

Московский Государственный Технический Университет
имени Н.Э.Баумана

С . Р . Иванов

**Униполярный транзистор в широкополосном
усилительном каскаде с RC-связями**

Методические указания к выполнению лабораторных работ
по курсу « Электроника »

Лабораторная работа №4. «Униполярный транзистор в широкополосном усилительном каскаде с RC-связями»

Цель работы.

Установить связь между параметрами униполярного транзистора и других деталей схемы параметрами ШУ, изучить способы расширения полосы пропускания ШУ.

Теоретическая часть.

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.

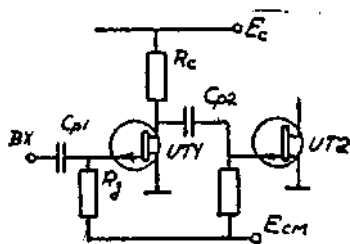


Рис 15. Принципиальная схема усилительного каскада с RC – связями

При анализе работы усилителей на первом этапе рассматривают работу схемы на постоянном токе, т.е. определяет положение рабочей точки транзистора (I_c , U_{ce} , U_{be}), а также токи и напряжения для остальных ветвей схемы. Это часто и наиболее просто осуществляется графо-аналитическим методом, предполагающим построение нагрузочной прямой

$I_C = (E_C - U_{СИ}) / R_C$ и динамической стоко-затворной характеристики транзистора

$I_C = f(U_{ЗИ})$ при $R_C = \text{const}$ на которых намечают положение рабочей точки. В свою очередь, нагрузочная прямая и динамическая стоко-затворная характеристика предварительно строятся на семействах статических стоковых $I_C = f_1(U_{СИ})$ при $U_{ЗИ} = \text{const}$ и стоко-затворных $I_C = f_2(U_{ЗИ})$ при $U_{СИ} = \text{const}$ характеристик. На рис. 16 приведен примерный вид таких характеристик для униполярного транзистора.

От положения рабочей точки транзистора усилительного каскада зависят параметры транзистора, а следовательно, и параметры усилителя, такие, например, как коэффициент усиления по напряжению K_{U0} , допустимая величина входного напряжения превышение которой ведет к искажению выходного сигнала, $U_{ВХ.МАКС}$ коэффициент полезного действия и т.д. При заданных E_C и R_C изменить положение рабочей точки транзистора можно только за счет изменения напряжения источника $E_{СМ}$ (см. рис. 15).

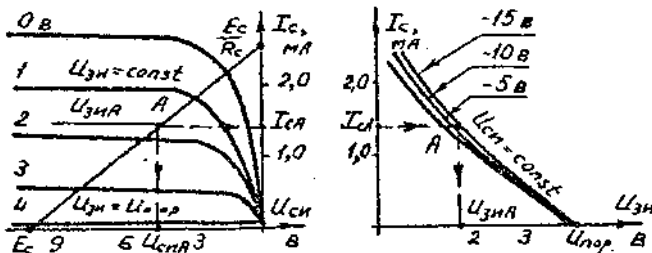


Рис 16. Статические вольт – амперные характеристики униполярного транзистора.

Рабочая точка транзистора обычно выбирается близко к середине линейного участка динамической стоко-затворной характеристики (класс А). При этом будет обеспечена наибольшая величина допустимого входного напряжения $U_{ВХ.МАКС}$ при двуполярном (в частном случае синусоидальном) входном сигнале.

При анализе работы схем на униполярных транзисторах по переменному току используется мало сигнальная эквивалентная схема транзистора, изображенная на рис. 17а. Здесь 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 выходной. 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 $R_H \gg R_C$, $K_{U0} \cong SR_C$

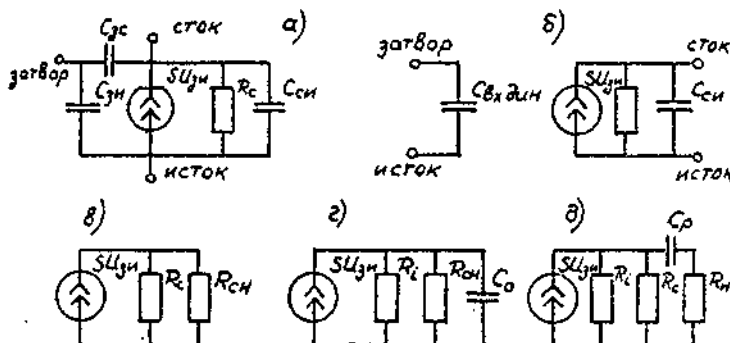


Рис. 17. Эквивалентные схемы: униполярного транзистора а) и б), каскада с RC - связями на средних в) высоких г) и низких д) частотах

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 $U_{BX}=f(U_{BX})$ по которым определяют K_{U0} и $K_{BX \text{ макс}}$, 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

$\delta U = \Delta U / U_m = \tau_H / \tau_H$ где ΔU - абсолютный спад вершины импульса а U_m τ_H - соответственно амплитуда в 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.

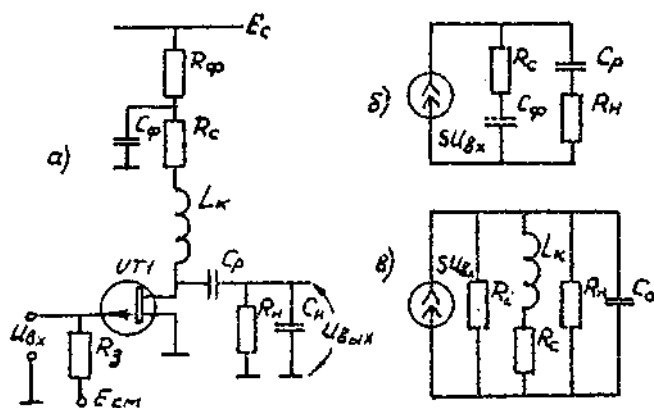


Рис. 18. Принципиальная схема широкополосного усилителя с цепями коррекции а) и его эквивалентные схемы на низких б) и высоких в) частотах

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:

$$U_{\text{ВЫХ}} = S U_{\text{ВХ}} \left[\left(R_C + \frac{1}{j\omega C_\Phi} \right) \parallel \left(R_H + \frac{1}{j\omega C_P} \right) \right] \frac{R_H}{R_H + \frac{1}{j\omega C_P}}$$

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 некорректирован, 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.

Описание макета.

Исследуемая схема представлена на рис. 19. Схема позволяет выполнять следующие эксперименты:

- снимать статические и динамические стоко-затворные характеристики транзистора с целью правильного выбора положения рабочей точки транзистора. При этом изменяется напряжение источника G_2 и регистрируется ток стока с помощью миллиамперметра Π ;
- изменять сопротивления резисторов и емкости конденсаторов в выходной цепи транзистора с помощью переключателей, расположенных на передней панели макета;

- связывать специальные клеммы, к которым подключены регистрирующие приборы (милливольтметр и осциллограф) с любой контрольной точкой схемы с помощью специальных клавиш.

Исследование работы усилителя проводить при E_c , равном 10 В (Устанавливается с помощью источника G_2).

В макете установлен маломощный транзистор КП103М с параметрам:

$S \geq 1,3$ мА/В	$U_{ПФ} = 4$ В	$C_{3H} = 20$ пФ	$C_{3C} = 8$ пФ	$P_{МАКС} = 12$ мВт
-------------------	----------------	------------------	-----------------	---------------------

Остальные детали имеют следующие параметры:

$R_1 = 1,00$ кОм	$R_2 = 1$ кОм	$R_3 = 2$ кОм	$R_4 = 100$ кОм
$R_5 = 910$ кОм	$R_6 = 100$ кОм	$C_1 = 2200$ пф	$C_2 = 20$ мкФ
$C_3 = 0,1$ мкФ	$C_4 = 750$ пФ	$C_5 = 4700$ пФ	$C_6 = 1200$ пФ
$C_7 = 300$ пФ	$L_K = 5500$ мкГн		

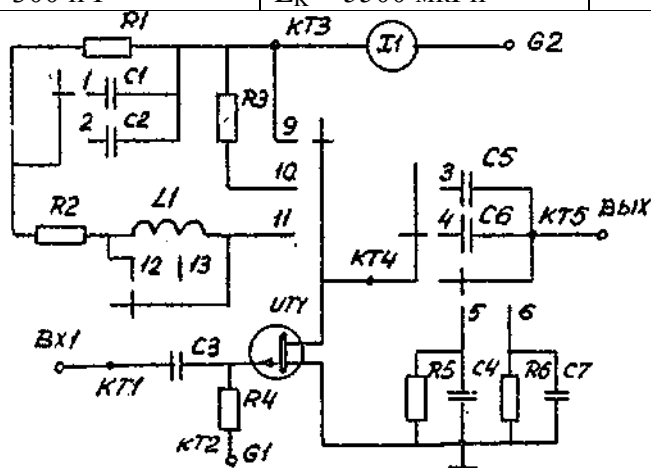


Рис. 19. Схема макета лабораторной работы №4

Задание.

Подготовить к работе генератор стандартных сигналов, милли-, вольтметр переменного тока, осциллограф и генератор прямоугольных импульсов. Ознакомившись с назначением органов управления лабораторной установки и присоединив к ней измерительные приборы, подключить установку к сети.

1. Обеспечить работу усилителя в классе А.
2. Экспериментально определить коэффициент усиления усилителя по напряжению K_{U0} и динамический диапазон усилителя $U_{ВХ МАКС}$ при различных R_C . Дать заключение, как влияет сопротивление R_C на K_{U0} и $U_{ВХ МАКС}$
3. Собрать схему усилителя, имеющего наименьшую полосу пропускания. Снять и построить в полулогарифмическом масштабе АЧХ.
4. Повторить п.3 для усилителя, имеющего наиболее широкую полосу пропускания (без цепей коррекции).
5. Дать заключение о влиянии параметров транзистора и деталей схемы на граничные частоты полосы пропускания усилителя.

6. Расширить полосу пропускания усилителя (по сравнению с п.4) за счет применения цепей коррекции. Снять и построить АЧХ и оценить, на сколько при этом изменились граничные частоты.
7. Исследовать прохождение импульсного сигнала с параметрами $\tau_{И} = 10 \text{ мкс}$ и $f = 10 \text{ кГц}$ через линейный усилитель для вариантов схемы п.3, п.4 и п.6. Оценить искажения формы прямоугольного импульса в каждом случае и найти по искажениям граничные частоты усилителя
8. Рассчитать K_{U0} , f_H , f_B для рассматриваемых вариантов усилителя и оценить относительную разность между вычисленными и экспериментально найденными значениями параметров.

Контрольные вопросы.

1. Чем различаются между собой статические и динамические ВАХ униполярного транзистора?
2. Каковы источники НЧ и ВЧ искажений в усилителе?
3. Как расширить полосу пропускания усилителя?
4. Какие детали определяют коэффициент усиления по напряжению усилителя и его динамический диапазон?
5. Какова связь между граничными частотами полосы пропускания усилителя и искажениями формы прямоугольного импульса, усиливаемого им?

§ 3.11. Полевые транзисторы

Принцип работы. Принцип работы полевых транзисторов основан на модуляции площади поперечного сечения, а следовательно, и сопротивления проводящего канала в объеме полупроводника под воздействием эффекта поля.

Полевые транзисторы являются униполярными приборами. Структура полевого транзистора с p - n -переходом в качестве затвора схематически показана на рис. 3.39. В качестве затвора в полевых транзисторах может использоваться также непосредственный контакт металла с полупроводником. Транзисторы с таким затвором называются *полевыми транзисторами*

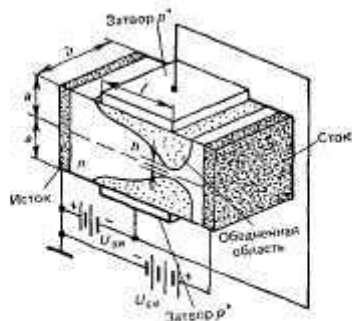


Рис. 3.39. Структура полевого транзистора с p - n -переходом в качестве затвора (модель Шотки)

с барьером Шотки. Поскольку зависимость толщины обедненного слоя резкого p - n -перехода и высоты барьера Шотки [см. (2.66) и (3.5)1], а также основные свойства обоих

типов полевых транзисторов одинаковы, ниже рассматриваются только полевые транзисторы с $p^+ - n$ -переходом в качестве затвора.

Полевой транзистор состоит из n - или p -полупроводника с двумя омическими контактами — истоком и стоком — и p^+ - или n^+ -областей, выполняющих функции затворов (рис. 3.39).

Выходным (управляемым) током является ток стока I_{cs} , входным (управляющим) током — ток затвора

I_{gz} , который для обратносмещенных кремниевых переходов небольшой площади составляет 10^{-12} А и менее. На $p^+ - n$ -

переход затвора подается обратное напряжение. Толщина d обедненного слоя будет изменяться в соответствии с выражением (2.66). Так как переход резкий, то практически

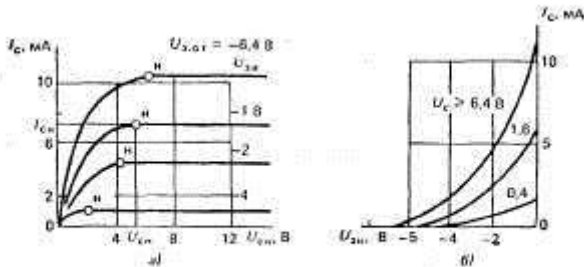


Рис. 3.40. Статические характеристики полевого транзистора: а — выходные, б — передаточные

весь обедненный слой толщиной d будет располагаться в n -области (см. §2.5). С повышением обратного напряжения на затворе будет увеличиваться толщина d обедненных слоев переходов и соответственно уменьшаться толщина h канала (рис. 3.39). Таким образом, при изменении обратного напряжения на затворе будет изменяться площадь поперечного сечения канала, а следовательно, и его сопротивление. Поэтому *полевой транзистор представляет собой резистор, управляемый напряжением на затворе*. С приложением к стоку положительного по отношению к истоку напряжения будет изменяться ток канала, т. е. выходной ток транзистора. Усиление по мощности в полевых транзисторах реализуется за счет малого значения входного тока.

Работа усилителя на полевом транзисторе иллюстрируется гидравлической моделью, приведенной на рис. 3.34.

Статические характеристики и параметры. На рис. 3.40, а, б приведены выходные и передаточные характеристики полевого транзистора. С приложением к стоку положительного относительно истока напряжения по сравнению с равновесным значением (рис. 3.41, а), а толщина канала — уменьшаться в направлении к стоку и при достаточно большом напряжении U_{cs} произойдет отсечка канала (рис. 3.41, в).

В общем случае отсечка канала происходит за счет возрастания до значения $|-U_{gs}|$ напряжения $|-U_{gs}|$ при $U_{cs} = 0$ (рис. 3.41, б);

напряжения U_{cs} при $U_{gs} = 0$ (рис. 3.41, в);

суммы напряжений $|-U_{gs}| + U_{cs}$ (рис. 3.41, в), т. е.

$$|-U_{gs}| = |-U_{gs}| + U_{cs} \quad (3.20)$$

В результате отсечки канала и образования «горловины» происходит насыщение тока стока подобно тому, как в МДП-транзисторах. В дальнейшем, когда $|-U_{gs}| + U_{cs} > |-U_{gs}|$, «горловина» смещается в направлении к истоку, а длина канала уменьшается. Из выражения (3.20) можно определить напряжение насыщения:

$$U_{cs} = U_{gs} = |-U_{gs}| - |-U_{gs}|$$

Семейства выходных характеристик полевых и МДП-транзисторов во многом аналогичны (ср. рис. 3.40, а и 3.36, а). Передаточные характеристики (ср. рис. 3.40, б и 3.36, б) отличаются прежде всего тем, что у полевых транзисторов выходной ток проходит при нулевом напряжении на затворе и напряжение на затворе может иметь только одну полярность — в данном случае отрицательную. При положительной полярности на затворе он будет инжектировать в область канала неосновные носители заряда и полевой транзистор будет работать как биполярный в режиме двойной инжекции.

Малосигнальные параметры полевых транзисторов определяются выражениями (3.13), (3.14), (3.15), (3.16).

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. В силу своей структуры и принципа работы полевые транзисторы защищены от перегрузок по току значительно лучше, чем биполярные и МДП-транзисторы. Поскольку полевые транзисторы являются униполярными приборами, они не чувствительны к дефектам накопления неосновных носителей заряда, поэтому в принципе имеют высокие граничные частоты и скорости переключения. щены от перегрузок по току значительно лучше, чем биполярные и МДП-транзисторы. Поскольку полевые транзисторы являются униполярными приборами, они не чувствительны к дефектам накопления неосновных носителей заряда, поэтому в принципе имеют высокие граничные частоты и скорости переключения

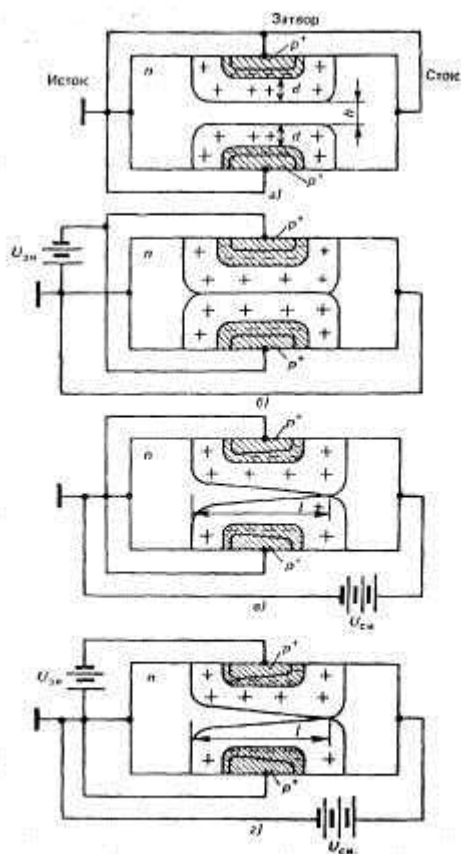


Рис. 3.41. Модель полевого транзистора в равновесном состоянии (а) и в режиме отсечки канала (б—г)

щены от перегрузок по току значительно лучше, чем биполярные и МДП-транзисторы. Поскольку полевые транзисторы являются униполярными приборами, они не чувствительны к дефектам накопления неосновных носителей заряда, поэтому в принципе имеют высокие граничные частоты и скорости переключения.