

ПОВОЛЖСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ  
ТЕЛЕКОММУНИКАЦИЙ И ИНФОРМАТИКИ

**Ситникова С. В., Арефьев А. С.**

**Сборник задач по дисциплине «Электроника»**

Учебно–методическое пособие



Самара  
2016

ФЕДЕРАЛЬНОЕ АГЕНТСТВО СВЯЗИ  
Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение  
высшего образования  
«ПОВОЛЖСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ  
ТЕЛЕКОММУНИКАЦИЙ И ИНФОРМАТИКИ»  
Кафедра электродинамики и антенн

**Ситникова С. В., Арефьев А. С.**

**Сборник задач по дисциплине «Электроника»**

**Учебно–методическое пособие**

Самара  
2016

УДК 621.38  
ББК 32.852  
С 41

Рекомендовано к изданию методическим советом ПГУТИ, протокол №7 от 25.02.2016

Ситникова, С. В., Арефьев, А. С.

Сборник задач по дисциплине «Электроника»: учебно–методическое пособие/ С. В. Ситникова, А. С. Арефьев. – Самара: ПГУТИ, 2016. – 61 с.

Учебно–методическое пособие предназначено для организации самостоятельной работы и практических занятий студентов, обучающихся по направлениям (специальностям) и профилям подготовки бакалавров и специалистов:

11.03.02 – Инфокоммуникационные технологии и системы связи;

11.03.01 – Радиотехника;

09.03.04 – Разработка программно–информационных систем;

27.03.05 – Управление инновациями;

27.03.04 – Управление и информатика в технических системах;

09.03.01 – Программное обеспечение средств ВТ и АС;

12.03.03 – Оптические информационные технологии;

10.05.02 – Информационная безопасность телекоммуникационных систем.

К дисциплинам цикла «Электроника» относятся дисциплины: «Электротехника и электроника», «Электроника», «Электроника и схемотехника», «Электротехника, электроника и схемотехника».

Для организации практических аудиторных занятий учебно–методическое пособие представляет собой сборник типовых задач, часть из которых содержит несколько вариантов исходных данных. Краткие теоретические сведения включают в себя расчетные соотношения, необходимые для выполнения заданий.

©, Ситникова С. В., Арефьев А. С., 2016

## Содержание

Тема 1. ДИОДЫ.....	5
Задачи.....	8
Тема 2. БИПОЛЯРНЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ.....	11
Задачи.....	22
Тема 3. ПОЛЕВЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ.....	26
Задачи.....	29
Тема 4. ОПТОЭЛЕКТРОННЫЕ ПРИБОРЫ.....	31
Задачи.....	33
Тема 5. ИНТЕГРАЛЬНЫЕ МИКРОСХЕМЫ.....	35
Задачи.....	40
Тема 6. ЦИФРОВЫЕ ИНТЕГРАЛЬНЫЕ СХЕМЫ.....	42
Задачи.....	49
Тема 7. АНАЛОГОВЫЕ ИНТЕГРАЛЬНЫЕ СХЕМЫ.....	51
Задачи.....	55
Список вопросов к экзамену.....	58
Некоторые физические и математические постоянные.....	60
Список рекомендуемой литературы.....	60

## Тема 1. ДИОДЫ

*Диод* – электропреобразовательный прибор, содержащий, как правило, один электрический переход и два вывода для подключения к электрической цепи. В качестве выпрямляющего перехода в диодах может быть электронно–дырочный переход, гетеропереход или контакт между металлом и полупроводником (переход Шоттки).

Диоды классифицируются по различным признакам: по виду электрического перехода (плоскостные и точечные), по физическим процессам в переходе (туннельный, лавинно–пролетный и пр.), по методу изготовления переходов (сплавные, диффузионные, эпитаксиальные и т.д.), по характеру преобразования энергии сигнала (светодиод, фотодиод и др.), по исходному материалу изготовления (кремниевые, германиевые, арсенид–галлиевые, селеновые и др.). В зависимости от назначения и выполняемых функций их делят на выпрямительные, импульсные, варикапы, стабилизирующие, смесительные, детекторные, переключательные и др. Выводы диода называются **анодом** ( $p$ -область) и **катодом** ( $n$ -область).

Сила тока в переходе  $I$  и приложенное к переходу внешнее напряжение  $U$  связаны **уравнением вольт–амперной характеристики** электрического перехода:

$$I = f(U) = I_0 \left[ \exp\left(\frac{Ue}{kT}\right) - 1 \right], \text{ (A)} \quad \text{или} \quad U = \frac{kT}{e} \ln \left[ \frac{I}{I_0} + 1 \right], \text{ (B)}. \quad (1.1)$$

Здесь  $e = 1,602 \cdot 10^{-19}$  Кл – абсолютное значение заряда электрона,  $T$  – температура в градусах Кельвина,  $k = 1,381 \cdot 10^{-23}$  Дж/К – постоянная Больцмана,  $I_0$  – обратный ток (ток экстракции, насыщения) перехода.

Зависимость тока насыщения от приложенной температуры можно оценить следующими выражениями:

$$- \text{ для Ge-полупроводника } I_0 = kT^2 \exp\left(\frac{-\Delta W \cdot e}{kT}\right), \text{ (A)}, \quad (1.2)$$

$$- \text{ для Si-полупроводника } I_0 = kT^{1,5} \exp\left(\frac{-\Delta W \cdot e}{2kT}\right), \text{ (A)}. \quad (1.3)$$

Здесь  $\Delta W$  – ширина запрещенной зоны используемых полупроводников:

$$\Delta W(\text{Ge}) = 0,782 - 3,9 \cdot 10^{-4} \cdot T \text{ (эВ)}, \quad (1.4)$$

$$\Delta W(\text{Si}) = 1,205 - 2,84 \cdot 10^{-4} \cdot T \text{ (эВ)}.$$

Сопротивление диода постоянному току называют **статическим сопротивлением**  $R_0$ . Оно рассчитывается как отношение постоянного внешнего напряжения  $U$ , приложенного к переходу и тока  $I$ , протекающего в переходе:

$$R_0 = \frac{U}{I}, \text{ (Ом)}. \quad (1.5)$$

Сопротивление диода переменному току называют **дифференциальным сопротивлением**  $R_i$ . Оно определяется следующим образом:

$$R_i = \frac{dU}{dI} = \frac{\Delta U}{\Delta I} = \frac{kT}{eI_0} \exp\left(-\frac{eU}{kT}\right) = \frac{kT}{e} \frac{1}{I + I_0}, \text{ (Ом)}. \quad (1.6)$$

Иногда, для расчетов, пользуются величиной, обратной дифференциальному сопротивлению, которую называют **крутизной** вольт-амперной характеристики:

$$S = \frac{dI}{dU} = \frac{\Delta I}{\Delta U} = \frac{1}{R_i}, \text{ (См)}. \quad (1.7)$$

Если диод соединен последовательно с резистором  $R_n$  и источником постоянного напряжения смещения  $E$  (рис. 1.1), то по II закону Кирхгофа

$$E = U_d + U_R = U_d + IR_n, \quad (1.8)$$

где  $U_d$  и  $U_R$  – напряжения на диоде и нагрузочном резисторе, соответственно.

**Стабилитрон** – диод, предназначенный для стабилизации обратного напряжения и работающий в режиме электрического пробоя (туннельного или лавинного). Вид пробоя и напряжение стабилизации зависит от концентрации примесей. Схема включения стабилитрона содержит последовательно включенный ограничительный резистор  $R_{огр}$  и параллельно включенный нагрузочный резистор  $R_n$  (рис.1.6). По II закону Кирхгофа

$$E = U_{ст} + R_{огр}(I_{ст} + I_n). \quad (1.9)$$

При изменении входного напряжения изменяются падение напряжения на ограничительном резисторе, ток, протекающий через этот резистор и, следовательно, ток в стабилитроне. Напряжение на нагрузке остается практически неизменным. **Пределы изменения** входного напряжения, при которых возможна стабилизация, определяются из выражения (1.9):

$$E_{\min} = U_{ст} + (I_{ст\min} + I_n)R_{огр}, \text{ (В)}, \quad (1.10)$$

$$E_{\max} = U_{ст} + (I_{ст\max} + I_n)R_{огр}, \text{ (В)}. \quad (1.11)$$

Одним из основных параметров стабилитрона является **коэффициент стабилизации**, который определяется как

$$k_{ст} = \frac{\Delta E}{E} \cdot \frac{U_{ст}}{\Delta U_{ст}}. \quad (1.12)$$

Здесь  $\Delta E$  – нестабильность питающего напряжения,  $\Delta U_{\text{ст}}$  – изменение напряжения на нагрузке, соответствующее  $\Delta E$ , а **напряжение стабилизации**:

$$U_{\text{ст}} = \frac{U_{\text{ст max}} + U_{\text{ст min}}}{2}, \text{ (В)}. \quad (1.13)$$

**Нагрузочную прямую** можно построить, используя выражение (1.9). При  $U_{\text{ст}} = 0$  ток стабилизации определяется как

$$I_{\text{ст}} = \frac{E}{R_{\text{огр}}}, \quad (1.14)$$

а при  $I_{\text{ст}} = 0$  напряжение стабилизации

$$U_{\text{ст}} = \frac{ER_{\text{н}}}{R_{\text{н}} + R_{\text{огр}}}. \quad (1.15)$$

**Варикап** – полупроводниковый диод, применяемый в качестве конденсатора, ёмкость которого может меняться под действием обратного напряжения. Основными параметрами варикапа, кроме номинальной ёмкости, являются **добротность  $Q$**  и **коэффициент перекрытия по ёмкости**:

$$K = \frac{C_{\text{max}}}{C_{\text{min}}}, \quad (1.16)$$

где  $C_{\text{max}}$  – ёмкость, измеренная при минимальном напряжении (например, 5 В),  $C_{\text{min}}$  – ёмкость, измеренная при максимальном напряжении.

**Туннельный диод** – диод на основе перехода, образованного вырожденными полупроводниками (с высокой концентрацией примеси), в котором становится возможен **туннельный эффект**. Напомним, что высокая концентрация примесей приводит к увеличению потенциального барьера и к уменьшению ширины электрического перехода. В результате, основные носители могут проходить сквозь потенциальный барьер (а не преодолевать его), не изменяя своей энергии. При этом протекает бóльший ток при меньших напряжениях (по сравнению с обычными диодами).

На вольт–амперной характеристике туннельного диода имеется участок с отрицательным дифференциальным сопротивлением  $R_i$  (рис.1.7). Основными параметрами являются: пиковые ток  $I_{\text{п}}$  и напряжение  $U_{\text{п}}$ , напряжение впадины  $U_{\text{вп}}$  и ток впадины  $I_{\text{вп}}$ , напряжение раствора  $U_{\text{рр}}$  (при  $I = I_{\text{п}}$ , но  $U > U_{\text{вп}}$ ).

**Обращенный диод** – диод на основе перехода, образованного полупроводниками с критической концентрацией примеси. В таких диодах туннельный эффект возможен только в обратном включении.

## Задачи

1.1. Определить ток  $I$ , протекающий в выпрямительном диоде при прямом напряжении  $U = 0,1$  В и температуре  $T = 300$  К, если обратный ток насыщения  $I_0 = 2 \cdot 10^{-7}$  А.

1.2. Германиевый диод имеет обратный ток насыщения  $I_0 = 2 \cdot 10^{-6}$  А, а кремниевый с такими же размерами –  $I_0 = 10^{-9}$  А. Вычислить и сравнить прямые напряжения на диодах при  $T = 293$  К, если через каждый диод протекает ток  $I = 100$  мА.

1.3. Идеальный полупроводниковый диод при  $T = 300$  К имеет обратный ток насыщения  $I_0 = 10^{-12}$  А.

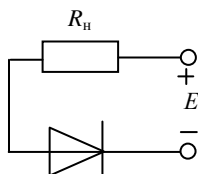


Рис. 1.1

а) Рассчитать и построить вольт–амперную характеристику (ВАХ) диода в интервале напряжений от  $+0,5$  В до  $+0,7$  В с шагом  $0,025$  В.

б) По вольт–амперной характеристике определить сопротивление диода постоянному току  $R_0$  и дифференциальное сопротивление  $R_i$  в рабочей точке  $I = 55$  мА.

в) Определить ток диода  $I$ , напряжения на диоде  $U_d$  и на нагрузке  $U_n$ , если диод включить в схему с источником питания  $E = 1$  В и сопротивлением нагрузки  $R_n = 50$  Ом (рис. 1.1).

1.4. Германиевый диод, имеющий обратный ток насыщения  $I_0 = 25 \cdot 10^{-6}$  А, работает при напряжении  $U = 0,1$  В и температуре  $T = 300$  К. Определить: а) сопротивление диода постоянному току  $R_0$ ; б) дифференциальное сопротивление  $R_i$ .

1.5. По вольт–амперным характеристикам кремниевого диода (рис. 1.2) определить для рабочей точки  $U_{пр} = 0,7$  В при температуре  $t = 20$  °С следующие параметры:

а) крутизну  $S$  вольт–амперной характеристики (мА/В, мСм);

б) дифференциальную температурную чувствительность тока  $S_{TI}$  диода при постоянном напряжении (мА/°С, мА/К);

в) дифференциальную температурную чувствительность напряжения  $S_{TV}$  диода при постоянном токе (мВ/°С, мВ/К).

1.6. Определить, во сколько раз увеличивается обратный ток насыщения диода, если температура увеличивается:

а) для германиевого диода от  $20$  °С до  $80$  °С;

б) для кремниевого диода от  $20$  °С до  $150$  °С.

1.7. При изменении прямого напряжения на  $0,1$  В прямой ток германиевого диода изменяется на  $10$  мА, а при изменении обратного напряжения на  $10$  В обратный ток изменяется на  $40$  мкА.

Определить дифференциальное сопротивление диода  $R_i$  при прямом и обратном напряжениях.



1.8. Определить, во сколько раз изменится сопротивление постоянному току  $R_0$  и дифференциальное сопротивление  $R_i$  кремниевого диода, вольт-амперные характеристики которого приведены на рис. 1.2, при изменении прямого напряжения от 0,65 В до 0,8 В при неизменной температуре окружающей среды  $t = 20^{\circ}\text{C}$ .

1.9. Определите, какое напряжение нужно приложить к варикапу, вольт-фарадная характеристика которого приведена на рисунке 1.3, чтобы общая ёмкость варикапа и параллельно включенного с ним конденсатора ёмкостью 100 пФ составила 150 пФ. Определите графо-аналитическим методом коэффициент перекрытия по ёмкости варикапа в диапазоне значений напряжения  $5\text{ В} < U_{\text{обр}} < 40\text{ В}$ .

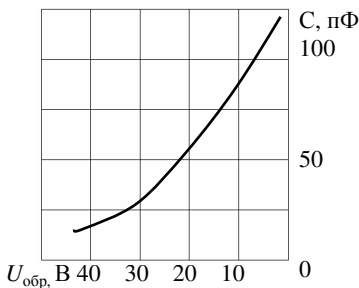


Рис. 1.3

при температуре  $t = 25^{\circ}\text{C}$  используется кремниевый диод, имеющий обратный ток насыщения  $I_0 = 20\text{ нА}$ .

1.12. Определить токи  $I_1$  и  $I_2$ , протекающие в параллельно соединённых диодах, считая, что применена кусочно-линейная аппроксимация вольт-амперных характеристик диодов (рис. 1.5). Для германиевого диода

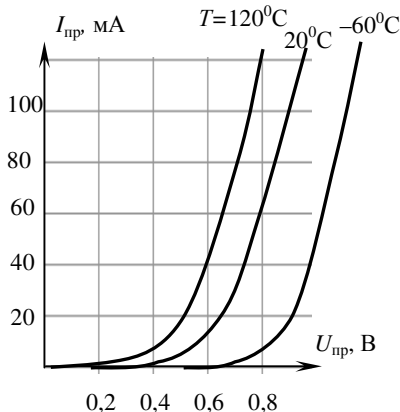


Рис. 1.2. Вольт-амперные характеристики кремниевого диода.

1.10. При температуре  $T = 300\text{ К}$  обратный ток насыщения диода Шоттки  $I_0 = 2\text{ мкА}$ . Диод соединён последовательно с резистором и источником постоянного напряжения  $E = 0,2\text{ В}$ . На диод подается прямое напряжение. Определить сопротивление резистора, если падение напряжения на нем  $U_R = 0,1\text{ В}$ .

1.11. Определить выходное напряжение  $U_{\text{вых}}$  в схеме, изображённой на рис. 1.4, если при темпера-

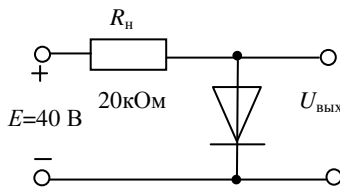


Рис. 1.4

$VD_1$  напряжение сдвига  $U_{сдв1} = 0,2$  В, дифференциальное сопротивление  $R_{i1} = 20$  Ом. Для кремниевого диода  $VD_2$  напряжение сдвига  $U_{сдв2} = 0,6$  В, дифференциальное сопротивление  $R_{i2} = 15$  Ом. Сопротивление нагрузки: а)  $R_n = 10$  кОм; б)  $R_n = 1$  кОм.

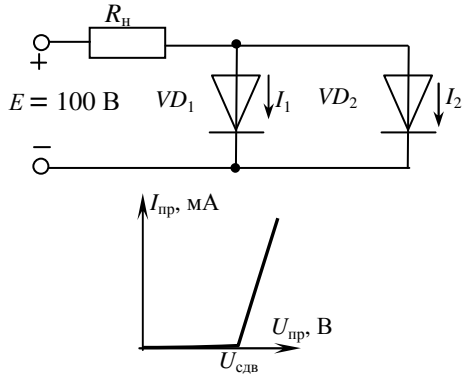


Рис. 1.5

1.13. Максимально допустимый ток диода  $I_{max} = 50$  мА достигается при прямом напряжении  $U_{max} = 1$  В. Каково

будет наибольшее значение напряжения источника питания  $E_{max}$ , при котором диод будет работать в безопасном режиме, если этот диод соединить последовательно с нагрузочным резистором  $R_n = 100$  Ом.

1.14. Для стабилизации напряжения на нагрузке используется стабилитрон с напряжением стабилизации  $U_{ст} = 10$  В, максимальным током стабилизации  $I_{ст max} = 30$  мА, минимальным током стабилизации  $I_{ст min} = 1$  мА, дифференциальным сопротивлением в режиме пробоя  $R_i = 0$ . Сопротивление нагрузки  $R_n = 1$  кОм, а сопротивление ограничительного резистора  $R_{огр} = 0,5$  кОм (рис. 1.6). Определить: а) допустимые пределы изменения питающего напряжения  $E$ ; б) пределы изменения сопротивления резистора нагрузки, если напряжение источника питания  $E = 30$  В.

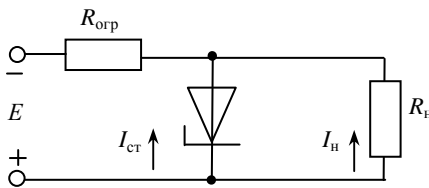


Рис. 1.6

1.15. Для стабилизации напряжения на нагрузке используется стабилитрон (рис. 1.6) с напряжением стабилизации  $U_{ст} = 50$  В, максимальным током стабилизации  $I_{ст max} = 40$  мА, минимальным током стабилизации  $I_{ст min} = 5$  мА, диф-

ференциальным сопротивлением в режиме пробоя  $R_i = 0$ . Напряжение источника питания  $E = 200$  В. Определить: а) сопротивление ограничительного резистора  $R_{огр}$ , если ток нагрузки меняется от  $I_n = 0$  до  $I_n = I_{n max}$ ; б) максимальный ток нагрузки  $I_{n max}$ ; в) возможные пределы изменения питающего напряжения при токе нагрузки  $I_n = 25$  мА.

1.16. Вольт–амперная характеристика стабилитрона задана таблицей 1. Напряжение источника питания  $E = 15$  В. Сопротивление нагрузки  $R_n = 100$  Ом. Нестабильность напряжения питания составляет  $\Delta E = 1$  В. Определить коэффициент стабилизации напряжения  $k_{ст}$ , если сопротивление ограничительного резистора  $R_{огр} = 300$  Ом. Задачу решить графо–аналитическим способом с построением нагрузочной прямой.

Таблица 1

$U, \text{В}$	1	5	7	9,8	10	10,2	10,5
$I, \text{мА}$	0	0	0,1	1	12	24	25

1.17. По вольт–амперной характеристике туннельного диода, представленной на рис. 1.7, определить основные параметры туннельного диода: дифференциальное сопротивление  $R_i$  (при  $U = 0,05\text{В}; 0,15\text{В}; 0,25\text{В}; 0,35\text{В}$ ), пиковое напряжение  $U_{п}$ , напряжение впадины  $U_{вп}$ , напряжение раствора  $U_{рр}$ , пиковый ток  $I_{п}$ , ток впадины  $I_{вп}$ , отношение пикового тока к току впадины  $I_{п}/I_{вп}$ .

1.18. В схеме используются два туннельных диода, вольт–амперная характеристика каждого из которых изображена на рис.1.7. Построить вольт–амперную характеристику элемента цепи, представляющего собой а) параллельное; б) последовательное соединение двух туннельных диодов.

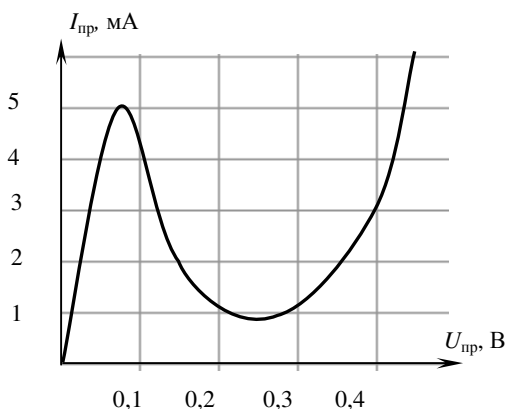


Рис. 1.7. Вольт–амперная характеристика туннельного диода.

## Тема 2. БИПОЛЯРНЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ

*Биполярный транзистор* – это полупроводниковый прибор с двумя взаимодействующими выпрямляющими электрическими переходами (эмиттерный и коллекторный) и тремя (или более) выводами. Область транзистора, расположенная между  $p-n$ -переходами, называется **базой**. Область транзистора, инжектирующая носители в базу, называется **эмиттером**. Область, экстрагирующая носители из базы, называется **коллектором**.

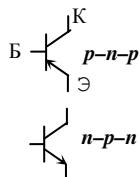


Рис. 2.1

Различают два типа транзисторов:  $n-p-n$  и  $p-n-p$  (рис.2.1). Различают три схемы включения (с общей базой, с общим эмиттером и с общим коллектором). **Общим** называют электрод, который связан как с входной, так и выходной цепями и относительно которого измеряют и задают напряжения. Для обозначения напряжений, подаваемых на электроды транзистора, используются двойные индексы. Первый индекс идентифицирует электрод, на который подается напряжение, измеряемое относительно общего электрода, обозначаемого вторым индексом.

Так как каждый из  $p-n$ -переходов может быть смещен либо в прямом (он открыт, через него протекает ток основных носителей), либо в обратном направлении (переход закрыт, протекает небольшой ток экстракции), то возможно **четыре режима работы** (табл. 2.1) транзистора.

Таблица 2.1

Режим	Состояние переходов	
	Эмиттерный	Коллекторный
Активный	открыт	закрыт
Насыщения	открыт	открыт
Отсечки	закрыт	закрыт
Инверсный	закрыт	открыт

Способность транзистора **усиливать мощность** электрических сигналов проявляется в случаях, когда рабочая точка находится преимущественно в

области, соответствующей **активному режиму**, при соблюдении некоторых *особенностей устройства транзистора*, отличающих его от простого соединения двух  $p-n$ -переходов: концентрация примеси в эмиттере больше, чем в базе и коллекторе (обозначают  $n^+p-n$ ); площадь коллекторного перехода больше, чем эмиттерного; толщина базы меньше диффузионной длины неосновных носителей заряда.

В активном режиме ток эмиттера обусловлен инжекцией основных зарядов эмиттера в базу, где они станут неосновными, а ток коллектора обусловлен экстракцией неосновных носителей базы в коллектор, где они станут основными. Ток коллектора немного меньше тока эмиттера из-за рекомбинации части инжектируемых носителей заряда в базе. По I закону Кирхгофа соотношение токов в транзисторе:

$$I_k = I_э - I_б. \quad (2.1)$$

Протекание токов через переходы и базовую область транзистора, их природа и механизм движения носителей заряда объясняются с привлечением понятий коэффициентов инжекции и переноса. В  $p-n-p$  транзисторе **коэффициент инжекции** эмиттера  $\gamma$  показывает, во сколько раз полный ток  $I_э$  превышает дырочную составляющую тока эмиттера  $I_{эp}$ :

$$\gamma = \frac{I_{\varepsilon p}}{I_{\varepsilon p} + I_{\varepsilon n}} = \frac{I_{\varepsilon p}}{I_{\varepsilon}}. \quad (2.2)$$

**Коэффициент переноса** характеризует число неосновных носителей заряда, достигших коллекторного перехода за единицу времени. В случае  $p$ - $n$ - $p$  транзистора:

$$\chi = \frac{I_{кp}}{I_{\varepsilon p}}. \quad (2.3)$$

Важнейший параметр биполярного транзистора – **коэффициент передачи тока эмиттера** (для схемы с ОБ) – учитывает влияние всех этих физических процессов и определяется произведением указанных коэффициентов:

$$\alpha = \chi \cdot \gamma \approx \frac{I_{к}}{I_{\varepsilon}}. \quad (2.4)$$

Ток коллектора описывается выражением:

$$I_{к} = \alpha I_{\varepsilon} + I_{кб0}, \quad (2.5)$$

где  $I_{кб0}$  – обратный ток коллекторного перехода, состоящий из суммы тока экстракции и тока поверхностной проводимости.

Основные свойства транзистора определяются соотношениями токов и напряжений в различных его цепях и взаимным влиянием их друг на друга. Для рассмотрения свойств и параметров биполярного транзистора принято пользоваться его статическими характеристиками, которые зависят от схемы включения. Различают входные ( $I_1 = f(U_1)|_{U_2=\text{const}}$ ), выходные ( $I_2 = f(U_2)|_{I_1=\text{const}}$ ), передаточные ( $I_2 = f(I_1)|_{U_2=\text{const}}$ ) статические характеристики, а также характеристики обратной связи ( $U_1 = f(U_2)|_{I_1=\text{const}}$ ). Здесь  $U_1$  и  $U_2$  – напряжения на входе и выходе транзистора, а  $I_1$  и  $I_2$  – силы тока во входной и выходной цепях.

Имея входные и выходные характеристики, например, для схемы с ОЭ можно построить передаточные характеристики или входные и выходные для других схем включения. Например, для построения передаточной характеристики, следует на выходных характеристиках изобразить вертикальную прямую  $U_{кэ} = \text{const}$ . Обозначить точки пересечения прямой с выходными характеристиками для разных токов базы. Составить таблицу значений  $I_{к} = f(I_{б})$ . При построении соответствующего графика по оси абсцисс следует откладывать ток базы, а по оси ординат – ток коллектора.

Для построения входных и выходных характеристик для схем с общей базой и общим коллектором, при имеющихся характеристиках для схемы с общим эмиттером, достаточно воспользоваться выражением (2.1) и следующими соотношениями напряжений в транзисторе:

$$U_{кб} = U_{кэ} - U_{бэ}; \quad U_{кб} = -U_{бк}; \quad U_{эб} = -U_{бэ}; \quad U_{эк} = -U_{кэ}. \quad (2.6)$$

При построении этих графиков по оси ординат откладываются токи, а по оси абсцисс – напряжения.

Зная соотношение токов в транзисторе (2.1) и коэффициент передачи для одной схемы включения, можно определить коэффициент передачи для любой другой схемы включения. Например, коэффициенты передачи тока базы (для схемы с ОЭ) и тока эмиттера (для схемы с ОБ) связаны следующим образом:

$$\beta = \frac{I_k}{I_b} = \frac{\alpha}{1-\alpha}; \quad \alpha = \frac{I_k}{I_e} = \frac{\beta}{\beta+1}. \quad (2.7)$$

Коэффициент передачи по току в схеме с ОК связан с  $\alpha$  и  $\beta$ :

$$K = \frac{I_э}{I_б} = \frac{1}{1-\alpha} = \beta + 1. \quad (2.8)$$

С ростом частоты  $f$  коэффициент передачи по току уменьшается (из-за наличия паразитных емкостей в  $p-n$ -переходах, из-за инерционности носителей и из-за наличия индуктивности выводов):

$$|K_i| = \frac{\dot{I}_{m2}}{\dot{I}_{m1}} = \frac{K_0}{\sqrt{1 + \frac{f^2}{f_{пр}^2}}}. \quad (2.9)$$

Здесь  $\dot{I}_{m2}$  и  $\dot{I}_{m1}$  – комплексные амплитуды переменных составляющих силы тока во входной и выходной цепях,  $K_0$  – коэффициент передачи по току на низких частотах,  $f_{пр}$  – **предельная частота усиления** – частота, на которой модуль коэффициента передачи по току уменьшается в  $\sqrt{2}$  раз (или на 3 дБ). Предельная частота усиления по току в схеме с ОЭ во много раз меньше, чем в схеме с ОБ  $f_{\beta} \ll f_{\alpha}$ . Друг с другом они связаны соотношениями:

$$f_{\beta} = (1-\alpha)f_{\alpha}; \quad f_{\alpha} = (1+\beta)f_{\beta}. \quad (2.10)$$

Кроме этого, различают параметры:

– **граничная частота усиления** – частота, на которой коэффициент передачи по току в схемах с ОЭ ( $\beta$ ) и ОК ( $K$ ) оказывается равным единице;

– **максимальная частота усиления** – частота, на которой коэффициент усиления по мощности оказывается равным единице ( $K_p = 1$ ).

На высоких частотах между входным и выходным токами возникает сдвиг фаз:

$$\varphi = \arctg(f / f_\alpha). \quad (2.11)$$

Транзистор можно рассматривать как четырехполюсник, связь между входными и выходными токами и напряжениями в котором представляется нелинейными функциями:  $U_1 = f_1(I_1, U_2)$ ,  $I_2 = f_2(I_1, U_2)$ .

Дифференциалы от этих функций можно представить следующим образом:

$$\begin{cases} dU_1 = \frac{\partial U_1}{\partial I_1} dI_1 + \frac{\partial U_1}{\partial U_2} dU_2 = h_{11} dI_1 + h_{12} dU_2, \\ dI_2 = \frac{\partial I_2}{\partial I_1} dI_1 + \frac{\partial I_2}{\partial U_2} dU_2 = h_{21} dI_1 + h_{22} dU_2, \end{cases}$$

где  $h_{ik}$  – частные производные соответствующих величин, выражения для которых можно получить из системы уравнений, полагая поочередно одно из слагаемых равным нулю, т.е. моделировать режим короткого замыкания (КЗ) в выходной цепи и режим холостого хода (ХХ) во входной по переменному току.

На низких частотах  $h$ -параметры являются действительными величинами и представляют собой дифференциальные параметры, которые можно легко определить по статическим характеристикам прибора. Малые переменные составляющие ( $\partial U$ ,  $\partial I$ ), которыми они определяются, **на линейном участке** характеристики можно рассматривать как малые приращения ( $\Delta U$ ,  $\Delta I$ ).

Отметим, что для различных схем включения биполярного транзистора  $h$ -параметры будут различны. Поэтому их принято помечать буквами «э», «б» и «к», соответственно для схем с общим эмиттером, общей базой и общим коллектором.

Эквивалентная схема биполярного транзистора на низких частотах приведена на рисунке 2.2.

Входная цепь представляет собой последовательное соединение сопротивления  $h_{11}$  с генератором напряжения  $h_{12} \cdot \Delta U_2$ , а выходная цепь образована па-

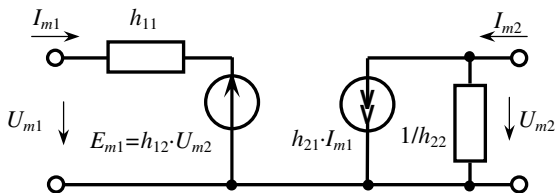


Рис. 2.2. Эквивалентная схема биполярного транзистора на низкой частоте.

раллельным соединением выходной проводимости  $h_{22}$  и генератора тока  $h_{21} \cdot \Delta I_1$ .

Рассмотрим более подробно алгоритм определения  $h$ -параметров графо-аналитическим методом. Для начала следует найти и обозначить заданную рабочую точку ( $PT$ ) на входных характеристиках (для определения параметров  $h_{11}$  и  $h_{12}$ ) и на выходных характеристиках (для определения параметров  $h_{21}$  и  $h_{22}$ ).

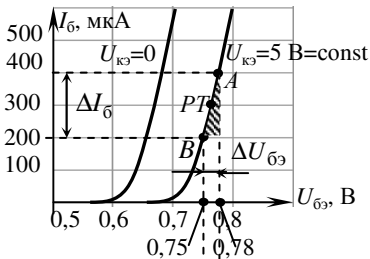


Рис. 2.3. Входные характеристики БПТ, включенного по схеме с ОЭ. Построения к расчету  $h_{11}$ .

Для того, чтобы в рабочей точке определить параметр  $h_{11}$  (входное сопротивление при КЗ выходной цепи) на характеристике, снятой при  $U_2 = \text{const}$ , строят характеристический треугольник (рис. 2.3), располагая рабочую точку в середине гипотенузы. Тогда катетами треугольника будут приращения напряжения  $\Delta U_1$  и тока  $\Delta I_1$ .

Приращения тока и напряжения дают разности между ординатами и абсциссами выбранных точек. Входное сопротивление рассчитывается по формуле:

$$h_{11} = \left. \frac{\partial U_1}{\partial I_1} \right|_{U_2 = \text{const}} \approx \left. \frac{\Delta U_1}{\Delta I_1} \right|_{U_2 = \text{const}} = \left. \frac{U_1^A - U_1^B}{I_1^A - I_1^B} \right|_{U_2 = \text{const}} \quad (2.12)$$

Для определения параметра  $h_{12}$  (коэффициента обратной связи

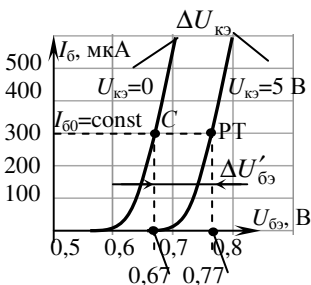


Рис. 2.4. Входные характеристики БПТ, включенного по схеме с ОЭ. Построения к расчету  $h_{12}$ .

по напряжению при ХХ во входной цепи) надо располагать двумя входными характеристиками, снятыми при различных напряжениях  $U_2$ . Через рабочую точку проводят горизонтальную линию ( $I_1 = \text{const}$ ). Разность входных напряжений в точках пересечения характеристик с этой прямой дает приращение  $\Delta U_1$ , а разность напряжений, при которых сняты входные характеристики, дает приращение  $\Delta U_2$  (рис. 2.4). Этот



параметр определяется по формуле:

$$h_{12} = \left. \frac{\partial U_1}{\partial U_2} \right|_{I_1 = \text{const}} \approx \left. \frac{\Delta U_1'}{\Delta U_2} \right|_{I_1 = \text{const}} = \left. \frac{U_1^{PT} - U_1^C}{U_2^{PT} - U_2^C} \right|_{I_1 = \text{const}} \quad (2.13)$$

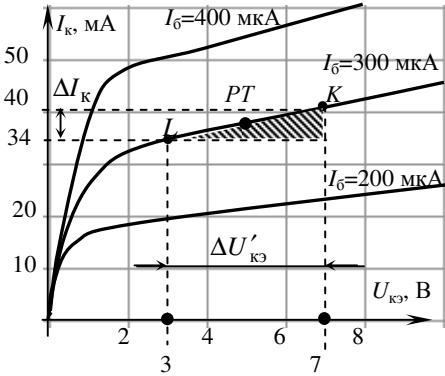


Рис. 2.5. Выходные характеристики БПТ, включенного по схеме с ОЭ.

Построения к расчету  $h_{22}$ .

$$h_{22} = \left. \frac{\partial I_2}{\partial U_2} \right|_{I_1 = \text{const}} \approx \left. \frac{\Delta I_2}{\Delta U_2'} \right|_{I_1 = \text{const}} = \left. \frac{I^K - I^L}{U^K - U^L} \right|_{I_1 = \text{const}} \quad (2.14)$$

Для определения параметра  $h_{21}$  (**коэффициента передачи по току**

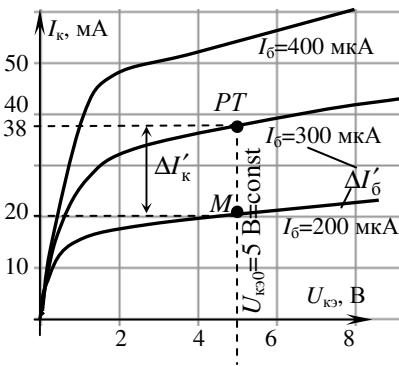


Рис. 2.6. Выходные характеристики БПТ, включенного по схеме с ОЭ. Построения к расчету  $h_{21}$ .

Для определения параметра  $h_{22}$  (**выходной проводимости** при ХХ во входной цепи) на характеристике, снятой при  $I_1 = \text{const}$ , строят характеристический треугольник (рис. 2.5), располагая рабочую точку на середине гипотенузы. Тогда катетами треугольника будут приращения  $\Delta U_2$  и  $\Delta I_2$ . Выходная проводимость определяется по формуле:

при КЗ выходной цепи) на выходных характеристиках проводят вертикальную линию ( $U_2 = \text{const}$ ). Разность значений выходных токов в точках пересечения характеристик и вертикальной линии дает приращение  $\Delta I_2$ , разность значений входных токов, при которых сняты выходные характеристики, дает приращение  $\Delta I_1$  (рис. 2.6). Коэффициент передачи определяется по формуле:

$$h_{21} = \left. \frac{\partial I_2}{\partial I_1} \right|_{U_2 = \text{const}} \approx \left. \frac{\Delta I_2'}{\Delta I_1'} \right|_{U_2 = \text{const}} = \left. \frac{I_2^{PT} - I_2^M}{I_1^{PT} - I_1^M} \right|_{U_2 = \text{const}}. \quad (2.15)$$

Зная дифференциальные  $h$ -параметры для одной схемы включения, можно рассчитать их для двух других схем. Соответствующие соотношения приведены в таблице 2.2.

Таблица 2.2

ОЭ	ОК	ОБ
$h_{11\varepsilon} = \frac{-h_{116}}{1 - h_{216}}$	$h_{11\kappa} = h_{11\varepsilon}$	$h_{116} = \frac{-h_{11\varepsilon}}{1 + h_{21\varepsilon}}$
$h_{12\varepsilon} = \frac{h_{116}h_{226} - h_{126}}{1 - h_{216}}$	$h_{12\kappa} = 1 - h_{12\varepsilon}$	$h_{126} = \frac{h_{11\varepsilon}h_{22\varepsilon} - h_{12\varepsilon}}{1 + h_{21\varepsilon}}$
$h_{21\varepsilon} = \frac{h_{216}}{1 - h_{216}}$	$h_{21\kappa} = h_{21\varepsilon} + 1$	$h_{216} = \frac{h_{21\varepsilon}}{1 + h_{21\varepsilon}}$
$h_{22\varepsilon} = \frac{h_{226}}{1 - h_{216}}$	$h_{22\kappa} = -h_{22\varepsilon}$	$h_{226} = \frac{h_{22\varepsilon}}{1 + h_{21\varepsilon}}$

Кроме  $h$ -параметров используют дифференциальные  $y$ -параметры и  $z$ -параметры. Их можно рассчитать, зная  $h$ -параметры, с помощью формул перехода, приведенных ниже.

Входная проводимость:

$$y_{11} = \left. \frac{\Delta I_1}{\Delta U_1} \right|_{U_2 = \text{const}} = \frac{1}{h_{11}} = \frac{z_{22}}{\Delta z}. \quad (2.16)$$

Обратная переходная проводимость:

$$y_{12} = \left. \frac{\Delta I_1}{\Delta U_2} \right|_{U_1 = \text{const}} = -\frac{h_{12}}{h_{11}} = -\frac{z_{12}}{\Delta z}. \quad (2.17)$$

Круговизна характеристики:

$$y_{21} = \left. \frac{\Delta I_2}{\Delta U_1} \right|_{U_2 = \text{const}} = \frac{h_{21}}{h_{11}} = -\frac{z_{21}}{\Delta z}. \quad (2.18)$$

Выходная проводимость:

$$y_{22} = \left. \frac{\Delta I_2}{\Delta U_2} \right|_{U_1 = \text{const}} = \frac{\Delta h}{h_{11}} = \frac{z_{11}}{\Delta z}. \quad (2.19)$$

Входное сопротивление:

$$z_{11} = \left. \frac{U_1}{I_1} \right|_{I_2 = \text{const}} = \frac{\Delta h}{h_{22}} = -\frac{y_{22}}{\Delta y}. \quad (2.20)$$

Обратное переходное сопротивление:

$$z_{12} = \left. \frac{U_1}{I_2} \right|_{I_1 = \text{const}} = \frac{h_{12}}{h_{22}} = -\frac{y_{12}}{\Delta y}. \quad (2.21)$$

Прямое переходное сопротивление:

$$z_{21} = \left. \frac{U_2}{I_1} \right|_{I_2 = \text{const}} = -\frac{h_{21}}{h_{22}} = -\frac{y_{21}}{\Delta y}. \quad (2.22)$$

Выходное сопротивление:

$$z_{22} = \left. \frac{U_2}{I_2} \right|_{I_1 = \text{const}} = \frac{1}{h_{22}} = \frac{y_{11}}{\Delta y}. \quad (2.23)$$

Определители матриц  $h$ -,  $y$ - и  $z$ -параметров:

$$\Delta h = h_{11}h_{22} - h_{12}h_{21}; \quad (2.24)$$

$$\Delta y = y_{11}y_{22} - y_{12}y_{21}; \quad (2.25)$$

$$\Delta z = z_{11}z_{22} - z_{12}z_{21}. \quad (2.26)$$

В транзисторе имеют место следующие физические явления: прохождение тока через открытый эмиттерный переход, что позволяет судить о наличии, хотя и малого, сопротивления эмиттера  $r_3$ ; прохождение почти того же тока через закрытый коллекторный переход, что позволяет судить о наличии большого коллекторного сопротивления  $r_k$ ; преодоление базовым током объемного сопротивления базы  $r_6$  и пр.

Физическая эквивалентная  $T$ -образная схема транзистора, включенного по схеме с ОБ, представлена на рис. 2.7. Элементы этой схемы связаны с дифференциальными  $h$ -параметрами транзистора соотношениями, приведенными в таблице 2.3.

Таблица 2.3

ОЭ	ОК	ОБ
$h_{11э} = r_6 + r_3 / (1 - \alpha)$	$h_{11к} = h_{11э}$	$h_{11б} = r_3 + r_6 / (1 + \beta)$
$h_{12э} = \frac{r_3}{r_k (1 - \alpha)}$	$h_{12к} = 1 - h_{12э}$	$h_{12б} = \frac{r_6}{r_k + r_6}$
$h_{21э} \approx \beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha}$	$h_{21к} \approx \beta + 1$	$h_{21б} = \alpha \frac{r_k}{r_k + r_6} \approx \alpha = \frac{\beta}{\beta + 1}$
$h_{22э} = \frac{1}{r_k (1 - \alpha)}$	$h_{22к} = -h_{22э}$	$h_{22б} = \frac{1}{r_k + r_6}$

Параметры транзистора, работающего в квазистатическом режиме (с нагрузкой в выходной цепи и на частотах, на которых не сказывается влияние реактивных элементов), принято рассчитывать с помощью нагрузочной прямой, которая описывается соотношением:

$$E_2 = U_{кэ0} + I_{к0} \cdot R_H, \quad (2.27)$$

где  $U_{кэ0}$ ,  $I_{к0}$  – постоянные составляющие напряжения и тока в цепи коллектора. Графический анализ позволяет наглядно представить процессы в режиме усиления электрических сигналов. Нагрузочная прямая наносится на семейство выходных характеристик, как показано на рис. 2.8. Из рисунка видно, что нагрузочная прямая отсекает на осях отрезки:  $U_2 = E_2$  при  $I_2 = 0$  и  $I_2 = E_2/R_H$  при  $U_2 = 0$ . На нагрузочной прямой указывается рабочая точка ( $PT$ ) в соответствии с заданными значениями амплитуды входного тока  $I_{mб}$  и его постоянной составляющей  $I_{б0}$ . Затем, графически определяются постоянные и переменные составляющие токов и напряжений в цепях базы и коллектора (рис. 2.8). Выявляются наличие или отсутствие искажений формы сигнала. Под действием переменного входного тока рабочая точка на выходных

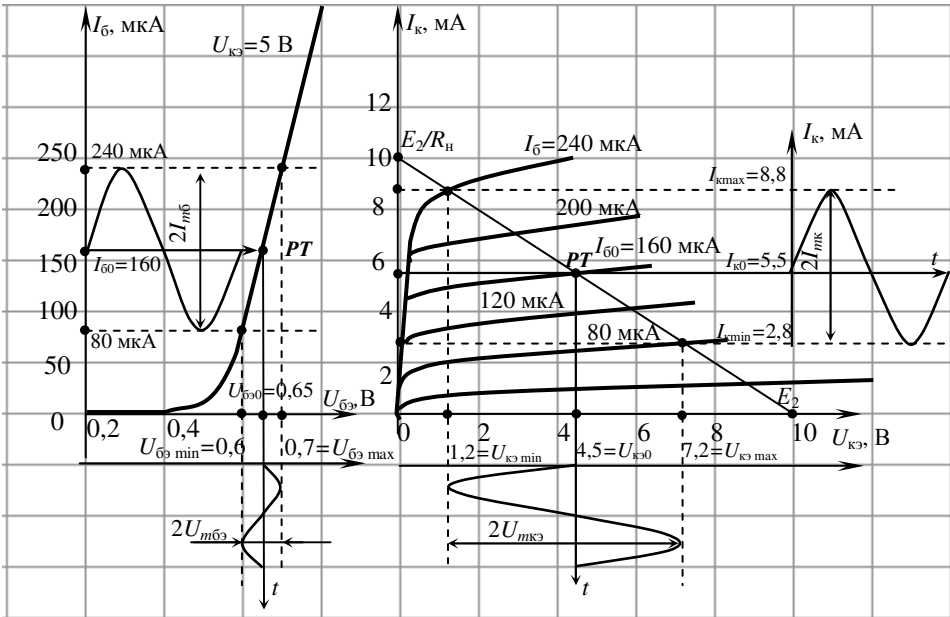


Рис. 2.8. Входные и выходные характеристики кремниевого планарно-эпитаксиального  $n-p-n$  транзистора КТ503А, включенного по схеме с ОЭ.

характеристиках двигается вдоль линии нагрузки. Если рабочая точка в какой-либо части периода попадает в область отсечки или насыщения, то всегда имеет место искажение формы выходного сигнала. В этом случае необходимо уменьшить заданную величину амплитуды входного тока до величины, при которой рабочая точка не будет выходить за пределы активной области работы прибора.

Следует обратить внимание на то, что выходное напряжение  $U_{кэ}$  противофазно току коллектора  $I_{к}$ .

Так как максимальные значения положительных и отрицательных полупериодов сигнала могут быть не одинаковыми и, значит, усиление большого сигнала и в активном режиме сопровождается некоторыми искажениями, то значения амплитуд определяются как средние за период.

$$I_{mк} = \frac{I_{к\max} - I_{к\min}}{2}; \quad (2.28)$$

$$U_{mкэ} = \frac{U_{кэ\max} - U_{кэ\min}}{2}; \quad (2.29)$$

$$U_{mбэ} = \frac{U_{бэ\max} - U_{бэ\min}}{2}. \quad (2.30)$$

Значения рабочих параметров каскада в рабочей точке выражаются через соответствующие амплитуды и постоянные составляющие токов и напряжений.

Коэффициенты усиления по напряжению, по току и по мощности:

$$K_U = \frac{U_{mкэ}}{U_{mбэ}}, K_I = \frac{I_{mк}}{I_{mб}}, K_P = K_I \cdot K_U. \quad (2.31)$$

Иногда коэффициенты усиления принято выражать в децибелах (дБ):

$$K_{U(I)}(\text{дБ}) = 20\lg K_{U(I)}, K_P(\text{дБ}) = 10\lg K_P \quad (2.32)$$

Входное сопротивление каскада:

$$R_{вх} = \frac{U_{mбэ}}{I_{mб}}. \quad (2.33)$$

Мощность, потребляемая от источника питания:

$$P_{\text{потр}} = E_2 \cdot I_{к0}. \quad (2.34)$$

Полезная мощность в нагрузке:

$$P_{R\sim} = 0,5U_{mкэ} \cdot I_{mк}. \quad (2.35)$$

Мощность, рассеиваемая в коллекторе:

$$P_k = U_{кэ0} \cdot I_{к0}. \quad (2.36)$$

Коэффициент полезного действия выходной цепи:

$$\eta = \frac{P_{R\sim}}{P_{\text{потр}}} 100\% . \quad (2.37)$$

Граница, определяемая максимально допустимой рассеиваемой мощностью, изображается на выходных характеристиках гиперболой

$$I_{\text{кmax}} = \frac{P_{\text{кmax}}}{U_{\text{кэ}}} , \quad (2.38)$$

а границы по току и напряжению – горизонтальной и вертикальной прямыми  $I_{\text{к}} = I_{\text{кпред}} = \text{const}$  и  $U_{\text{кэ}} = U_{\text{кэпред}} = \text{const}$ . Максимально допустимая рассеиваемая мощность определяется температурой переходов  $T_{\text{п}}$ , температурой окружающей среды  $T_{\text{с}}$  и тепловым сопротивлением между переходами и окружающей средой  $R_{\text{пс}}$ :

$$P_{\text{кmax}} = \frac{(T_{\text{п}} - T_{\text{с}})}{R_{\text{пс}}} . \quad (2.39)$$

Токи в цепях транзистора подвержены случайным колебаниям (флуктуациям) из-за теплового движения носителей заряда в кристаллической решетке полупроводника. Флуктуации можно рассматривать как шумовой ток. Коэффициент шума  $K_{\text{ш}}$  показывает, во сколько раз мощность шума на выходе транзистора  $P_{\text{ш вых}}$  больше усиленной в  $K_{\text{р}}$  раз мощности шума источника входного сигнала  $P_{\text{ш г}}$ . Для его оценки можно воспользоваться формулой:

$$K_{\text{ш}} = \frac{P_{\text{ш вых}}}{K_{\text{р}} P_{\text{ш г}}} = 1 + \frac{r_{\text{б}}}{R_{\text{г}}} + \frac{e}{kT} \frac{(r_{\text{б}} + R_{\text{г}})^2 I_{\text{э}}}{2\beta R_{\text{г}}} . \quad (2.40)$$

Здесь  $R_{\text{г}}$  – сопротивление источника сигнала.

Существует оптимальное сопротивление источника сигнала, при котором коэффициент шума минимален:

$$R_{\text{г опт}} = r_{\text{б}} \sqrt{1 + \frac{kT}{e} \frac{2\beta}{r_{\text{б}} I_{\text{э}}}} . \quad (2.41)$$

### Задачи

2.1. Транзистор имеет следующие параметры: эффективность эмиттера  $\gamma = 0,99$ , коэффициент переноса  $\chi = 0,995$ . Найти ток коллектора, если ток базы  $I_{\text{б}} = 20$  мкА, обратный ток насыщения коллектора  $I_{\text{кб0}} = 1$  мкА.

2.2. На рис. 2.9. изображены входные и выходные характеристики биполярного транзистора, включенного по схеме с общим эмиттером.

Построить:

а) передаточную характеристику  $I_{\text{к}} = f(I_{\text{б}})$  при  $U_{\text{кэ}} = 5 \text{ В} = \text{const}$ ;

- б) передаточную характеристику  $I_k = f(U_{бэ})$  при  $U_{кэ} = 5 \text{ В} = \text{const}$ ;  
 в) входную характеристику для схемы с ОБ  $I_3 = f(U_{эб})$  при  $U_{кб} = \text{const}$ ;  
 д) входную характеристику для схемы с ОК  $I_6 = f(U_{бк})$  при  $U_{эк} = \text{const}$ ;

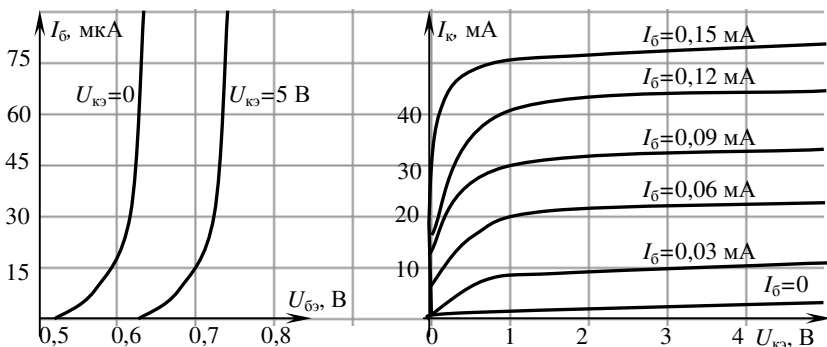


Рис. 2.9. Входные и выходные характеристики кремниевого  $n-p-n$  транзистора КТ342В.

2.3. Для транзистора, вольт–амперные характеристики которого изображены на рис. 2.9, рассчитать графо–аналитическим методом дифференциальные  $h$ –параметры в рабочей точке, заданной вариантом. Считать, что входные характеристики, снятые при фиксированном  $U_{кэ}$  из интервала  $1 \text{ В} < U_{кэ} < 12 \text{ В}$ , совпадают с характеристикой, снятой при  $U_{кэ} = 5 \text{ В}$ .

Вариант	1	2	3	4	5	6	7	8	9	0
$I_б$ , мкА	60	90	75	45	30	15	20	35	55	45
$U_{кэ}$ , В	2	3	4	5	2,5	3,5	4,5	5	4	3

2.4. Пользуясь результатами расчета задачи 2.3, определить дифференциальные  $h$ –параметры для транзистора, включенного по схеме:  
 а) с общей базой; б) с общим коллектором.

2.5. Пользуясь результатами расчета задачи 2.3, определить дифференциальные  $y$ –параметры для транзистора, включенного по схеме с общим эмиттером.

2.6. Пользуясь результатами расчета задачи 2.3, определить дифференциальные  $z$ –параметры для транзистора, включенного по схеме с общим эмиттером.

2.7. Транзистор в  $T$ –образной схеме замещения с генератором тока имеет следующие параметры: сопротивления областей  $r_3 = 15 \text{ Ом}$ ,  $r_6 = 250 \text{ Ом}$ ,  $r_k = 1 \text{ МОм}$ , коэффициент передачи тока эмиттера  $\alpha = 0,925$ . Определить дифференциальные  $h$ –параметры четырехпо-

люсника, эквивалентного транзистору, включенного по схеме с общей базой.

2.8. Определить коэффициенты усиления по току для всех трёх схем включения транзистора, если амплитуда переменной составляющей коллекторного тока  $I_{mk} = 3,9$  мА, а амплитуда тока эмиттера  $I_{mэ} = 4$  мА.

2.9. В усилительном каскаде на основе транзистора, включенного по схеме с общим эмиттером, ЭДС источника входного напряжения  $E_1 = 10$  мВ, его внутреннее сопротивление  $R_r = 500$  Ом, сопротивление нагрузочного резистора в коллекторной цепи  $R_H = 5$  кОм. Кроме этого, известны дифференциальные  $h$ -параметры:  $h_{11э} = 800$  Ом,  $h_{21э} = 47$ ,  $h_{12э} = 0,0005$ ,  $h_{22э} = 80$  мкСм. Определить выходное напряжение  $U_2$  и выходное сопротивление данного каскада  $R_{вых}$ .

2.10. В усилительном каскаде на основе транзистора, включенного по схеме с общим эмиттером, ЭДС источника входного напряжения  $E_1 = 100$  мВ, его внутреннее сопротивление  $R_r = 500$  Ом, сопротивление нагрузочного резистора в коллекторной цепи  $R_H = 8$  кОм. Кроме этого, известны дифференциальные  $h$ -параметры:  $h_{11э} = 800$  Ом,  $h_{21э} = 48$ ,  $h_{12э} = 0,0005$ ,  $h_{22э} = 80$  мкСм. Определить выходную мощность каскада  $P_{вых}$  и коэффициент усиления по мощности  $K_p$ .

2.11. Статические характеристики транзистора приведены на рис. 2.9. Биполярный транзистор работает в схеме с общим эмиттером с нагрузкой в выходной цепи  $R_H = 100$  Ом, включенной последовательно с источником коллекторного напряжения  $E_2 = 5$  В (рис. 2.10). Постоянная составляющая входного тока  $I_{б0}$  и амплитуда переменной составляющей тока базы  $I_{mб}$  заданы следующими вариантами:

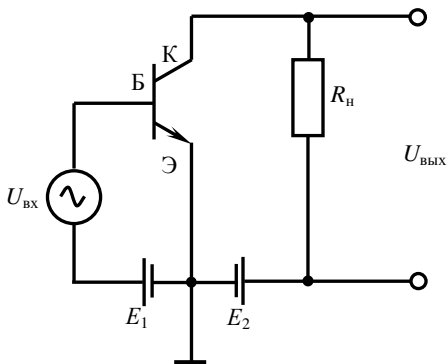


Рис. 2.10. Схема усилителя на  $n-p-n$  транзисторе.

Вариант	1	2	3	4	5	6	7	8	9	0
$I_{б0}$ , мкА	15	20	30	45	60	75	65	30	60	45
$I_{mб}$ , мкА	10	10	15	15	30	15	10	30	15	30

Используя заданные параметры режима и характеристики транзистора, выполнить графоаналитический расчёт усилительного каскада:



- а) построить на характеристиках линию нагрузки;
- б) найти заданную рабочую точку и ее параметры;
- в) построить временные диаграммы токов и напряжений и выявить наличие или отсутствие искажений формы сигнала;

г) рассчитать для линейного (неискажающего) режима коэффициенты усиления по току  $K_I$ , напряжению  $K_U$  и мощности  $K_P$ , входное сопротивление  $R_{вх}$ . Найти полезную мощность в нагрузке  $P_{R-}$ , мощность, рассеиваемую на коллекторе  $P_R$ , мощность, потребляемую от источника питания  $P_0$  и КПД выходной цепи  $\eta$ .

2.12. На выходных характеристиках транзистора (рис. 2.9) построить линии максимально допустимой мощности при температурах окружающей среды  $T_c = 30$  и  $50$  °С, если максимально допустимая температура перехода  $T_{п\max} = 80$  °С и тепловое сопротивление переход–среда  $R_{пс} = 0,8$  град/мВт.

2.13. Коэффициент усиления по току на низкой частоте равен 87. Определите коэффициент усиления на предельной частоте.

2.14. Определите сдвиг фаз между входным и выходным токами в биполярном транзисторе на частоте в  $\sqrt{2}$  раз большей предельной частоты.

2.15. Определите модуль коэффициента передачи тока эмиттера на частоте 26 МГц, если известно, что на низких частотах он равен 0,96 и предельная частота 15 МГц.

2.16. Предельная частота транзистора, включенного в схеме с общим эмиттером, 10 МГц, коэффициент усиления на низких частотах равен 85. Определить предельную частоту транзистора, включенного по схеме с общей базой.

2.17. Коэффициент усиления транзистора на частоте 1 кГц равен  $h_{21э} = 30$ , на частоте 20 МГц –  $h_{21э} = 9$ . Определить коэффициент усиления на частоте 6 МГц, граничную и предельную частоты усиления.

2.18. Построить нормированные зависимости коэффициентов усиления от частоты для схем с общим эмиттером и общей базой, если коэффициент усиления в схеме с общим эмиттером равен  $h_{21э} = 56$ , а предельная частота усиления 100 МГц. Вычисления проводить до тех пор, пока коэффициенты передачи снизятся более, чем в 10 раз.

2.19. У транзистора при токе эмиттера  $I_э = 1$  мА и  $T = 300$  К рас-  
пределенное сопротивление базы  $r_б = 200$  Ом, коэффициент усиления  $h_{21э} = 50$ . Сопротивление источника сигнала  $R_г = 600$  Ом. Определить коэффициент шума транзистора и оптимальное сопротивление источника сигнала.

2.20. При включении транзистора по схеме с общей базой входное сопротивление  $R_{вх} = 30$  Ом, коэффициент передачи по току  $\alpha = 0,97$ .

Определить входное сопротивление, если те же элементы собрать по схеме с общим эмиттером.

2.21. В схеме, изображенной на рис. 2.10, входное сопротивление  $R_{вх} = 1$  кОм, сопротивление нагрузки  $R_n = 50$  кОм. Коэффициент усиления по току  $K_I = 30$ . Определить коэффициент усиления по напряжению  $K_U$ .

2.22. В схеме, изображенной на рис. 2.10, ток базы изменился на  $\Delta I_b = 0,5$  мА. Коэффициент усиления по току  $K_I = 20$ , сопротивление нагрузки  $R_n = 1$  кОм. Определить значение изменения выходного напряжения  $\Delta U_{кв}$ .

### Тема 3. ПОЛЕВЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ

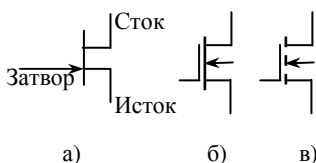


Рис. 3.1. Условные обозначения  $n$ -канальных полевых транзисторов.

*Полевой транзистор* (ПТ) – полупроводниковый прибор, усиительные свойства которого обусловлены потоком основных носителей, протекающим через проводящий канал и управляемым электрическим полем. Электрод, из которого выходят носители заряда под действием напряжения на **затворе**,

называется **истоком**; принимающий носители электрод называется **стоком**. Сток и исток обычно являются сильнолегированными областями, **канал** – слаболегированным тонким слоем, который может иметь электропроводность как  $n$ -, так и  $p$ -типа.

Выделяют два основных типа полевых транзисторов:

– полевые **транзисторы с управляющим переходом** (рис. 3.1а) (в качестве перехода может быть  $p$ – $n$ -переход, гетеропереход или переход Шоттки);

– полевые **транзисторы с изолированным затвором (со встроенным)** (рис. 3.1б) **или индуцированным каналом** (рис. 3.1в)). У них затвор выполнен в виде металлической пленки, изолированной от канала тонким слоем диэлектрика ( $\text{SiO}_2$ ). Поэтому их называют МДП-транзисторами.

В приборе *с управляющим электрическим переходом* под действием напряжения на затворе изменяются геометрические размеры канала, т.е. увеличение запирающего напряжения на затворе приводит к расширению перехода и к сужению оставшейся части проводящего канала (к увеличению сопротивления канала). То есть, максимальный ток, протекающий через канал, достигается при напряжении на затворе

$U_{зи} = 0$ . При некотором напряжении на затворе, называемом *напряжением отсечки*  $U_{отс}$ , ток стока прекращается  $I_c = 0$ .

В *МДП-транзисторах* изменяется электропроводность канала, формирующегося вблизи поверхности полупроводника. Напряжение, приложенное к затвору, создает электрическое поле, которое притягивает неосновные носители заряда подложки в область канала, т.е. обогащает канал носителями и тем самым снижает сопротивление канала.

МДП транзистор с индуцированным каналом не имеет канала при напряжении на затворе  $U_{зи} = 0$ . Канал образуется при некотором напряжении, называемом *пороговым напряжением*  $U_{пор}$ .

МДП транзистор со встроенным каналом может работать при напряжениях  $U_{зи}$  разной полярности, но в одном случае он будет работать в **режиме обогащения** канала (с ростом напряжения на затворе  $|U_{зи}|$  ток стока  $I_c$  увеличивается), а в другом случае – в **режиме обеднения** канала (с ростом  $|U_{зи}|$  уменьшается  $I_c$ ).

По сравнению с биполярными, ПТ имеют значительно бóльшие входные сопротивления и обладают более низким уровнем шума.

Для рассмотрения свойств и параметров полевого транзистора принято пользоваться статическими характеристиками, которые зависят от схемы включения. В основном используют *выходные (стоковые)* ( $I_c = f(U_2)|_{U_1=const}$ ) и *передаточные (сток-затворные)*

( $I_2 = f(U_1)|_{U_2=const}$ ) статические характеристики. Далее будут рассматриваться соотношения для схемы с общим истоком. Передаточная характеристика представляет собой зависимость  $I_c = f(U_{зи})|_{U_{си}=const}$ .

Для ее построения на выходных характеристиках следует изобразить вертикальную прямую  $U_{си} = const$ . Обозначить точки пересечения прямой с выходными характеристиками для различных напряжений  $|U_{зи}|$ . Составить таблицу значений  $I_c = f(U_{зи})$ . Построить соответствующий график, откладывая по оси абсцисс напряжение на затворе, а по оси ординат – ток стока.

Ток стока полевого транзистора  $I_c$  зависит от напряжения на затворе  $U_{зи}$  и напряжения на стоке  $U_{си}$ . Поэтому выражение для полного дифференциала тока стока можно представить в виде:

$$dI_c = \frac{\partial I_c}{\partial U_{зи}} dU_{зи} + \frac{\partial I_c}{\partial U_{си}} dU_{си}. \quad (3.1)$$

В этом выражении частные производные, определяющие приращения тока при изменении соответствующих напряжений, на линейном участке характеристики можно рассматривать как дифференци-

альные параметры транзистора. Для того, чтобы в рабочей точке определить параметры, на кривой строят характеристический треугольник, располагая рабочую точку в середине гипотенузы. Тогда катетами треугольника будут приращения соответствующего напряжения  $\Delta U$  и тока стока  $\Delta I_c$ . Приращения токов и напряжений дают разности между ординатами и абсциссами выбранных точек на линейном участке характеристики.

Первая производная в выражении (3.1) характеризует управляющее действие затвора. Параметр называют **крутизной** сток-затворной характеристики и измеряют в А/В.

$$S = \left. \frac{\Delta I_c}{\Delta U_{зи}} \right|_{U_{си} = \text{const}} = y_{21}. \quad (3.2)$$

Этот же параметр называется дифференциальной проводимостью прямой передачи транзистора и обозначается  $y_{21}$ . На предельной частоте  $f_{пр}$  проводимость уменьшается в  $\sqrt{2}$  раз, т.е.

$$|S(f_{пр})| = \frac{S_0}{\sqrt{2}}, \quad (3.3)$$

где  $S_0$  – крутизна на низкой частоте.

Крутизна ПТ с управляющим переходом описывается следующей зависимостью:

$$S = \frac{2I_{c \max}}{U_{отс}} \left( 1 - \frac{|U_{зи}|}{U_{отс}} \right) = S_{\max} \left( 1 - \frac{|U_{зи}|}{U_{отс}} \right). \quad (3.4)$$

Вторая производная в выражении (3.1) характеризует влияние выходного напряжения на ток стока и называется **выходной проводимостью** транзистора. Ее определяют по выходным характеристикам:

$$G_i = \left. \frac{\Delta I_c}{\Delta U_{си}} \right|_{U_{зи} = \text{const}} = y_{22}. \quad (3.5)$$

Часто вместо параметра  $G_i$  применяют обратную величину – дифференциальное выходное сопротивление

$$R_i = 1/G_i. \quad (3.6)$$

**Коэффициент усиления по напряжению** характеризует сравнительное воздействие напряжений стока и затвора на ток стока:

$$\mu = \left. \frac{\Delta U_{си}}{\Delta U_{зи}} \right|_{I_c = \text{const}}. \quad (3.7)$$

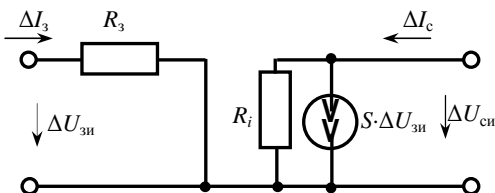


Рис. 3.2. Эквивалентная схема полевого транзистора, включенного по схеме с ОИ, на низкой частоте.

достаточно низком напряжении  $U_{си}$ , то его можно представить в виде резистора, сопротивление которого определяется выражением:

$$R = \frac{R_0}{1 - \sqrt{\frac{|U_{зи}|}{U_{отс}}}}, \quad (3.8)$$

где  $U_{зи}$  – напряжение между затвором и истоком,  $R_0$  – сопротивление канала при нулевом напряжении  $U_{зи}$ ,  $U_{отс}$  – напряжение отсечки.

Ток стока описывается следующей зависимостью:

$$I_c = I_{c\max} \left( 1 - \frac{|U_{зи}|}{U_{отс}} \right)^2. \quad (3.9)$$

Уравнение квазистатического режима ПТ имеет вид:

$$E_c = I_c (R_{и} + R_c) + U_{си}, \quad (3.10)$$

где  $R_{и}$  и  $R_c$  – сопротивления в цепи истока и стока соответственно (рис.3.4).

### Задачи

3.1. Используя выходные характеристики заданного полевого транзистора (рис. 3.3), построить стоко–затворную характеристику, рассчитать дифференциальное сопротивление  $R_i$ , крутизну  $S$  и коэффициент усиления по напряжению  $\mu$  в рабочей точке, заданной вариантом, и построить эквивалентную схему прибора на низкой частоте. Определить значение коэффициента усиления по напряжению на предельной частоте.

Вариант	1	2	3	4	5	6	7	8	9	0
$U_{си}$ , В	6	7	8	3	4	4	9	10	10	5
$I_c$ , мА	6	8	12	10	6	4	8	5	9	6

3.2. Используя выходные характеристики заданного полевого транзистора (рис. 3.3), построить две стоко–затворных характеристики при различных  $U_{си}$ . Рассчитать параметры  $y_{21}$  и  $y_{22}$  в выбранной (или заданной преподавателем) рабочей точке.

3.3. При напряжении на затворе, равном нулю, сопротивление между стоком и истоком полевого транзистора с управляющим переходом равно 50 Ом. При каком напряжении на затворе сопротивление между стоком и истоком станет равным 200 Ом, если напряжение отсечки  $U_{отс} = 6,8$  В.

3.4. Полевой транзистор с управляющим  $p-n$ -переходом, имеющий  $S_{max} = 2$  мА/В,  $I_{с\ max} = 2$  мА, включен в усилительный каскад с общим истоком. Сопротивление резистора нагрузки  $R_n = 10$  кОм. Определить коэффициент усиления по напряжению, если:

а)  $U_{зи} = -1$  В; б)  $U_{зи} = -0,5$  В; в)  $U_{зи} = 0$  В.

3.5. Полевой транзистор с управляющим  $p-n$ -переходом, имеет  $I_{с\ max} = 2$  мА,  $U_{отс} = 5$  В. Определить ток стока и крутизну  $S$  транзистора при напряжениях на затворе равных:

а)  $U_{зи} = -5$  В; б)  $U_{зи} = 0$  В; в)  $U_{зи} = -2,5$  В.

3.6. Полевой транзистор с управляющим  $p-n$ -переходом с  $n$ -каналом используется в цепи усилительного каскада, изображенного на рис. 3.4. Напряжение отсечки транзистора  $U_{отс} = +2$  В, максимальный ток стока  $I_{с\ max} = 1,8$  мА. Известно, что при напряжении источника питания  $E_c = 20$  В протекает ток стока  $I_c = 1$  мА. Модуль коэффициента усиления по напряжению  $|K_v| = 10$ . Определить: а) напряжение смещения между затвором и истоком  $U_{зи}$ ; б) сопротивление резистора в цепи истока  $R_n$ ; в) сопротивление резистора в цепи стока  $R_c$ . При этом, ем-

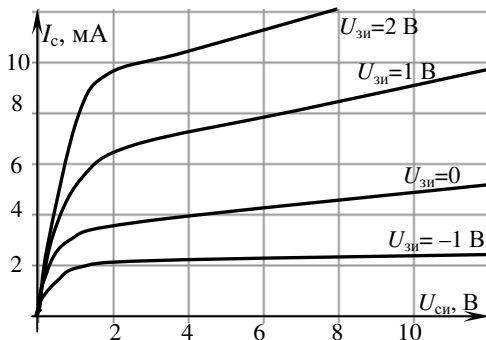


Рис. 3.3. Выходные характеристики МДП-транзистора со встроенным каналом.

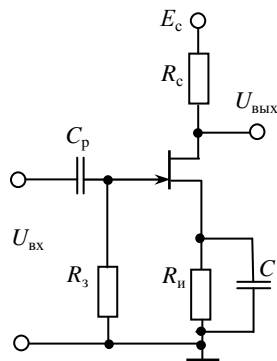


Рис.3.4.

костное сопротивление на рабочей частоте пренебрежимо мало, внутреннее сопротивление транзистора  $R_i \gg R_c$ .

3.7. Полевой транзистор с управляющим  $p$ - $n$ -переходом с  $n$ -каналом используется в цепи усилительного каскада, изображенного на рис. 3.4. Известно, что напряжение на затворе  $U_{зи} = 2$  В, ток стока  $I_c = 1$  мА. Определить: а) сопротивление резистора в цепи истока  $R_{и}$  (падением напряжения  $I_3 R_3$  пренебречь); б) напряжение источника питания  $E_c$ , если сопротивление резистора в цепи стока  $R_c = 10$  кОм, выходное напряжение  $U_{си} = 4$  В.

#### Тема 4. ОПТОЭЛЕКТРОННЫЕ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ПРИБОРЫ

Оптоэлектронные полупроводниковые приборы (ОПП) предназначены для генерации и преобразования электромагнитного излучения оптического диапазона (колебания с длиной волны  $\lambda$  от 1 мм до 1 нм). Видимая область спектра находится в пределах  $0,38 < \lambda < 0,72$  мкм. Энергия фотона  $W_\phi$  (эВ), соответствующие ей частота колебаний  $\nu$  (Гц) и длина волны излучения  $\lambda$  (мкм) связаны следующими соотношениями:

$$\nu = 3 \cdot 10^{14} / \lambda; \quad W_\phi = 1,234 / \lambda. \quad (4.1)$$

Оптоэлектронные полупроводниковые приборы делят на излучатели, приемники излучения, оптопары и пр.

**Полупроводниковые излучатели** – ОПП, преобразующие электрическую энергию в энергию электромагнитного излучения (ЭМИ).

К *когерентным излучателям* относят **полупроводниковые лазеры** с различными видами возбуждения, которые могут излучать электромагнитные волны с определенной амплитудой, частотой, фазой, направлением распространения и поляризацией, что и определяет понятие когерентности.

К *некогерентным излучателям* относятся **светодиоды** (СИД, LED) и приборы на их основе (индикаторы, шкалы, экраны), **инфракрасные диоды** (ИКД), **ультрафиолетовые диоды** (УФД) и т.д.

Излучение СИД и ИКД (рис. 4.1) вызвано самопроизвольной рекомбинацией носителей заряда при прохождении *прямого тока* через выпрямляющий переход ( $p$ - $n$ - или гетеропереход). Чтобы кванты энергии – фотоны, освобожденные при рекомбинации, соответствовали квантам видимого света, ширина запрещенной зоны исходного полупроводника должна быть более 1,7 эВ

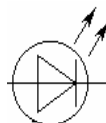


Рис. 4.1. Условное обозначение излучающего диода

(GaP, SiC). При меньшей ширине запрещенной зоны кванты энергии соответствуют ИК-области излучения (GaAs).

**Полупроводниковый приемник излучения** –ОПП, чувствительный к ЭМИ видимой, инфракрасной и (или) ультрафиолетовой области спектра или преобразующий энергию ЭМИ непосредственно в электрическую энергию. Рассмотрим некоторые из них.

**Фоторезистор** (рис. 4.5) – элемент, изменяющий свое сопротивление под действием внешнего излучения, падающего на рабочую поверхность. В качестве фоточувствительного материала используются сульфиды и селениды кадмия и свинца (CdS, PbS, CdSe, PbSe). Ток, протекающий в фоторезисторе в отсутствие внешнего освещения, называется *темновым током*  $I_T$ . С увеличением освещенности внутреннее сопротивление фоторезистора уменьшается и через него протекает фототок  $I_\Phi$ .

$$I_\Phi = I - I_T. \quad (4.2)$$

Здесь  $I$  – сила суммарного тока в фоторезисторе.

Отношение фототока к световому потоку и приложенному напряжению называется **удельной интегральной чувствительностью** приемника:

$$K_0 = \frac{I_\Phi}{\Phi U}, \quad (\text{мА}/(\text{лм} \cdot \text{В})). \quad (4.3)$$

**Фотодиод** (ФД) (рис. 4.6) – диод на основе  $p$ – $n$ –перехода, *обратный ток* которого зависит от светового потока  $\Phi$  и практически не зависит от приложенного напряжения. Поэтому основным параметром фотодиода является не удельная интегральная чувствительность, а просто **интегральная чувствительность**:

$$K = \frac{I_\Phi}{\Phi}, \quad (\text{мА}/\text{лм}). \quad (4.4)$$

Световой поток  $\Phi$  (лм) связан с освещенностью  $\zeta$  (лк) и площадью облучаемой поверхности  $S$  ( $\text{м}^2$ ) следующим соотношением:

$$\Phi = \zeta S. \quad (4.5)$$

Фотодиод может работать в двух режимах – *фотодиодном* (прибор подключается к источнику питания в обратном направлении) и *фотогенераторном* (*фотогальваническом*) (может использоваться без источника питания, так как сам становится источником фото-ЭДС, генерируя (под действием света) носители зарядов – свободные электроны и дырки. Такой диод называют **фотоэлементом**. Он оптимизирован для прямого преобразования излучения Солнца в электрическую энергию.



**Фототранзистор (ФТ)** (рис. 4.2) – фотоприемник, который может не только пропускать ток под действием светового потока, но еще его и усиливать. Питательное напряжение включается таким образом, что коллекторный переход закрыт, а эмиттерный – открыт. ФТ уступают ФД по быстродействию, но за счет усиления сигнала имеют высокую чувствительность.

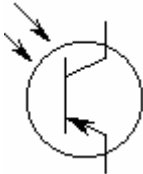


Рис. 4.2. Условное обозначение фототранзистора

сигналами.

**Оптопара (оптрон)** – ОПП, состоящий из излучающего и фотоприемного элементов, между которыми имеется оптическая связь и обеспечена электрическая изоляция – (гальваническая) развязка входа и выхода. Спектральные характеристики приемника и излучателя должны совпадать.

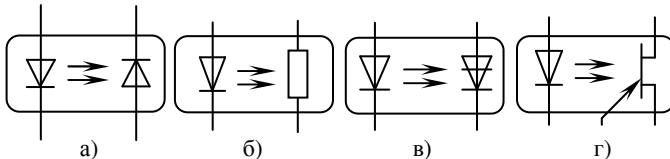


Рис. 4.3. Условное обозначение оптронов

В качестве оптической среды распространения сигнала могут применяться волоконные световоды, длина которых должна быть больше длины волны излучения. Классифицировать оптопары принято по типу **фотоприемников** – диодные (рис. 4.3 а), резисторные (рис. 4.3 б), тиристорные (рис. 4.3 в), транзисторные (рис. 4.3 г) и т.д. На рис. 4.3 г в качестве фотоприемника использован полевой однопереходный транзистор.

### Задачи

4.1. На сурьмяно–цезиевый фотоэлемент с интегральной чувствительностью  $K=100$  мкА/лм падает световой поток  $\Phi = 0,15$  лм. Последовательно с фотоэлементом включен резистор сопротивлением  $R = 400$  кОм, с которого сигнал снимается на усилитель, который управляет реле с током срабатывания 10 мА при напряжении 220 В. Входной нагрузкой усилителя является сопротивление  $R$ , темновой ток фотоэлемента равен нулю. Определить коэффициенты усиления по напряжению и мощности.

4.2. Пользуясь люкс–амперной характеристикой фоторезистора, изображенной на рис. 4.4, определить его удельную интегральную чувствительность  $K_0$ , если темновой ток  $I_T = 15$  мкА, освещенность  $\zeta = 800$  лк, напряжение на фоторезисторе  $U = 25$  В, площадь светочувствительной поверхности  $S = 0,3$  см<sup>2</sup>.

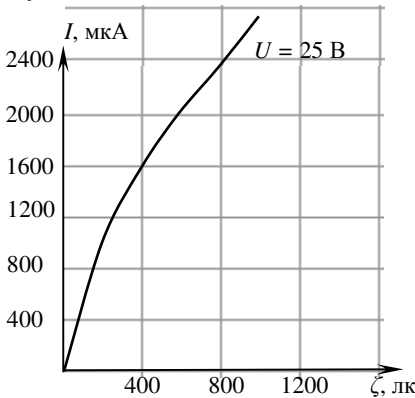


Рис. 4.4

4.3. Фоторезистор, люкс–амперная характеристика которого изображена на рис. 4.4, используется в схеме, представленной на рис. 4.5. Напряжение источника питания  $E = 50$  В, сопротивление резистора нагрузки  $R_H = 10$  кОм. Площадь светочувствительной поверхности  $S = 0,3$  см<sup>2</sup>. Определить: а) световой поток  $\Phi$ , при котором падение напряжения на нагрузке  $U_H = 25$  В; б) мощность  $P$ , рассеиваемую фоторезистором в этом случае.

4.4. Фотодиод, вольт–амперные характеристики которого изображены на рис. 4.7, используется в схеме, представленной на рис. 4.6. Напряжение источника питания равно  $E = 100$  В. Построить графики зависимости фототока  $I_\Phi$  от светового потока при сопротивлениях резисторов нагрузки  $R_H$ , равных 2 МОм, 100 кОм и 0. Площадь светочувствительной поверхности  $S = 5$  мм<sup>2</sup>.

4.5. По вольт–амперным характеристикам фотодиода, изображенным на рис. 4.7, определить предельное значение сопротивления нагрузки, при котором сохраняется еще фотодиодный режим, если напряжение источника питания  $E = 60$  В.

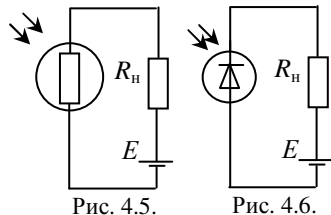
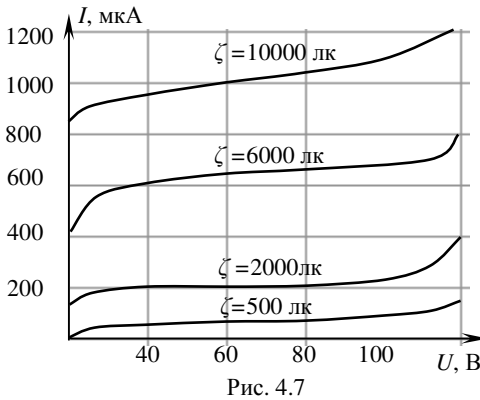


Рис. 4.5.

Рис. 4.6.

4.6. На вход волоконно – оптической линии связи длиной  $L = 100$  км подается оптический сигнал мощностью  $P = 5$  мВт. Какая мощность будет получена на выходе, если ослабление сигнала в световоде составляет 0,2 дБ/км.

4.7. Карбид кремния SiC является единственным бинарным соединением, образованным элементами IV группы. У этого соединения существует около 100 различных модификаций, отличающихся значениями ширины запрещенной зоны (т.н. политипизм). Определите цвет



свечения излучающего диода (по таблице 4.1), выполненного из SiC с шириной запрещенной зоны

$\Delta W(=W_{\phi}) = 2,39; 2,986; 3,023; 3,265; 3,33$  эВ.

Таблица 4.1

Цвет	Диапазон $\lambda$ , мкм	Цвет	Диапазон $\lambda$ , мкм
Красный	0,72...0,64	Зеленый	0,545...0,515
Оранжевый	0,64...0,59	Голубой	0,515...0,484
Желтый	0,59...0,555	Синий	0,485...0,435
Желто-зеленый	0,555...0,545	Фиолетовый	0,435...0,385

## Тема 5. ИНТЕГРАЛЬНЫЕ МИКРОСХЕМЫ

*Интегральная схема (ИС)* – это конструктивно законченное изделие, выполняющее определенную функцию (усиление, генерацию, логическую операцию и др.). ИС отличается большой плотностью упаковки элементов на единице площади. При изготовлении ИС используется групповой метод производства, при котором на одной подложке одновременно изготавливается множество однотипных элементов или целых микросхем, что позволяет получить изделия с одинаковыми параметрами.

Интегральные схемы классифицируются:

– по степени интеграции  $K$  – МИС (малые), СИС (средние), БИС (большие), СВИС (сверхбольшие), УБИС (ультрабольшие):

$$K = \begin{cases} \lg N, & (\text{если } \lg N - \text{целое число}), \\ \lceil \lg N \rceil + 1, & (\text{если } \lg N - \text{не целое число}), \end{cases} \quad (5.1)$$

где  $N$  – количество элементов и компонентов, содержащихся в микросхеме; запись в скобках  $\lceil \alpha \rceil$  обозначает целую часть числа  $\alpha$ . Таким образом, степень интеграции микросхемы  $K$  вычисляется путём округления значения  $\lg N$  до ближайшего большего целого числа. Сложность микросхемы характеризуется также плотностью упаковки, т.е.

числом элементов на единице площади кристалла  $S$  или в единице объема  $V$ :

$$w = N / S ; \quad (5.2)$$

– **по функциональному назначению**: на аналоговые (усилители, детекторы, генераторы, фильтры, модуляторы и пр.), цифровые (логические, запоминающие устройства, триггеры, регистры и пр.), и т.д.;

– **по применяемости в аппаратуре** – на ИС общего применения и специального назначения;

– **по способу изоляции** между элементами – на схемы с диэлектрической, диодной, комбинированной изоляцией, МДП–технологией и др.;

– **по конструктивно–технологическому** исполнению: на *монолитные, совмещенные, гибридные* и прочие ИС.

При изучении элементов полупроводниковых ИС и способов их изоляции необходимо обратить внимание на несколько особенностей:

– между элементами и общей подложкой есть электрическая связь;

– все элементы производятся в едином технологическом процессе, что определяет корреляцию параметров элементов и ограничения по их номиналам;

– существует возможность реализовать элементы, не имеющие аналогов в дискретной электронике (многоэмиттерный, многоколлекторный транзистор и др.);

– отсутствуют элементы – индуктивности и трансформаторы;

– в полупроводниковых ИС на МДП–структурах изоляция между элементами не требуется.

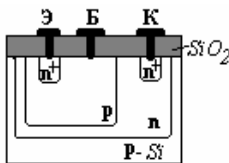


Рис. 5.1

К базовым физико–химическим процессам создания полупроводниковых микросхем относятся: литография, эпитаксия, легирование, травление, металлизация и др. В результате всех этих процессов кремниевая пластина трансформируется во множество отдельных ИС, каждая из которых содержит миллионы транзисторных структур. Все элементы монолитных

полупроводниковых микросхем выполнены полностью в глубине кристалла на основе структур биполярных  $n^+p-n$  (рис. 5.1) или МДП – транзисторов (рис. 5.2).

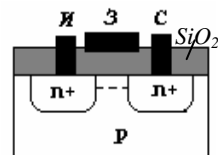


Рис. 5.2

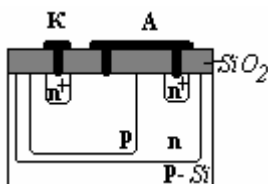


Рис. 5.3

На поверхности создаются контактные площадки и межэлементные соединения. По технологическим соображениям в качестве диодов в полупроводниковых микросхемах используют  $p$ - $n$ -переходы транзисторных структур: эмиттерный или коллекторный, а так же их сочетание. Существует пять возможных вариантов диодного включения транзисторов. В быстродействующих цифровых микросхемах целесообразно использовать диод по схеме  $U_{кб} = 0$  (рис. 5.3).

Разрез стабилитрона полупроводниковой ИС изображен на рис. 5.4 (диодное включение транзистора по схеме  $I_{к} = 0$  в обратном направлении).

На рис. 5.5 изображен разрез и топологический чертеж многоэмиттерного транзистора. Такой структуры в дискретной электронике нет.

Роль резистора в микросхемах на биполярных транзисторах играет один из слоев транзисторной структуры, например, базовый слой или эмиттерный слой (рис. 5.6).

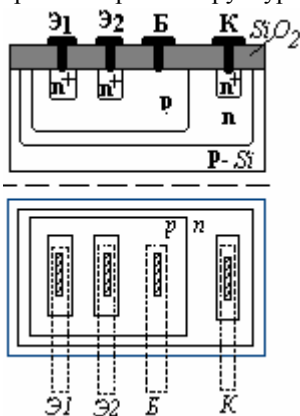


Рис. 5.5

Для получения резисторов с малыми номиналами сопротивлений используют низкоомный эмиттерный слой с  $\rho_s = 5 \dots 15 \text{ Ом}/\square$ , что дает возможность получить номинальные сопротивления до  $3 \dots 5 \text{ Ом}$  (рис. 5.6). Удельное поверхностное сопротивление базового слоя  $\rho_s = 100 \dots 300 \text{ Ом}/\square$ .

Поэтому типичное значение максимального сопротивления достигает  $20 \text{ кОм}$ . Это значение можно повысить в  $2\text{--}3$  раза, используя не полосковую, а зигзагообразную конструкцию. Если необходимые сопротивления превышают  $50\text{--}60 \text{ кОм}$ , можно использовать пинч-резисторы, у которых удельное сопротивление слоя составляет  $2\text{--}5 \text{ кОм}\cdot\text{м}$ . Максимальное сопротивление может достигать  $200\text{--}300 \text{ кОм}$  даже при простейшей полосковой конфигурации.

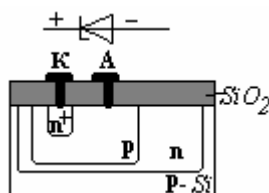


Рис. 5.4

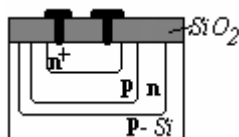


Рис. 5.6

В интегральных схемах роль конденсаторов играют обратносмещенные  $p-n$ -переходы, выполненные на основе транзисторной структуры: «эмиттер–база» (рис.5.7), «база–коллектор», «коллектор–подложка». Эти переходы формируются диффузией, поэтому их называют диффузионными.

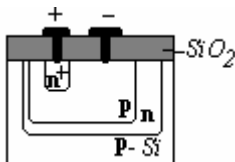


Рис. 5.7

Активные МДП-элементы занимают значительно меньшую площадь на подложке и позволяют реализовать ИС с очень высокой степенью интеграции при малой потребляемой мощности.

Для построения ряда схем используются полевые транзисторы, имеющие проводящие каналы с разным типом электропроводности, так называемые, комплементарные (КМДП, КМОП) транзисторы, т.е. дополняющие друг друга по типу электропроводности проводящих каналов. МДП-конденсаторы отличаются лучшими электрическими свойствами. Нижней обкладкой служит эмиттерный  $n^+$ -слой, верхней – пленка алюминия, слоем диэлектрика – диоксид кремния толщиной 0,05–0,1 мкм (рис. 5.8). Преимуществами МДП-конденсаторов перед диффузионными являются: возможность работы при любой полярности напряжения и более высокая добротность. Интегральные резисторы МДП-транзисторных структур представляют собой, как правило, встроенные между истоком и стоком каналы.

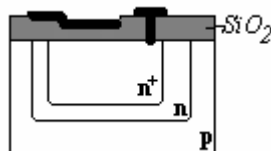


Рис. 5.8

### Изоляция элементов в полупроводниковых ИС

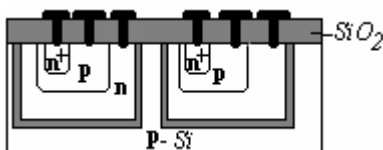


Рис. 5.9

Все элементы полупроводниковой микросхемы находятся внутри одного кристалла, поэтому они должны быть изолированы друг от друга. Самый естественный способ – **изоляция диэлектриком**, когда каждый элемент размещается

в отдельном диэлектрическом кармане (рис. 5.9). Необходимость создания карманов усложняет технологию, поэтому, несмотря на хорошую изоляцию, такой способ применяется редко. Разновидностью диэлектрической изоляции является – **воздушная изоляция**.

Диодная изоляция показана на рис. 5.10. Предполагается, что на

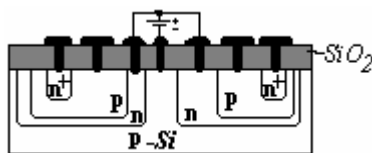


Рис. 5.10

подложке всегда самый низкий потенциал, поэтому  $p$ - $n$ -переходы между коллекторными областями и подложкой всегда закрыты. Изоляция элементов друг от друга осуществляется запертыми  $p$ - $n$ -переходами. Качество изоляции в этой структуре хуже, чем в предыдущей, но технологические преимущества обусловили ее широкое применение. Лучшими характеристиками обладает **изоляция  $p$ - $n$ -переходом со скрытым  $n^+$ -слоем**. Скрытый  $n^+$ -слой уменьшает сопротивление коллектора, что является преимуществом планарно-эпитаксиальной структуры.



Рис. 5.11

**Комбинированная изоляция** между транзисторами показана на рис. 5.11. Этот метод является основным в современных микросхемах на биполярных транзисторах. Он сочетает изоляцию диэлектриком (диоксидом кремния) и  $p$ - $n$ -переходом, смещенным в обратном направлении.

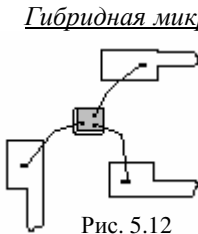


Рис. 5.12

**Гибридная микросхема** выполняется на диэлектрической (стеклянной или керамической) подложке. В качестве пассивных элементов используются пленочные резисторы и конденсаторы, а в качестве активных – дискретные бескорпусные навесные транзисторы (рис. 5.12) и диоды.

Пленочный *резистор* выполнен в виде пленки из резистивного материала с металлическими контактными площадками на концах.

Разрез резистора гибридной ИС представлен на рис. 5.13.

При проектировании гибридных ИС топология резисторов определяется с помощью параметра – коэффициента формы  $K_\phi$ , численно равного минимальному числу квадратов на поверхности резистивного слоя, которое нужно реализовать из материала с удельным поверхностным сопротивлением  $\rho_s$  для резистора с номинальным сопротивлением  $R_{ном}$ .

$$K_\phi = \frac{R_{ном}}{\rho_s} = n \frac{l}{b}. \quad (5.3)$$

Зная  $K_\phi$ , подбирают длину  $l$ , ширину  $b$  и количество резистивных полос  $n$ , если  $K_\phi > 10$ . При этом, учитывают минимальный размер ( $l$  или  $b$ ), допускаемый технологией изготовления.

Топология резистора с коэффициентом фор-



Рис. 5.13

$$1 \ll K_\phi \ll 10$$

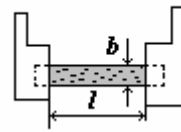


Рис. 5.14

$K_{\phi} < 1$

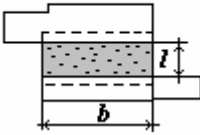


Рис. 5.15

показано на рис. 5.16.

Значения  $K_{\phi} < 0,1$  и  $K_{\phi} > 50$  не рекомендуются.

Конденсатор представляет собой три последовательно нанесенные пленки: металл, диэлектрик, металл. В качестве диэлектрика часто применяется диоксид кремния.



Рис.5.17

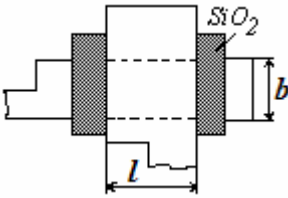


Рис.5.18

мы от 1 до 10 представлена на рис. 5.14.

Когда  $K_{\phi} < 1$ , т.е.  $l < b$ , то форма резистора соответствует рис. 5.15.

Если  $K_{\phi} > 10$ , то резистор выполняется в форме меандра или в виде нескольких прямоугольных отрезков, соединенных последовательно перемычками из проводящих пленок, как

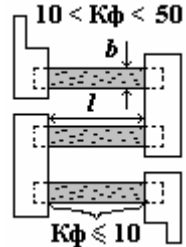


Рис.5.16

Структура (разрез) пленочного конденсатора и его топология показаны на рисунках 5.17 и 5.18.

В качестве диэлектрика используют материалы, обеспечивающие достаточную удельную емкость  $C_0$ . При заданной номинальной емкости  $C_{\text{ном}}$  расчет топологии сводится к выбору диэлектрика, нахождению площади верхней пластины (площади перекрытия двух обкладок)  $S$  и подбору длины  $l$  и ширины  $b$ . Диэлектрик должен выступать за край верхней обкладки на 100...200 мкм.

$$S = \frac{C_{\text{ном}}}{C_0} = l \cdot b \quad (5.4)$$

### Задачи

5.1. Составить приближенный эскиз топологии тонкопленочной гибридной микросборки на подложке размером 10 мм×15 мм в соответствии со схемой, представленной на рис. 5.19. Материал резисторов – кермет  $SiO-Cr$  с удельным поверхностным сопротивлением  $\rho_s = 500 \div 3000$  Ом/кв. Материал диэлектрического слоя конденсатора – монооксид германия с удельной емкостью  $C_0 = 5000 \div 20000$  пФ/см<sup>2</sup>.



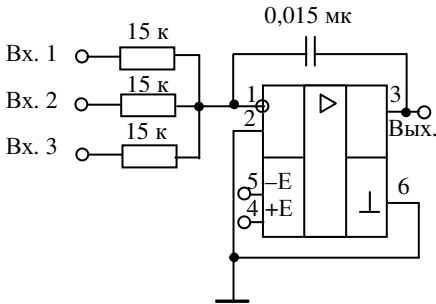


Рис. 5.19. Суммирующий интегратор

Материал диэлектрического слоя конденсатора – монооксид кремния с удельной ёмкостью  $C_0=5000\div 15000$  пФ/см<sup>2</sup>.

5.3. Начертить поперечный разрез (сечение) элементов полупроводниковой интегральной схемы, электрическая схема которой изображена на рисунке 5.21. Использовать диэлектрическую изоляцию между элементами схемы.

5.4. Начертить поперечный разрез (сечение) элементов полупроводниковой интегральной схемы, электрическая схема которой изображена на рисунке 5.22. Использовать диодную изоляцию элементов схемы со скрытым  $n^+$ -слоем.

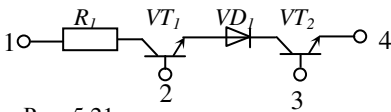


Рис. 5.21

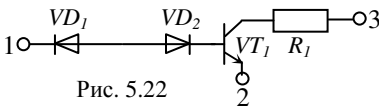


Рис. 5.22

ближенный эскиз топологии.

5.6. Начертить поперечный разрез (сечение) элементов полупроводниковой интегральной схемы, электрическая схема которой изображена на рисунке 5.23.

5.2. Составить приближенный эскиз топологии тонкопленочной гибридной микросборки на подложке размером 10мм×15мм в соответствии со схемой, представленной на рис. 5.20. Материал резисторов – кермет  $SiO-Cr$  с удельным поверхностным сопротивлением  $\rho_s=500\div 3000$  Ом/кв.кв.

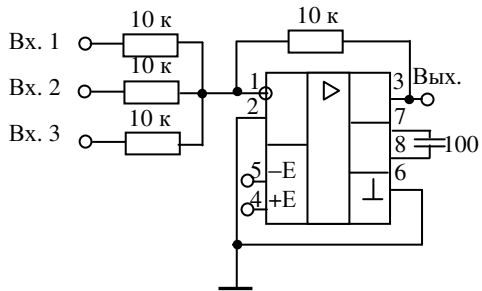


Рис. 5.20. Инвертирующий сумматор

речный разрез (сечение) элементов полупроводниковой интегральной схемы, электрическая схема которой изображена на рисунке 5.22. Использовать диодную изоляцию элементов схемы со скрытым  $n^+$ -слоем.

5.5. Для полупроводниковой интегральной схемы, электрическая схема которой изображена на рисунке 5.22, начертить приближенный эскиз топологии.

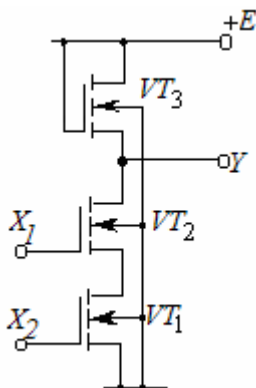


Рис. 5.23

5.7. Для полупроводниковой интегральной схемы, электрическая схема которой изображена на рисунке 5.23, начертить приближенный эскиз топологии.

5.8. Коэффициент формы резистора гибридной ИС равен  $K_f=8$ . Длина резистора 1,6 мм. Определить ширину резистивного слоя и удельное поверхностное сопротивление материала, если номинальное сопротивление резистора составляет 10 кОм.

5.9. Определить степень интеграции и плотность упаковки микросхемы, электрическая схема которой изображена на рис. 5.20, если используемая подложка имеет размер 10мм × 15мм.

## Тема 6. ЦИФРОВЫЕ ИНТЕГРАЛЬНЫЕ СХЕМЫ

Цифровыми интегральными схемами (ЦИС) называют микросхемы, работающие с цифровыми сигналами. Обычно используется двоичный код, т.е. сигнал может принимать одно из двух значений, условно называемых «0» и «1», но в некоторых системах используются восьмеричные и шестнадцатеричные системы счисления. Для того, чтобы перевести число из десятичной системы счисления, нужно разделить его на основание новой системы счисления (2, 8 или 16). Число в новой системе счисления записывается из остатков от деления, начиная с последнего. Если требуется перевести число из какой-либо системы счисления в десятичную, то пользуются записью чисел в виде полинома

$$A = a_m p^m + a_{m-1} p^{m-1} + \dots + a_2 p^2 + a_1 p^1 + a_0 p^0 + a_{-1} p^{-1} + a_{-2} p^{-2} + \dots, \quad (6.1)$$

где  $p$  – основание системы счисления,  $a$  – цифры числа.

Основная масса ЦИС построена на основе логических элементов, которые классифицируют, прежде всего, по выполняемым функциям. Все возможные логические функции любого числа логических переменных можно образовать с помощью трех операций: логического отрицания (инверсии, операции НЕ), логического сложения (дизъюнкции, операции ИЛИ) и логического умножения (конъюнкции, операции И).

**Операция НЕ** (инверсия) состоит в том, что входная переменная принимает на выходе инверсное значение. Суть логической операции удобно представлять в виде таблицы истинности, в которой  $X$  – входная величина,  $Y$  – выходная. Для операции НЕ таблица истинности

имеет вид, приведенный на рис. 6.1. В виде формулы операция НЕ записывается так:

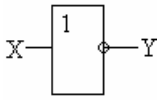


Рис. 6.1

X	Y
0	1
1	0

$$Y = \overline{X} . \quad (6.2)$$

Верхняя черта здесь обозначает отрицание и читается как «Y равно не X». Логический элемент НЕ имеет только один вход и один выход и

обозначается так, как показано на рис. 6.1.

**Операция И** (логическое умножение, конъюнкция):

$$Y = X_1 X_2 . \quad (6.3)$$

Таблица истинности и условное обозначение элемента 2И показаны на рис. 6.2.

Элемент И имеет не менее двух входов и один выход.

**Операция ИЛИ** (логическое сложение, дизъюнкция):

$$Y = X_1 + X_2 . \quad (6.4)$$

Таблица истинности и условное обозначение элемента 2ИЛИ показаны на рис. 6.3.

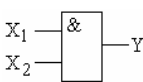


Рис. 6.2

X <sub>1</sub>	X <sub>2</sub>	Y
0	0	0
0	1	0
1	0	0
1	1	1

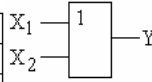


Рис. 6.3

X <sub>1</sub>	X <sub>2</sub>	Y
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	1

Логические элементы реализуют одну или несколько из перечисленных функций. Наибольшее распространение получили элементы И-НЕ и ИЛИ-НЕ.

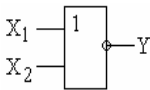


Рис. 6.4

X <sub>1</sub>	X <sub>2</sub>	Y
0	0	1
0	1	0
1	0	0
1	1	0

**Операция ИЛИ-НЕ:**

$$Y = \overline{X_1 + X_2} . \quad (6.5)$$

Таблица истинности и условное обозначение элемента 2ИЛИ-НЕ показаны на рис. 6.4.

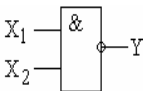


Рис. 6.5

X <sub>1</sub>	X <sub>2</sub>	Y
0	0	1
0	1	1
1	0	1
1	1	0

**Операция И-НЕ:**

$$Y = \overline{X_1 X_2} . \quad (6.6)$$

Таблица истинности и условное обозначение элемента 2И-НЕ показаны на рис. 6.5.

Операции ИЛИ-НЕ и И-НЕ являются логически полными: имея набор толь-

ко элементов И–НЕ либо ИЛИ–НЕ, можно выполнить любую логическую операцию. Для этого необходимо знать некоторые законы и правила алгебры логики, наиболее применимы из которых **правила де Моргана**:

$$\begin{aligned} \overline{\overline{x}} &= x, \\ \overline{x_1 + x_2} &= \overline{x_1} \cdot \overline{x_2}, \\ \overline{x_1 \cdot x_2} &= \overline{x_1} + \overline{x_2}. \end{aligned} \tag{6.7}$$

**Алгоритм разработки схем на определенных логических элементах (на примере реализации функции 2И на элементах 3И–НЕ)**

1) Записать логическое выражение для той операции, которую нужно реализовать, т.е. 2И:

$$Y = X_1 \cdot X_2.$$

2) Преобразовать логическое выражение в базис И–НЕ.

Пример: т.к. операция логического умножения в выражении присутствует и не достаёт операции инверсии, то по закону двойной инверсии

$$x = \overline{\overline{x}}, \text{ т.е. } Y = X_1 \cdot X_2 = \overline{\overline{X_1 \cdot X_2}}.$$

3) Пользуясь преобразованным выражением, определить количество микросхем, требуемое для построения электрической схемы. В рассмотренном примере таких микросхем будет две.

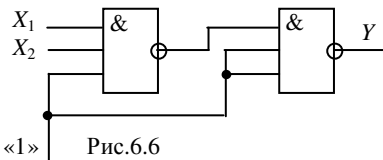


Рис.6.6

4) Изобразить схему, соответствующую выражению. Для рассмотренного примера она приведена на рис.6.6.

5) Составить таблицу истинности.

Иногда требуется разработать логическую схему для реализации частично определенной логической функции 3–х или 4–х аргументов.

Рассмотрим пример решения такой задачи для варианта «0» из таблицы 6.2. Символом «X» обозначено безразличное состояние устройства. Логическое выражение, описывающее работу логической схемы, представляет собой сумму минтермов:

$$F = \overline{A} \overline{B} \overline{C} D + \overline{A} B \overline{C} \overline{D} + \overline{A} B C D + A \overline{B} \overline{C} D + A \overline{B} C \overline{D}.$$

$X_2$	$X_1$	$Y$
0	0	0
0	1	0
1	0	0
1	1	1

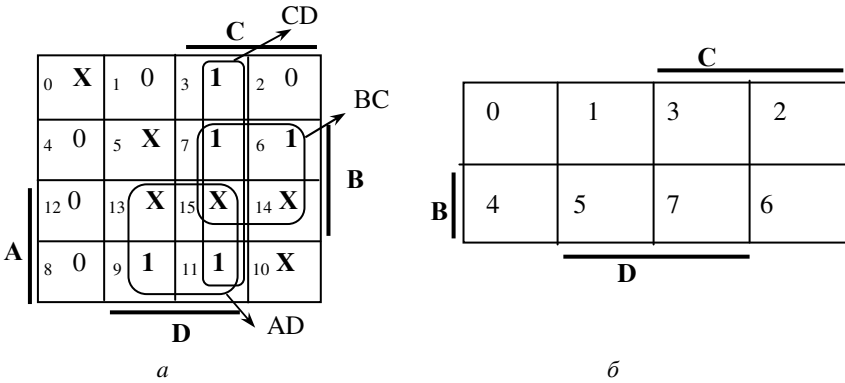


Рис. 6.7. Минимизация функции с помощью карт Карно ( $a$  – для 4-х аргументов,  $b$  – для 3-х аргументов)

Минимизируем полученное выражение с помощью карт Карно (рис.6.7) или диаграммы Вейча (рис.6.8). Заносим значения функции в клетки, соответствующие номеру состояния (номеру минтерма). Охватываем контурами **все клетки, которые содержат единицы**. Напомним, что объединять можно 2, 4, 8, 16 ячеек, которые могут быть расположены не только по соседству, но и на противоположных сторонах. Одна и та же **ячейка может входить в различные контуры**. Контур должен быть как можно больше, а число контуров должно быть минимально. В контур **нельзя включать ячейки, содержащие нули**.

В обоих случаях получаем:

$$F = AD + BC + CD$$

Преобразуем выражение в базис И–НЕ, пользуясь законами двойной инверсии и де Моргана.

$$F = AD + BC + CD = \overline{\overline{AD} + \overline{BC} + \overline{CD}} = \overline{\overline{AD} \cdot \overline{BC} \cdot \overline{CD}}$$

Электрическая схема, соответствующая полученному выражению, изображена на рис. 6.9. Она построена на элементах ЗИ–НЕ.

Можно воспользоваться для решения данной задачи программой **Multisim**. После запуска на панели Instruments (Инструменты) следует выбрать схематичное изображение прибора Logic Converter (Логический конвертор). Двойным щелчком по схематичному изображению конвер-

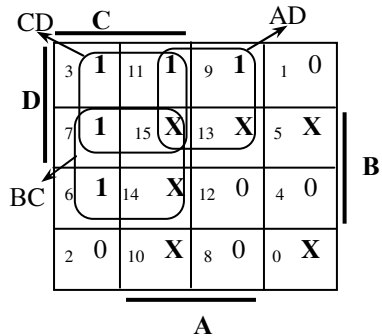


Рис. 6.8. Минимизация функции с помощью диаграмм Вейча

тора получить его детальное изображение (рис. 6.10).

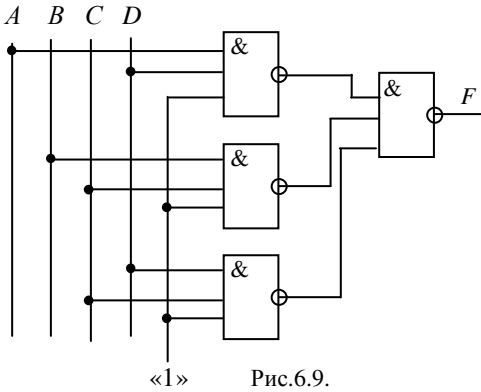


Рис.6.9.

$10|1 \rightarrow A|B$

по кнопке:

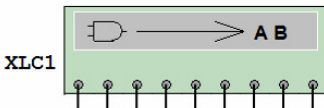
В рассматриваемом случае будет сформировано выражение:

$$A'B'CD + A'BCD' + A'BCD + AB'C'D + AB'CD$$

В этой записи инверсия обозначена символом «'».

Чтобы получить минимизированное описание таблицы следует сделать щелчок по кнопке:  $10|1 \xrightarrow{\text{simp}} A|B$ . В результате такого действия в данном случае будет получен результат:  $BC + AD + CD$ . Данное выражение идентично полученному ранее.

Программа **Multisim** автоматически построит электрическую схему на инверторах, дизъюнкторах, конъюнкторах, если включить кнопку



кнопку  $A|B \rightarrow$ . Если требуется построить схему на элементах И-НЕ, то следует включить кнопку

$A|B \rightarrow \text{NAND}$ .

Комбинационными цифровыми устройствами (КЦУ) называются логические микросхемы, реализующие однозначное соответствие выходных сигналов в некоторый момент времени значениям входных сигналов.

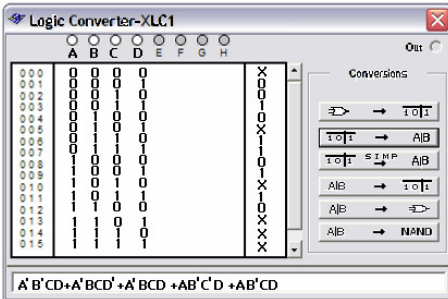


Рис. 6.10. Логический конвертер

С помощью выключателей  $A, B, C, D$  установить 16 значений аргументов двоичных переменных. В последнюю колонку занести соответствующее значение функции  $F$ . Выражение в совершенной дизъюнктивной нормальной форме получается щелчком

*Шифратор (coder, encoder)* – КЦУ, преобразующее активный сигнал на одном из входов  $D$  (десятичное число на клавиатуре) в двоичный код на выходах  $A$  (рис. 6.11а).

Число входов  $D$  (адресных шин) и выходов  $A$  связаны между собой соотношением:  $D = 2^A$ . Шины  $E0, GS$  являются управляющими. На рисунке изображено условное обозначение шифратора

Таблица 6.1

$D3$	$D2$	$D1$	$D0$	$A0$	$A1$
1	1	1	0	0	0
1	1	0	1	0	1
1	0	1	1	1	0
0	1	1	1	1	1

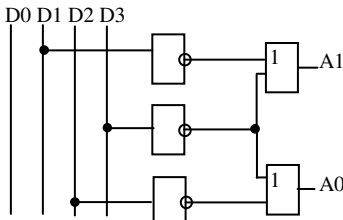


Рис. 6.12

«8 в 3», т.е. имеющего 8 входов и 3 выхода. Рассмотрим таблицу истинности (табл. 6.1) шифратора «4 в 2». Для выходов можно записать:

$$A0 = \overline{D2} + \overline{D3} \text{ и } A1 = \overline{D1} + \overline{D3}.$$

Принципиальная схема такого шифратора приведена на рисунке 6.12.

*Дешифратор (decoder)* – КЦУ,

на входы которого подаются двоичные коды, а активный сигнал появляется только на одном из выходов (рис. 6.11б).

Имеет  $n$  информационных входов (входные шины  $A, B, C$ ) и  $2^n$  выходов ( $Y0...Y7$ ).  $G1, G2A, G2B$  – управляющие шины, которые разрешают функционирование дешифратора или переводят его в пассивное состояние, т.е. на всех выходах устанавливается единица. Разрешающий вход дешифратора может быть прямым ( $G1=1$ ) и инверсным ( $G1=0$ ). Обычно входы управления используют для каскадирования (увеличения разрядности) дешифратора.

Уровни сигналов на выходах описываются выражениями:

$$Y0 = \overline{C} \overline{B} \overline{A}, Y1 = \overline{C} \overline{B} A, Y2 = \overline{C} B \overline{A},$$

$$Y3 = \overline{C} B A, Y4 = C \overline{B} \overline{A}, Y5 = C \overline{B} A, \quad (6.8)$$

$$Y6 = C B \overline{A}, Y7 = C B A.$$

*Демультимплексор* – логический коммутатор, подключающий входной сигнал к одному из выходов.

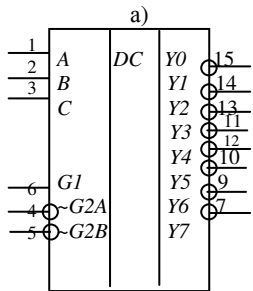
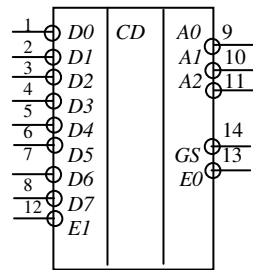


Рис. 6.11

Мультиплексор – КЦУ (рис.6.13), представляющий собой управляемый коммутатор, который подключает к выходу  $Y$  один из информационных входов ( $D0\dots D7$ ). Номер подключаемого входа равен числу (адресу), определяемому комбинацией логических уровней на управляющих входах  $A, B, C$ . Также мультиплексор имеет инверсный разрешающий вход  $\sim G$  и инверсный выход  $\sim W$ . Уровень сигнала на выходе описывается выражением:

$$Y = \left( \overline{C} \overline{B} \overline{A} D0 + \overline{C} \overline{B} A D1 + \overline{C} B \overline{A} D2 + \overline{C} B A D3 + \dots \right. \\ \left. C \overline{B} \overline{A} D4 + C \overline{B} A D5 + C B \overline{A} D6 + C B A D7 \right) \overline{G}. \quad (6.9)$$

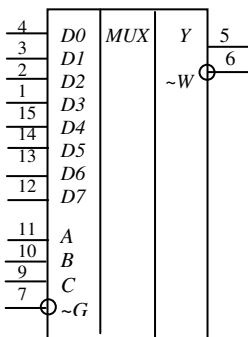


Рис. 6.13

В отличие от рассмотренных комбинационных логических схем, **триггеры** обладают памятью. Последующее состояние триггера  $Q^{n+1}$  определяется не только комбинацией входных сигналов, но и предыдущим состоянием  $Q^n$ .

По функциональным возможностям различают: триггеры с отдельной установкой нуля и единицы ( $RS$ -триггеры); триггеры задержки ( $D$ -триггеры); триггеры со счётным входом ( $T$ -триггеры); универсальные триггеры ( $JK$ -триггеры).

По способу приема информации различают: *асинхронные* триггеры, которые меняют своё состояние при изменении входных информационных сигналов; *синхронные* или тактируемые триггеры, которые меняют своё состояние в соответствии с входными сигналами, но только при поступлении синхроимпульса. Синхронные могут быть *статическими* (они управляются уровнями потенциалов) или *динамическими* (они реагируют на фронты синхроимпульсов (на перепады уровней)).

Условное обозначение  $RS$ -триггера показано на рис. 6.14. Вход  $S$  (set) – вход установки триггера в состояние единицы. Вход  $R$  (reset) – вход установки в состояние нуля. Триггер имеет два выхода – прямой  $Q$  и инверсный  $\overline{Q}$ . Работу триггера можно описать уравнением

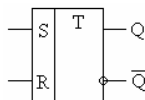


Рис. 6.14

$$Q^{n+1} = S + \overline{R} Q^n. \quad (6.10)$$



Комбинация  $S=R=1$  является **запрещенной**, так как приводит к неопределенности: триггер может случайно принимать любое из двух состояний.

У  $RST$ -триггера (рис. 6.15) имеется дополнительный вход  $C$ , на который подаются синхроимпульсы, при отсутствии которых ( $C=0$ ) триггер не реагирует на входные сигналы  $S$  и  $R$ , а срабатывает только при их поступлении. Состояние на выходе определяется выражением:

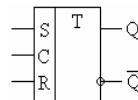


Рис. 6.15

$$Q^{n+1} = CS + \overline{RC} Q^n . \quad (6.11)$$

Условное обозначение  $D$ -триггера – триггера задержки показано на рис. 6.16. Сигнал на выходе повторяет сигнал на информационном входе  $D$ , но с задержкой до прихода синхроимпульса. Состояние на выходе определяется выражением:

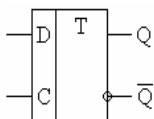


Рис. 6.16

$$Q^{n+1} = CD + \overline{C} Q^n \quad (6.12)$$

Условное обозначение универсального  $JK$ -триггера показано на рис. 6.17. Принцип работы соответствует выражению:

$$Q^{n+1} = J \overline{Q}^n + \overline{K} Q^n . \quad (6.13)$$

Этот триггер является двухтактным, срабатывает по **заднему фронту синхроимпульса**. При  $C=0$  триггер не реагирует на сигналы по входам  $J$  и  $K$  и сохраняет предыдущее состояние. При переходе синхроимпульса из 1 в 0 ( $C=1/0$ ) триггер работает как  $RS$ -триггер, но в отличие от него не имеет запрещенного состояния: при  $C=J=K=1/0$  происходит переключение, т.е. триггер инвертирует своё предыдущее состояние.

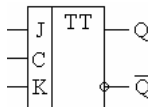


Рис. 6.17

### Задачи

6.1. Перевести числа, заданные двоичным кодом в десятичные.

а) 10101; б) 100001; в) 101,101.

6.2. Используя логические элементы 3 ИЛИ-НЕ, построить схему,

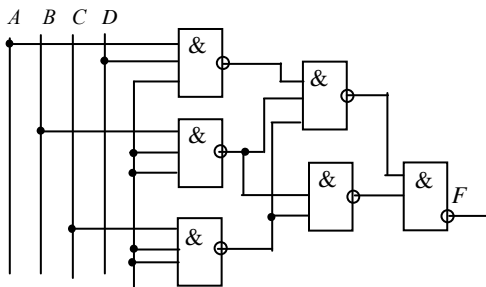


Рис.6.21.

которая выполняла бы операции: а) ЗИ; б) ЗИ–НЕ; в) ЗИЛИ; г) 4И. Привести таблицу истинности. Изобразить осциллограммы входных и выходных сигналов.

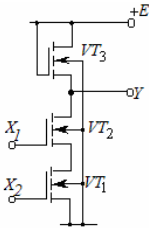


Рис. 6.18

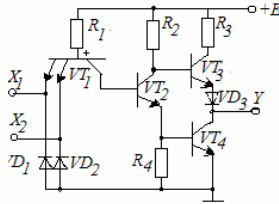


Рис. 6.19

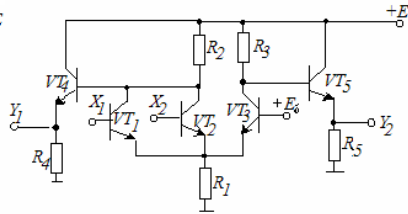


Рис. 6.20

6.3. Объяснить принцип действия логических элементов, изображенных на рис. 6.18, 6.19 и 6.20. Определить функции, которые выполняют схемы. Составить таблицы истинности.

6.4. Определить функцию, которую выполняет схема, изображенная на рис. 6.21.

Таблица 6.2.

Вар.	N				Значение F (варианты)						
	A	B	C	D	0	1	2	3	4	5	
0	0	0	0	0	X	X	0	0	X	1	
1	0	0	0	1	0	0	X	0	0	X	
2	0	0	1	0	0	1	1	0	X	0	
3	0	0	1	1	1	1	1	X	0	X	
4	0	1	0	0	0	0	X	X	1	0	
5	0	1	0	1	X	X	0	1	0	0	
6	0	1	1	0	1	1	0	X	0	X	
7	0	1	1	1	1	0	1	0	X	0	
8	1	0	0	0	0	X	1	X	X	1	
9	1	0	0	1	1	0	X	X	X	X	
10	1	0	1	0	X	X	1	1	1	1	
11	1	0	1	1	1	X	X	0	1	1	
12	1	1	0	0	0	1	0	X	1	X	
13	1	1	0	1	X	0	0	1	X	X	
14	1	1	1	0	X	1	X	1	1	0	
15	1	1	1	1	X	X	X	1	0	1	

ных переменных  $BCD$  задается числом  $N=2^2B+2^1C+2^0D$ . Минимизацию логической функции производить с помощью: 1) карт Карно; 2) диаграмм Вейча; 3) программы Multisim.

Таблица 6.3

Вариант	Функция
1	$F = \overline{B} \overline{A} + C \overline{B} + \overline{C} BA$
2	$F = \overline{C} \overline{A} + B$
3	$F = \overline{C} \overline{B} \overline{A} + BA + CB$
4	$F = C \overline{A} + \overline{B} A + \overline{C} A$
5	$F = C \overline{A} + \overline{B} C$

случае.

6.9. Разработать схему устройства, которое выдает логическую единицу, если сигналы на входах не равны ( $X_1 \neq X_2$ ), и выдает логический ноль в случае их равенства. Использовать элементы а) И–НЕ, б) ИЛИ–НЕ.

6.10. Разработать схему на основе базисного дешифратора и логических элементов, реализующую функцию  $F$ , заданную в таблице 6.3.

6.11. Разработать схему на основе мультиплексора  $8 \times 1$ , реализующую логическую функцию  $Y$ , заданную вариантами в таблице 6.4.

Таблица 6.4

Вариант	Функция
1	$Y = \overline{A} \overline{B} C + ACD + B \overline{C} D$
2	$Y = CD + AB$
3	$Y = \overline{C} \overline{D} + AC$
4	$Y = \overline{D} \overline{C} \overline{B} \overline{A} + CBA + D \overline{C} B$

временные диаграммы входных, выходных и промежуточных сигналов. Определить режимы работы и применения.

а) асинхронный  $RS$ –триггер; б) синхронный  $RST$ –триггер; в) универсальный  $JK$ –триггер; г)  $D$  – триггер задержки.

6.7. Разработать схему шифратора, который при подаче на входы  $D0$ ,  $D1$  и  $D2$  активного сигнала формирует на выходе буквы латинского алфавита ( $a, b, c$ ).

6.8. Разработать схему устройства, которое выдает логическую единицу, если сигналы на входах равны ( $X_1 = X_2$ ), и выдает логический ноль – в противоположном

случае.  $A, B, C$  – адресные входы мультиплексора,  $D$  – сигнал формируемый произвольным образом.

6.12. Изобразить электрическую схему заданного триггера, записать логическую формулу и составить таблицу истинности. Изобразить временные диаграммы входных, выходных и промежуточных сигналов.

## Тема 7. АНАЛОГОВЫЕ ИНТЕГРАЛЬНЫЕ СХЕМЫ

Номенклатура аналоговых ИС обширна и разнообразна. Наиболее распространенным типом многофункциональных аналоговых ИС является операционный усилитель (ОУ), предназначенный для выполнения различного рода операций над аналоговыми сигналами при работе в схемах с отрицательной обратной связью. ОУ имеет два входа и один выход. Входы называются «инвертирующий» и «неинвертирующий».

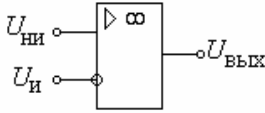
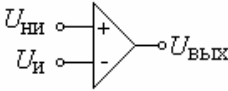


Рис. 7.1

Инвертирующий вход обозначается кружком или знаком минус (рис. 7.1). Название его говорит о том, что выходной сигнал противофазен сигналу, поданному на этот вход.

Входным напряжением ОУ будем считать разность потенциалов между входами:

$$U_{\text{вх}} = U_{\text{ни}} - U_{\text{и}}. \quad (7.1)$$

Основные свойства идеального операционного усилителя:

- выходное сопротивление равно нулю:

лю:  $R_{\text{вых}} = 0$ ;

- входное сопротивление – бесконечно:  $R_{\text{вх}} = \infty$ ,  $I_{\text{вх}} = 0$ ;
- коэффициент усиления бесконечно большой:

$$K = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{ни}} - U_{\text{и}}} = \infty. \quad (7.2)$$

Часто коэффициент усиления выражают в дБ.

**Коэффициент усиления по напряжению (по току):**

$$K_{U(I)} = \frac{U(I)_{\text{вых}}}{U(I)_{\text{вх}}}, \quad K_{U(I)}(\text{дБ}) = 20 \lg K_{U(I)}. \quad (7.3)$$

**Коэффициент усиления по мощности:**

$$K_P = \frac{P_{\text{вых}}}{P_{\text{вх}}}, \quad K_P(\text{дБ}) = 10 \lg K_P. \quad (7.4)$$

Для **многоступенчатых** усилителей коэффициенты усиления, выраженные в раз, перемножаются, а выраженные в дБ, складываются:

$$K = K_1 \cdot K_2 \cdot K_3 \cdot \dots \cdot K_n, \quad (7.5)$$

$$K(\text{дБ}) = K_1(\text{дБ}) + K_2(\text{дБ}) + \dots + K_n(\text{дБ}).$$

В реальном ОУ коэффициент усиления может достигать  $K = 10^4 \dots 10^6$ , входное сопротивление  $R_{\text{вх}} > 1$  МОм, **коэффициент подавления синфазного сигнала:**

$$K_{\text{П}} = 20 \lg \frac{K}{K_{\text{с}}} > 60 \text{ дБ}. \quad (7.6)$$

Здесь  $K$  – коэффициент усиления дифференциального (противофазного сигнала), а  $K_{\text{с}}$  – коэффициент усиления синфазного сигнала.

Параметры операционного усилителя позволяют построить на его основе множество схем, выполняющих различные операции (суммирование, вычитание, логарифмирование, дифференцирование, интегрирование и пр.).

Далее будут рассмотрены некоторые схемы на основе ОУ.

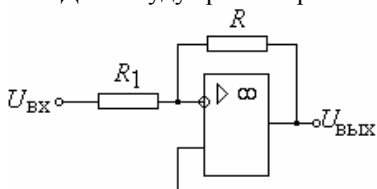


Рис. 7.2

**Инвертирующий усилитель** (рис. 7.2) осуществляет усиление аналоговых сигналов с поворотом фазы на  $180^0$ . Коэффициент усиления определяется внешними резисторами  $R$  и  $R_1$

$$U_{\text{ВЫХ}} \cong -U_{\text{ВХ}} K_U = -U_{\text{ВХ}} \frac{R}{R_1} \quad (7.7)$$

**Неинвертирующий усилитель** (рис. 7.3) осуществляет усиление электрических сигналов без инверсии фазы. Сигнал подается на неинвертирующий вход, а напряжение обратной связи на инвертирующий. Коэффициент усиления по напряжению определяется формулой

$$K_U = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}} = 1 + \frac{R}{R_1}. \quad (7.8)$$

Если в этой схеме сделать  $R = 0$ ,  $R_1 = \infty$ , получится повторитель с  $K_U = 1$ .

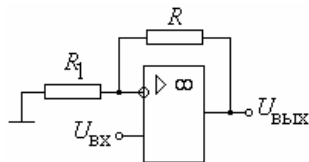


Рис. 7.3

**Сумматор неинвертирующий** (рис. 7.4). Выходное напряжение пропорционально сумме входных напряжений:

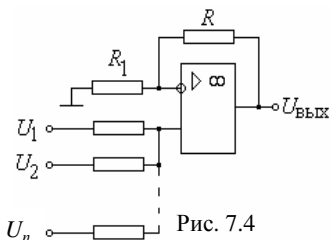


Рис. 7.4

$$U_{\text{ВЫХ}} = \frac{(U_1 + U_2 + U_n) \left(1 + \frac{R}{R_1}\right)}{n}. \quad (7.9)$$

Подбором сопротивлений  $R$  и  $R_1$

можно получить сумму  $U_{\text{ВЫХ}} = \sum_{i=1}^n U_i$ , а

при неравных входных сопротивлениях – взвешенную сумму.

**Сумматор инвертирующий** (рис. 7.5) осуществляет взвешенное суммирование аналоговых сигналов с поворотом фазы на  $180^0$ :

$$U_{\text{ВЫХ}} = -R \sum_{i=1}^n \frac{U_i}{R_i}. \quad (7.10)$$

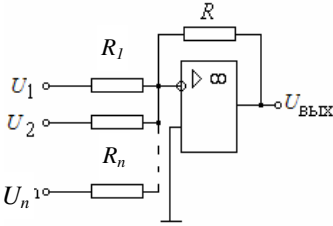


Рис. 7.5

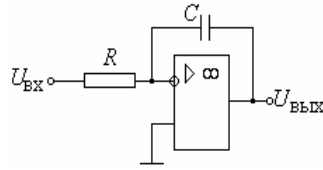


Рис. 7.6

**Интегрирующий усилитель** (рис. 7.6) получим, включая конденсатор в цепь обратной связи. Выходное напряжение будет пропорционально интегралу от входного напряжения:

$$U_{\text{ВЫХ}} = -\frac{1}{RC} \int U_{\text{ВХ}} dt. \quad (7.11)$$

Применяют для генерирования линейно изменяющегося напряжения.

**Дифференцирующий усилитель** (рис. 7.7) получим, включая конденсатор на входе, а в цепи обратной связи – резистор. Тогда выходное напряжение будет пропорционально производной от входного напряжения:

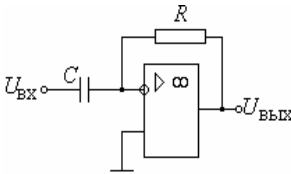


Рис.7.7

$$U_{\text{ВЫХ}} = -RC \frac{dU_{\text{ВХ}}}{dt}. \quad (7.12)$$

Рассмотрим случай, когда на вход дифференциатора подается сигнал трапецидальной формы (рис. 7.8) с амплитудой  $U_m = 0,1$  В, длительностью (определяется по уровню  $0,5U_m$ )  $T/2 = 50$  мкс и временем нарастания (спада) импульса  $\tau = 0,5$  мкс.

Параметры схемы:  $R = 10$  кОм,  $C = 20$  пФ. Требуется определить форму и параметры выходного сигнала при заданном входном; изобразить в масштабе графики входного и выходного напряжений в зависимости от времени.

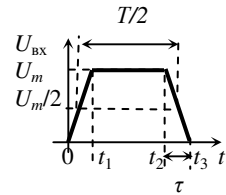


Рис.7.8

Из рисунка видно, что входное напряжение можно записать в виде:

$$U_{\text{ВХ}} = \begin{cases} \frac{U_m}{\tau} t, & \text{при } 0 < t < t_1; \\ U_m, & \text{при } t_1 < t < t_2; \\ \frac{U_m}{\tau} (t_3 - t), & \text{при } t_2 < t < t_3, \end{cases} \quad (7.12)$$

где  $\frac{U_m}{\tau}t$ ,  $\frac{U_m}{\tau}(t_3 - t)$ , — уравнения прямых. Тогда производная на первом отрезке времени (т.е. во время переднего фронта импульса) равна:  $\frac{d}{dt}\left(\frac{U_m}{\tau}t\right) = \frac{U_m}{\tau}$ . В соответствии с (7.12) выходное напряжение на этом отрезке времени

$$U_{\text{вых}} = -RC \frac{dU_{\text{вх}}}{dt} = -RC \frac{U_m}{\tau} = -10 \text{ кОм} \cdot 20 \text{ пФ} \cdot 0,1 \text{ В} / 0,5 \text{ мкс} = -0,04 \text{ В}.$$

Во время заднего фронта напряжение на выходе будет таким же, но в другой полярности, а в промежутке  $t_1 < t < t_2$  входное напряжение постоянно и производная равна нулю, т.е.

$$U_{\text{вых}} = \begin{cases} -RC \frac{U_m}{\tau} = -0,04 \text{ В}, & \text{при } 0 < t < t_1; \\ 0, & \text{при } t_1 < t < t_2; \\ RC \frac{U_m}{\tau} = +0,04 \text{ В}, & \text{при } t_2 < t < t_3. \end{cases}$$

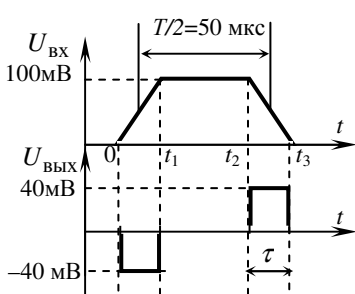


Рис. 7.9

Найденное значение выходного напряжения действительно для частоты входного сигнала

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{2} \cdot 50 \text{ мкс} = 10 \text{ кГц}.$$

Форма выходного напряжения будет иметь вид, показанный на рисунке 7.9.

### Задачи

7.1. Определить и изобразить в масштабе форму сигнала на выходе, если сигнал  $U_{\text{вх}} = U_m \sin \omega t$  подается на вход

- интегратора;
- дифференциатора;
- инвертирующего усилителя;
- неинвертирующего усилителя.

7.2. Определить и изобразить в масштабе форму сигнала на выходе, если подается сигнал  $U_{\text{вх}} = U_m \cos \omega t$  на вход

- интегратора;
- дифференциатора;

- в) инвертирующего усилителя;
- г) неинвертирующего усилителя.

7.3. В схеме, изображенной на рис. 7.2, сопротивления резисторов  $R = 100$  кОм и  $R_1 = 1$  кОм, напряжение на выходе  $U_{\text{вых}} = 0,01$  В. Определить входное напряжение  $U_{\text{вх}}$ , мВ.

7.4. На вход дифференциатора подается сигнал треугольной формы с частотой  $f = 1000$  Гц, амплитудой  $U_{m \text{ вх}} = 10$  мВ (время спада и время нарастания импульса равны  $\tau_{\text{сп}} = \tau_{\text{нар}} = \tau$ ). Сопротивление резистора  $R = 1$  МОм, ёмкость конденсатора  $C = 0,4$  мкФ. Определить величину и форму сигнала на выходе и изобразить графически в соответствующем масштабе.

7.5. На вход дифференциатора подается синусоидальный сигнал с частотой  $f = 20$  Гц и амплитудой  $U_{m \text{ вх}} = 1$  В. Сопротивление резистора  $R = 0,1$  МОм, ёмкость конденсатора  $C = 0,2$  мкФ. Определить величину и форму сигнала на выходе и изобразить графически в соответствующем масштабе.

7.6. В схеме, изображенной на рис.7.5, сопротивление резисторов  $R_1 = R_2 = R = 0,5$  кОм ( $n = 2$ ). На входы поданы постоянные напряжения  $U_1 = U_2 = 40$  мВ. Найти выходное напряжение  $U_{\text{вых}}$ .

7.7. На вход интегратора подается сигнал синусоидальной формы с частотой  $f = 300$  Гц и амплитудой  $U_{m \text{ вх}} = 0,1$  В, сопротивление резистора  $R = 0,1$ МОм, ёмкость конденсатора  $C = 0,2$  нФ. Определить величину и форму сигнала на выходе и изобразить графически в соответствующем масштабе.

7.8. На вход интегратора подается сигнал косинусоидальной формы с частотой  $f = 40$  Гц и амплитудой  $U_{m \text{ вх}} = 0,005$  В. Сопротивление резистора  $R = 2$  кОм, ёмкость конденсатора  $C = 5$  нФ. Определить величину и форму сигнала на выходе и изобразить графически в соответствующем масштабе.

7.9. На вход дифференциатора подается косинусоидальный сигнал с частотой  $f = 40$  Гц и амплитудой  $U_{m \text{ вх}} = 0,2$  В. Сопротивление резистора  $R = 2$  кОм, ёмкость конденсатора  $C = 5$  мкФ. Определить величину и форму сигнала на выходе и изобразить графически в соответствующем масштабе.

7.10. На вход интегратора подается сигнал прямоугольной формы с амплитудой  $U_{m \text{ вх}} = 0,01$  В,  $t_0 = 0$ . Длительность полупериода  $T/2 = 3$  мс, сопротивление резистора  $R = 1$  кОм, ёмкость конденсатора  $C = 1$  нФ. Определить величину и форму сигнала на выходе и изобразить графически в соответствующем масштабе.



7.11. В схеме, изображенной на рис. 7.4,  $R_1 = R_i = 10$  кОм ( $n = 3$ ),  $R = 5$  кОм. На входах поданы постоянные напряжения  $U_1 = 20$  мВ,  $U_2 = U_3 = 10$  мВ. Найти выходное напряжение  $U_{\text{вых}}$ .

7.12. На вход дифференциатора подаются прямоугольные импульсы с амплитудой  $U_{m \text{ вх}} = 0,05$  В и временем нарастания (спада) импульса  $\tau = 0,5$  мс. Сопротивление резистора  $R = 1$  кОм, ёмкость конденсатора  $C = 0,1$  мкФ. Определить величину и форму сигнала на выходе и изобразить графически в соответствующем масштабе.

7.13. На вход интегратора подается последовательность отрицательных треугольных импульсов с частотой  $f = 50$  Гц и амплитудой сигнала  $U_{m \text{ вх}} = 0,5$  В (время спада и время нарастания импульса равны  $\tau_{\text{сп}} = \tau_{\text{нар}} = \tau$ ). Сопротивление резистора  $R = 2$  МОм, ёмкость конденсатора  $C = 1,2$  нФ. Определить величину и форму сигнала на выходе и изобразить графически в соответствующем масштабе.

7.14. Определить коэффициент усиления по мощности  $K_P$  усилителя в децибелах, если его коэффициент по напряжению  $K_U = 20$ , по току  $K_I = 5$ .

7.15. Определить коэффициент усиления по напряжению двухкаскадного усилителя, если выходное напряжение первого и второго каскадов соответственно равны 0,2 В и 4 В, а напряжение источника входного сигнала – 0,01 В.

7.16. Усилитель состоит из двух каскадов. Коэффициент усиления первого каскада  $K_{U1} = 10$  дБ, второго  $K_{U1} = 20$  дБ. Определить общий коэффициент усиления.

7.17. Коэффициент усиления по напряжению усилителя  $K_U$  равен 100. Определить коэффициент усиления в логарифмических единицах – децибелах.

7.18. Коэффициент усиления по мощности усилителя  $K_P$  равен 1000. Определить коэффициент усиления в логарифмических единицах – децибелах.

7.19. Усилитель состоит из двух каскадов. Коэффициент усиления первого каскада  $K_{U1} = 50$ , второго  $K_{U2} = 20$ . Определить общий коэффициент усиления.

## СПИСОК ВОПРОСОВ ДЛЯ ПОДГОТОВКИ К ЭКЗАМЕНУ

1. Принципы маркировки отечественных и зарубежных полупроводниковых приборов.
2. Выпрямительные диоды на основе  $p-n$ -перехода.
3. Выпрямительные диоды Шоттки.
4. Импульсные диоды.
5. Графоаналитический расчет параметров диодов.
6. Варикапы.
7. Стабилитроны и стабисторы.
8. Обратные диоды и туннельные диоды.
9. Светодиоды. Индикаторы на светодиодах.
10. Инфракрасные диоды.
11. Диодные тиристоры.
12. Триодные тиристоры.
13. Симисторы.
14. Виды биполярных транзисторов (БТ). Режимы работы. Схемы включения.
15. Структура и принцип действия БТ в активном режиме работы.
16. Графоаналитический расчет дифференциальных параметров БТ.
17. Включение БТ по схеме с общим эмиттером. Статические характеристики. Коэффициент усиления и пр. параметры. Применение.
18. Включение БТ по схеме с общей базой. Статические характеристики. Коэффициент усиления и пр. параметры. Применение.
19. Малосигнальные низкочастотные линейные модели БТ: физические ( $\Pi$ -образные и  $T$ -образные) и в виде активных четырехполюсников. Их параметры и связь с данными, приводимыми в справочниках.
20. Работа БТ в усилительном режиме.
21. Работа БТ в ключевом режиме. Переходные процессы. Импульсные параметры.
22. Частотные свойства биполярного транзистора. Причины, ухудшающие усилительные свойства прибора на высоких частотах. Граничная и предельная частоты.
23. Полевые транзисторы (ПТ): характеристики, параметры, модели.
24. Устройство и принцип действия ПТ с управляющим  $p-n$ -переходом. Физические параметры (сопротивление канала, напряжение отсечки, крутизна стоко-затворной характеристики) и их зависимости от температуры. Статические характеристики в схеме с общим истоком.

25. Устройство и принцип действия МДП–транзистора со встроенным каналом. Физические параметры (сопротивление канала, крутизна стоко–затворной характеристики) и их зависимости от температуры. Статические характеристики в схеме с общим истоком.

26. Устройство и принцип действия МДП–транзистора с индуцированным каналом. Физические параметры (сопротивление канала, крутизна стоко–затворной характеристики) и их зависимости от температуры. Статические характеристики в схеме с общим истоком.

27. Классификация интегральных схем (ИС) по конструктивно–технологическому исполнению, по степени интеграции и по функциональному назначению. Краткая характеристика каждого типа.

28. Базовые физико–химические процессы создания полупроводниковых микроэлектронных структур: литография, эпитаксия, легирование, травление и т.д.

29. Базовые физико–химические процессы создания гибридных микроэлектронных структур: литография, напыление и т.д.

30. Способы изоляции элементов в полупроводниковых ИС.

31. Активные элементы полупроводниковых ИС на биполярных транзисторах. Формирование структур.

32. Активные элементы полупроводниковых ИС на МДП–транзисторах. Формирование структур.

33. Активные элементы полупроводниковых ИС: многоэмиттерный транзистор, многоколлекторный транзистор, транзистор с барьером Шоттки.

34. Диодное включение транзисторов.

35. Пассивные элементы (резисторы и конденсаторы) полупроводниковых ИС на биполярных транзисторах. Формирование структур.

36. Гибридные интегральные микросхемы. Методы получения толстых и тонких пленок.

37. Особенности схемотехники аналоговых электронных устройств, изготавливаемых по интегральной технологии

38. Понятие о дифференциальном каскаде. Принцип действия. Параметры. Применение.

39. Структурная схема операционного усилителя (ОУ). Входной и выходной каскады. Требования к ОУ.

40. Операционный усилитель. Особенности включения. Назначение. Основные характеристики и параметры.

41. Инвертор как основа цифровых интегральных микросхем.

42. Основные виды цифровых ИС. Транзисторные ключи на биполярных и полевых транзисторах. Сравнительный анализ логических элементов.

43. Принцип действия логических элементов диодно-транзисторной (ДТЛ) и транзисторно-транзисторной логики (ТТЛ).
44. Принцип действия логических элементов эмиттерно-связанной логики (ЭСЛ).
45. Принцип действия логических элементов на МДП- и КМОП-транзисторах.
46. Триггеры.
47. Оптроны.
48. Фотоприемники.
49. Приборы с зарядовой связью.
50. Перспективные направления развития электроники.

### **Некоторые физические и математические постоянные**

Абсолютное значение заряда электрона	$e = 1,602 \cdot 10^{-19}$ Кл
Постоянная Планка	$h = 6,626 \cdot 10^{-34}$ Дж·с
Постоянная Больцмана	$k = 1,381 \cdot 10^{-23}$ Дж/К
Электрическая постоянная	$\epsilon_0 = 8,854 \cdot 10^{-12}$ Ф/м
Число $\pi$	$\pi = 3,1415926$
Масса покоя электрона	$m_0 = 9,109534 \cdot 10^{-31}$ кг

### **СПИСОК РЕКОМЕНДОВАННОЙ ЛИТЕРАТУРЫ**

#### **Основная:**

1. Пасынков В. В., Чиркин Л. К. Полупроводниковые приборы. Учебник для вузов. – СПб.: Издательство «Лань», 2009. – 480 с.
2. Петров К. С. Радиоматериалы, радиокомпоненты и электроника. Учебное пособие. – СПб.: Питер, 2006. – 511 с.
3. Степаненко И. П. Основы микроэлектроники. Учеб. пособие. – М.: ЛБЗ, 2009. – 488 с.

#### **Дополнительная:**

4. Шука А. А. Электроника. Учебное пособие. СПб.: БХВ-Петербург, 2005. – 800 с.
5. Батушев В. А. Электронные приборы. Учебник для вузов. – М.: Высшая школа, 1980. – 383 с.
6. Электронные приборы. В. Н. Дулин, Н. А. Аваев, В. П. Дёмин и др./ Под ред. Г. Г. Шишкина. – М.: Энергоатомиздат, 1989. – 496 с.