

Министерство науки и высшего образования Российской Федерации
Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования
«Московский государственный технический университет имени Н.Э. Баумана
(национальный исследовательский университет)»
(МГТУ им. Н.Э. Баумана)

Факультет Информатика и системы Управления (ИУ)
Кафедра «Информационные системы и телекоммуникации» (ИУЗ)

Методические указания по выполнению, оформлению отчета и защите лабораторной работы №3

на тему Изучение основных схем включения полевого транзистора и ключевого
режима работы биполярного транзистора
по предмету (курсу) Электроника 2019-2020 учебного года

Автор ст.преподаватель Левиев Д.О.

Москва
2020

ЗАДАНИЕ НА ЛАБОРАТОРНУЮ РАБОТУ

Номер варианта задания — номер по журналу учета ЛР на портале iu3bmstu.github.io

1 Задание №1. Исследование схем широкополосного усилителя на полевом транзисторе

Теоретический материал по методам исследования широкополосных усилителей на полевом транзисторе приведено в Приложение 1.

Студенту согласно варианта и задания Таблицы 1 необходимо провести расчет и моделирование широкополосного усилителя по схеме общий исток на полевом транзисторе без коррекции (Рисунок 1) и с коррекцией (емкостной и индуктивной) (Приложение 1).

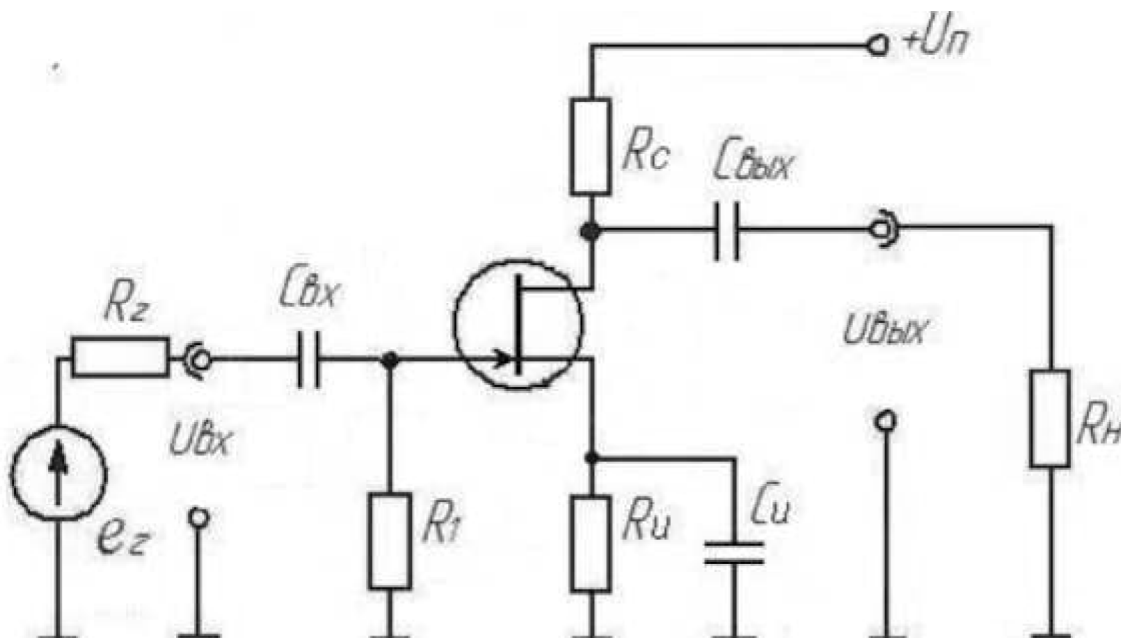


Рисунок 1. Схема с общим истоком

Усилитель работает в режиме активного усиления (класс А) без искажений. Уровень входного сигнала — 1 мВ.

№ варианта	Транзистор 1	Транзистор 2	Транзистор 3	Транзистор 4	Примечание
1	2N3685	2N2608	2SK3133	3LP01C-TB-E	
2	2N3821	2N2609	2SK3135	5LP01SS-TL-E	
3	2N3921	2N4381	2SK3141	3LP01SS-TL-H	
4	2N3954	2N5018	2SK3203	5LP01SP	
5	2N3955	2N5019	2SK3233	BSH201	

6	2N3957	2N5020	2V7002LT1G	BSH202	
7	2N3966	2N5021	3LN01C-TB-E	BSH203	
8	2N3970	2N5114	3LN01M-TL-E	BSH205	
9	2N3972	2N5115	3LN01S-TL-E	BSH207	
10	2N4091	2N5116	5LN01SS-TL-H	BSP220	
11	2N4093	J174	BSH103	BSP225	
12	2N4220	J175	BSH105	BSP230	
13	2N4221	J176	BSH111	BSP250	
14	2N4222	J177	BSH121	BSS84	
15	2N4223	MMBFJ175LT1G	BSN20	BST100	
16	2N4339	MMBFJ177LT1G	BSP030	BST120	
17	2N4341	PMBFJ174	BSP100	BST122	
18	2N4391	PMBFJ175	BSP122	IRF5210	
19	2N4393	PMBFJ176	BSP126	IRF5305	
20	2N4416	PMBFJ177	BSP130	IRF7404	
21	2N4856	2N2608	BSS123	IRF9530	
22	2N4857	2N2609	BSS138BK	IRFI5210	
23	2N4858	2N4381	BSS138BKS	IRFM9140	
24	2N4859	2N5018	BSS138LT1G	MMSF3P02HD	
25	2N4860	2N5019	BSS138P	MTD2955E	
26	2N4861	2N5020	BST82	MTD4P06	
27	2N5045	2N5021	BVSS123LT1G	MTP12P10	
28	2N5046	2N5114	BVSS138LT1G	MTP20P06	
29	2N5078	2N5115	IRF1010N	MTP8P10	
30	2N5105	2N5116	IRF1310	NTA4151PT1G	
31	2N5196	J174	IRF250	NTJS3151PT1G	
32	2N5199	J175	IRF3205	NTK3139PT1G	
33	2N5397	J176	IRF3710	NTK3142PT1G	
34	2N5432	J177	IRF510	NTLUD3A260PZT AG	
35	2N5433	MMBFJ175LT1G	IRF520N	NTLUS3A40PZTA G	
36	2N5452	MMBFJ177LT1G	IRF530NS	NTLUS3A90PZTA G	
37	2N5484	PMBFJ174	IRF540	NTNS3A65PZT5G	
38	2N5485	PMBFJ175	IRF7201	NTNUS3171PZT5 G	
39	2N5515	PMBFJ176	IRF7403	NTR0202PLT1G	
40	2N5517	PMBFJ177	IRF7413	NTR1P02LT1G	
41	2N5519	2N2608	IRF830	NTR2101PT1G	
42	2N5521	2N2609	IRF840	NTR4101PT1G	
43	2N5523	2N4381	IRFE130	NTS4173PT1G	
44	2N5545	2N5018	IRFF110	NTUD3171PZT5G	

45	2N5557	2N5019	IRFI1010N	NTZD3152PT1G	
46	2N5565	2N5020	IRFI3710	NVTR01P02LT1G	
47	2SK117	2N5021	IRFI520N	NVTR0202PLT1G	
48	2SK209	2N5114	IRFI530N	NX2301P	
49	2SK367	2N5115	IRFI540N	NX3008PBK	
50	BC264A	2N5116	IRFI840G	PHP125	
51	BF245A	J174	IRFIZ44N	PHP225	
52	BF246A	J175	IRFIZ48N	PMDPB55XP	
53	BF247A	J176	IRFM150	PMDPB65UP	
54	BF256A	J177	IRFP064	PMDPB70XP	
55	BF410A	MMBFJ175LT1G	IRFP2410	PMDPB85UPE	
56	BF511	MMBFJ177LT1G	IRFP244	PMG85XP	
57	BF513	PMBFJ174	IRFP260	PMN27XPE	
58	BF545A	PMBFJ175	IRFP3710	PMN30XP	
59	BF556A	PMBFJ176	IRFR3910	PMN34UP	
60	BF851A	PMBFJ177	IRFU110	PMN40UPE	
61	BF861A	2N2608	IRFU1205	PMN42XPE	
62	BFR31	2N2609	IRFU2605	PMN48XP	
63	BFU309	2N4381	IRL2505	PMN50UPE	
64	BFW11	2N5018	IRL2703	PMN52XP	
65	BFW13	2N5019	IRL3103	PMN70XP	
66	BFW61	2N5020	IRL3303	PMN70XPE	
67	BSJ109	2N5021	IRL3705N	PMN80XP	
68	BSR57	2N5114	IRL3803	PMPB15XP	
69	BSV79	2N5115	IRLI3103	PMPB19XP	
70	J109	2N5116	IRLI3803	PMPB20XPE	
71	J111	J174	IRLL3303	PMPB27EP	
72	J2N5905	J175	IRLP2505	PMPB29XPE	
73	J2N5907	J176	IRLP3803	PMPB33XP	
74	J2N5909	J177	MMBF0201NLT1G	PMPB43XPE	
75	J2N5911	MMBFJ175LT1G	MTB20N20E	PMPB47XP	
76	J2N6483	MMBFJ177LT1G	MTD3055V	PMR670UPE	
77	J2N6485	PMBFJ174	MTP3055V	PMV160UP	
78	MMBF4393LT1G	PMBFJ175	NTA4001NT1G	PMV250EPEA	
79	NDF9407	PMBFJ176	NTA4001NT1G	PMV27UPE	
80	NDF9409	PMBFJ177	NTJD4001NT1G	PMV32UP	
81	NF5101	2N2608	NTHS4166NT1G	PMV33UPE	
82	NF5103	2N2609	NTJS4160NT1G	PMV48XP	
83	PMBF4391	2N4381	NTK3134NT1G	PMV50UPE	
84	PMBF4393	2N5018	NTR4003NT1G	PMV65XP	
85	PMBF5485	2N5019	NTR4503NT1G	PMV75UP	
86	PMBFJ109	2N5020	NVTA7002NT1G	PMXB120EPE	

87	PMBFJ113	2N5021	NX3008NBKMB	PMXB350UPE	
88	PN4391	2N5114	PMCM440VNE	PMXB75UPE	
89	PN4393	2N5115	PMF250XN	PMZB1200UPE	
90	PZPJ109	2N5116	PMGD290XN	PMZB670UPE	

2 Задание №2. Исследование ключевого режима биполярных транзисторов

Теоретический материал по методам исследования ключевого режима биполярных транзисторов приведено в Приложение 2.

Перечень транзисторов для исследования — все выбранные биполярные транзисторы в рамках лабораторной работы №2.

ОФОРМЛЕНИЕ ОТЧЕТА

По результатам выполнения лабораторной работы оформляется отчет на бумажном носителе. Отчет может быть скреплен путем пробивки листов слева дыроколом и вставлением в папку-скоросшиватель или сброшюрован пружинами.

Обязательным листом отчета является титульный лист. Титульный лист отчета по лабораторной работе должен содержать:

- Полное наименование образовательного учреждения с указанием организационно-правовой формы и подчиненности
- Наименование факультета полное и сокращенное
- Наименование кафедры полное и сокращенное
- Наименование документа
- Номер лабораторной работы
- Тема лабораторной работы
- Полное фамилия, имя, отчество (при наличии) студента
- Группа студента
- Номер личного дела студента (номер зачетки)
- Вариант задания
- Специальность
- Специализация
- Должность и фамилия с инициалами преподавателя, проводившего лабораторную работу
- Дата и личная подпись студента, подтверждающая выполнение лабораторной работы
- Дата, фамилия и инициалы преподавателя принявшего выполнение лабораторной работы

- Результаты защиты лабораторной работы в виде дата, количество заданных вопросов, количество правильно отвеченных вопросов, фамилия и инициалы преподавателя принимавшего защиту
- Город выполнения лабораторной работы
- Год выполнения лабораторной работы

Отчет должен содержать следующие данные в трех частях:

Теоретическая часть

1. Задание 1. Расчет схемы с общим истоком без коррекции, с коррекцией высокочастотной и низкочастотной
 - 1.1. Исходные данные
 - 1.2. Расчет параметров схемы
 - 1.3. Расчет электрических и тепловых режимов работы элементов электрической схемы
2. Задание 2. Расчет ключевого режима биполярных транзисторов
 - 2.1. Исходные данные
 - 2.2. Расчет параметров схемы для моделирования
 - 2.3. Расчет электрических и тепловых режимов работы элементов электрической схемы

Практическая часть

Задание 1. Исследование схемы с общим истоком на симуляторе MultiSIM

1. Исходные данные
2. Сведения на проект в симуляторе MultiSIM
3. Результаты исследования

Задание 2. Исследование схемы для моделирование ключевого режима биполярного режима на симуляторе MultiSIM

1. Исходные данные
2. Сведения на проект в симуляторе MultiSIM
3. Результаты исследования

Заключение

ЗАЩИТА ЛАБОРАТОРНОЙ РАБОТЫ

Защита лабораторной работы проводится на листах контроля текущей успеваемости и представляет собой получение до 10 вопросов по теме лабораторной работы, включая теоретическую и практическую часть.

Для получения зачета необходимо ответить не менее чем на 60% вопросов.

С целью оптимизации защит, студент не ответивший на пять вопросов, направляется на повторную сдачу зачета в следующий прием защиты с формированием списка новых вопросов с учетом не отвеченных ранее.

Методические указания
Широкополосный усилитель на полевом транзисторе

Цель работы: установить связь между параметрами униполярного транзистора и других деталей схемы параметрами ШУ, изучить способы пропускания ШУ.

Теоретическая часть

У полевых транзисторов управление выходным током ведётся с помощью электрического поля, поэтому их называют полевыми. Действие полевых транзисторов основано на использовании носителей заряда только одного типа: электронов или дырок. Это послужило основой для второго названия – униполярные. Рабочий ток в полевом транзисторе протекает в области, называемой каналом, поэтому их называют канальными, все эти названия равносильны, но мы будем называть их полевыми. Полевые транзисторы подразделяются на транзисторы с управляющим р – n переходом и транзисторы с изолированным затвором.

В полупроводнике с проводимостью n – типа создают небольшую область р – типа. Образуется р – n переход. К переходу прикладывается напряжение в обратной полярности, чтобы закрыть его. При приложении к р – n переходу обратного напряжения происходит его расширение. Но если n – область и р – область имеют разное количество примесей, то р – n переход расширяется неодинаково. Большее расширение происходит в ту область, где меньше примесей (где меньше основных носителей заряда). При создании полевых транзисторов с управляющим р – n переходом в одну из областей вводят большое количество примесей (у нас это р – область), в другую – незначительное (n – область). Тогда при приложении к р – n переходу внешнего обратного напряжения он будет расширяться в n – область. Приложим к n – области напряжение от другого источника постоянного напряжения. Тогда через n – область проходит ток, который ограничивается сопротивлением нагрузки R_n и сопротивлением полупроводника. Если изменить напряжение U_1 , будет изменяться ширина р – n перехода и, следовательно, толщина области по которой проходит ток.

Область, толщина (поперечное сечение) которой управляется внешним напряжением, называется **каналом**. Электрод, из которого основные носители заряда входят в канал, называют **истоком**, а электрод, через который основные носители уходят из канала – **стоком**. Электрод для регулирования поперечного сечения канала – **затвором**.

Важнейшими особенностями полевых транзисторов являются малый уровень собственных шумов и стабильность параметров во времени. Это объясняется тем, что выходной ток в полевом транзисторе протекает в объеме монокристалла, в котором отсутствуют поверхностные дефекты кристаллической структуры, вызывающие у МДП-транзисторов шумовые флуктуации тока, нестабильность параметров и снижение подвижности носителей заряда.

На рис. 15 приведена принципиальная схема усилительного каскада с RC-связями на униполярном транзисторе. Конденсаторы C_{p1} и C_{p2} разделяют каскады по постоянному току, резистор R_3 обеспечивает утечку тока в цепи затвора.

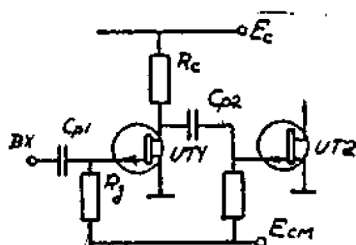


Рис 15. Принципиальная схема усилительного каскада с RC – связями

R_i - внутреннее дифференциальное сопротивление транзистора (сопротивление канала),

S - крутизна стоко-затворной характеристики в рабочей точке,

$C_{зи}$, $C_{зс}$, $C_{си}$ - межэлектродные емкости транзистора, называемые соответственно входной, проходной и выходкой. Эту схему можно преобразовать в эквивалентную ей (рис. 17 б), в которой фигурирует входная динамическая емкость транзистора $C_{вх.дин}$ определяемая соотношением $C_{вх.дин} = C_{зи} + C_{зс}(1+K)$, где K - коэффициент усиления каскада по напряжению. На рис. 17 показаны эквивалентные схемы усилительного каскада отдельно для средних, высоких и низких частот. На средних частотах, когда реактивные компоненты схемы можно не учитывать, нетрудно получить формулу для коэффициента усиления по напряжению $K_{U0} = S(R_i \parallel R_C \parallel R_H)$. Учитывая, что в большинстве случаев $R_i \gg R_C$ и $R_H \gg R_C$, $K_{U0} \cong SR_C$

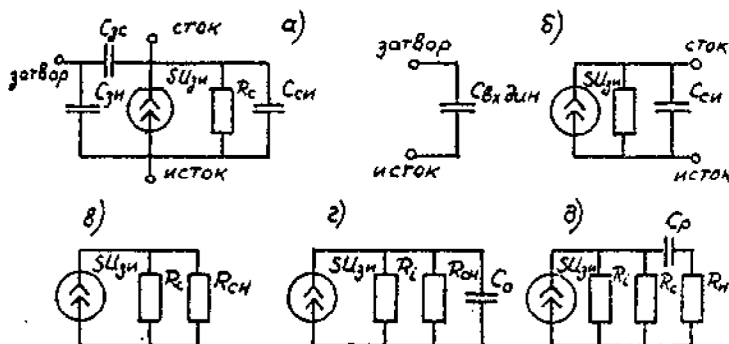


Рис. 17. Эквивалентные схемы: прям ☉ униполярного транзистора а) и б), каскада с RC - связями на средних в) высоких г) и низких д) частотах

На высоких частотах нельзя пренебрегать емкостями, шунтирующими нагрузку. К ним относятся: выходная емкость рассматриваемого каскада, входная динамическая емкость транзистора следующего каскада (или емкость нагрузки) и паразитная монтажная емкость. Эти емкости включены между собой параллельно, поэтому в эквивалентной схеме рис.17г емкость C_0 равна их сумме. Постоянная времени τ_B перезаряда емкости C_0 равна: $\tau_B = C_0(R_i \parallel R_C \parallel R_H)$.

Соответственно высшая граничная частота f_B полосы пропускания усилителя определяется как $f_B = 1/(2\pi\tau_B)$. Расширить полосу пропускания усилителя в условиях, когда уже заданы R_H и тип транзистора, можно только за счет уменьшения R_C . Однако, при этом уменьшается K_{U0} .

На низких частотах становится заметным сопротивление разделительного конденсатора. Постоянная времени τ_H перезаряда как видно из эквивалентной C_P схемы рис. 17д, равна $\tau_H = C_P(R_i \parallel R_C + R_H)$ и если в качестве R_H выступает R_3 последующего каскада, то $R_H \gg R_C$ и тогда $\tau_H \cong C_P R_H$. Низшая граничная частота f_H полосы пропускания связана с τ_H следующим образом: $f_H = 1/(2\pi\tau_H)$

Поэтому для расширения полосы пропускания усилителя в сторону низших частот нужно увеличивать C_P и R_H .

Амплитудные характеристики усилителя $U_{вх} = f(U_{вх})$ по которым определяют K_{U0} и $K_{вх}$ макс, обычно снимаются на средней $\omega_0 = 1/\sqrt{\tau_H \tau_B}$ или близкой к ней частоте. На этой частоте сдвиг по фазе между выходным и входным сигналами отсутствует, а влиянием реактивных компонентов на работу схемы можно пренебречь. При усилении импульсных сигналов усилитель с ограниченной полосой пропускания (в пределах $f_B - f_H$) искажает их форму. Если подать на вход усилителя идеальный прямоугольный импульс, то на выходе получится сигнал с длительностью фронта $\tau_\phi = 2,2\tau_B$ и относительным спадом вершины

$\delta U = \Delta U / U_m = \tau_{II} / \tau_H$ где ΔU - абсолютный спад вершины импульса, а U_m и τ_H - соответственно амплитуда и длительность выходного импульса.

Одним из путей расширения полосы пропускания усилителя, а, следовательно, уменьшения искажений усиливаемых импульсных сигналов является дополнение усилителя специальными корректирующими цепями. Такие цепи представлены на принципиальной схеме усилителя рис. 18а. Здесь R_Φ и C_Φ обеспечивают улучшение низкочастотных свойств усилителя, а L_K - высокочастотных. Действий этих цепей основано на увеличении сопротивления нагрузки в выходной (стоковой) цепи транзистора на тех частотах, где в скорректированном усилителе наблюдался спад усиления.

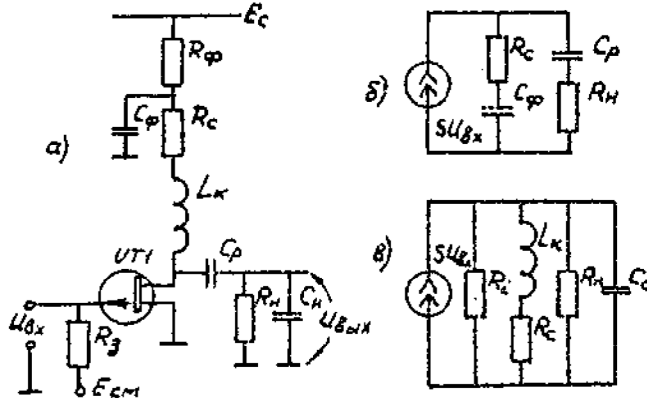


Рис. 18. Принципиальная схема широкополосного усилителя с цепями коррекции а) и его эквивалентные схемы на низких б) и высоких в) частотах

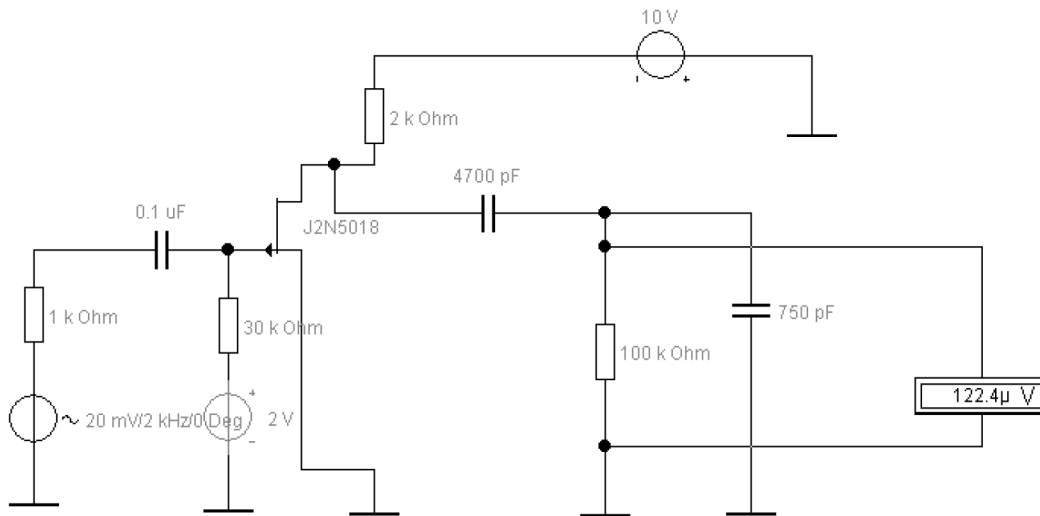
В области низких частот эквивалентную схему выходной цепи усилителя можно представить как на рис. 18 б. Она построена (с целью упрощения анализа) в предположении, что R_i и R_Φ значительно больше R_c . Из рассмотрения этой эквивалентной схемы вытекает, что выходное напряжение, определяемое формулой:

$$U_{\text{вых}} = SU_{\text{вх}} \left[\left(R_c + \frac{1}{j\omega C_\Phi} \right) \parallel \left(R_H + \frac{1}{j\omega C_p} \right) \right] \frac{R_H}{R_H + \frac{1}{j\omega C_p}}$$

не будет зависеть от частоты, если обеспечить равенство произведений $R_c C_\Phi$ и $R_H C_p$. Если же допустить, что $R_c C_\Phi < R_H C_p$, то с уменьшением частоты будет наблюдаться не спад, а рост выходного напряжения (перекоррекция). Усилитель будет недокорректирован, когда $R_c C_\Phi < R_H C_p$.

Добавление дросселя L_K (элемент высокочастотной коррекции в стоковой цепи транзистора) позволяет получить в выходной цепи усилителя параллельный колебательный контур (рис. 18в), резонирующий на частоте $\omega_{\text{рез}} = \frac{1}{\sqrt{L_K C_0}}$, которая выбирается возле верхней граничной частоты некорректированного усилителя. Поскольку на резонансной частоте и возле нее сопротивление параллельного резонансного контура, близкое к $Z_0 = R_i \parallel \rho^2 / R_c \parallel R_H$, где $\rho = \sqrt{L_K / C_0}$, оказывается больше модуля сопротивления Z_c , стоящего в выходной цепи транзистора у не корректированного усилителя $Z_c = R_i \parallel R_c \parallel R_H \parallel \frac{1}{j\omega C_0}$, то и выходное напряжение корректированного усилителя возле $\omega_{\text{рез}}$ больше. Для получения наилучшей формы переходной, амплитудно-частотной и фазочастотной характеристик добротность колебательного контура Q избирается небольшой, т.е. чтобы коэффициент коррекции $m=Q^2$ находился в пределах 0,322...0,414.

Обеспечение работы усилителя в классе А



Далее будем изменять параметры трех элементов схемы

№	Ср2	Rн	Сн
1	4700pF	100 КОм	750 pF
2	20μF	910 КОм	300 pF
3	0.1 μF	1 КОм	1 μF

U_{вых1} = мкВ

U_{вых2} = мкВ

U_{вых3} = мкВ

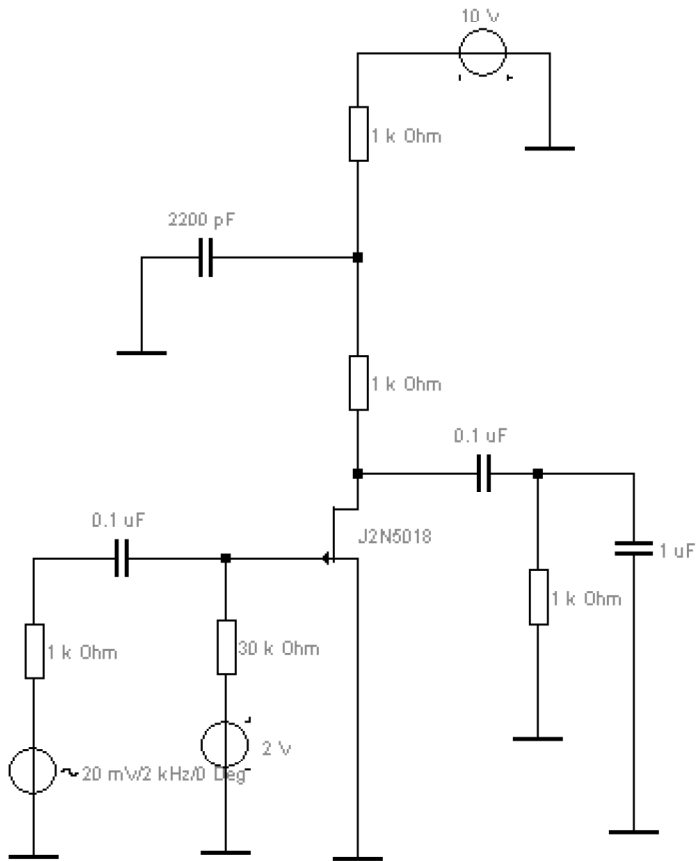
Определим полосу пропускания для нашего усилителя (параметры элементов для 3 варианта)

$f_n =$ Гц

$f_g =$ КГц

Усилители с применением цепей коррекции

С конденсатором (низкочастотная коррекция):



Определим полосу пропускания для нашего усилителя

$$f_n = \text{Гц}$$

$$f_o = \text{КГц}$$

ВВЕДЕНИЕ

Цель работы - исследовать статические режимы и переходные процессы в схеме простого транзисторного ключа. Продолжительность работы - 3,5 часа.

Транзисторные ключи (ТК) являются основой логических элементов ЭВМ. Для отображения двоичных символов используются статические состояния ТК, в которых транзистор работает в режимах отсечки или насыщения. Во время переходных процессов при переключении из одного статического состояния в другое транзистор работает в нормальном и инверсном активных режимах.

Основными параметрами статических состояний ТК являются напряжение насыщения $U_{кэ}$ и обратный ток $I_{к0}$. Режим отсечки ТК (рис. 12) характеризуется низким уровнем напряжения

$U_{\text{ВЫХ}} = -E_{\text{к}} + I_{\text{к0}} R_{\text{к}} \approx -E_{\text{к}}$. В режиме насыщения через ТК протекает ток

$$I_{\text{кн}} = \frac{E_{\text{к}} - U_{\text{кэ}}}{R_{\text{к}}} \approx \frac{E_{\text{к}}}{R_{\text{к}}}; U_{\text{ВЫХ}} = U_{\text{кэ}} \approx 0. \quad (1)$$

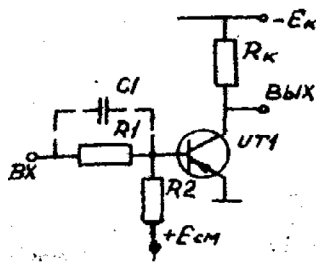


Рисунок - 1 Принципиальная схема транзисторного ключа

Основными параметрами переходных процессов являются: при включении ТК t_3 - время задержки и t_{ϕ} - длительность фронта, а при выключении t_{pac} - время рассасывания накопленного в базе заряда и t_c - длительность среза.

На рис. 13 представлены временные диаграммы, иллюстрирующие переходные процессы

в ТК. Время задержки $t_3 \approx \tau_{\text{вх}} \ln\left(1 + \frac{U_{60}}{E_{60}}\right)$, где $\tau_{\text{вх}} = R_6 C_{\text{вх}}$; U_{60} - начальное напряжение на

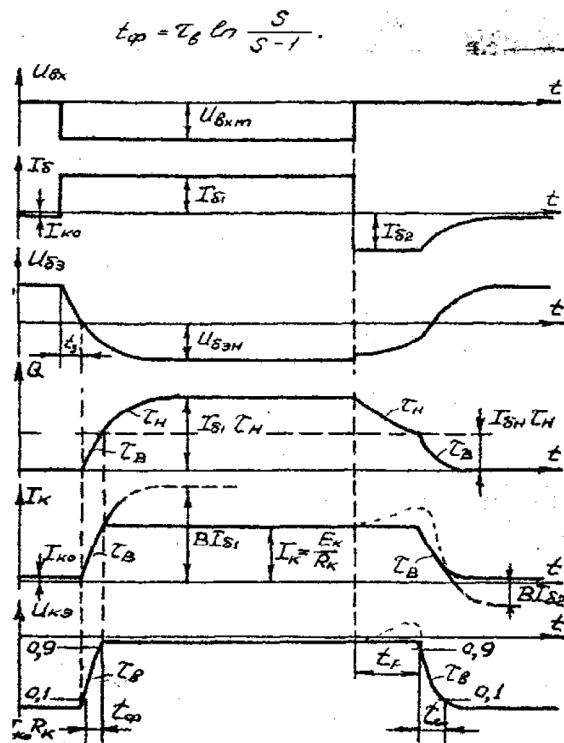


Рисунок - 2 Временные диаграммы работы транзисторного ключа

Для удобства измерения фронта его часто определяют как время нарастания тока от уровня $0.1I_{\text{кн}}$ до уровня $0.9I_{\text{кн}}$; $t_{\phi} = \tau_{\text{в}} \ln \frac{S-0.1}{S-0.9}$. В этих формулах $\tau_{\text{в}} = \frac{1}{2\pi f_{\text{в}}}$ ($f_{\text{в}}$ - верхняя

граничная частота каскада ОЭ), а $S = \frac{I_{\text{б1}}}{I_{\text{бн}}} = \frac{I_{\text{б1}} B R_{\text{к}}}{E_{\text{к}}}$ - коэффициент насыщения. Ток базы, соответствующий границе насыщения, $I_{\text{бн}} = \frac{I_{\text{кн}}}{B}$.

Время рассасывания заряда в базе $t_{\text{рас}} = \tau_{\text{н}} \ln \frac{S I_{\text{бн}} + I_{\text{б2}}}{I_{\text{бн}} + I_{\text{б2}}}$, где $\tau_{\text{н}}$ - время жизни неосновных носителей в базе в режиме насыщения.

Время рассасывания характеризуется интервалом времени от момента подачи запирающего входного напряжения $+E_{\text{б2}}$ до момента, когда заряд в базе уменьшается до граничного значения $Q_{\text{гр}} = I_{\text{бн}} \tau_{\text{н}}$, при котором транзистор переходит из насыщенного состояния в активный режим. Если коллекторный переход запирается раньше эмиттерного ($t_{\text{к}} < t_{\text{э}}$) то транзистор переходит в нормальный активный режим, если наоборот ($t_{\text{э}}^{\text{н}} < t_{\text{к}}^{\text{н}}$), то в инверсный активный режим. В последнем случае на графике $I_{\text{к}}$ и $U_{\text{к}}$ появляется характерный выброс (рис. 13, штриховые линии).

Заканчивается переходный процесс при выключении транзистора срезом выходного напряжения (задним фронтом). Длительность t_c можно оценить, считая, что процесс формирования заднего фронта заканчивается при $Q \approx 0$. Тогда $t_c = \tau_e \ln \frac{I_{\beta 1} / S + I_{\beta 2}}{I_{\beta 2}}$.

Однако в реальных схемах большая часть среза выходного напряжения происходит, когда транзистор находится в режима отсечки. Поэтому длительность среза определяется постоянной времени $\tau_k = R_k C_k$ или $\tau_k = R_k (C_k + C_n)$ с учетом емкости нагрузки C_n . Конденсатор C в схеме ТК (рис. 12. пунктир) является форсирующим. Он позволяет увеличить токи базы $I_{\beta 1}$ и $I_{\beta 2}$ на короткий промежуток времени, в то время как стационарные токи базы практически не меняются, это приводит к повышению быстродействия ТК. Другим способом увеличения быстродействия ТК является введение нелинейной обратной связи. Диод с малым временем восстановления (диод Шоттки), включенный между коллектором и базой, предотвращает глубокое насыщение ТК, фиксируя потенциал коллектора относительно потенциала базы. Такие ТК называют ненасыщенными.

1 ИЗУЧЕНИЕ РАБОТЫ ТРАНЗИСТОРА В СТАТИЧЕСКОМ И ДИНАМИЧЕСКОМ СОСТОЯНИЯХ

1.1 Изучение статического режима работы транзистора

1) Статический режим работы транзистора:

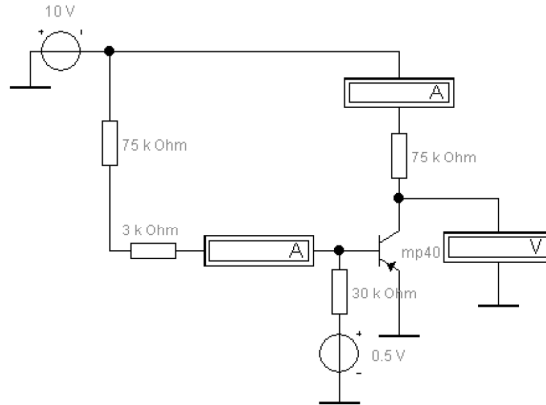


Рисунок - 3 Схема электрическая принципиальная
Временные диаграммы работы транзисторного ключа

Таблица 1 – Параметры электронных радио элементов

$R_H, \text{Ом}$	$I_B, \text{мкА}$	$I_K, \text{мкА}$	$U_{KЭ}, \text{мВ}$
130	125,1	$5,537 \cdot 10^3$	$9,28 \cdot 10^3$
910	125,1	$5,532 \cdot 10^3$	$4,966 \cdot 10^3$
3,6к	125,3	$2,733 \cdot 10^3$	160,8
5,1к	125,4	$1,932 \cdot 10^3$	145,7
10к	125,6	987,6	123,6
75к	126,1	132,3	80,17

При $R_H=3,6 \text{ кОм}$, транзистор попадает на границу насыщения.

2) Динамический режим работы транзистора:

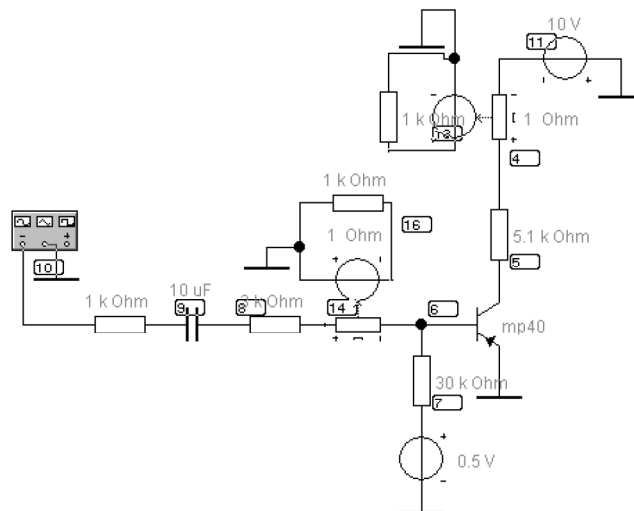


Рисунок - 4 Принципиальная схема транзисторного ключа с дополнительными элементами

Осциллограммы:

$R_H=130 \text{ Ом}$

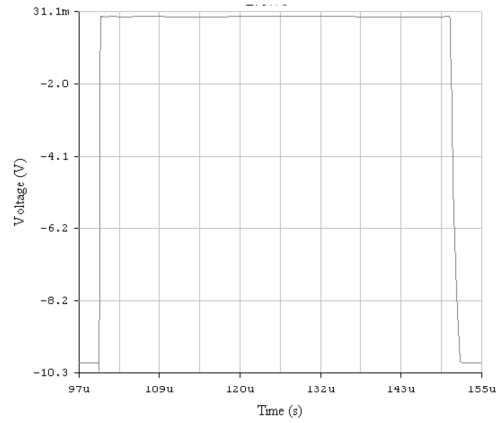
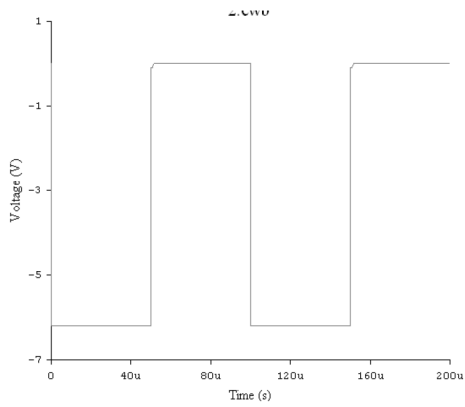
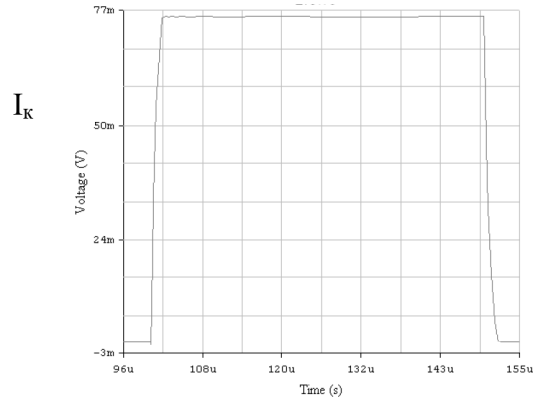
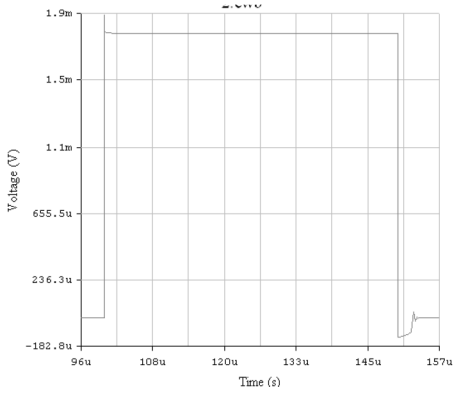
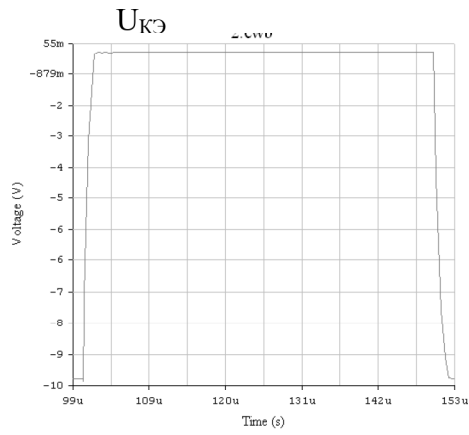
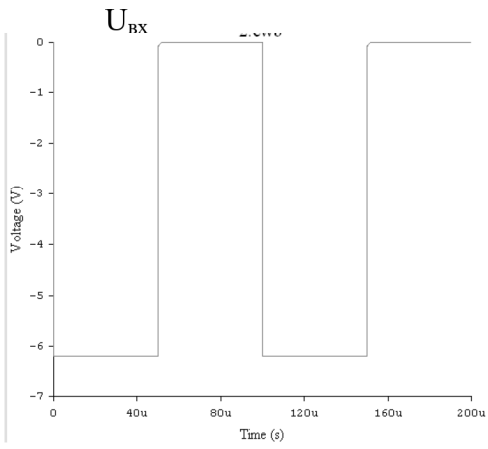
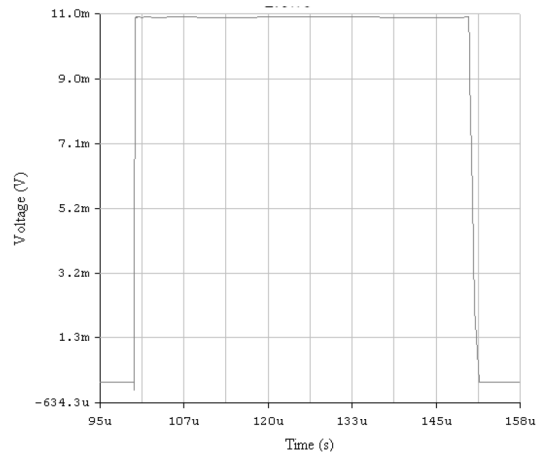
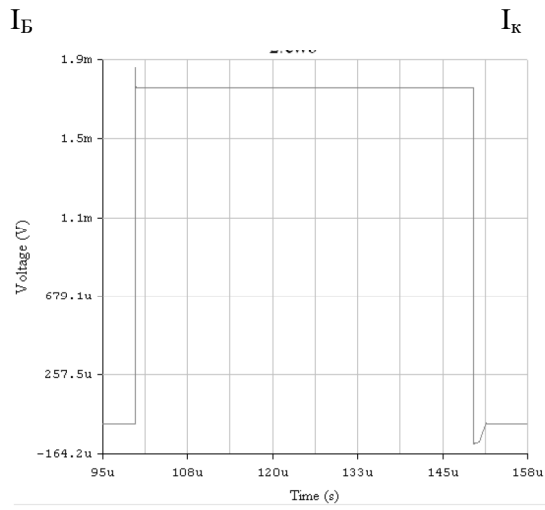


Рисунок - 5 Осциллограммы виртуальных измерительных приборов

На рис.5 получились осциллограммы, снятые с виртуальных вольтметров, которые были включены в схему



$R_H = 3,6 \text{ кОм}$

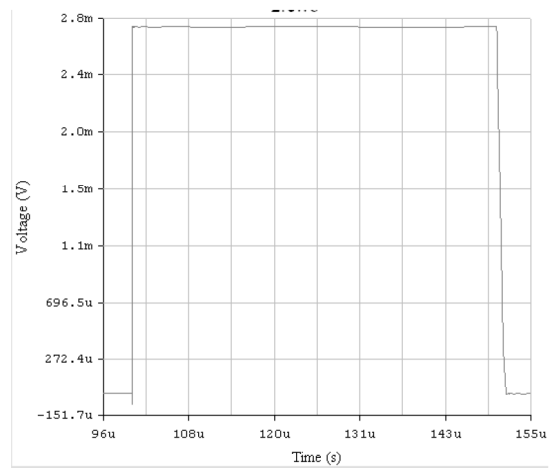
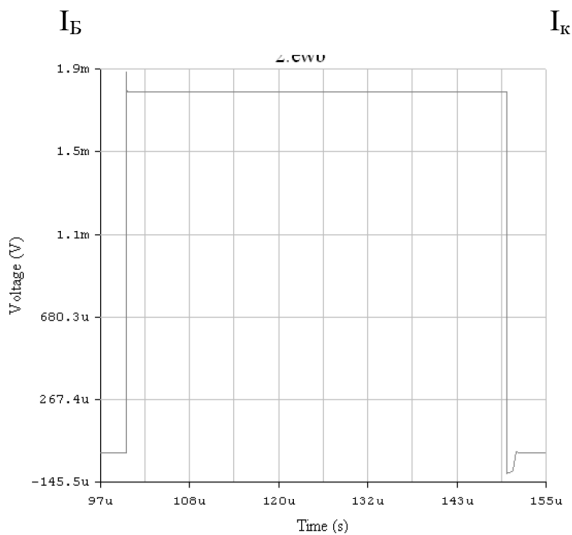
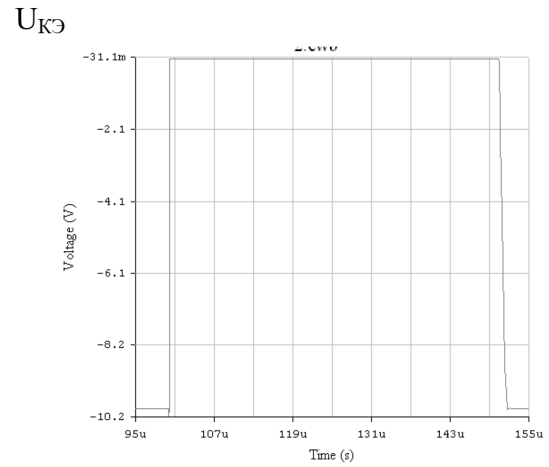
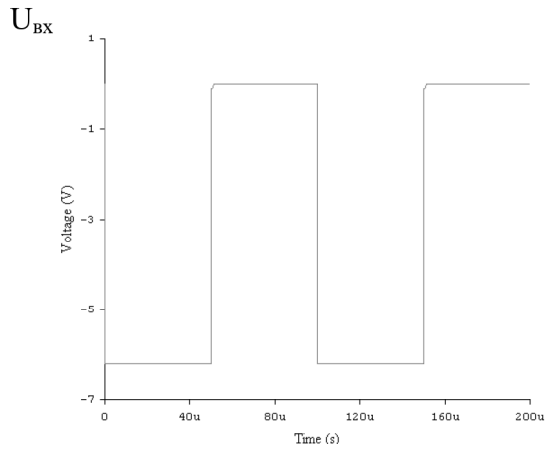
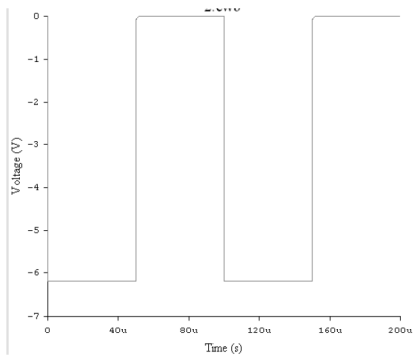


Рисунок - 6 Осциллограммы виртуальных амперметров

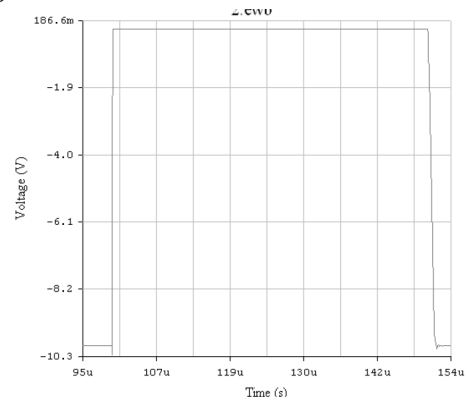
На рис.6 получились осциллограммы, снятые с виртуальных вольтметров, которые были включены в схему

$R_H=5,1 \text{ кОм}$

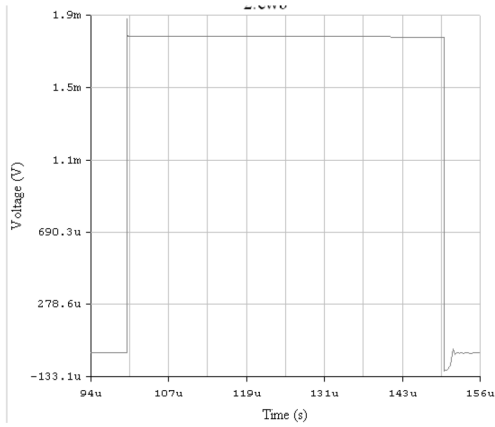
U_{BX}



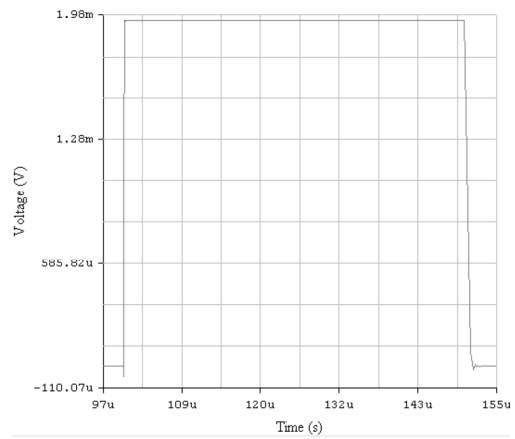
$U_{KЭ}$



I_B

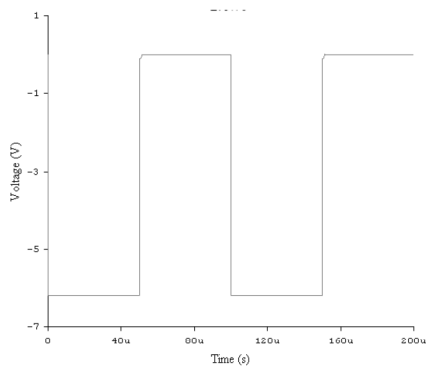


I_K



$R_H=10 \text{ кОм}$

U_{BX}



$U_{KЭ}$

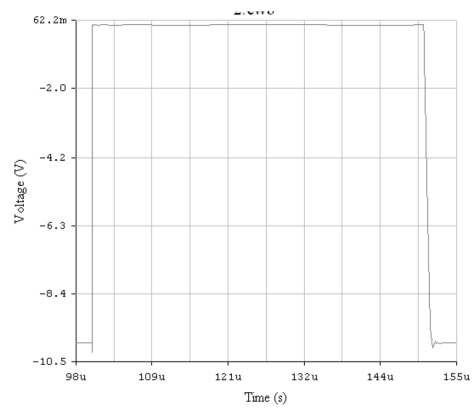
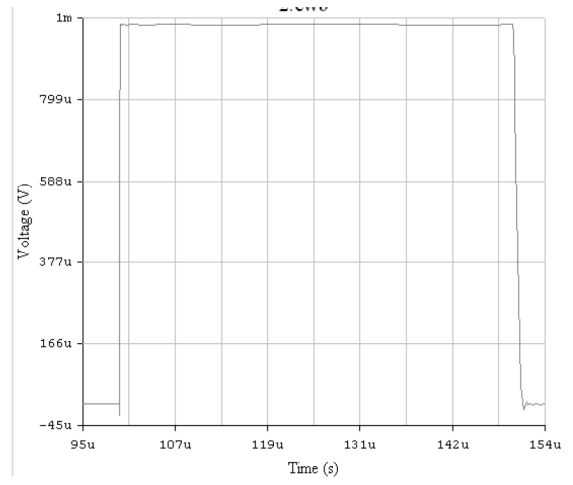
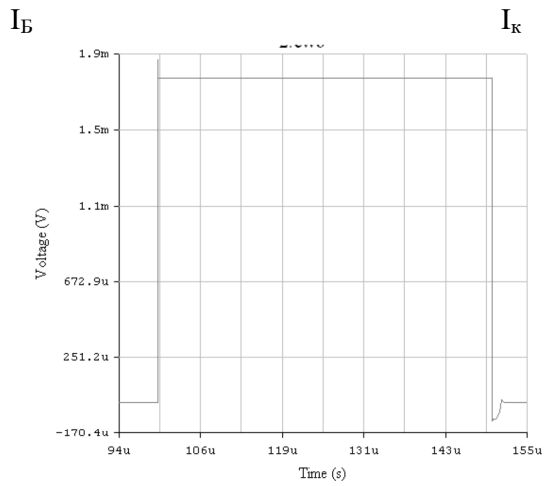


Рисунок - 7 Осциллограммы виртуальных амперметров с определенными параметрами элементов цепи

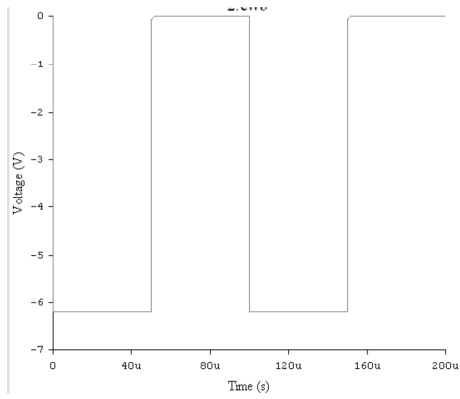
На рис.7 получились осциллограммы, снятые с виртуальных вольтметров, которые были

включены в схему

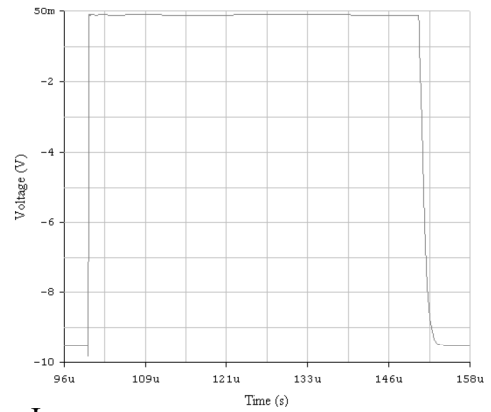


$R_H=75 \text{ кОм}$

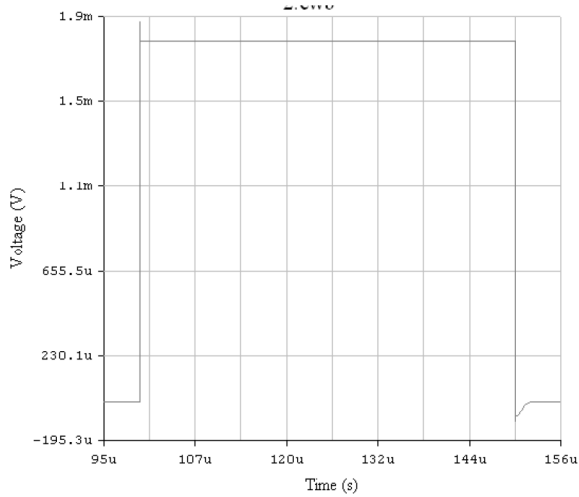
U_{BX}



$U_{KЭ}$



I_B



I_K

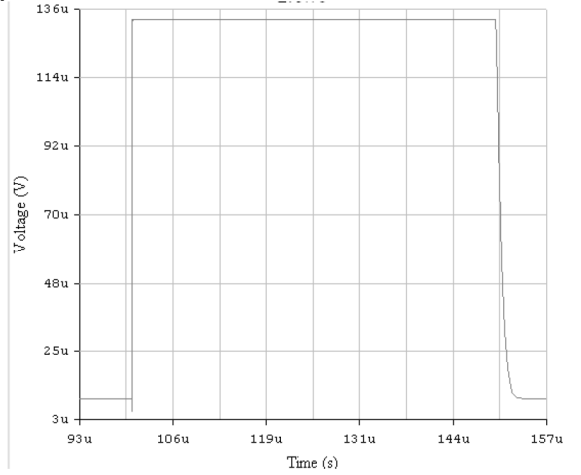


Рисунок - 8 Осциллограммы виртуальных амперметров с измененными параметрами элементов цепи

Таблица 1 – Сравнительные параметры цепи при изменении параметров элементов

R_H	130 Ом	910 Ом	3,6 кОм	5,1 кОм	10 кОм	75 кОм
t_{ϕ} , мкс	1,65	0,2	0,11	0,10	0,08	0,07
$t_{\text{расс}}$, мкс	0,005	0,01	0,015	0,024	0,024	0,051
$t_{\text{сп}}$, мкс	2,15	1,61	1,23	0,99	0,41	2,29

На основе полученных результатов можно сделать вывод, что введение дополнительной емкости уменьшает время переходного процесса ключа.

1.2 Изучение динамического режима работы транзистора

3) Динамический режим работы с форсирующим конденсатором

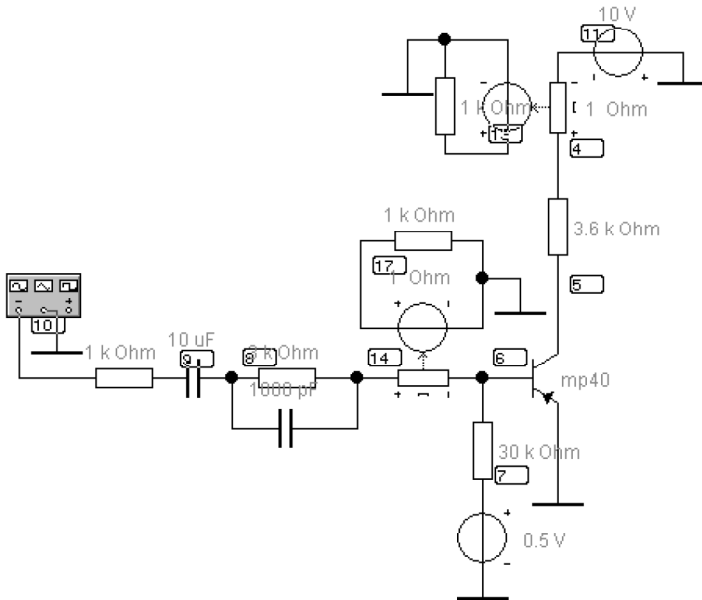


Рисунок - 9 Принципиальная схема транзисторного ключа с дополнительными элементами и с виртуальным тактирующим датчиком

Введение в электрическую принципиальную цепь тактирующего элемента обеспечит лучший анализ работы цепи.

$R_H = 3.6 \text{ кОм}$

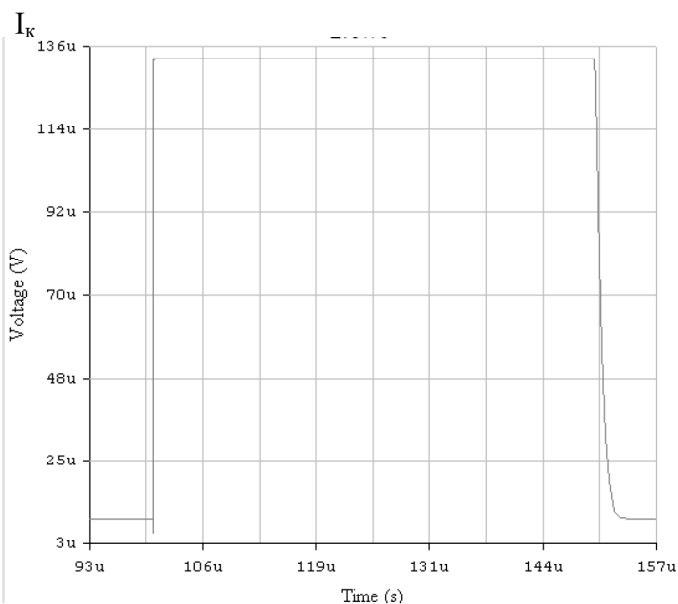
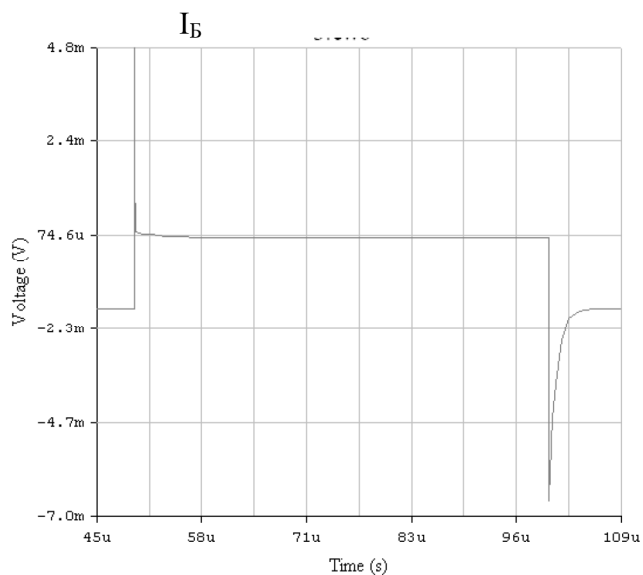
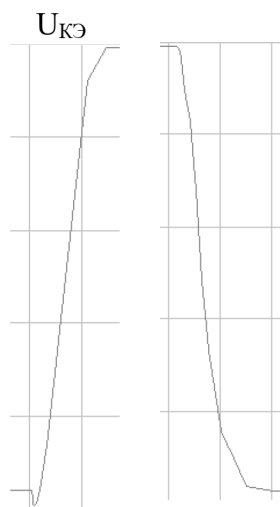
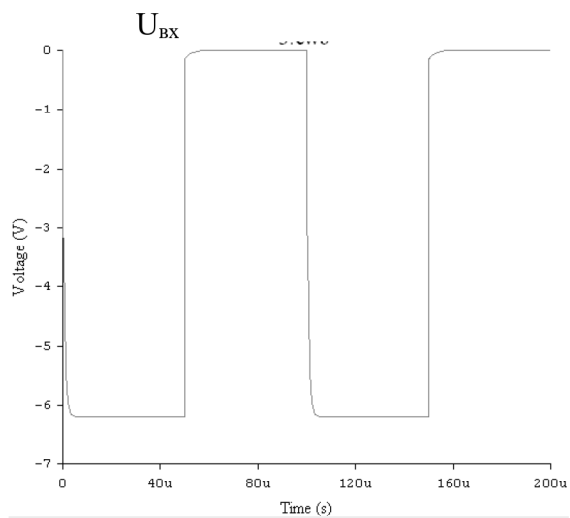


Рисунок - 10 Осциллограммы виртуальных амперметров с тактирующим элементом

Таблица 2 – Сравнительные параметры цепи при введении новых элементов

R_H	3,6 кОм	3,6 кОм без C_ϕ
t_ϕ , мкс	0,04	0,11
$t_{\text{расс}}$, мкс	0,0085	0,015
$t_{\text{сп}}$, мкс	0,13	1,23

На основе получившихся результатов, можно сделать частный вывод, о том, что в динамическом режиме транзистор работает лучше.

1.3 Изучение динамического режимов работы транзистора с емкостной нагрузкой

Динамический режим работы с ёмкостной нагрузкой

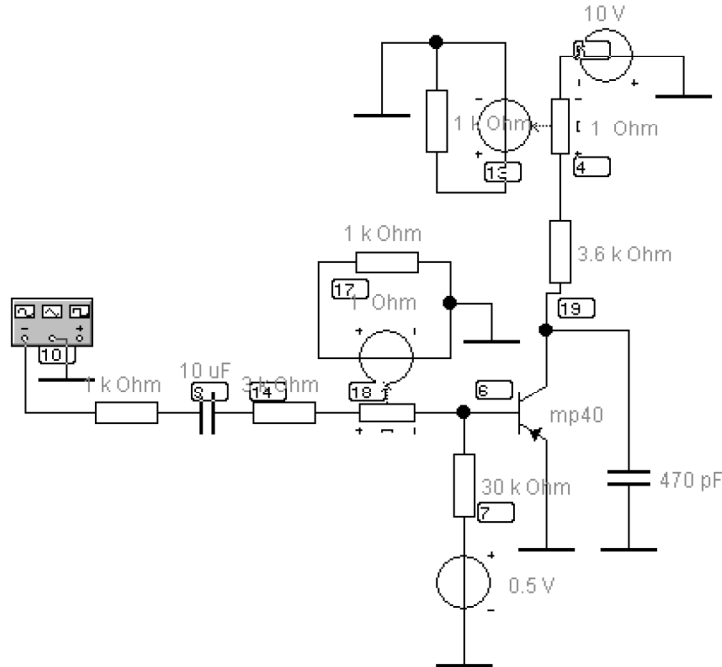


Рисунок - 11 Принципиальная схема транзисторного ключа с дополнительной емкостной нагрузкой

Введение в электрическую принципиальную цепь тактирующего элемента обеспечит лучший анализ работы цепи.

$R_H=3.6 \text{ кОм}, C=470 \text{ пФ}$

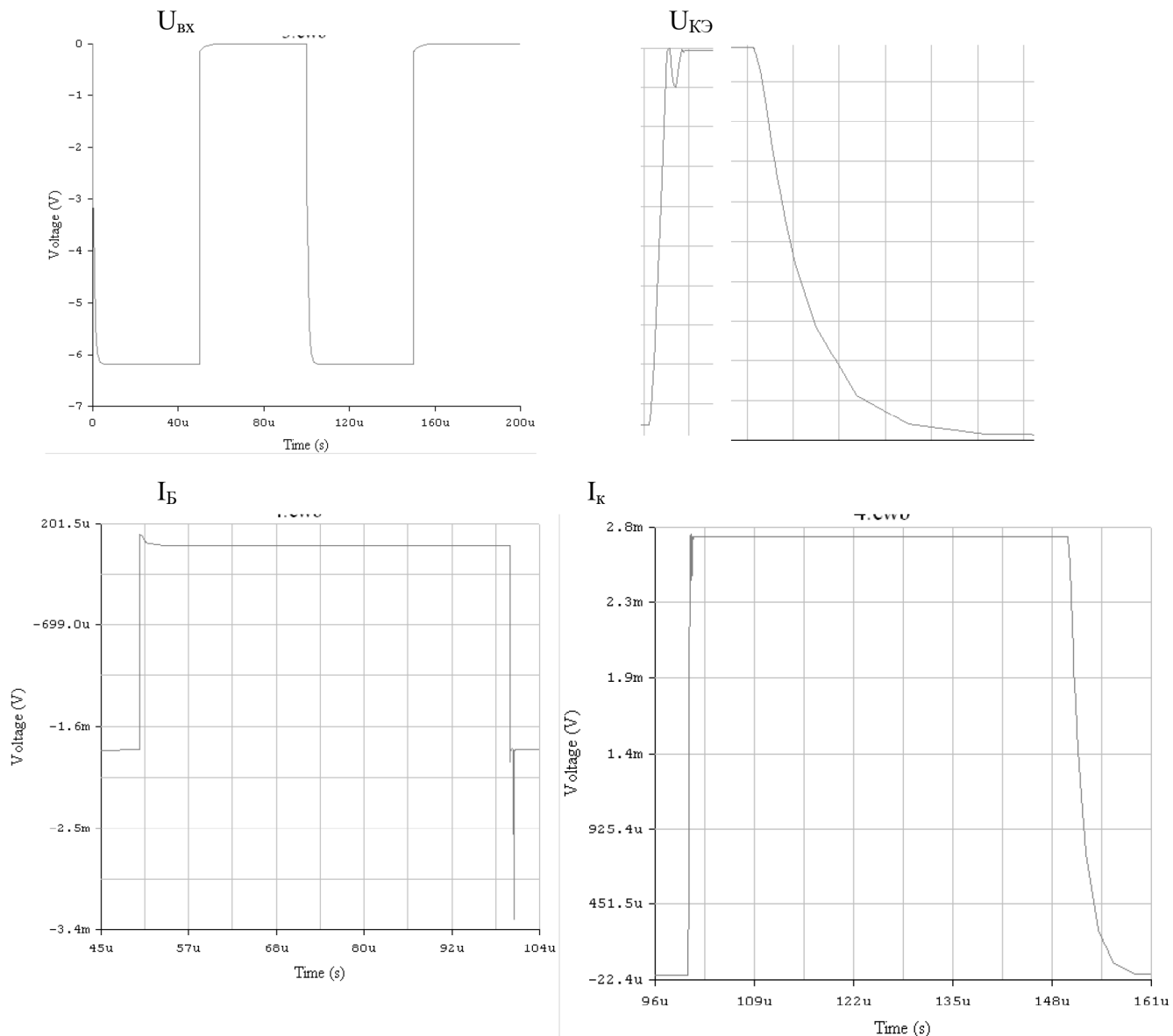


Рисунок - 12 Осциллограммы виртуальных амперметров с дополнительной емкостной нагрузкой

Таблица 3 – Сравнительные параметры цепи при введении емкостной нагрузки

R_H	3,6 кОм	3,6 кОм без C_H
$t_{\phi}, \text{ мкс}$	0,71	0,11
$t_{\text{расc}}, \text{ мкс}$	0,02	0,015
$t_{\text{сп}}, \text{ мкс}$	8,44	1,23

На основе полученных результатов можно сделать вывод, что дополнительная емкость в цепи заставляет цепь медленней работать.