

ФЕДЕРАЛЬНОЕ АГЕНТСТВО СВЯЗИ

Федеральное государственное образовательное бюджетное учреждение
высшего профессионального образования

МОСКОВСКИЙ ТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ СВЯЗИ И ИНФОРМАТИКИ

Кафедра электроники

ПРАКТИКУМ

по курсу

ЭЛЕКТРОНИКА

Москва 2023

План УМД на 20 /20 уч. г.

ПРАКТИКУМ
по курсу
ЭЛЕКТРОНИКА

Составители: В.П. Власов, к.т.н., доцент,
В.Н. Каравашкина, к.т.н., доцент
Е.В. Объедков к.ф.-м.н., доцент

утверждено советом факультета.

протокол № от

Рецензент

ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА №1

ИССЛЕДОВАНИЕ ИДЕАЛИЗИРОВАННОГО P-N ПЕРЕХОДА

1. Цель работы

Цель работы состоит в определении основных характеристик идеализированного p-n перехода:

- контактной разности потенциалов;
- толщины;
- теплового тока (ток насыщения);
- напряжения и типа пробоя;
- барьерной ёмкости.

Исходные данные: тип полупроводника, концентрация примесей, площадь p-n перехода.

2. Краткие теоретические сведения

P-n переход это контакт полупроводников p и n типа. Так как на границе p и n областей имеются значительные градиенты концентрации свободных электронов dn/dx и дырок dp/dx , то происходит диффузия дырок в n область и диффузия электронов в p область. Встречаясь, электроны и дырки рекомбинируют, и, вблизи границы, возникает заряд нескомпенсированных ионов примесей: акцепторов на p стороне и доноров на n стороне. Этот двойной слой ионов порождает электрическое поле и соответствующую контактную разность потенциалов φ_{k0} .

Для основных носителей заряда поле перехода тормозящее и образует потенциальный барьер. Чем больше этот барьер, тем меньше ток диффузии.

Для неосновных носителей поле перехода ускоряющее и создает дрейфовый ток, величина которого чрезвычайно мала и, в приближении модели Шокли, не зависит от величины потенциального барьера.

Дрейфовый и диффузионные токи направлены навстречу друг другу.

В равновесном состоянии p-n перехода диффузионный и дрейфовый токи равны и полный ток через p-n переход равен нулю.

При подключении внешнего напряжения равновесие нарушается.

При прямом смещении на диоде, когда плюс источника внешнего напряжения приложен к p-области, потенциальный барьер понижается, а диффузионный ток основных носителей возрастает.

При обратном напряжении барьер велик и диффузия основных носителей пренебрежимо мала в сравнении с дрейфовым током неосновных носителей.

На практике, в силу технологических причин, концентрация примесей в p и n областях существенно различается. Сильнолегированную область такого

асимметричного p-n перехода называют «эмиттер» и обозначают n^+ или p^+ . Слаболегированную область называют «база».

В идеализированном p-n переходе, образуемом однородно легированными p и n полупроводниками, контактную разность потенциалов можно определить по формуле

$$\phi_{k0} = \phi_T \ln((N_A N_D)/n_i^2) \quad (1)$$

где $\phi_T = kT/q$ – термический потенциал, N_A, N_D – концентрации примесей, n_i – собственная концентрация носителей:

$$n_i = \sqrt{N_C N_V} \exp((- \phi_3)/(2 \phi_T)) \quad (2)$$

где N_C, N_V – эффективные плотности состояний, ϕ_3 – ширина запрещенной зоны.

Контактная разность потенциалов ϕ_{k0} по величине близка к ϕ_3 .

Толщина p-n перехода рассчитывается по формуле:

$$w = \sqrt{2 \varepsilon \varepsilon_0 \phi_{k0} / (q N_6)} \quad (3)$$

где N_6 – концентрация примеси в базе p-n перехода, ε – диэлектрическая проницаемость полупроводника, ε_0 – электрическая постоянная, q – элементарный электрический заряд.

Характерные значения ширины p-n перехода $w = 0,1 \dots 2$ мкм. Чем выше концентрации легирующей примеси, тем «тоньше» p-n переход.

Напряженность электрического поля в p-n переходе при обратном напряжении $E \approx U_{обр}/w$. Если напряженность превышает критическую $E_{кр}$, резко увеличивается обратный ток, т.е. возникает электрический пробой. Пробой бывает обратимый (электрический) и необратимый (тепловой).

Напряжение лавинного электрического пробоя можно рассчитать по эмпирической формуле:

$$U_{проб.л} = 60 (\phi_3 / 1,1)^2 (N_6 / 10^{16})^{-\frac{3}{4}} \quad (4)$$

В формуле (4) концентрация примеси в базе диода N_6 выражена в см^{-3} .

Напряжение туннельного электрического пробоя определяется выражением:

$$U_{проб.т} = (\varepsilon \varepsilon_0 E_{кр}^2) / (2 q N_6) \quad (5)$$

В конкретном диоде преобладает тот вид пробоя напряжение которого рассчитанное по (4) и (5) меньше. При $U_{проб.л} \cong U_{проб.т}$ характер пробоя – смешанный. Если в кремниевом диоде напряжение пробоя меньше 6 В, то тип пробоя — туннельный. Туннельный пробой характерен для «тонких» р-п переходов.

Вольт-амперная характеристика (ВАХ) идеализированного р-п перехода описывается формулой Шокли:

$$I = I_0(\exp(U/\phi_T) - 1) \quad (6)$$

где I_0 — тепловой ток, U — напряжение на переходе.

Тепловой ток выражается формулой:

$$I_0 = (qDSn_i^2)/(LN_\delta) \quad (7)$$

где D — коэффициент диффузии, S — площадь р-п перехода, L — диффузионная длина неосновных носителей в базе.

Как указано выше, р-п переход это двойной электрический слой (барьер) из ионов доноров и акцепторов. При увеличении внешнего обратного напряжения этот слой увеличивается по толщине, р-п переход накапливает заряд и ведет себя как конденсатор с барьерной емкостью C_δ .

В отсутствие напряжения барьерная ёмкость определяется соотношением:

$$C_{\delta 0} = S \sqrt{(q \varepsilon \varepsilon_0 N_\delta)/(2 \phi_{K0})} \quad (8)$$

При прямом токе в базе диода накапливается заряд неосновных носителей, что учитывается диффузионной ёмкостью C_{df} . Она существует только при прямом смещении и пропорциональна прямому току и времени жизни неосновных носителей. C_{df} придает дополнительную инерционность р-п переходу, например, при переключении смещения диода с прямого на обратное.

Характеристики реальных р-п переходов отличаются от приведенных из-за влияния объемного сопротивления, неоднородности распределения примесей в р и п областях, неидеальности структуры и поверхности полупроводника. Кроме того, на характеристики реальных переходов сложным образом влияет температура. Исследование реальных р-п переходов является предметом других лабораторных работ.

3. Методические указания по выполнению лабораторной работы

3.1. Вызвать программу лабораторной работы, для чего кликнуть мышью на ярлыке ЛАБ1 на рабочем столе.

3.2. Ввести исходные данные согласно заданному преподавателем номеру варианта 1...12 и данным таблицы 1. При вводе чисел пользоваться экспоненциальной формой записи. Например, число $3 \cdot 10^{17}$ следует записать, как 3E17, число 10^{-6} – как 1E-6. После набора каждого числа нажимать ENTER.

3.3. Перенести в отчёт рисунок р-п перехода с экрана.

3.4. Перенести в таблицу 2 результаты расчёта (числа следует округлять).

3.5. Исходя из теоретических сведений, предложить вариант конструкции р-п перехода с увеличенным напряжением пробоя $U_{проб.}$. Внести исходные данные и результаты в таблицу 2.

3.6. Исходя из теоретических сведений, предложить вариант конструкции р-п перехода с уменьшенной барьерной емкостью $C_{б0}$. Внести исходные данные и результаты в таблицу 2.

3.7. Исходя из теоретических сведений, предложить вариант конструкции р-п перехода с уменьшенным тепловым током I_0 . Внести исходные данные и результаты в таблицу 2.

4. Содержание отчета

Отчёт должен содержать название и цель работы, рисунок р-п перехода с поясняющими надписями, согласующимися с заданным вариантом (как на экране), заполненную таблицу и выводы.

Выводы нужно сделать по каждой пункту задания.

Выводы должны содержать информацию об изменениях параметров, (например, для уменьшения барьерной емкости р-п перехода, уменьшили ...). В выводах, также, нужно пояснить практический смысл решения каждого задания (например, уменьшение барьерной емкости позволяет ...)

5. Контрольные вопросы

1. Что такое градиент концентрации носителей?
2. В полупроводнике имеется градиент концентрации носителей. Что будет наблюдаться?
3. Как происходит образование объемного заряда р-п перехода и какова его структура?
4. Почему область объемного заряда р-п перехода является обедненной свободными носителями?
5. Что такое дрейфовый ток?

6. Каковы диффузионный и дрейфовый ток в р-п переходе в равновесии?
7. Почему диффузия носителей в р-п структуре не приводит к их равномерному распределению во всем объеме кристалла?
8. Что такое омический контакт к полупроводнику?
9. Каково сопротивление обедненной области в сравнении с сопротивлением нейтральных р и n областей?
10. К полупроводниковому диоду приложено внешнее напряжение. Как оно распределится между обедненной областью и нейтральными р и n областями?
11. К полупроводниковому диоду приложено внешнее напряжение. Каковы диффузионный и дрейфовый токи?
12. Диффузионный и дрейфовый ток в формуле Шокли
13. Каковы основные характеристики р-п перехода?
14. Как на характеристики р-п перехода влияет выбор вида полупроводника?
15. Что такое пробой р-п перехода?
16. Перечислите виды пробоя р-п перехода
17. Какие особенности структуры р-п перехода определяют вид пробоя?
18. Почему р-п переход обладает барьерной ёмкостью?
19. Почему р-п переход обладает диффузионной емкостью?
20. К каким последствиям приводит наличие емкости у р-п перехода?

Таблица 1. Данные исходных вариантов

№ варианта	Тип полупроводника	Концентрация акцепторной примеси $N_A, \text{см}^{-3}$	Концентрация донорной примеси $N_D, \text{см}^{-3}$	Площадь, см^2
1	Ge	10^{19}	10^{17}	10^{-7}
2	Si	$3 \cdot 10^{15}$	$3 \cdot 10^{18}$	$3 \cdot 10^{-7}$
3	GaAs	10^{18}	10^{15}	10^{-6}
4	Ge	$3 \cdot 10^{15}$	$3 \cdot 10^{18}$	$3 \cdot 10^{-6}$
5	Si	10^{19}	10^{17}	10^{-5}
6	GaAs	$3 \cdot 10^{16}$	$3 \cdot 10^{18}$	$3 \cdot 10^{-5}$
7	Ge	10^{18}	10^{16}	10^{-4}
8	Si	$3 \cdot 10^{15}$	$3 \cdot 10^{17}$	$3 \cdot 10^{-4}$
9	GaAs	10^{19}	10^{17}	10^{-3}
10	Ge	$3 \cdot 10^{16}$	$3 \cdot 10^{18}$	$3 \cdot 10^{-3}$
11	Si	10^{18}	10^{16}	10^{-2}
12	GaAs	$3 \cdot 10^{15}$	$3 \cdot 10^{17}$	$3 \cdot 10^{-2}$

Таблица 2. Результаты исследований

Характеристики p-n перехода	Исходный вариант	Вариант с увеличенным $U_{\text{проб.}}$	Вариант с уменьшенной C_{60}	Вариант с уменьшенным I_0
Исходные данные				
Тип п/п				
$N_A, \text{см}^{-3}$				
$N_D, \text{см}^{-3}$				
$S, \text{см}^2$				
Результаты при $T = 300 \text{ К}$				
$\phi_{k0}, \text{В}$				
$w, \text{мкм}$				
$I_0, \text{А}$				
$U_{\text{проб.л.}}, \text{В}$				
$U_{\text{проб.т.}}, \text{В}$				
$C_{60}, \text{Ф}$				

Таблица 3. Параметры полупроводников при $T = 300 \text{ К}$

Параметры	Германий Ge	Кремний Si	Арсенид галлия GaAs
Относительная диэлектрическая проницаемость ϵ	16	12	13
Поле пробоя $E_{кр}, \text{В}\cdot\text{см}^{-1}$	10^5	$3\cdot 10^5$	$4\cdot 10^5$
Ширина запрещённой зоны $\phi_z, \text{эВ}$	0,66	1,12	1,424
Эффективная плотность состояний в зоне проводимости $N_C, \text{см}^{-3}$	10^{19}	$2,8\cdot 10^{19}$	$4,7\cdot 10^{17}$
Эффективная плотность состояний в валентной зоне $N_V, \text{см}^{-3}$	$6\cdot 10^{18}$	10^{19}	$7\cdot 10^{17}$
Собственная концентрация $n_i \text{ см}^{-3}$	$2,4\cdot 10^{13}$	$1,45\cdot 10^{10}$	$1,79\cdot 10^6$
Коэффициент диффузии электронов $D_n,$ $\text{см}^2\cdot\text{с}^{-1}$	100	36	290
Коэффициент диффузии дырок $D_p,$ $\text{см}^2\cdot\text{с}^{-1}$	45	13	12
Подвижность электронов, $\mu_n, \frac{\text{см}^2}{\text{В}\cdot\text{с}}$	3900	1500	8500
Подвижность дырок, $\mu_p, \frac{\text{см}^2}{\text{В}\cdot\text{с}}$	1900	450	400

ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА № 2**ИССЛЕДОВАНИЕ МЕТАЛЛО-ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПЕРЕХОДОВ*****1. Цель работы***

Целью работы является исследование металло-полупроводниковых переходов при различных сочетаний металла и полупроводника. При этом определяются следующие характеристики и параметры:

- тип контакта (омический или Шотки);
- сопротивление омического контакта.

Для контакта Шотки при $U = 0$ определяются:

- контактная разность потенциалов;
- толщина;
- тепловой ток;
- барьерная емкость.

2. Краткие теоретические сведения

Контакт металл-полупроводник, как и p-n переход, относится к наиболее распространенным в электронике типам контактов. Такие контакты бывают двух видов:

- омические контакты с небольшим сопротивлением.
- контакты Шотки, обладающие односторонней проводимостью.

Характер контакта металл–полупроводник зависит от соотношения работ выхода¹ контактирующего металла φ_M и полупроводника $\varphi_{п/п}$.

Пусть $\varphi_M < \varphi_{п/п}$.

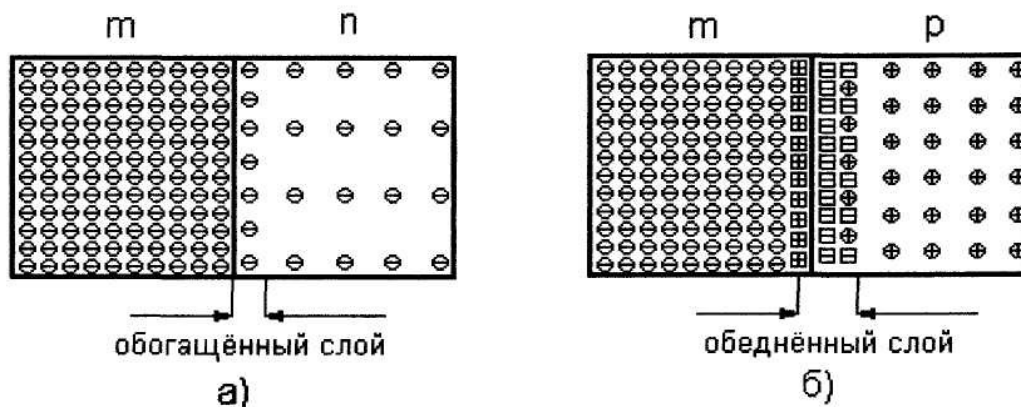
Тогда в m-n переходе в приграничной области полупроводника, за счет диффузии из металла, образуется избыток свободных электронов (обогащенный слой), рис. 1. Слой положительных нескомпенсированных ионов в металле имеет толщину 1-10 нм и благодаря туннелированию не оказывает влияния на движение электронов. Поэтому, такой контакт обладает небольшим электрическим сопротивлением.

При таком же соотношении работ выхода в m-p переходе будет происходить рекомбинация диффундирующих из металла электронов с дырками. Уменьшение концентрации основных носителей приводит к появлению слоя нескомпенсированных отрицательных ионов акцепторной примеси толщиной 0,1 — 10 мкм. Они, вместе с положительными ионами в приграничной части m-области создают электрическое поле с образованием обедненного слоя. Как и в p-n переходе, это электрическое поле усиливается до

¹ Работой выхода называется работа по удалению электрона с уровня Ферми вещества в бесконечность, где потенциал электрического поля $\varphi = 0$.

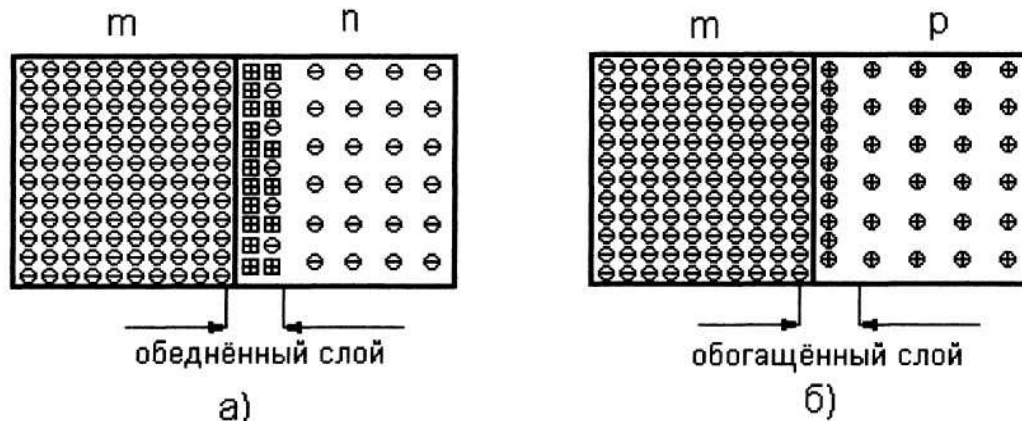
наступления состояния равновесия диффузии электронов из металла в р-полупроводник и обратного дрейфа неосновных электронов из р-полупроводника в металл.

Рис. 1 Металло-полупроводниковые переходы при $q\varphi_m < q\varphi_{п/п}$



Пусть $q\varphi_m > q\varphi_{п/п}$. В этом случае, в m-n переходе образуется обеднённый слой, а в m-p – обогащённый. Поэтому в этом случае m-n переход – выпрямляющий (Шоттки), а m-p – омический.

Рис.2. Металло-полупроводниковые переходы при $q\varphi_m > q\varphi_{п/п}$



При создании p-n переходов они формируются в объеме полупроводника, за счет диффузии или ионного внедрения примесей в объем полупроводника.

При создании диодов Шоттки металл наносят вакуумным напылением или электролитическим осаждением на поверхность полупроводника. На поверхности обрываются химические связи в кристаллической решетке, имеется слой окисла, загрязнения и т.п. Это приводит к появлению у полупроводника поверхностного заряда, который сильно влияет на электрические характеристики контакта Шоттки.

Поэтому, при создании диодов Шоттки требуется специальная технология, обеспечивающая высококачественный контакт металла с предельно чистой и

бездефектной поверхностью полупроводника. Только у таких контактов Шотки контактная разность потенциалов $\varphi_{к0}$ близка к идеализированному значению

$$\varphi_{к0} = \varphi_{\text{м}} - \varphi_{\text{п/п}} \quad (1)$$

Именно таким идеальным предполагается металло-полупроводниковый контакт Шотки в данной лабораторной работе.

Омический контакт предназначен для подведения токов и напряжений к полупроводниковым областям. Удельное поверхностное сопротивление омического контакта является его главным электрическим параметром и составляет достаточно маленькую величину (обычно 10^{-6} – 10^{-8} Ом · см²). К этому сопротивлению самого омического контакта необходимо добавить сопротивление объема полупроводника:

$$R \cong L/(\mu q S N) \quad (2)$$

где L и S – толщина и площадь полупроводниковой области, μ и N – коэффициент подвижности и концентрация примеси в полупроводниковой области.

Для ВАХ контакта Шотки верна формула аналогичная формуле Шокли;

$$I = I_0(\exp(U/\varphi_T) - 1) \quad (3)$$

где, A – постоянная Ричардсона, T – абсолютная температура.

Величина $I_0 = ST^2 A \exp((- \varphi_{к0})/\varphi_T)$ это тепловой ток барьера Шотки.

Толщина обедненного слоя (барьера Шотки) L_0 при отсутствии внешнего напряжения,

$$L_0 = \sqrt{(2 \varepsilon \varepsilon_0 \phi_{к0})/(qN)} \quad (4)$$

Барьерная емкость $C_{б}$ при отсутствии внешнего напряжения:

$$C_{б0} = S \sqrt{(q \varepsilon \varepsilon_0 N)/(2 \phi_{к0})} \quad (5)$$

Формулы (3), (4) и (5) аналогичны формулам (3), (6) и (8) для р-п перехода (лаб. 1). Т.о., электрические характеристики диодов Шотки и диодов на основе р-п перехода очень похожи. Имеются, однако, и существенные отличия, которые определяют преимущества диодов Шотки: во-первых, лучшие частотные и импульсные свойства m-n контакта Шотки ввиду отсутствия диффузионной емкости; и, во-вторых, низкие тепловые потери, так как контактная разность потенциалов в контакте Шотки и, соответственно, падение напряжения на открытом диоде Шотки намного меньше.

3. Методические указания по выполнению

3.1. Вызвать программу лабораторной работы, для чего кликнуть мышью на ярлыке ЛАБ2 на рабочем столе.

3.2. Ввести исходные данные согласно заданному преподавателем номеру варианта и данным таблицы 1. При вводе чисел пользоваться экспоненциальной формой записи, например, число $3 \cdot 10^{15}$ вводится как 3E15, а число 10^{-4} как 1E-4. Результаты расчета занести в табл. 2.

3.3. Изменить исходные данные так, чтобы сопротивление омического контакта уменьшилось. Измененные исходные данные и результаты занести в табл. 2.

3.4. Изменить исходные данные так, чтобы толщина перехода увеличилась (что увеличивает напряжение пробоя). Измененные исходные данные и результаты занести в табл. 2.

3.5. Изменить исходные данные так, чтобы уменьшилась барьерная емкость перехода. Измененные исходные данные и результаты занести в табл. 2.

4. Содержание отчета

Отчёт должен содержать название и цель работы, рисунок обоих вариантов m-n перехода (с экрана), заполненную таблицу и выводы.

Выводы нужно сделать по каждому пункту задания. Выводы должны объяснять, какие соотношения использованы при решении поставленных задач и каков практический смысл в решении этих задач.

5. Контрольные вопросы

1. Работа выхода из n полупроводника больше, чем работа выхода из металла. Каков характер контакта?
2. Работа выхода из p полупроводника меньше, чем работа выхода из металла. Каков характер контакта?
3. Почему для контакта Шотки справедлива модель Шокли для ВАХ?
5. Объясните влияние поверхности полупроводника на свойства контакта Шотки
6. Почему контакт Шотки обладает барьерной ёмкостью?
7. Каковы преимущества диодов Шотки перед p-n диодами?

Таблица 1. Данные исходных вариантов

№. вар.	Тип металла (работа выхода, $q\varphi_M$, эВ)	Тип п/п (работа выхода, $q\varphi_{II}$, эВ)	Концентрация примесей в п/п области, N, см ⁻³	Толщина п/п слоя L, мкм	Площадь поперечного сечения S, см ²
1	Ag(4,4)	Ge(5,1)	10^{15}	20	10^{-8}
2	Al(4,3)	Si (4,8)	$3 \cdot 10^{15}$	20	10^{-7}
3	W(4,5)	GaAs(5,2)	10^{16}	20	10^{-6}
4	Zn(4,2)	Ge(5,1)	10^{15}	20	10^{-5}
5	Pt(6)	Si(4,8)	$3 \cdot 10^{15}$	20	10^{-4}
6	Ag(4,4)	GaAs (5,2)	10^{16}	20	10^{-3}
7	Al(4,3)	Ge(5,1)	10^{15}	20	10^{-8}
8	W(4,5)	Si(4,8)	$3 \cdot 10^{15}$	20	10^{-7}
9	Zn(4,2)	GaAs(5,2)	10^{16}	20	10^{-6}
10	Pt(6)	Ge(5,1)	10^{15}	20	10^{-5}
11	Ag(4,4)	Si(4,8)	$3 \cdot 10^{15}$	20	10^{-4}
12	Al(4,3)	GaAs(5,2)	10^{16}	20	10^{-3}

Таблица 2. Результаты исследования

Характеристики и параметры	Исходный вариант	Вариант с уменьшением сопротивления объема полупроводника	Вариант с увеличенной толщиной перехода и напряжением пробоя (контакт Шотки)	Вариант с уменьшенной барьерной ёмкостью (контакт Шотки)
Исходные данные				
Металл				
Полупроводник				
$N_A, \text{см}^{-3}$				
$N_D, \text{см}^{-3}$				
$S, \text{см}^2$				
$L, \text{мкм}$				
Результаты при $T=300 \text{ К}$				
Тип контакта в m-n варианте				
Тип контакта в m-p варианте				
$R, \text{Ом}$				
$\varphi_{k0}, \text{В}$				
$L_0, \text{мкм}$				
$I_0, \text{А}$				
$C_{60}, \text{Ф}$				

ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА № 3

ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ДИОДЫ И ИХ КОМПЬЮТЕРНЫЕ МОДЕЛИ

1. Цель работы

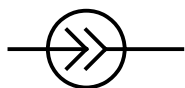
Изучение особенностей полупроводниковых диодов различных типов и их компьютерных моделей различной степени сложности и точности.

2. Краткие теоретические сведения

Полупроводниковые диоды являются одними из наиболее распространённых электронных элементов.

Простейшей компьютерной моделью полупроводникового диода является электронный ключ, обладающий нулевым сопротивлением при прямом напряжении и бесконечным – при обратном. Такая модель отражает главное свойство диода – одностороннюю проводимость. Однако при этом не учитывается наличие прямого и обратного сопротивлений, их нелинейность и другие важные свойства реальных диодов.

Более совершенной является модель, основывающаяся на формуле Шокли (так называемая «теоретическая» или «идеализированная» вольт-амперная характеристика (ВАХ):



$$I = I_0(\exp(V/V_T) - 1) \quad (1)$$

Диод при этом моделируется, как зависимый источник, зависимость тока I которого от приложенного напряжения V описывается выражением (1). Здесь I_0 – ток насыщения – главный параметр диода, определяющийся размерами, особенностями конструкции, типом полупроводника; V_T – термический потенциал ($V_T = kT/q$). График такой ВАХ представлен на рис. 1, кривая 1.

Но и такая модель не отражает важнейших свойств реального диода: возникновение пробоя при обратном напряжении, наличие наклона начальной части обратной ветви ВАХ, вырождение экспоненты в линейную зависимость тока от напряжения в области больших прямых токов (рис. 1, кривая 2). Кроме того, такая модель не учитывает инерционные свойства диода: согласно (1), поведение диода не зависит от частоты и времени.

На практике, для анализа электронных схем используют модели, обеспечивающие нужную точность при минимальной математической сложности, что бы даже при анализе интегральных схем с миллиардами электронных компонентов у современных компьютеров хватало вычислительного ресурса.

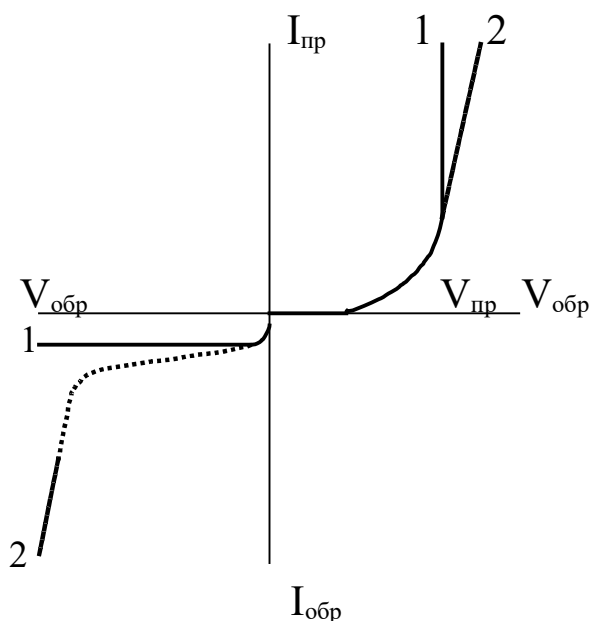


Рис. 1. Идеализированная (1) и реальная (2) ВАХ диода

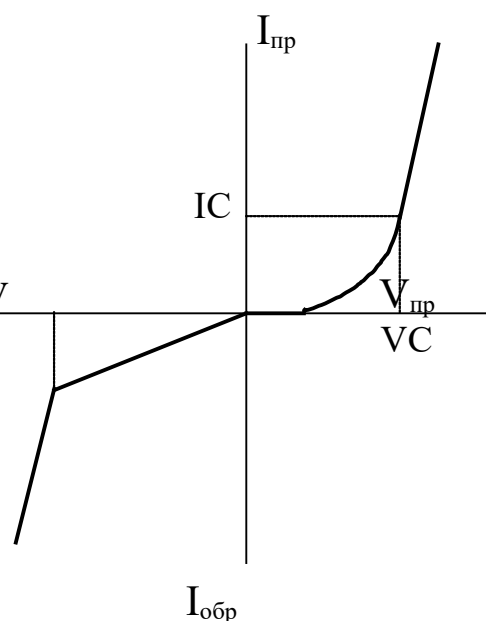
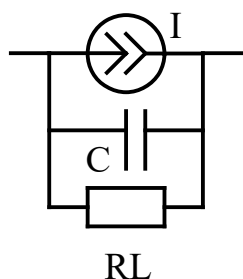


Рис. 2. ВАХ усложнённой компьютерной модели

На рис. 2 приведена ВАХ при таком моделировании. Диод представлен зависимым источником тока, описываемым тремя уравнениями. Два уравнения линейные, они описывают два близких к прямой участка ВАХ. Уравнение (2) описывает участок пробоя, уравнение (4) – линейную часть ВАХ при прямом напряжении. Третье уравнение нелинейное (уравнение (3)). Это уравнение Шокли, которое хорошо описывает ВАХ диода при прямых смещениях вблизи нуля.

Частотные и импульсные свойства диода учитываются введением в эквивалентную схему емкости диода C , а наклон допробойной части ВАХ достигается введением в схему сопротивления утечки RL .



$$I = \begin{cases} (V - BV)/RZ & \text{при } V < BV \end{cases} \quad (2)$$

$$I = \begin{cases} I_0(\exp(V/VT) - 1) & \text{при } BV \leq V \leq VC \end{cases} \quad (3)$$

$$I = \begin{cases} IC + (V - VC)/RS & \text{при } V > VC \end{cases} \quad (4)$$

За счет правильного определения параметров модели достигается максимальное совпадение ВАХ модели с ВАХ реального диода или перехода.

Среди этих параметров, BV определяет напряжение пробоя, RZ - наклон участка пробоя, а RS - наклон участка линейной зависимости тока от прямого

напряжения. Точка с координатами (VC, IC) является границей, где экспоненциальная ВАХ переходит в линейную.

Другим важным аспектом моделирования является учет температурной зависимости ВАХ. В данной модели сильная и сложная зависимость тока насыщения I_0 от температуры T учитывается соотношением:

$$I_0 = IS(T/T_{\text{комн}})^3 \exp(-EG(1/T - 1/T_{\text{комн}})/k), \quad (5)$$

где IS – ток насыщения при комнатной температуре $T_{\text{комн}}$, EG – ширина запрещенной зоны, k – постоянная Больцмана.

Свойства диода при переменном токе учтены введением в эквивалентную схему полной емкости C :

$$C = CJ + CD, \quad (6)$$

где CJ и CD – барьерная и диффузионная емкость диода соответственно. Эти емкости определяются обычными формулами:

$$CJ = CJ0/(1 - V/VJ)^M, \quad CD = TT \cdot I/VT, \quad (7), (8)$$

где $CJ0$ – барьерная емкость при нулевом напряжении, VJ – контактная разность потенциалов, M – коэффициент, учитывающий степень влияния обратного напряжения на величину барьерной емкости, TT – среднее время жизни (пролёта) неосновных носителей в базе, I – прямой ток.

Таким образом, данная модель включает следующие параметры:

IS – saturation current – ток насыщения (тепловой ток) при $T_{\text{комн}}$;

BV – reverse breakdown “knee” voltage – напряжение пробоя;

RS – series resistance – минимальное сопротивление открытого состояния (сопротивление базы);

$CJ0$ – zero-bias junction capacitance (depletion capacitance) – барьерная емкость при нулевом напряжении;

RL – junction leakage resistance – сопротивление утечки;

EG – energy gap – ширина запрещенной зоны;

M – junction grading coefficient – показатель степени в выражении для барьерной емкости;

VJ – junction potential – контактная разность потенциалов;

TT – transit time – среднее время жизни (время пролета) неосновных носителей в области базы;

RZ – Zener resistance – дифференциальное сопротивление на участке пробоя;

VC, IC – координаты точки на прямой ветви, где экспоненциальная зависимость переходит в линейную.

Не следует путать параметры модели, являющимися константами, с переменными I, V и T.

Существуют многочисленные библиотеки таких параметров для моделирования выпускаемых промышленностью электронных приборов и компонентов электронных схем.

Описанная модель стала основой для моделей большей точности и сложности профессиональных программ PSPICE и подобных. Большинство перечисленных параметров – основные и в этих, более сложных моделях. Число параметров в более точных и сложных моделях диодов может превышать 30, главным образом, за счёт многочисленных температурных коэффициентов, учитывающих температурную зависимость основных параметров.

3. Методические указания по выполнению лабораторной работы

1. Открыть программу Microcap 10, щелкнув дважды по ее значку на рабочем столе.

2. В меню File программы выбрать пункт **Save as..** и сохранить файл в папку «Студент» на диске D:\ под именем, содержащим номер группы и слово «диод» (например, **БИН0101диод**).

3. Щелкнуть на иконку с изображением диода в верхней части окна на панели инструментов. Курсор примет вид условного графического обозначения диода на рабочем столе окна программы. Так же можно выбрать пункт «**Diode**» в каталоге **Analog primitives/Passive components**.

4. Установить диод на рабочий стол окна программы. Появится окно со свойствами диода (так же его можно вызвать, щелкнув на изображении диода на рабочем столе). В правой части окна в перечне, начинающемся с «\$Generic» выбрать название модели, соответствующей заданному варианту. Модель диода определяется по таблице 1.

Таблица 1.

№ варианта	Тип диода	№ варианта	Тип диода
1	1N4742	6	1N3491
2	1N914	7	1N4729
3	MBR845	8	MR510
4	1N4148	9	MR750
5	MR818	10	MBRP30045CT

После выбора модели диода станут доступными численные значения ее параметров (см. Примечания)

5. Определить и записать в отчет тип перехода, используемого в заданном диоде. Для кремниевых p-n переходов характерна ширина запрещенной зоны

$E_G = 1,11$ эВ, для арсенид-галлиевых – $E_G = 1,3$ эВ, для переходов Шотки – $E_G = 0,6$ эВ и менее.

6. Записать в отчет численные значения BV , RS , $CJ0$, TT , M . Проанализировать эти значения, определить и записать в отчет назначение диода. Для этого использовать следующие рекомендации:

- Высоковольтные диоды имеют $BV \sim 1000$ В и более;
- Сильноточные диоды имеют $RS \sim 10^{-2}$ Ом и менее;
- Стабилитроны с лавинным пробоем имеют BV от 6 до 30 В;
- Стабилитроны с туннельным пробоем имеют $BV \sim 6$ В и менее;
- Высокочастотные диоды имеют $CJ0 \sim 2$ пФ и менее;
- Импульсные диоды имеют $TT \sim 1$ нс;
- Варикапы имеют коэффициент влияния $M \sim 1$ и более
- Если $M=0,5$ или $0,3$ то это, обычно, плавные p-n переходы
- Диоды Шотки могут одновременно допускать большие токи (малое RS),

обладают малыми тепловыми потерями (за счёт малого напряжения открытого состояния) и обладать хорошими импульсными свойствами (малое TT).

7. Вызвать на экран прямую ветвь ВАХ диода. Для этого в окне над перечнем диодов выбрать «If vs. Vf» и нажать «plot». В левой части экрана появится график прямой ветви ВАХ. Чтобы график охватывал возможно больший диапазон токов, используется логарифмический масштаб тока. При таком масштабе экспоненциальная зависимость отображается в виде прямой линии, в отличие от экспоненты при линейном масштабе (рис. 1). И только в верхней части, в области больших прямых токов, рост тока уменьшается из-за влияния RS (сопротивления базы).

8. Нажать клавишу F8. В жёлтом верхнем окне появятся максимальные для представленного графика значения напряжения и тока. Перемножив их, получить тепловую мощность $P_{\text{расс}}$, выделяющуюся в диоде в этом режиме. Определить и записать в отчет, к какому классу по мощности относится исследуемый диод: для микромощных диодов характерна $P_{\text{расс}}$ 1 мВт и менее, для среднемощных до 1 Вт, $P_{\text{расс}}$ мощных диодов может достигать десятков и сотен Вт.

9. Нажать клавишу F9. В появившемся окне к значению исходной температуры в градусах Цельсия 27 через запятую добавить повышенную температуру 57 (27,57). Нажать «plot». Схематично зарисовать обе ВАХ, указав на графиках минимальные, максимальные значения токов и напряжений и два-три промежуточных. Сделать вывод о влиянии температуры на ток открытого диода. Закрыть диалоговое окно и окно с построенными зависимостями тока от прямого напряжения.

10. Вызвать на экран обратную ветвь ВАХ диода. Для этого в окне над перечнем диодов выбрать «Ir vs. Vr» и нажать «plot». В левой части экрана появится часть обратной ветви ВАХ, соответствующая участку пробоя.

11. Нажать клавишу F9. В появившемся окне к значению исходной температуры в градусах Цельсия 27 через запятую добавить повышенную

температуру 57 (27,57). Нажать «plot». Схематично зарисовать обе ВАХ, используя минимальные, максимальные значения токов и напряжений и два-три промежуточных, и сделать вывод влияния температуры на напряжение пробоя.

4. Содержание отчёта

Отчёт должен содержать:

- название, цель работы;
- условное обозначение заданного диода;
- тип перехода заданного диода;
- назначение заданного диода;
- максимальную величину $P_{\text{расс}}$ и мощностную категорию диода ;
- рисунки прямых и обратных ветвей ВАХ с указанием на осях величин и их размерностей и с указанием исходной и повышенной температуры.
- выводы по определению назначения диода и его класса мощности, характера температурных зависимостей прямого тока и напряжения пробоя.

5. Контрольные вопросы

1. Перечислите параметры модели Шокли для ВАХ
2. Каковы особенности ВАХ реальных диодов?
3. Перечислите параметры модели реального диода и поясните их физический смысл
4. Чем отличаются прямые ветви ВАХ кремниевого, арсенид-галлиевого p-n диодов и диода Шоттки?
5. Назовите назначение и конструктивные особенности высоковольтных диодов
6. Назовите назначение и конструктивные особенности силовых диодов
7. Назовите назначение и конструктивные особенности стабилитронов
8. Назовите назначение и конструктивные особенности высокочастотных и импульсных диодов
9. Назовите назначение и конструктивные особенности варикапов

Примечания:

1. В программе используются следующие принятые в программе MS10 буквенные обозначения множителей для численных значений:

10^{-15}	10^{-12}	10^{-9}	10^{-6}	10^{-3}	10^3	10^6	10^9	10^{12}
фемто	пико	нано	микро	милли	кило	мега	гига	тера
F (f)	P (p)	N (n)	U (u)	M (m)	K (k)	MEG (meg)	G (g)	T (t)

2. В работе рассматриваются только перечисленные ранее основные параметры. Нулевые или пропущенные значения некоторых параметров в таблице на экране означают, что для данной модели они не являются определяющими и рассматриваются в моделях более высокого уровня.

ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА № 4**ИССЛЕДОВАНИЕ МДП–СТРУКТУРЫ*****1. Цель работы***

Изучение особенностей структуры металл – диэлектрик – полупроводник (МДП) и возможностей её применения в электронике.

2. Задание

1. Ознакомиться с типами и физическими свойствами МДП–структур.
2. Ознакомиться с основными параметрами МДП–структур и возможностями их изменения при изготовлении.
3. Пользуясь программой лабораторной работы, определить для заданного варианта исходных данных параметры МДП–структуры и МДП–транзистора на её основе.
4. Предложить способы улучшения параметров, доказать возможность этого повторением расчётов при самостоятельно изменённых исходных данных.

3. Краткие теоретические сведения

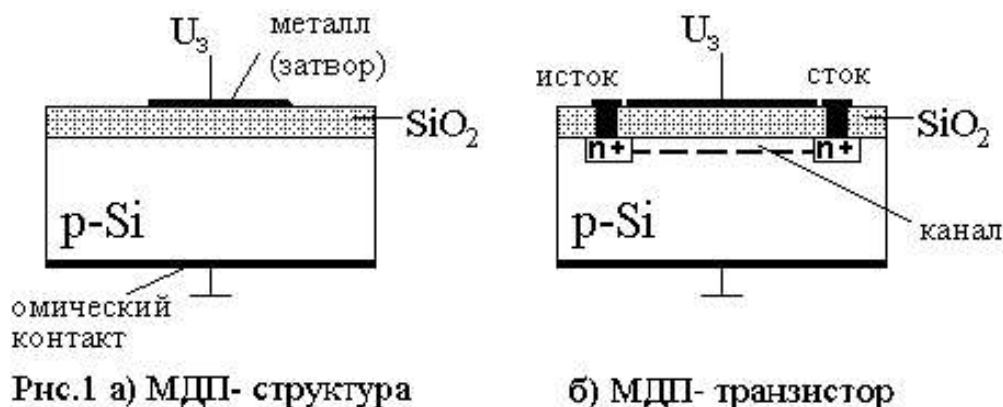
МДП - структура (рис. 1) представляет собой контакт, образованный тремя слоями: металлом, диэлектриком, полупроводником. Такие структуры чаще всего изготавливают на основе кремния (Si). В качестве диэлектрика обычно используется собственный окисел кремния - SiO_2 . Поэтому часто эта структура называется и как МОП - структура (металл-оксид-полупроводник). МДП - структура напоминает конденсатор, у которого один из слоёв не металл, а полупроводник.

Кремний и его оксид прекрасно сочетаются друг с другом. Успехи интегральной технологии МДП - структур и р-п структур на основе кремния во многом обязаны физическим, химическим и электрохимическим свойствам этой пары материалов.

При добавлении двух электродов – истока и стока, МДП - структура превращается в МДП - транзистор (рис. 1, б), где затвор - управляющий электрод транзистора. Четвертый электрод, контакт к подложке, при использовании МДП — транзистора, обычно заземлен.

Далее, будем рассматривать МДП - структуру и транзистор на основе кремния р - типа, которые более распространены. В подзатворном слое р типа за счет эффекта поля индуцируется канал n- типа с высокой подвижностью

электронов. Более высокая подвижность электронов по сравнению с дырками обеспечивает более высокое быстродействие n-канальных транзисторов.



Эффект поля - основное свойство МДП-структуры. Он позволяет управлять проводимостью подзатворного полупроводника за счет электрического поля, создаваемого затвором.

При подаче на затвор отрицательного напряжения дополнительные дырки из объема полупроводника втягиваются в подзатворную область. Концентрация дырок здесь возрастает (режим обогащения).

При подаче положительного напряжения, напротив, дырки вытесняются из подзатворной области (режим обеднения).

При увеличении положительного напряжения на затворе до порогового U_0 концентрация дырок и электронов сравниваются (пороговое состояние).

При напряжении на затворе $U_3 > U_0$ в подзатворной области концентрация свободных электронов превышает концентрацию дырок (режим инверсии). Появляющийся при этом слой полупроводника с электронной проводимостью используется, как канал в МДП - транзисторе. Канал соединяет исток и сток (островки кремния n^+ - типа, рис. 1, б). Становится возможным протекание тока между истоком и стоком.

Ток в канале протекает, если к нему приложено напряжение $U_{си}$. В отсутствие канала тока между истоком и стоком нет, транзистор заперт (состояние отсечки). Такой транзистор называется МДП-транзистором с индуцированным (появляющимся) каналом n- типа.

МДП-структура характеризуется пороговым напряжением

$$U_0 = \phi_{МП} + \frac{\sqrt{2q\epsilon_0\epsilon_{П}N\phi_{МП}}}{C_0}, \quad (1)$$

где C_0 – удельная емкость МДП-структуры,

$$C_0 = \frac{\epsilon_0\epsilon_d}{d} \quad (2)$$

В выражениях (1) и (2):

$\phi_{МП}$ – контактная разность потенциалов металл – полупроводник;

d – толщина диэлектрика;

q – элементарный электрический заряд;

ε_0 – абсолютная электрическая постоянная;

$\varepsilon_{П}, \varepsilon_{\partial}$ – относительная диэлектрическая проницаемость полупроводника и диэлектрика;

N – концентрация примеси в полупроводнике.

Зная удельную ёмкость, можно оценить важнейший параметр МДП – транзистора, ёмкость затвор-канал

$$C_{зк} \simeq C_0 \cdot W \cdot L, \quad (3)$$

где W – ширина канала МДП–транзистора; L – длина канала.

Более точное значение U_0 находится с учётом поверхностного потенциала, который зависит от дефектов кристаллической решётки поверхности полупроводника, наличия посторонних примесей и других трудно прогнозируемых факторов. Поэтому фактические величины U_0 могут сильно отличаться от найденных по (1) и параметры транзисторов сильно отклоняются от ожидаемых. Современная технология позволяет ослабить влияние указанных факторов. В настоящей работе поверхностный потенциал полагается равным нулю.

Другой важнейшей характеристикой МДП–структуры является удельная крутизна B , определяющая степень влияния U_3 на состояние канала и ток МДП–транзистора. Чем больше B , тем при меньшем изменении U_3 управляется транзистор (в ключе – замыкается и размыкается). Ток стока I_c определяется выражениями, в зависимости от режима,

$$I_c = B \cdot [(U_3 - U_0) U_{СИ} - 0,5 U_{СИ}^2] \quad (4)$$

или

$$I_c = 0,5 B (U_3 - U_0)^2$$

В обоих случаях степень влияния U_3 на I_c определяет удельная крутизна

$$B = \mu \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_{\partial} W}{d \cdot L}, \quad (5)$$

где μ – коэффициент подвижности носителей в канале.

Анализируя (1) – (5), можно прийти к следующим выводам:

1. Уменьшение U_0 и увеличение B , т.е. улучшение управляемости МДП-структуры достигается, прежде всего, уменьшением толщины диэлектрического слоя. Естественным ограничением при этом является уменьшение его электрической прочности и рост тока утечки между затвором и каналом.

2. Увеличение B достигается уменьшением длины канала, что ограничено разрешающей способностью интегральной технологии (порядка нескольких нанометров в настоящее время).

3. Увеличение B достигается использованием полупроводников с большим коэффициентом подвижности. Поэтому кремниевые n-канальные МДП-транзисторы предпочтительнее p-канальных, а ещё лучшие результаты обеспечивает применение арсенида галлия, отличающегося наиболее высокой подвижностью свободных электронов.

Заряд и разряд ёмкости затвор – канал МДП-транзистора является главным фактором инерционности. Из (1) и (5) следует, что не в ущерб U_0 и B быстродействие МДП-транзистора можно улучшить, только уменьшив площадь канала $W \cdot L$. Именно поэтому успехи в увеличении быстродействия цифровой электроники связаны, в основном, с уменьшением размеров транзисторов.

В современных микропроцессорах с тактовой частотой до нескольких ГГц и количеством транзисторов на кристалле 10^9 и более используются МДП-транзисторы с размерами порядка десяти нанометров и менее и с толщиной диэлектрического слоя в несколько межатомных расстояний (компания Intel).

4. Методические указания по выполнению работы

4.1. Вызвать программу, ярлык которой LAB4 находится на рабочем столе.

4.2. Пользуясь данными табл. 1, для заданного преподавателем варианта, ввести исходные данные. Большие и малые числа вводятся в экспоненциальной форме. Например, концентрацию примесей $N = 0,5 \cdot 10^{17} \text{ см}^{-3}$ следует ввести как 0.5E17.

4.3. Полученные результаты занести в табл. 2.

4.4. Самостоятельно изменить исходные данные так, чтобы было достигнуто уменьшение порогового значения напряжения. Результат занести в табл. 2.

4.5. Самостоятельно изменить исходные данные так, чтобы было достигнуто увеличение удельной крутизны. Результат занести в табл. 2.

4.6. Самостоятельно изменить исходные данные так, чтобы было достигнуто уменьшение ёмкости затвор-канал МДП - транзистора. Результат занести в табл. 2.

5. Содержание отчёта

Отчет должен содержать название и цель работы, рисунки, поясняющие устройство МДП–структуры и МДП–транзистора, полностью заполненную табл. 2 с результатами расчетов и выводы.

6. Контрольные вопросы

1. Каковы конструктивные особенности МДП структур?
2. Почему МДП–структура обладает емкостью?
3. В чем заключается полевой эффект?
4. Перечислите режимы МДП–структур?
5. Что такое пороговое напряжение МДП–структуры и от чего оно зависит?
6. Каково устройство полевого МДП–транзистора с индуцированным каналом?
7. Для чего предназначен МДП–транзистор?
8. В чем преимущества МДП–транзисторов с индуцированным каналом n-типа?
9. Перечислите схемы включения МДП–транзистора как четырехполюсника.
10. Каковы особенности ВАХ МДП–транзисторов с индуцированным каналом?
11. Чем определяется удельная крутизна МДП–транзистора?
12. Каковы пути совершенствования МДП–транзистора?

Таблица 1. Исходные данные для расчетов

Параметры № варианта	Толщина диэлектрика, мкм	Концентрация акцепторной примеси N, см ⁻³	Ширина канала W, мкм	Длина канала L, мкм
1	0,02	$0,3 \cdot 10^{16}$	0,2	1
2	0,025	$0,5 \cdot 10^{16}$	0,3	1,5
3	0,03	10^{16}	0,4	1,25
4	0,035	$0,3 \cdot 10^{17}$	0,5	0,75
5	0,04	$0,5 \cdot 10^{17}$	0,75	1
6	0,05	10^{17}	1	2

Таблица 2. Результаты расчетов

Исходные данные	Измененный параметр	Пороговое напряжение, В	Удельная крутизна, А/В ²	Удельная емкость, Ф/мкм ²	Емкость затвор-канал, Ф
из табл. 1	—				
При самостоятельно изменённом параметре с целью уменьшения порогового напряжения					
При самостоятельно изменённом параметре с целью увеличения удельной крутизны					
При самостоятельно изменённом параметре с целью уменьшения ёмкости затвор-канал					

ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА № 5

ИССЛЕДОВАНИЕ БИПОЛЯРНОГО ТРАНЗИСТОРА

1. Цель работы

Ознакомление с физическими принципами функционирования биполярного транзистора (БТ), с особенностями его изготовления и взаимосвязью конструкции, размеров и параметров.

2. Краткие теоретические сведения.

Биполярный транзистор является трехэлектродным прибором с двумя близкорасположенными взаимодействующими р-п переходами (рис. 1). Для понимания процессов в БТ, необходимо хорошо знать свойства основных типов контактов в электронике (л.р. № 1 и л.р. № 2).

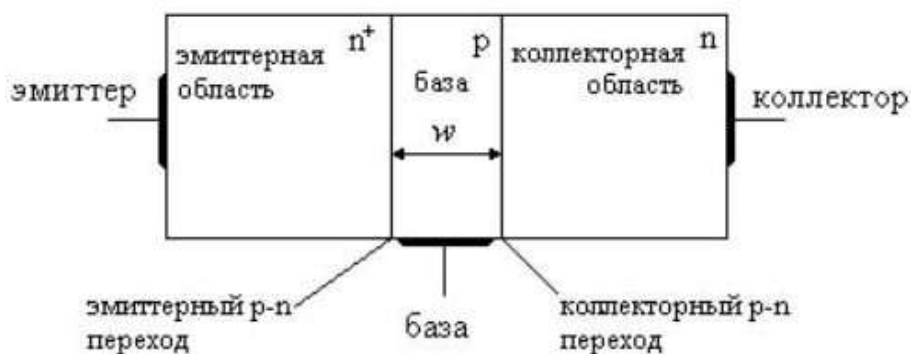


Рис. 1

На рис. 1 изображён БТ со структурой n-p-n. Существуют транзисторы со структурой p-n-p. В работе n-p-n и p-n-p транзисторов принципиальных отличий нет. Однако более распространены n-p-n БТ, в которых движутся свободные электроны, а не дырки, имеющие меньшую подвижность.

Области и металлические электроды БТ имеют следующие названия: n⁺ - эмиттер, p - база и n - коллектор. Логика названий в том, что эмиттер «испускает» носители заряда, а коллектор их «собирает». Эмиттер сильно легирован, что на рисунке обозначено значком n⁺. Р-п переход между эмиттером и базой получил название «эмиттерный переход» (ЭП), между базой и коллектором – «коллекторный переход» (КП).

Важнейшими особенностями конструкции являются:

- 1) малая толщина базы (не более 0,5 мкм);
- 2) малая концентрация примеси в базе (порядка 10^{16} см^{-3});
- 3) большая концентрация примеси в эмиттере, до 10^{20} см^{-3} .

Только при соблюдении перечисленных условий БТ способен проявлять свои главные свойства: усиливать электрические сигналы, а также работать в режиме ключа.

На рис. 2 изображена одна из распространённых схем включения БТ – схема с общей базой (здесь база – общий электрод и для входной и для выходной цепи).

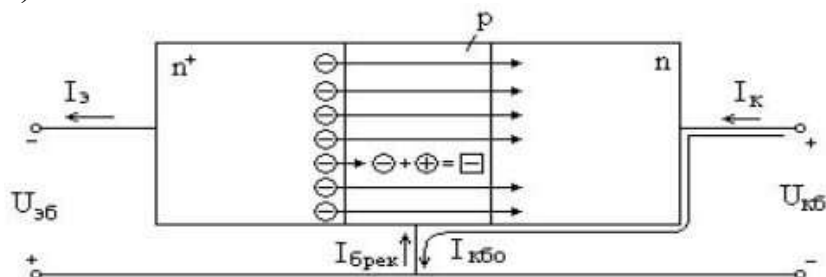


Рис.2 Схема с общей базой(ОБ)

В усилительном (активном) режиме работы БТ:

- 1) $U_{эб}$ – входное напряжение, прямое для эмиттерного перехода;
- 2) $U_{кб}$ – выходное напряжение, обратное для коллекторного перехода.

В открытом ЭП, благодаря прямому напряжению, понижается потенциальный барьер и поэтому протекает большой диффузионный ток основных носителей $I_э$. Эмиттерный ток $I_э$ имеет электронную и дырочную составляющие $I_{эн}$ и $I_{эр}$. Так как концентрация свободных электронов в эмиттере на несколько порядков больше, чем дырок в базе, $I_{эн} \gg I_{эр}$, т.е. происходит практически односторонняя диффузия (инжекция) электронов из эмиттера в базу. Из-за инжекции электронов в базе возникает градиент концентрации dn/dw . Поэтому электроны диффундируют к КП. Являясь в базе неосновными носителями, они попадают в ускоряющее поле КП и извлекаются из базы в коллектор (экстракция). Увеличивается электронная составляющая тока коллекторного перехода. В результате растёт полезный выходной ток $I_к$. Чем больше электронов инжектируется в базу, тем больше их из неё экстрактируется. Поэтому в первом приближении выходной ток пропорционален входному, т.е. БТ способен осуществлять линейное, неискаженное усиление сигналов.

База изготавливается тонкой и слаболегированной. Поэтому, при продвижении электронов через базу, с основными носителями базы – дырками рекомбинирует только небольшая часть электронов (не более 1...2%). Рекомбинация в базе не позволяет этой части электронов достигать КП, что уменьшает полезный выходной ток $I_к$ и создает бесполезный рекомбинационный ток в выводе базы $I_{брек}$.

Еще одна составляющая тока базы легко обнаруживается при разорванной цепи эмиттера. Тока в ЭП при этом нет, но в КП протекает небольшой по величине обратный ток коллектора $I_{кбо}$, создаваемый обратным напряжением $U_{кб}$.

Таким образом, в указанном режиме в БТ действительны следующие соотношения токов:

$$I_{\text{Э}} = I_{\text{К}} + I_{\text{Б}} \text{ (закон Кирхгофа для БТ, рассматриваемого как узел цепи)} \quad (1)$$

$$I_{\text{Б}} = I_{\text{БРЭК}} - I_{\text{КБ0}} \quad (2)$$

$$I_{\text{К}} = \alpha I_{\text{Э}} + I_{\text{КБ0}} \quad (3)$$

В кремниевых транзисторах, наиболее распространённых сегодня, $I_{\text{КБ0}}$ пренебрежимо мал, поэтому из (3) следует: $\alpha \approx \frac{I_{\text{К}}}{I_{\text{Э}}}$.

Статический коэффициент передачи эмиттерного тока α является важнейшим параметром БТ. Можно показать, что коэффициент усиления по мощности БТ с общей базой определяется выражением

$$K_{\text{P}} \approx \alpha^2 \frac{R_{\text{H}}}{r_{\text{Э}}}, \quad (4)$$

где R_{H} – сопротивление нагрузки, включаемое в разрыв коллекторной цепи; $r_{\text{Э}}$ – сопротивление открытого ЭП, которое обычно очень мало.

Так как БТ в отношении нагрузки является источником тока (сопротивление закрытого КП очень велико), R_{H} может на несколько порядков превышать $r_{\text{Э}}$. Поэтому, согласно (4), K_{P} может достигать многих тысяч раз.

На величину коэффициента усиления влияют следующие особенности конструкции.

Качество работы ЭП характеризуется коэффициентом инжекции

$$\gamma = \frac{I_{\text{Эн}}}{I_{\text{Эн}} + I_{\text{Эр}}} = \frac{N_{\text{Э}}}{N_{\text{Э}} + N_{\text{Б}}}, \quad (5)$$

где $I_{\text{Эн}}$ – полезный ток инжекции;

$I_{\text{Эр}}$ – бесполезный встречный дырочный ток;

$N_{\text{Э}}$ и $N_{\text{Б}}$ – концентрация примесей в базе и эмиттере.

Увеличивая $N_{\text{Э}}$, можно получить $\gamma = 0,999$ и более.

Качество процессов в базе характеризуется коэффициентом переноса κ , который показывает, какая доля инжектированных в базу носителей избегает рекомбинации и достигает КП:

$$\kappa = \frac{I_{\text{К}}}{I_{\text{Эн}}} \quad (6)$$

Этот коэффициент тем ближе к идеальному значению — единице, чем тоньше база и меньше степень её легирования (меньше концентрация примесей). Перемножив (5) на (6) получим:

$$\gamma \cdot \kappa = \frac{I_{\text{Эн}}}{I_{\text{Э}}} \frac{I_{\text{К}}}{I_{\text{Эн}}} = \frac{I_{\text{К}}}{I_{\text{Э}}} = \alpha \quad (7)$$

Увеличению коэффициента усиления способствует также неоднородное легирование базы: примесей вводят больше вблизи ЭП, с уменьшением концентрации к КП. В такой неоднородно легированной базе возникает собственное электрическое поле, рис. 3.

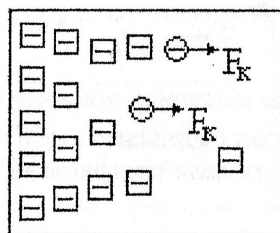


Рис.3 База дрейфового транзистора

Нетрудно убедиться, что собственное поле в такой базе – ускоряющее для неосновных носителей и сила Кулона F_K заставляет их дрейфовать к КП и в результате пересекать базу быстрее (дрейфовый транзистор). Поэтому время пребывания в такой базе (время пролёта) меньше, вероятность рекомбинации и потери из-за неё меньше, частотные и импульсные свойства – лучше.

Дополнительный анализ процессов в БТ приводит к уточненным соотношениям, которые используются в расчётах в настоящей работе.

$$\gamma = \left[1 + \frac{D_{\text{Э}}}{D_{\text{Б}}} \frac{N_{\text{Б}}}{N_{\text{Э}}} \frac{w}{L_{\text{Э}}} \cdot \frac{1 - e^{-2\eta}}{2\eta} \right]^{-1}, \quad (8)$$

где $D_{\text{Б}}, D_{\text{Э}}$ – коэффициенты диффузии в эмиттере и базе;

$N_{\text{Б}}, N_{\text{Э}}$ – концентрация примесей в эмиттере и базе;

w – толщина базы;

$L_{\text{Э}}, L_{\text{Б}}$ – средняя диффузионная длина неосновных носителей в эмиттере и базе;

η – коэффициент неоднородности базы (в бездрейфовом БТ с однородной базой $\eta = 0$, в дрейфовом транзисторе $\eta = 2 \dots 3$).

Коэффициент переноса более точно рассчитывается по формуле:

$$\kappa = \left[1 + \frac{1}{2(\eta + 1)} \left(\frac{w}{L_{\text{Б}}} \right)^2 \right]^{-1} \quad (9)$$

В настоящей работе определяется статический коэффициент передачи тока в схеме с общим эмиттером β (она наиболее распространённая)

$$\beta = \frac{\alpha}{1-\alpha} = \left[\frac{1}{2(\eta+1)} \left(\frac{w}{L_B} \right)^2 + \frac{D_{\text{Э}} \cdot N_B \cdot w}{D_B \cdot N_{\text{Э}} \cdot L_{\text{Э}}} \cdot \frac{1-e^{-2\eta}}{2\eta} \right]^{-1} \quad (10)$$

В число рассчитываемых параметров включается также предельная частота передачи тока в схеме с ОБ

$$f_{\alpha} \simeq \frac{1}{2\pi\tau_{\text{ПР}}}, \quad \tau_{\text{ПР}} = \frac{w^2}{2D_B(\eta+1)}, \quad (11)$$

$\tau_{\text{ПР}}$ – время пролёта базы неосновными носителями.

Несмотря на эти уточнения, в настоящей работе БТ рассматривается упрощённо. В полной модели программы PSPICE насчитывается до 60 параметров БТ.

3. Методические указания по выполнению работы

3.1. Вызвать программу, ярлык которой LAB5, находится на рабочем столе.

3.2. Ввести исходные данные согласно заданному преподавателем номеру варианта 1–6 и данным табл. 1. При вводе больших и малых чисел пользоваться экспоненциальной формой записи. Например, число $0.5 \cdot 10^{17}$ следует ввести как 0.5E17. После набора каждого числа нажимать ENTER.

3.3. Перенести в отчёт рисунок БТ с экрана.

3.4. Перенести в табл. 2. результаты расчёта исходного варианта.

3.5. Повторить расчёт для случая однородной базы (диффузионный транзистор), результаты занести в табл. 2. Все не указанные в п.п. 3.5–3.8 параметры оставлять равными исходным.

3.6. Повторить расчёт для случая повышенной концентрации примесей в эмиттере $N_{\text{Э}}$, увеличив её на порядок. Результаты занести в табл. 2.

3.7. Повторить расчёт для случая повышенной концентрации примесей в базе $N_{\text{Б}}$, увеличив её на порядок. Результаты занести в табл. 2.

3.8. Повторить расчёт для случая увеличенной толщины базы w , увеличив её вдвое. Результаты занести в табл. 2.

Таблица 1. Исходные данные (дрейфовый кремниевый n-p-n БТ)

№ варианта	Концентрация примесей в эмиттере $N_{\text{Э}}, \text{см}^{-3}$	Концентрация примесей в базе $N_{\text{Б}}, \text{см}^{-3}$	Толщина базы, $w, \text{мкм}$	Коэффициент неоднородности базы, η
1	$3 \cdot 10^{18}$	$3 \cdot 10^{16}$	0,1	1,5
2	$5 \cdot 10^{18}$	$5 \cdot 10^{16}$	0,2	2
3	10^{19}	10^{17}	0,3	3
4	$3 \cdot 10^{19}$	$3 \cdot 10^{17}$	0,25	2,5
5	$5 \cdot 10^{19}$	$5 \cdot 10^{17}$	0,4	1,75
6	10^{20}	10^{18}	0,35	2,25

Таблица 2. Результаты исследований

Вариант	Коэф. инжекции γ	Коэф. переноса κ	Коэф. передачи тока ОБ, α	Коэф. передачи тока ОЭ, β	Среднее время пролёта $\tau_{\text{ПР}}, \text{нс}$	Предельная частота в схеме ОБ $f_{\alpha}, \text{МГц}$
Исходный (табл. 1)						
Однородная база $\eta = 0$ (диффузионный БТ)						
Повышенная концентрация примесей в эмиттере $N_{\text{Э}}, \text{см}^{-3}$						
Повышенная концентрация примесей в базе $N_{\text{Б}}, \text{см}^{-3}$						
Увеличенная толщина базы $w, \text{мкм}$						

4. Содержание отчёта

- название и цель работы;
- рисунок схемы ОБ с поясняющими подписями;
- полностью заполненная табл. 2.
- выводы, поясняющие действия при выполнении заданий, их результаты и их практическое значение.

5. Контрольные вопросы

1. Перечислите конструктивные особенности биполярных транзисторов (БТ)
2. Каково условно-графическое изображение БТ?
3. Каковы режимы работы БТ?
4. Каковы схемы включения БТ как четырехполюсника?
5. Перечислите физические процессы происходящие в БТ в активном режиме
6. Как повысить эффективность инжекции эмиттера БТ?
7. Каким образом инжектированные из эмиттера в базу носители достигают коллектора?
8. Что такое дрейфовый БТ и каковы его преимущества в сравнении с обычным БТ?
9. Перечислите составляющие тока базы
10. Какие требования предъявляют к легированию коллектора?
11. Каково типичное значение коэффициента передачи тока эмиттера в схеме ОБ?
12. Каково типичное значение коэффициента передачи тока базы в схеме ОЭ?
13. Каковы входные и выходные ВАХ для схемы ОБ?
14. Каковы входные и выходные ВАХ для схемы ОЭ?
15. Поясните механизм усиления по мощности для схем ОБ и ОЭ

ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА № 6**ИЗУЧЕНИЕ ПЛАНАРНО-ЭПИТАКСИАЛЬНОЙ
ТЕХНОЛОГИИ*****1. Цель работы***

Изучение основных технологических операций и в целом технологии изготовления интегральных схем (ИС) на примере полупроводниковых ИС на биполярных транзисторах.

2. Домашнее задание

Изучить раздел «Краткие теоретические сведения». К выполнению работы допускаются студенты, способные объяснить назначение основных технологических операций изготовления ИС, назначение фотошаблона, фоторезиста.

3. Задание

В режиме «обучение», предусмотренном в выполняемой лабораторной работе, изучить последовательность применения основных технологических операций при изготовлении ИС на биполярных транзисторах. В режиме «зачет» ответить на десять вопросов по технологии изготовления. Удовлетворительным результатом можно считать не более 1 ошибки при времени выполнения задания не более нескольких минут.

Результат выполнения задания представляется преподавателю.

4. Краткие теоретические сведения

В современной электронной аппаратуре используют полупроводниковые интегральные схемы (ИС) на основе биполярных или МДП транзисторов. Полупроводниковые ИС изготавливают по планарной (плоскостной) технологии, так как все элементы ИС очень тонкие, плоские и располагаются в тонком приповерхностном слое общего кристалла полупроводника — подложки. Минимальный топологический размер (минимальный размер областей) транзисторов может составлять от единиц микрометров до единиц нанометров. Наименьший топологический размер характерен для цифровых процессоров и элементов памяти выполняемых на основе КМДП транзисторов. Количество транзисторов современного процессора достигает 10^9 на кристалле площадью около 1 см^2 .

Главная технологическая операция в планарной технологии — фотолитография. Фотолитография позволяет создать на поверхности подложки маску с окнами в необходимых местах для диффузии примесей или

иной обработки. В типичном случае фрагмент подложки с маской имеет вид рис. 1.

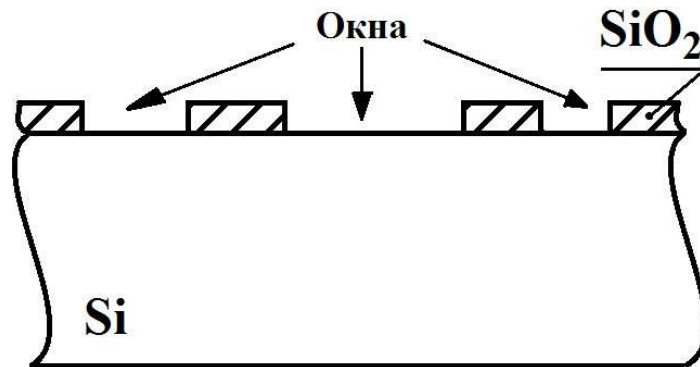


Рис. 1

Здесь защитный слой маски – двуокись кремния SiO_2 на поверхности кремниевой подложки.

Упрощённо процесс фотолитографии поясняют рисунки рис. 2.



Рис. 2,а. Подготовленная к фотолитографии монокристаллическая кремниевая подложка с идеально обработанной поверхностью и выбранной кристаллографической ориентацией.

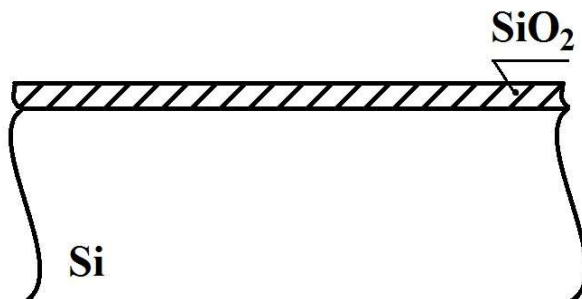


Рис. 2,б. Создание слоя SiO_2 окислением кремния.

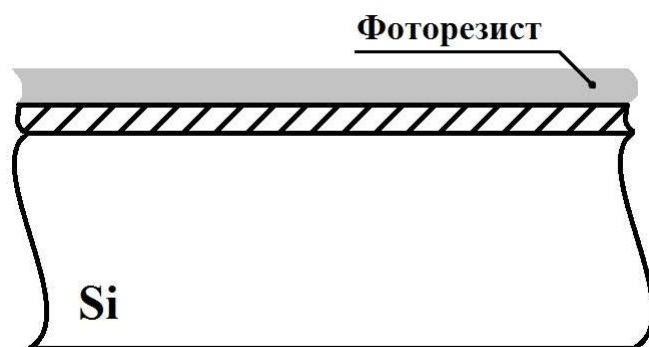


Рис. 2,в. Нанесение фоторезиста — светочувствительного вещества, которое под действием света полимеризуется и затвердевает.

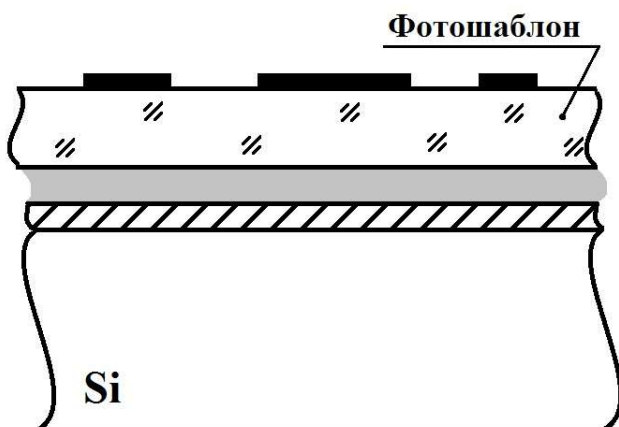


Рис. 2,г. Наложение на фоторезист фотошаблона — стеклянной фотопластинки, на которую сфотографировано с большим уменьшением необходимое чёрно-белое изображение.

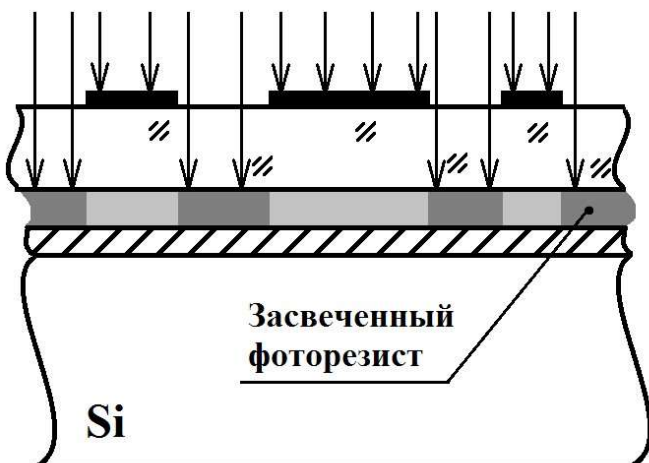


Рис. 2,д. Засветка. Свет проникает сквозь прозрачные участки фотошаблона и засвечивает под ними фоторезист.

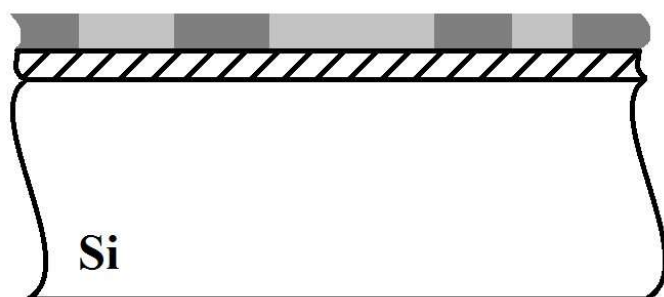


Рис. 2,е. Удаление фотошаблона.

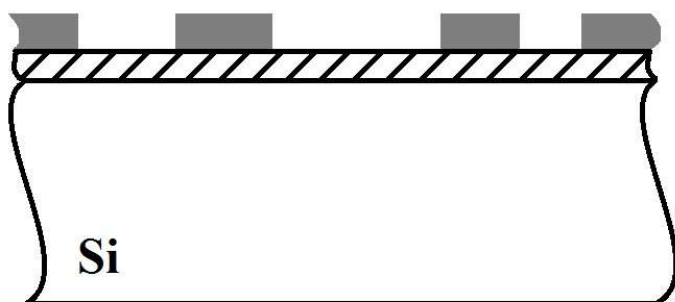


Рис. 2,ж. Смывка незасвеченного фоторезиста растворителем. Растворитель не действует на засвеченный фоторезист

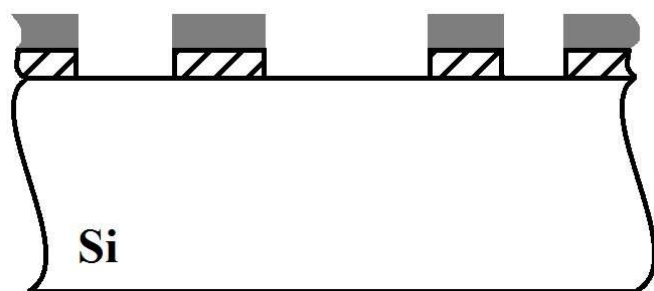


Рис. 2,з. Травление слоя SiO_2 плавиковой кислотой (HF). Плавиковая кислота не действует на засвеченный фоторезист

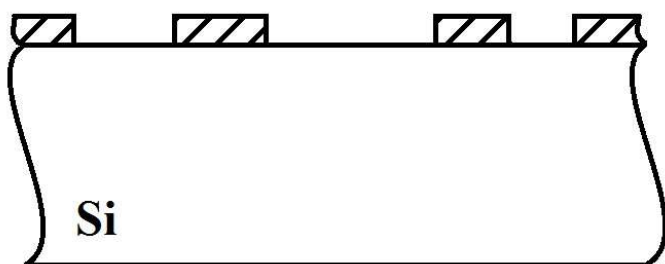


Рис. 2,и. Смывка засвеченного фоторезиста.

Если размер препятствия сравним с длиной волны света, то свет огибает такое препятствие. Это явление называется дифракция и оно свойственно всем волновым процессам. Из-за дифракции наблюдается частичная засветка затенённого фоторезиста, границы света и тени становятся нечёткими. Это приводит к изменениям формы и размеров окон маски и потере технологического контроля. Таким образом, главным фактором, ограничивающим минимальный топологический размер, является дифракция света, рис. 3. Например, использование света ртутной лампы (длина волны около 400 нм) для засветки фоторезиста позволяет изготовить элементы с минимальным топологическим размером порядка 1 мкм.

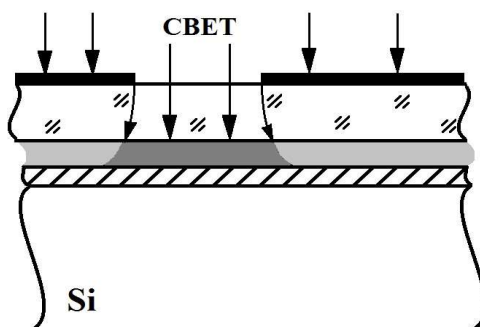


Рис. 3

В настоящее время при изготовлении передовых ИС с топологическим размером порядка единиц нм используется так называемый экстремальный ультрафиолет с длиной волны около 14 нм.

Для исключения влияния пылинок, всегда присутствующих в виде взвеси в воздухе операции фотолитографии выполняют в специальных помещениях — чистых комнатах с избыточным давлением очищенного воздуха.

Планарный процесс изготовления ИС на одноступенчатых биполярных транзисторах состоит из семи циклов фотолитографии при которых требуется с высокой точностью совмещать рисунки всех фотошаблонов. При изготовлении цифровых ИС на комплементарных МДП транзисторах количество таких циклов меньше, и равно шести.

Через окна в маске осуществляется диффузия примесей в полупроводник. Для этого кремниевые пластины в специальном реакторе помещают в диффузионную печь. В реакторе создается атмосфера, содержащая донорную или акцепторную примесь в газообразном состоянии. При высокой температуре примесь проникает через окна в полупроводник. Концентрация примеси и глубина ее проникновения тем больше, чем больше температура и время диффузии.

При диффузии формируются области с убывающей с глубиной концентрацией примеси. Альтернативой для диффузии является ионная имплантация примесей. Ионы примеси разгоняются в вакууме и бомбардируют полупроводник, проникая в него. Глубина проникновения определяется энергией ионов. Поэтому, имплантация позволяет создавать любой заданный профиль примеси по глубине.

Широкое применение в планарном процессе имеет операция выращивания тонких высококачественных слоев полупроводника, продолжающих кристаллическую структуру подложки, которая называется эпитаксия. В кремниевой технологии используют эпитаксию из газовой фазы. Для этого кремниевую подложку помещают в реактор, в котором создана атмосфера содержащая соединение кремния с хлором - силан (SiCl_4). При температуре эпитаксии (около 1200 °C) силан разлагается и атомы кремния присоединяются к подложке регулярно продолжая ее кристаллическую структуру.

Для легирования эпитаксиального слоя, при его выращивании, в атмосферу реактора добавляют соединения содержащие донорные или акцепторные примеси. При неизменности условий эпитаксии будет неизменной и концентрация примеси во всем эпитаксиальном слое. Толщина эпитаксиального слоя тем больше, чем больше температура и время

эпитаксии. Эпитаксиальные слои отличаются высоким качеством и минимумом содержания посторонних примесей, так как их рост идет при температурах существенно меньших, чем температура синтеза самой кремниевой подложки.

При изготовлении ИС применяется также операция напыления различных веществ – металлов, диэлектриков, полупроводников. Для этого напыляемое вещество нагревают в вакууме до температуры испарения. Затем, пары вещества конденсируются на холодной подложке. Толщину осаждаемого слоя можно легко регулировать управляя временем процесса. Напыление металла (Al) позволяет создавать проводящие соединения элементов ИС.

5. Методические указания по выполнению работы

Настоящая лабораторная работа не нуждается в подробных методических указаниях. Для её выполнения достаточно по любому учебнику [2,3], лекциям или данному описанию ознакомиться с основными технологическими операциями технологии изготовления интегральных схем – фотолитографией, диффузией примесей, эпитаксией и напылением. Порядок применения этих операций при изготовлении биполярного транзистора можно изучить при выполнении лабораторной работы, войдя в меню в раздел «обучение». Рекомендуется работать в этом разделе до тех пор, пока не будет освоен порядок этапов изготовления. Порядок операций изготовления МДП транзистора намного проще и может быть установлен по аналогии самостоятельно.

Если это предлагается сделать преподавателем, перейдите к режиму «формирование структуры». Здесь можно самостоятельно изготовить интегральную схему, причём программа будет указывать на допущенные ошибки.

Завершается работа сдачей «зачёта» в режиме «зачёт».

6. Содержание отчета

1. Название лабораторной работы.
2. Рисунок сформированной в результате выполнения лабораторной работы структуры с указанием, какие интегральные электронные элементы она содержит.

7. Контрольные вопросы

1. Перечислите основные этапы фотолитографии.
2. Что такое фоторезист?
3. Что такое фотошаблон?
4. Как формируется оксидный слой?
5. Для какой цели используют травление оксидного слоя при фотолитографии?
6. Чем обусловлен выбор оксида кремния в качестве маски при диффузии примесей?
7. Как выполняется диффузия?
8. Как распределена примесь по глубине после диффузии?
9. Что такое эпитаксия? Как выполняется эпитаксия кремния?
10. Как распределена примесь по эпитаксиальному слою?
11. Как выполняют напыление металлического слоя для создания соединительных проводников?
12. Почему дифракция определяет минимальный топологический размер элементов ИС?

ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА № 7**ИССЛЕДОВАНИЕ КЛЮЧА НА КОМПЛЕМЕНТАРНЫХ МДП
ТРАНЗИСТОРАХ*****1. Цель работы***

Изучение принципа работы КМДП - ключа (ключа на комплементарных МДП транзисторах), определение средней работы переключения КМДП - ключа и её связи с топологическим размером транзистора.

2. Домашнее задание

Изучить раздел «Краткие теоретические сведения». К выполнению работы допускаются студенты, способные объяснить устройство и особенности КМДП-ключа. Подготовить бланк отчета со схемой КМДП-ключа и рисунком, поясняющим устройство комплементарных МДП-транзисторов (Рис. 2,3).

3. Задание

1. С использованием программы Microcap получить для исходной схемы передаточную характеристику $U_{\text{вых}} = f(U_{\text{вх}})$ и определить потребляемую мощность статического состояния $P_{\text{стат}}$.
2. Получить временные диаграммы в режиме переключений, определить среднее время переключения t и средний потребляемый ток I , рассчитать среднюю потребляемую мощность P .
3. Рассчитать среднюю работу переключения Pt .
4. Изменить согласно заданному преподавателем варианту параметры транзисторов схемы, повторить действия п.п. 2 – 3.
5. Определить минимальный топологический размер видоизменённого варианта.

4. Краткие теоретические сведения

Базис современной электронной аппаратуры составляют аналоговые и цифровые интегральные схемы (ИС). Цифровые ИС (ЦИС) состоят из большого количества однотипных ключей выполненных на биполярных или МДП (МОП) транзисторах. В настоящее время в основном выпускают ЦИС на основе так называемых комплементарных МДП (КМДП, КМОП) ключей.

Уменьшение топологического размера транзисторов (техпроцесса) и повышение функциональной сложности ЦИС позволило создать

сверхбольшие ЦИС - многоядерные процессоры компьютеров, содержащие миллиарды транзисторов.

Энергопотребление - важнейший показатель ИС. Этот показатель можно оценить по средней потребляемой транзисторным ключом мощности:

$$P = (P_0 + P_1)/2, \quad (1)$$

где P_0 – мощность потребляемая ключом при низком уровне напряжения на выходе (состояние «логический ноль», «0»), P_1 – мощность потребляемая ключом при высоком уровне напряжения на выходе (состояние «логическая единица», «1»).

Если ЦИС содержит m ключей, то средняя потребляемая ЦИС мощность или мощность рассеиваемая на кристалле $P_{\text{расс}} = mP$.

Быстродействие ключа определяется средним временем переключения:

$$t = (t_{01} + t_{10})/2, \quad (2)$$

где t_{01} – время переключения из состояния 0 в состояние 1, t_{10} – время переключения из состояния 1 в состояние 0. Эти времена измеряются в реальных условиях на входе и на выходе, когда источником сигнала и нагрузкой являются другие такие же ключи.

Так как, любая ЦИС состоит из цепочек ключей, то среднее время переключения t будет определять и скорость передачи сигнала по цепочке ключей - «среднее время задержки распространения сигнала».

Комплементарной называют пару МДП-транзисторов с максимально близкими параметрами, но различным типом инверсионного канала. В одном из транзисторов канал n-типа, а в другом – канал p-типа, рис. 1. Схема КМДП (КМОП) – ключа приведена на рис. 2.

В цифровых схемах ключ может быть только в двух состояниях. Одно состояние соответствует логической 1, другое логическому 0. Затворы транзисторов КМДП - ключа соединены и образуют вход. При 1 на входе ключа (высокий потенциал) канал существует только в n-канальном, а при 0 на входе только в p-канальном МДП-транзисторе.

Нагрузкой КМДП ключа выступает такой же КМДП ключ с практически нулевым статическим входным током затвора, но обладающий входной емкостью C . Эта емкость есть сумма межэлектродных емкостей, барьерной емкости перехода транзистор-подложка и емкости соединительных проводников.

При переключениях, емкость C заряжается через открытый верхний транзистор (при подаче 0 на вход) и разряжается через нижний транзистор (при подаче 1 на вход). Емкость заряжается до напряжения, близкого к напряжению источника питания $U = E_{\text{пит}}$ и разряжается до 0 В.

Очевидно, что при полном цикле переключения (например, $1 \rightarrow 0 \rightarrow 1$) рассеивается энергия CU^2 , так как энергия заряженного конденсатора это $CU^2/2$. Эта энергия рассеивается в каналах транзисторов при протекании тока заряда и тока разряда. В первом приближении эти токи и сопротивления каналов одинаковы. Тогда, в соответствии с законом Джоуля-Ленца $CU^2 = I^2 R_{\text{канал}}$.

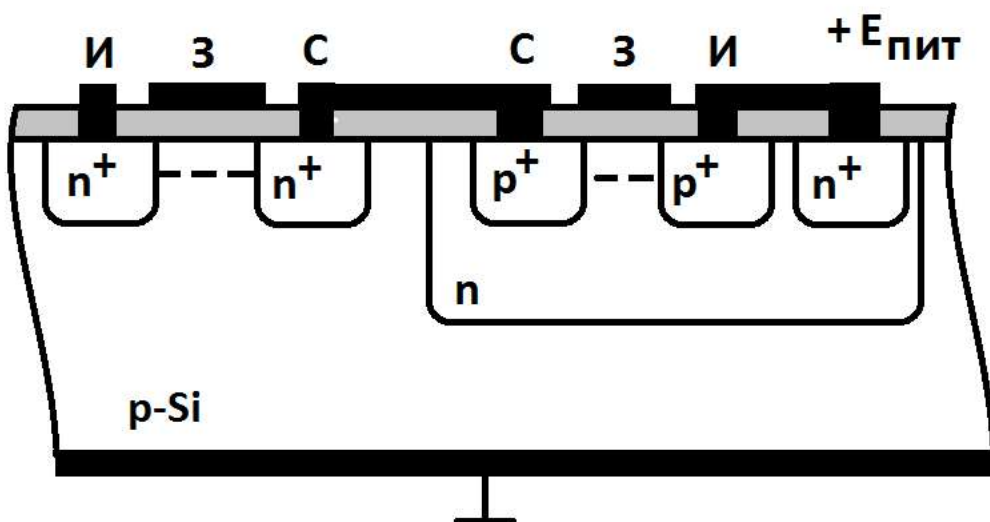


Рис. 1

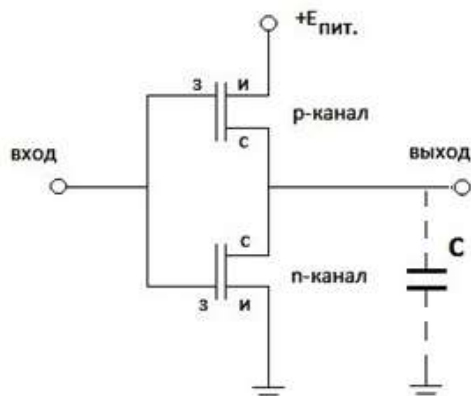


Рис. 2

Поскольку один из транзисторов комплементарной пары всегда закрыт, а они соединены последовательно, то в статическом состоянии (0 или 1 на входе) ток от источника не потребляется и $R_{\text{стат}} \sim 0$. Благодаря этому энергопотребление КМДП ключей рекордно мало по сравнению с другими видами транзисторных ключей.

Т.к. КМДП ключи потребляют энергию только в момент переключения их качество удобно оценивать средней работой переключения в расчете на один ключ:

$$P_t = CU^2 \quad (3)$$

Где P мощность потребляемая в момент переключения. Она равна произведению напряжения питания ($E_{пит}$) и среднего тока потребляемого в момент переключения $E_{пит} \times I_{дин}$.

Работу переключения можно вычислить, также, как произведение мощности потребляемой в момент переключения на среднее время переключения $P \times t = P_t$.

В настоящее время, для КМДП ключей, $P_t > 0,01$ пДж.

Если предположить, что в ЦИС происходит изменение состояния всех m КМДП-ключей с тактовой частотой f , то рассеиваемая в виде тепла мощность составит величину

$$P_{расс} = mf P_t \quad (4)$$

На практике, все КМДП ключи одновременно не переключаются, поэтому выражение (4) это верхняя оценка рассеиваемой кристаллом мощности.

Так как, при уменьшении w уменьшается площадь полевого МДП-транзистора, то это приводит к уменьшению C и, соответственно, уменьшению P_t . Это позволяет сохранять тепловыделение на единицу площади кристалла при уменьшении топологического размера транзисторов w и, по крайней мере пока, гарантирует прогресс ЦИС на основе КМДП ключей по закону Мура.

Емкость C требуют времени на заряд и разряд ($\tau=RC$) при переключении. Это ограничивает быстродействие ключа. Уменьшение техпроцесса и уменьшение C ведет, также, к увеличению быстродействия КМОП ключей. Процессор Intel 8086 (КМОП, 1979 год) имел техпроцесс 3000 нм и работал на частоте 10 МГц. Pentium (КМОП, 1993 год) имел техпроцесс 800 нм и работал на частоте 66 МГц. Сегодня, при техпроцессах уровня 10 нм, рабочие частоты — единицы ГГц.

5. Описание исследуемой схемы

В исследуемой схеме (рис. 3) применены три одинаковых КМДП-ключа, включенные один за другим (каскадно — с точки зрения схемотехники и последовательно как логические элементы). Этим обеспечиваются типичные для ЦИС условия на входе и на выходе среднего из этих трех ключей — его источником сигнала и нагрузкой, как обычно в ЦИС, являются другие такие же ключи.

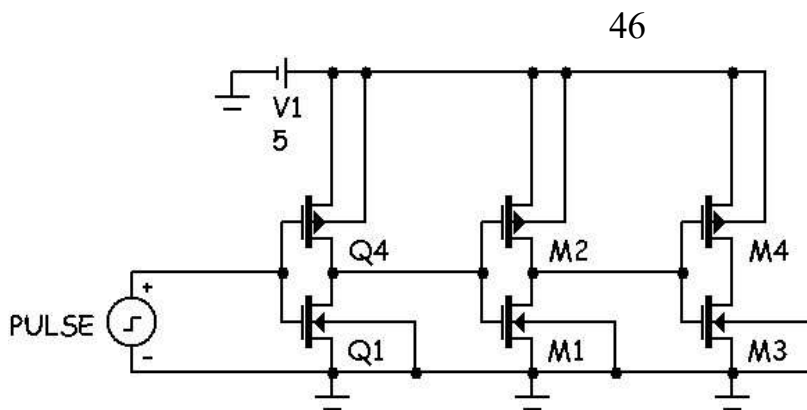


Рис. 3

На рис. 4 показано, как по временным диаграммам определить t_{10} и t_{01} среднего ключа.

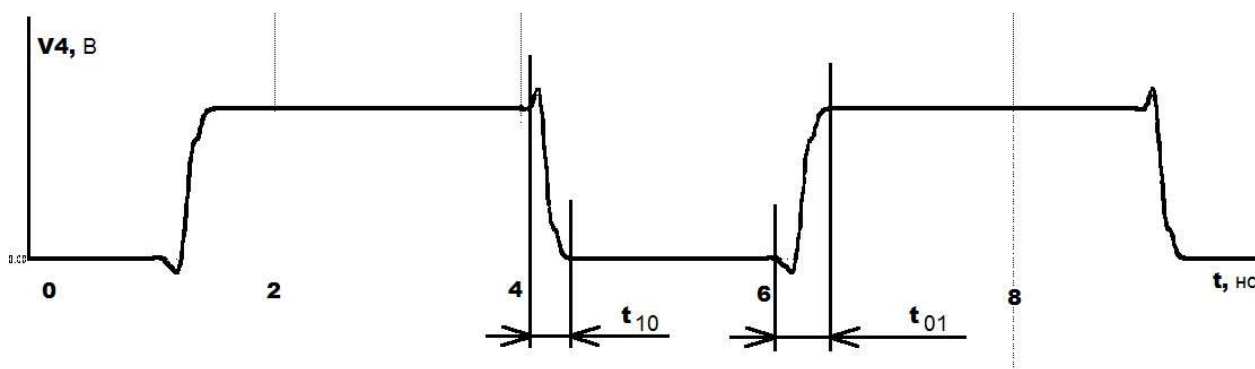


Рис. 4

6. Методические указания по выполнению работы

1. Два раза щелкнуть на ярлык CMOS на рабочем столе. На экране появится исходная исследуемая схема рис. 3. Войти в меню file / save as и к имени файла добавить номер группы. Сохранить файл в папке «студент». Если при выполнении работы будет допущена ошибка, закрыть программу и начать работу заново.

2. Получить передаточную характеристику $U_{\text{вых}} = f(U_{\text{вх}})$, для чего в главном меню выбрать Analysis, затем DC и в появившемся окне – Run. Зарисовать характеристику. Указать на ней значения выходного напряжения в вольтах для логической 1 $U_{\text{вых макс}}$, для логического 0 $U_{\text{вых мин}}$, для входного напряжения, при котором изменяется состояние ключа (порогового напряжения U_0). Для этого достаточно привести курсор на интересующую точку графика.

3. Закрыть окно с характеристикой кликом на нижнем кресте в правом верхнем углу. Точно совместить курсор с батареей питания V1. Выписать из появившегося окна значение потребляемого тока статического состояния ISource. Так как это общий ток всех трех ключей, поделить это значение на 3,

что будет соответствовать потребляемому одним ключом току $I_{\text{стат}}$. Рассчитать потребляемую ключом мощность статического состояния

$$P_{\text{стат}} = E_{\text{пит}} \times I_{\text{стат}}, \quad (5)$$

где $E_{\text{пит}}$ – напряжение источника питания V1, которое можно уточнить, наведя курсор мыши на его изображение на схеме.

4. Перейти к режиму переключений, выбрав Analysis, Transient, Run. На появившихся временных диаграммах выходной диаграммой исследуемого среднего ключа является зеленая диаграмма V4. Определить по ней, как это показано на рис. 4, t_{01} и t_{10} и рассчитать согласно формуле (2) среднее время переключения t .

5. Действуя, как в п.3, закрыть окно с временными диаграммами и определить средний потребляемый ток исследуемого ключа в режиме переключений $I_{\text{дин}} = I_{\text{Source}}/3$. Рассчитать среднюю потребляемую ключом при этом мощность

$$P = E_{\text{пит}} \times I_{\text{дин}}. \quad (6)$$

6. Рассчитать P_t по найденным в п. 5 и п. 4 значениям P и t . Рассчитать $P_{\text{расс}}$ ЦИС по формуле (4). Принять количество ключей $m = 10^8$. Тактовая частота (количество переключений в секунду), согласно временным диаграммам, составляет $f = 200$ МГц. Считать, что на каждом такте происходит переключение всех m ключей.

7. Двойным кликом на любом из нижних транзисторов (это одинаковые n-канальные МДП модели Q1) вызвать окно с параметрами модели Q1. Согласно заданному преподавателем варианту, уменьшить в n раз (табл. 1) все три основные ёмкости транзистора:

CGSO – ёмкость затвор-исток;

CGDO – ёмкость затвор-сток;

CGBO – ёмкость затвор-подложка.

Записать в отчет значения указанных емкостей до и после изменения.

Таблица 1

№ варианта	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
n	1.5	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12

Это достигается исправлением величин в трёх окошках с указанными названиями. Исправления подтвердить, кликнув ОК. Тем самым приближённо моделируется уменьшение размеров транзистора,

достигаемое уменьшением минимального топологического размера w . Из этого же окна выписать значение длины канала L . В дальнейшем считать $w = L$.

6. Повторить действия п. 8 для модели Q4 верхних p-канальных транзисторов.
7. При изменённых параметрах вновь получить временные диаграммы (Analysis, Transient, Run), повторить действия п.п. 4, 5, 6, найти изменившуюся величину $P_{\text{измтизм}}$.
8. Рассчитать минимальный топологический размер видоизмененной схемы $w_{\text{изм}}$. Так как площадь и ёмкость пропорциональны квадрату линейного размера, с учётом (3) формула для этого расчёта имеет вид:

$$w_{\text{изм}} = w(P_{\text{измтизм}}/P_t)^{1/2}.$$

7. Содержание отчета

1. Название и цель работы. Рисунки из домашнего задания. Исследуемую схему.
2. Рисунок передаточной характеристики с указанием напряжения логической 1: $U_{\text{вых макс}}$; логического 0: $U_{\text{вых мин}}$; входного напряжения, при котором изменяется состояние ключа (порогового напряжения U_0).
3. Значения:
 - потребляемого тока статического состояния ключа $I_{\text{стат}}$;
 - потребляемой мощности статического состояния ключа $P_{\text{стат}}$;
 - времен t_{01} и t_{10} и среднего времени переключения ключа t ;
 - средней потребляемой ключом мощности в процессе переключения ключа P ;
 - средней работы переключения ключа P_t ;
 - емкостей транзисторов до и после изменения;
 - времен t_{01} и t_{10} и среднее время переключения $t_{\text{изм}}$ видоизменённого ключа в режиме переключений;
 - средней потребляемой ключом мощности в режиме переключений видоизменённого ключа $P_{\text{изм}}$;
 - средней работы переключения видоизменённого ключа $P_{\text{измтизм}}$;
 - исходного w и изменённого $w_{\text{изм}}$ значений минимального топологического размера.

8. Контрольные вопросы

1. Что такое логические уровни в цифровой электронике?
2. Для чего предназначены транзисторные ключи (ТК)?
3. Что такое средняя работа переключения ТК, как она определяется?
4. Поясните, почему энергопотребление это важнейший показатель цифровых ИС
5. Какие проблемы с временем распространения сигнала возникают при последовательном соединении ТК?
6. Что такое комплементарные МДП транзисторы?
7. Изобразите схему ТК на комплементарных МДП транзисторах
8. Почему КМДП-ключ в статическом состоянии практически не потребляет мощность от источника питания?
9. Каков характер типичной нагрузки для КМДП-ключа?
10. Показать пути токов заряда и разряда нагрузочной ёмкости КМДП-ключа
11. Где выделяется тепло при переключении КМДП-ключа с емкостной нагрузкой?
12. Почему мощность потребляемая КМДП-ключом растет пропорционально частоте переключений?
13. Почему мощность потребляемая КМДП-ключом уменьшаются с уменьшением размеров транзисторов?
14. Почему мощность потребляемая КМДП-ключом уменьшаются с уменьшением $E_{пит}$ и порогового напряжения?
15. Почему развитие ИС на КМДП-ключах подчиняется закону Мура?

ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА № 8

ИССЛЕДОВАНИЕ ТТЛ-ЭЛЕМЕНТА

1. Цель работы

Изучение принципов построения и особенностей применения логических элементов транзисторно-транзисторной логики (ТТЛ) на биполярных транзисторах (БТ). Исследование статических и динамических характеристик ТТЛ-элемента на примере ТТЛ-инвертора.

2. Домашнее задание

Изучить раздел «Краткие теоретические сведения». К выполнению работы допускаются студенты, способные назвать основные типы логических элементов, пояснить логику работы ТТЛ-элемента И-НЕ и устройство многоэмиттерного транзистора. Подготовить бланк отчета со схемой простейшего ТТЛ-элемента, с рисунком, поясняющим устройство многоэмиттерного транзистора, с подготовленной к заполнению табл. 1.

3. Задание

1. С использованием программы Мисгосар для ТТЛ-инвертора в номинальном режиме получить передаточную характеристику и определить ее основные параметры.
2. Определить потенциалы узлов и режимы транзисторов при входном сигнале высокого уровня, т.е. 1.
3. Получить временную диаграмму при воздействии на входе прямоугольного отпирающего импульса и определить по ней время включения, время выключения и среднее время переключения.
4. Выполнить те же исследования для заданного преподавателем варианта ТТЛ-инвертора с измененными параметрами (БТ).
5. Сделать выводы (о влиянии параметров БТ на быстродействие ТТЛ-инвертора).

4. Краткие теоретические сведения

ТТЛ позволяет реализовать самые разные логические функции, в том числе – основные – И, ИЛИ, НЕ и их комбинации. На рис. 1,а приведена схема простейшего базового ТТЛ-элемента И-НЕ с двумя входами. Его основу образует многоэмиттерный транзистор (МЭТ), который отличается от

обычного интегрального биполярного транзистора (БТ) наличием не одной, а нескольких эмиттерных областей (например, двух, как на рис. 1,б). Изготовление многоэмиттерного БТ требует тех же технологических операций, что и для обычного транзистора и не усложняет изготовление ИС.

В МЭТ, в отличие от обычного транзистора, не один, а несколько равноценных эмиттерных переходов. Поэтому при подаче прямого напряжения на любой из этих переходов начинается инжекция неосновных носителей в базу и может быть получен активный или насыщенный режим.

ТТЛ-элемент используется в цепях с цифровыми сигналами, т.е. на входах появляются сигнал "0" (напряжение низкого уровня, обычно близкое к 0 В), или сигнал "1" (напряжение высокого уровня, обычно близкое к напряжению источника питания).

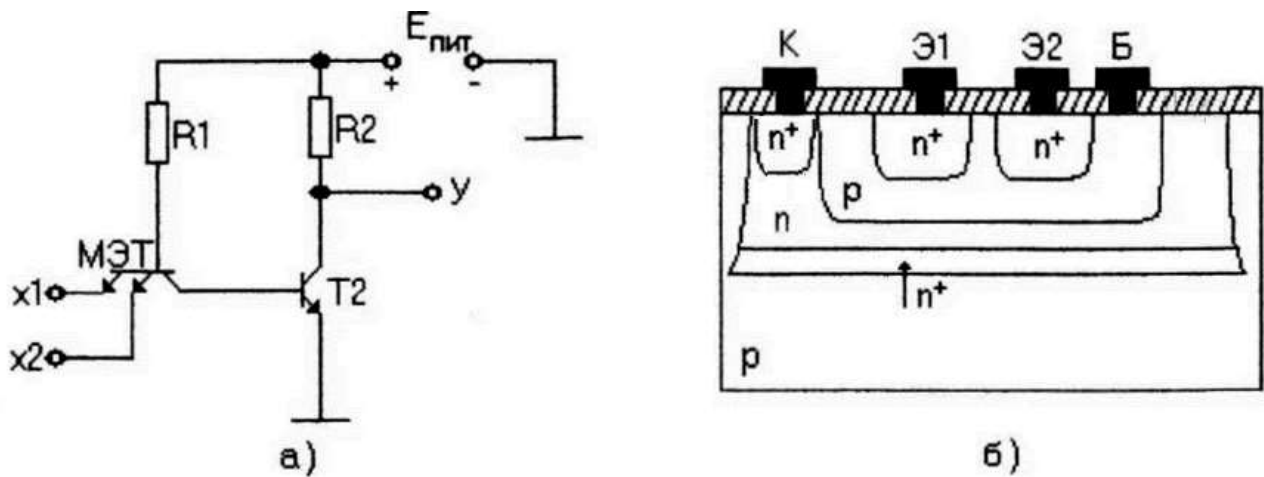


Рис. 1

Если, например, на входе x1 присутствует сигнал 0 (т.е. напряжение, близкое к 0), то на первом эмиттерном переходе МЭТ действует прямое напряжение и этот переход открыт. В этом случае ток от плюса источника питания через резистор R1 протекает через открытый переход на землю.

Напряжение на открытом эмиттерном переходе МЭТ около 0.7 В. Этого недостаточно для отпириания двух последовательных переходов - коллекторного перехода МЭТ и эмиттерного перехода Т2. Т2 закрыт, падение напряжения на R2 равно нулю, и на выходе ТТЛ-элемента действует напряжение высокого уровня, т.е. сигнал 1.

Аналогичная картина наблюдается и при сигнале 0 на входе x2 и при сигналах 0 на обоих входах.

При одновременной подаче сигналов 1 на все входы МЭТ эмиттерные переходы МЭТ будут заперты. На базе МЭТ высокий потенциал, достаточный для отпириания двух последовательных переходов - коллекторного перехода МЭТ и эмиттерного перехода Т2. В этом случае ток от плюса источника через R1 проходит через коллекторный переход МЭТ и эмиттерный переход Т2. Т2

открыт, напряжение на выходе ТТЛ-элемента близко к 0. Таблица истинности ТТЛ-элемента:

x1	x2	y
0	0	1
0	1	1
1	0	1
1	1	0

что соответствует логической функции И-НЕ.

Логические элементы И-НЕ обладают значительной универсальностью. При соединении между собой входов элемента И-НЕ он становится элементом НЕ (инвертор). Если подключить инвертор на выход элемента И-НЕ, получаем функцию И-НЕ-НЕ = И и т.д.

Для вычисления сложных логических функций образуют разветвленные цепи из последовательных соединений ТТЛ элементов. При этом, важной является нагрузочная способность ТТЛ элемента, то есть его способность нормально работать при подключении к его выходу нескольких входов других элементов. Нагрузочная способность простейшего ТТЛ элемента низкая.

С увеличением числа нагрузочных элементов сопротивление нагрузки уменьшается, а емкость нагрузки возрастает. Рассмотрим работу простейшего ТТЛ элемента в условиях нагрузки с небольшим сопротивлением R_n (рис. 2а). При закрытом состоянии Т2 напряжение на выходе высокого уровня $U_{вых}^I$ составляет только часть напряжения источника питания.

По мере уменьшения сопротивления нагрузки R_n напряжение $U_{вых}^I$ уменьшается и может оказаться недостаточно большим для надежной работы последующих элементов.

Аналогичный недостаток проявляется и в динамическом режиме, когда необходимо высокое быстродействие и проявляет себя емкость нагрузки (рис. 2,б). При изменении состояния на выходе от 1 к 0 емкость нагрузки быстро разряжается через малое сопротивление открытого Т2. При изменении состояния от 0 к 1 емкость нагрузки заряжается от источника питания через сопротивление R2. Это сопротивление нельзя сделать небольшим, так как оно ограничивает максимальный ток Т2. Поэтому время перехода из состояния 0 в состояние 1 рассматриваемого элемента недопустимо большое. На рис. 2,б длительность фронта импульсов оценивается по 10% уровню сигнала.

Для повышения нагрузочной способности используют ТТЛ-элемент со сложным инвертором, рис. 3.

$$U_{\text{ВЫХ}}^1 = E_{\text{ПИТ}} \frac{R_{\text{Н}}}{R_2 + R_{\text{Н}}}$$

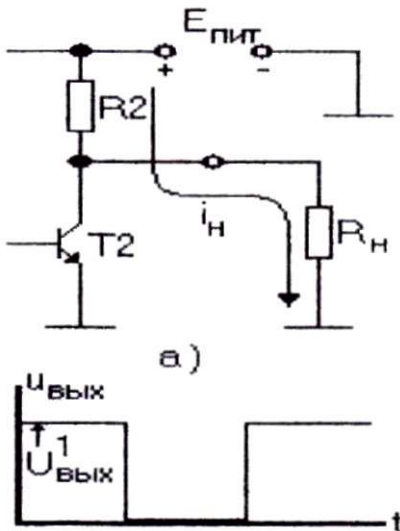


Рис. 2,а

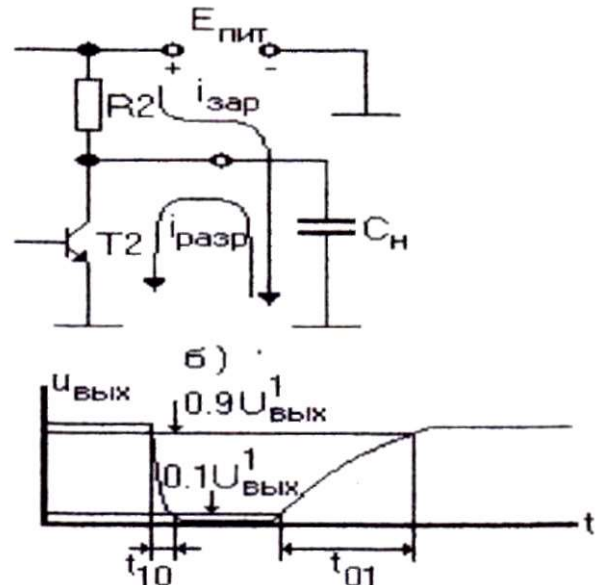


Рис. 2,б

В таком элементе вместо резистора R_2 простейшей схемы включен транзистор T_2 . С помощью дополнительного транзистора T_1 осуществляется противофазное управление транзисторами T_2 и T_3 : когда открыт T_2 , T_3 закрыт и наоборот. Поэтому при любом состоянии на выходе T_2 или T_3 закрыты, и ток по цепи R_4 , T_2 , Д, T_3 не проходит. Это снижает энергопотребление такого элемента.

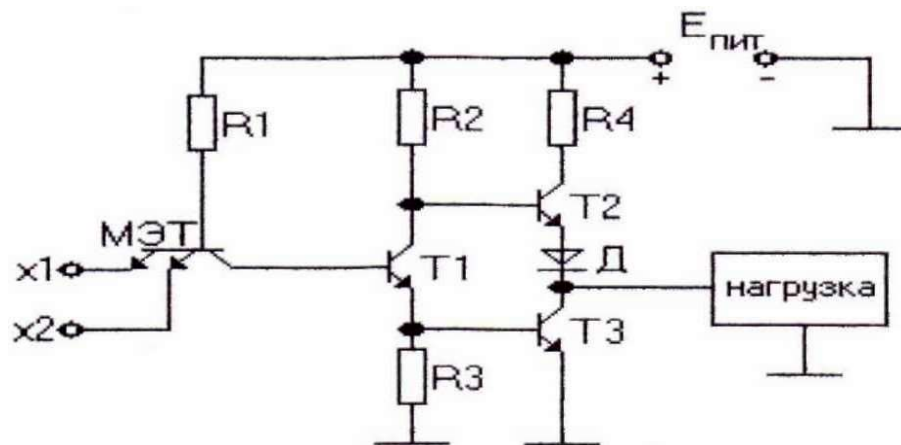


Рис. 3

Пусть на одном из входов МЭТ сигнала 0. При этом один из эмиттерных переходов МЭТ открыт, ток через R_1 , открытый переход и малое сопротивление источника сигнала (предполагается, что в аналогичной схеме, используемой в качестве источника сигнала логического 0, выходное

сопротивление достаточно мало) протекает на землю. При этом T1 закрыт. Ток в ветви с R2, T1, R3 невелик, падение напряжения на R2 невелико, потенциал базы T2 большой и достаточный для отпирания T2. Падение напряжения на R3 небольшое и T3 закрыт. Ток от плюса источника питания через маленькое вспомогательное сопротивление R4 и открытый T2 поступает в нагрузку. Так как сопротивление R4 и открытого T2 намного меньше сопротивления R2 простейшей схемы, допустимо намного меньшее сопротивление нагрузки, и заряд емкости нагрузки происходит намного быстрее. Нагрузочная способность такого элемента намного выше, чем у простейшего.

При подаче сигналов 1 на все входы такого элемента эмиттерные переходы МЭТ закроются. Ток от плюса источника через R1 и коллекторный переход МЭТ поступит в базу T1 и откроет его. Ток в ветви с R2, T1, R3 станет большим. В результате падение напряжения на R3 станет большим, потенциал базы T3 увеличится и T3 откроется, емкость нагрузки быстро разрядится через малое сопротивление открытого T3. Одновременно станет большим и падение напряжения на R2. В результате потенциал коллектора T1 и базы T2 уменьшится и станет недостаточным для отпирания T2. Поэтому, несмотря на открытое состояние T3, тока в ветви с R4, T2, D1 и T3 практически нет. Нагрузка через открытый T3 подключена к земле, состояние на выходе – 0.

5. Описание исследуемого логического элемента

Схема исследуемого элемента приведена на рис. 4.

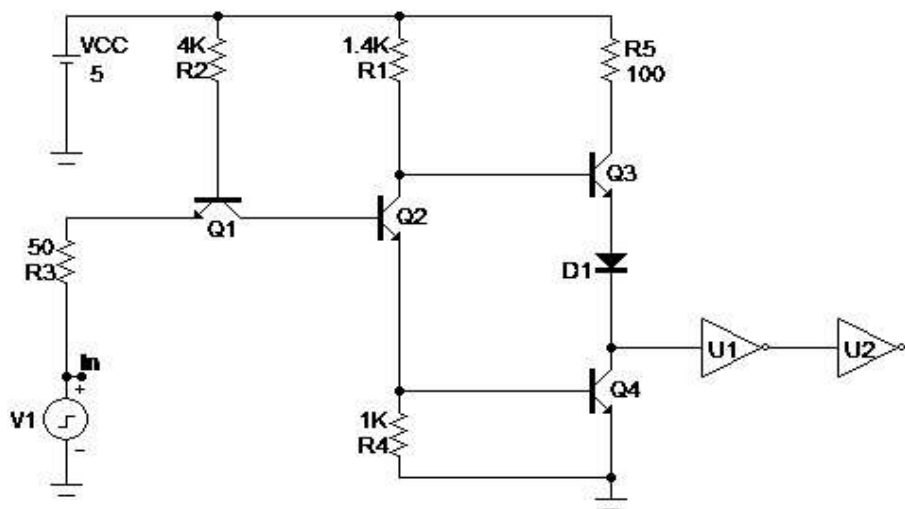


Рис. 4

Входной сигнал через R3 подаётся здесь на один из эмиттеров МЭТ Q1, остальные эмиттеры которого не изображены. Таким образом, логический элемент используется в функции инвертора. Нагрузкой является цепочка других таких же инверторов U1, U2, изображённых условно. Тем самым моделируется реальная комплексная и нелинейная нагрузка, характерная для

цифровых ИС. Выходом исследуемого элемента считается коллектор Q4. Все транзисторы полагаются одинаковыми и описываются моделью QN.

6. Методические указания по выполнению работы

1. Дважды щелкнуть на ярлыке tlinv на рабочем столе. На экране появится исследуемая схема рис.4. Войти в меню file / save as и к имени файла добавить номер группы. Сохранить файл в папке «студент». Если при выполнении работы будет допущена ошибка, закрыть программу и начать работу заново.

2. Получить и зарисовать передаточную характеристику, выбрав Analysis, DC, и в появившемся окне – Run (рис. 5). Определить основные параметры выходного сигнала:

- выходное напряжение логической единицы $U_{\text{вых}}^1$, В;
- выходное напряжение логического нуля $U_{\text{вых}}^0$, В;
- выходное напряжение логического перепада $U_{\text{л}} = U_{\text{вых}}^1 - U_{\text{вых}}^0$, В.

3. Определить потенциалы узлов, состояния переходов транзисторов и режимы транзисторов при входном сигнале высокого уровня 1. Для подачи такого сигнала достаточно вернуться к схеме, закрыв передаточную характеристику. Для этого найти на панели инструментов пиктограмму в виде квадрата с числом 13 внутри. Клик на ней вызывает появление окошек со значениями потенциалов узлов. В результате будут заполнены три строки в табл. 1 со значениями потенциалов узлов. Определить режимы транзисторов, помня, что открытому состоянию p-n перехода соответствует прямое напряжение около 0.7 В, а при меньшем и обратном напряжении переход закрыт (для интегральных схем, где рабочие токи не превышают единиц мА, это значение может составлять 0.5 В и менее) . В режиме отсечки оба перехода закрыты, в режиме насыщения оба открыты, в активном режиме эмиттерный переход открыт, а коллекторный – закрыт. В инверсном режиме эмиттерный переход закрыт, коллекторный – открыт.

Таблица 1

транзисторы схемы	Q1	Q2	Q3	Q4
результаты моделирования при сигнале 1 на входе:				
потенциал эмиттера, В				
потенциал базы, В				
потенциал коллектора, В				
режимы транзисторов: (активный, инверсный, отсечки, насыщения)				

4. Получить временную диаграмму при воздействии на входе прямоугольного отпирающего импульса, выбрав Analysis, Transient, Run. На экране появятся несколько временных диаграмм вида рис. 6. Главными являются диаграмма прямоугольного входного импульса (красная $v(in)$) и диаграмма выходного импульса (синяя $v(4)$). Определить по диаграммам, как это показано на рис. 6, времена t_{10} , t_{01} . Временем переключения считать промежуток от начала переключения входного сигнала до момента, когда выходная диаграмма достигнет установившегося значения (закончится процесс переключения). Рассчитать среднее время переключения $t = (t_{10} + t_{01})/2$. Для точного определения времени начала и завершения переходного процесса в соответствующие точки направлять курсор. В появляющемся окошке через запятую будут показаны время и напряжение.

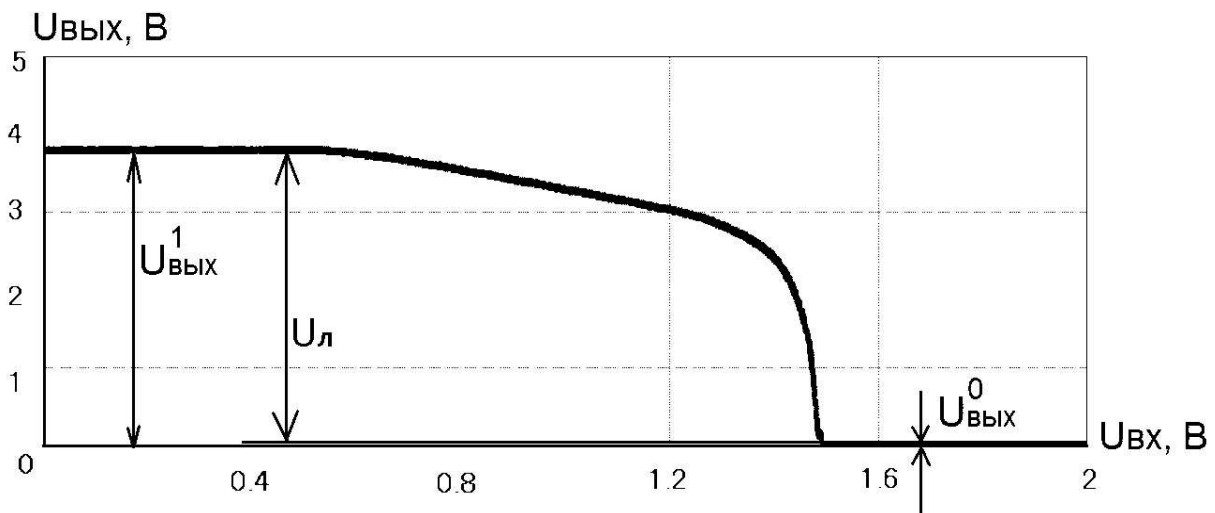


Рис. 5

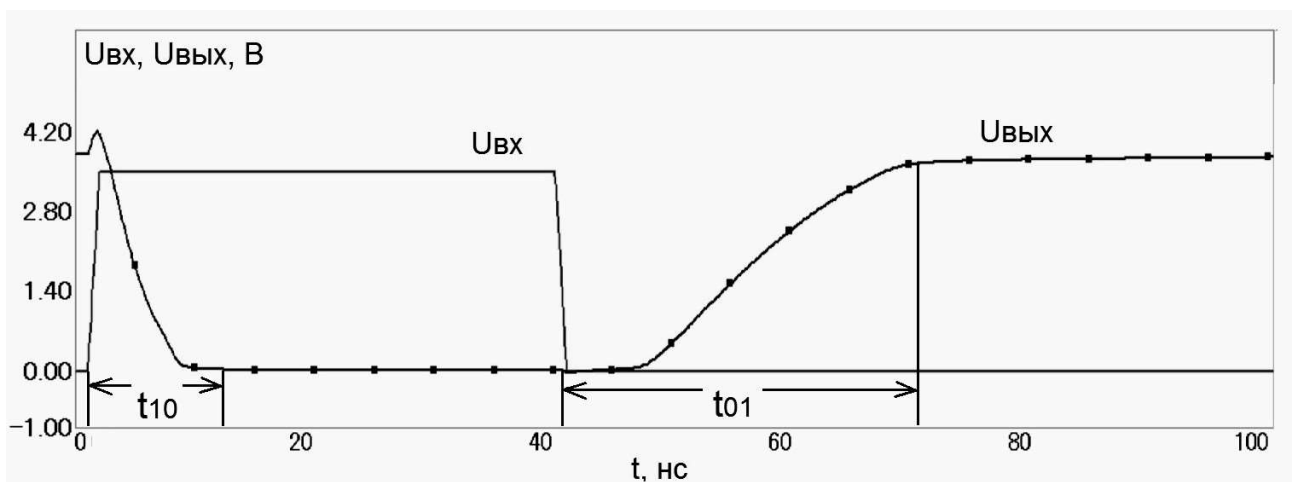


Рис. 6

5. Изменить параметры модели транзисторов элемента, определяющие их частотные и импульсные свойства. Для этого двойным кликом на любом из транзисторов вызвать окно с параметрами модели и изменить следующие из них:

CJE – барьерная ёмкость эмиттерного перехода;

CJC – барьерная ёмкость коллекторного перехода;

TF – время пролета.

Параметры умножить на n , согласно данным табл. 2.

Записать в отчет значения указанных параметров до и после изменения.

Таблица 2

№ варианта	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
n	0.2	0.5	0.7	1.2	1.5	2	2.5	3.5	4	4.5	5	6

6. Определить, как это сделано в п. 4, среднее время переключения $t_{изм}$ схемы с изменёнными параметрами транзисторов.

7. Содержание отчета

Отчёт должен содержать:

- название, цель работы, рисунки домашнего задания и исследуемую схему;
- передаточную характеристику исследуемой схемы;
- выходное напряжение логической единицы $U_{1вых}$, В;
- выходное напряжение логического нуля $U_{0вых}$, В;
- выходное напряжение логического перепада $U_{л}$, В;
- полностью заполненную табл. 1 с указанием режимов всех транзисторов;
- времена t_{10} , t_{01} и среднее время переключения t исходной схемы;
- значение среднего времени переключения $t_{изм}$ с изменёнными параметрами транзисторов;
- значения параметров транзисторов до и после изменения.

8. Контрольные вопросы

1. Какие задачи решают логические элементы (ЛЭ)?
2. Какие логические вычисления выполняют базисные ЛЭ?
3. Какие базисные ЛЭ оптимальны с точки зрения схемотехники БТ?
4. Каково устройство и принцип действия многоэмиттерного транзистора?
5. Каковы логические уровни ТТЛ-микросхем?
6. Изобразить схему простейшего двухвходового ТТЛ-элемента И-НЕ и его таблицу истинности
7. Каковы возможные режимы транзисторов простейшего двухвходового ТТЛ-элемента
8. Что такое нагрузочная способность ЛЭ?
9. Почему И-НЕ элемент со сложным инвертором обладает повышенной нагрузочной способностью?
10. Объясните особенности передаточной характеристики ТТЛ-элемента
11. Объясните особенности временных диаграмм ТТЛ-элемента

ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА № 9**ИССЛЕДОВАНИЕ ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНОГО УСИЛИТЕЛЯ*****1. Цель работы***

Изучение свойств дифференциального усилителя на биполярных транзисторах (БТ) и влияния на его характеристики параметров БТ.

2. Домашнее задание

Изучить раздел «Краткие теоретические сведения». К выполнению работы допускаются студенты, способные объяснить устройство и особенности простейшего дифференциального усилителя. Подготовить бланк отчета со схемой простейшего дифференциального усилителя.

3. Задание

1. Изучить общие свойства дифференциального усилителя и возможности его применения.
2. С помощью программы MC10 получить передаточную (амплитудно-амплитудную) характеристику $U_{\text{вых}} = f(U_{\text{вх}})$ двухкаскадного дифференциального усилителя. Определить по ней примерные границы максимального неискаженного выходного напряжения.
3. Получить временные диаграммы отдельного дифференциального каскада, определить по ним соотношение фаз входного и выходного напряжения и коэффициент усиления по напряжению такого каскада. Убедиться в возможности неискаженного усиления аналогового сигнала.
4. Получить амплитудно- и фазо-частотные характеристики двухкаскадного усилителя, определить по ним значение предельной частоты.
5. Изменив параметры модели транзисторов, определяющие частотные свойства, определить изменённое значение предельной частоты.

4. Краткие теоретические сведения

Схема простейшего дифференциального усилительного каскада на БТ представлена на рис. 1 (здесь резисторы изображены так, как это принято в стандартах большинства компаний мира и в самой программе Microcap). Подробнее о работе схемы можно узнать в [3]. Аналогичная схема возможна и на МДП транзисторах.

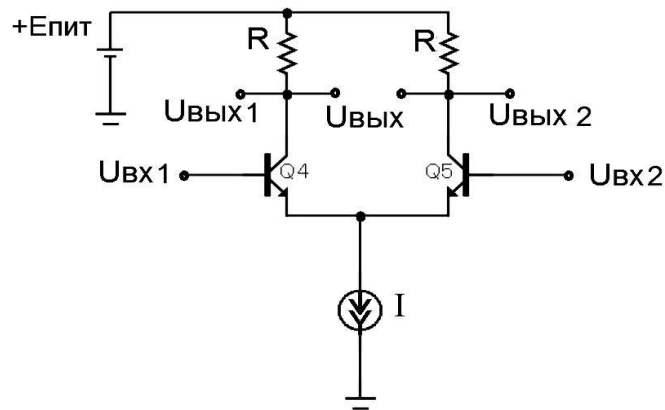


Рис. 1.

Транзисторы дифференциального каскада работают в режиме класса А (линейный режим с минимальными искажениями). То есть, они работают в активном режиме (не переходя в режим насыщения и отсечки). Необходимая рабочая точка (ток коллектора и напряжение коллектор-эмиттер при отсутствии сигнала) обеспечивается выбором постоянного напряжения смещения на базах транзисторов по отношению к потенциалам эмиттеров.

Дифференциальные каскады наиболее широко применяются в аналоговых ИС. Благодаря сильной корреляции параметров элементов в интегральной технологии транзисторы и резисторы плеча 1 (Q4) и 2 (Q5) дифференциального каскада практически одинаковы (рис. 1). Тогда при одинаковых входных напряжениях $U_{вх1}$ и $U_{вх2}$ коллекторные токи транзисторов плеча 1 и плеча 2 одинаковые. Падения напряжения на резисторах также одинаковы, и поэтому $U_{вых} = 0$. Выходное напряжение появляется как реакция на разность $U_{вх1}$ и $U_{вх2}$ и оно растет с ростом этой разности.

Предположим, что напряжение $U_{вх1}$ увеличилось. При этом ток эмиттера транзистора Q4 увеличится, что приведет к увеличению и его коллекторного тока (в нормальном активном режиме $I_k = \alpha * I_{э}$). Падения напряжения на резисторе R увеличится, а напряжение на коллекторе ($U_{вых1} = E_{пит} - I_{kQ4} * R$) уменьшится. Таким образом, изменения напряжения на входе 1 и выходе плеча 1 противофазны.

В то же время, увеличение эмиттерного тока первого плеча приведет к уменьшению эмиттерного тока второго плеча, так как их сумма поддерживается постоянной за счет общего источника тока. Уменьшение эмиттерного тока транзистора Q5 повлечет за собой уменьшение его коллекторного тока. Хотя $U_{вх1}$ не изменялось, напряжение $U_{вых2} = E_{пит} - I_{kQ5} * R$ увеличивается. Таким образом, изменения напряжения на входе 1 и выходе плеча 2 синфазны.

Аналогично можно проанализировать работу дифференциального каскада по отношению ко входу 2.

В первом приближении работа дифференциального каскада описывается выражением:

$$U_{\text{вых}} = K_U (U_{\text{вх}2} - U_{\text{вх}1}) \quad (1)$$

где K_U – коэффициент усиления по напряжению.

Из (1) следует, что дифференциальный каскад реагирует на разность входных сигналов, с чем и связано происхождение его названия – дифференциальный, т.е. разностный.

Уникальным свойством дифференциального каскада является его исключительная устойчивость к изменениям температуры и напряжения источника питания. Так, если $U_{\text{вх}1} = U_{\text{вх}2}$ и токи плеч одинаковы (сбалансированное состояние), изменения температуры и напряжения источника сказываются на одинаковых плечах в одинаковой степени. И хотя токи плеч изменяются, они остаются равными и сбалансированное состояние, т.е. $U_{\text{вых}} = 0$, сохраняется.

Другие достоинства такого каскада:

- возможность использования единственного источника сигнала, в том числе наиболее распространённых несимметричных (заземлённых) источников. Такой источник сигнала достаточно подключить только к одному из входов. При этом, если входное напряжение другого входа неизменно, будут работать оба плеча. Например, при увеличении только $U_{\text{вх}1}$, ток левого транзистора увеличивается, и, поскольку сумма токов плеч стабилизирована источником тока I , т.е. постоянна, ток правого транзистора уменьшается;
- возможно как инвертирующее, так и неинвертирующее включение. Например, изменения сигнала $U_{\text{вх}1}$ противофазны с $U_{\text{вых}}$, а изменения сигнала $U_{\text{вх}2}$ синфазны с $U_{\text{вых}}$;
- возможно использование только одного из выходов, что также обеспечивает возможность подключения несимметричной нагрузки с выбором инвертирующего или неинвертирующего включения;
- ослабление синфазных, т.е. совпадающих по знаку и величине сигналов на входах. Согласно (1) синфазные сигналы не вызывают появления $U_{\text{вых}}$. Это очень полезное свойство, так как синфазными сигналами являются многие виды помех.

5. Описание исследуемого дифференциального усилителя

Исследуемый усилитель (рис. 2) содержит два дифференциальных каскада, включённых один за другим (так называемое каскадное включение). При каскадном включении общий коэффициент усиления K_U равен произведению коэффициентов усиления всех каскадов усилителя, т.е. $K_{U1} \times K_{U2} \times K_{U3} \dots$. Этим достигается большое усиление.

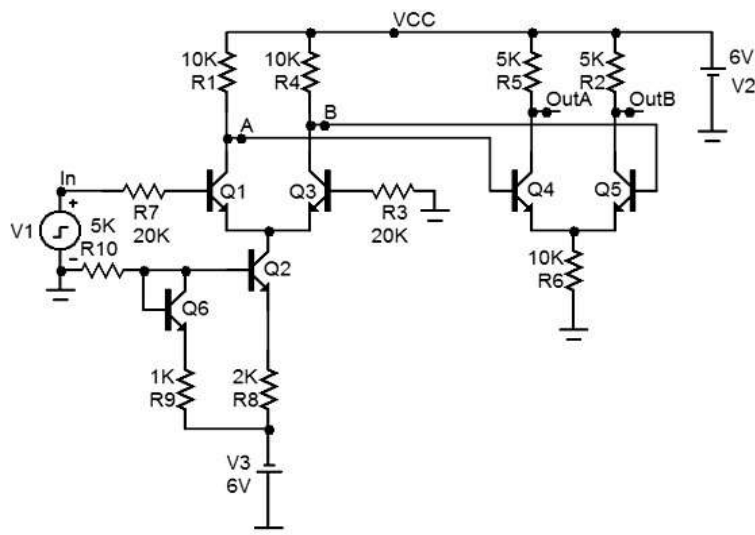


Рис. 2

Каскады усилителя практически одинаковые, содержат попарно одинаковые резисторы в коллекторных цепях R1, R4 и R5, R2 и четыре одинаковых транзистора Q1, Q3 и Q4, Q5 модели N1. Выходы первого каскада A, B соединены со входами второго дифференциального каскада на Q4 и Q5. Входное напряжение от заземлённого источника сигнала V1 подается только на левый вход первого каскада, его правый вход заземлён через R3. Этим достигается неизменность $U_{вх2} = 0$. Наличие двух выходов OutA и OutB, напряжения на которых противофазны, обеспечивает возможность применения как инвертирующего, так и неинвертирующего включения. Остальные элементы схемы – вспомогательные [5]. Например, резистор R6 обеспечивает эмиттерную связь транзисторов Q4 и Q5, резисторы R7 и R3 обеспечивают постоянное смещение на базах транзисторов первого каскада, группа элементов Q2, Q6, R10, R9 и R8 выполняет роль источника постоянного тока в схеме [5].

6. Методические указания по выполнению работы

1. Дважды щелкнуть на ярлыке DIFFAMP на рабочем столе. На экране появится исследуемая схема рис. 2. Войти в меню file / save as и к имени файла добавить номер группы. Сохранить файл в папке «студент». Если при выполнении работы будет допущена ошибка, закрыть программу и начать работу заново.
2. Получить передаточную характеристику $U_{вых} = f(U_{вх})$, для чего в главном меню выбрать Analysis, затем DC и в появившемся окне – Run. Зарисовать передаточную характеристику с указанием масштабов по осям и необходимыми построениями, как это показано на рис. 3.

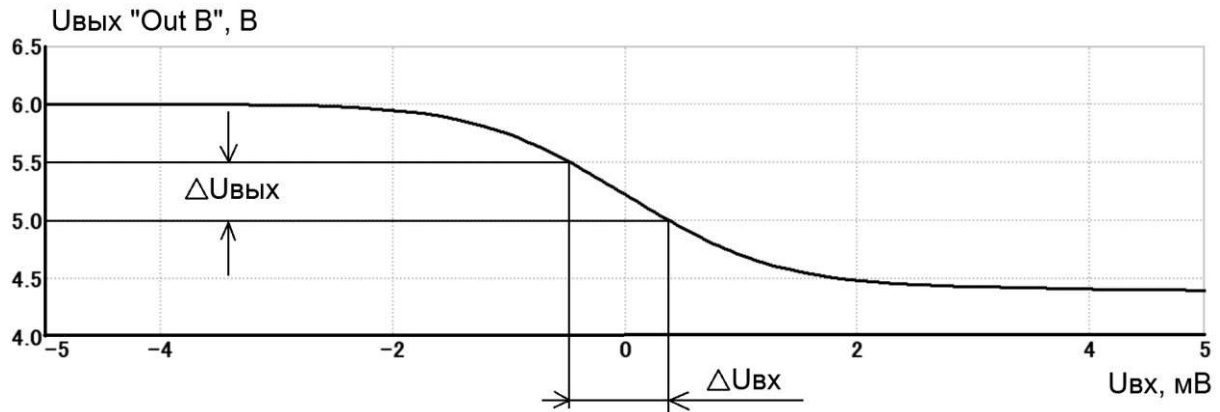


Рис. 3

3. Пользуясь курсором (при наведении курсора на интересующую точку графика появится окно с координатами точки), определить:

- приблизительную протяжённость линейного участка (неискаженного выходного напряжения) $\Delta U_{\text{вых}}$;
- приблизительную протяжённость линейного участка входного напряжения $\Delta U_{\text{вх}}$;
- малосигнальный (дифференциальный) коэффициент усиления по напряжению

$$K_U = \Delta U_{\text{вых}} / \Delta U_{\text{вх}} ;$$

- характер включения усилителя (инвертирующий, неинвертирующий).

4. Получить временные диаграммы отдельного, второго дифференциального каскада выбрав Analysis, Transient, Run. На экране при этом верхняя синяя диаграмма – входное напряжение дифференциального каскада, нижняя – выходное напряжение. Определить:

- коэффициент усиления второго каскада K_{U2} , как отношение амплитуды выходного сигнала к амплитуде входного сигнала;
- фазовый сдвиг между выходным и входным напряжением (обратите внимание на знаки входного и выходного напряжения).

Оценить коэффициент нелинейных искажений КНИ. Считается, что если отличия формы выходного и входного сигнала на глаз незаметны, то $K_{\text{НИ}} < 5\%$.

5. Получить амплитудно- и фазочастотные характеристики исследуемого усилителя (Analysis, AC, Run). По АЧХ определить значение предельной частоты, на которой выходное напряжение уменьшается в 1,4 раза по отношению к максимальному значению на низких частотах. Зарисовать АЧХ с необходимыми для определения предельной частоты построениями.

6. Изменить следующие величины, определяющие частотные свойства БТ:

СJE – барьерная ёмкость эмиттерного перехода;

CJC – барьерная ёмкость коллекторного перехода;

TF – время пролёта.

Записать значения указанных параметров до и после изменения.

Все четыре БТ обоих дифференциальных каскадов одинаковые и описываются моделью N1. Вызов окна с параметрами модели осуществляется двойным кликом на любом из БТ дифференциальных каскадов Q1, Q3, Q4, Q5. Все три перечисленных параметра умножить в число раз, указанное в табл. 1, в соответствии с заданным вариантом.

Таблица 1

№ варианта	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
n	0.25	0.5	0.75	1.25	1.5	2	2.5	3	4	5	7	10

7. Определить предельную частоту усилителя после изменения параметров транзисторов.

7. Содержание отчета

Отчёт должен содержать:

1. Название и цель работы.
2. Схему простейшего дифференциального каскада. Исследуемую схему.
3. Рисунок передаточной характеристики $U_{\text{вых}} = f(U_{\text{вх}})$.
4. Рисунок АЧХ с построениями для определения предельной частоты.
5. Отдельно записанные значения:
 - протяжённости линейного участка выходного напряжения $\Delta U_{\text{вых}}$;
 - протяжённости линейного участка входного напряжения $\Delta U_{\text{вх}}$;
 - малосигнального коэффициента усиления по напряжению K_U ;
 - коэффициента усиления второго каскада K_{U2} ;
 - фазового сдвига между входным и выходным напряжениями;
 - предельной частоты усилителя;
 - предельной частоты усилителя при изменённых параметрах БТ.
6. Заключение – является ли применённое во втором каскаде включение инвертирующим или неинвертирующим.
7. Оценку КНИ.

8. Контрольные вопросы

1. Дифференциальный каскад (ДК). Поясните усиление дифференциального и синфазного сигнала
2. Поясните устойчивость ДК к изменениям температуры и напряжения источника питания

3. Почему ДК применяются в основном в интегральных схемах?
4. Поясните особенности подключения источника сигнала только к одному из входов ДК?
5. Нагрузка подключена к одному из выходов ДК. Каков коэффициент усиления и фаза выходного сигнала?
6. Что даёт каскадирование ДК?
7. Поясните особенности частотных свойств ДК?
8. Изобразить схему простейшего ДК на полевых транзисторах
9. Изобразить схему двухкаскадного дифференциального усилителя на БТ