логического нуля $U_{вх}^0$. Для кремниевого транзистора оно составляет 0,4–0,5 В.

Если входное напряжение равно нулю, транзистор находится в состоянии отсечки. В этом режиме $I_K = I_B \sim 0$, $U_K \sim E_K$. Сопротивление закрытого ключа составляет сотни кОм.

Если на входе действует импульс напряжения такой величины, чтобы транзистор находился в режиме насыщения, то ток базы

$$I_{\text{б}} = \frac{U_{\text{вх}} - U_{\text{бэ}}}{R_{\text{б}}} \approx \frac{U_{\text{вх}}}{R_{\text{б}}}$$

В режиме насыщения оба перехода смещены в прямом направлении и ток коллектора возрастает до наибольшего значения:

$$I_{\text{к}} = I_{\text{кнас}} = \frac{E_{\text{к}} - U_{\text{кэ}}}{R_{\text{к}}} \approx \frac{E_{\text{к}}}{R_{\text{к}}}$$

Напряжение $U_{\text{кэ}}$ в режиме насыщения составляет 0.1–0.3 В, а выходное сопротивление – несколько десятков ом. Для насыщения транзистора необходимо, чтобы ток базы стал больше минимального значения, при котором начинается насыщение транзистора:

$$I_{\text{б}} > \frac{I_{\text{кнас}}}{\beta} \approx \frac{E_{\text{к}}}{\beta R_{\text{к}}}$$

Глубину насыщения транзистора характеризуют коэффициентом или степенью насыщения, который определяет, **во сколько раз реальный ток базы превосходит минимальное значение, при котором имеет место режим насыщения:**

$$S = \frac{I_{\text{б}}}{I_{\text{бнас}}}$$

Величину коэффициента насыщения обычно выбирают от 1.5 до 3. Транзистор должен входить в режим насыщения, когда входное напряжение превышает напряжение логической единицы $U_{\text{вх}}^1$. Для ключей на биполярных транзисторах $U_{\text{вх}}^1 \approx 1.5 \text{ В}$.

Пример расчета инвертора на БТ.

Рассчитать сопротивление в цепи базы транзисторного ключа на рис. 4-1, при котором транзистор находится в состоянии насыщения. Значения элементов: $R_{\text{к}} = 1 \text{ кОм}$, $E_{\text{к}} = 5 \text{ В}$, $U_{\text{вх}} = 5 \text{ В}$, $\beta = 50$. Коэффициент насыщения $S = 1$ и $S = 2$.

Решение. Поскольку транзистор находится в состоянии насыщения,

$$U_{\text{кэ}} = U_{\text{кэнас}} \approx 0.2 \text{ В} \quad \text{Ток коллектора}$$

$$I_{\text{кнас}} = \frac{E_{\text{к}} - U_{\text{кэ}}}{R_{\text{к}}} = \frac{5 - 0.2}{1} = 4.8 \text{ мА}$$

Минимальный ток базы, при котором транзистор переходит в насыщение,

$$I_{\text{бнас}} = \frac{I_{\text{кнас}}}{\beta} = \frac{4.8}{50} = 0.096 \text{ мА}$$

Сопротивление резистора в цепи базы, обеспечивающее коэффициент насыщения $S=1$, $R_{\text{б}} = (U_{\text{вх}} - U_{\text{бэ}}) / I_{\text{бнас}} = 44 \text{ кОм}$.

Сопротивление резистора в цепи базы, обеспечивающее коэффициент насыщения $S=2$,

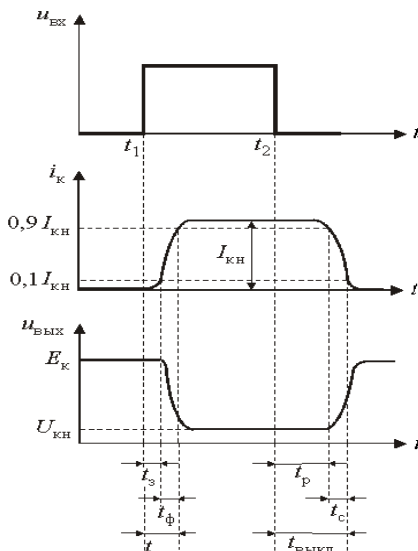
$$R_6 = \frac{U_{\text{вх}} - U_{\text{бэ}}}{SI_{\text{бнас}}} = \frac{4.3}{2 \cdot 0.096} \approx 22 \text{ кОм}$$

, и т.д.

Динамический режим работы ключа. Переходные процессы в ключах на биполярных транзисторах определяются:

- наличием емкостей эмиттерного и коллекторного переходов. При переключениях происходит заряд и разряд этих емкостей.
- накоплением и рассасыванием неосновных носителей в базе при переходе транзистора в режимы насыщения и отсечки.

Рассмотрим упрощенно процессы в транзисторе при действии на входе прямоугольного импульса (рис. 4-3). На интервале времени $0 - t_1$ ключ закрыт. Процесс открывания ключа можно разделить на три этапа: задержка фронта, формирование фронта и накопление избыточного заряда в базе. Задержка фронта коллекторного тока t_z – это интервал времени между моментом начала действия импульса и моментом, когда ток коллектора достигает значения, равного $0,1 I_{\text{Кнас}}$. Задержка фронта обусловлена зарядом барьерной емкости эмиттерного перехода.



С момента начала отпираания транзистора начинается формирование фронта выходного импульса (интервал $t_ф$ на рис. 4-3). Когда ток коллектора достигает уровня $I_{\text{Кнас}}$, напряжение на коллекторе уменьшается до величины $U_{\text{Кэнас}}$. Ток базы достигает величины $I_{\text{Бнас}}$ и продолжает увеличиваться, в базе происходит накопление неосновных носителей.

Общее время включения $t_{\text{вкл}}$ складывается из времени задержки и длительности фронта:

$$t_{\text{вкл}} = t_z + t_ф$$

После окончания действия входного импульса начинается рассасывание избыточного заряда в базе. За счет этого коллекторный ток не меняется в течение времени $t_р$. Затем начинается спад коллекторного тока.

Рис. 4-3

Одновременно растет напряжение коллектора. Общая длительность выключения

$$t_{\text{выкл}} = t_р + t_с, \text{ здесь } t_с - \text{ время спада коллекторного тока.}$$

Для уменьшения задержки, связанной с перезарядкой емкостей биполярного транзистора, сопротивление резисторов выбирают небольшим (порядка нескольких килоом). Однако основным фактором, ограничивающим быстродействие ключа на рис. 4-3, является насыщение транзистора. Время рассасывания $t_р$ существенно превышает остальные временные интервалы.

Справка по Microcap: На рис. показано графическое изображение импульсного источника и форма генерируемого импульсного сигнала.

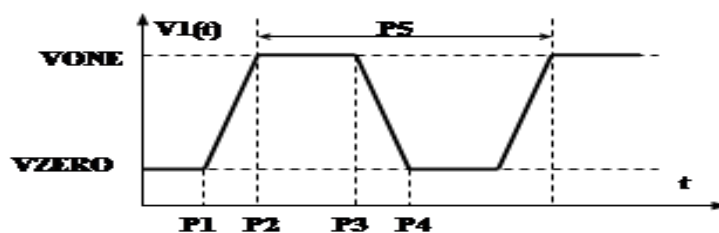


Рис. 7

Таблица 3

Обозначение	Параметр	Размерность
VZERO	Начальное значение	В
VONE	Максимальное значение	В
P1	Начало переднего фронта	С
P2	Начало плоской вершины импульса	С
P3	Конец плоской вершины импульса	С
P4	Момент достижения уровня VZERO (конец заднего фронта)	С
P5	Период повторения	С

PULSE – импульсный сигнал, показанный на рис. 7;

IMPULSE – импульсный сигнал с нулевой длительностью фронтов ($P1=P2$, $P3=P4$) и площадью импульса, равной 1, при этом длительность импульса ($P4-P1$) близка к нулю (приближенная модель д-импульса);

SAWTOOTH – пилообразный импульсный сигнал, длительность переднего фронта которого ($P2-P1$) равна длительности самого импульса ($P4-P1$), а длительность вершины равна нулю ($P3-P2=0$);

SQUARE – импульсный сигнал с нулевой длительностью фронтов (прямоугольный сигнал), а при длительности вершины импульса, равной половине периода повторения, такой сигнал называется меандром;

TRIANGLE – импульсный сигнал, имеющий форму треугольника (в частности, при $P2-P1=P4-P3$ и $P3-P2=0$ – сигнал приобретает форму равнобедренного треугольника).

*) Для исследования выбрать режим PULSE с приблизительными параметрами

Source: Local page 'Models'

P1	100n	P2	110n	P3	500n
P4	510n	P5	1u	VONE	5
VZERO	0				

Задание на работу: Для схемы электронного ключа, показанной на рис.4-4,

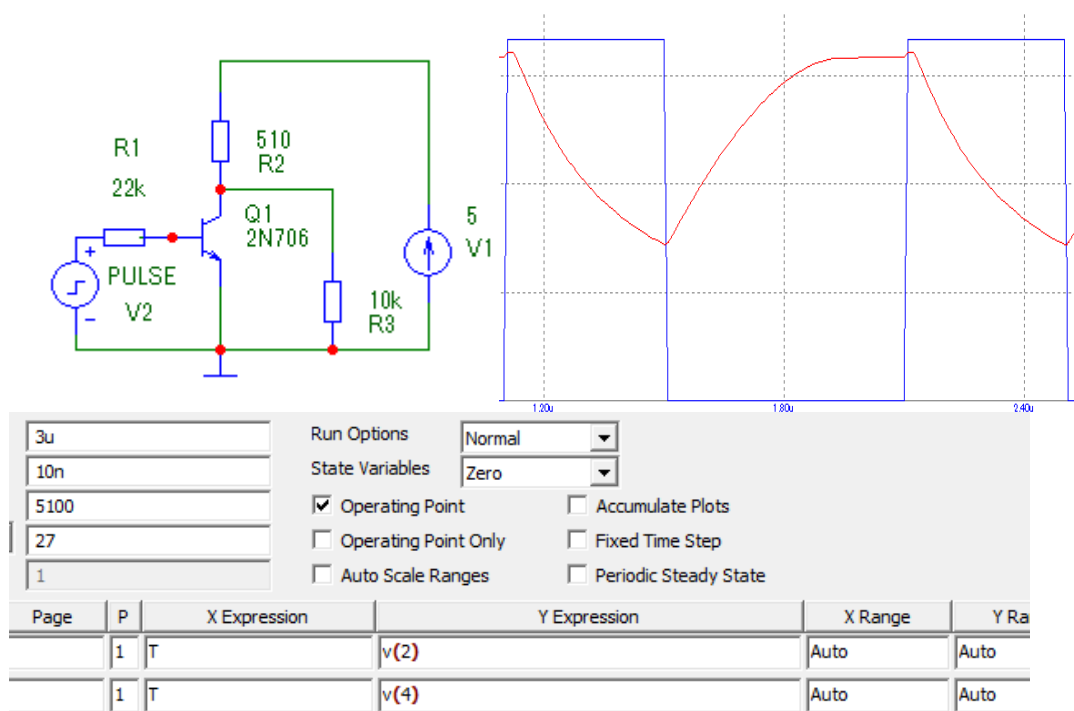


Рис. 4-4 Транзисторный ключ и его характеристики при $s = 1$.

1. Определить сопротивление R_b для режима работы ключа со степенью насыщения $s=1$, получить и исследовать на одном графике входной и выходной импульс в режиме Transient при напряжении питания 5В, амплитуде входного импульса 5В. Длительность импульса (микросекунды) и период повторения подобрать, исходя из возможностей транзистора своего варианта, что бы получился график, аналогичный рис. 4-4.
2. Получить аналогичные графики для степени насыщения $s = 2, 5, 20$. Степень насыщения необходимо изменять за счёт уменьшения значения сопротивления резистора R_b .

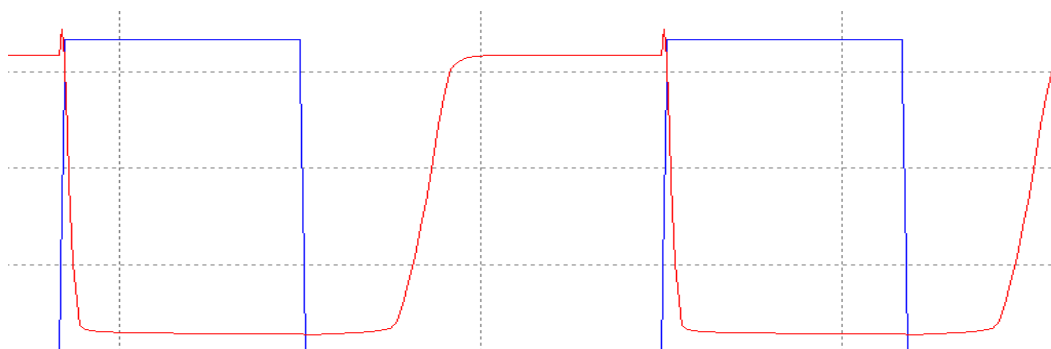
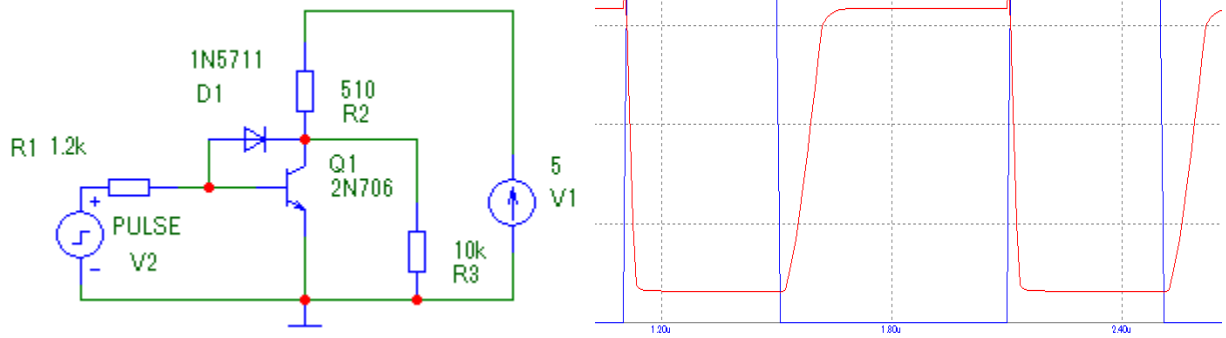


Рис. 4-4а. Транзисторный ключ при $s = 20$.

3. Определить на временных диаграммах длительности переднего t_{10} и заднего фронтов t_{01} , время рассасывания t_r и напряжение на коллекторе транзистора в режиме насыщения.

4. Установить диод Шоттки для степени насыщения $s = 20$ по приведенной схеме и продемонстрировать уменьшение времени рассасывания заряда в базе.



Примечание: расчёт сопротивления R_b можно провести исходя из данных библиотечной модели транзистора. Ток базы насыщения, определяющий режим $s=1$, должен соответствовать току коллектора насыщения, $I_{k \text{ нас}}$ по которому определяется BF . Необходимо учесть тот факт, что значение BF зависит от величины коллекторного тока. Этот график может быть построен средствами Microcap при выборе транзистора, заказав его построение из набора графиков характеристик.

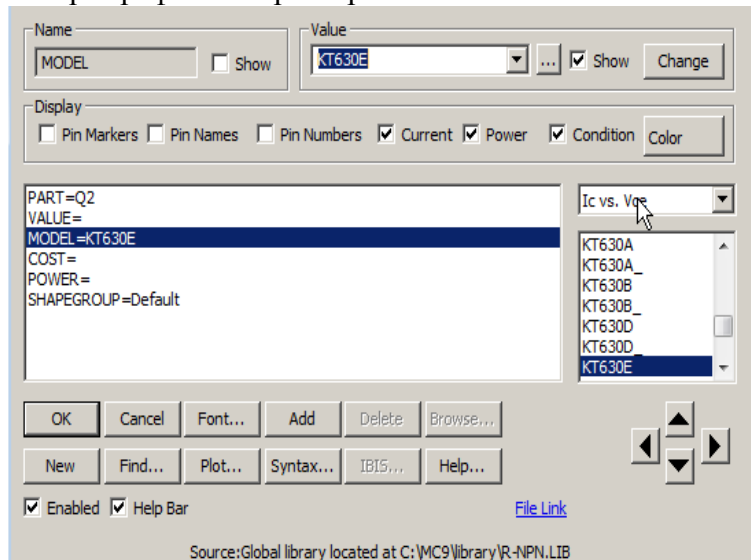


Рис. 4-5

Значение BF может отличаться от библиотечного параметра. На рисунке значение BF в рабочей точке равно 60, а библиотечное значение равно 79.74. Если данных по зависимости коэффициента усиления от тока коллектора нет, принять BF в рабочей точке равным 0.8 от BF в таблице.

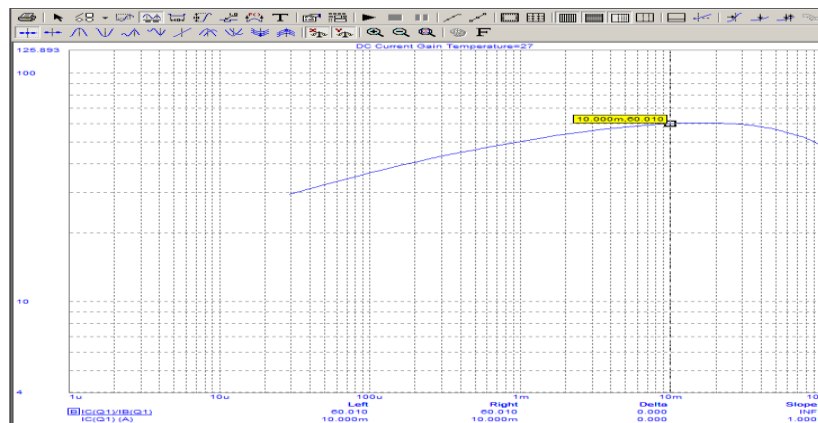
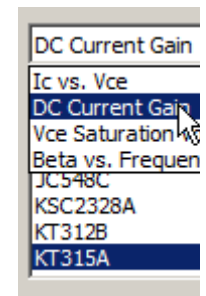


Рис. 4-6



BF	79.74
CJE	18.5P
FC	.5
IRB	0
ISE	233.2F
KF	0

Для получения зависимостей можно воспользоваться слайдером (рис.4-7). При расчёте тока базы можно использовать встроенный калькулятор программы Microcap рис.4-8.

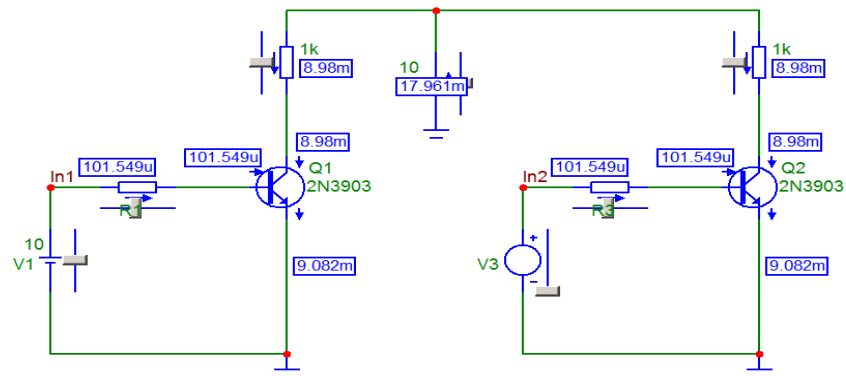


Рис. 4-7. Использование слайдера

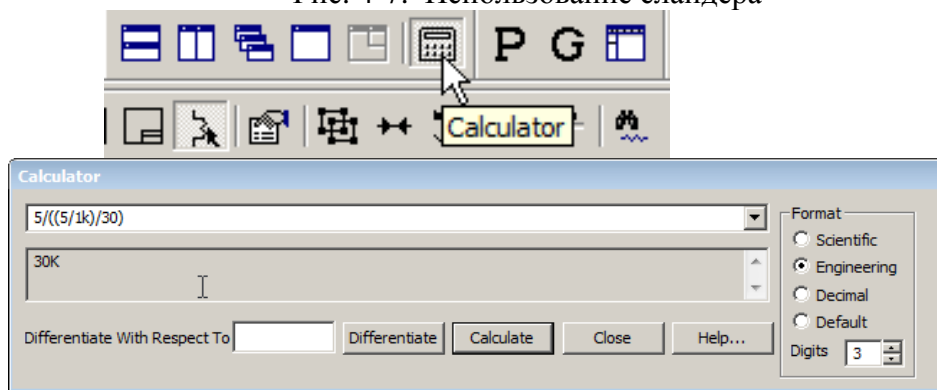


Рис.4-8. Встроенный калькулятор в Microcap

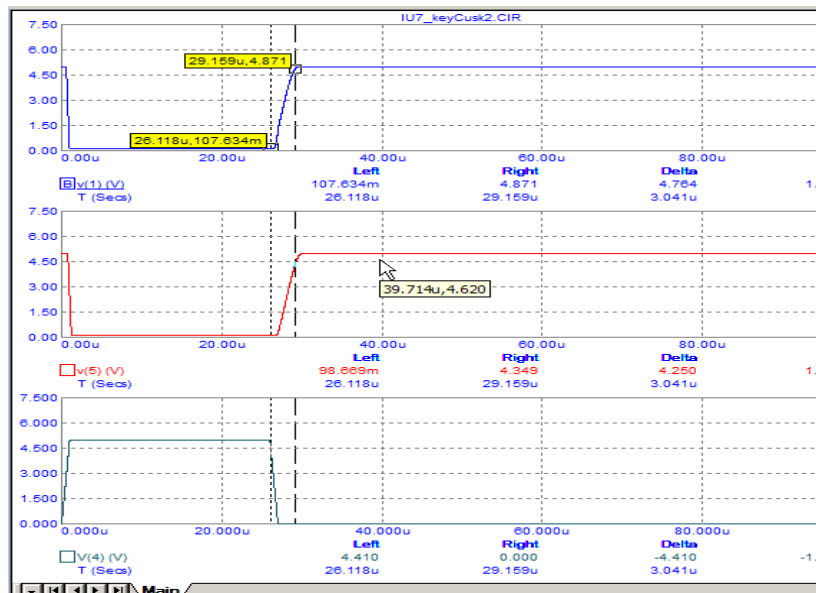


Рис. 4-9 Фронты импульса.

ЭКСПЕРИМЕНТ 5. Повышение быстродействия ключа на биполярном транзисторе

Краткие теоретические сведения

Как известно из теории, при увеличении импульсного тока базы, открывающего транзистор, уменьшается длительность переднего фронта, но транзистор попадает в область глубокого насыщения, что приводит к увеличению времени обратного переключения. Удовлетворить противоречивые требования по переднему и заднему фронту удаётся путём введения в цепь управления **форсирующего конденсатора** (рис.5-1а), который позволяет увеличить ток базы на короткий промежуток времени, в то время как стационарные токи базы практически не меняются.

В реальных транзисторных ключах дополнительно учитывается ёмкость коллекторного перехода C_k . При грубой оценке можно считать, что к коллектору транзистора подключена интегрирующая RC-цепь, имеющая постоянную времени $R_k C_k$. Эта цепь дополнительно увеличивает длительности фронтов выходного импульса. Для уменьшения ее влияния стремятся применять высокочастотные транзисторы, имеющие малые ёмкости C_k , а в цепь коллектора включают небольшие сопротивления.

Для исключения глубокого насыщения транзистора коллекторный переход шунтируют диодом Шоттки (рис. 5-1б), имеющим малое время переключения, низкое напряжение отпираания (0.2–0.3 В) и малое сопротивление в открытом состоянии. Когда транзистор закрыт или находится в активном режиме, напряжение коллектор-база положительно ($U_{кб} > 0$) и к диоду приложено обратное напряжение. При открывании транзистора напряжение на коллекторном переходе уменьшается и диод открывается, что способствует уменьшению времени рассасывания заряда в базе (укорочение рассасывания заряда в результате дополнительного тока через диод).

Изготавливаются диоды Шоттки на общем кристалле одновременно с остальными элементами в едином технологическом процессе. Транзисторы с диодами Шоттки часто называют транзисторами с барьером Шоттки или транзисторами Шоттки.

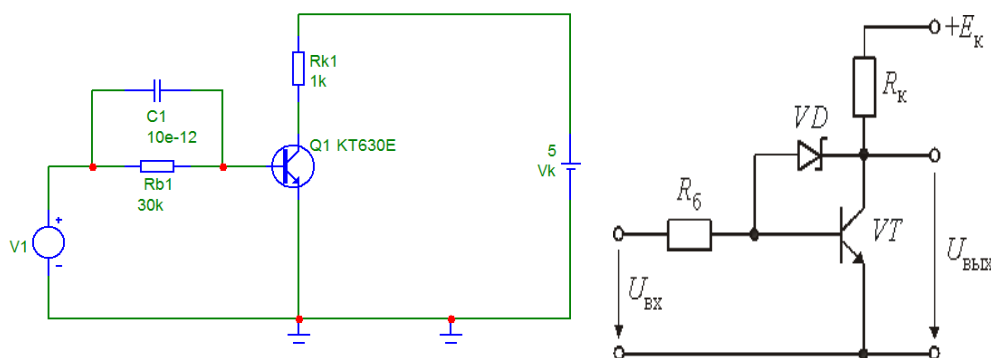
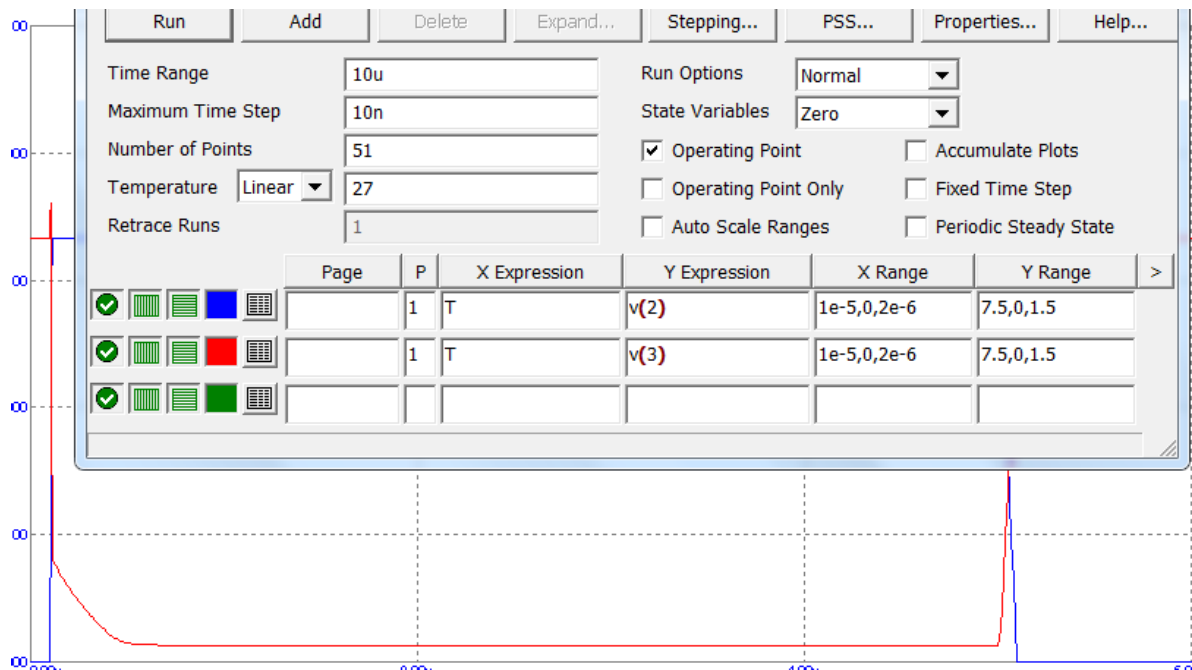


Рис. 5-1 Повышение быстродействия транзисторного ключа: а) форсирующая емкость и б) диод Шоттки

Задание на работу.

1. В настроенном стенде Эксперимента 4 (для транзистора согласно варианту) подобрать ёмкость форсирующего конденсатора в диапазоне единиц - десятков пФ и величину сопротивления R_b , обеспечивающих максимальное укорочение переднего и заднего фронта импульса, что бы получился инвертор, близкий к идеальному. Результат привести на графике.



Рекомендации: Для облегчения проведения измерений желательно установить режим работы курсоров (меню Score) одновременного измерения (Align Cursors):

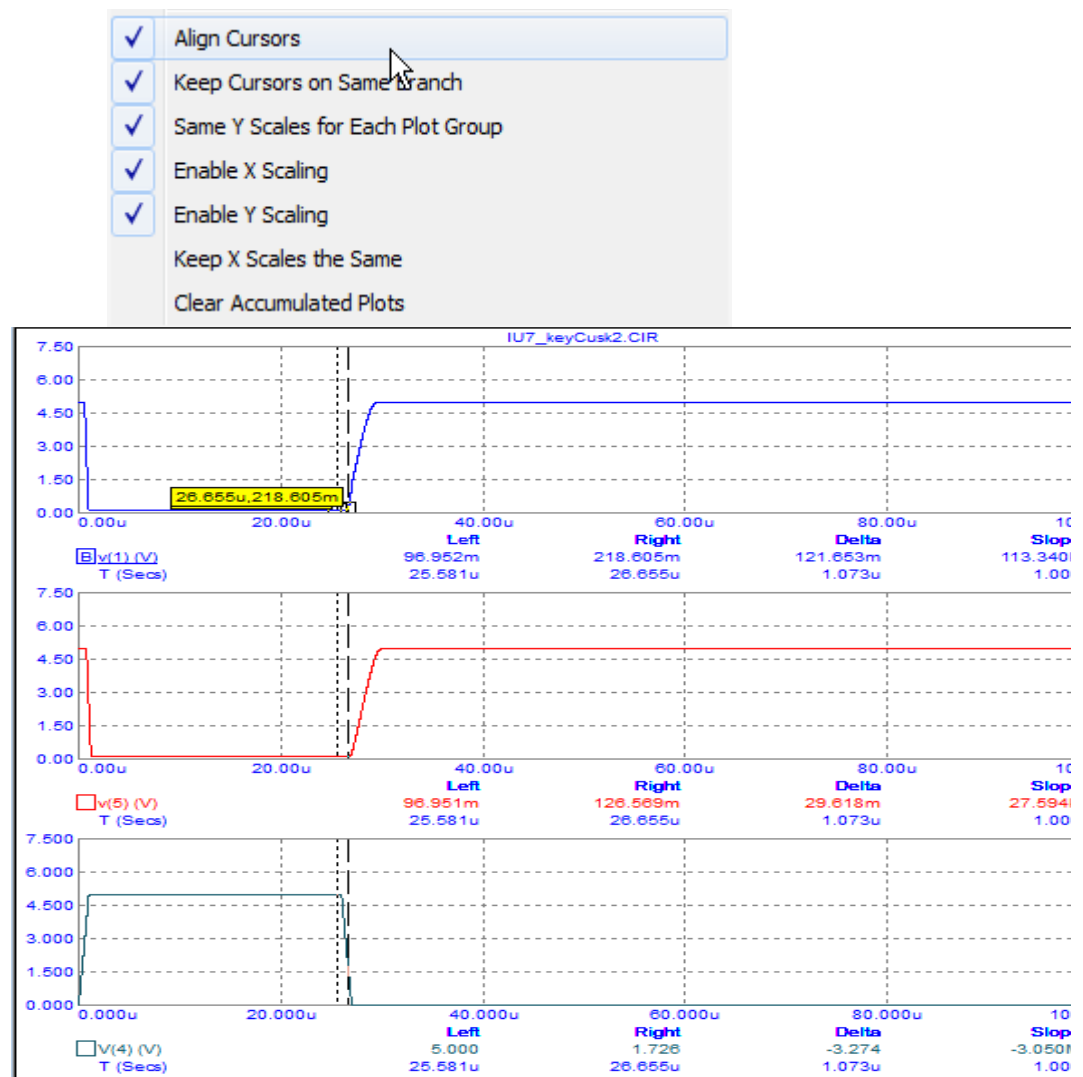


Рис. 5-3

Эксперимент 6. Изучение влияния обратных связей в ключевой схеме на биполярном транзисторе.

Цель работы: смоделировать схему мультивибратора с жестким режимом самовозбуждения, исследовать влияние параметров схемы на частоту, форму и амплитуду генерируемых колебаний, освоить методику измерений параметров выходного импульса с помощью программы схемотехнического анализа.

Краткие теоретические сведения

Мультивибратор представляет собой генератор колебаний почти прямоугольной формы на основе двухкаскадного усилителя с положительной обратной связью (ПОС), в котором выход каждого каскада соединен с входом другого. Колебания представляют собой смену квазиустойчивых состояний, в которых каждый транзистор попеременно находится в открытом состоянии, характеризующимся напряжением на базе $U_б > 0,7$ В, напряжением на коллекторе $U_к = (0,1 - 0,2)$ В и током коллектора $I_к = V_к / R_к$, и закрытом состоянии, характеризующимся напряжением на базе $U_б < 0,6$ В, напряжением на коллекторе $U_к = V_к$, токе коллектора $I_к = 0$. Фаза перехода очень короткая относительно длительности нахождения в состояниях благодаря глубокой положительной обратной связи, охватывающей два каскада усиления. ПОС существует только тогда, когда оба транзистора открыты.

Переход транзисторов из одного состояния в другое определяют времязадающие цепочки $R_{б1} C1$ и $R_{б2} C2$ и соотношение напряжений $V_б$ и $V_к$. Открытие (закрытие) одного транзистора передается на базу другого с некоторой задержкой, а положительная обратная связь формирует короткие фронты.

Математические модели мультивибратора отличаются от реальных необходимостью введения разбаланса в плечах, что бы колебания возникли, в редакторе начальных условий.

Мультивибраторы являются основой для создания триггеров – устройств, имеющих широкое применение в вычислительной технике для выработки импульсов определенной длины, в качестве элементов памяти, регистров.

Задание на работу. Исследовать работу симметричного транзисторного мультивибратора, генерирующего импульсы с частотой примерно 1 кГц, при заданном напряжении питания 12 Вольт с номиналами элементов, представленных на рис. 6-1.

Транзисторы использовать своего варианта. Для p-n-p сменить напряжение питания.

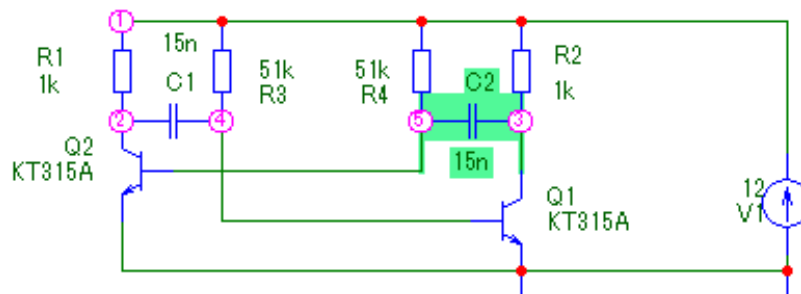
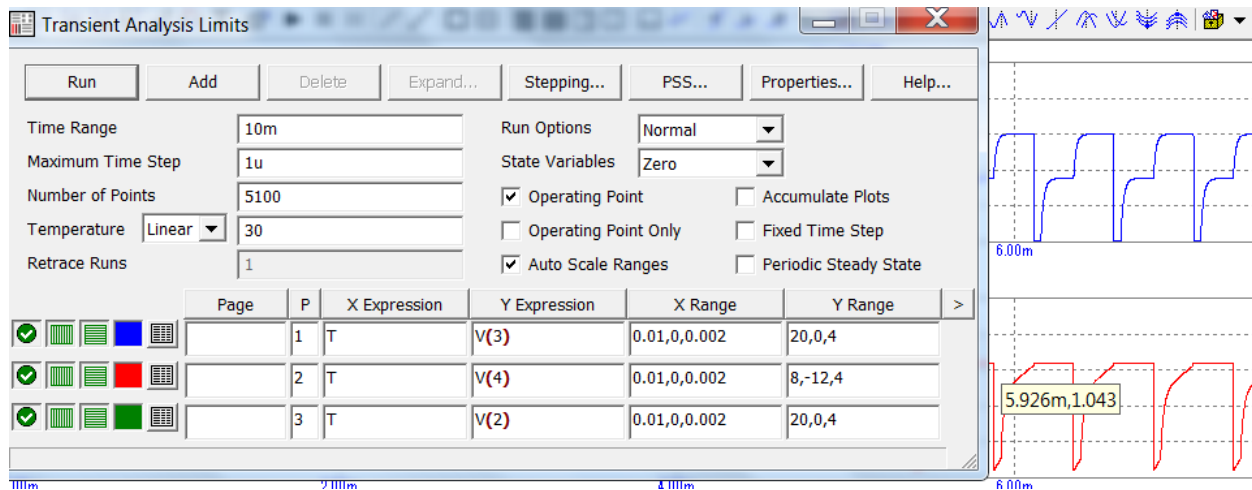


Рис.6-1. Типовая схема мультивибратора.



1. Получить осциллограммы напряжений в мультивибраторе (напряжения на коллекторе и базе) и измерить параметры выходных импульсов.
2. Изменить длительность импульсов на коллекторе в сторону увеличения и уменьшения изменением постоянной времени цепочки R4C2 (R3C1).
3. Оценить примерно влияние транзистора (ключа) на период колебаний. (Заменить транзистор на любой другой n-p-n и повторить измерения).

Контрольные вопросы к эксперименту 6

1. Какие элементы имеют основное влияние на частоту мультивибратора?
2. Как влияет замена транзистора на параметры колебания?
3. Чем отличается работа математической модели мультивибратора от реального устройства?
4. Каким образом в мультивибраторе получают идеальные фронты?

Часть 2. Полевой транзистор. Вариант задания соответствует списку группы.

№ варианта	Типы транзисторов		
	С управл. р – n переходом (NJFET)	n – МОП (NMOS)	p – МОП (PMOS)
1	2N3070	\$GENERIC_N	2SJ102
2	2N3071	IRF530	IRF9530
3	2N3368	IRF531	IRF9531
4	2N3369	IRF532	IRF9532
5	2N3370	IRF533	IRF9533
6	2N3458	IRF540	IRF9540
7	2N3459	IRF541	IRF9541
8	2N3460	IRF542	IRF9542
9	2N3684	IRF543	IRF9543
10	2N3685	IRF630	IRF9630
11	2N3686	IRFD024	IRFD9024
12	2N3687	IRFD110	IRFD9110
13	2N3819	\$GENERIC_N	2SJ102
14	2N3821	IRF530	IRF9531
15	2N3822	IRF531	IRF9532
16	2N3823	IRF532	IRF9533
17	2N3824	IRF533	IRF9540
18	2N3921	IRF540	IRF9541
19	2N3922	IRF541	IRF9542
20	2N3954	IRF542	IRF9543
21	2N3955	IRF543	IRF9530
22	2N3957	IRF630	IRF9630
23	2N3958	IRFD024	IRFD9024
24	2N3966	IRFD110	IRFD9110
25	2N3967	\$GENERIC_N	2SJ102
26	2N3968	IRF530	IRF9530
27	2N3969	IRF531	IRF9531
28	2N3970	IRF532	IRF9532
29	2N3971	IRF533	IRF9533

Эксперимент 7. Характеристики полевого транзистора

Краткие теоретические сведения

Полевыми транзисторами называются полупроводниковые элементы, которые управляются электрическим полем сигнала практически без затрат мощности. Существуют две больших группы полевых транзисторов:

- полевые транзисторы с управляющим р – n переходом (JFET – Junction Field Effect Transistor), в которых изоляция канала от источника управляющего напряжения обеспечивается обратным смещенным р – n переходом, они могут быть как n – канальными, так и p – канальными;
- полевые транзисторы с МОП (металл – оксид – полупроводник) или МДП (металл – диэлектрик – полупроводник) структурой. Зарубежное обозначение MOSFET или сокращенно MOS. В этих транзисторах изоляция канала от управляющего электрода обеспечивается с помощью диэлектрика (двуоксида кремния).

Обозначения: **Затвор** Z ($G - gate$) – управляющий электрод. Он управляет величиной сопротивления между **стоком** C ($D - drain$) и **истоком** I ($S - source$). Управляющим напряжением является напряжение $U_{зи}$.

В системе моделирования Microcap транзисторы с управляющим р – n переходом обозначаются как NJFET и PJFET, МОП – транзисторы как NMOS и PMOS. В MicroCAP не делается различие между МОП транзисторами со встроенным и индуцированным (наведенным) каналом. Отличить один тип транзистора от другого можно по величине напряжения отсечки или пороговому напряжению – параметр VTO полевого транзистора. DNMOS и DPMOS – это МОП транзисторы с индуцированным каналом, у которых подложка соединена с истоком.

Работа полевого транзистора с управляющим р – n - переходом (JFET) основана на изменении сопротивления канала сток – исток за счет изменения обратного напряжения $U_{зи}$. Характеристики полевого транзистора с управляющим р – n – переходом показаны на рис. 7- 1. Качественно выходные характеристики полевого транзистора подобны характеристикам биполярного транзистора. При этом сток полевого транзистора соответствует коллектору биполярного транзистора, затвор - базе и исток – эмиттеру биполярного транзистора. Так как входной ток полевого транзистора практически равен 0, то входная характеристика не строится.

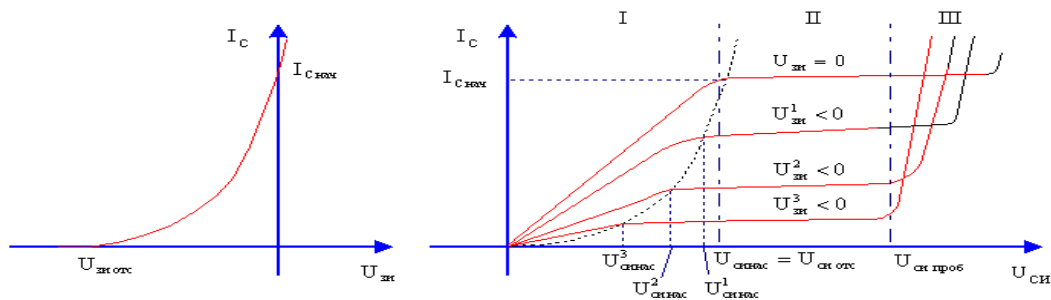


Рис. 4. Характеристики полевого транзистора с управляющим р - n переходом
а) передаточная характеристика
б) выходные характеристики

Рис.7-1

Из передаточной характеристики видно, что ток стока транзистора протекает при напряжении $U_{зи} = 0$. Значение тока стока при $U_{зи} = 0$ называется начальным током стока $I_{C \text{ нач}}$. Его величина для маломощных полевых транзисторов $I_{C \text{ нач}} = 1, \dots, 50 \text{ мА}$. Напряжение $U_{зи}$ не должно превосходить величины 0 В, т.к. в противном случае р – n переход между затвором и каналом смещается в прямом направлении и транзистор будет потреблять большой входной ток, при этом теряется основное преимущество полевого транзистора – возможность управления напряжением, а не током.

Напряжение $U_{зи}$, при котором ток стока достигает заданного низкого значения называется **напряжением отсечки** полевого транзистора. Для n – канальных

транзисторов напряжение отсечки отрицательное, а для р – канальных положительное. Величина напряжения отсечки составляет $|U_{отс}| = 0,5 \dots 5 \text{ В}$.

В выходных характеристиках полевого транзистора выделяют три области:

- область I – крутая область – может использоваться как омическое управляемое сопротивление. При этом напряжение между стоком и истоком относительно мало. Область II называется пологой или областью насыщения. В усилительных каскадах транзистор работает в области насыщения. В III области происходит пробой транзистора.

Управление полевым транзистором осуществляется напряжением на затворе и для количественной оценки управляющего действия затвора используют крутизну

характеристики
$$S = \frac{dI_c}{dU_{зи}} \text{ при } U_{си} = \text{const.}$$

Максимальное значение крутизны транзистора достигается при $U_{зи} = 0$;
$$S_{\max} = \frac{2I_{с \text{ нач}}}{U_{отс}} \quad (1)$$

Максимальная крутизна полевого транзистора составляет $S_{\max} = 2, \dots, 20 \text{ мА/В}$ - при равных токах стока полевого и коллектора биполярного транзисторов, крутизна характеристики полевого транзистора существенно ниже, чем биполярного.

МОП (МДП, MOSFET) полевой транзистор.

Положительное напряжение на затворе (для NMOS) образует поперечное электрическое поле, которое отталкивает дырки и притягивает к приповерхностному слою диэлектрика свободные электроны, имеющиеся в кремниевой подложке. В результате, при некотором положительном напряжении в приповерхностном слое формируется канал, по которому пойдет ток $I_{си}$. Чем выше напряжение на затворе транзистора $U_{зи}$, тем шире канал и, следовательно, больше сила тока. Такой режим работы полевого транзистора называется **режимом обогащения**. В **режиме обеднения** в канале, легированном при изготовлении, уже присутствуют электроны, поэтому он пропускает ток уже без управляющего напряжения на затворе и «запирает» этот ток при подаче отрицательного напряжения.

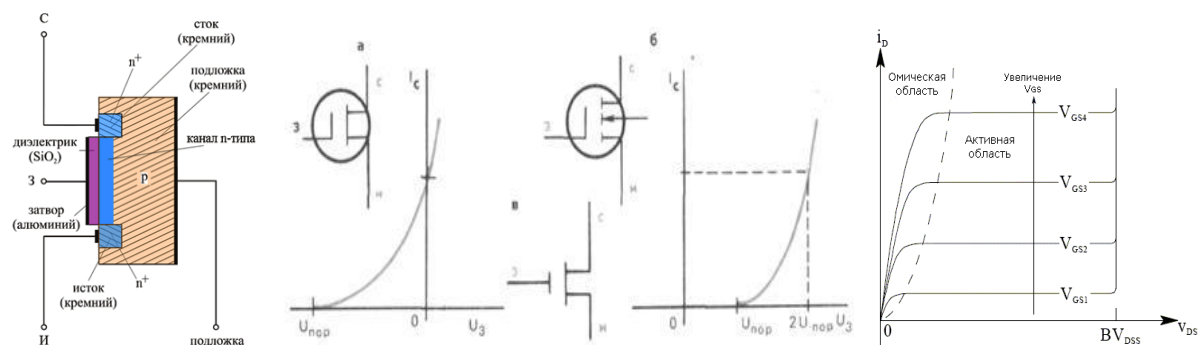


Рис.7-2 Переходные характеристики в режиме «обеднения» и «обогащения».

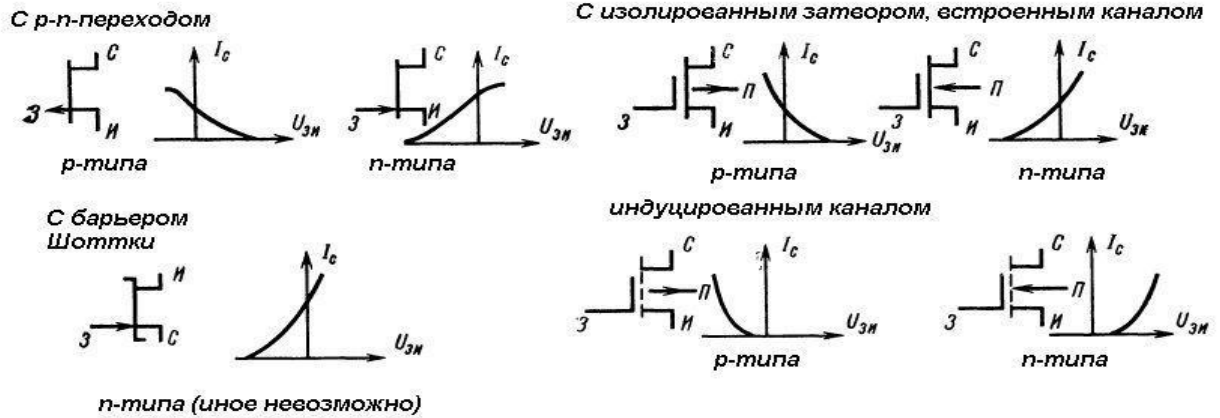


Рис. 7-3 Переходные характеристики полевых транзисторов

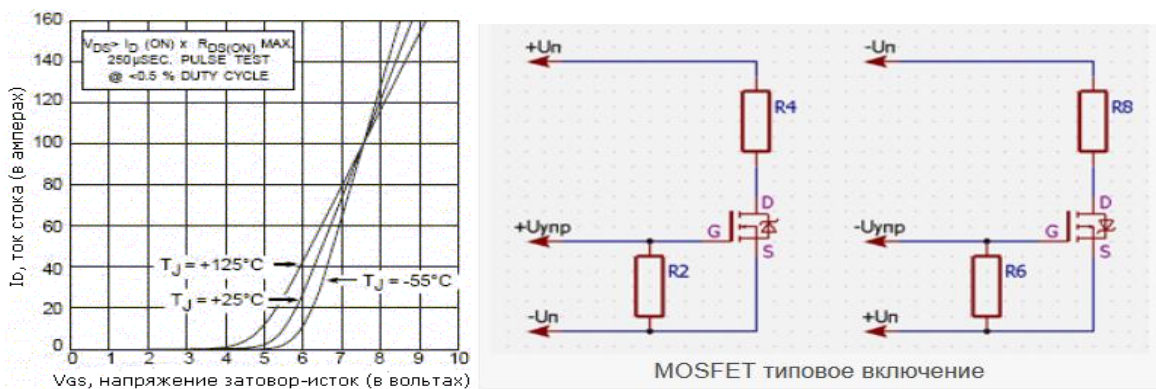


Рис.7-4 а) переходная характеристика MOSFET б) типовое включение NMOS (п-канал, «+» на затворе и стоке) в) типовое включение PMOS (р-канал, «-» на затворе и стоке).

Задание на работу:

1. В режиме DC определить передаточные характеристики полевого транзистора с управляющим р – п – переходом (NJFET) и МОП – транзистора. Нечетные номера используют JFET и NMOS, четные – JFET и PMOS транзисторы. Для определения характеристик транзистора используйте схему, представленную на рис.7-5 с учетом варианта задания.

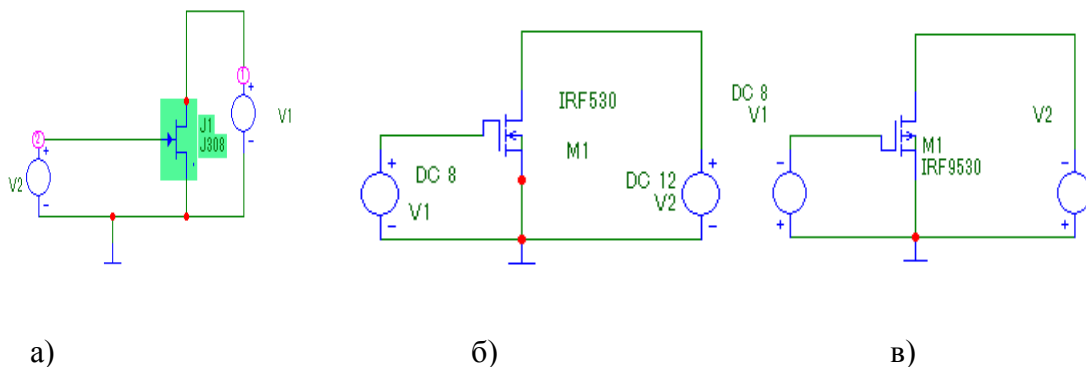


Рис.7-5 Схема снятия переходных характеристик транзистора NJFET (а), NMOS (б) PMOS (в).

По передаточной характеристике транзистора с управляющим р – n – переходом (JFET) определить напряжение отсечки, начальный ток стока и максимальную крутизну транзистора. Сравнить крутизну транзистора с расчетным значением по формуле (1).

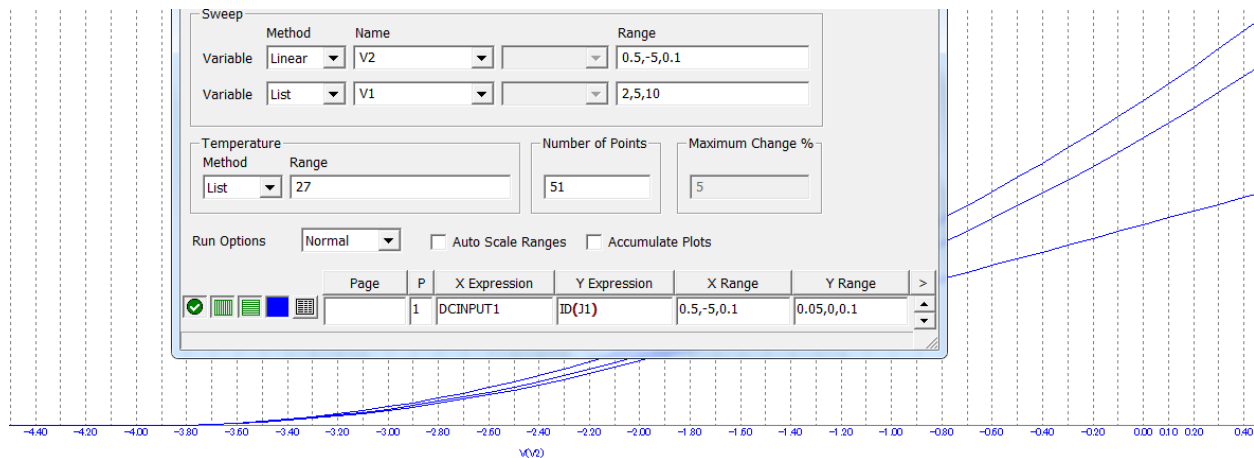


Рис.7-6. Настройка пределов изменения DC анализа..

- В режиме DC определить выходные характеристики полевого транзистора с управляющим р – n – переходом (JFET) и МОП транзистора (четные номера заданий используют NMOS, нечетные – PMOS). Для определения выходных характеристик транзистора используйте схему, представленную на рис.7-5. По выходным характеристикам определить область насыщения транзисторов.

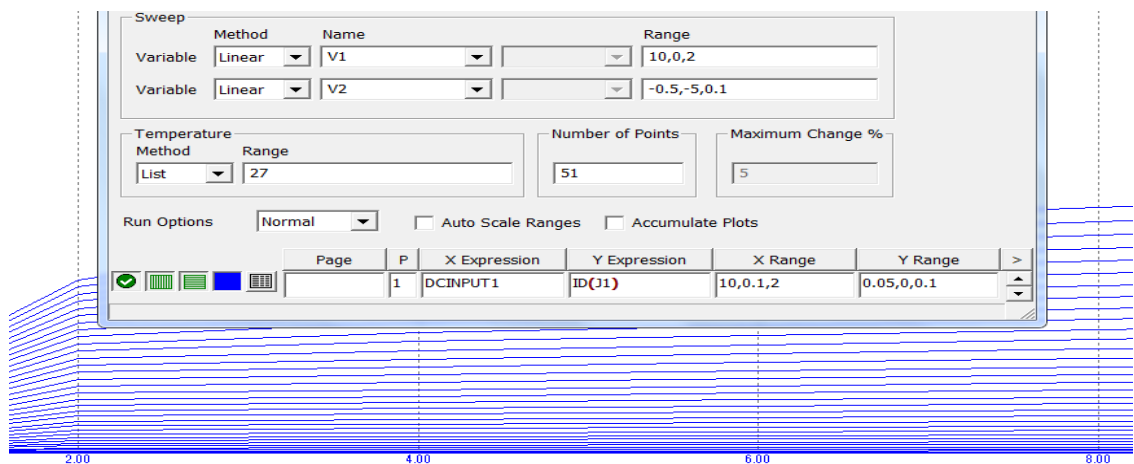


Рис.7-7. Настройка пределов для снятия выходной ВАХ

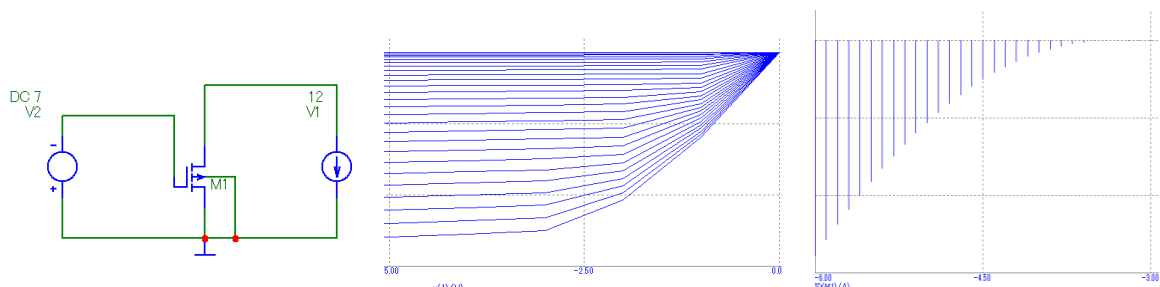


Рис. Выходные и переходные характеристики P-MOS. Отрицательные значения токов говорят о дырочной проводимости.

3. Включить JFET по схеме с общим истоком и цепью автосмещения (рис.7-8). Подать на вход гармонический сигнал 20mV частотой 1 кГц и определить коэффициент усиления по напряжению.

Поскольку транзистор требует отрицательного напряжения на затворе относительно стока, а источник питания E_c однополярный, применяется **цепь автоматического смещения** на резисторах R_{CM} и R_{CI} . Постоянная составляющая тока затвора пренебрежимо мала, поэтому падение напряжения на R_{CM} практически равно нулю, затвор заземлен. За счет падения напряжения на резисторе R_{CI} вследствие тока истока, между затвором и истоком образуется отрицательное напряжение смещения. На рис. 7-8 представлены статические характеристики, на которых построена нагрузочная прямая и проведен графический анализ работы усилителя.

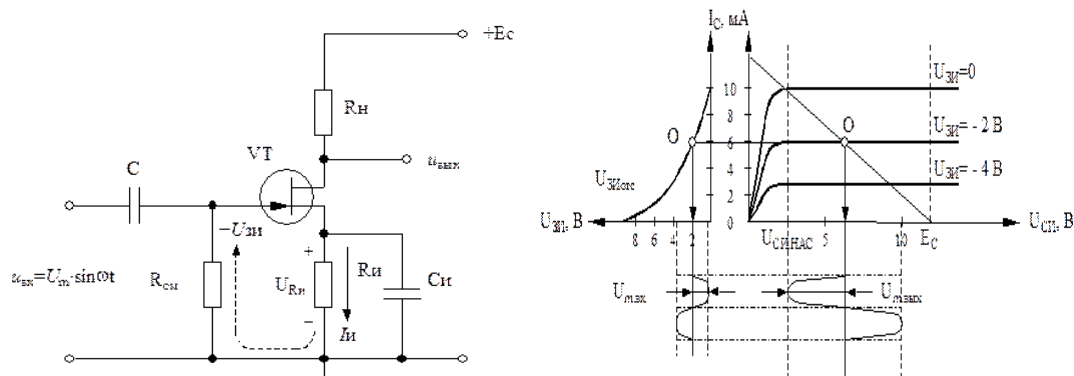
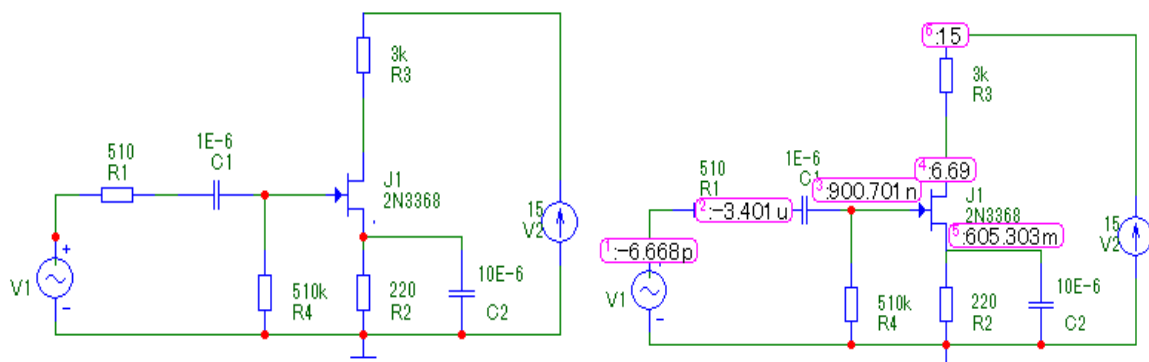


Рис. 7-8 а) схема однокаскадного усилителя ОИ на полевом транзисторе с управляющим $p-n$ переходом б) графический анализ работы усилителя ОИ

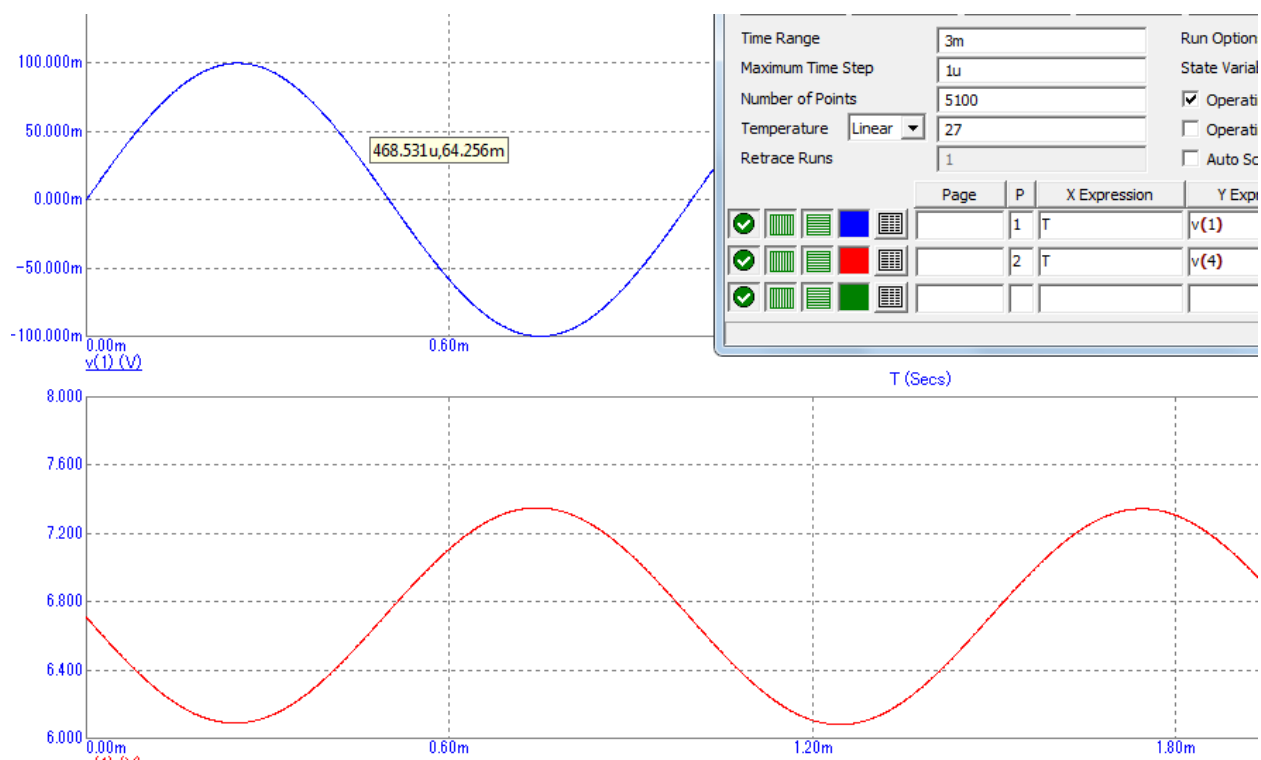
Рабочая точка выбрана для класса усиления А ($U_{СН} = 6$ В, $I_c = 6$ мА). Перенесём рабочую точку на сток – затворную характеристику. Получим $U_{ЗИ} = -2$ В. Чтобы получить такое напряжение смещения при токе $I_c = 6$ мА, следует установить в цепи истока транзистора

$$R_{CI} = \left| \frac{U_{ЗИ}}{I_c} \right| = \frac{2}{6 \cdot 10^{-3}} \approx 333 \text{ Ом.}$$

- а) При настройке проверить работу каскада по постоянному току: Analysis/Dynamics DC/Node Voltage (флаг 1 – точки на схеме, флаг 13 – напряжения в точках (для MC9-10)).



- б). В режиме Transient получить временную развертку входного и выходного сигнала и определить коэффициент усиления по напряжению.



Эксперимент 8. Полевой транзистор в импульсном режиме

Краткие теоретические сведения

Ключи на полевых транзисторах отличаются малым остаточным напряжением. В статическом состоянии ключ на полевом транзисторе потребляет очень малый ток управления. Однако этот ток увеличивается при увеличении частоты переключения. Очень большое входное сопротивление ключей на полевых транзисторах фактически обеспечивает гальваническую развязку входных и выходных цепей. Это позволяет обойтись без трансформаторов в цепях управления.

На рис. 8-1 приведена схема цифрового ключа на МДП-транзисторе с индуцированным каналом n -типа и резистивной нагрузкой и соответствующие временные диаграммы.

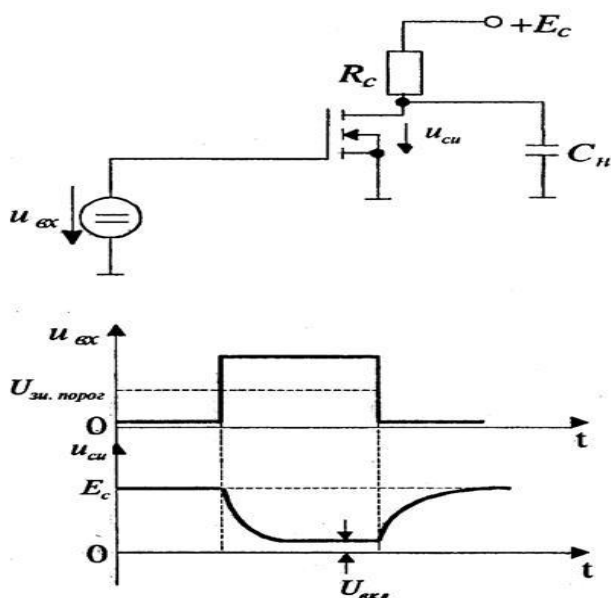


Рис. 8-1. Ключ на полевом транзисторе

Емкость нагрузки C_H моделирует емкость устройств, подключенных к транзисторному ключу. При нулевом входном сигнале транзистор заперт и $u_{св} = E_c$. Если напряжение $U_{вх}$ больше порогового напряжения $U_{зи.порог}$ транзистора, то он открывается и напряжение $u_{св}$ уменьшается.

Задание на работу: Исследовать аналоговый ключ на транзисторе с управляющим р – n переходом (NJFET)

1. Собрать схему ключа с управляющим р – n переходом (рис.8-3). $R1 = R2 = 1M$. Тип транзистора взять из таблицы вариантов. Диод \$GENERIC.
 - а). Подключить на вход ключа синусоидальный источник напряжения с частотой 2 кГц и амплитудой 5 В.
 - б). В качестве управляющего напряжения использовать источник импульсного сигнала Pulse Source (имя модели Pulse). Сформировать управляющее воздействие с крутыми фронтами ($P2 > P1$, $P4 > P3$) и амплитудой 10В таким образом, чтобы время, в течение которого ключ замкнут или разомкнут, составляло несколько периодов входного сигнала.
2. В режиме Transient определить входной и выходной сигналы. По результатам моделирования определить:
 - при каких входных сигналах ключ открыт, а при каких закрыт?
 - чему равна амплитуда выходного сигнала в закрытом и открытом состояниях?
 - определить величину выброса выходного напряжения при переключении ключа;

Схема ключа на полевом транзисторе с управляющим р – n переходом показана на рис. 8-3 (7). Сопротивление $R1$ и диод $D1$ используются для управления ключом напряжением ± 15 В. Пусть входной сигнал изменяется в пределах ± 10 В, а управляющий $U \pm 15$ В. Если управляющий дискретный сигнал $U_{упр} = +15$ В, то диод VD закрыт. Так как входной ток полевого транзистора практически равен 0, то напряжение на затворе будет равно напряжению на истоке, т.е. $U_{зи} = 0$. Следовательно, транзистор будет открыт и $U_{вых} = U_{вх}$.

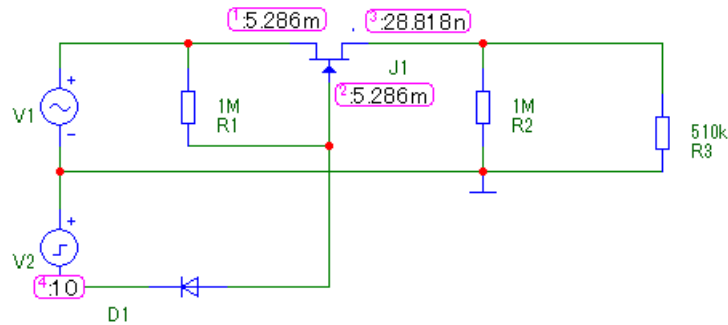
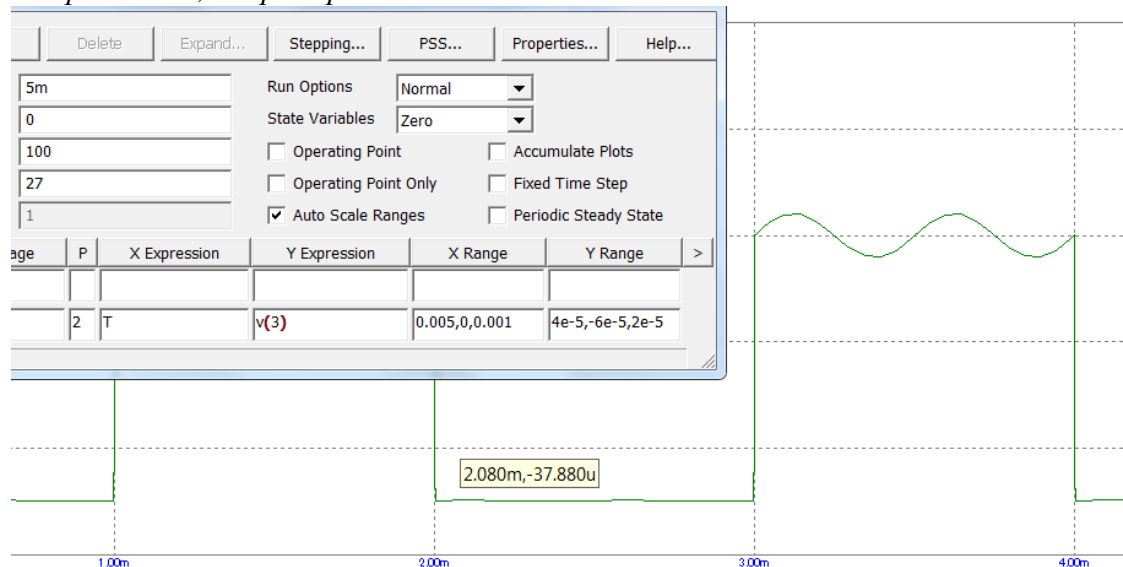


Рис.8-3

Если $U_{\text{зпр}} = -15 \text{ В}$, то диод VD открыт, даже в худшем случае, когда входное напряжение равно минимальному значению -10 В . Напряжение на затворе транзистора около -15 В , что на 5 В меньше минимального напряжения на истоке. Транзистор будет надежно закрыт, выходное напряжение ключа равно 0 .

Величина R_1 должна быть такой, чтобы при открытом транзисторе токи утечки затвора и обратный ток диода не создавали заметного запирающего напряжения транзистора на нем, например $0.1 - 1 \text{ МОм}$.



Эксперимент 9. Инвертор на основе КМОП ключа

Краткие теоретические сведения

Инвертор в цифровой технике «переворачивает» сигнал: если на входе низкий уровень сигнала, то транзистор закрыт, ток через резистор нагрузки не течет, все напряжение $V_{\text{сс}}$ оказывается на выходе. А если на входе высокий уровень, то транзистор во включенном состоянии проводит ток и потенциал стока (выходной сигнал) практически равен нулю (низкий уровень) - рис.9.1 а – схема полевого транзистора с каналом n -типа.

Инвертор с минимальным потреблением мощности можно реализовать на комплементарной (дополняющей) паре полевых транзисторов (рис. 9-1б). В такой схеме используются два МОП-транзистора с индуцированными каналами n - и p - типов. Подложки обоих транзисторов соединены с истоками.

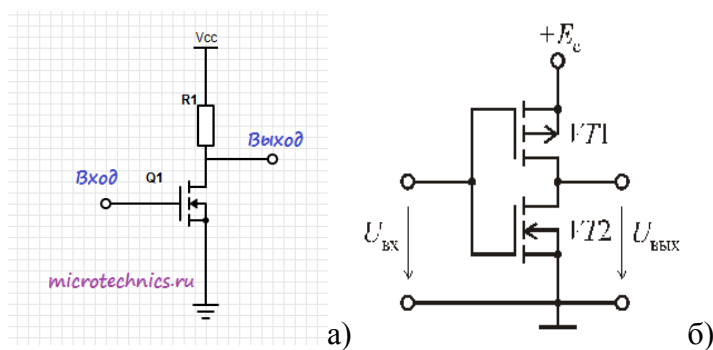


Рис.9-1 Инвертор на ПТ а) с каналом n-типа, б) на комплементарной паре

Если входное напряжение имеет высокий уровень $U_{вх} > U$, то транзистор $VT2$ находится в состоянии насыщения, а $VT1$ – отсечки, и выходное напряжение не превышает 10 мВ. Если напряжение имеет низкий уровень, транзистор $VT1$ находится в насыщении, а $VT2$ в отсечке и выходное напряжение равно E_c .

Транзисторы в схеме ключа рассчитывают так, чтобы они были согласованы, т. е. имели одинаковые (по модулю) пороговые напряжения и удельные проводимости. Этим обеспечивается одинаковая нагрузочная способность ключа как в открытом так и в закрытом состояниях. Поскольку приповерхностная подвижность дырок μ_p в 2–4 раза меньше подвижности электронов μ_n , для согласования ширину канала транзистора $VT1$ выбирают в 2–4 раза большей, чем у $VT2$. Длина каналов обоих транзисторов одинакова.

Передаточной характеристикой КМОП инвертора называется зависимость выходного напряжения логического элемента от напряжения на его входе. На передаточной характеристике можно выделить несколько областей (рис. 9-3 а,б):

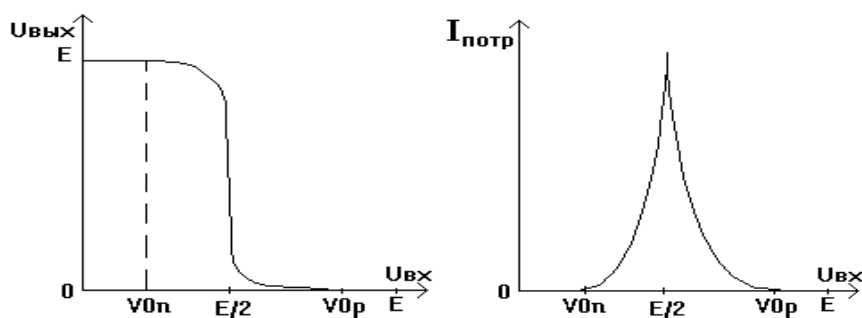


Рис.9-3. Зависимость выходного напряжения (а) и потребляемого тока (б) КМОП-инвертора от входного напряжения.

1. Входное напряжение меньше порогового напряжения $V_{0п}$, n-канальный транзистор закрыт. Напряжение затвор-исток р-канального транзистора больше его порогового напряжения $V_{0р}$ (по модулю), поэтому он полностью открыт. Напряжение на выходе равно напряжению питания, потребляемый ток равен нулю.

2. Входное напряжение больше порогового напряжения $V_{0п}$ n-канального транзистора, но меньше половины напряжения питания. N-канальный транзистор начинает открываться, а P-канальный транзистор начинает закрываться.

3. В области значения входного напряжения равного $E/2$ передаточная характеристика идет практически вертикально. При входном напряжении равном $E/2$ оба транзистора открыты в одинаковой степени, потребляемый ток максимален.

4. Входное напряжение больше $E/2$ и меньше $(E-V_{op})$. Картина аналогична (симметрична) участку 2, но теперь n- и p-канальные транзисторы меняются ролями. Напряжение на выходе уменьшается.

5. Входное напряжение больше $(E-V_{op})$ и меньше напряжения питания. N-канальный транзистор полностью открыт, p-канальный – закрыт, его напряжение затвор-исток меньше порогового по модулю. Напряжение на выходе равно 0. При этом потребляемый ток равен нулю, т.к. p-канальный транзистор закрыт.

КМОП схемы при напряжении ниже V_{on} и выше V_{op} ток не потребляют. Максимум потребляемого тока наблюдается в точке входного напряжения, близком $E/2$ (рис.9-3 б). На рис.9-4 показан результат моделирования инвертора на комплементарной паре на высокой частоте.

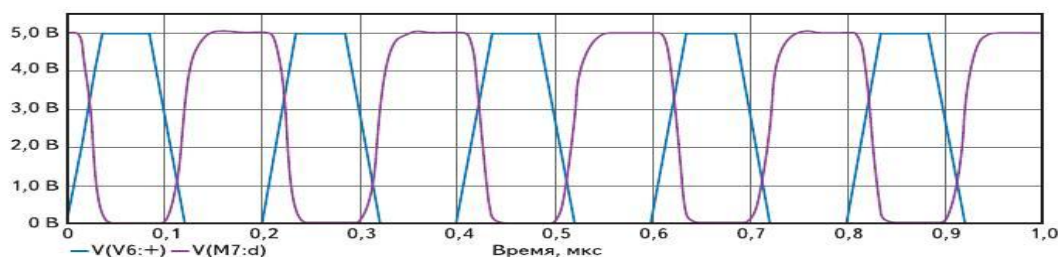


Рис.9-4. Результат моделирования КМОП инвертора.

Логические элементы КМОП подвержены разрушающему воздействию статического электричества, поэтому во всех схемах обязательно присутствуют защитные диоды. В реальной схеме инвертора (рис.9-5) диоды VD3, VD5, VD6 защищают от отрицательных импульсов. Диоды VD1, VD2, VD4 защищают вход и выход от положительных выбросов и ограничивают его на уровне $U_{п}+0,6$. Для дополнительной защиты входов, особенно при длинных входных проводах, и для устранения паразитных колебаний последовательно с входом включают резистор для ограничения тока заряда емкости.

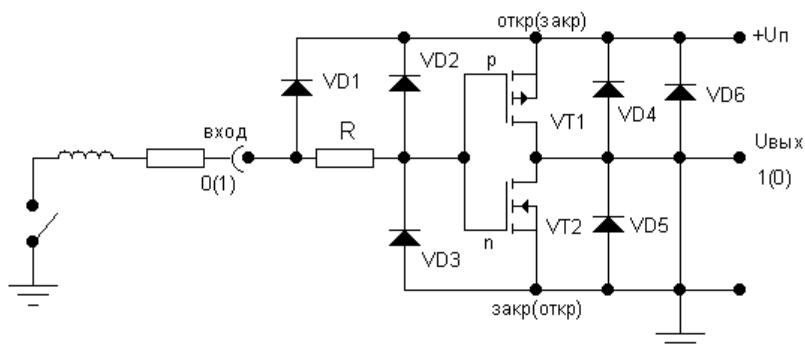


Рис.9-5 Защитные элементы в реальной схеме инвертора КМОП

Основные свойства КМОП-ключа:

- а) идеальный логический инвертор;
- б) быстродействие значительно выше, чем у других типов ключей.
- в) очень малое потребление энергии от источника питания в статическом режиме. Динамические потери, т. е. мощность, рассеиваемая КМОП инвертором при тактовой частоте f , определяются формулой $P_d = fCE^2$. Повышение

быстродействия достигается уменьшение емкостей транзисторов и нагрузки, снижением питающего напряжения;

2) Входное сопротивление КМОП ключа бесконечно велико, поэтому к его выходу можно подключить большое число аналогичных ключей. Однако каждый дополнительный ключ увеличивает емкость нагрузки, что приводит к замедлению переключения.

Задание на работу: 1. Собрать схему КМОП цифрового ключа (рис.9-6).

Подать на вход последовательность прямоугольных импульсов. Оценить быстродействие данной комплементарной пары, рассчитав задержку $T_{\text{зад}} = (t_{10} + t_{01})/2$, где t_{10} - задержка перехода из 1 в 0; t_{01} - задержка перехода из 0 в 1 по уровню 0,5. Считать, что задержка не должна превышать 1/10 длительности импульса.

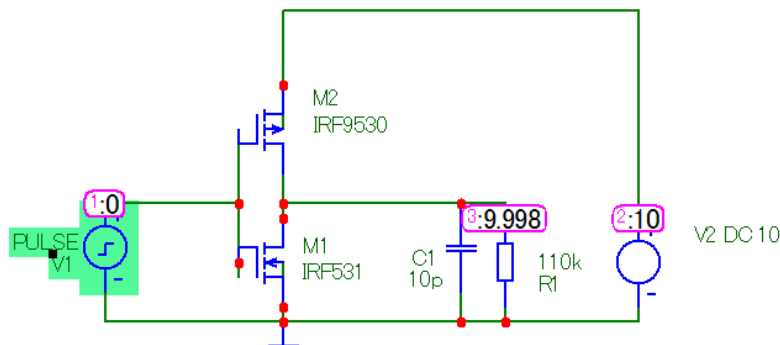


Рис.9-6

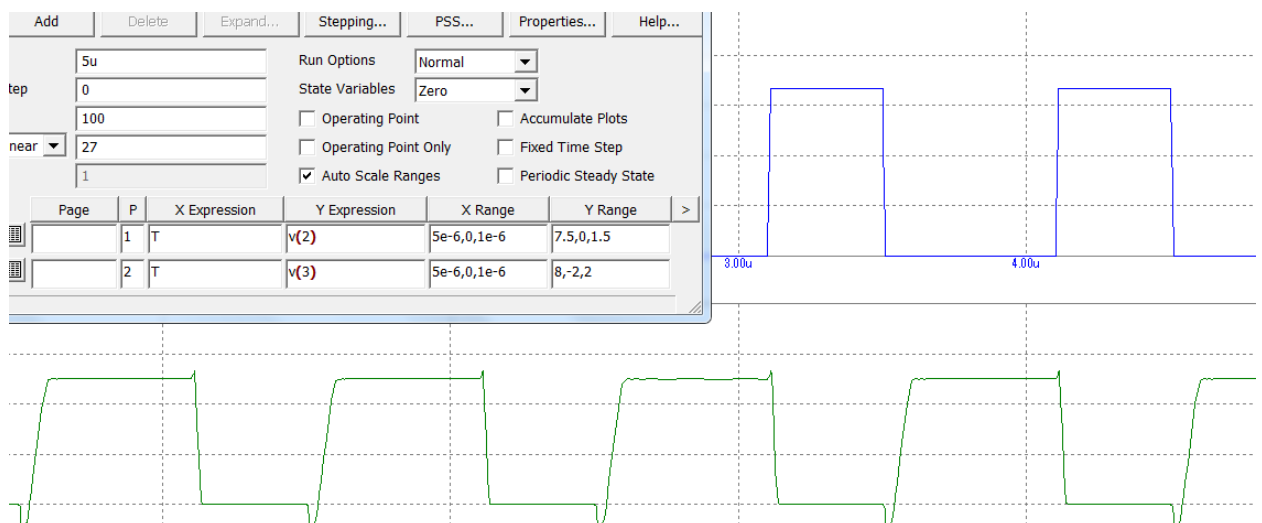


Рис.9-7. Инвертор КМОП.

2) получить передаточную характеристику (Analysis > DC... > Run) Рис.9-8; Определить значения входного напряжения, при которых открываются транзисторы, значение максимального тока через комплементарную пару для напряжения источника питания 5V. Объяснить отличие полученной переходной характеристики от идеальной на Рис.9-3.

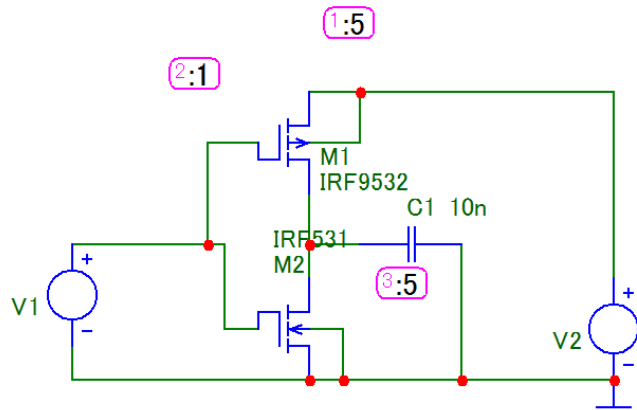


Рис.9-8

*) транзисторы из задания условно комплементарны.

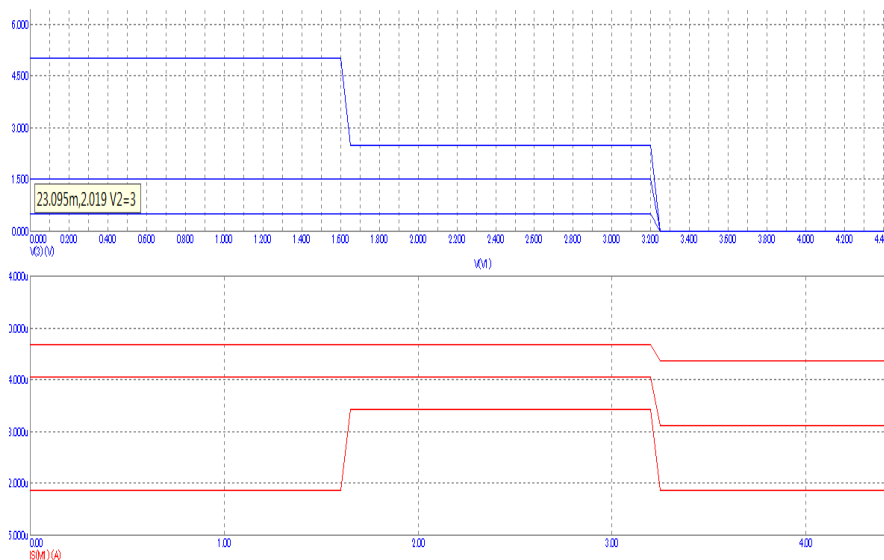
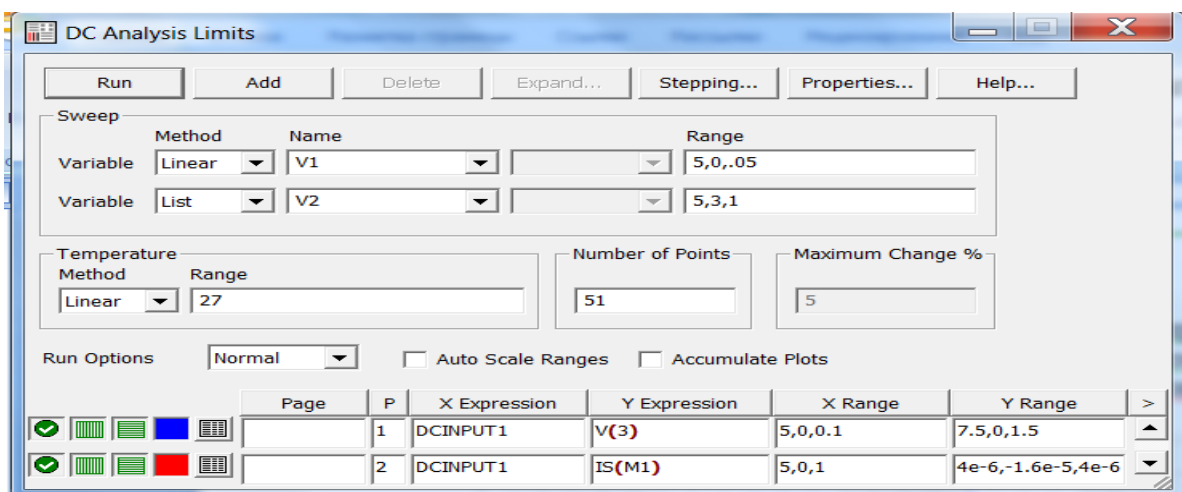
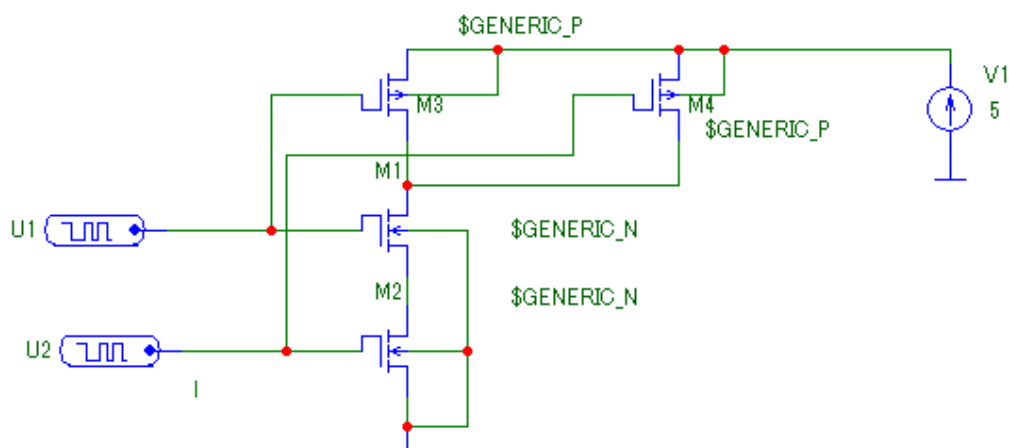


Рис.9-9. Переходная характеристика

3). Собрать стенд для исследования работы логического элемента 2И-НЕ на полевых транзисторах NMOS и PMOS: Component/Analog Primitives/Active Devices/P-N MOS.

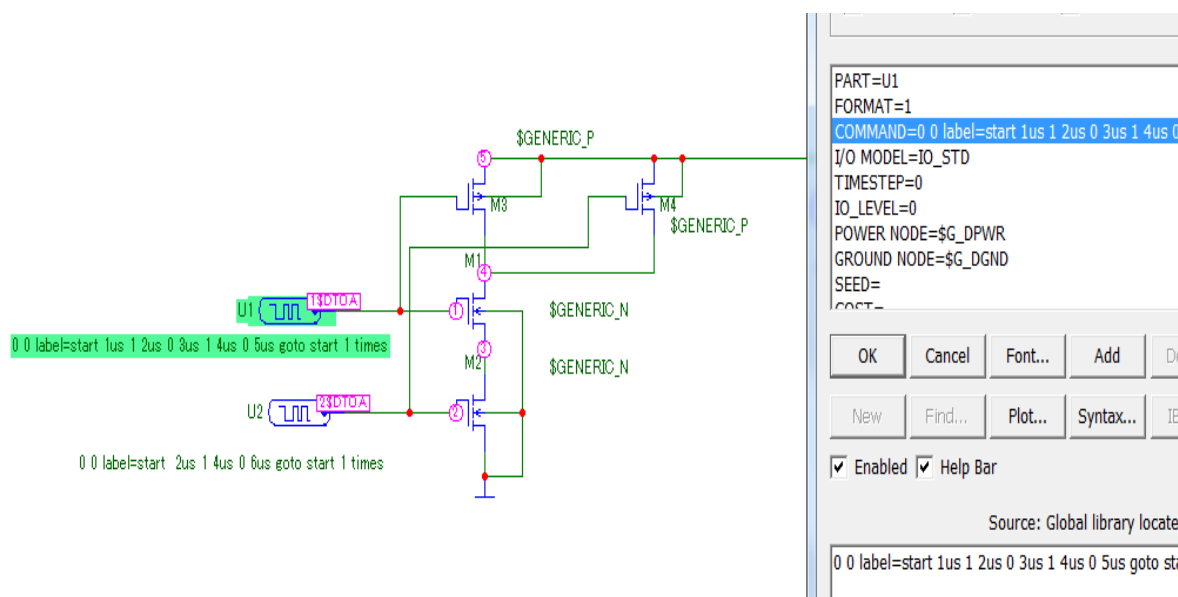


В качестве источников сигналов использовать цифровой генератор импульсов Component/Digital Primitives/Stimulus Generator/STIM1 со следующим набором нулей и единиц (бит) – «кликаем» на поле *command* и копируем:

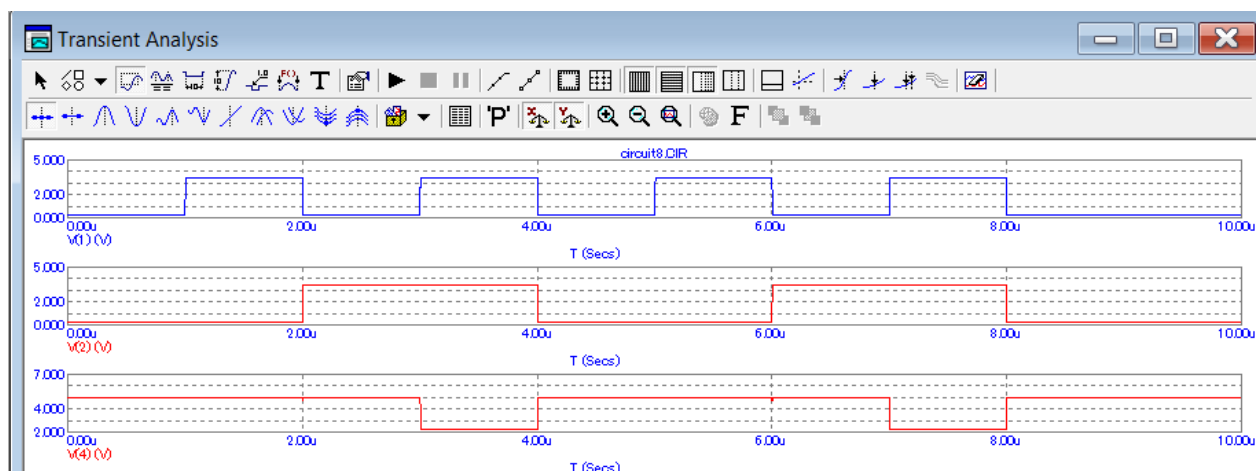
U1 0 0 label=start 1us 1 2us 0 3us 1 4us 0 5us goto start 1 times (Означает, во время 0 логический 0, это метка старт, через 1 мкс – логическая единица (1), через 2 мкс логический 0, через 3 мкс – логическая 1, через 4 мкс – логический 0, через 5 мкс на метку старт, повторяем 1 раз) => посылка 0-1-0-1 дважды

U2 0 0 label=start 2us 1 4us 0 6us goto start 1 times – посылка 0-0-1-1 дважды.

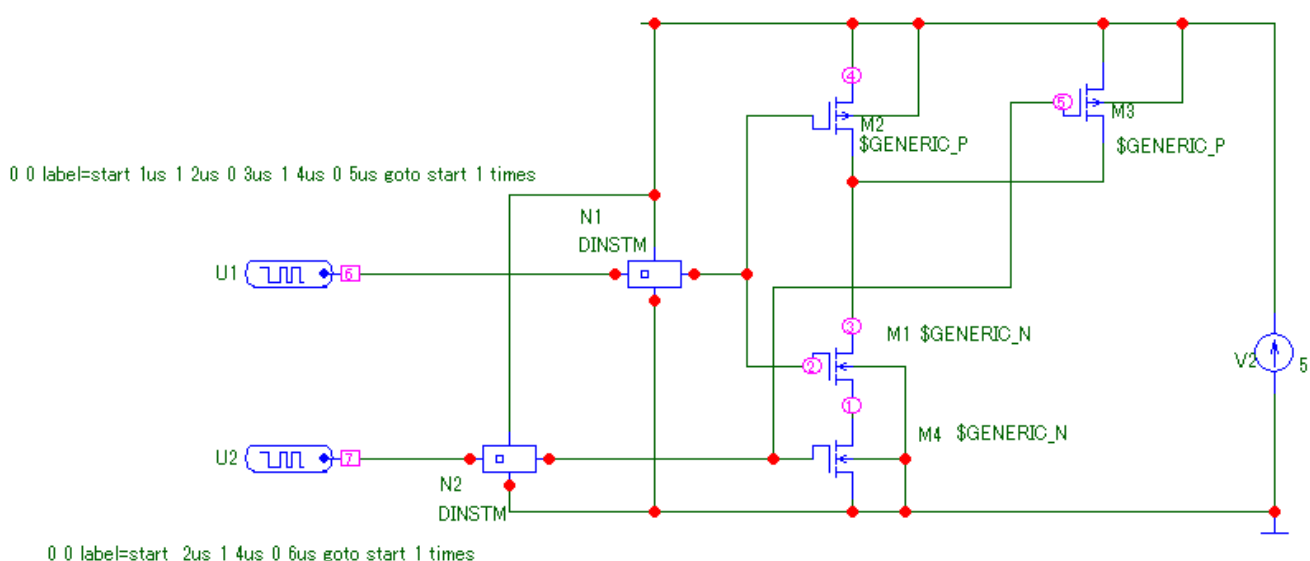
Исследовать работу схемы, выполняющей логическую функцию 2И-НЕ, получить напряжения на входах 1 и 2 и выходе 4 в режиме Transient и составить таблицу истинности логического элемента. Привести стандартное обозначение логического элемента в схемотехнике.

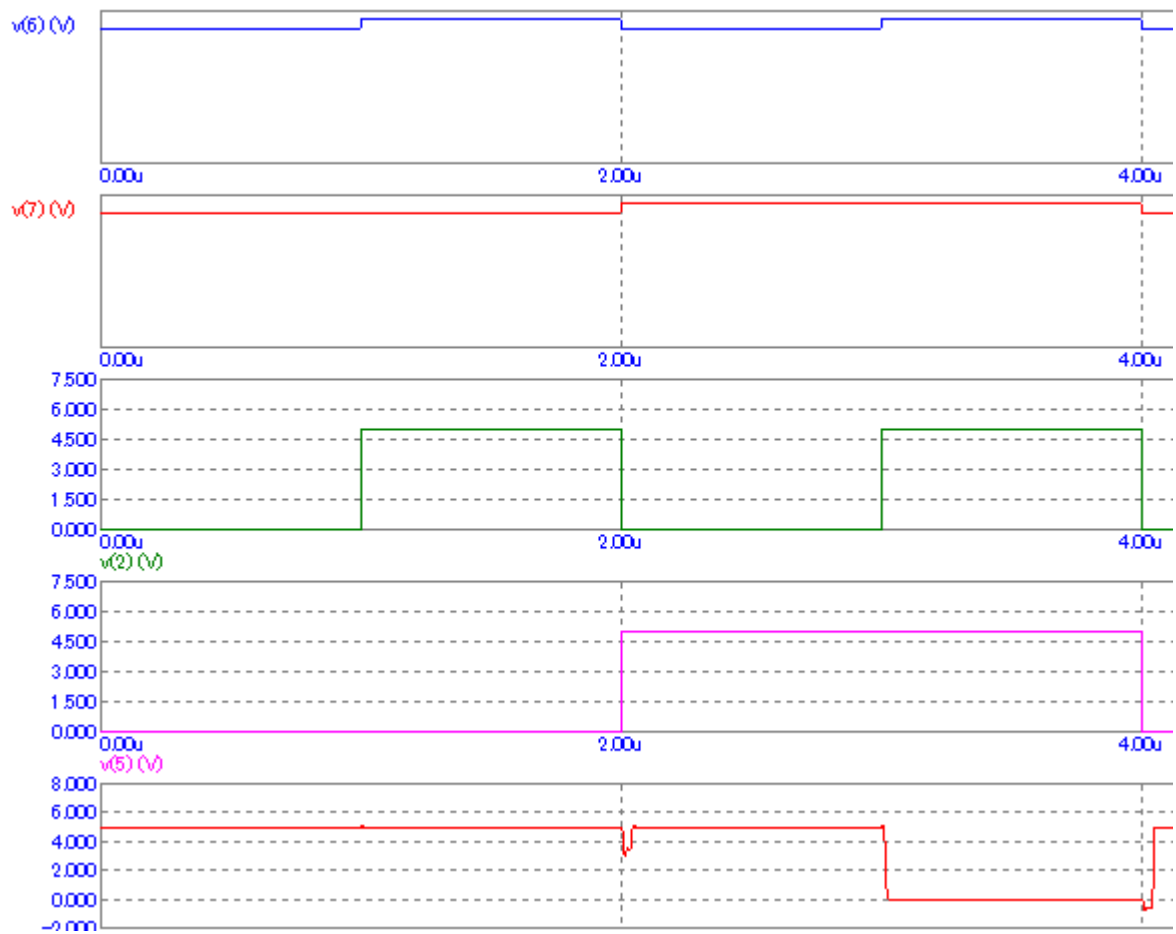


Обратите внимание, что подобное схемное решение не требует никаких элементов, кроме транзисторов, что удобно в ИС, и работает при питании от 3 до 15 В.



4). Если схема работает неудовлетворительно (задержки и отсутствие срабатывания), причина в уровне входного сигнала, недостаточного для КМОП (порог срабатывания 3.5 В). Для согласования уровней сигнала цифрового генератора и аналоговой схемы необходимо ввести Интерфейс Digital To Analog (DToA): Component/Digital Primitives/DtoA Converters/N/ DINSTM. Подготовиться в вопросу, в каких пределах присутствуют 0 и 1 на входе КМОП (CMOS) схем при питании 5 В? Какие напряжения необходимы на входе TTL логики?





ПРИЛОЖЕНИЯ:

1. К РАСЧЁТУ И НАСТРОЙКЕ УСИЛИТЕЛЬНОГО КАСКАДА

Основным видом каскадов предварительного усиления являются резистивные каскады, так как они обеспечивают равномерное усиление в широкой полосе частот при крайней простоте схемы, а также малых габаритах и низкой стоимости ее элементов.

Для расчета и исследования работы каскада применяются: 1) графический метод и 2) приближенный аналитический метод.

Графический метод основан на использовании статических характеристик усилительного элемента, представляющих собой экспериментально определенные нелинейные зависимости между токами и напряжениями в его цепях, относящиеся к режиму короткого замыкания (статический режим) и являющиеся типовыми (усредненными) для усилительного элемента данного типа. Построение динамических характеристик позволяет перейти к указанным зависимостям для заданных сопротивлений нагрузки и источников сигнала при определенных питающих напряжениях и способах их подведения (динамический режим работы).

Графический метод позволяет наглядно и наиболее точно: а) выбрать исходный режим работы усилительного элемента (исходную рабочую точку); б) определить величины, характеризующие режим работы при наличии сигнала (постоянные и переменные напряжения, токи и мощности в выходной и входной цепях каскада); в) определить величину нелинейных искажений.

Недостатками графического метода являются некоторая его громоздкость и затруднительность использования для выявления зависимостей между различными характеризующими динамический режим величинами. Кроме того, графический метод расчета возможен при наличии достаточно полных семейств выходных и входных статических характеристик транзистора.

Приближенный аналитический метод основан на идеализации (линеаризации) статических характеристик усилительного элемента и нахождении усредненных значений его параметров, которые в пределах используемого поля характеристик считаются постоянными величинами. Поэтому приближенный аналитический метод расчета должен использоваться для установления общих и принципиальных зависимостей между расчетными величинами, в то время как для конкретных инженерных расчетов в ряде случаев целесообразно применение графического метода.

Существуют три области поля характеристик транзистора:

- 1) активная область, определяемая прямым смещением на эмиттерном р-п переходе и обратным смещением на коллекторном р-п-переходе;
- 2) область отсечки, определяемая обратным смещением на обоих р-п переходах;
- 3) область насыщения, определяемая прямым смещением на обоих р-п переходах.

Граница области отсечки 2 определяется начальным неуправляемым током $I_{кн}$ и практически соответствует запирающему транзистора. Область насыщения 3 характеризуется резкими искривлениями статических характеристик, получаемыми при переходе к токам в направлении проводимости коллекторного р-п - перехода.

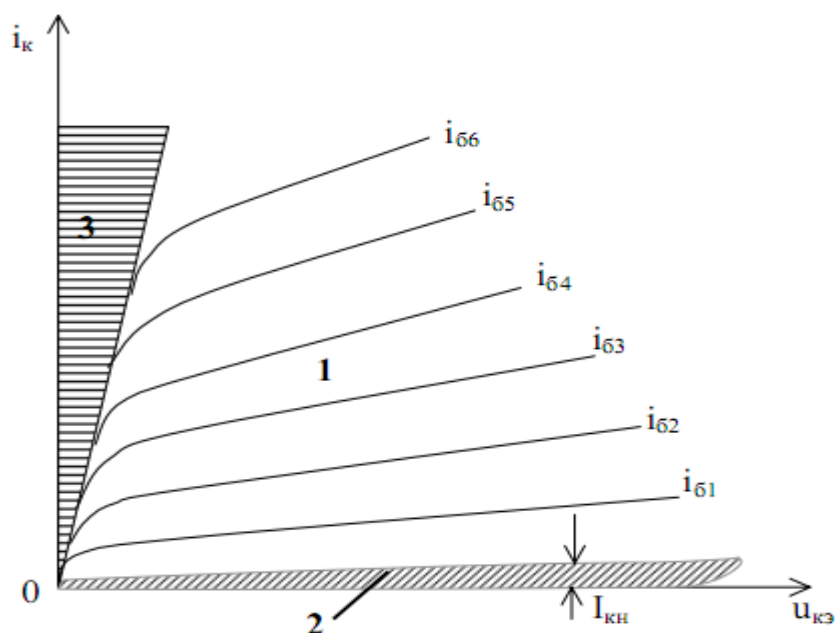


Рис. П1-1

В режиме усиления может использоваться только активная область 1, в пределах которой транзистор открыт, а между токами коллектора и базы существует зависимость близкая к линейной.

При усилении симметричных сигналов используется режим класса А, при котором ток в выходной цепи транзистора протекает в течение всего периода изменения напряжения выходного сигнала и $\Delta I_k < I_{кнас}$. К симметричным сигналам относят такие, для которых равновероятны одинаковые отклонения напряжения или тока сигнала в обе стороны от его исходного значения. К таким сигналам, помимо гармонических колебаний, относятся сигналы звуковых передач, телевизионных изображений и различных импульсных устройств с двухсторонними импульсами.

В режиме А рабочая точка выбирается на середине линейного участка сквозной динамической характеристики. При синусоидальном изменении ЭДС источника сигналов с амплитудой E_b коллекторный ток изменяется также синусоидально с амплитудой I_{km} . Режим А применяется при симметричных сигналах в каскадах предварительного усиления, а также в окончательных каскадах при небольших мощностях усилителя (до 0,5...1 Вт). Преимуществом режима А является малая величина нелинейных искажений, обеспечиваемая использованием линейного участка характеристики. Недостатком является малая величина КПД каскада, объясняемая большой постоянной составляющей выходного тока.

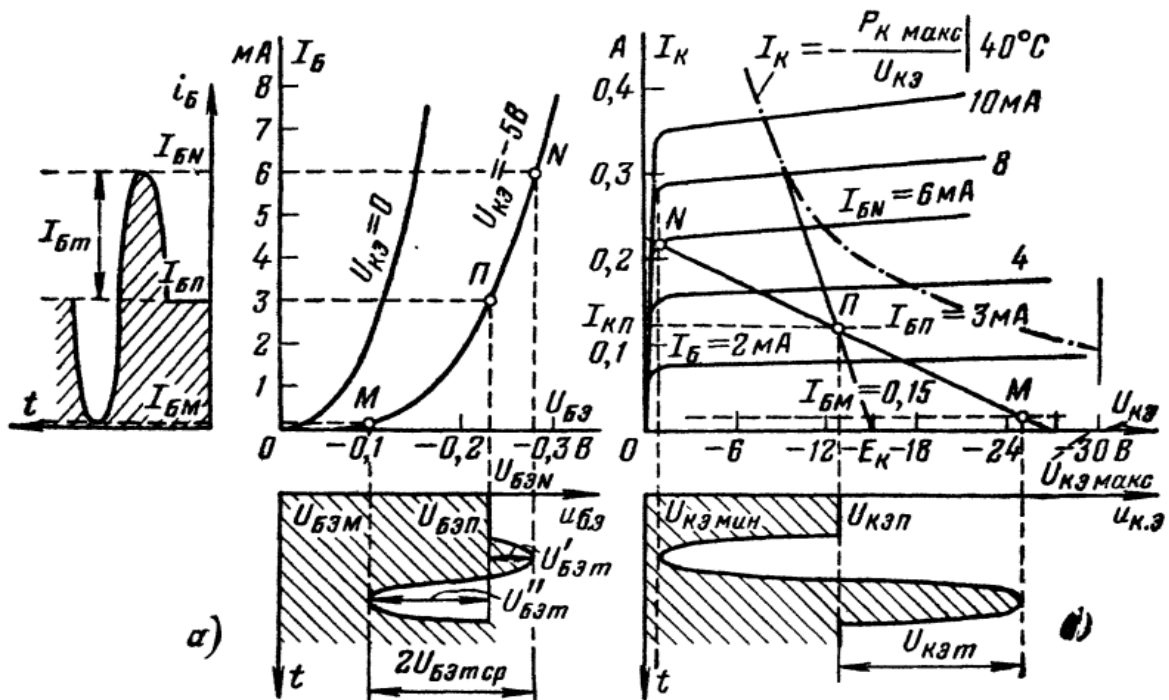


Рис. П1-2.

В транзисторном каскаде ограничением в режиме А является допустимое наибольшее значение выходного тока при максимальной температуре или наименьшее значение напряжения, соответствующее переходу к области насыщения. Ограничением по минимуму является начало искривления (загиба) сквозной динамической характеристики в области малых токов.

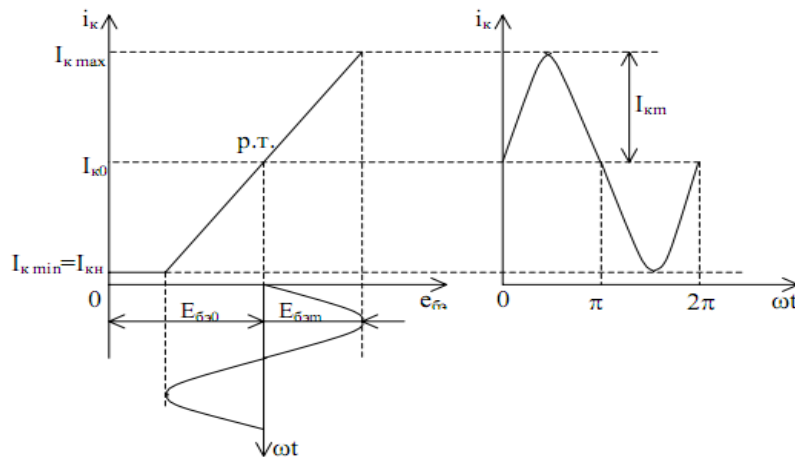


Рис. П1-3.

Исходный коллекторный ток I_{k0} находится на середине используемого линейного участка характеристики.

$$I_{k0} = \frac{I_{k\max} - I_{k\min}}{2}.$$

Снижение I_{k0} уменьшает уровень собственных шумов транзистора. Следует, однако, иметь в виду, что чрезмерное снижение E_k и I_{k0} может привести к уменьшению β и повышению влияния начального тока I_{kn} .

2. ПОСТРОЕНИЕ НАГРУЗОЧНОЙ ПРЯМОЙ В ПРОГРАММЕ MICROCAP

В режиме анализа по постоянному току в Microcap существует возможность нанести нагрузочную прямую непосредственно на выходную статическую ВАХ транзистора.

Для этого можно воспользоваться сервисными возможностями программы по рисованию графических примитивов:

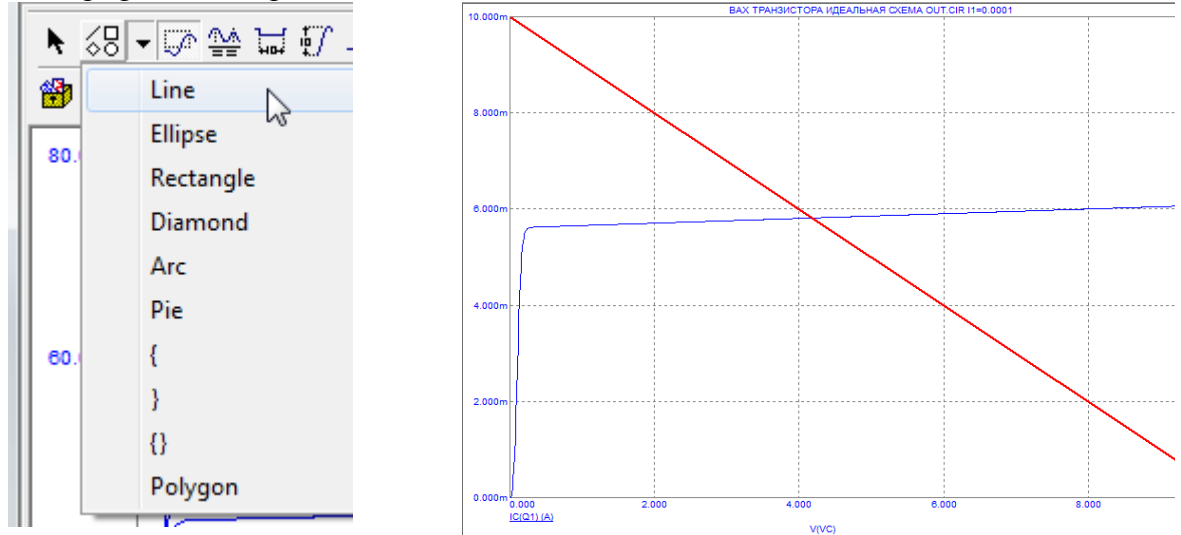


Рис. П2-1.

Примечание: желательно отменить флажок Auto Scale Ranges, задать пределы графика по оси X и Y соответственно, как напряжение питания E_k и ток насыщения коллектора при заданном сопротивлении нагрузки. Задание пределов на графиках: (Максимальное, Минимальное, шаг сетки графика).

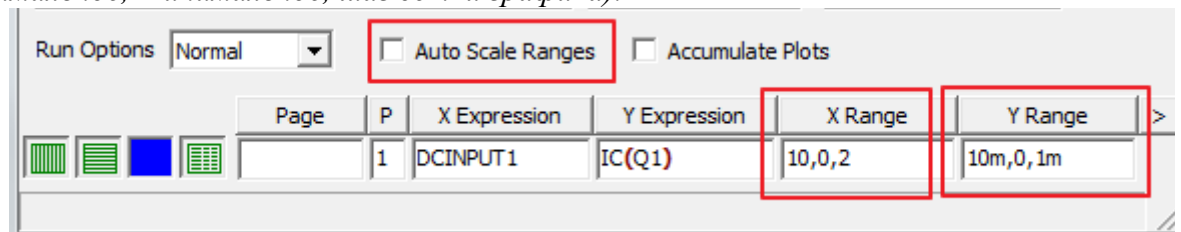


Рис. П2-2.

Далее, проведя расчет, после получения решения можно провести прямую через заранее заданные точки.

Определение тока базы, который определит положение рабочей точки, может быть проведено двумя вариантами:

- расчета тока базы, используя зависимость $I_b = I_k / \beta_F$
- изменением тока базы до получения пересечения ветвью ВАХ заданной точки и фиксацией значения тока базы,

В первом случае необходимо учитывать зависимость β_F от тока коллектора. График зависимости β_F от тока коллектора можно получить в диалоговом окне при установке транзистора в схему.

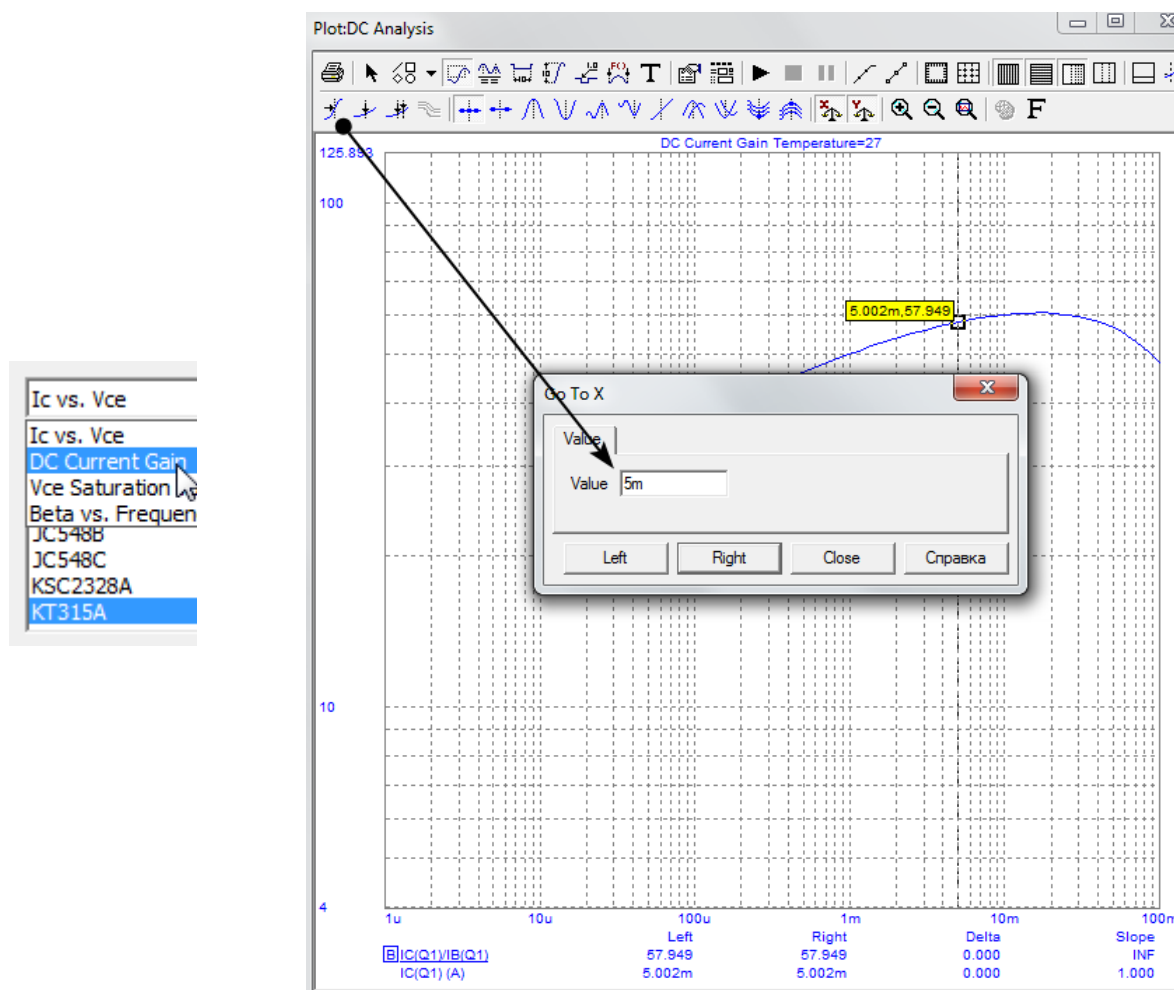


Рис. П2-3

Полученное значение BF при заданном значении тока коллектора может быть использовано при расчете тока базы, так во встроенном калькуляторе Microcar –

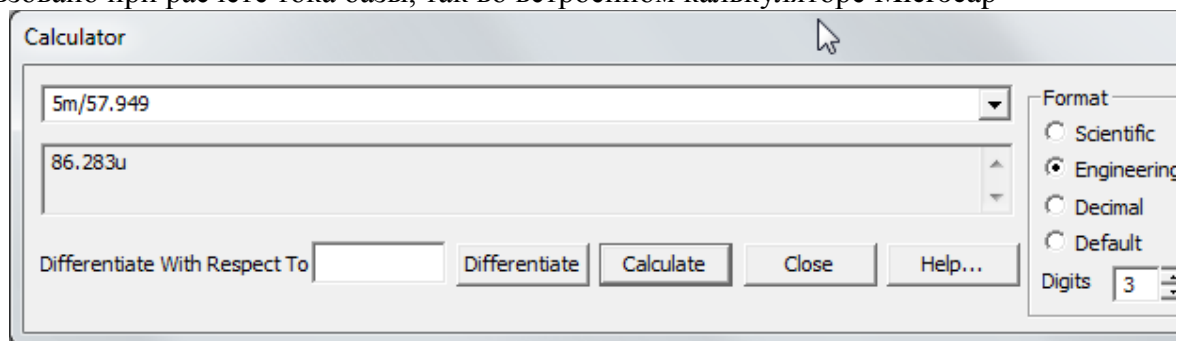


Рис. П2-4

Подставляя это значение в диалоговое окно пределов анализа, в поле Range для Variable 2 позволит получить требуемую ветвь выходной характеристики:

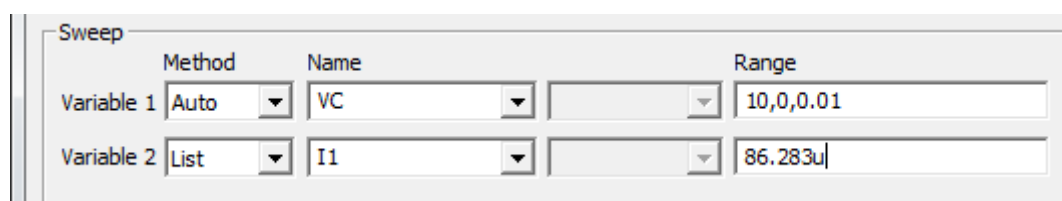


Рис. П2-5

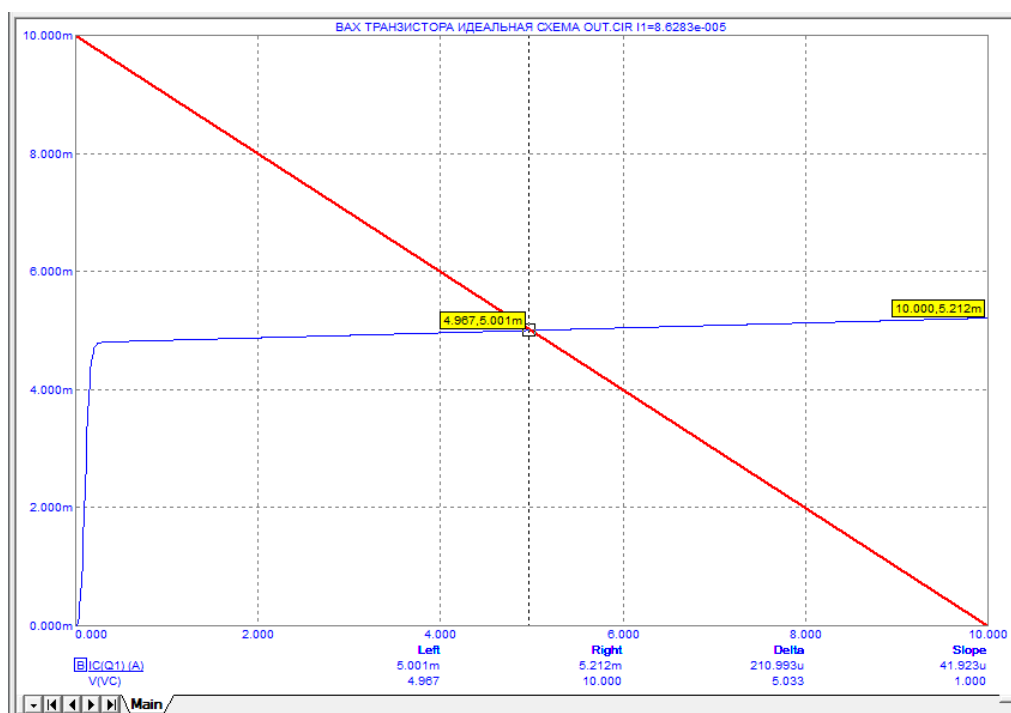


Рис. П2-6

Аналогичные операции можно провести для определения тока базы определяющего максимальный и минимальный ток коллектора.

Изменение входного тока базы возможно при использовании слайдера, но для нормальной работы в этом режиме, в пределах анализа необходимо исключить вторую переменную из условий расчета

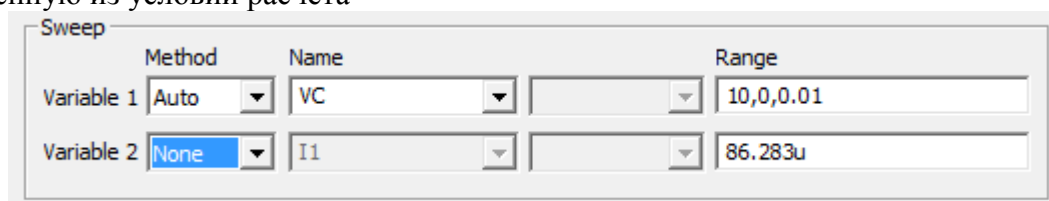


Рис. П2-7

и ввести слайдер, определяющий управление входным источником тока:

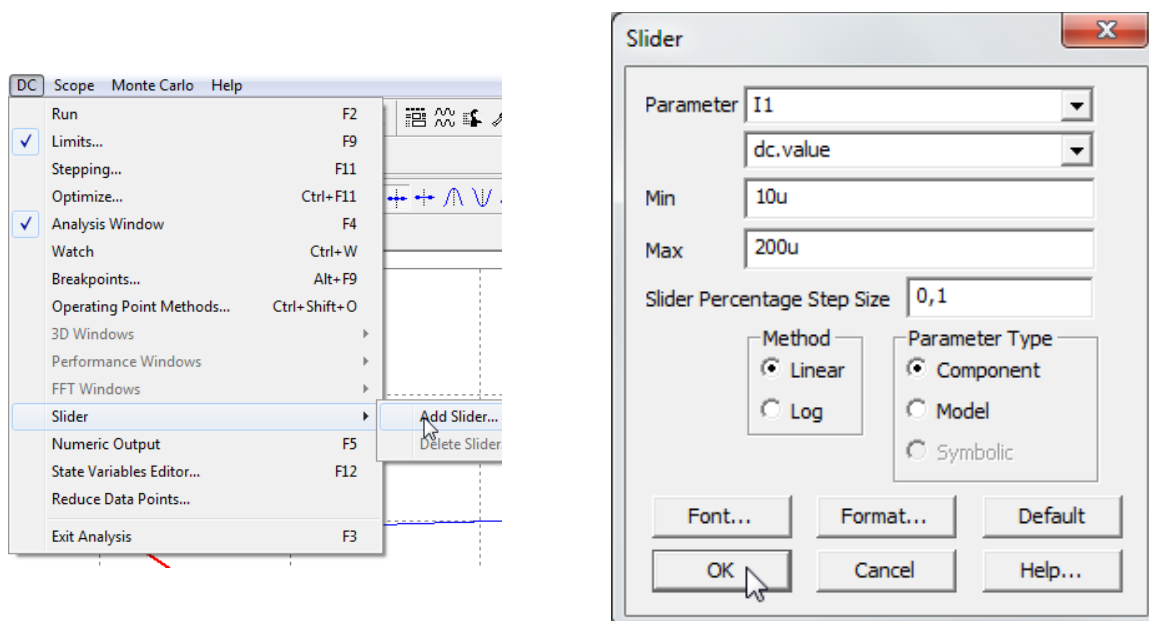


Рис. П2-8

Появившийся слайдер даст возможность оперативно («на лету») изменять значение тока базы и регистрировать результат:

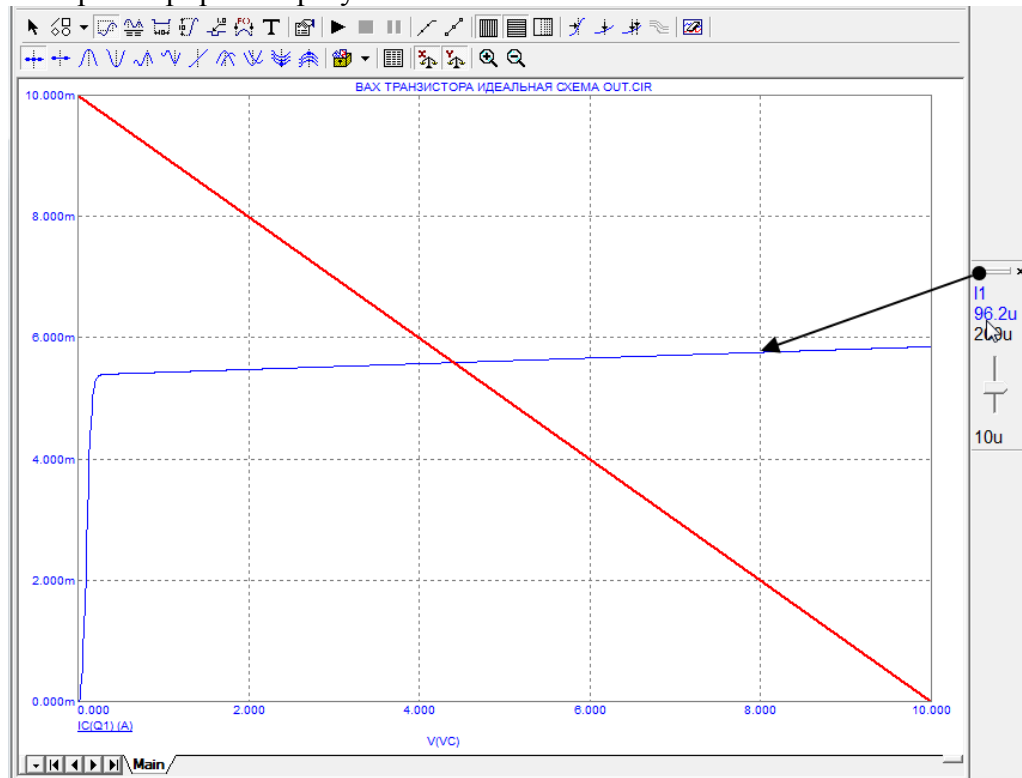


Рис. П2-9.

3. СТАБИЛИЗАЦИЯ ПОЛОЖЕНИЯ РАБОЧЕЙ ТОЧКИ КАСКАДА УСИЛЕНИЯ ПО СХЕМЕ С ОБЩИМ ЭМИТТЕРОМ

При увеличении температуры окружающей среды в первую очередь увеличивается неуправляемый начальный ток коллекторной цепи I_{k0} . Этот ток, небольшой по абсолютной величине, вызывает значительные изменения (увеличение) тока коллектора в прямом направлении, и, если не предусмотреть никаких мер, то будет иметь значительную величину, что приведет к лавинообразному процессу роста выходного тока и выходу транзистора из строя. Чтобы этого не произошло, в аналоговой аппаратуре предусмотрена стабилизация исходного режима транзистора.

Стабилизация может осуществляться как за счет линейной отрицательной обратной связи, так и за счет нелинейных цепей, компенсирующих изменение выходного тока, вызываемое дестабилизирующими факторами.

Основными схемами линейной стабилизации являются коллекторная и эмиттерная. Принципиальная схема каскада с коллекторной стабилизацией для включения ОЭ приведена на рисунке:

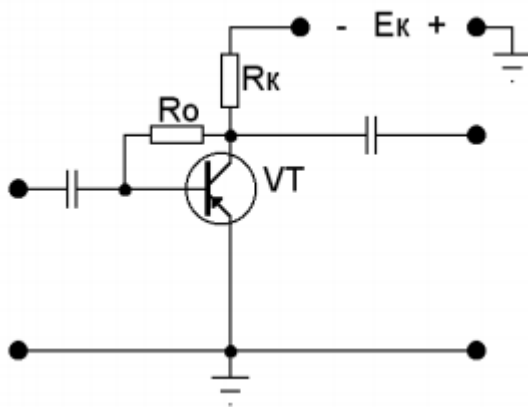


Рис. ПЗ-1

Из рисунка видно, что коллекторная стабилизация может быть получена на основе схемы смещения фиксированным током базы посредством переключения резистора R_0 с вывода источника питания на коллектор транзистора. Расчета сопротивления резистора R_0 будет проводится из расчета напряжения на коллекторе транзистора, а не напряжении источника питания. Этим достигается зависимость тока в цепи R_0 от величины исходного эмиттерного тока, поскольку потенциал коллектора относительно общей точки будет зависеть от температурных изменений.

$$U_{k30} = E_k - I_{30} R_k.$$

Схема эмиттерной стабилизации для включения ОЭ приведена на рисунке:

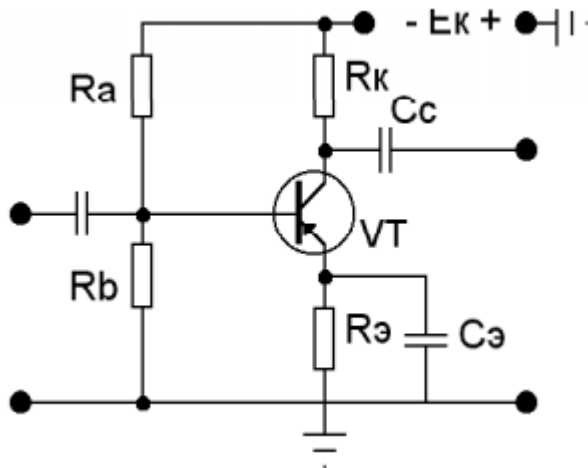


Рис. ПЗ-2

Схема эмиттерной стабилизации получена на основе схемы смещения фиксированным напряжением базы. Благодаря делителю напряжение U_{Rb} на резисторе Rb не изменяется, поскольку не зависит от параметров транзистора. При увеличении температуры увеличивается выходной ток, и, следовательно, возрастает падение напряжения $U_{Rэ}$ на резисторе $Rэ$, включенном в цепь эмиттера. Это означает, что напряжение смещения на базе $U_{бэ0}$ уменьшается, поскольку

$$U_{бэ0} = U_{Rb} - U_{Rэ}.$$

Последнее обстоятельство приводит к тому, что ток через транзистор уменьшается, и рабочая точка стремится вернуться в исходное состояние. Таким образом, элементами эмиттерной стабилизации являются резисторы Ra , Rb и $Rэ$.

Для улучшения стабилизации сопротивления делителя следует выбирать по возможности малыми. Однако уменьшение Ra и Rb ограничивается возрастанием постоянного тока, потребляемого делителем от источника питания, а также - снижением входного сопротивления каскада. Для уменьшения коэффициента неустойчивости нужно увеличивать сопротивление резистора $Rэ$. Но величина $Rэ$ определяется выбором исходного режима транзистора и не может быть увеличена больше, чем это диктуется выбранным режимом работы транзистора по постоянному току.

Конденсатор $Cэ$, включенный параллельно $Rэ$, ставится для исключения внешней отрицательной обратной связи для переменного тока, снижающей коэффициент усиления каскада, и никакого отношения к стабилизации исходного режима работы не имеет.

4. ТРЕБОВАНИЯ К ОФОРМЛЕНИЮ ОТЧЕТА

В отчете следует привести цель и задачи работы, краткую методику проведения экспериментов.

Дополнительные построения характеристик рекомендуется проводить с использованием математического пакета MCAD. Выбор методов численного решения остается за студентом, желательно этот выбор пояснить.

Проверка адекватности результатов построения модели осуществляется по сравнению ВАХ модельной и экспериментальной. К параметрам модели транзистора динамическим (барьерная и диффузионная компоненты) в данной работе особых требований по точности не предъявляется.

В отчете должно присутствовать содержимое файлов библиотеки созданных моделей в формате *.LIB.

ЛИТЕРАТУРА.

1. Марченко А. Л. Основы электроники. Учебное пособие для вузов/А. Л. Марченко. — М.: ДМК Пресс. 2008. — 296 с. ил. Табл. 25. Ил. 252. Библиогр. 26 назв. ISBN 978-5-94074-432-0
1. Multisim, LabVIEW и Signal Express. Практика автоматизированного проектирования электронных устройств.— М.: Горячая линия – Телеком, 2009. — 366 с.: ил. (ISBN 978-5-9912-0022-6. УДК 621.37/.39.001.63 ББК 32.844-02 3-14).
2. LabVIEW в исследованиях и разработках. М: Горячая линия – Телеком, 2005. — 352 с.ил. Загидуллин Р.Ш.1
3. Макаров Е. Инженерные расчёты в MathCAD 15: Учебный курс. — СПб.: Питер, 2011. — 400 с: ил.
2. Амелина М.А., Амелин С.А. Программа схемотехнического моделирования Micro-Cap. Версии 9, 10. - Смоленск, Смоленский филиал НИУ МЭИ, 2012. -617 с, ил.
3. Хоровиц П., Хилл У. Искусство схемотехники. В 2-х томах. Пер. с англ.-М.: Мир, 1983. - т. 1. 598 с: ил.
4. Хоровиц П., Хилл У. Искусство схемотехники. В 2-х томах. Пер. с англ.-М.: Мир, 1983. - т.2. 590 с: ил.
5. Гурский Д. А. Турбина Е. С. Вычисления в Mathcad 12. — СПб.: Питер. 2006. — 544 с.: ил. ISBN 5-469-00639-6
6. Хернитер Марк К. Multisim 7: Современная система компьютерного моделирования и анализа схем электронных устройств. (Пер. с англ.) / Пер. с англ. Осипов А.И. - М.; Издательский дом ДМК-пресс, 2006. 488 с: ил..